



Universidade de Aveiro

Ano 2018

Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e
Informática

Edgar Alexandre Soares Gonçalves Sistema de Radar Através de Paredes

Radar Through Wall System

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor João Nuno Pimentel da Silva Matos, Professor Associado e do Doutor José Manuel Neto Vieira, Professor Auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

o júri

Presidente de Mesa

Professor Doutor Adão Silva
professor auxiliar da Universidade de Aveiro

Vogais

Professor Doutor Rafael Caldeirinha (arguente externo)
professor do Politécnico de Leiria

Professor Doutor José Manuel Neto Vieira
professor auxiliar da Universidade de Aveiro

agradecimentos

Gostava de agradecer à minha família por me dar a oportunidade de seguir todos estes anos de estudo nesta instituição de ensino e à minha namorada por servir sempre de apoio em qualquer circunstância.

Agradeço aos meus orientadores, ao Prof. Doutor João Matos por estar sempre prestável a qualquer questão e por proporcionar quaisquer meios necessários ao desenvolvimento do trabalho e ao Prof. Doutor José Vieira pela sua paciência em rever e explicar todos os conceitos necessários e incansável em arranjar sempre uma solução para qualquer problema encontrado. Todo o acompanhamento foi essencial no desenvolvimento desta dissertação.

Quero também agradecer aos meus colegas de trabalho neste tema, Carolina Gouveia, Diogo Matos, Daniel Malafaia e Amélia Ramos pelos conhecimentos partilhados e pela ajuda prestada ao longo de várias fases do trabalho. Agradeço também aos restantes amigos com quem partilhei este percurso e que de uma forma ou de outra também fizeram a sua contribuição.

Por fim realço o apoio financeiro por parte do Instituto de Telecomunicações de Aveiro, que suportou este projeto na sua integridade, sendo este trabalho desenvolvido no âmbito do Projeto RETIOT, POCI-01-0145-FEDER-016432

palavras-chave

Radio definido por software, radar, processamento digital de sinal, doppler, chirp

resumo

Esta dissertação descreve o trabalho desenvolvido para implementar um sistema de radar não intrusivo que tem como principal objetivo detetar a presença de indivíduos em movimento no interior de um compartimento. A primeira versão do radar é do tipo mono-estático e usa como sinal uma sinusóide transmitida de forma contínua. O radar deteta as variações de amplitude e fase da sinusóide recebida causadas pelos movimentos de uma pessoa do outro lado da parede. Com base neste radar foi desenvolvido um algoritmo para deteção de várias dinâmicas do movimento humano. De modo a alargar a capacidade de deteção do movimento e a contornar a atenuação dupla causada pela parede no radar mono-estático, foi desenvolvido um radar distribuído constituído por vários módulos independentes que operam cooperativamente. Esta arquitetura apresentou novos desafios, o que levou ao uso de chirps como sinal de teste. Ambas as versões do radar foram implementadas numa plataforma de SDR e testadas com sinais reais.

keywords

RADAR, Software Defined Radio, Digital Signal Processing, doppler, chirp

abstract

This thesis describes the work developed to implement a non-intrusive radar system with main objective of detecting the presence of moving individuals inside a compartment.

The first version of the radar is of the monostatic type that uses a sinusoid transmitted continuously. The radar detects the amplitude and phase variations of the received sinusoid caused by the movements of a person on the other side of the wall. Based on this radar, an algorithm was developed to detect several dynamics of human movement.

In order to extend the motion detection capability and to circumvent the double attenuation caused by the wall in the mono-static radar, a distributed radar has been developed, consisting of several independent modules that operate cooperatively. This architecture presented new challenges, which led to the use of chirps as a test signal.

Both versions of the radar were implemented on an SDR platform and tested with real signals.

Índice

Índice.....	xi
1. Introdução.....	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objetivos.....	1
1.3 Organização	2
2. Estado da arte	3
2.1 Curta história e tecnologia de radar	3
2.2 Conceitos relevantes de sinal de radar	3
2.2.1 Efeito de doppler	3
2.2.2 Filtro ótimo.....	5
2.2.3 Auto correlação e correlação cruzada.....	6
2.2.4 Função de Ambiguidade.....	7
2.3 Tipologias adequadas para usar em interiores	8
2.3.1 Radar monostático.....	8
2.3.2 Radar multistático	9
3. Radar monostático.....	11
3.1 Introdução.....	11
3.2 Modelo.....	14
3.2.1 Sistema	15
3.2.2 Canal	16
3.3 Detecção de variações no canal	19
3.3.1 Algoritmo de detecção	22
3.3.2 Influência do ruído no sistema	26

3.4	Deteção multi-escala.....	27
3.4.1	Dinâmica de um ser humano	27
3.4.2	Banco de filtros multi-escala.....	28
4.	Radar Multistático	31
4.1	Motivação para a expansão.....	31
4.2	Desafios do radar multistático	33
4.2.1	Sincronismo.....	34
4.2.2	Distorção	36
4.3	Radar com Chirp.....	40
4.3.1	Modelo do sistema multistático.....	41
4.3.2	Radar com Chirp multistático.....	42
4.3.3	Teste de implementação em laboratório.....	50
5.	Conclusões.....	55
5.1	Conclusões	55
5.2	Trabalho Futuro	55
6.	Anexos.....	57
Anexo 1	59
	Poster para Students @ deti	59
Anexo 2	61
	Teste e deteção do movimento rápido da mão.....	61
Anexo 3	65
	Implementação de uma cascata de filtros multi-escala para deteção de várias velocidades de movimento.....	65
	Create Signals.....	65
	First Stage Decimation by 5000 and 2nd Order Differentiator	65
	First order differentiator Filter Generation for further use	66
	Cascade implementation for filters	66
Anexo 4	69
	Representação da função de ambiguidade de uma senoide	69
	Generation of signal.....	69

A(t,v) Ambiguity function	70
Representação da função de ambiguidade de um chirp	71
Generation of chirp	72
A(t,v) Ambiguity function	73
7. Referências bibliográficas	75

Tabela de Figuras	
Figura 1 - Ilustração do efeito de doppler.....	4
Figura 2 - filtro ótimo aplicado no sinal recebido $s(t_0)$ após ser sujeito a ruído branco gaussiano de densidade espectral $N_0/2$	5
Figura 3 - Exemplo de uma função de ambiguidade de um pulso sinusoidal de frequência constante.	8
Figura 4 - Exemplo de um radar monostático implementado na prática.	9
Figura 5 - À esquerda um SDR com transceiver de rádio Novelda [6] com as duas antenas, à direita um esquema a representar o funcionamento do módulo de radar.....	10
Figura 6 - Demonstração do funcionamento do radar para mapeamento de um alvo na área de cobertura do radar.....	10
Figura 7 – Sistema constituído por um indivíduo a verde do lado esquerdo no interior de um compartimento e um radar monostático no exterior composto pelo SDR e as duas antenas: uma emissora TX e uma recetora RX.....	11
Figura 8 - Atenuação das antenas por diferentes revestimentos em função da frequência, da esquerda para a direita: madeira, um tijolo de espessura, dois tijolos de espessura.	12
Figura 9 - Antena patch desenhada para operar a 1.5GHz.....	13
Figura 10 - Diagrama de radiação da antena patch de 1.5GHz.....	13
Figura 11 - Foto de duas antenas patch de 1.5GHz, posicionadas lado a lado.	13
Figura 12 - USRP b200mini-i.....	14
Figura 13 - Representação simplificada do sistema com os sinais e as reflexões nomeados.....	15
Figura 14 - Modelo do canal representado por diagrama de sistema de comunicação.	16
Figura 15 - Reflexões e atrasos.....	17
Figura 16 - Modelo do sistema em banda base.....	18
Figura 17 – À esquerda: representação complexa de um dos sinais; à direita soma das componentes r_{nt} que originam o sinal rt	19
Figura 18 - Realce na variação do vetor $r4t$	20
Figura 19 - Cenário simplificado do radar monostático com indivíduo em movimento, em dois momentos diferentes.....	20
Figura 20 - Representação do sinal correspondente à reflexão do indivíduo em dois momentos diferentes.	22
Figura 21 - detetor aplicado num sinal amostrado a 1MS/s com decimador para 200 S/s e diferenciador de primeira ordem representado pelos blocos dentro do tracejado cinza.	23
Figura 22 - Resultado dos três detetores aplicados no sinal correspondente ao movimento de uma mão: gráfico do topo representa todas as amostras e o gráfico do fundo ampliado apenas em 1000 amostras.	24
Figura 23 - Ampliação do gráfico da figura anterior de forma a demonstrar máximos pelos três diferenciadores diferentes.....	25

Figura 24 - Filtro diferenciador de segunda ordem, para simplificar será representado pelo bloco da direita.....	25
Figura 25 - Vetor de um sinal refletido com influência do ruído representado por uma mancha em cor salmão.	26
Figura 26 - Cascata de Detetores para cobrir várias gamas de movimentos.....	28
Figura 27 - Saídas dos vários filtros representados no diagrama da Figura 26.....	29
Figura 28 - Representação da limitação do alcance do radar monostático.	31
Figura 29 - Modelo do cenário de implementação do radar multistático.	32
Figura 30 - Pente de 5 sinusoides, com a primeira de frequência 5kHz e separadas na frequência de 15kHz entre elas. Frequência de amostragem de 100kHz.	33
Figura 31 - Diagrama de blocos funcional do front-end de rádio AD9364, com realce na modulação pelo oscilador local.....	34
Figura 32 - Distribuição no espectro de um sinal recebido por um SDR, gráfico gerado no GNURadio Companion.	35
Figura 33 - Distorção harmónica do USRPb200mini-i de uma senoide de frequência intermédia 30kHz.	37
Figura 34 - Expansão do último gráfico da figura anterior.....	38
Figura 35 - Pente de 5 sinusoides, com a primeira de frequência 5kHz e separadas na frequência de 15kHz entre elas, com distorção causada por saturação do sinal. Frequência de amostragem de 1MHz.	39
Figura 36 - Pente de 5 sinusoides, com a primeira de frequência 5kHz e separadas na frequência de 15kHz entre elas, com distorção causada por saturação do sinal e um desvio de frequência aleatório com um máximo de 6kHz. Frequência de amostragem de 1MHz.....	40
Figura 37 - Modelo considerado para prova de conceito.....	41
Figura 38 - Modelo da prova de conceito do sistema distribuído/multistático	41
Figura 39 - Senoide de 5kHz pulsada durante 10ms.....	42
Figura 40 - Função de ambiguidade de uma senoide pulsada durante 10 ms, a uma frequência de 5kHz	43
Figura 41 - Função de ambiguidade da figura 26, vista dos eixos do tempo e da frequência.....	43
Figura 42 - Exemplo de um chirp linear de largura de banda 10kHz - entre 0 e 10kHz - pulsado durante 10ms	44
Figura 43 - Exemplo de um chirp linear de largura de banda 10kHz - entre -5kHz e 5kHz - pulsado durante 10ms	44
Figura 44 - Função de ambiguidade de um chirp de largura de banda de 10kHz, pulsado durante 10 ms	45
Figura 45 - Função de ambiguidade da figura 30, vista dos eixos do tempo e da frequência.....	45
Figura 46 – Auto-correlação de um chirp gerado em MATLAB no gráfico do fundo, sinais a correlacionar nos gráficos do topo.....	46
Figura 47 - Correlação cruzada entre dois chirps diferentes no fundo, representação dos chirps diferentes a correlacionar no topo	47

Figura 48 - Correlação cruzada entre chirps diferentes vs auto-correlação do chirp com largura de banda de 5kHz e Frequência de amostragem de 16kHz	47
Figura 49 - Diferença das amplitudes dos picos das correlações da Figura 46, com o aumento de largura de frequência de chirping	48
Figura 50 - Correlação cruzada entre chirps diferentes vs auto-correlação do chirp com largura de banda de 80kHz e Frequência de amostragem de 320kHz	49
Figura 51 - Diferença das amplitudes dos picos das correlações, com o aumento de tempo de chirping	49
Figura 52 - Representação da disposição das antenas em dois pontos de vista diferentes, emissoras do lado esquerdo e recetora do lado direito	50
Figura 53 - Implementação no GNURadio do recetor com os filtros ótimos	51
Figura 54 - Saída dos filtros ótimos armazenada durante aproximadamente 30 segundos	52
Figura 55 - Figura 51 ampliada entre os 15 e os 20 segundos e na amplitude no sinal do fundo ...	53

Lista de Acrónimos

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
dB	<i>decibel</i>
dBm.....	<i>decibel milliwatt</i>
DC	<i>Direct Current</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
Hz	<i>Hertz</i>
IF	<i>Intermediate Frequency</i>
IQ	<i>In-Phase and Quadrature</i>
kHz	<i>Kilo Hertz</i>
MATLAB	<i>MATrix LABoratory</i>
MS.....	<i>Mega Samples</i>
NF	<i>Noise Figure</i>
NL.....	<i>Não Linear</i>
Radar	<i>Radio Detection and Ranging</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
RX.....	<i>Recetor</i>
SDR.....	<i>Software Defined Radio</i>
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
SNR.....	<i>Signal to Noise Ratio</i>
TX	<i>Transmissor</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
USRP	<i>Universal Software Radio Peripheral</i>
UWB	<i>Ultra Wide Band</i>

1. Introdução

1.1 *Motivação*

A principal aplicação de sistemas de radar sempre foi a deteção de objectos e medição da sua velocidade. Até ao final do século passado, a utilização dos radares estava confinada às aplicações militares e algumas aplicações civis como a aviação e a navegação marítima. Com a crescente miniaturização dos dispositivos eletrónicos e o enorme aumento na capacidade cálculo proporcionada pelos micro-processadores e FPGAs tornou-se viável adotar sistemas de Radar para aplicações de consumo com por exemplo na industria automóvel.

A implementação de um sistema de radar não intrusivo, com a finalidade de detetar movimento de indivíduos no interior de um compartimento, tem um vasto potencial de aplicabilidade tanto em sistemas de segurança, no domínio civil, como em aplicações militares em cenários de guerra. Há várias vantagens em implementar um sistema não intrusivo, isto é, que seja capaz de detetar movimento ou até presença de um ou mais indivíduos no interior de um compartimento, mantendo o sistema de radar no exterior do mesmo. Supondo um cenário que um indivíduo hostil se encontra no interior de um dado compartimento, será possível confirmar a presença do mesmo sem chegar a partilhar o mesmo espaço com o indivíduo a detetar, minimizando a possibilidade de perceção por parte do mesmo que estará a ser vigiado.

Esta tecnologia, dependendo do detalhe que se pretende obter, do ambiente onde se irá implementar e dos recursos disponíveis poderá funcionar como alternativa a deteção por sensores de infravermelhos ou de visão por câmaras. Eventualmente poderá ser aliada a estas tipo de sensores de forma a fundir informação numa unidade de processamento central com o intuito de caraterizar o meio de modo mais completo.

1.2 *Objetivos*

O trabalho desenvolvido nesta dissertação visa explorar a possibilidade de implementação de um sistema de radar para a deteção de movimento humano no interior de uma casa.

Inicialmente será feito um estudo de sistemas de radar já desenvolvidos, com foco específico num radar monostático desenvolvido no Instituto de Telecomunicações de Aveiro capaz de detetar movimento e a posição relativa do movimento em relação às antenas do radar. Com este sistema em mente, será desenvolvido um radar monostático com uma fração do custo e com maior portabilidade, capaz de detetar movimento sob o

compromisso de que será incapaz de detetar a posição relativa da fonte de movimento. Este sistema será o foco do capítulo 3. e terá como principais objetivos: ser capaz de detetar movimento e ser capaz de detetar movimentos de várias gamas de velocidades diferentes, desde movimentos mais rápidos do ser humano até aos mais lentos.

Posteriormente será realizado um estudo e uma prova de conceito para a expansão do radar para um sistema distribuído, com módulos independentes e portáteis no capítulo 4. Inicialmente terá como base o sistema anterior, onde serão abordados vários problemas associados à ampliação desse radar para vários canais pelo que o trabalho desenvolvido posteriormente irá convergir para uma solução que ultrapasse esses desafios e prove que será possível construir um radar multistático com os módulos independentes sem requerer nenhuma ligação física entre eles.

1.3 Organização

Este documento é composto por cinco capítulos, incluindo este capítulo introdutório:

- Capítulo 1 – Introdução: este capítulo apresenta a motivação e os objetivos desta dissertação assim como uma vista geral do que é descrito nos restantes capítulos.
- Capítulo 2 – Estado de arte: são descritos alguns conceitos aplicados em radar que o autor considera relevantes para compreensão do restante documento e alguns exemplos de radar nos quais este sistema foi baseado.
- Capítulo 3 – Radar monostático: é desenvolvido um radar monostático capaz de detetar movimento independentemente da atenuação sofrida nos sinais e da velocidade do movimento a detetar.
- Capítulo 4 – Radar multistático: é implementado uma prova de conceito para a expansão do radar monostático para um radar multistático, acompanhado pelo estudo dos obstáculos.
- Capítulo 5 – Conclusão: o último capítulo sintetiza as conclusões obtidas dos sistemas desenvolvidos e algumas sugestões de trabalho.

2. Estado da arte

Este capítulo descreve a origem do radar assim como o funcionamento básico da tecnologia. Contém alguns conceitos relevantes de processamento de sinal aplicados a par com a tecnologia de radar. Posteriormente serão exploradas as possíveis tipologias a aplicar em sistemas de radar, realçando as vantagens e desvantagens de cada uma com o intuito de convergir na tipologia usada no trabalho desenvolvido desta dissertação.

2.1 *Curta história e tecnologia de radar*

Inicialmente um acrónimo para *Radio Detection And Ranging*, Radar é uma tecnologia desenvolvida durante a Primeira e Segunda Guerras Mundiais que usufruía de pulsos eletromagnéticos e das suas reflexões em objetos maioritariamente metálicos com o objetivo de detetar a posição e/ou a direção de aviões militares, fossem eles hostis ou aliados [1] . Hoje em dia esta tecnologia está adaptada a inúmeras aplicações do dia-a-dia de qualquer pessoa e pode ser aplicada a virtualmente qualquer aplicação que necessite de detetar a posição de objetos ou de medir a sua velocidade.

As funções mais básicas de um radar são a medição de duas grandezas de um sinal: o atraso e o desvio de *doppler* do sinal recebido comparado com o sinal emitido.

2.2 *Conceitos relevantes de sinal de radar*

2.2.1 **Efeito de doppler**

O efeito de *doppler* é um fenómeno observado na reflexão de uma onda num objeto em movimento com uma determinada velocidade. Na grande parte de aplicações de radar, a reflexão de uma onda num determinado alvo pode ser caracterizada quanto a tempo que demorou a percorrer a distância ao alvo e na variação da sua frequência respetivamente à frequência inicial do sinal enviado.

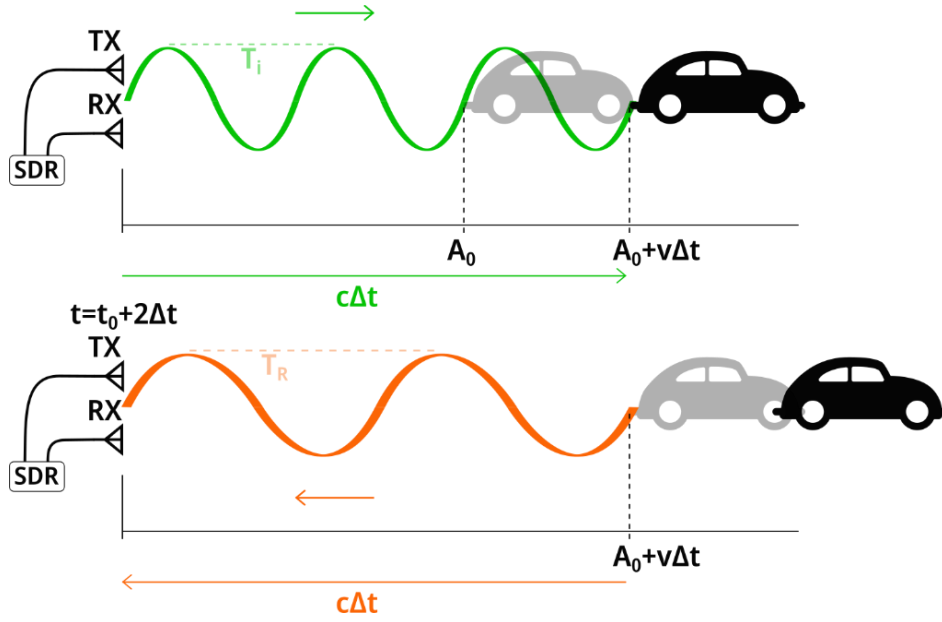


Figura 1 - Ilustração do efeito de doppler.

Na Figura 1 está representado o efeito de *doppler*, onde a onda emitida a verde, com um dado período T_i , atinge um alvo em movimento. A reflexão dessa onda no alvo é representada a laranja no instante seguinte e devido ao efeito de *doppler* causado pela velocidade do alvo a afastar-se do radar, o período da onda aumentou.

$$\frac{T_R}{T_i} = \frac{c + v}{c - v} \quad (2.2.1)$$

A equação (2.2.1) demonstra a relação entre o período inicial da onda emitida e o período da onda recebida em função da velocidade de propagação da onda c e da velocidade do alvo v . Resolvendo esta equação substituindo o período pelo inverso da frequência obtêm-se (2.2.2):

$$f_R = f_i \frac{1 - v/c}{1 + v/c} \quad (2.2.2)$$

Esta equação é genérica para todos os fenómenos do efeito de *doppler*, quer seja na acústica, quer seja com ondas eletromagnéticas, como é neste caso. Como c , a velocidade de propagação da onda, é muito superior à velocidade de deslocamento do alvo, pode-se aproximar a expressão na expansão representada em (2.2.3), que substituindo em (2.2.2) e após algum desenvolvimento se obtém a equação que relaciona a frequência da onda recebida com a frequência inicial em função da velocidade do alvo (2.2.4)

$$\frac{1}{1 + v/c} = 1 - \frac{v}{c} + \frac{v^2}{c^2} - \dots \quad (2.2.3)$$

$$f_R \approx f_i - \frac{2v}{c/f_i} = f_i - \frac{2v}{\lambda} \quad (2.2.4)$$

O desvio de frequência de *doppler* é dado pela diferença entre a frequência inicial e a frequência final, obtendo assim a equação mais comum para o efeito de *doppler* em ondas eletromagnéticas (2.2.5). [2]

$$f_D = \frac{-2v}{\lambda} \quad (2.2.5)$$

2.2.2 Filtro ótimo

Um radar para operar na sua forma mais básica, terá que ser capaz de detectar o sinal recebido na presença do ruído. A filtragem do sinal recebido pode ser conseguida usando um filtro ótimo: um filtro linear que maximiza a relação sinal ruído do sinal num instante específico. [3]

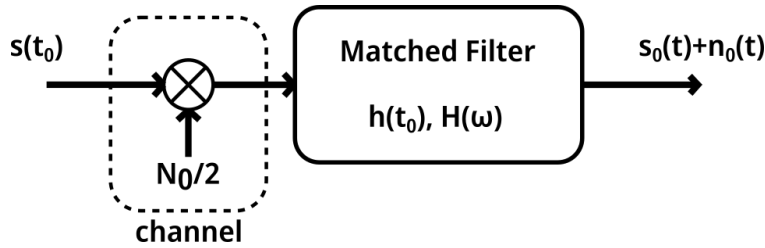


Figura 2 - filtro ótimo aplicado no sinal recebido $s(t_0)$ após ser sujeito a ruído branco gaussiano de densidade espectral $N_0/2$.

É apresentado na Figura 2 um filtro ótimo aplicado no sinal recebido $s(t)$ no instante de tempo específico t_0 com a influência de ruído branco gaussiano de densidade espectral $N_0/2$, introduzido pelo canal.

A saída será o sinal filtrado denominado de $s_0(t)$ somado ao ruído filtrado $n_0(t)$, o que significa que a relação sinal-ruído à saída pode ser dada pela equação (2.2.6).

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{out} = \frac{|s_0(t_0)|^2}{n_0^2(t)} \quad (2.2.6)$$

$$s_0(t_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S(\omega) e^{j\omega t_0} d\omega \quad (2.2.7)$$

$$\overline{n_0^2(t)} = \frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \quad (2.2.8)$$

Determinando os sinais s_0 e n_0 em função da transformada inversa de Fourier tal como demonstrado nas equações (2.2.7) e (2.2.8), substituindo na equação (2.2.6) e aplicando a desigualdade de Schwarz, a relação sinal-ruído máxima resulta na equação (2.2.9).

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{out}} \leq \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega) e^{j\omega t_0}|^2 d\omega}{\pi N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega} \quad (2.2.9)$$

O máximo da relação sinal-ruído – SNR – é representado na equação (2.2.10) através da simplificação da equação (2.2.9) em ordem à energia do sinal finito S .

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{out max}} = \frac{1}{\pi N_0} 2E_s \quad (2.2.10)$$

A desigualdade de Schwarz aplicada na substituição da equação (2.2.7) no numerador de (2.2.9) é confirmada apenas se a condição de $H(\omega) = K (S(\omega) e^{j\omega t_0})^*$ se confirmar, onde $*$ representa o complexo conjugado do sinal. A resposta impulsional do filtro H pode ser transformada para o domínio do tempo resultando na equação (2.2.11).

$$h(t) = K s^*(t_0 - t) \quad (2.2.11)$$

Observando a última equação, pode ser concluído que a resposta impulsional do filtro ótimo é composto pelo sinal extraído do canal, conjugado, invertido no tempo e com um desvio temporal de t_0 – sendo t_0 pelo menos da mesma duração do sinal – e escalado por uma constante K com a finalidade de atingir a máxima relação sinal-ruído.

Na prática, se for necessário detetar um pulso $s(t)$ que faz parte de um sinal contínuo, a operação de filtragem é executada através da convolução do dado sinal que está a ser continuamente recebido, com o sinal que se tenciona detetar, invertido no tempo $s(-t)$. Quando o sinal que se tenciona detetar está presente no sinal recebido e perfeitamente alinhado com o sinal usado para filtrar, a saída do filtro irá ser um máximo de amplitude, resultante da convolução do sinal $s(t)$ com $s(-t)$, como representado na equação (2.2.10).

$$s_0(t) = s(t) * (t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (2.2.12)$$

Substituindo $h(t)$ na equação (2.2.12) pela equação (2.2.11), obtém-se o sinal de saída representado na equação (2.2.13) por $s_0(t)$.

$$s_0(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) s^*(\tau - t) d\tau \quad (2.2.13)$$

[3]

2.2.3 Auto correlação e correlação cruzada

Tendo em conta a operação realizada pelo filtro ótimo, isto é, a convolução de dois sinais, pode-se reconhecer outra denominação, a ser realizada entre dois sinais, que devolve um bom indicador da similaridade dos sinais envolvidos. A esta operação também se chama de correlação e habitualmente é uma função aplicada a dois sinais quando um desses sinais tem um determinado atraso de tempo (ou número de amostras numa perspectiva do domínio discreto) em relação ao outro.

$$r_{xy}(\tau) = \int_{t=-\infty}^{\infty} x(t)y(t - \tau)dt \quad (2.2.14)$$

$$r_{xy}(d) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)y(n - d) \quad d = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.2.15)$$

O resultado da correlação entre dois sinais $x(n)$ e $y(n)$ está representado como r_{xy} nas equações (2.2.14) no domínio contínuo e (2.2.15) no domínio discreto e é sempre função do atraso d ou τ imposto num dos sinais.

$$r_{xx}(0) = \int_{t=-\infty}^{\infty} x(t)x(t)dt = E_x \quad (2.2.16)$$

Quando os dois sinais a ser correlacionados são exatamente iguais, a esta operação dá-se normalmente o nome de autocorrelação. Se o atraso imposto é igual a zero, a função de autocorrelação devolve a energia do sinal - E_x - como se demonstra na equação (2.2.16). Isto significa que o sinal, multiplicado por si mesmo, está perfeitamente alinhado no tempo, ou seja, é intuitivo perceber que o valor dado pela autocorrelação neste instante é um pico de máximo valor possível na autocorrelação deste sinal, e no caso de se introduzir qualquer outro valor de atraso, o resultado nunca será de maior amplitude como com atraso nulo. No máximo, no caso do sinal ser periódico, a autocorrelação com um atraso equivalente ao período do sinal é igual à autocorrelação do sinal com atraso nulo. [4]

2.2.4 Função de Ambiguidade

A função de ambiguidade é uma ferramenta bastante útil no estudo de sistemas de radar pois ajuda a entender como o filtro ótimo do radar se vai comportar quando há desvios temporais - atrasos - e de frequência - *doppler* - entre o sinal enviado e o recebido. Pode ser derivado do comportamento de um filtro ótimo, ou correlação do sinal, mas no caso da função de ambiguidade há duas variáveis a ter em conta: o atraso e o *doppler* - que corresponde ao desvio de frequência do sinal refletido.

Relembrando a equação (2.2.13) que devolve a saída do filtro ótimo pode-se reparar que essa função é dependente do tempo, se o tempo e o atraso forem invertidos, pode ser deduzida a nova expressão (2.2.17).

$$s_0(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t - \tau) dt \quad (2.2.17)$$

Esta última equação representa o comportamento do filtro ótimo em função de diferentes atrasos impostos no sinal. Comparando com a equação (2.2.14), nota-se que é muito semelhante à função de autocorrelação, apenas difere na aplicação do complexo conjugado de um dos sinais no caso da autocorrelação.

De forma a analisar o comportamento do recetor, quando o sinal recebido foi sujeito a um desvio de frequência comparado com o sinal enviado, isto é, a componente representada por $s^*(t - \tau)$ sofre um desvio

de frequência que pode ser conseguido multiplicando por $e^{(j2\pi vt)}$ onde v é a nova frequência da portadora do sinal (2.2.18).

$$A(\tau, v) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t - \tau)e^{(j2\pi vt)} dt \quad (2.2.18)$$

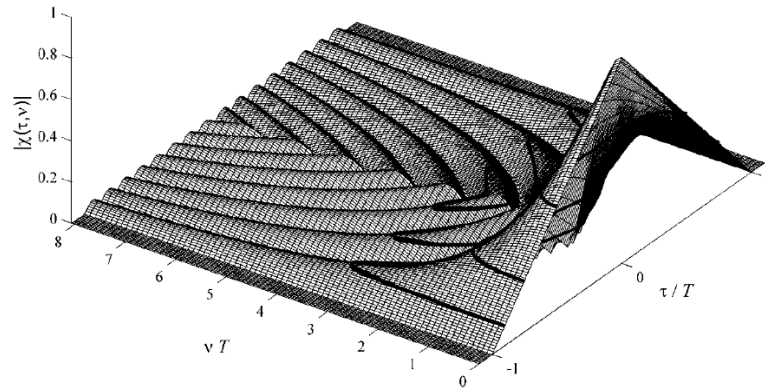


Figura 3 - Exemplo de uma função de ambiguidade de um pulso sinusoidal de frequência constante.

2.3 Tipologias adequadas para usar em interiores

2.3.1 Radar monostático

Um radar monostático é caracterizado por ter as antenas emissora e recetora colocadas próximas uma da outra na medida em que se pode afirmar por aproximação que ambas estão na mesma posição quando comparado à distância entre as antenas e o alvo que se pretende detetar, eventualmente poderá haver exemplos de radares monostáticos em que a antena é partilhada para o emissor e o recetor e é usado um *duplexer* ou circulador.

Um exemplo de um radar monostático implementado com o objetivo de detetar movimento através de uma parede é o da Figura 4, [5], criado no Instituto de Telecomunicações.

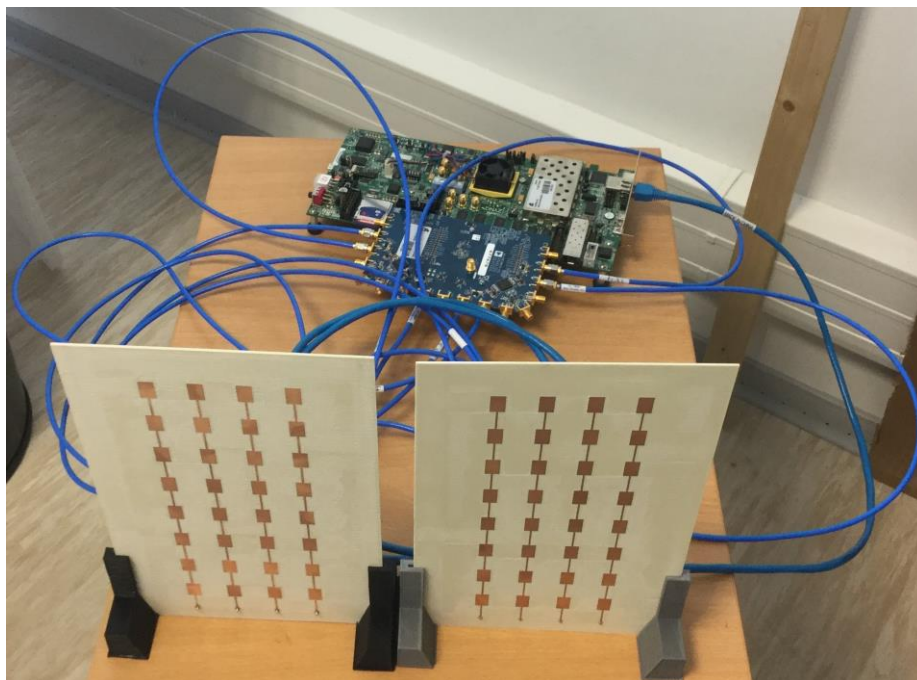


Figura 4 - Exemplo de um radar monostático implementado na prática, usado no contexto da dissertação em [5].

Este radar é composto por um SDR com quatro canais independentes, dois agregados de antenas. Nesta aplicação, um dos agregados, em cada instante, tem o mesmo sinal em cada uma das quatro antenas, com a diferença que em cada um dos canais é aplicado um desfasamento do sinal usado para direcionar o feixe principal numa direção desejada causando um fenómeno de *beamforming*. Controlando a direção do feixe principal do agregado, pode-se obter resolução no azimute da antena, desta forma é possível distinguir a posição do alvo em relação aos agregados.

2.3.2 Radar multistático

Em oposição ao radar monostático, o radar bistático é composto por um emissor e um recetor em posições distintas, com uma distância entre eles da ordem de grandeza da distância entre as antenas ao alvo a detetar. O radar bistático é um caso particular de um radar multistático: vários módulos separados (emissores ou recetores) que operam cooperativamente numa determinada área [6]. No artigo [7] e na Figura 5 é apresentado um exemplo de um sistema de radar com duas antenas, a operar no mesmo SDR, mas separadas espacialmente num compartimento.

Este tipo de radar usa antenas de grande largura de banda e sinais pulsados para detetar obstáculos e a respetiva distância aos mesmos. Na Figura 6 pode-se observar que com dois módulos iguais ao demonstrado na Figura 5, consegue-se identificar a posição de um determinado alvo em relação aos eixos coordenados que estão alinhados com as antenas, sendo assim capaz de mapear os alvos dentro da área de cobertura do radar.

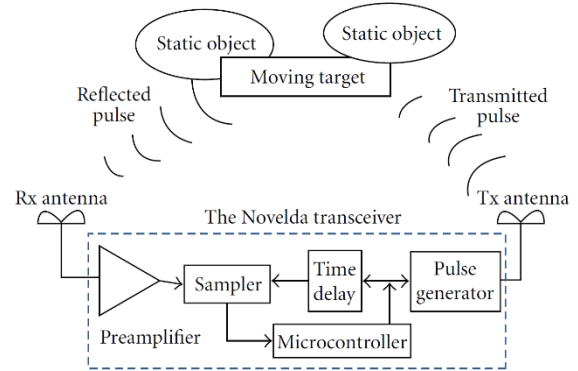


Figura 5 - À esquerda um SDR com transceiver de rádio Novelda [6] com as duas antenas, à direita um esquema a representar o funcionamento do módulo de radar.

A fusão dos dados recebidos de vários módulos, neste caso dois, é a característica mais relevante num radar com esta tipologia.

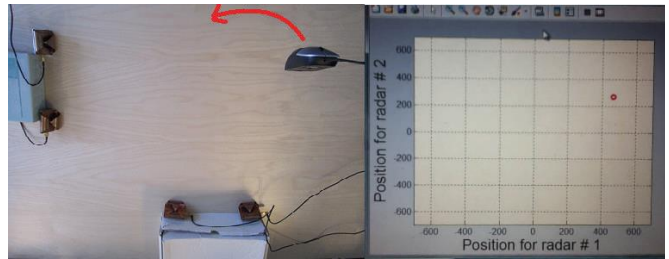
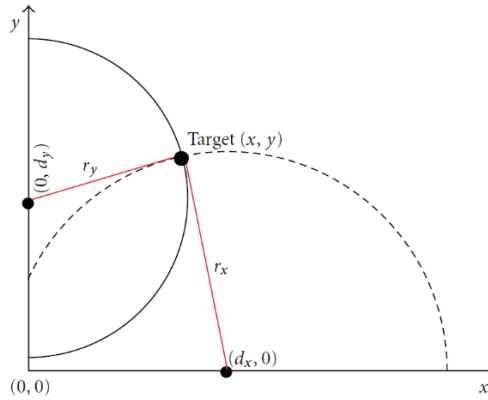


Figura 6 - Demonstração do funcionamento do radar para mapeamento de um alvo na área de cobertura do radar [7].

Esta tipologia de radar é bastante promissora nos dias de hoje, seja para mapear compartimentos tal como demonstrado neste artigo [7], quer seja para cenários urbanos, como é demonstrado no artigo [6].

Ambas as tipologias serão postas em prática nesta dissertação, inicialmente para demonstrar as funcionalidades de um radar monostático na deteção de movimento através de uma parede e posteriormente provar a expansão para um radar multistático usando módulos semelhantes ao do monostático.

3. Radar monostático

3.1 Introdução

O uso do radar para detecção de objetos e/ou movimento aplicada em ambientes abertos e livres de obstáculos é algo relativamente simples de conceptualizar. Enquanto não há obstáculos entre o emissor e o alvo, o sinal refletido é inteiramente causado pelo alvo a detetar, no caso contrário, esses obstáculos irão introduzir não só atenuação no sinal que tem que os atravessar para chegar ao alvo, como reflexões múltiplas no canal.

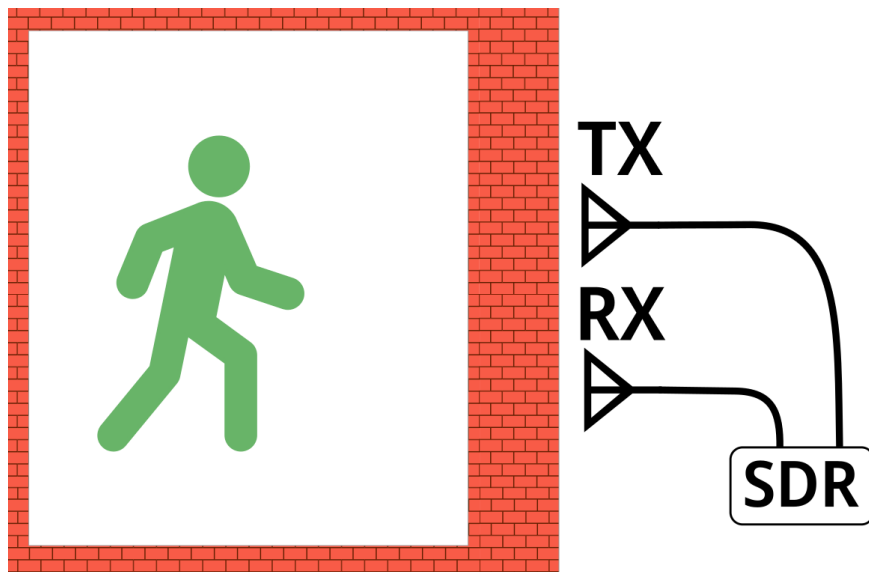


Figura 7 – Sistema constituído por um indivíduo a verde do lado esquerdo no interior de um compartimento e um radar monostático no exterior composto pelo SDR e as duas antenas: uma emissora TX e uma recetora RX.

No caso apresentado de forma simplificada na Figura 7, tem-se como objetivo detetar o sinal refletido pelo indivíduo, sinal este que, para além de sofrer uma atenuação ao ultrapassar a parede antes de atingir o indivíduo, sofrerá também uma atenuação ao voltar para o SDR, visto que as antenas estão situadas do mesmo lado da parede. Para além desta reflexão, que será a que interessa ser detetada pelo radar, existirão também outras a interferir com o sinal desejado:

- O *cross-talk* entre as antenas;
- A reflexão do sinal na parede;
- Outras reflexões múltiplas.

Por isto motivo é muito difícil caracterizar ou mapear a posição do indivíduo no interior do compartimento, no entanto, se se considerar todos os sinais de natureza destrutiva no canal como estáticos, sobra apenas o sinal refletido pelo indivíduo a variar ao longo do tempo. Se o radar for capaz de distinguir essa reflexão, mesmo após a atenuação sofrida na parede, será possível detetar movimento no interior do

compartimento. Será este o objetivo principal deste capítulo – através de um radar monostático, detetar movimento de natureza humana, independentemente da atenuação sofrida pelo sinal.

Um objetivo complementar será a implementação deste radar com hardware relativamente barato, o que significa que não se irá contar com um dispositivo com grande largura de banda.

Os radares que são implementados com grandes larguras de banda têm como objetivo garantir resolução espacial suficiente para distinguir vários objetos a distâncias curtas em relação ao seu tamanho.

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (3.1.1)$$

Ou seja, o intervalo de resolução ΔR é tanto quanto maior for a largura de banda B .

Visto que não se tem como objetivo distinguir a posição do objeto nem a quantidade de objetos, mas apenas o movimento, poderá ser implementado um sinal com uma pequena largura de banda.

O poder de penetração do sinal transmitido na parede será dependente de vários fatores, sendo que os mais relevantes serão:

- O material de que é construída a parede
- A potência de transmissão do sinal RF
- A frequência do sinal RF

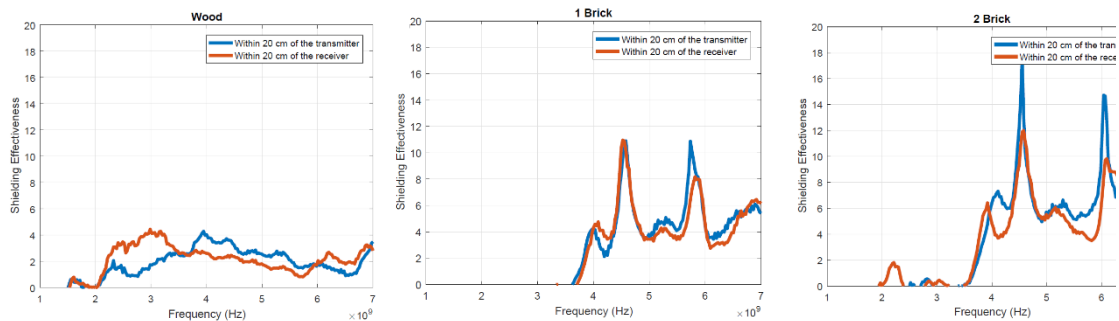


Figura 8 - Atenuação das antenas por diferentes revestimentos em função da frequência, da esquerda para a direita: madeira, um tijolo de espessura, dois tijolos de espessura.

[5]

Tendo em conta o estudo previamente realizado em [5] realizado com uma antena de UWB numa camara anecoica, que visa caracterizar a atenuação em função da frequência do sinal causada por obstáculos de madeira e tijolo, concluiu-se que a penetração do sinal é maior quanto menor for a sua frequência.

Dado isto, foi seleccionada a frequência de 1.5GHz para a portadora do sinal, utilizando as antenas desenhadas no seguimento do trabalho realizado em [5] e apresentadas na Figura 11.

O facto de se usar antenas *patch* garante diretividade do sinal transmitido, podendo assim orientar o lóbulos principal das antenas para o interior do compartimento.

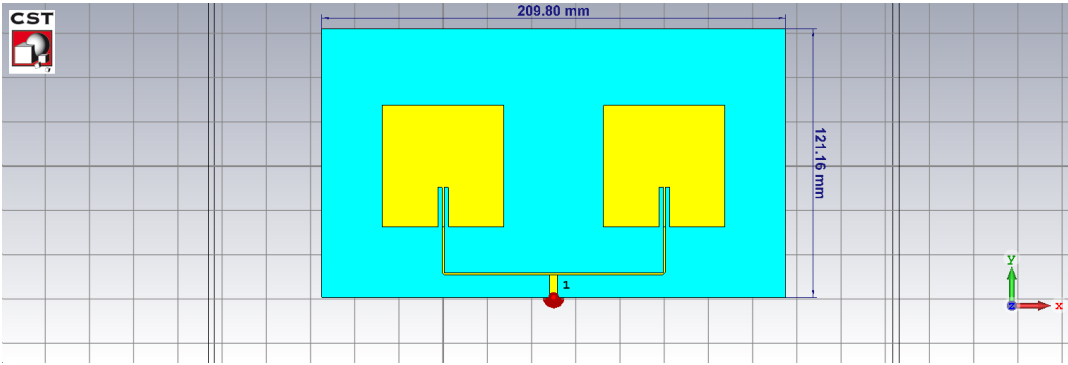


Figura 9 - Antena patch desenhada para operar a 1.5GHz.

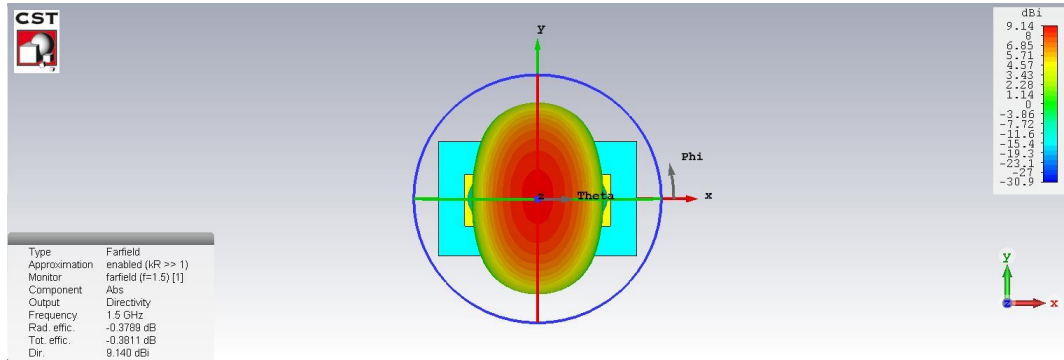


Figura 10 - Diagrama de radiação da antena patch de 1.5GHz.

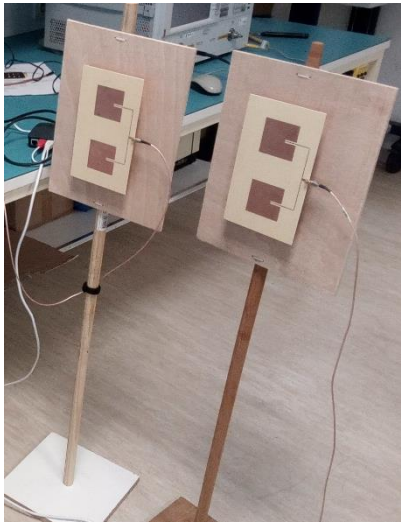


Figura 11 - Foto de duas antenas patch de 1.5GHz, posicionadas lado a lado.

O hardware selecionado que corresponde aos critérios apresentados foi o USRP b200mini-i [8]da Ettus research como apresentado na Tabela 1.

Specification	Typical	Unit
---------------	---------	------

RF Performance		
IIP3 (at typical NF)	-20	dBm
Power Output	>10	dBm
Receive Noise Figure	<8	dB
Conversion Performance and Clocks		
ADC Sample Rate (Max)	61.44	MS/s
ADC Resolution	12	Bits
DAC Sample Rate (Max)	61.44	MS/s
DAC Resolution	12	Bits
Host Sample Rate (16b)	61.44	MS/s
Frequency Accuracy	+2.0	ppm

Tabela 1 - Especificações do USRPb200mini-i.

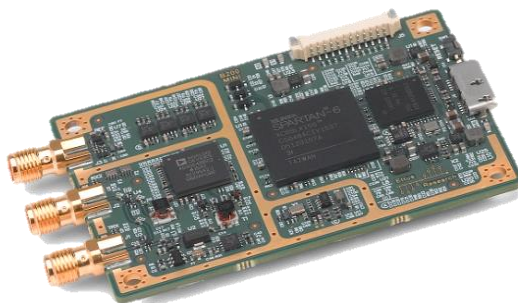


Figura 12 - USRP b200mini-i.

A taxa de amostragem dita a largura de banda instantânea que é possível obter com este aparelho. Apesar da frequência de amostragem máxima do USRP B200 mini ser de 61 MHz, verifica-se que para frequências tão altas ocorrem falhas frequentes na comunicação entre o USRP e o PC. Assim a frequência de amostragem máxima será limitada a 1 MHz. Para detetar movimento no canal ao longo do tempo será então implementado um sinal de onda contínua, uma senoide será o suficiente para detetar variações no canal e não apresenta complexidade acrescida no processamento e implementação do sinal.

3.2 Modelo

Como referido anteriormente, o sinal recebido vai ser fortemente influenciado por reflexões indesejadas. Devido ao sistema ser monostático e as antenas estarem lado a lado, haverá *cross-talk* – apesar

das antenas serem diretivas, não são perfeitas, por isso é espectável que exista um sinal adquirido pela recetora que será diretamente proveniente da antena emissora. Visto que a parede é o primeiro obstáculo ao sinal, haverá uma parte do sinal que é refletida na superfície da mesma e no caso de a constituição da parede ser semi-oça com várias cavidades no seu interior (como no caso do tijolo), haverá ainda reflexões por cada cavidade que o sinal terá que penetrar. Outras reflexões múltiplas são originadas no interior do compartimento quer seja nas restantes paredes ou em outros objetos estáticos, que, do ponto de vista do radar são imprevisíveis.

O sinal desejado a detetar, que terá que ser discriminado de todas estas reflexões será o que penetra a parede, reflete no indivíduo e volta a penetrar a parede em direção à antena recetora.

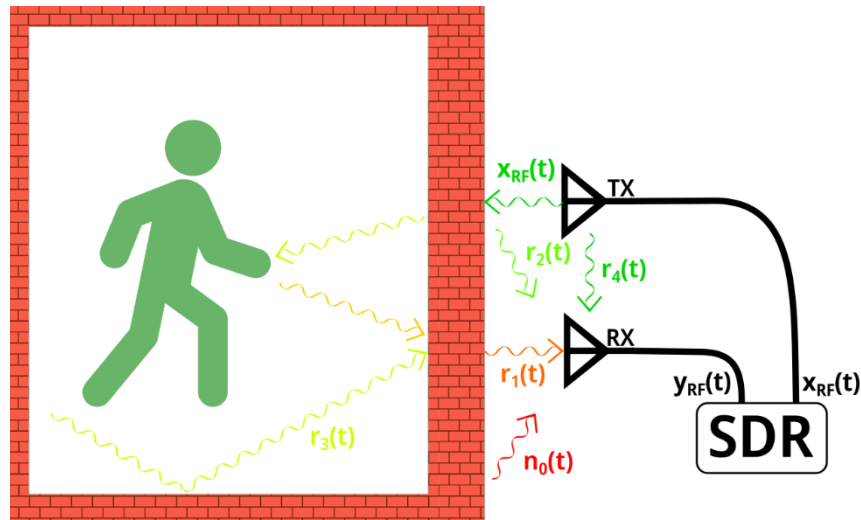


Figura 13 - Representação simplificada do sistema com os sinais e as reflexões nomeados.

$x_{RF}(t)$ = sinal emitido

$r_1(t)$ = sinal refletido pelo indivíduo após ultrapassar a parede

$r_2(t)$ = reflexão do sinal $x_{RF}(t)$ na parede

$r_3(t)$ = reflexões do sinal em paredes e objetos estáticos

$r_4(t)$ = cross – talk entre antenas

$n_0(t)$ = ruído

$$y_{RF}(t) = r_1(t) + r_2(t) + r_3(t) + r_4(t) + n_0(t) \quad (3.2.1)$$

O sinal recebido é a soma de todas estas reflexões (3.2.1) no entanto terá que ser extraído o sinal refletido pelo indivíduo, nomeado de $r_1(t)$, que será de amplitude muito inferior ao sinal total. Nesta secção será estudado o modelo conceptual do sistema de forma a sintetizar uma solução a este problema.

3.2.1 Sistema

Na Figura 14 podemos observar um modelo do sistema implementado. Nesta versão do Radar pretende-se que o sinal RF seja apenas uma senoide. Assim, o sinal gerado $\tilde{x}(t)$ tem um valor constante e é deslocado para uma frequência ω_0 ainda no domínio digital, no diagrama descrito por IF.

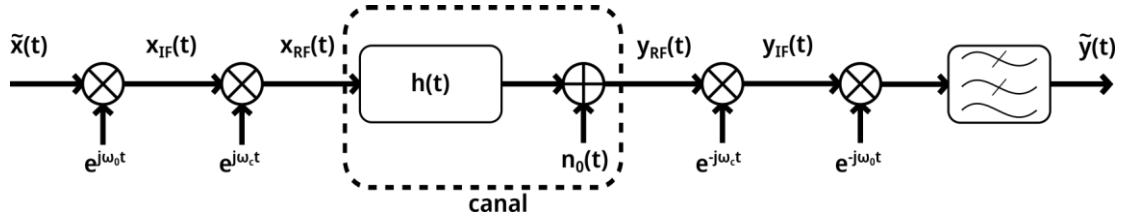


Figura 14 - Modelo do canal representado por diagrama de sistema de comunicação.

$$\tilde{x}(t) = 1$$

(3.2.2)

$$x_{IF}(t) = 1 \cdot e^{j\omega_0 t} = e^{j\omega_0 t}$$

De forma a poder ser transmitido pelo canal, o sinal é modulado pela frequência ω_c que será significativamente superior a ω_0 .

$$x_{RF}(t) = e^{j\omega_c t} \cdot e^{j\omega_0 t} = e^{j(\omega_0 + \omega_c)t} \quad (3.2.3)$$

A frequência da onda portadora tem então que coincidir com $(\omega_0 + \omega_c)$ que neste caso será a frequência de RF selecionada para ser emitida/recebida pelas antenas descritas na Figura 9.

Está aqui descrita a operação de *up-convert* do sinal de banda base para RF. Apesar se poder substituir estas duas operações de modulação do sinal (3.2.2) e (3.2.3) por uma apenas, é importante distingui-las dado que o SDR apenas permite que haja processamento do sinal até à frequência intermédia, ou seja no sinal $x_{IF}(t)$.

$$x_{RF}(t) = x(t) \cdot e^{j\omega_{RF}t} \quad (3.2.4)$$

$$\omega_{RF} = \omega_0 + \omega_c$$

A introdução de frequência ω_0 , deve-se ao facto de no recetor aparecer uma componente DC na origem, resultante do fenómeno de *leakage* da portadora. Com a introdução do desvio de frequência ω_0 , evita-se este problema.

Na Figura 14 o canal é representado pelo bloco $h(t)$ e pela introdução de ruído $n_0(t)$. Dado que o sinal irá sofrer atrasos no canal e reflexões múltiplas sejam elas desejáveis ou não, o bloco $h(t)$ representa todas essas influências do canal no sinal.

No sinal recebido, serão aplicadas as operações de desmodulação, inversas às (3.2.2) e (3.2.3) para recuperar o sinal em banda base. O filtro passa-baixo representado no final da cadeia de blocos retira as componentes de alta frequência, visto que o conteúdo relevante está agora todo presente em banda base.

3.2.2 Canal

No bloco $h(t)$ são representadas todas as reflexões e atenuações sofridas pelo sinal $x_{RF}(t)$. Interpretando este bloco como uma soma de vários sistemas em que cada um impõe um determinado atraso e

uma atenuação no sinal, pode-se distinguir e representar matematicamente as várias reflexões descritas na Figura 13

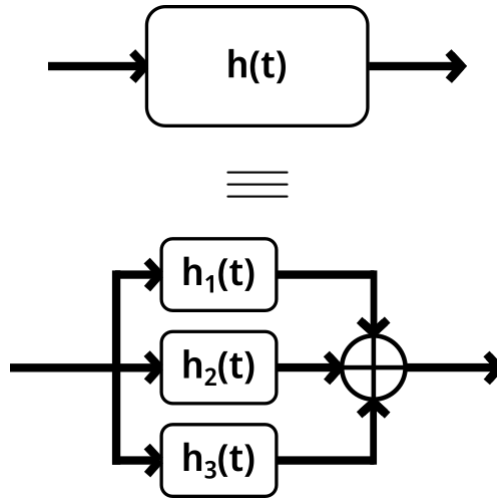


Figura 15 - Reflexões e atrasos.

$$h_2(t) = a_2 \delta(t - \tau_2) \quad (3.2.5)$$

O *cross-talk* representado por $h_2(t)$ em (3.2.5) é uma réplica do sinal com uma certa atenuação constante a_2 e um atraso correspondente ao tempo de viagem do sinal de uma antena para a outra τ_2 .

$$h_3(t) = a_3 \delta(t - \tau_3) \quad (3.2.6)$$

A soma das reflexões indesejadas compreende a reflexão do sinal na parede e as reflexões multipath do sinal no interior do compartimento causadas pelos objetos estáticos e paredes interiores. Como estas reflexões são todas elas estáticas, podem ser somadas numa só componente $h_3(t)$ em (3.2.6) com uma atenuação a_3 e atraso τ_3 constantes.

$$h_1(t) = a_1(t) \delta(t - \tau_1(t)) \quad (3.2.7)$$

A reflexão do indivíduo a detetar, aqui representada por h_1 (3.2.7) será a única componente do sinal que tem uma amplitude e um atraso variáveis no tempo, com uma taxa de variação associada ao movimento do indivíduo.

$$h(t) = h_1(t) + h_2(t) + h_3(t) \quad (3.2.8)$$

$$h(t) = a_1(t) \delta(t - \tau_1(t)) + a_2 \delta(t - \tau_2) + a_3 \delta(t - \tau_3)$$

Pode-se então separar as componentes estáticas que não variam em função do movimento do indivíduo, da componente que varia que neste caso nos interessa discriminar. Na realidade existem imensas reflexões do sinal quer seja no compartimento causadas pelas paredes e objetos quer seja na parede em frente ao radar, é possível expandir a resposta do canal $h(t)$ para uma equação mais completa (3.2.9).

$$h(t) = a_1(t) \delta(t - \tau_1(t)) + \sum_{n=2}^N a_n \delta(t - \tau_n) \quad (3.2.9)$$

Em que N representa o número total de reflexões e $a_1(t)$ e $\tau_1(t)$ representam, respetivamente, a atenuação e o atraso dinâmicos no sistema.

Considerando que $h(t)$ descrito em (3.2.9) é a resposta impulsional do canal, $r(t)$ irá corresponder ao sinal após atravessar o canal e desconstruindo o $h(t)$ pode-se discriminar cada reflexão.

$$\begin{aligned} r(t) &= x_{RF}(t)h(t) \\ r_n(t) &= x_{RF}(t)h_n(t) \end{aligned} \quad (3.2.10)$$

Ignorando por agora o ruído adicionado, assume-se que $r_n(t) = y_{RF}(t)$ e como o sinal $y_{RF}(t)$ é desmodulado de novo para a banda base $\tilde{y}(t)$, abstraído-se de todas as operações de modulação e desmodulação, pode-se resumir este sistema ao diagrama da Figura 16. A representação de todos os sinais no seu formato complexo facilita a compreensão da atuação das operações realizadas pelo bloco agora representado por $\tilde{h}(t)$ que será o equivalente desse filtro na banda base como representado em (3.2.11).

$$h_n(t) = a_n \delta(t - \tau_n) \xrightarrow{BB} \tilde{h}_n(t) = a_n e^{-j\omega\tau_n} \quad (3.2.11)$$

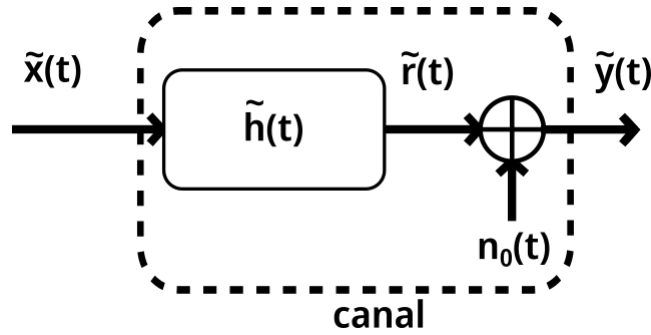


Figura 16 - Modelo do sistema em banda base.

$$\tilde{r}_n(t) = \tilde{x}(t)a_n e^{-j\omega\tau_n} \quad (3.2.12)$$

Na Figura 16 representa-se o sistema em banda base com a influência do ruído, para simplificar ignore-se o ruído e considere-se o sinal de saída $\tilde{r}_n(t)$. As diferentes componentes representadas por $\tilde{r}_n(t)$ podem ser representadas no plano IQ através de vetores, cuja amplitude corresponde à amplitude do sinal emitido após sofrer a atenuação correspondente, e a fase é equivalente ao atraso do sinal aplicado no sinal à escala da frequência da portadora (3.2.12). No resto desta secção do capítulo consideram-se todos os sinais em banda base.

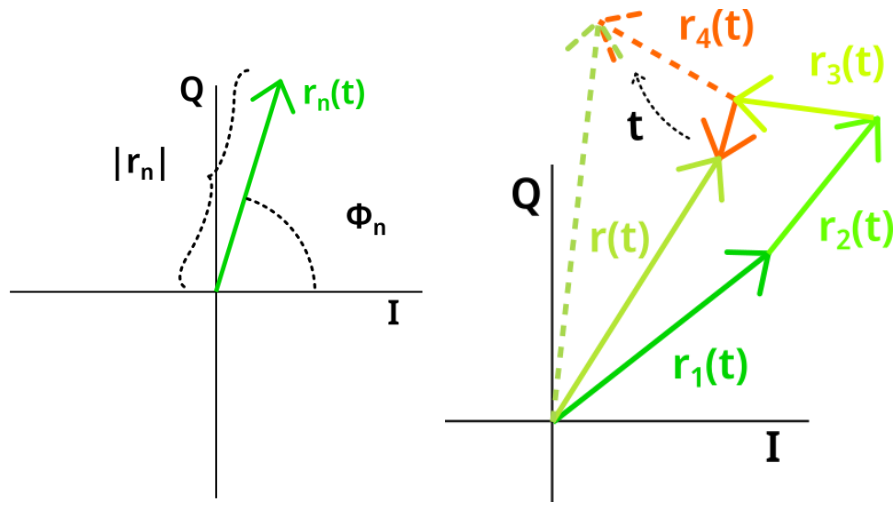


Figura 17 – À esquerda: representação complexa de um dos sinais; à direita soma das componentes $r_n(t)$ que originam o sinal $r(t)$.

$$r_n(t) = |r_n|e^{-j\phi_n}$$

$$\phi_n = \omega_c \tau_n$$

$$|r_n| = |x_{RF}|a_n$$

O sinal recebido, após atravessar o canal, pode ser representado por um vetor que corresponde à soma de todos os vetores $r_n(t)$. No caso destes sinais não variarem ao longo do tempo, o vetor soma será estático, num determinado ponto do plano complexo IQ e como não se pretende caracterizar o canal estático, mas apenas a variação do mesmo pode-se ignorar todos esses vetores estáticos. Havendo uma componente dinâmica no canal, o vetor soma irá variar em torno da origem desse vetor dinâmico, na Figura 17 representado pelo vetor $r_4(t)$ pelo que a sua variação poderá ser, tanto em amplitude, como em fase. Será esta a variação que se pretende detetar neste sistema.

3.3 Detecção de variações no canal

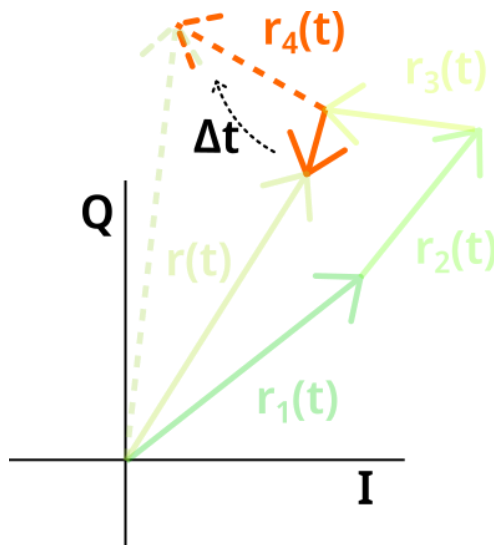


Figura 18 - Realce na variação do vetor $r_4(t)$.

O vetor denominado por $r_4(t)$ na Figura 18 representa o sinal refletido com variação ao longo do tempo. Se se considerar que o alvo em movimento varia a sua distância ao radar, a onda refletida irá viajar uma distância diferente em dois momentos consecutivos, da fórmula de Friis de propagação de ondas eletromagnéticas em espaço livre (3.3.1) observa-se que o sinal varia com o quadrado da sua distância percorrida, logo a intensidade será diferente nesses dois momentos consecutivos.

$$P_r = D_t D_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 P_t \quad (3.3.1)$$

Simplificando o fenómeno da reflexão do sinal no indivíduo, ignore-se as reflexões e atenuações causadas pelos obstáculos e paredes, e considere-se um cenário apenas com o radar monostático e o indivíduo em deslocação no sentido do radar como se mostra na Figura 19.

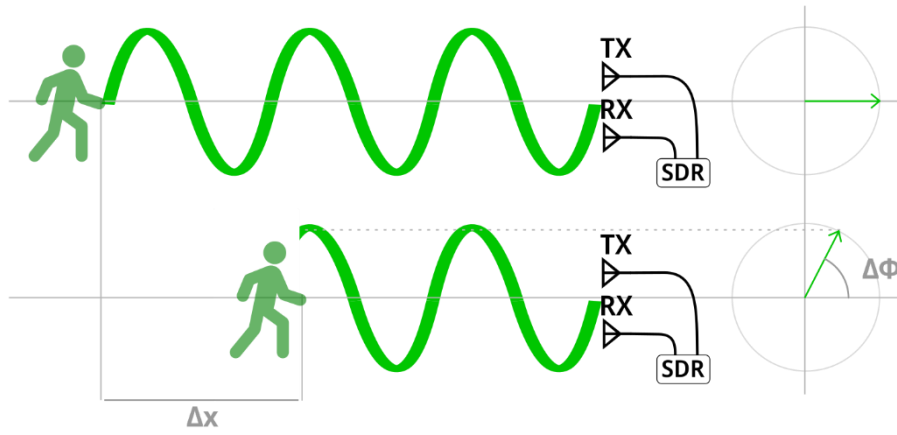


Figura 19 - Cenário simplificado do radar monostático com indivíduo em movimento, em dois momentos diferentes.

Sendo a onda emitida uma senoide com uma determinada amplitude e fase constantes, atingirá o indivíduo num determinado ponto, no instante t_0 estabelece-se esse ponto de fase nula para referência, como representado na secção superior da Figura 19. Num instante seguinte t_1 o indivíduo deslocou-se no sentido do radar de Δx e a frente da onda atinge o indivíduo num ponto em que a sua fase é diferente da inicial de $\Delta \Phi$. A variação da fase ao longo do tempo é o equivalente à frequência angular instantânea como demonstrado na equação (3.3.2).

$$\omega(t) = d \frac{\Phi(t)}{dt} \Leftrightarrow f(t) = 2\pi d \frac{\Phi(t)}{dt} \quad (3.3.2)$$

Para haver uma variação de posição do indivíduo no espaço, houve uma velocidade associada ao objeto, ou seja, houve uma velocidade que causou uma variação na frequência angular instantânea. Este fenómeno é conhecido como o *Doppler* e está representado na equação (3.3.3), fundamentada em [2] sendo f_D o desvio de frequência de *Doppler*, v_l a velocidade de deslocamento do objeto e λ o comprimento de onda.

$$f_D = \frac{-2v_l}{\lambda} \quad (3.3.3)$$

Como esta fórmula do efeito de *Doppler* é normalmente aplicada por radares numa escala de alcance e velocidade bastante superiores, neste caso não é relevante a sua aplicação direta pois a baixas velocidades o desvio de frequência de *Doppler* será impercetível, de modo que é interessante traduzir esta equação de forma a obter a variação de fase em função do deslocamento.

$$2\pi d \frac{\Phi(t)}{dt} = \frac{-2v_I}{\lambda} \Leftrightarrow \int d \frac{\Phi(t)}{dt} dt = \frac{-4\pi}{\lambda} \int v_I(t) dt$$

$$\Phi(t) = -\frac{4\pi}{\lambda} (x(t) + x_0) \quad (3.3.4)$$

$$\Delta\Phi = -\frac{4\pi}{\lambda} \Delta x$$

Conclui-se então que a variação de fase da onda é proporcional ao deslocamento do indivíduo. Obtém-se no total duas grandezas que podem ser usadas para detetar o movimento no canal – a variação na amplitude e a variação na fase.

Sendo os dados amostrados e transmitidos em formato complexo, pode-se construir vários tipos de detetores de movimento com base em operações facilmente realizadas em processamento computacional. Considere-se o sinal de saída do detetor como $y_d(n)$, agora representado no domínio discreto em função das componentes $r_I(n)$ e $r_Q(n)$ do sinal amostrado:

- Detetor com base na amplitude do sinal $r(n)$, extraindo o módulo do sinal, resulta um sinal que varia apenas com a variação da atenuação do sinal refletido e é independente da fase desse mesmo sinal:

$$y_{d1}(n) = |r(n)| = \sqrt{(\Delta r_Q(n))^2 + (\Delta r_I(n))^2} \quad (3.3.5)$$

- Detetor com base na fase do sinal $r(n)$, extraindo a fase do sinal, origina um sinal que varia apenas com as alterações de fase do sinal, ou seja, com o deslocamento da posição do indivíduo no sentido do radar:

$$y_{d2}(n) = \tan\left(\frac{\Delta r_Q(n)}{\Delta r_I(n)}\right) \quad (3.3.6)$$

- Detetor com base no valor das componentes reais e imaginárias absolutas do sinal, havendo variação em qualquer uma das componentes seja ela positiva ou negativa, este detetor sofrerá sempre uma influência:

$$y_{d3}(n) = |\Delta r_Q(n)| + |\Delta r_I(n)| \quad (3.3.7)$$

3.3.1 Algoritmo de detecção

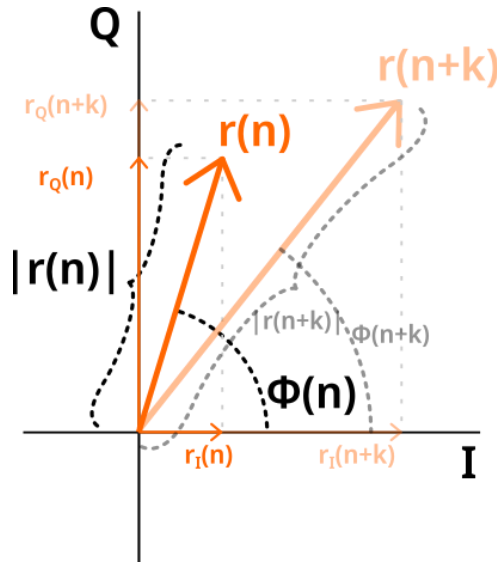


Figura 20 - Representação do sinal correspondente à reflexão do indivíduo em dois momentos diferentes.

O algoritmo de detecção ideal é aquele que é mais volátil a variações quer na amplitude do sinal como na fase.

Na Figura 20 está representado o sinal correspondente à reflexão $r_1(n)$ no indivíduo em movimento, em dois instantes de tempo diferentes representados pelo instante inicial $r(n)$ e o instante correspondente a k amostras seguintes $r(n + k)$. O vetor correspondente à reflexão no instante inicial está representado com uma cor laranja vivo, no instante seguinte houve uma diferença na posição do indivíduo sendo que o vetor correspondente variou a sua fase e a sua amplitude, esse vetor está representado de cor laranja mais ténue.

O primeiro detetor apresentado (3.3.5) é ótimo para detetar variações no módulo do sinal, no entanto supondo um cenário em que o sinal mantém a sua amplitude e varia apenas a sua fase, isto é, o vetor complexo que representa o sinal rodar em torno da sua origem sem alterar a sua amplitude, o valor de $y_{d1}(n)$ não se altera com esta variação.

Implementando o detetor em (3.3.6) consegue-se o dual do cenário anterior, ou seja, é ideal para detetar variações na fase do sinal, no entanto $y_{d2}(n)$ não varia quando o sinal apenas sofre de alterações na amplitude.

O último detetor apresentado (3.3.7) é mais robusto para casos genéricos pois apresenta uma variação em função das componentes imaginária e real do sinal. Tanto a amplitude como a fase têm sempre uma variação representada nalgum dos eixos, ou seja, se $y_{d3}(n)$ for a soma do valor absoluto dos dois eixos este irá tomar algum valor em qualquer um dos cenários possíveis.

O sinal $y_{d3}(n)$ representa todos os valores resultantes da soma do módulo das diferenças consecutivas nos componentes I e Q do sinal ao longo do tempo. Como apenas se pretende retirar a componente dinâmica do sinal, ou seja, o sinal $r_1(n)$ da Figura 18, o detetor terá que filtrar o sinal de modo a excluir as

componentes estáticas. Para ignorar as componentes representadas por $r_2(n)$, $r_3(n)$ e $r_4(n)$ da Figura 17 e trazer a origem do vetor $r_1(n)$ para o centro do plano IQ é necessário um filtro passa alto, isto é, que mantém as diferenças no sinal e elimina a componente DC. Na sua forma mais simples, este filtro é um diferenciador de primeira ordem, cuja resposta é dada por (3.3.8).

No detetor selecionado previamente (3.3.7), este diferenciador aplicado no domínio discreto é uma aproximação da operação de derivada, ou seja, este diferenciador será aplicado nas componentes I e Q de cada amostra consecutiva

$$y(n) = \frac{1}{2} * (x(n) - x(n - 1)) \quad (3.3.8)$$

Tendo em conta que as variações que se tencionam detetar são numa escala atribuída ao movimento humano e a frequência de amostragem utilizada na recolha deste sinal é relativamente elevada o sinal terá que ser decimado de forma a aumentar o tempo entre as amostras para que as variações detetadas correspondam às variações na ordem de grandeza do movimento humano.

O processo de decimação é de bastante relevância e o fator irá ser escolhido de acordo da gama que se pretende detetar. Na Figura 21 está representado um diagrama de blocos de uma operação de decimação para reduzir a taxa de amostragem de um milhão de amostras por segundo para duzentas amostras por segundo, posteriormente é aplicado o detetor descrito em (3.3.8).

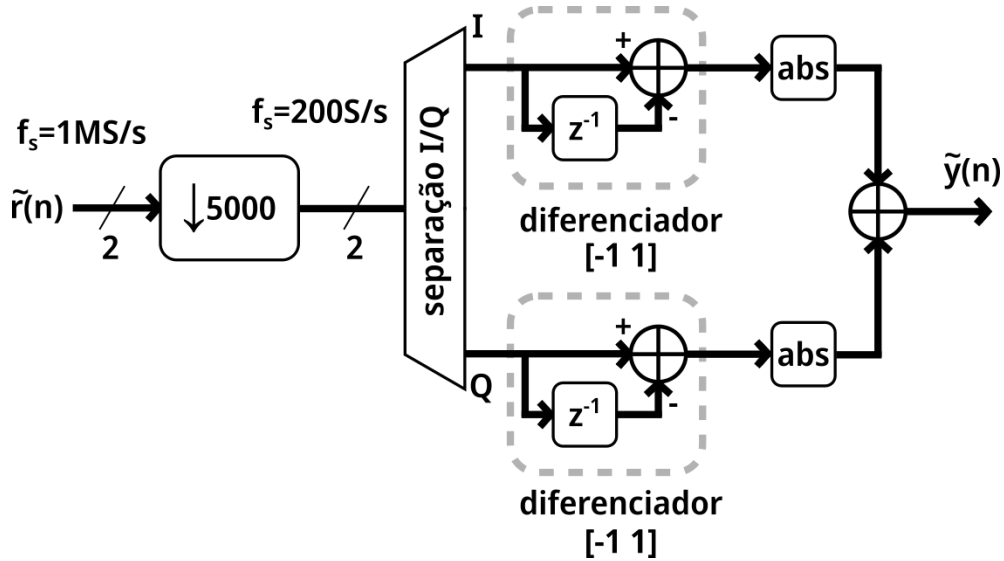


Figura 21 - detetor aplicado num sinal amostrado a 1MS/s com decimador para 200 S/s e diferenciador de primeira ordem representado pelos blocos dentro do tracejado cinza.

O diferenciador aplicado poderá ser de primeira ordem, ou superior, sendo que um de primeira ordem corresponde a um filtro passa alto, e de ordens superiores irão originar um filtro passa-banda com frequência de corte inferior à do filtro de primeira ordem. Para escolher a ordem do filtro foi efetuado um teste com um sinal recolhido, aplicando vários filtros diferentes ao sinal, procurando obter o melhor resultado.

O cenário consistiu no SDR na configuração de radar monostático com as duas antenas referidas na Figura 11, sendo que a frequência intermédia, ou seja, a frequência da senoide gerada, foi de 100kHz e a

amostragem do sinal foi de 1MS/s. A aquisição durou aproximadamente trinta segundos e durante a mesma, foi gerado um movimento repetitivo com uma mão em frente às antenas. O sinal foi analisado usando o MATLAB, onde se implementou o sistema representado na Figura 21, com a diferença que foram aplicados diferenciadores de primeira ordem, segunda ordem e terceira ordem com o intuito de perceber qual origina o melhor resultado para esta taxa de amostragem e para este tipo de movimentos. A Figura 22 representa a saída dos três detetores: a linha azul, implementado com filtro de primeira ordem, a linha vermelha de segunda ordem e a linha amarela de terceira ordem, observe-se que durante as primeiras quinhentas amostras, aproximadamente, não houve movimento e apenas se detecta ruído, posteriormente, até pouco depois das seis mil amostras o movimento é caracterizado pelas riscas que se encontram bem acima do patamar de ruído. Este gráfico foi gerado com o código MATLAB presente no Anexo 2.

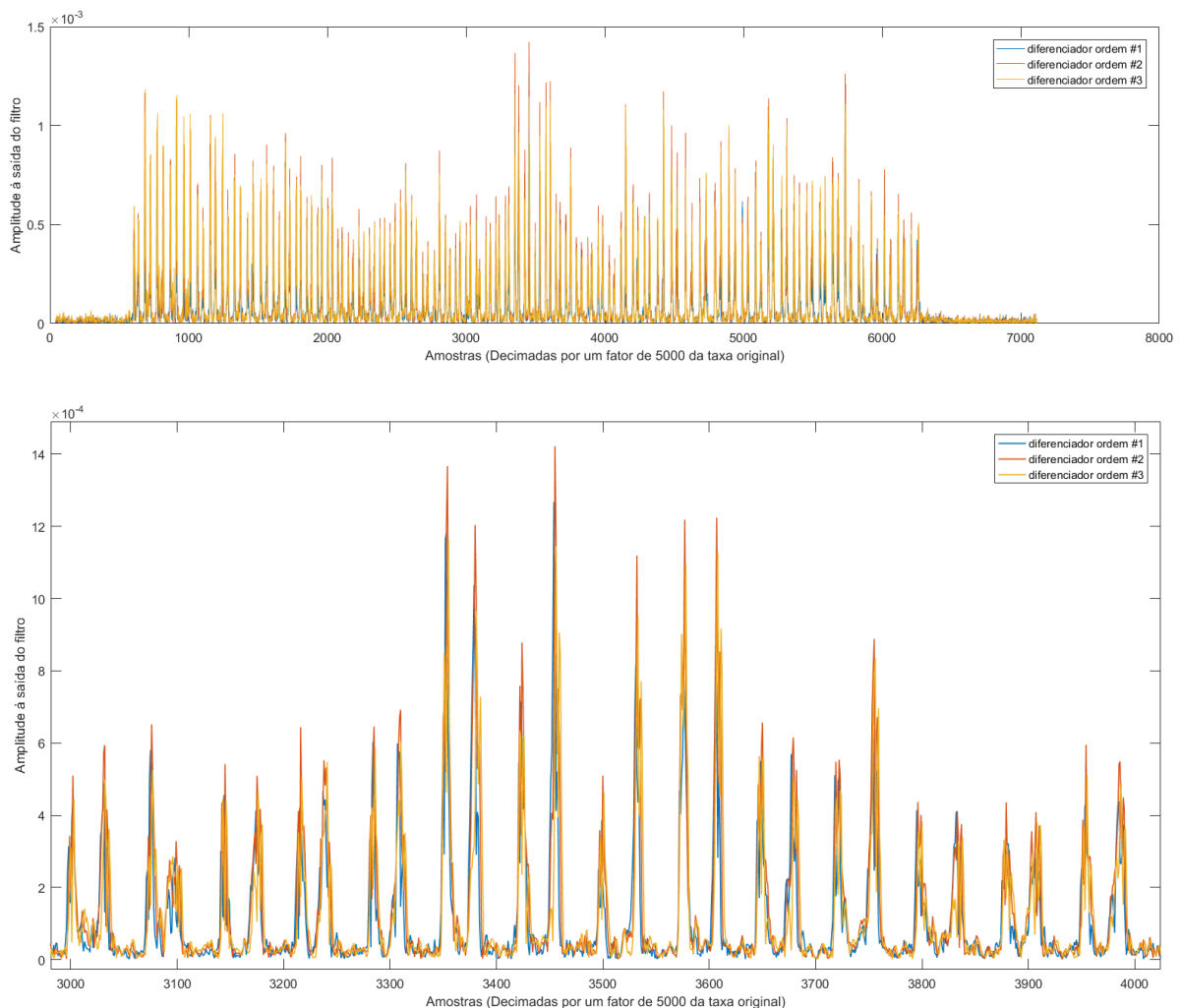


Figura 22 - Resultado dos três detetores aplicados no sinal correspondente ao movimento de uma mão: gráfico do topo representa todas as amostras e o gráfico do fundo ampliado apenas em 1000 amostras.

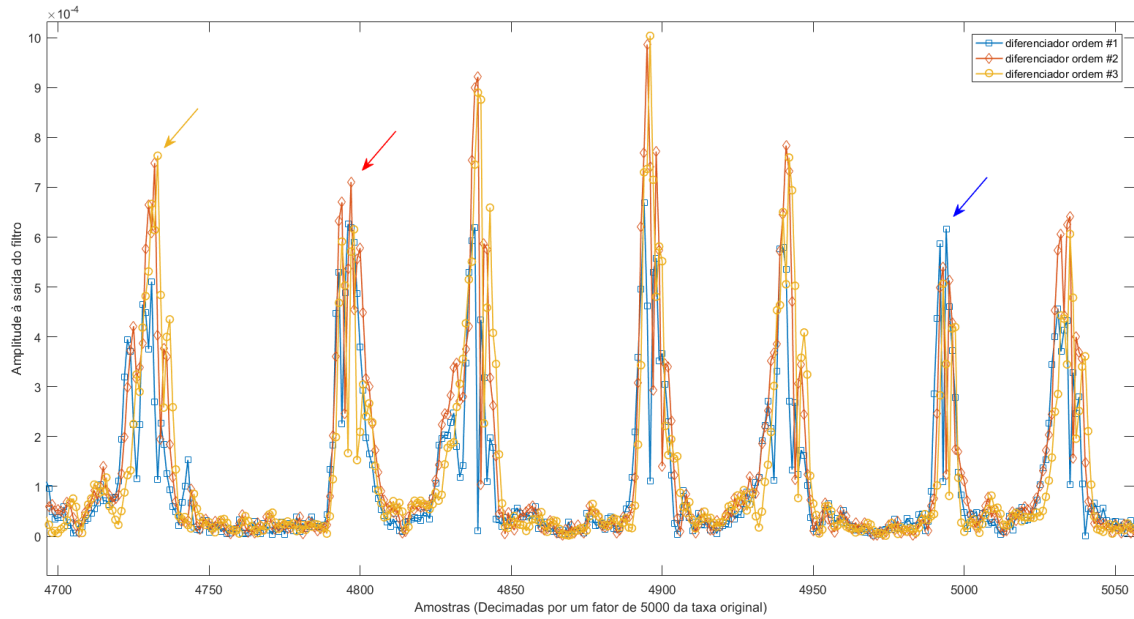


Figura 23 - Ampliação do gráfico da figura anterior de forma a demonstrar máximos pelos três diferenciadores diferentes.

Para este tipo de movimentos específicos, o filtro de segunda ordem é o que revela melhor resultado na saída do detetor, pois, como se pode ver no gráfico da Figura 22, na maior parte dos movimentos, o detetor de segunda ordem (linha vermelha) prevalece acima dos restantes. No entanto como se pode observar com o auxílio da Figura 23, ampliada numa zona específica do gráfico da Figura 22, cada um dos filtros de primeira e terceira ordem pode apresentar à saída um pico superior para cada movimento, isto pode ser justificado pelo fato dos movimentos realizados terem sido feitos manualmente implicando velocidades diferentes para cada um dos movimentos, sendo já um indício que filtros de ordem diferente irão apresentar respostas diferentes em função da velocidade.

Um filtro diferenciador de segunda ordem pode ser representado como na Figura 24 no domínio discreto, computacionalmente é efetuada uma operação de convolução do sinal com o vetor representado no bloco da direita dessa figura.

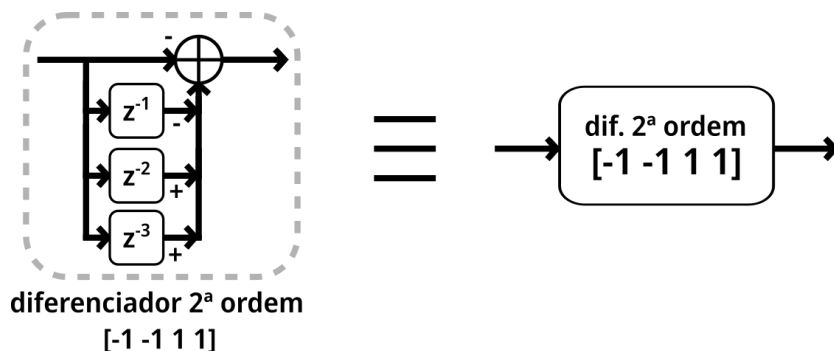


Figura 24 - Filtro diferenciador de segunda ordem, para simplificar será representado pelo bloco da direita.

3.3.2 Influência do ruído no sistema

Relembrando o diagrama da Figura 14, assume-se que no canal é somado ao sinal uma componente de ruído, predominantemente ruído branco gaussiano. O sinal refletido com ruído adicionado pode ser representado como demonstrado na equação (3.3.9) em que o ruído complexo é representado por n_0 .

$$r_I(t) = a_I(t)e^{-j(\omega_c t + \phi_I(t))} + n_0 \quad (3.3.9)$$

O que significa que o ruído afeta aleatoriamente a posição de cada um dos vetores ao longo do tempo, e o valor de cada sinal irá difundir-se dentro de um determinado erro. Na Figura 25 pode-se conceptualizar o sinal, sem ruído representado com um vetor verde, e a margem de incidência do sinal depois do ruído, representada pela mancha de cor salmão. A probabilidade de ruído branco gaussiano tem uma distribuição normal pelo que será necessário escolher um limiar de ruído em função do seu desvio padrão o que restringe o limiar a implementar no detetor, pois com um limiar demasiado baixo, se for detetado qualquer deslocação no vetor do sinal, esta pode ser facilmente ser confundida com o ruído.

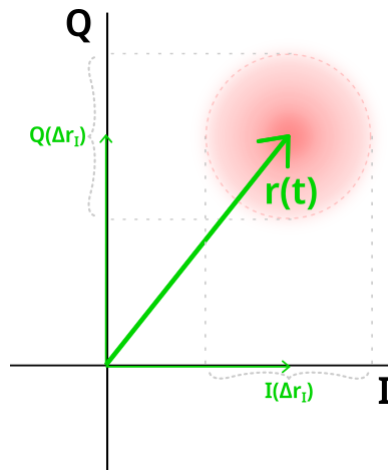


Figura 25 - Vetor de um sinal refletido com influência do ruído representado por uma mancha em cor salmão.

Um dos parâmetros com alguma liberdade para variar é o limiar para o detetor no algoritmo de processamento aplicado. Este limiar (3.3.10) terá que ser regulado de forma a ser superior ao limite estabelecido para o ruído de forma a que resulte no mínimo de falsos positivos possível.

$$\begin{cases} y(n) = \frac{1}{2} * |y_{d3}(n) - y_{d3}(n-1)|, & y(n) \geq \text{limiar} \\ y(n) = 0, & y(n) < \text{limiar} \end{cases} \quad (3.3.10)$$

No caso prático deste sistema, o sinal refletido pelo indivíduo em movimento irá ser fortemente atenuado como já se constatou previamente, o que significa que não será trivial encontrar um limiar que faça corretamente a distinção entre o sinal desejado e o ruído.

Explorando as propriedades do ruído branco gaussiano, repare-se que a média do ruído amostrado ao longo de um intervalo de tempo tende para zero quanto maior for o intervalo de tempo em que está a ser amostrado, ou seja o número de amostras total (3.3.11).

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n) \right) = 0 \quad (3.3.11)$$

A extensão do intervalo de tempo que o ruído está a ser amostrado pode ser conseguida ao aumentar o tempo de filtragem do sinal. No seguimento do diagrama de blocos da Figura 14, o sinal de saída deste diagrama será amostrado e introduzido no detetor, agora representado no domínio discreto é decimado, o que implica que é sujeito a um filtro passa-baixo e uma reamostragem para uma frequência inferior. Aumentando o valor do decimador, reduz-se as amostras do sinal e aumenta-se o período de amostragem à saída, o que irá causar perda de informação a altas frequências. Como o objetivo é detetar movimentos relativamente lentos, estes estarão representados a baixas frequências, ou seja, aumentar significativamente o fator de decimação apenas apresenta vantagens:

- O filtro tem a mesma ordem do fator de decimação, o que significa que quanto maior a ordem, mais tempo está a filtrar o sinal e consequentemente reduz a influência do ruído;
- Ao rejeitar as componentes de alta frequência, realça apenas as que correspondem ao movimento à escala do movimento humano.

Será então escolhido um fator de decimação, que reduza a frequência de amostragem de forma a adequar o sinal a um certo tipo de movimentos a detetar.

3.4 *Deteção multi-escala*

No caso apresentado na secção 3.3.1, o sinal é adaptado a uma certa gama fixa de frequências correspondente a uma taxa de variação causada por um movimento rápido do ser humano, no entanto será de grande interesse detetar variações de ordens de movimentos diferentes para tornar o sistema robusto a qualquer tipo de velocidades. Como o sistema terá como objetivo detetar a presença humana baseada nos seus movimentos, estes podem ser muito lentos quando o indivíduo está praticamente quieto e muito rápidos, por exemplo, quando está a correr.

Para isso, o algoritmo de deteção terá que cobrir todas essas gamas no espectro de forma eficiente a nível computacional, isso é conseguido adequando o fator de decimação para velocidades diferentes, no entanto a operação de decimação e filtragem exige algum esforço computacional para ser realizada em tempo-real, de modo que todas as operações terão que ser rentabilizadas no processo.

3.4.1 **Dinâmica de um ser humano**

Os movimentos do ser humano a ser considerados incluem desde deslocamentos tão lentos como o ciclo respiratório visível no tórax até ao corpo inteiro de um indivíduo a correr.

O mínimo a detetar será então de aproximadamente 13.8 ciclo respiratórios por minuto, que é o mínimo estabelecido dentro da margem do que se considera um ritmo respiratório médio, [9].

Facilmente se conclui que a frequência do ritmo cardíaco será então próxima dos 0.23 Hz e será esta a considerada como o movimento mais lento a detetar.

3.4.2 Banco de filtros multi-escala

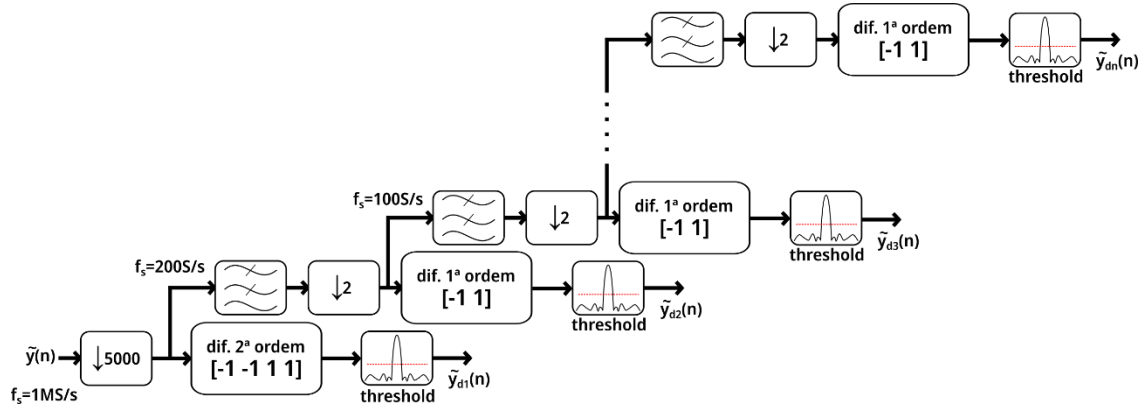


Figura 26 - Cascata de Detetores para cobrir várias gamas de movimentos.

Para cobrir várias gamas muito distintas de frequência, aplicam-se vários detetores como o representado em Figura 24 em cascata, sendo que o primeiro baixa a frequência de amostragem significativamente para detetar os movimentos rápidos tal como o cenário testado na secção 3.3.1, a partir daí cada detetor é implementado com decimadores de fator 2 e diferenciadores de primeira ordem em cascata retirando o sinal com frequências de amostragens distintas e cada vez mais lentas à medida que se progride na cascata tal como representado no diagrama da Figura 26.

Desta forma, há a possibilidade de utilizar vários sinais da saída de cada detetor por se focarem em conteúdos espectrais diferentes, na Figura 26 estes sinais de saída estão representados como $y_{d1}(n)$, $y_{d2}(n)$, ... $y_{dN}(n)$. Inicialmente foi adquirido um sinal amostrado a um milhão de amostras por segundo, o sinal $y(n)$ sofre uma decimação de cinco mil, resultando num sinal filtrado, com um filtro de ordem correspondente à ordem do decimador e reamostrado agora para duzentas amostras por segundo. O sinal $y_{d2}(n)$ como foi decimado a partir do sinal $y_{d1}(n)$ tem uma decimação acumulada de fator dez mil, e o sinal $y_{d2}(t)$ tem agora uma frequência de amostragem de cem amostras por segundo, o que é bastante mais lento. No entanto, como é necessário detetar movimentos ainda mais lentos, repete-se o processo e assim, conjugando todas as saídas, obtém-se um detetor bastante robusto, que não só deteta todas as gamas de movimentos desejadas, como rejeita a componente estática (DC) e as de altas frequências infligidas pelo ruído no canal.

No Anexo 2 está apresentado um *script* implementado em MATLAB que implementa um detetor multi-escala para aplicar num sinal de movimento, no anexo está implementado com uma série de sinais simulados no entanto implementando o sinal adquirido de acordo com o mesmo cenário de testes usado no final da secção 3.3.1. obtém-se os resultados da Figura 27.

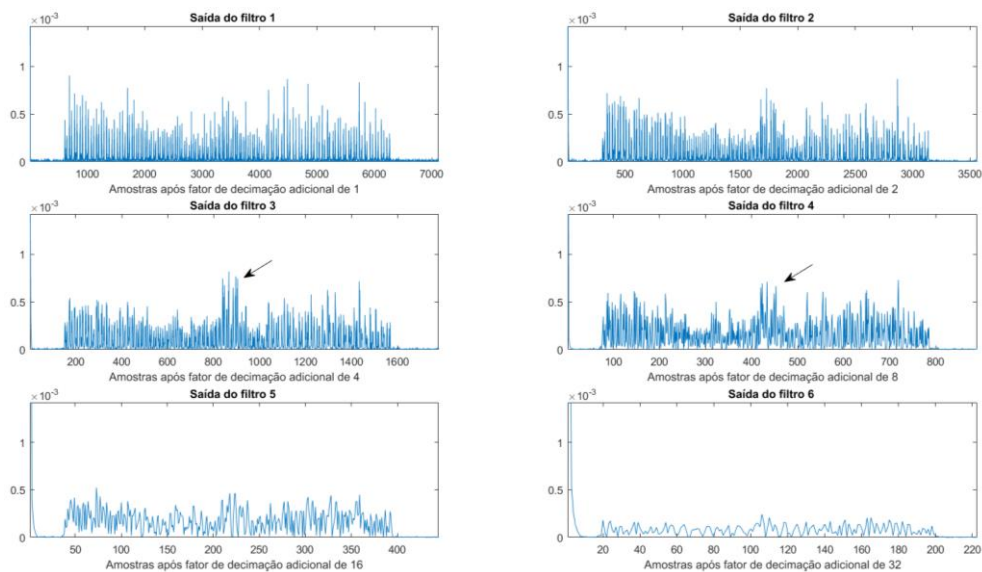


Figura 27 - Saídas dos vários filtros representados no diagrama da Figura 26.

As saídas dos vários filtros variam consoante as diferentes velocidades a que o objeto se moveu ao longo da amostragem deste sinal, por exemplo nos filtros 3 e 4 nota-se um realce numa zona aproximadamente a meio do sinal, anotada com setas pretas no gráfico. Significa que nesta zona o movimento foi a uma dada velocidade que, ao ser convertida por uma taxa de variação do sinal, despoleta uma resposta diferente em cada filtro por que passa, e obtêm o seu máximo num dado andar do banco de filtros, sendo assim possível distinguir as diferentes velocidades.

4. Radar Multistático

4.1 Motivação para a expansão

O sistema de radar do capítulo 3. é capaz de detetar movimento no canal onde está implementado, de velocidades muito distintas, sendo robusto a atenuações do sinal o que permite a sua utilização através de paredes, que são a maior fonte de atenuação no canal.

No entanto esta implementação é ainda deficiente para mapear a fonte do movimento em relação à origem do sistema pois não tem nenhum meio para distinguir a direção de proveniência das reflexões. Apesar disso, o radar terá uma zona limitada de deteção de movimento muito próxima da parede. Dado que o sinal terá que atravessar a parede duas vezes, reflexões provenientes de longas distancias simplesmente não vão chegar com potência discriminável à antena recetora. Na Figura 28 está representado o mesmo sistema da Figura 7 mas agora num cenário com duas fontes de movimento a distâncias distintas do radar. A onda emitida representada a verde atinge os dois alvos; a azul representa a reflexão no alvo mais próximo, que apesar da atenuação, ainda é distinguível pelo recetor; a vermelha representa a reflexão do alvo mais afastado que, devido à distância a que está do radar, já não é discriminável.

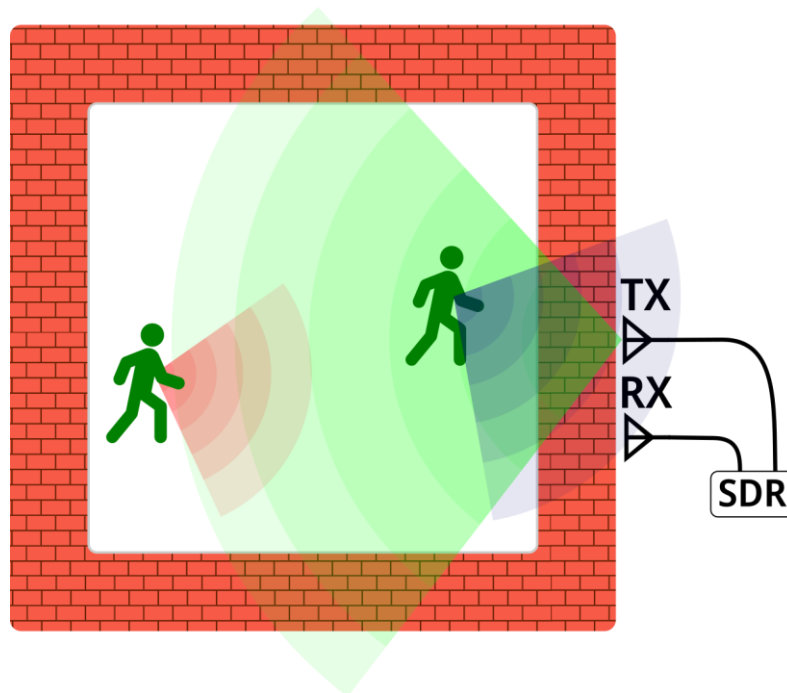


Figura 28 - Representação da limitação do alcance do radar monostático.

Para colmatar estas deficiências do radar monostático, expandiu-se o sistema para um radar multistático composto por vários módulos: um recetor e vários emissores, distribuídos em posições chave no exterior do compartimento onde se deseja detetar o movimento. Como foi observado no Capítulo 2.3.2, um radar multistático é caracterizado por ser constituído por várias antenas recetoras e emissoras em locais

diferentes, sendo que se considera que as antenas estão no mesmo local quando a distância de uma para a outra é desprezável comparado com a ordem de grandeza do comprimento de onda da portadora utilizada.

Cada módulo é constituído por um SDR, uma antena e um computador. Há dois tipos de módulos neste sistema:

- Módulos emissores: compostos por uma antena *patch* adaptada para 1.5GHz; um SDR, mais especificamente o USRPb200mini-i responsável pela conversão do sinal para RF; um computador de placa única, neste caso foram realizados testes com um Raspberry Pi que está encarregue de gerar o sinal para enviar para o SDR.
- Módulo recetor: composto por uma antena omnidirecional adaptada para 1.5GHz, um SDR, neste caso usou-se o USRPb200 que em praticamente tudo é equivalente ao USRPb200mini-i, responsável pela conversão do sinal para RF; um computador responsável por fazer o processamento do sinal recolhido.

Idealmente os módulos emissores são portáteis e independentes para se poder alterar facilmente a geometria da disposição do radar, por isso são compostos unicamente por componentes de boa portabilidade e são alimentados com uma bateria. Já o módulo recetor está responsável por fazer a distinção entre os sinais de cada um dos emissores o que pode exigir algum poder processamento, o que não impossibilita a sua portabilidade, mas certamente a restringe quando comparado com os módulos emissores num cenário de prototipagem.

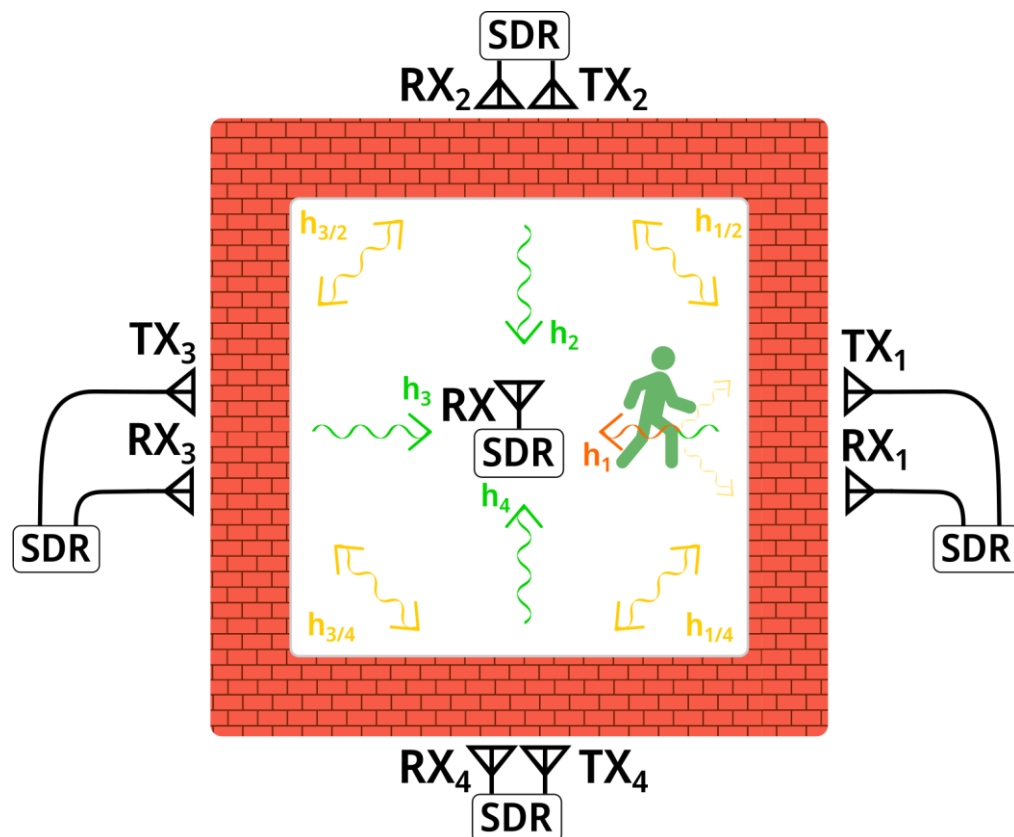


Figura 29 - Modelo do cenário de implementação do radar multistático.

Na Figura 29 está exemplificado um cenário com o radar multistático implementado, onde os módulos implementados no exterior do edifício estão marcados com TX_n , e o recetor que se encontra no interior está marcado com RX. Considere-se os canais correspondentes a cada par de módulos $TX_n - TX_k$ como $h_{n/k}$ e os canais correspondentes a cada par $TX_n - RX$ como h_n . Neste cenário idealiza-se que os módulos que se situam no exterior do compartimento serão capazes de transmitir e receber sinal sendo que todos os canais $h_{n/k}$ são bidirecionais enquanto que o módulo que se encontra no interior é apenas recetor. Com sinais emitidos diferentes entre canais, estes são distinguíveis o que conduz a que um indivíduo em movimento neste espaço afete de forma diferente cada um dos canais, pelo que influencia mais significativamente o canal a que está diretamente sobreposto. No caso do cenário da Figura 29 o indivíduo está a interferir no canal composto pelo par $TX_1 - RX$, e o recetor, conseguindo distinguir claramente o sinal proveniente do TX_1 dos restantes, será capaz de identificar que a fonte de movimento está presente no espaço correspondente a este emissor.

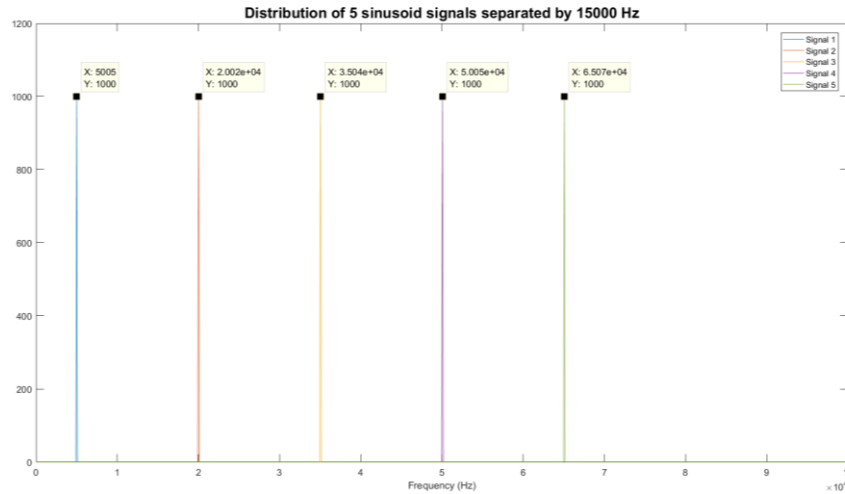


Figura 30 - Pente de 5 sinusoides, com a primeira de frequência 5kHz e separadas na frequência de 15kHz entre elas. Frequência de amostragem de 100kHz.

A abordagem mais direta para criar sinais distintos será gerar cada uma das sinusoides com uma frequência intermédia diferente e espaçada no espectro das restantes, criando um pente de n sinusoides correspondentes aos n emissores diferentes, o espaçamento no espectro terá que ser o suficiente para que haja distinção entre os sinais, mas não ocupando mais espectro do que a largura de banda que o recetor consegue adquirir instantaneamente. A Figura 30 representa um pente de sinusoides no espectro de largura banda de 100kHz, geradas em ambiente de simulação.

4.2 Desafios do radar multistático

Os principais obstáculos à expansão do radar monostático para o multistático derivam de ser uma solução que tem que ser implementada com portabilidade e com módulos independentes, isto significa que os computadores utilizados, neste caso Raspberry Pi, são limitados no que toca ao processamento de sinal em tempo real (limitando a taxa de amostragem) e potência transmitida para o SDR, dado que o USRPb200mini-i necessita de uma ligação ao computador usado de USB3.0 para garantir eventuais taxas de amostragem mais

elevadas e potência suficiente para garantir o seu bom funcionamento pois não tem nenhuma alimentação externa. O Raspberry Pi apenas possui portas de USB 2.0.

Como os módulos são todos independentes, cada SDR tem um oscilador local usado para fazer *up-convert* do sinal para RF e como os osciladores não estão ligados entre os vários SDR, os módulos vão estar assíncronos.

4.2.1 Sincronismo

No radar monostático, o SDR responsável pela transmissão e recepção do sinal é o mesmo – o USRP b200mini-i, tem como módulo de *front-end* de rádio o chip AD9364 [10]. Este chip é responsável por fazer a conversão do sinal desde a banda-base para a frequência de rádio e vice-versa, contextualizando de acordo com o modelo representado na Figura 14, isto corresponde à passagem do sinal x_{BB} para x_{RF} e de y_{RF} para y_{BB} . No datasheet pode-se consultar o seu diagrama de blocos funcional aqui representado na Figura 31, com realce na operação de modulação do sinal com o oscilador local. Sendo o oscilador do canal de transmissão e o de recepção derivados do mesmo oscilador local, pode-se garantir que o sinal recebido está perfeitamente sincronizado com o emitido.

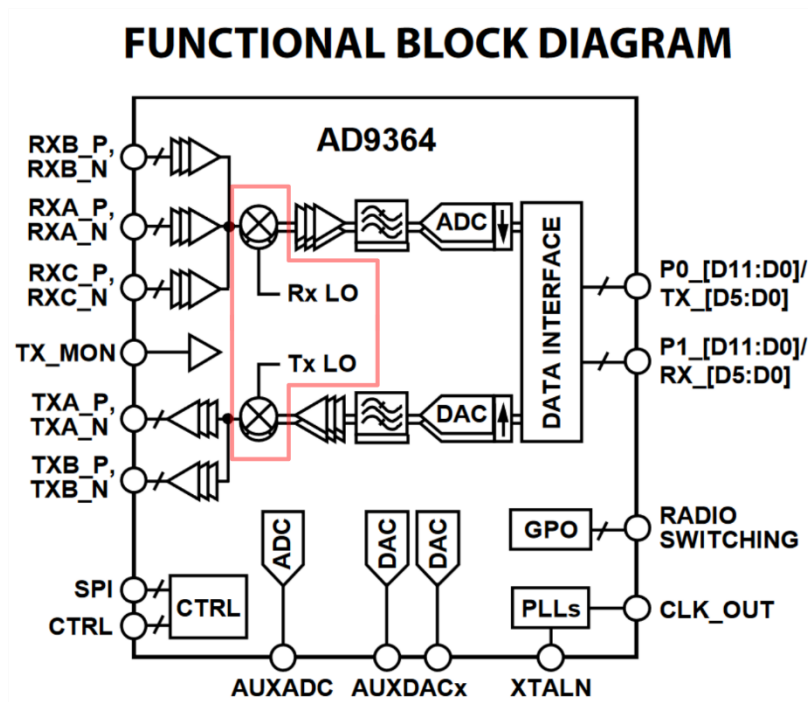


Figura 31 - Diagrama de blocos funcional do front-end de rádio AD9364, com realce na modulação pelo oscilador local.

No radar multistático, os SDR's responsáveis pela transmissão do sinal são todos independentes entre si e independentes do que está responsável pela recepção do sinal, o que significa que cada um vai modular o sinal para RF usando o seu oscilador local. Idealmente, qualquer oscilador excitado para oscilar a uma dada frequência f_{RF} , iria oscilar a essa frequência, no entanto, o hardware que compõe o oscilador introduz um

determinado erro o que vai fazer com que, quando se excita o oscilador para uma dada frequência f_{RF} , ele na verdade irá oscilar a uma frequência $f_{RF} + \delta f$.

$$\delta f = \sigma f_{RF} \quad (4.2.1)$$

σ corresponde ao erro de frequência *em partes por milhão*

Este desvio da frequência δf , é uma especificação associada a qualquer oscilador, e uma característica relativa à frequência que se deseja atingir, sendo dada em partes por milhão (ppm) e é normalmente usada como método de classificação da qualidade do oscilador. Se se consultar a Tabela 1 com as especificações do USRPb200mini-i [8], observa-se que a frequência tem um desvio de até 2 ppm, neste contexto significa que quando o SDR está a gerar um sinal com uma portadora de 1.5GHz, na prática esse sinal poderá ter um desvio na frequência de $\pm 3\text{kHz}$.

Como com dois aparelhos independentes, os osciladores não estão síncronos, quando se pretende utilizar um para emitir e outro para receber, terá que se ter em conta os dois desvios de frequência acumulados, que no pior cenário possível é a soma, o que resulta num erro total de $\pm 6\text{kHz}$ na frequência.

Para confirmar a existência deste fenómeno na prática, foi realizado um teste com dois SDR independentes, um a emitir uma senoide de frequência intermédia 10kHz modulada numa portadora de 1.5GHz através de uma antena e o outro SDR a receber esse mesmo sinal através de outra antena. As antenas utilizadas foram as apresentadas na Figura 11.

Para fazer a interface entre o computador e o SDR usou-se o software livre GNURadio [11] onde se configurou o sinal gerado a enviar para o SDR e em simultâneo se recebe o sinal e analisa em tempo real o seu espectro.

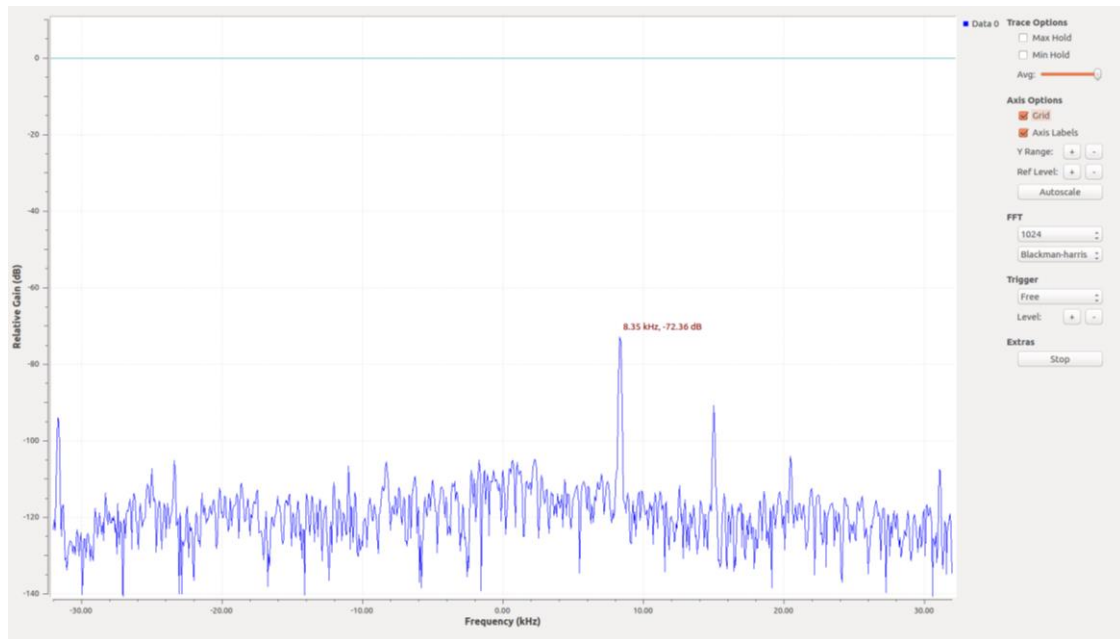


Figura 32 - Distribuição no espectro de um sinal recebido por um SDR, gráfico gerado no GNURadio Companion.

No caso de um sistema ideal, tendo em conta que o sinal enviado foi uma senoide de frequência $1.5\text{GHz} + 10\text{kHz}$ seria de esperar que o sinal recebido contivesse uma senoide também nessa frequência.

Na Figura 32 está representada a distribuição no espectro do sinal recebido pelo SDR centrado na frequência da portadora de 1.5GHz , ou seja, no gráfico o 0.00 Hz corresponde aos 1.5GHz e estão representadas todas as frequências numa gama de -32kHz a 32kHz . Facilmente se conclui que a linha que representa a maior potência no espectro corresponde ao sinal enviado pelo outro SDR e se apresenta na frequência intermédia de 8.35kHz .

$$\delta f = 10\text{kHz} - 8.35\text{kHz} = 1.65\text{kHz} \quad (4.2.2)$$

Neste caso o desvio de frequência foi de 1.65kHz , que se encontra dentro da margem prevista de $\pm 6\text{kHz}$, no entanto é a prova que neste sistema não se pode esperar que a frequência da portadora enviada seja exatamente a mesma da portadora gerada no recetor para desmodular o sinal, o que obriga a procurar uma solução que seja robusta a desvios de frequência.

4.2.2 Distorção

Nas funcionalidades deste SDR – o USRPb200mini-i [8] – e em toda a gama USRPb2xx, é possível controlar a potência de saída do sinal numa gama de 90 dB até um máximo de 10 dBm [12], no entanto, tem que se ter em conta que o sistema que engloba todos os andares de amplificação do sinal não é linear.

Relembrando o diagrama da Figura 16, pode-se assumir que todas as operações de modulação, desmodulação e propagação no canal podem ser resumidas a um bloco $H(t)$, que até ao momento se assumiu como sendo linear, porém como os componentes responsáveis por amplificar e filtrar o sinal não são lineares, irá haver distorção no sinal transmitido.

$$x(t) = A(t)\cos(\omega_c t + \theta(t)) \quad (4.2.3)$$

$$y_L(t) = a_1 x(t - \tau_1) = a_1 A(t - \tau_1)\cos(\omega_c t + \theta(t - \tau_1) - \Phi_1) \quad (4.2.4)$$

Suponha-se $x(t)$ (4.2.3) um sinal genérico à entrada do sistema, e um $y_L(t)$ (4.2.4) a saída do sistema linear.

A resposta do sistema não linear pode expandir-se numa representação polinomial apresentada em (4.2.5), aqui truncada ao terceiro grau para simplificar o seu desenvolvimento.

$$\begin{aligned} y_{NL}(t) &= a_1 x(t - \tau_1) + a_2 x(t - \tau_2)^2 + a_3 x(t - \tau_3)^3 \\ y_{NL}(t) &= a_1 A(t - \tau_1)\cos(\omega_c t + \theta(t - \tau_1) - \Phi_1) \\ &\quad + a_2 A(t - \tau_2)^2 \cos(\omega_c t + \theta(t - \tau_2) - \Phi_2)^2 \\ &\quad + a_3 A(t - \tau_3)^3 \cos(\omega_c t + \theta(t - \tau_3) - \Phi_3)^3 \end{aligned} \quad (4.2.5)$$

Expandindo de acordo com a igualdade trigonométrica $\cos(\alpha)\cos(\beta) = \frac{1}{2}\cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{2}\cos(\alpha + \beta)$, obtém-se (4.2.6):

$$\begin{aligned}
y_{NL}(t) = & a_1 A(t - \tau_1) \cos(\omega_c t - \theta(t - \tau_1) - \Phi_1) \\
& + a_2 A(t - \tau_2)^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_c t + 2\theta(t - \tau_2) - 2\Phi_2) \right) \\
& + a_3 A(t - \tau_3)^3 \left(\frac{3}{4} \cos(\omega_c t + \theta(t - \tau_3) - \Phi_3) + \frac{1}{4} \cos(3\omega_c t + 3\theta(t - \tau_3) - 3\Phi_3) \right)
\end{aligned} \tag{4.2.6}$$

Desta equação pode-se observar que o sinal de saída poderá conter várias componentes contidas em frequências múltiplas da frequência portadora inicial. [13]

Para demonstrar na prática o efeito de distorção aplicado no sinal, foi realizado uma série de testes com o SDR configurado com várias potências de saída, com o intuito de descobrir de que forma as harmônicas resultantes da distorção do sinal evoluem com a potência total do sinal de saída.

O cenário de testes foi composto por um USRPb200mini-i [8] ligado a um Raspberry Pi 3 [14] que gerava uma senoide de frequência intermédia de 30 kHz com uma frequência de amostragem de 64 kHz, à saída essa senoide é modulada pelo USRPb200mini-i por uma portadora de 1.5GHz. Na receção foi utilizado um analisador de sinal da marca Rohde & Schwarz, modelo FSQ8 [15] com uma janela de amostragem de 1 MHz, com o sinal centrado a 1.5 GHz, diretamente ligado através de um conector SMA-SMA à saída do SDR.

Foram testadas várias potências de saída do sinal, configuradas através do GNURadio [11] no Raspberry Pi 3 [14], que são atribuídos em percentagem do ganho máximo. Os resultados do analisador de sinal foram armazenados e analisados com o MATLAB. Na Figura 33 estão expostos os resultados das medições através de vários gráficos, cada um com um valor de ganho de saída diferente.

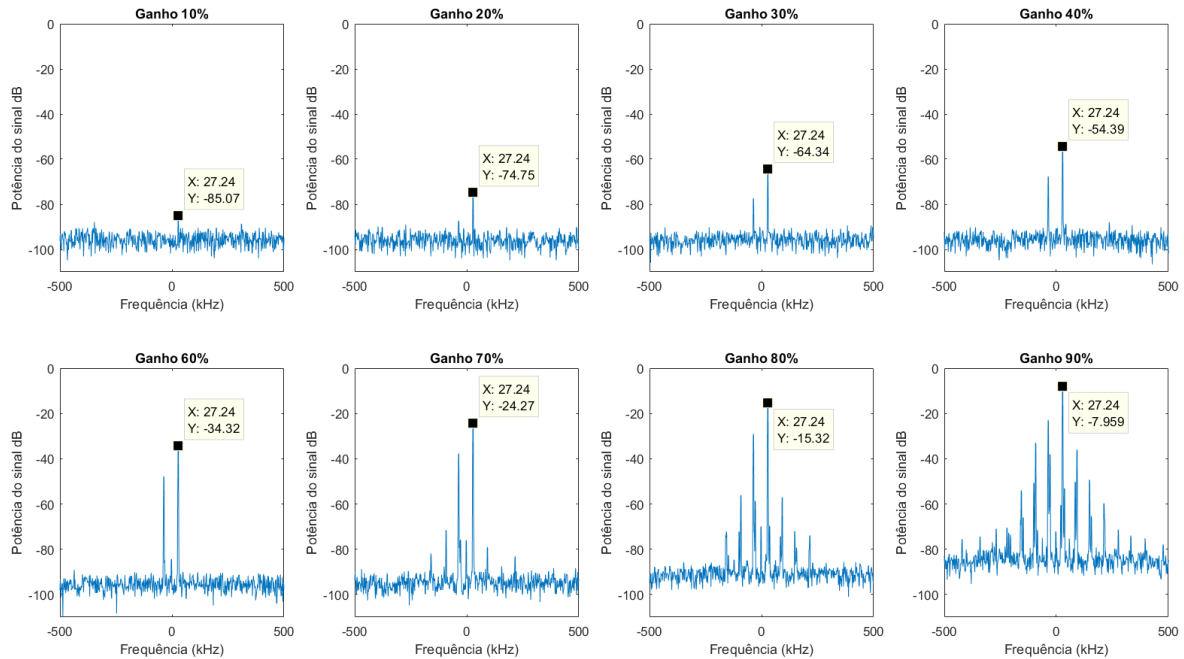


Figura 33 - Distorção harmónica do USRPb200mini-i de uma senoide de frequência intermédia 30kHz.

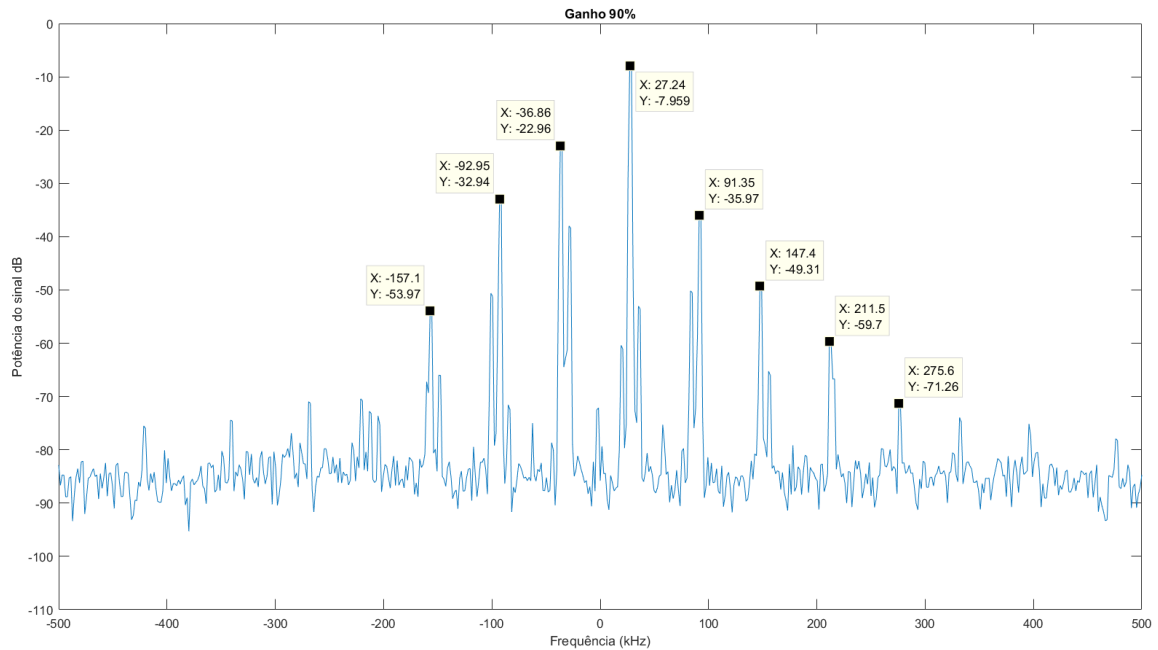


Figura 34 - Expansão do último gráfico da figura anterior.

Pode-se observar o sinal de 30kHz – neste caso próximo de 28kHz devido ao problema explorado na Secção 4.2.1 - apresenta sempre a potência mais elevada no espectro. Com ganhos baixos, esta componente a 28kHz é a única componente presente no espectro e à medida que a potência de saída é aumentada, os harmónicos do sinal têm cada vez maior potência.

Como foi analisado anteriormente na equação (4.2.6) a não linearidade pode apresentar componentes em vários múltiplos da frequência inicial, pelo que esta não linearidade depende dos componentes de hardware envolvidos na criação deste sinal. Neste caso observa-se que a distorção harmónica tem muito mais presença em componentes múltiplas ímpares dessa frequência inicial, como se pode observar no gráfico da Figura 34, as réplicas da frequência $f \approx 30 \text{ kHz}$ são em $3f$, $5f$, $7f$...

No caso da implementação deste sistema de radar multistático, tal como descrito no final da Secção 4.1, em que se pretende distribuir pelo espectro vários sinais provenientes de fontes diferentes e ainda assim diferenciá-los uns dos outros, a distorção harmónica apresenta um grave problema pois como se pode concluir com estes testes práticos, o SDR, ao criar um sinal com uma determinada componente no espectro, cria também réplicas desse sinal em outras frequências. Assim nada garante que a janela de visualização de um determinado sinal não contenha réplicas de outro sinal.

Suponha-se um cenário em que se deteta dois canais compostos por dois emissores e um recetor tal como apresentado na Figura 37, onde no primeiro canal, a frequência intermédia do sinal enviado seja f_1 e no segundo canal a frequência intermédia do sinal enviado seja f_2 . Estas duas frequências estão distribuídas no espectro com um dado intervalo entre elas Δf , intervalo este que inicialmente é estabelecido para dar uma margem superior ao erro de sincronização do oscilador.

$$\Delta f \geq (f_2 - \delta_f) - (f_1 + \delta_f) \quad (4.2.7)$$

A equação (4.2.7) define qual a margem Δf entre as duas frequências, que deve ser escolhida de forma que se tenha em conta o desvio de frequência causada pelo erro de sincronismo máximo num canal, ou seja, para um desvio máximo no canal de 6kHz, a margem deve ser superior a 12kHz.

Na Figura 30 está representado um pente de 5 sinusoides distanciadas na frequência de 15kHz, que é superior a esta margem calculada em função do erro do desvio de frequência, no entanto se os sinais forem sujeitos a distorção harmónica, esta margem não será suficiente.

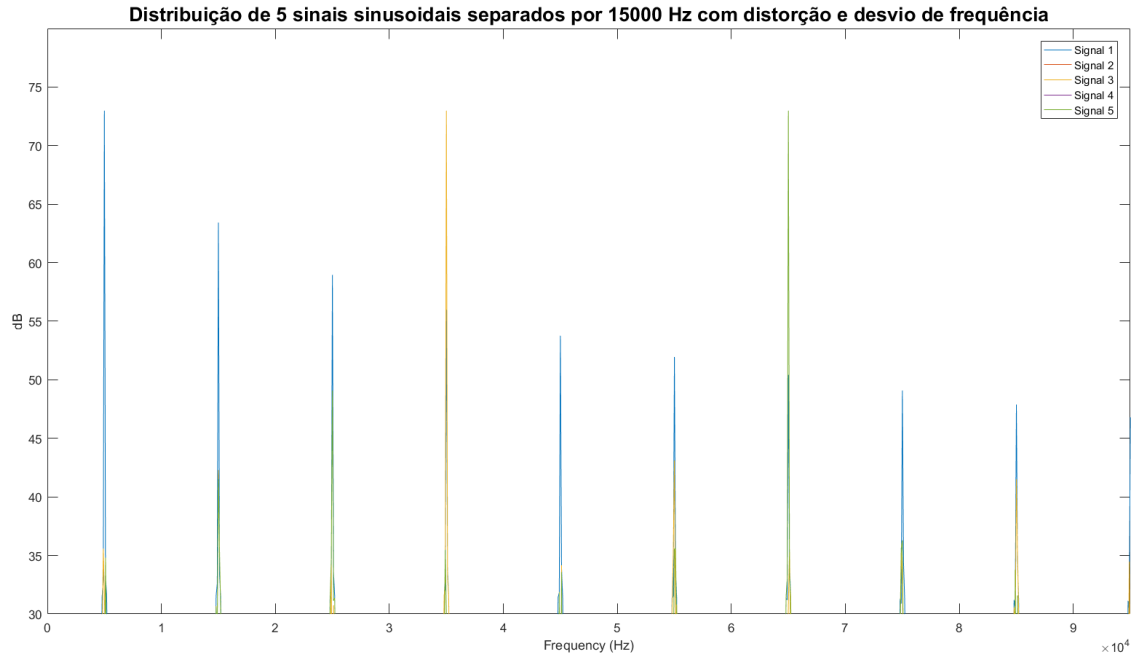


Figura 35 - Pente de 5 sinusoides, com a primeira de frequência 5kHz e separadas na frequência de 15kHz entre elas, com distorção causada por saturação do sinal. Frequência de amostragem de 1MHz.

A simulação do pente de 5 sinusoides, com os sinais saturados está representado na Figura 35. A saturação dos sinais, também conhecido como *clipping* causa distorção no sinal, obtendo componentes em várias frequências múltiplas da frequência original.

Adicionando a este fenómeno um desvio de frequência aleatório com o máximo de 6kHz, obtém-se o resultado da simulação representado na Figura 36.

O recetor terá que aplicar um filtro passa-banda exclusivo para cada um dos canais, de forma a separá-los uns dos outros, no entanto, com a distorção harmónica apresentada, as réplicas de um sinal irão sobrepor-se na banda de outros sinais.

Na situação representada até agora, pode-se assumir que o cenário de pior caso será aquele em que se pretende detetar movimento num canal, fortemente atenuado por um obstáculo, e haverá réplicas provenientes de outro sinal presentes da nessa banda. Supondo que o sinal “intruso” na banda do canal que se pretende detetar, não é atenuado por nenhum obstáculo, há a possibilidade de, apesar de ser uma réplica de

menor amplitude, ser ainda assim superior ao sinal que se pretende detetar, que foi fortemente atenuado. Os sinais tornam-se assim indistinguíveis pelo recetor.

Observando a influência destes fenómenos no sistema, conclui-se que se terá que implementar uma solução capaz de distinguir dois sinais provenientes de fontes diferentes, mesmo que eles partilhem o espectro.

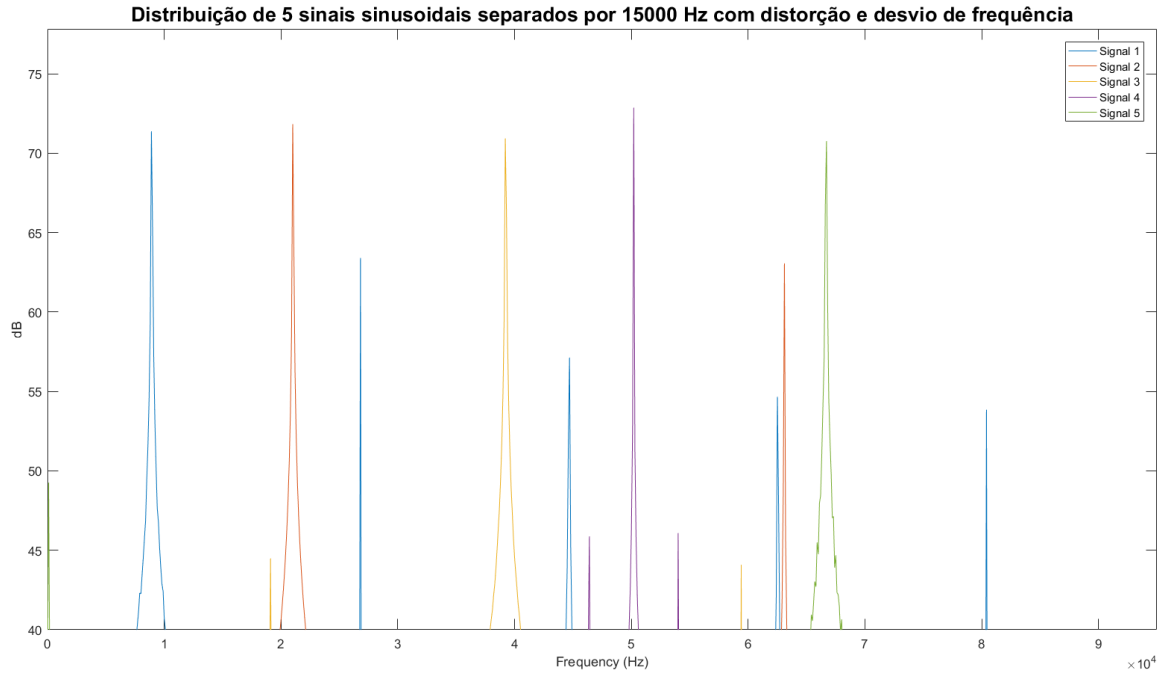


Figura 36 - Pente de 5 sinusoides, com a primeira de frequência 5kHz e separadas na frequência de 15kHz entre elas, com distorção causada por saturação do sinal e um desvio de frequência aleatório com um máximo de 6kHz. Frequência de amostragem de 1MHz.

4.3 Radar com Chirp

Para uma prova de conceito que demonstrasse a possibilidade de aplicação de um modelo que ultrapassasse as dificuldades descritas na secção 4.2 foi construída a infraestrutura como a representada na Figura 37 em que são montados dois emissores e um recetor, sendo que os três módulos são independentes entre si. Em frente a um dos emissores é colocado um obstáculo a simular a parede, para demonstrar o pior caso em que o sinal deverá continuar a ser detetado. Deverá ser distinguível qual o canal onde se sobrepõem o movimento de um indivíduo.

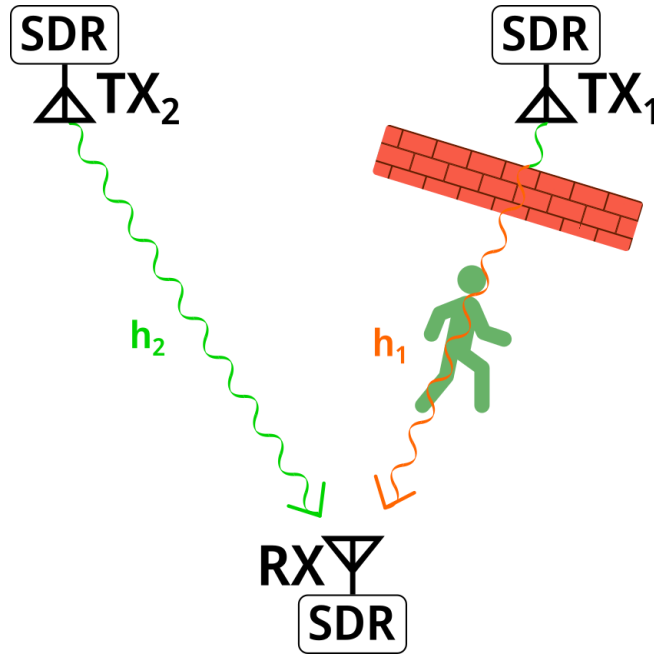


Figura 37 - Modelo considerado para prova de conceito.

4.3.1 Modelo do sistema multistático

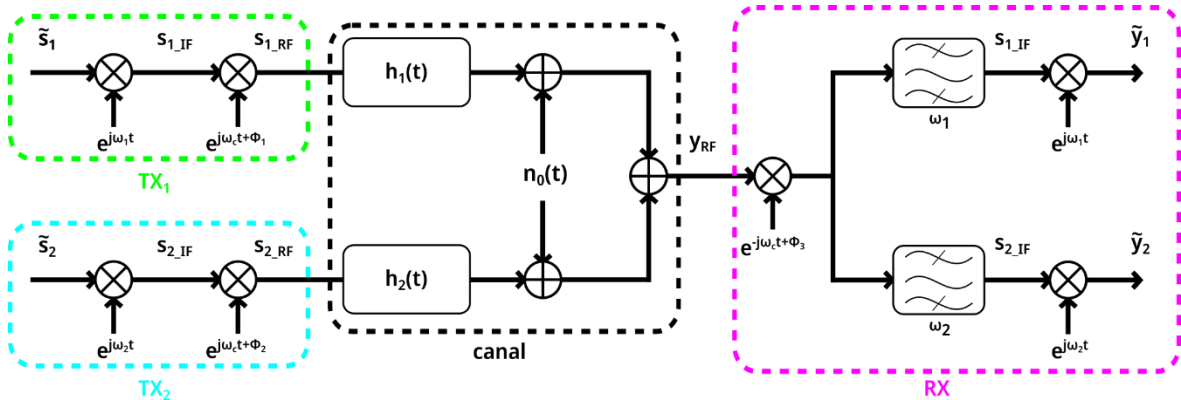


Figura 38 - Modelo da prova de conceito do sistema distribuído/multistático.

A abordagem aos problemas descritos anteriormente nas Secções 4.2.1 e 4.2.2 baseia-se na substituição do sinal sinusoidal por um tipo de sinal que seja mais robusto, e por robusto tenciona-se que seja um tipo de sinal que seja detetável pelo recetor mesmo que haja algum desvio na frequência da portadora e mesmo na presença de outros sinais na mesma gama do espectro. A distribuição das funções de cada um dos módulos demonstrados na Figura 37 pode ser analisada no diagrama de blocos da Figura 38, onde se representa, de forma genérica, o modelo do sistema com as operações realizadas pelo emissor TX_1 rodeadas por um retângulo verde, as do emissor TX_2 por um retângulo azul e as do RX por um retângulo violeta.

Supondo que se escolhem os sinais s_1 e s_2 robustos na medida em que são ultrapassadas as dificuldades impostas pelo hardware referidas anteriormente, o percurso dos sinais neste diagrama é semelhante ao da Figura 14, com a diferença que, como já foi visto na Figura 37, irá haver um canal para cada

um dos sinais e os moduladores e desmoduladores para/de RF têm associado um erro de frequência representado por Φ_n nas respetivas operações. Como os sinais estarão centrados em frequências intermédias diferentes, representadas por ω_1 e ω_2 , o recetor irá filtrar com um filtro passa-banda dedicado a cada um dos sinais antes de os desmodular para banda-base. Os sinais recebidos em banda-base estão representados por \tilde{y}_1 e \tilde{y}_2 . A partir desse ponto, a distinção dos sinais pelo recetor é feita aplicando um filtro ótimo, um filtro aplicado no sinal recebido que é adaptado de forma a maximizar a relação sinal-ruído na presença do sinal que se tenciona detetar. É um recetor bastante utilizado em vários tipos de sistemas de radar e é apresentado na Secção 2.2.2 com um pouco mais de detalhe.

A eficácia do filtro ótimo pode ser comparada ao resultado da operação de correlação de sinal recebido com o sinal desejado, sendo que atinge um pico máximo de potência quando ambos os sinais desta operação são iguais e estão sincronizados no tempo, qualquer outro resultado da correlação em que os sinais tenham um desvio no tempo será de menor amplitude, tal como detalhado na Secção 2.2.3.

A operação de correlação é uma função aplicada entre dois sinais, em função do tempo, no entanto como interessa observar o comportamento do recetor com variações na frequência, manipula-se a operação de correlação de forma a torná-la bidimensional, ou seja, não só variável em função do tempo, mas também em função de um desvio de frequência no sinal recebido em relação ao esperado – a esta função dá-se o nome de função de ambiguidade e está detalhada na Secção 2.2.4.

4.3.2 Radar com Chirp multistático

Para analisar o comportamento do recetor quando se utiliza um sinal sinusoidal, desenhe-se a função de ambiguidade desse sinal. Utilizando o MATLAB, gerou-se o sinal representado na Figura 39, uma senoide complexa de frequência 5kHz e pulsada durante 10ms. Nas Figura 40 e Figura 41 apresenta-se a função de ambiguidade desse sinal, gerada no MATLAB com o código apresentado no Anexo 4 e facilmente se observa que à medida que se aumenta o desvio de frequência do sinal recebido, a energia do pico de correlação decai fortemente.

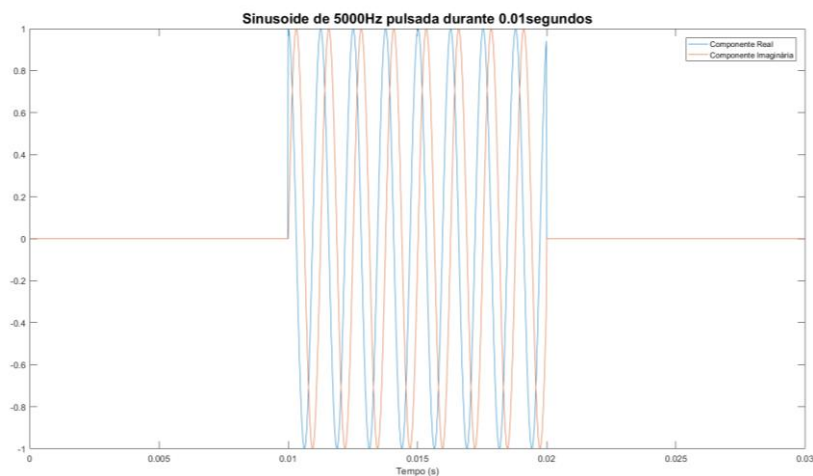


Figura 39 - Sinusoide de 5kHz pulsada durante 10ms.



Figura 40 - Função de ambiguidade de uma senoide pulsada durante 10 ms, a uma frequência de 5kHz.



Figura 41 - Função de ambiguidade da figura 26, vista dos eixos do tempo e da frequência.

Tendo em conta que o canal poderá sofrer desvios de até 6kHz, será necessário garantir um sinal que mantenha uma boa correlação para estes desvios na frequência. Para isso escolheu-se um sinal baseado na senoide, mas que varia a sua frequência linearmente ao longo de um intervalo de tempo – a esse sinal denomina-se normalmente de *chirp* [16].

A grande diferença do *chirp* para a senoide referida anteriormente é a sua presença no espectro, como é um sinal que varia a sua frequência ao longo do tempo tem a sua energia distribuída por uma determinada banda no espectro, banda esta que se define pela sua frequência inicial e pela sua frequência final. Um exemplo de um *chirp* gerado no MATLAB está representado na Figura 42 que inicia aos 10ms com uma frequência de 0 Hz e termina aos 20 ms com uma frequência de 10 kHz.

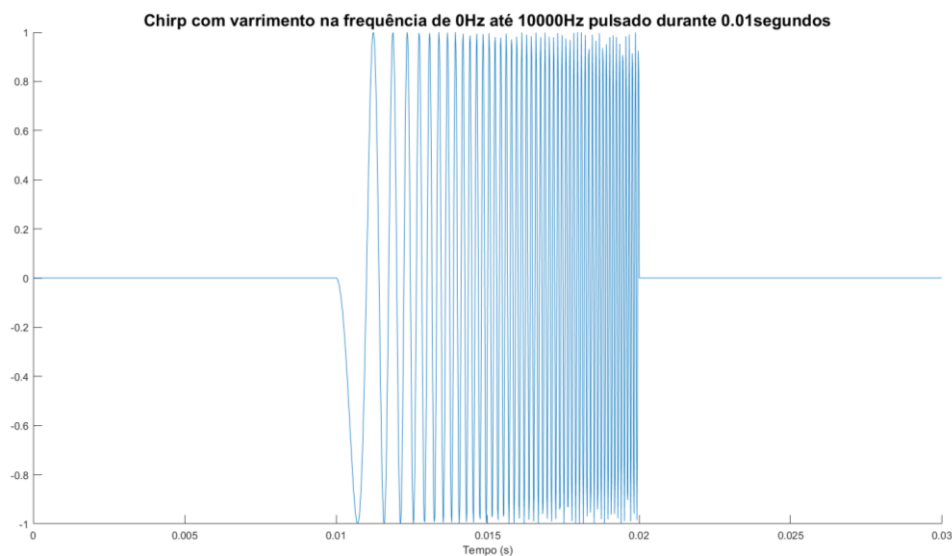


Figura 42 - Exemplo de um chirp linear de largura de banda 10kHz - entre 0 e 10kHz - pulsado durante 10ms.

Como este sinal está a ser analisado em frequência intermédia, posteriormente é modulado para a portadora e subirá significativamente a frequência. O que significa que um *chirp* de frequência de 0 a 5kHz modulado por uma portadora de 1.5GHz irá no final, ser um *chirp* com uma largura de banda de frequência, mais concretamente de 1.50000GHz a 1.50001Ghz. Tendo em conta isto, pode também definir um *chirp* de largura de banda de 10kHz com a frequência inicial de -5kHz e a final de 5kHz, tal como representado na Figura 43, que depois de modulado pela portadora irá ser um *chirp* de 1.49995GHz a 1.50005Ghz.

Ao observar a função de ambiguidade deste sinal, representada na Figura 44 e na Figura 45, repara-se que a sua correlação continua a decair com o aumento da frequência no entanto comparado com a senoide apresentada na Figura 40 tem muito mais persistência mesmo quando há um desvio de frequência entre os sinais correlacionados.

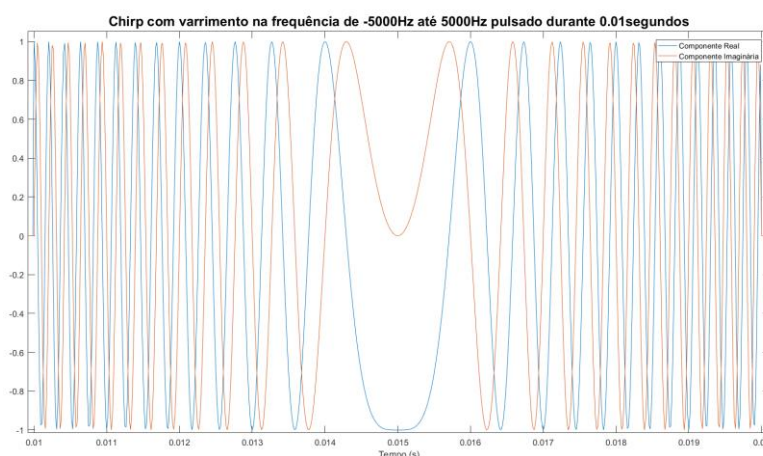


Figura 43 - Exemplo de um chirp linear de largura de banda 10kHz - entre -5kHz e 5kHz - pulsado durante 10ms.

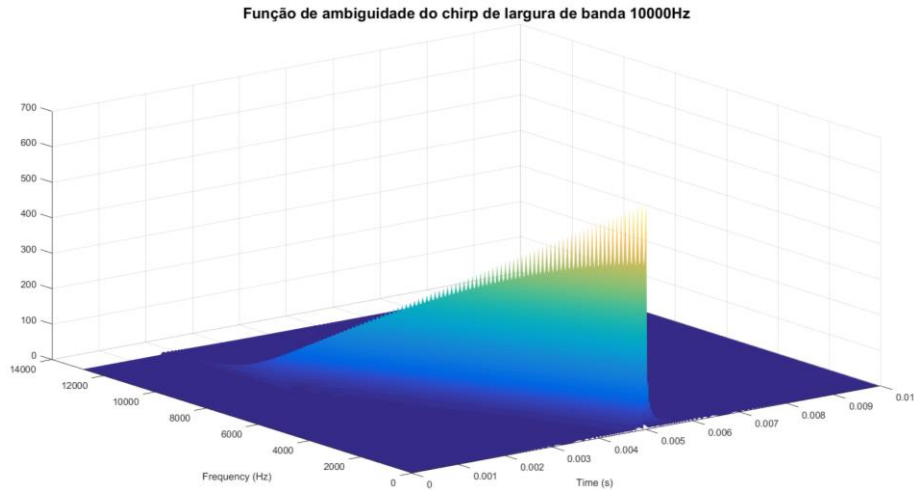


Figura 44 - Função de ambiguidade de um chirp de largura de banda de 10kHz, pulsada durante 10 ms.

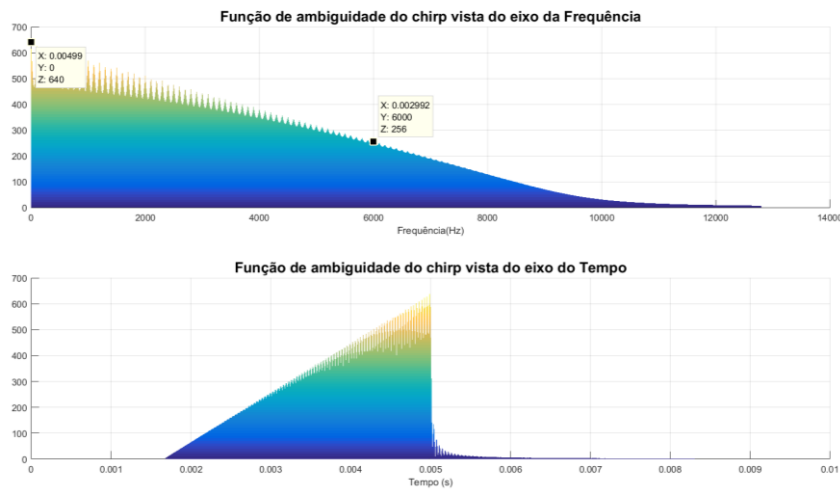


Figura 45 - Função de ambiguidade da figura 30, vista dos eixos do tempo e da frequência.

No gráfico representado no topo da Figura 45, pode-se observar claramente o pico de correlação a variar ao longo do aumento do desvio de frequência. Com um desvio de 6kHz a amplitude do pico de correlação, que está diretamente relacionada com a energia do sinal recebido como revisto na secção 2.2.3, perdeu aproximadamente metade da amplitude comparado com o pico de auto-correlação do sinal, o que é significativamente superior quando comparado com o caso da senoide como demonstrado na Figura 41.

Isto demonstra que a utilização de *chirp* no lugar das sinusoides é uma possível solução para ultrapassar o desafio associado à falta de sincronismo apresentado na secção 4.2.1, pois apresenta relativamente boa correlação entre o sinal enviado e o sinal recebido mesmo que entre eles haja um desvio de frequência significativo.

Reverendo a Figura 37, até ao momento está implementado um *chirp* para cada um dos canais h_1 e h_2 , alocados cada um na sua gama de frequência no entanto como observado na secção 4.2.2 existe distorção harmónica que vai propagar réplicas de cada um dos sinais nas frequências vizinhas, ou seja no canal h_1 , restringido a uma determinada largura de banda associada ao emissor TX_1 vão existir réplicas do sinal enviado

pelo TX_2 e vice-versa. As réplicas de cada um dos sinais serão sempre de menor amplitude do que o sinal original, porém, no pior cenário possível pode-se imaginar o caso em que se pretende detetar o sinal emitido pelo TX_1 e este vem fortemente atenuado por uma parede e a potência das réplicas do sinal do TX_2 , presentes na largura de banda do TX_1 , acabam por ter maior potência do que o sinal que é desejado detetar.

Para obter alguma robustez neste tipo de situações, será necessário implementar dois tipos de *chirps* diferentes que possam partilhar espectro e mesmo assim ser distinguíveis sem obter recurso à amplitude dos mesmos. Existem várias formas de implementar um *chirp*, neste caso só foi demonstrado um *chirp* com aumento linear na frequência, no entanto da mesma forma que se pode implementar um aumento linear, também se pode implementar um *chirp* com uma diminuição linear na frequência, ou até com uma evolução exponencial, quadrática, logarítmica, etc. na frequência em vez de ser linear.

Neste caso explorou-se a possibilidade de implementar um *chirp* com a frequência a aumentar linearmente num dos canais e um *chirp* com a frequência a diminuir linearmente noutro canal, de forma a que a correlação cruzada entre os sinais diferentes seja sempre significativamente inferior à auto-correlação do sinal desejado.

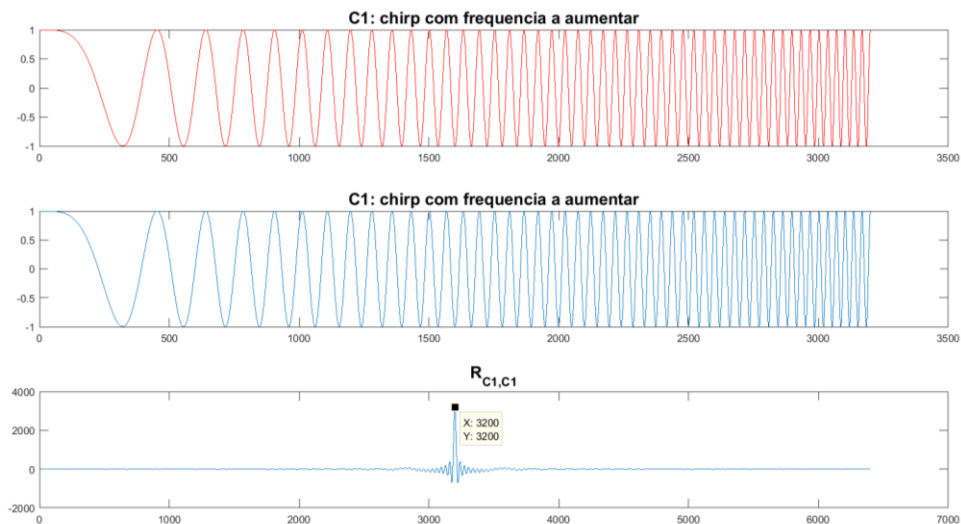


Figura 46 – Auto-correlação de um chirp gerado em MATLAB no gráfico do fundo, sinais a correlacionar nos gráficos do topo.

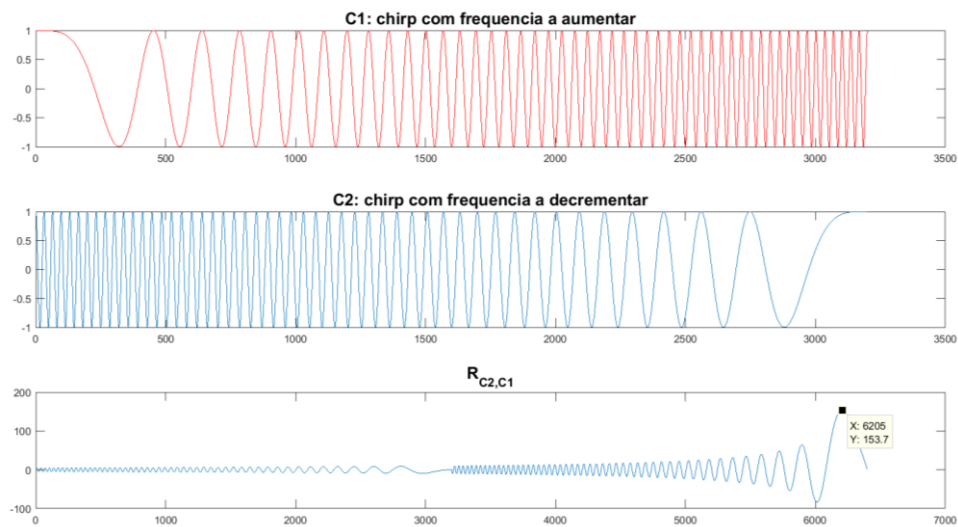


Figura 47 - Correlação cruzada entre dois chirps diferentes no fundo, representação dos chirps diferentes a correlacionar no topo.

Na Figura 46 apresenta-se o resultado da auto-correlação de um *chirp* de aumento de frequência linear e na Figura 47 a correlação entre dois *chirps* com a mesma largura de banda no espectro, mas com um deles a iniciar em DC e a aumentar até uma determinada frequência (C1 no gráfico) e outro a começar nessa frequência e diminuir até DC (C2 no gráfico).

Para comparar a correlação cruzada entre os dois *chirps* diferentes e a auto-correlação do *chirp*, foi desenhado o gráfico da Figura 48 que demonstra, numa escala logarítmica implementada na amplitude da correlação, a diferença entre o pico de auto-correlação e o pico de correlação cruzada. Pode-se observar que com esta implementação, no caso de haver dois *chirps* sobrepostos na frequência, ganha-se uma diferença de aproximadamente 13dB do sinal detetado pela auto-correlação para o sinal indesejado causado pela interferência do sinal vizinho.

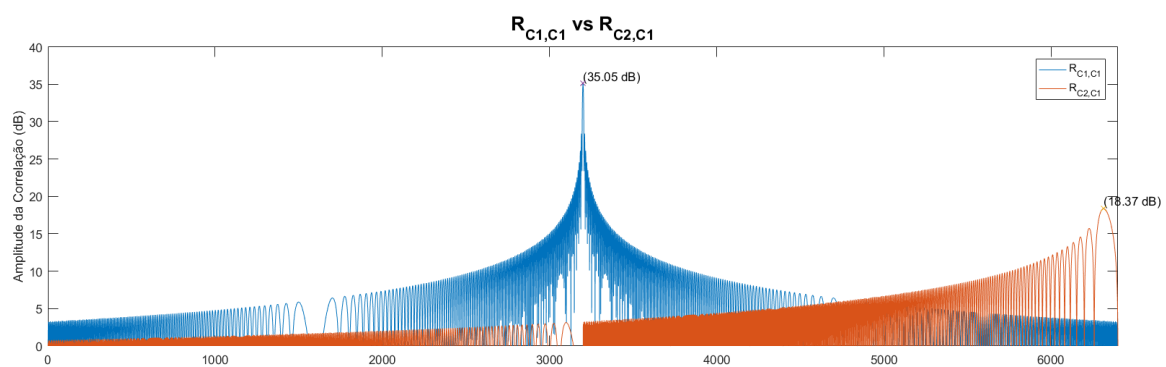


Figura 48 - Correlação cruzada entre chirps diferentes vs auto-correlação do chirp com largura de banda de 5kHz e Frequência de amostragem de 16kHz

Para conseguir aumentar esta diferença entre a amplitude da autocorrelação e a correlação cruzada entre dois *chirps* diferentes estudou-se a variação desta diferença com o aumento da largura de banda dos *chirps*.

Gerou-se a correlação entre dois *chirps* diferentes (um de frequência crescente e um de frequência decrescente) e a autocorrelação de um deles, à semelhança do gráfico da Figura 48, no entanto para várias larguras de banda de frequência de *chirps*, diga-se largura de banda de frequência de *chirp* a diferença entre a frequência inicial e a frequência final do *chirp*. Variou-se esta largura de banda desde uma pequena fração da frequência de amostragem até metade da frequência de amostragem e observa-se na Figura 49 que, para o caso de se usar uma frequência de amostragem de 320kHz, a largura de banda de *chirping* ideal de forma a maximizar a distância da autocorrelação para a correlação cruzada é de 80kHz, ou seja um quarto da frequência de amostragem.

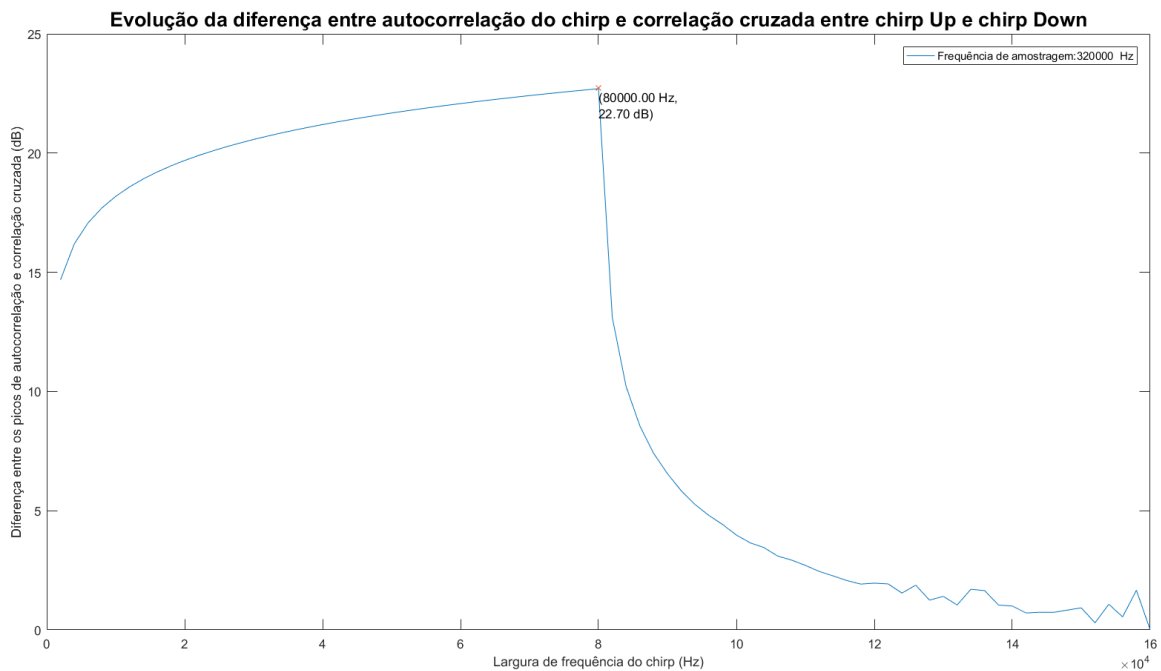


Figura 49 - Diferença das amplitudes dos picos das correlações da Figura 48, com o aumento de largura de frequência de chirping.

O ponto máximo da Figura 49 representa a diferença entre dois picos de correlação, em dB:

- Pico de autocorrelação de um *chirp* com duração de 50ms, com frequência inicial de 0Hz e final de 80kHz.
- Pico de correlação cruzada entre um *chirp* com duração de 50ms, com frequência inicial de 0Hz e final de 80kHz e um *chirp* com duração de 50ms, com frequência inicial de 80kHz e final de 0Hz.

A representação deste pico de correlação pode ser vista na Figura 50.

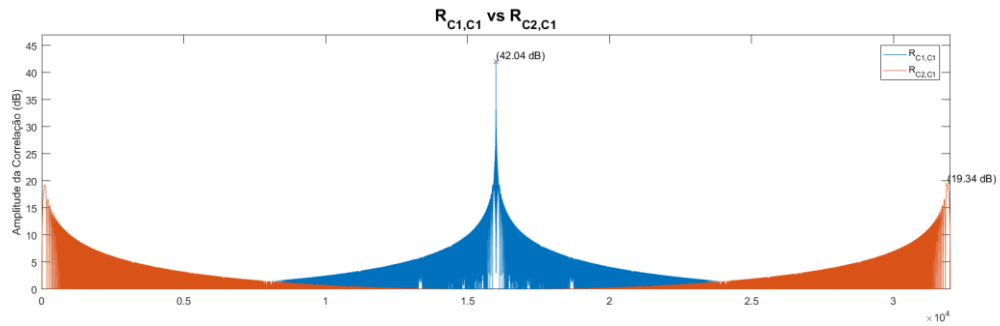


Figura 50 - Correlação cruzada entre chirps diferentes vs auto-correlação do chirp com largura de banda de 80kHz e Frequência de amostragem de 320kHz.

Para além da frequência o *chirp* é também caracterizado pelo tempo que está a ser emitido, e, como é espectável, um sinal que seja emitido durante mais tempo irá ter um pico de auto-correlação também cada vez maior pois a soma da energia total de um sinal finito é diretamente proporcional à duração desse sinal.

Para saber de que forma a distância entre os picos de correlação destes dois *chirps* diferentes que estão a ser estudados varia com o aumento da duração de ambos os sinais, repetiu-se o processo da Figura 49 mas agora fixando a largura de banda dos *chirps* em $\frac{1}{4}$ da frequência de amostragem e aumentando linearmente a duração dos *chirps* até 30ms. Esta evolução está representada na Figura 51.

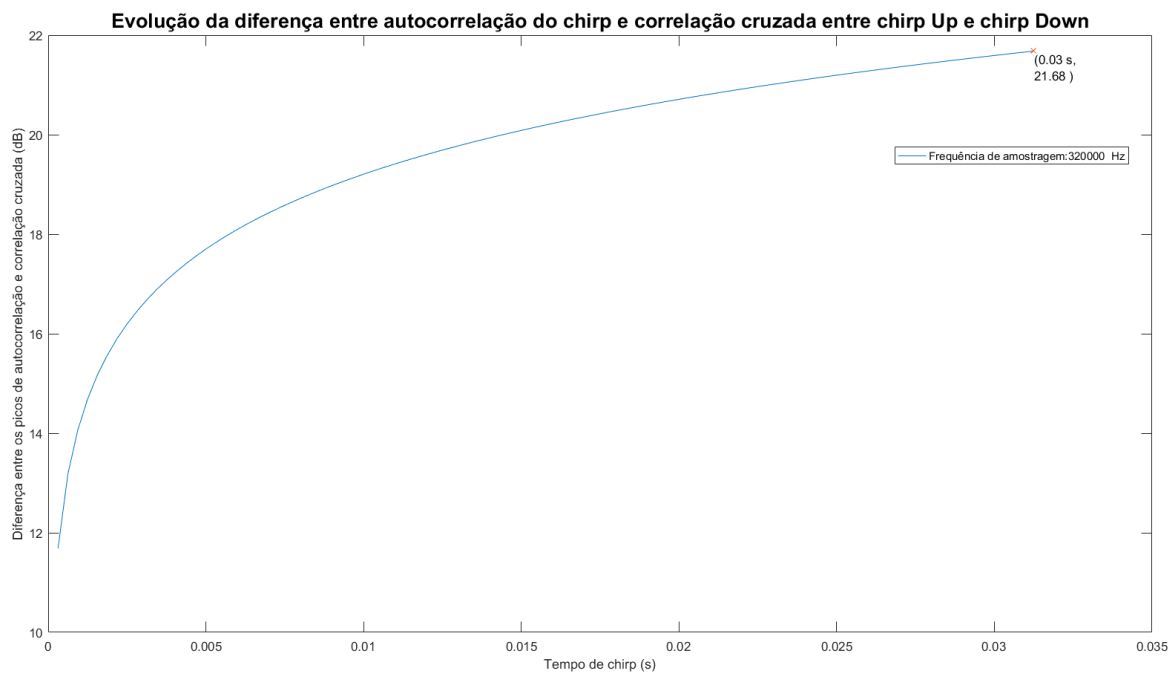


Figura 51 - Diferença das amplitudes dos picos das correlações, com o aumento de tempo de chirping.

A distância entre os picos de correlação aumenta sempre com o aumento da duração temporal dos *chirps*, no entanto em certo ponto atinge-se um valor de duração de *chirps* impraticável mesmo em ambientes em que se pretende detetar variações no canal lentas. Por exemplo, se se pretender atingir uma taxa de 50 amostras por segundo, terá que se enviar um *chirp* a cada 20 ms,

4.3.3 Teste de implementação em laboratório

Para testar a utilização do chirp, foi montado o seguinte cenário, representado em dois pontos de vista diferentes na Figura 52: 2 SDR's USRPb200mini-i [8] configurados para enviar cada um, um *chirp* de forma repetitiva através das antenas apresentadas da Figura 11. Um SDR USRPb200 [17] a receber todos os sinais através de uma antena semelhante às restantes, ligado ao computador e a armazenar os dados recebidos.

Foi utilizado um computador para fazer o controlo e o processamento dos três módulos pois está confirmado que não há sincronismo do oscilador através das portas USB dos SDR para o computador, dado que o desvio de frequência provém apenas do oscilador local de cada um dos SDRs, de modo que o uso de um computador para controlar os três módulos, à partida não compromete a prova de conceito, apesar de que poderá sobrecarregar a interface USB, no entanto funcionando neste caso, irá garantir a possibilidade de operação em interfaces independentes.

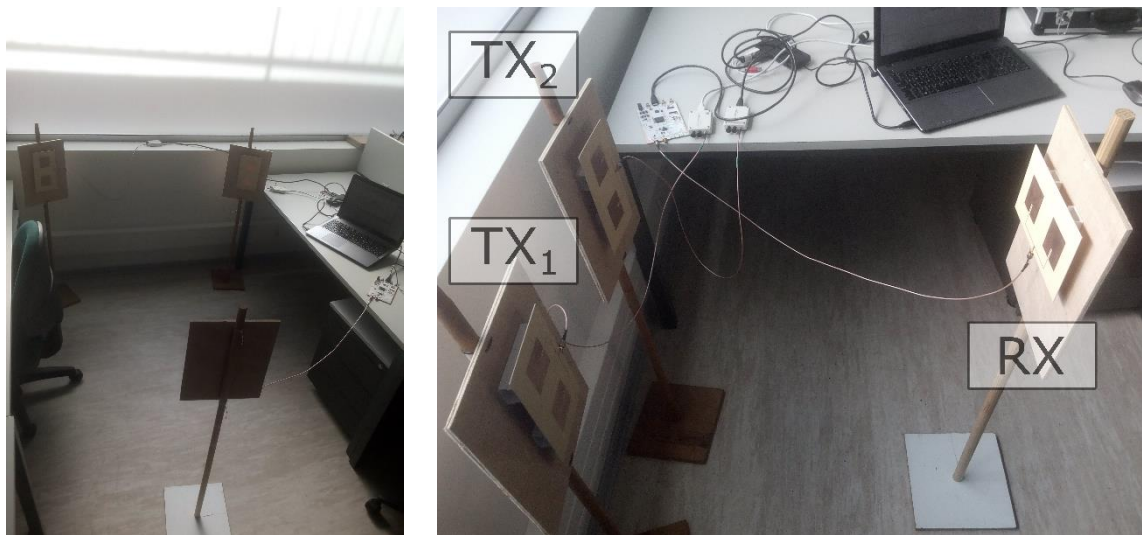


Figura 52 - Representação da disposição das antenas em dois pontos de vista diferentes, emissoras do lado esquerdo e recetora do lado direito

Os sinais enviados são *chirps* gerados na banda de frequência intermédia entre 5kHz a 10kHz, com uma amostragem de 320kHz, ambos modulados à saída do SDR pela portadora de frequência de 1.5GHz. O sinal enviado pelo TX_1 é, antes de ser modulado pela portadora, um *chirp* com frequência inicial de 5kHz e evolução linear na frequência até à frequência final de 10kHz, já o sinal TX_2 é um *chirp* inverso do anterior, isto é, tem como frequência inicial 10kHz e decresce na frequência até 5kHz. Num cenário prático os dois sinais deveriam estar espaçados na frequência para tentar evitar à partida que houvesse sobreposição dos sinais no espectro, no entanto pretende-se com este teste simular uma situação de pior caso, por isso sobrepõem-se os sinais na mesma banda de frequência.

Os dados recebidos são armazenados no computador que corre o software GNURadio [11]. Este programa é responsável por fazer a aquisição e processamento dos sinais em tempo real: recebe o sinal na frequência intermédia vindo do SDR e filtra-o com dois filtros ótimos, um adaptado ao *chirp* com frequência crescente e um adaptado ao *chirp* com frequência decrescente.

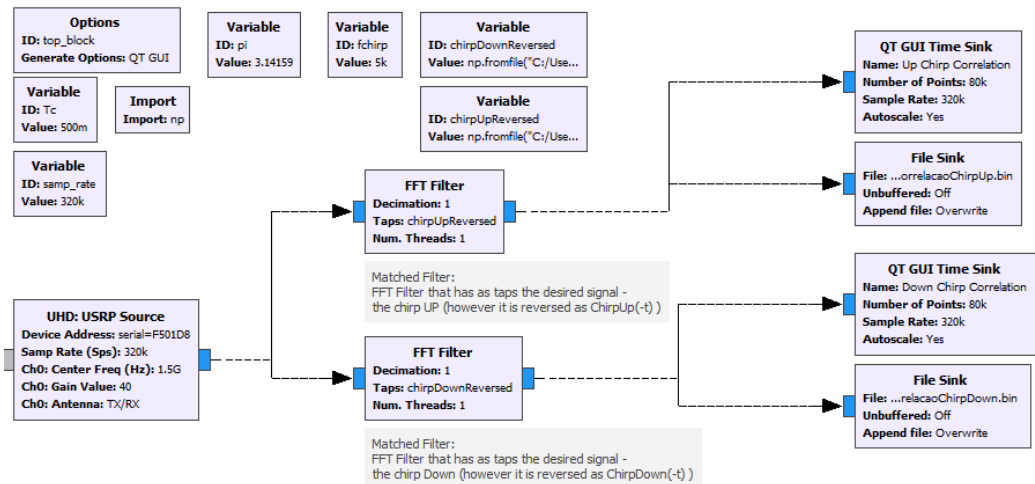


Figura 53 - Implementação no GNURadio do recetor com os filtros ótimos

A implementação em GNURadio [11] do recetor pode ser vista na Figura 53, onde do lado esquerdo se encontra o bloco responsável por receber o sinal do SDR. Este sinal está na frequência intermédia de 5kHz a 10kHz pois o SDR já desmodula o sinal de RF. Este é enviado para dois filtros ótimos diferentes aqui implementados com as operações representadas por FFT Filter que tem como índices do filtro todo o sinal que é desejado detetar, invertido no tempo. Isto corresponde à operação descrita na equação (2.2.13), no domínio discreto.

Tal como esperado de um filtro ótimo, a saída deste filtro irá ter um máximo de amplitude quando o sinal recebido corresponder ao sinal que se deseja detetar, o que nesse instante corresponde ao pico da auto-correlação do sinal. Como os sinais não estão completamente sincronizados, a correlação entre o sinal recebido e o sinal desejado não é máxima, no entanto, como visto na função de ambiguidade dos *chirps*, será de amplitude suficiente para manter uma boa relação sinal-ruído, em que se considera como parte integrante do ruído o sinal do outro canal que irá ser detetado com o outro filtro ótimo.

Neste cenário foram adquiridos resultados durante aproximadamente 30 segundos, em que durante esse tempo foi atravessado em frente a cada um dos emissores um obstáculo em momentos diferentes, o que significa que houve perturbações diferentes em momentos diferentes a cada um dos canais. Na Figura 54 apresenta-se a saída dos dois filtros ótimos e pode-se observar que apesar de estarem a operar na mesma banda de frequência, são canais distintos e sofrem alterações com o movimento de um obstáculo no meio de forma independente.

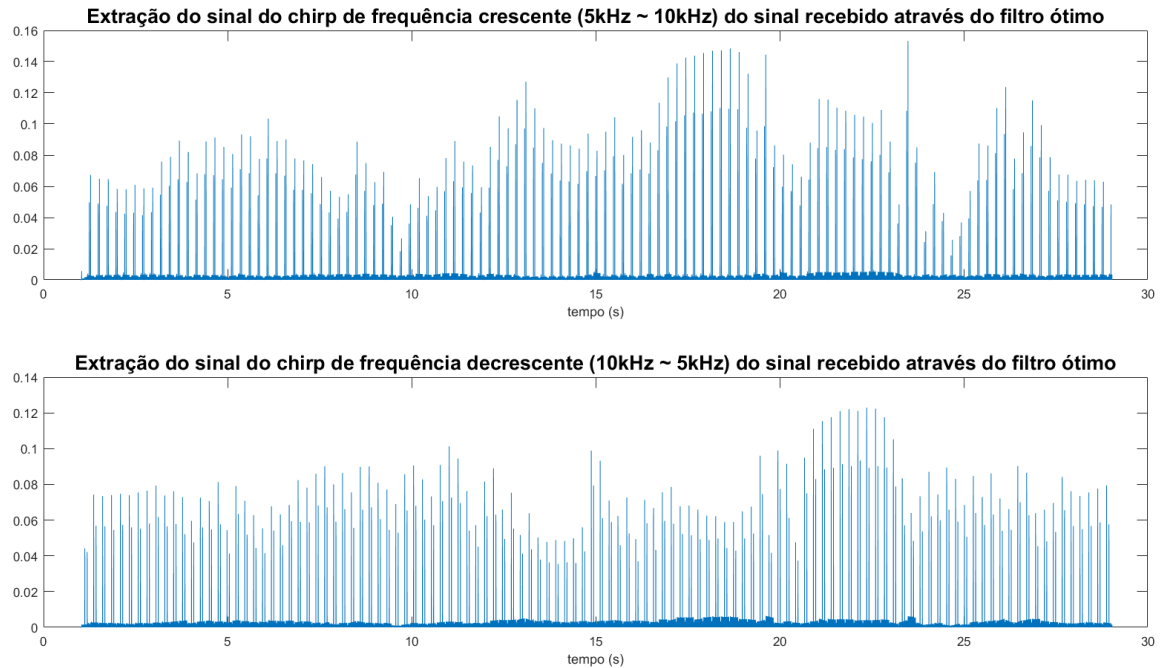


Figura 54 - Saída dos filtros ótimos armazenada durante aproximadamente 30 segundos

Observando o gráfico da Figura 54 com algum detalhe, pode-se reparar que os picos de cada um dos canais correspondem à auto-correlação desse sinal, no entanto num patamar mais baixo observa-se uma componente do sinal que acompanha a forma do sinal do outro canal.

Na Figura 55 ampliou-se na escala do tempo a Figura 54 entre os 15 e os 20 segundos, e ampliou-se a amplitude do canal inferior – auto-correlação do sinal recebido com o *chirp* de frequência decrescente – de forma a observar o patamar inferior do sinal, que na prática se pode considerar que é ruído.

Extraíu-se a amplitude da auto-correlação do sinal superior e comparou-se a amplitude da correlação cruzada correspondente a essa posição no tempo, do sinal inferior, com o objetivo de comparar estas duas grandezas – a amplitude de auto-correlação de um sinal com a amplitude de correlação cruzada entre os dois sinais.

O valor da amplitude de auto-correlação do *chirp* a crescer é, como se vê no marcador do sinal do topo 0.1444 e o valor da correlação cruzada nesse instante, entre o *chirp* a decrescer e o *chirp* a crescer é, como se vê no marcador do sinal do fundo 0.006458. A estes sinais está sempre presente a influência do ruído, no entanto é uniforme e como apenas interessa interpretar estes dois valores de forma relativa, pode ser ignorado.

A razão entre estas duas amplitudes é dada por (4.3.1):

$$\frac{0.1444}{0.006458} \approx 22,36 \quad (4.3.1)$$

Como comparações relativas são facilmente interpretadas numa escala logarítmica, este valor corresponde a 13.5dB.

Observando a simulação demonstrada na Figura 48, pode-se extrair uma relação entre os dois picos de 16.68dB, o que significa que não há um desvio muito grande entre o resultado simulado e o obtido na prática.

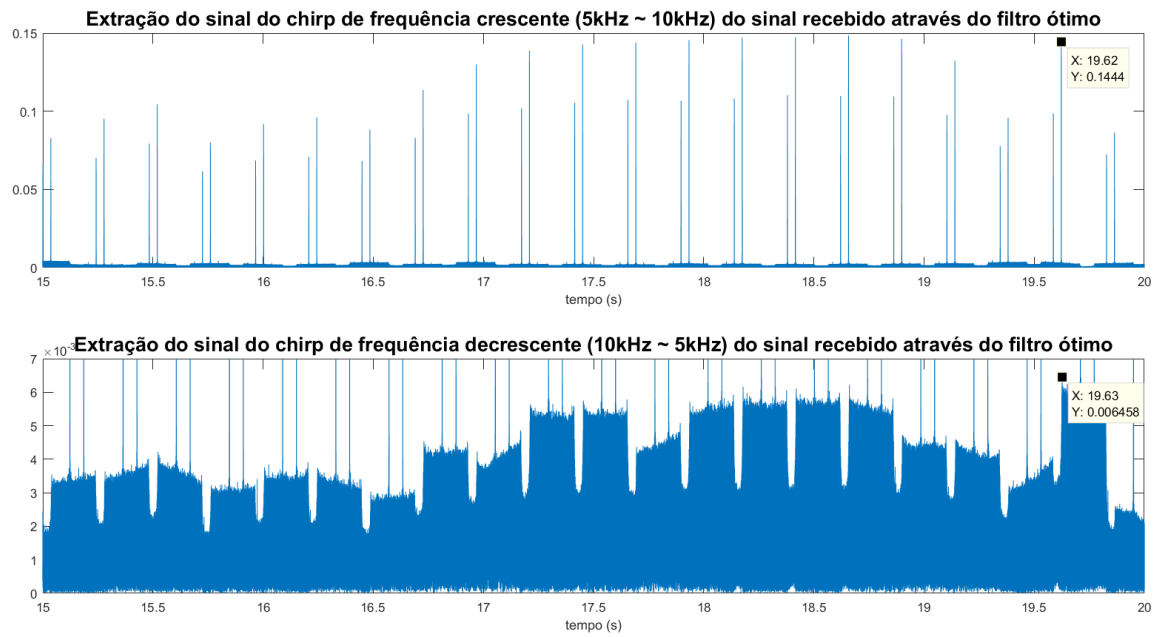


Figura 55 - Figura 51 ampliada entre os 15 e os 20 segundos e na amplitude no sinal do fundo

5. Conclusões

5.1 Conclusões

Em geral, os objetivos definidos previamente foram alcançados. Foi desenvolvido um sistema de radar monostático capaz de detetar movimento no seu canal, com um algoritmo de deteção capaz de filtrar as componentes do sinal não relevantes e posteriormente ainda foi desenvolvido um algoritmo de deteção de movimento multi-escala que cobre várias gamas do movimento humano.

Obtiveram-se bons resultados no teste de implementação prática do detetor de movimento. Com movimentos rápidos de um humano entre as antenas do radar monostático foi possível obter uma saída que detetava todos esses movimentos, demonstrada pelos picos da Figura 22.

O algoritmo de deteção multi-escala foi construído com base no algoritmo anterior, foi simulado e obteve-se os resultados demonstrados no Anexo 3, que mostram que é possível detetar várias gamas de movimentos desde os mais rápidos aos mais lentos.

Dado que o sistema monostático tem algumas limitações, nomeadamente o seu alcance e a sua falta de capacidade de distinguir a posição relativa da fonte de movimento, idealizou-se um sistema de radar distribuído, multistático, que colmatasse estas falhas. Este sistema teria que ser construído de forma modular e com cada um dos componentes independentes e portáteis. Foram feitos testes para reconhecer quais os problemas associados ao facto de se implementar os módulos independentemente e a partilhar o mesmo meio e posteriormente foram alteradas algumas características do radar que se idealizou de forma a ultrapassar esses problemas, mais concretamente usou-se como sinal o *chirp*. Idealmente este tipo de radar seria usado com quatro canais, no entanto, para uma prova de conceito foi implementado, propositadamente numa situação de pior caso, com apenas dois canais e obtiveram-se resultados semelhantes ao simulado, demonstrados no final da secção 4.3.3, que indicam que será possível implementar este sistema como idealizado.

5.2 Trabalho Futuro

Em continuação do trabalho desenvolvido no Capítulo 3, seria interessante construir um protótipo do sistema monostático com uma interface que fizesse a comunicação da deteção por parte do radar para o utilizador em que demonstraria a existência ou não de movimento e eventualmente uma aproximação do tipo de movimento detetado, interpretando as saídas do detetor multi-escala.

Assente no que foi desenvolvido até ao momento no Capítulo 4, o seguimento deste trabalho iria passar por fazer a implementação do sistema multistático com mais canais e mais testes práticos e a aplicação do detetor multi-escala.

Haveria interesse em desenvolver também um protótipo deste sistema de forma a refinar o funcionamento do radar submetendo-o a testes em várias condições, por exemplo com vários tipos de

obstáculos, movimentos rápidos e lentos para testar o limite prático do algoritmo multi-escala, alvos de diferentes tamanhos, vários alvos em simultâneo, *et cetera*.

6. Anexos

Anexo 1

Poster para Students @ deti

Deteção de movimento em interiores através de um sistema RADAR distribuído

Edgar Alexandre Soares Gonçalves

Orientador: Prof. João Nuno Matos

Coorientador: Prof. José Neto Vieira

Mestrado em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações

Abstract

Este projeto visa a criação de um sistema de RADAR distribuído capaz de detetar movimento, com os emissores independentes e portáteis, distribuídos pelo interior de um edifício. Traz várias possíveis aplicações como por exemplo na segurança dentro de um edifício. O desenvolvimento deste sistema foca-se na utilização de *Software Defined Radio* e consequentemente processamento digital de sinal.

Sistema Implementado

O sistema de RADAR distribuído é constituído por vários emissores independentes e portáteis e um recetor fixo a captar todos os sinais. Opera na frequência central de 1.5GHz e tem como objetivo detetar movimento no meio em que está montado, seja este com ou sem paredes entre o canal. Cada elemento tem como hardware implementado um rádio definido por software (USRPb200mini-i) a fazer a transmissão/receção do sinal IQ, e um computador a correr o algoritmo de deteção e processamento do sinal no software open-source GnuRadio.[1]

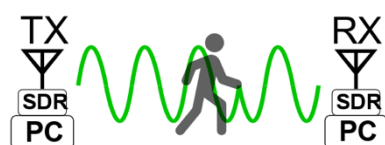


Fig 1- Par receptor-emissor. O indivíduo a caminhar vai alterar o comportamento do canal, o sistema deteta essa variação.

Algoritmo de deteção

Para fazer a distinção entre os diferentes emissores foram realizadas duas abordagens: atribuindo uma frequência diferente a cada um, com o objetivo de criar no canal um pente de frequências, em que o recetor identifica o comportamento de cada uma dessas frequências e associa ao respetivo emissor.

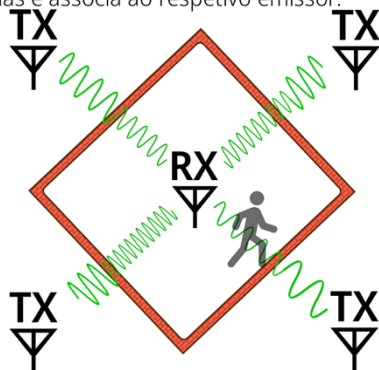


Fig 2- Distribuição do RADAR dentro de um compartimento.

Após testar essa abordagem verificou-se que no *front-end* de rádio do emissor, para garantir uma boa margem de gama dinâmica entre o nível do sinal e o patamar de ruído é necessário forçar uma potência de saída que origina distorção ao longo do espectro, distorção esta que interfere com as frequências selecionadas para os restantes emissores. Uma solução encontrada foi utilizar uma codificação BPSK [2] com um código diferente pré-estabelecido para cada emissor, o receptor conhecendo os códigos de cada emissor, é capaz de extrair o código do canal utilizando a correlação cruzada[3].

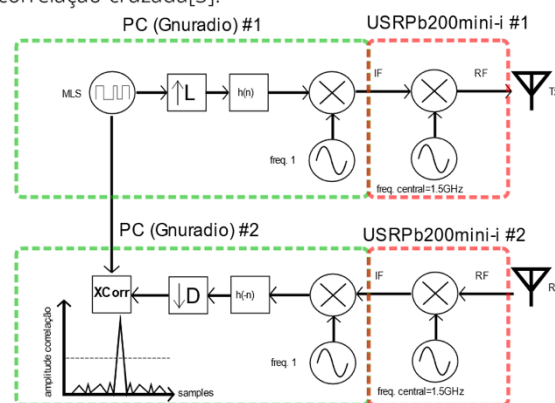


Fig 3- Diagrama de blocos da filtragem do sinal e deteção do código



Fig 4- Setup do emissor (à esquerda) e do receptor (à direita)

Conclusões

Para tornar os emissores portáteis foi testada a aplicação de um Raspberry Pi como interface com o USRP e concluiu-se que não é capaz de manter uma transmissão estável à frequência de amostragem desejada. De momento o problema a resolver é a falha de sincronismo entre cada par emissor-receptor, pois não estão a partilhar nenhuma referência física para garantir o mesmo relógio.

Referências

[1] <https://files.ettus.com/tutorials/labs/>

[2] Simon Haykin, Communication Systems, 4th Edition

[3] Digital Signal Processing Principles, Algorithms, and Applications, John G. Proakis, Dimitris G. Manolakis, Third Edition

Anexo 2

Teste e deteção do movimento rápido da mão

```
clear all
close all
clc
```

Ganho RX = 40 Ganho TX = 50 Tempo total de amostragem aproximadamente 10 segundos

```
Fs= 1e6;    % frequência de amostragem
Ts= 1/Fs;
```

Sinal: Cosseno de 100kHz Ficheiro de saída denominado teste_aquisicao_movimento_rapido.bin no tipo complex float32 (interleaved real e imag) adquirido pelo USRPb200mini-i através do GNURadio

```
% Obtém do diretório o ficheiro *.bin
D(1).name= 'teste_aquisicao_movimento_rapido.bin';

fsin= 100e3;    % Frequencia da sinusoide

Nfft= 32;
Nfiles= length(D);
    % Read the signal
    fid= fopen(D(1).name);
    rxo= fread(fid,'float32');
    rxo= rxo(1:2:end) + 1j*rxo(2:2:end);
    % Move to the base band
    N= length(rxo);
    t= (0:N-1)*Ts;
    rxo= rxo.*exp(-1j*2*pi*fsin*t);
    % Decimate by 5000 (New Fsd = 200Hz)
    rx= decimate(rxo,10,'FIR');
    rx= decimate(rx,10,'FIR');
    rx= decimate(rx,10,'FIR');
    rx= decimate(rx,5,'FIR');
    rx= rx(3:end);
    Fsd= Fs/5000;
    Tsd= 1/Fsd;
    N= length(rx);
    t= (0:N-1)*Tsd;

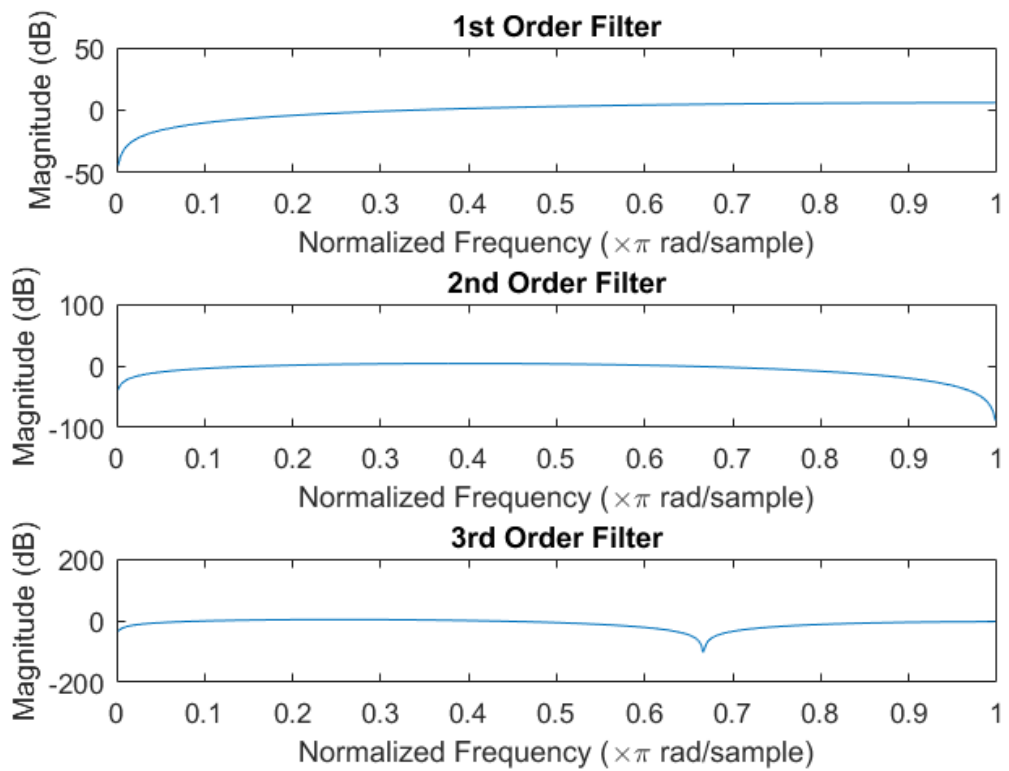
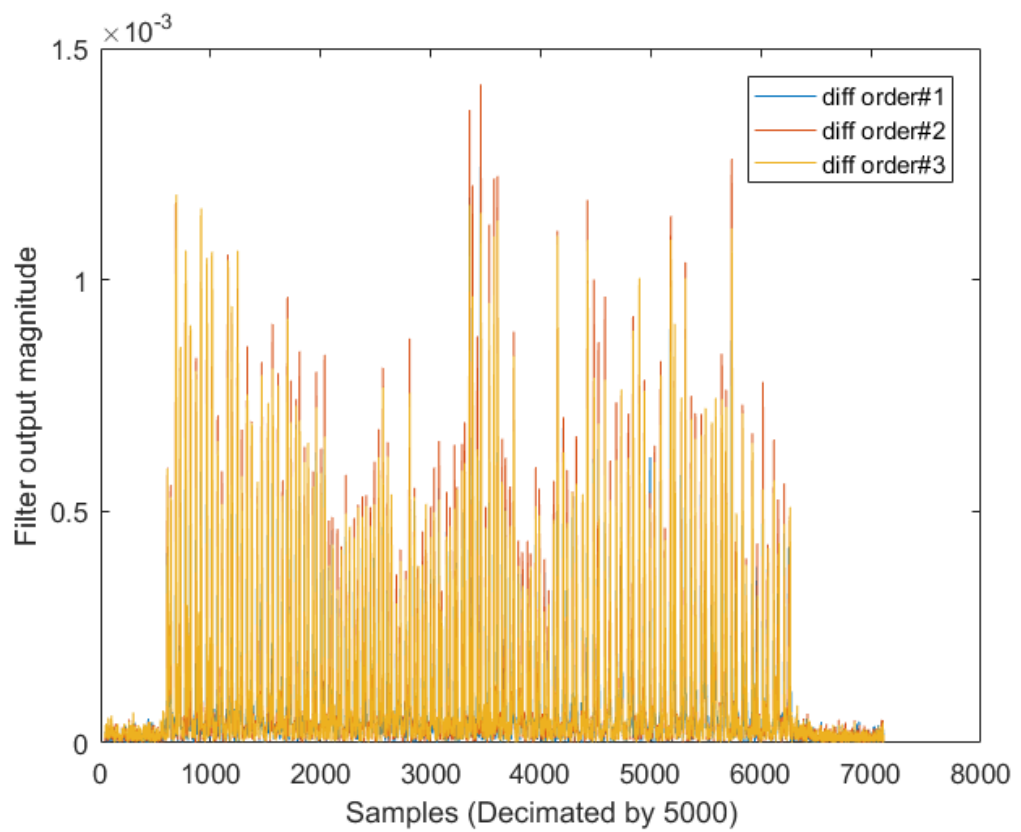
    % different detectors
    figure()
    k= 40:N;
    % First order differentiator Filter
    Nh= 1;
    o= ones(1,Nh)/Nh;
```

```

h1= [0 -0];
dy1= fftfilt(h1,rx);
dy1= abs(real(dy1)) + abs(imag(dy1));
plot(k,dy1(k))
hold on
% Second order differentiator filter
Nh= 2;
o= ones(1,Nh)/Nh;
h2= [0 -0];
dy2= fftfilt(h2,rx);
dy2= abs(real(dy2)) + abs(imag(dy2));
plot(k,dy2(k))
% Third order differentiator filter
Nh= 3;
o= ones(1,Nh)/Nh;
h3= [0 -0];
dy3= fftfilt(h3,rx);
dy3= abs(real(dy3)) + abs(imag(dy3));
plot(k,dy3(k))
xlabel('Samples (Decimated by 5000)')
ylabel('Filter output magnitude')
hold off
legend('diff order#1','diff order#2','diff order#3')

figure();
subplot(3,1,1);
[h1,w]=freqz(h1);
plot(w/pi,20*log10(abs(h1)))
xlabel('Normalized Frequency (\times\pi rad/sample)')
ylabel('Magnitude (dB)')
title('1st Order Filter')
subplot(3,1,2);
[h2,w]=freqz(h2);
plot(w/pi,20*log10(abs(h2)))
xlabel('Normalized Frequency (\times\pi rad/sample)')
ylabel('Magnitude (dB)')
title('2nd Order Filter')
subplot(3,1,3);
[h3,w]=freqz(h3);
plot(w/pi,20*log10(abs(h3)))
xlabel('Normalized Frequency (\times\pi rad/sample)')
ylabel('Magnitude (dB)')
title('3rd Order Filter')

```

Anexo 3

Implementação de uma cascata de filtros multi-escala para detecção de várias velocidades de movimento

```
clear all
close all
clc

Fs= 1e6;    % Sample Rate
Ts= 1/Fs;
```

Create Signals

Simulated Signals

```
sizeSignal = 35595776; % same size of aquired real signal
rxoSimFast = 1+[zeros(1,sizeSignal/2,1) ones(1,sizeSignal/2)];

TimeVariation = 0.5; % duration of variation in seconds
variation= TimeVariation * Fs;
rxoSimMedium = [zeros(1,sizeSignal/2 - variation) linspace(0,1,variation)
ones(1,sizeSignal/2-variation)];

TimeVariation = 3; % duration of variation in seconds
variation= TimeVariation * Fs;
rxoSimSlow = [zeros(1,sizeSignal/2 - variation) linspace(0,1,variation)
ones(1,sizeSignal/2-variation)];

for j=1:3

    if(j==1)
        rxo=rxoSimSlow;
    elseif(j==2)
        rxo=rxoSimMedium;
    elseif(j==3)
        rxo=rxoSimFast;
    end
    %Selection of signal to test
```

First Stage Decimation by 5000 and 2nd Order Differentiator

Decimate by 5000 (New Fsd = 200S/s)

```
y= decimate(rxo,10,'FIR');
y= decimate(y,10,'FIR');
y= decimate(y,10,'FIR');
y= decimate(y,5,'FIR');
```

```

y= y(3:end);
Fsd= Fs/5000;
Tsd= 1/Fsd;
N= length(y);
t= (0:N-1)*Tsd;
k= 40:N;

% Second order differentiator filter
Nh= 2;
o= ones(1,Nh)/Nh;
h2= [o -o];
y1= fftfilt(h2,y);
y1= abs(real(y1)) + abs(imag(y1));

```

First order differentiator Filter Generation for further use

```

Nh= 1;
o= ones(1,Nh)/Nh;
h1= [o -o];

numStages=6;
y=zeros(length(y1),numStages);
y(:,1)=y1;

maxY= max(y1(40:end));

figure('units','normalized','outerposition',[0 0 1 1]);

```

Cascade implementation for filters

```

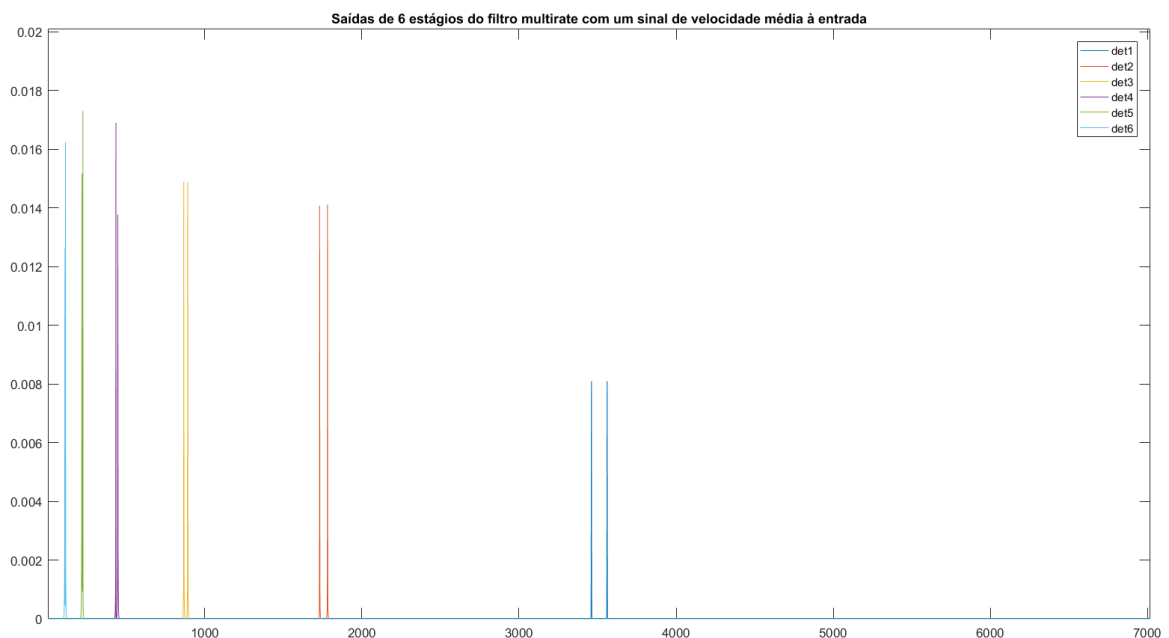
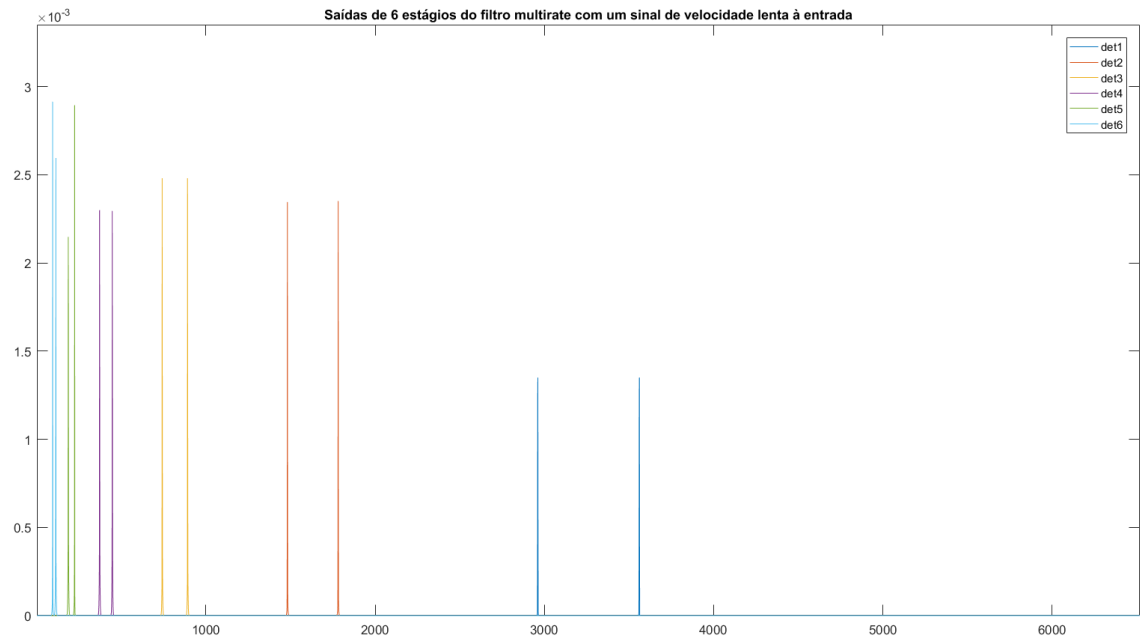
for i=1:numStages
    y([1:length(y(:,i))/2],i+1)=decimate(y(:,i),2,'FIR');
    Fsd=Fsd/2;
    Tsd= 1/Fsd;
    N= length(y(:,i+1));
    k= 1:N;
    ydiff = y;
    ydiff(:,i+1)= fftfilt(h1,y(:,i));
    ydiff(:,i+1)= abs(real(ydiff(:,i+1))) + abs(imag(ydiff(:,i+1)));
    plot(k,ydiff(:,i+1));
    hold on;
    axis([1 N 0 maxY]);
    if(j==1)
        title(['Saídas de 6 estágios do filtro multirate com um sinal de velocidade  
lenta à entrada'])
    elseif(j==2)
        title(['Saídas de 6 estágios do filtro multirate com um sinal de velocidade  
média à entrada'])
    elseif(j==3)
        title(['Saídas de 6 estágios do filtro multirate com um sinal de velocidade  
rápida à entrada'])
    end
end

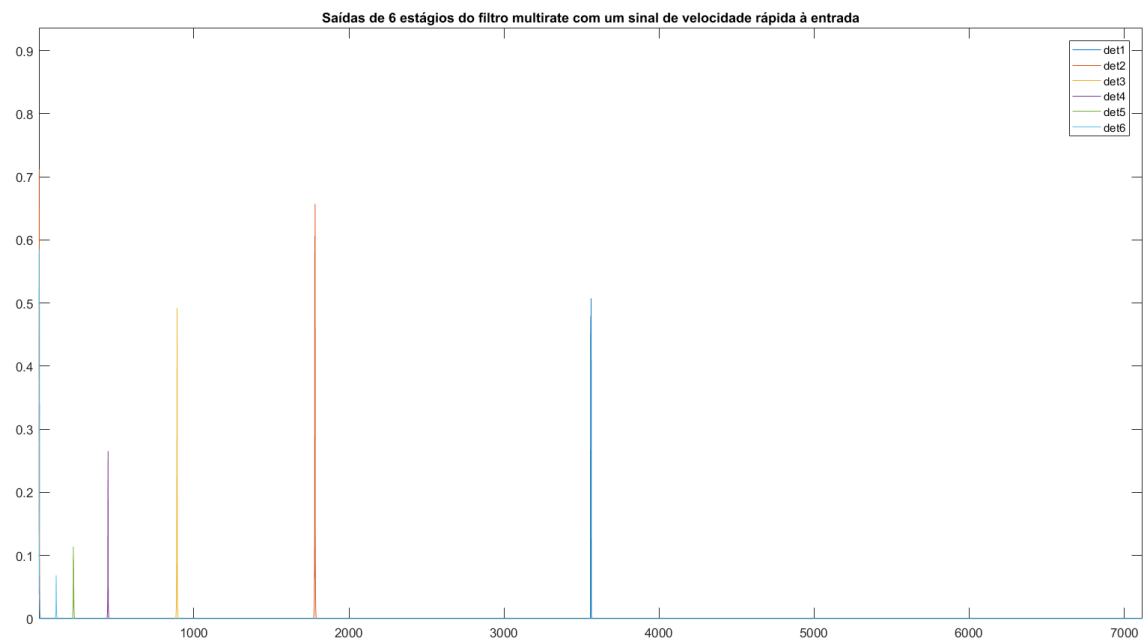
```

```

end
end
legend('det1','det2','det3','det4','det5','det6')
hold off

```





end

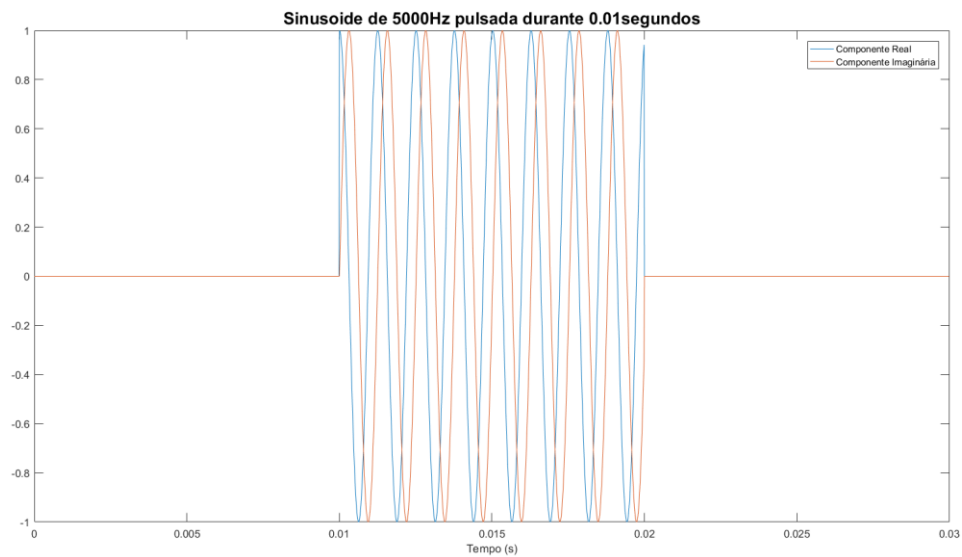
Anexo 4

Representação da função de ambiguidade de uma senoide

```
clear  
close all  
fclose all  
clc
```

Generation of signal

```
Fa_t=64e3;      % Sample Rate  
Tc= 10e-3;     % Time duration of signal  
t=0:1/Fa_t:Tc-1/Fa_t;  
ttotal=0:1/Fa_t:(Tc*3)-1/Fa_t;  
f1 = 5e3;      % Freq sinusoid  
P=exp(1*j*f1*t)';  
S=[zeros(1,length(P)) P' zeros(1,length(P))];  
  
%Plot signal  
figure('units','normalized','outerposition',[0 0 1 1]);  
plot(tttotal,real(S));  
hold on  
plot(tttotal,imag(S));  
title(['Senoide de ',num2str(f1),'Hz pulsada durante  
' ,num2str(Tc),'segundos'],'FontSize',16);  
xlabel('Tempo (s)')  
legend('Componente Real','Componente Imaginária');
```



$A(t,v)$ Ambiguity function

```

xA=[];
F=[];
SizeFactor=5;
for f=0:100:Fa_t/SizeFactor
    F=[F f];
    Sm=conj(S(end:-1:1)); % Coeffs generation for matched filter - Complex
    conj signal, reversed in time
    DShift=Sm.*padarray(exp(1*j*2*pi*f.*t),[0 length(Sm)/3],'both'); % Doppler shift
    applied to signal Sm, padded with zeros for matching size
    xA=[xA; conv(DShift,S,'same')]; % Matched Filtering, convolution of signal s
    with Sm (filter)
end

% Plotting the ambiguity function
figure('units','normalized','outerposition',[0 0 1 1]);
T=t(1):(t(end)/(length(Sm)-1)):t(end);
surf(T,F,abs(xA));
shading interp
title(['Função de ambiguidade de uma senoide de frequência',
    num2str(f1),'Hz'],'FontSize',16)
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Frequência(Hz)')

figure('units','normalized','outerposition',[0 0 1 1]);
subplot(2,1,1)
surf(T,F,abs(xA));
shading interp
title(['Função de ambiguidade da senoide vista do eixo da Frequência'],'FontSize',16)
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Frequência(Hz)')
view([90 0])

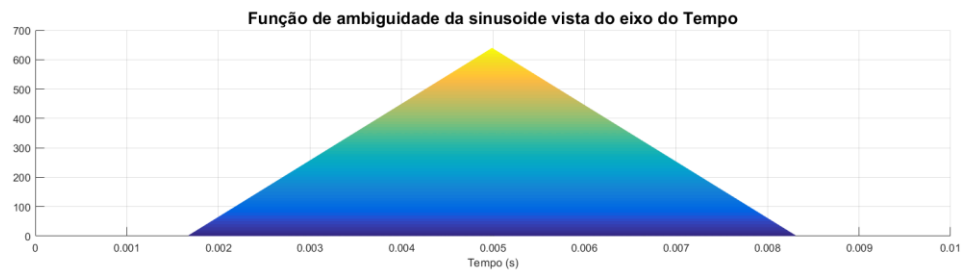
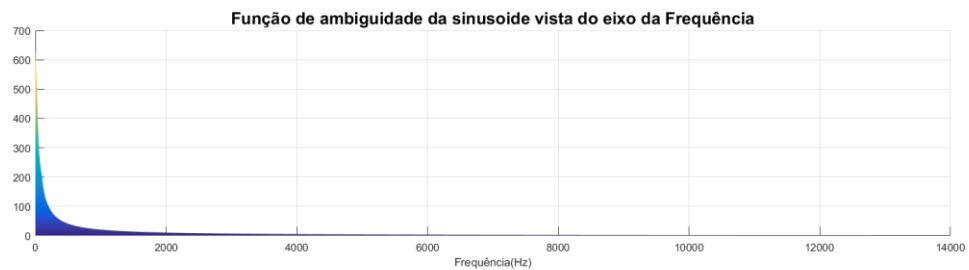
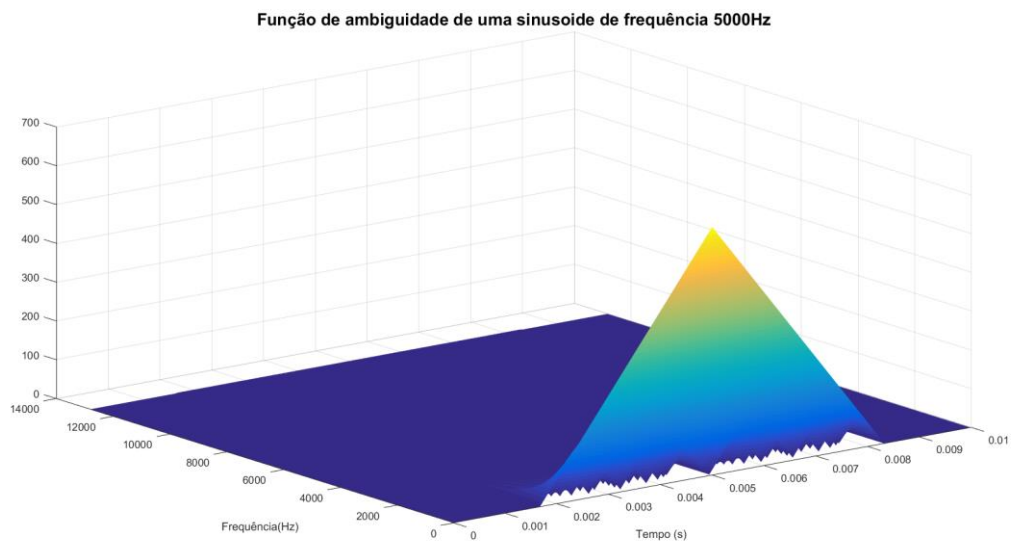
```



```

subplot(2,1,2)
surf(T,F,abs(xA));
shading interp
title(['Função de ambiguidade da senoide vista do eixo do Tempo'],'FontSize',16)
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Frequência(Hz)')
view([0 0])

```



Representação da função de ambiguidade de um chirp

```

% clear
% close all

```

```
% fclose all
clc
```

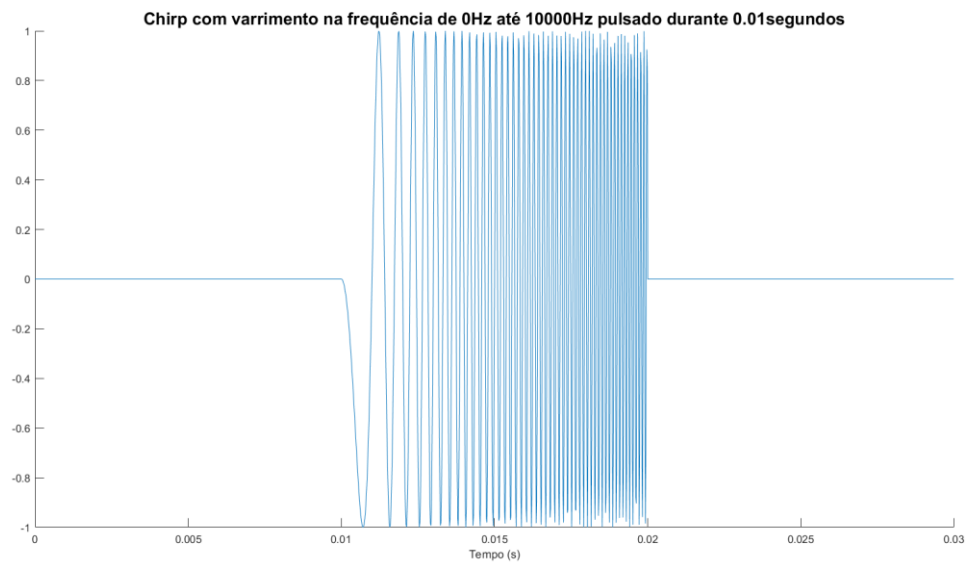
Generation of chirp

```
Fa_t=64e3;      % Sample Rate generated chirps
Tc= 10e-3;      % Time duration of chirp
t=0:1/Fa_t:Tc-1/Fa_t;
ttotal=0:1/Fa_t:(Tc*3)-1/Fa_t;

f0 = 0;
f1 = 10e3;      % Final freq chirp 0
C=linearChirp(Fa_t, Tc, f0, f1); % Chirp 0
Co=[zeros(1,length(C)) C' zeros(1,length(C))];
P=exp(1*j*f1*t)';
Po=[zeros(1,length(C)) P' zeros(1,length(C))];

S=Co;
aS=[];

%Plot signal
figure('units','normalized','outerposition',[0 0 1 1]);
hold on
plot(tttotal,imag(S));
title(['Chirp com varrimento na frequência de ',num2str(f0),'Hz até ',num2str(f1),'Hz',
pulsado durante ',num2str(Tc),'segundos'],'FontSize',16);
xlabel('Tempo (s)')
```



A(t,v) Ambiguity function

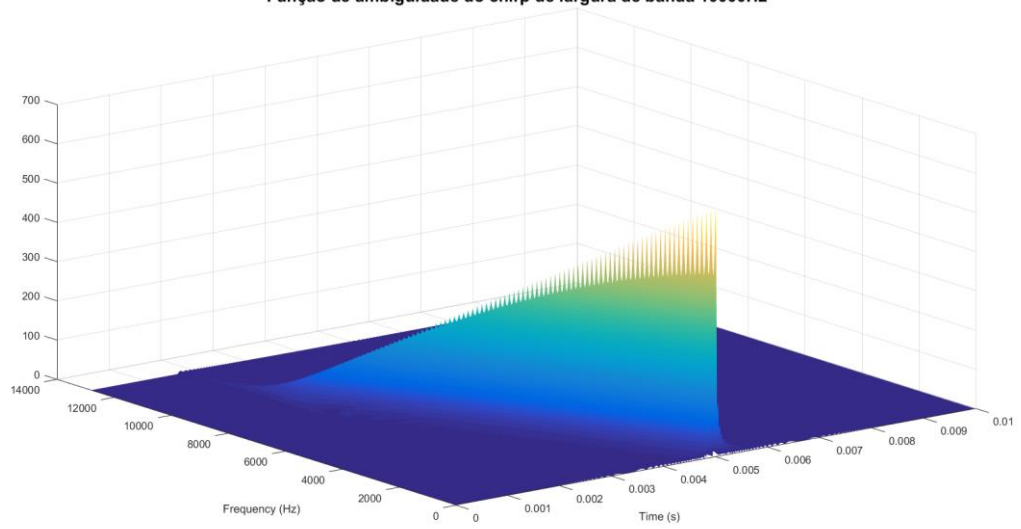
```
xA=[];
F=[];
SizeFactor=5;
for f=0:100:Fa_t/SizeFactor
    F=[F f];
    Sm=conj(S(end:-1:1)); % Coeffs generation
    DShift=Sm.*padarray(exp(1*j*2*pi*f.*t),[0 length(Sm)/3],'both'); % Doppler shift
    xA=[xA; conv(DShift,S,'same')]; % Matched Filtering
end

figure('units','normalized','outerposition',[0 0 1 1]);
T=t(1):(t(end)/(length(Sm)-1)):t(end);
surf(T,F,abs(xA));
hold on
shading interp
title(['Função de ambiguidade do chirp de largura de banda',
',num2str(abs(f1)+abs(f0))','Hz'],'FontSize',16)
xlabel('Time (s)')
ylabel('Frequency (Hz)')

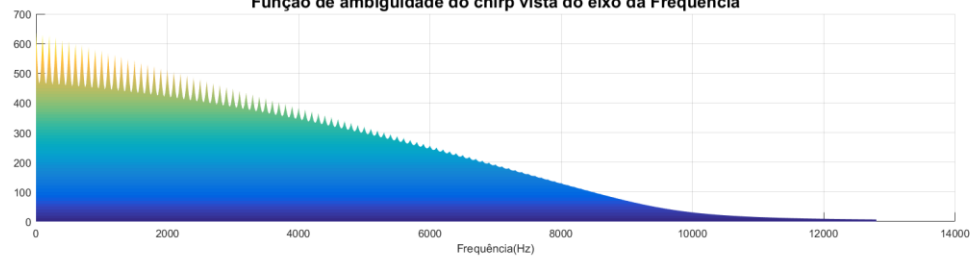
figure('units','normalized','outerposition',[0 0 1 1]);
subplot(2,1,1)
surf(T,F,abs(xA));
shading interp
title(['Função de ambiguidade do chirp vista do eixo da Frequência'],'FontSize',16)
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Frequência(Hz)')
view([90 0])

subplot(2,1,2)
surf(T,F,abs(xA));
shading interp
title(['Função de ambiguidade do chirp vista do eixo do Tempo'],'FontSize',16)
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Frequência(Hz)')
view([0 0])
```

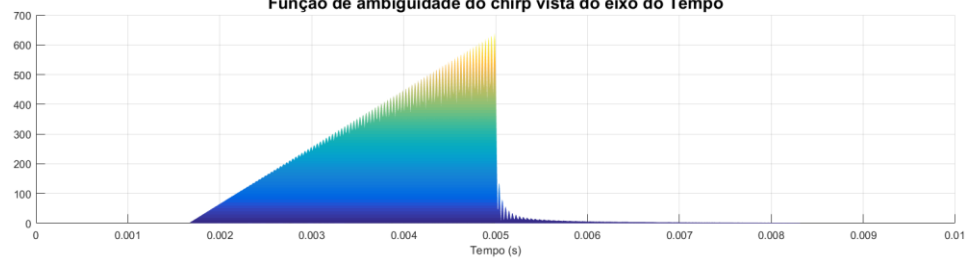
Função de ambiguidade do chirp de largura de banda 10000Hz



Função de ambiguidade do chirp vista do eixo da Frequência



Função de ambiguidade do chirp vista do eixo do Tempo



7. Referências bibliográficas

- [1] G. Hepcke, "The Radar War".
- [2] N. Levanon e E. Mozeson, "Introduction," em *Radar Signals*, New Jersey, John Wiley & Sons, 2004, pp. 1-5.
- [3] N. Levanon e E. Mozeson, "Matched Filter," em *Radar Signals*, New Jersey, John Wiley & Sons, 2004, pp. 20-33.
- [4] J. G. Proakis e D. G. Manolakis, "Correlation of Discrete-Time Signals," em *Digital Signal Processing Principles, Algorithms and Applications*, New Jersey, Prentice-Hall, Inc., 1996, pp. 118-133.
- [5] D. S. Matos, *Person Detection System*, Aveiro: University of Aveiro, 2017.
- [6] S. R. Doughty, *Development and Performance Evaluation of a Multistatic Radar System*, London: University of London, 2008.
- [7] J. Y. T. a. B. S. Yinan Yu, "A Compact UWB Indoor and Through-Wall Radar with Precise Ranging and Tracking," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, pp. 1-10, 2012.
- [8] E. Research, "Ettus Research," National Instruments, [Online]. Available: <https://www.ettus.com/product/details/USRP-B200mini-i>. [Acedido em 2018].
- [9] C. T. d. S. Gouveia, "Heart and Respiratory Surface Motion," em *Bio-Radar*, Aveiro, University of Aveiro, 2017, pp. 11-14.
- [10] A. Devices, "RF Agile Transceiver AD 9364," Analog Devices, Inc., Norwood, MA, 2013-2014.
- [11] I. The GNU Radio Foundation, "GNU Radio," The GNU Radio Foundation, Inc., 2018. [Online]. Available: <https://www.gnuradio.org/>. [Acedido em 2018].
- [12] N. I. Ettus Research, "USRP™ B200mini Series," National Instruments, Santa Clara, CA, 2018.
- [13] J. C. Pedro e N. B. d. Carvalho, "Introduction," em *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*, Norwood, MA, Artech House, Inc., 2003, pp. 1-14.

- [14] R. P. Foundation, “Raspberry Pi,” Raspberry Pi Foundation, 2016. [Online]. Available: <https://www.raspberrypi.org/products/raspberry-pi-3-model-b/>. [Acedido em 2018].
- [15] R. & S. G. & C. KG, “R&S®FSQ Signal Analyzer Operating Manual,” Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, Munich, Germany, 2014.
- [16] N. Levanon e E. Moslev, “Linear Frequency-Modulated Pulse,” em *Radar Signals*, New Jersey, John Wiley & Sons, Inc., 2004, pp. 57-66.
- [17] E. Research, “Ettus Research,” National Instruments, [Online]. Available: <https://www.ettus.com/product/details/UB200-KIT>. [Acedido em 2018].
- [18] E. Research. [Online]. Available: <https://www.ettus.com/product/details/UB200-KIT>.