



UNIVERSIDADE DE  
COIMBRA

Gonçalo André Rodrigues Monteiro

**GERAÇÃO DE SINAIS FM PARA LIDAR POR MODULAÇÃO  
DIRETA DE LASERS SEMICONDUTORES**

Dissertação no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, do ramo de especialização em Telecomunicações, orientada pela Professora Doutora Maria do Carmo Raposo de Medeiros, apresentada ao Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra

Outubro de 2020





Dedico este trabalho à minha família, com principal referência aos meus Pais.

*“Imagination is more important than science, because science is limited, whereas imagination spans the entire world.”*

**Albert Einstein (1879-1935)**



Presidente

**Prof. Doutor Tiago André Nogueira Morgado**

Professor do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

**Prof. Doutor David Emanuel Dias Fernandes**

Professor do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

**Prof. Doutora Maria do Carmo Raposo de Medeiros**

Professor do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores



## **Agradecimentos**

---

Gostaria de agradecer aos Professores Doutores Paulo Ferreirinha de Almeida e em especial à minha Orientadora Maria do Carmo Raposo de Medeiros por toda a atenção e disponibilidade que tiveram para a realização desta dissertação. Toda a informação que me facultaram foram essenciais para o desenvolvimento deste trabalho, tanto na componente prática como na componente teórica.

Um agradecimento especial aos meus pais e aos meus tios que me apoiaram em todo o meu percurso universitário e me encorajaram nas situações mais difíceis deste trajeto.

Quero também agradecer aos meus colegas e amigos que me aturaram e me acompanharam ao longo destes anos, em particular ao Hugo Marques, Leonardo Esteves, Cândido Pereira, Diogo Cardoso, João Pedro Costa, João Pedro Pais e ao Luís Ralho. E por último, a uma amiga especial que me encorajou a resolver alguns problemas pessoais que surgiram nos últimos anos.



## Resumo

---

Com a evolução da tecnologia nos últimos anos, existiu a necessidade de simplificar algumas tarefas no nosso quotidiano. A Indústria automóvel foi uma das áreas onde mais se relevou esta evolução, pois pretendeu levar a condução para outro nível, ou seja, criar um veículo autónomo, em que este fosse totalmente independente da ação do ser humano.

Para isto ser possível foi necessário criar um sistema que conseguisse detetar todos os obstáculos do meio envolvente, tais como a distância e/ou a velocidade relativa de outros veículos. Começou-se então a utilizar sistemas *LIDAR* (Light Detection and Ranging), que permitem fazer uma reconstrução 3D com precisão de todo o campo de visão através de radiação luminosa, ou seja, através de um Laser.

Este trabalho foi realizado com o objetivo de determinar a eficiência de um sistema *LIDAR* com modulação em frequência, em que a implementação é a mais simples possível e de custo reduzido. Neste sistema considera-se um laser semiconductor modulado por um sinal RF cuja frequência varia linearmente num formato dente de serra com período constante. Este será descrito neste trabalho, tais como outros formatos de modulação que são atualmente usados para o mesmo efeito.

Nesta dissertação foi implementado um simulador em MATLAB de um sistema básico de reflectometria de maneira a estudar e compreender a influência dos vários parâmetros do *LIDAR* na determinação de distâncias e velocidades de alvos em ambientes diferentes.

Por fim, introduziu-se no sistema um modelo de um laser semiconductor modulado por um sinal RF em formato dente de serra, de forma a estudar o seu desempenho e o valor de corrente de polarização que deve ser aplicado para que este seja superior.

**Palavras-Chave:** Onda Contínua Modulada em Frequência, *LIDAR*, Laser Semiconductor.

# Abstract

---

With the evolution of technology in recent years, there has been a need to simplify some tasks in our daily lives. The automotive industry was the most prominent in this evolution, as it intended to take driving to another level, that is, to create an autonomous vehicle, in which it was totally independent of the action of the human being.

To make this possible, it was necessary to create a system that could detect all obstacles in the surroundings, such as the distance and/or relative speed of other vehicles. Then we started using *LIDAR* (Light Detection and Ranging) systems, that allow a precise 3D reconstruction of the entire field of vision through light radiation, that is, through a laser.

This work was carried out to determine the efficiency of a frequency modulated *LIDAR* system, where the implementation is as simple as possible and reduced cost. In this system a semiconductor laser is considered where it is modulated by an RF signal whose frequency varies linearly in a constant period sawtooth shape. This will be mentioned and described throughout this work, such as other modulation formats that are currently used for the same purpose.

In this dissertation a MATLAB simulator of a basic reflectometry system was implemented in order to study and understand the influence of the various *LIDAR* parameters in the determination of target distances and speeds in different environments.

Finally, a model of a semiconductor laser modulated by a sawtooth RF signal was introduced in the system, in order to study its performance and the polarization current value that must be applied for it to be superior.

**Key-Words:** Frequency Modulated Continuous Wave, *LIDAR*, Semiconductor Laser



## Índice

O Júri.....	iii
Agradecimentos .....	v
Resumo .....	vii
Abstract.....	viii
Lista de Figuras .....	xii
Lista de Tabelas.....	xv
Lista de Acrónimos .....	xvii
<b>1</b> Capítulo 1 – Introdução.....	<b>1</b>
1.1 Enquadramento e Motivação .....	1
1.2 Contexto .....	3
1.3 Identificação do Problema.....	5
1.4 Estrutura da Dissertação .....	5
1.5 Contribuições.....	7
<b>2</b> Capítulo 2 – Estado de Arte sobre Sistemas <i>LIDAR</i> .....	<b>8</b>
2.1 Introdução.....	8
2.2 Aplicações do <i>LIDAR</i> .....	8
2.3 Especificações de alguns tipos de <i>LIDAR</i> utilizados na Indústria Automóvel .....	10
2.4 Princípio de funcionamento de um sensor <i>LIDAR</i> .....	13
2.5 Sistema <i>LIDAR</i> Pulsado.....	14
2.5.1 Time of Flight .....	14
2.5.2 Efeito de Doppler .....	16
2.6 Sistema <i>LIDAR</i> de Onda Contínua.....	18
2.6.1 Sistema de Onda Contínua Modulado em Frequência .....	19
2.6.2 Modulação em Frequência de uma onda contínua com formato Triangular 20	
2.6.3 Modulação em Frequência de uma onda contínua em formato Dente de Serra 23	
2.7 Métricas de Desempenho e sua Importância .....	25
2.8 <i>LIDAR</i> FMCW vs <i>LIDAR</i> PULSADO [22] .....	26
<b>3</b> Capítulo 3 – Sistemas Refletométricos de Onda Contínua Modulada em Frequência .....	<b>27</b>
3.1 Diagrama de blocos de um <i>LIDAR</i> FMCW .....	27
3.2 Modelo Matemático do Funcionamento do <i>LIDAR</i> FMCW .....	28
3.3 Modelo de Simulação .....	33
3.4 Processamento de Sinal.....	36

3.4.1	Matched Filtering or Correlation Processing .....	40
3.4.2	Stretch Processing .....	45
3.4.3	Estimar a velocidade do Alvo utilizando o Processamento de Doppler .....	47
<b>4</b>	<b>Capítulo 4 – Modelo do Laser para <i>LIDAR</i> e suas características .....</b>	<b>51</b>
4.1	Introdução.....	51
4.2	Modelo do Laser Semicondutor .....	51
4.3	Modelo do Fotodetector.....	53
4.4	Implementação do Modelo do Laser Semicondutor .....	54
4.5	Características Estáticas do Laser Semicondutor.....	57
4.5.1	Característica Potência de Saída versus Corrente de Polarização (P-I) .....	57
4.5.2	Resposta em Frequência do Laser Semicondutor .....	60
<b>5</b>	<b>Capítulo 5 – Análise do desempenho do Sistema <i>LIDAR</i> FMCW .....</b>	<b>61</b>
5.1	Introdução.....	61
5.2	Forma de Onda.....	61
5.3	Resposta do laser ao sinal FMCW .....	61
<b>6</b>	<b>Capítulo 6 – Conclusões e Trabalho Futuro .....</b>	<b>66</b>
6.1	Conclusões.....	66
6.2	Trabalho Futuro.....	67
	<b>Referências.....</b>	<b>68</b>

## Lista de Figuras

---

1.1	Esquema de disposição de sensores em carro autónomo . . . . .	3
2.1	Carro autónomo da Uber [10] . . . . .	9
2.2	Arquitetura do LIDAR . . . . .	13
2.3	LIDAR Velodyne HDL-64E, HDL-32E e VLP-16 [17] . . . . .	16
2.4	LIDAR Velodyne VLS-128 [18] . . . . .	16
2.5	Esquema para a determinação da direção da velocidade (quando o alvo se afasta e aproxima do LIDAR) . . . . .	17
2.6	Diagrama de blocos de um LIDAR em regime estacionário, no qual o laser é modulado na frequência (modulação e desmodulação no domínio ótico) . . . . .	19
2.7	Sinal modulado em frequência com formato triangular transmitido e recebido e a frequência de batimento respetiva para um alvo estacionário [20] . . . . .	20
2.8	Sinal modulado em frequência com formato triangular transmitido e recebido e a frequência de batimento respetiva para um alvo em movimento [20] . . . . .	21
2.9	Sinal modulado em frequência transmitido e recebido no formato dente de serra . . . . .	23
3.1	Diagrama de blocos pormenorizado do Sistema Simulado Diagrama de blocos pormenorizado de Sistema Simulado . . . . .	27
3.2	Sinal em formato dente de serra FMCW [23] . . . . .	28
3.3	Diagrama de blocos do LIDAR FMCW para a determinação da velocidade . . . . .	32
3.4	Sinal Transmitido, $x(t)$ . . . . .	33
3.5	Sinal Transmitido, $x(t)$ e Sinal Recebido, $y(t)$ . . . . .	34
3.6	Sinal de batimento (antes de passar pelo filtro Passa-Baixo) . . . . .	35
3.7	Sinal de batimento (depois de passar pelo filtro Passa-Baixo) . . . . .	35

3.8	Transformada de Fourier (FFT) e o ponto máximo do sinal de batimento.	36
3.9	Matched Filtering Processing	37
3.10	Stretch Processing	38
3.11	Diagrama de blocos de um LIDAR FMCW (Alvo Estático)	39
3.12	Sinal Emitido, $x(t)$ e o Sinal Recebido, $y(t)$	40
3.13	Sinal Refletido depois de passar pelo <i>Matched Filter</i> com $t_{peak} = 1.9\mu s$	41
3.14	Sinal Refletido depois de passar pelo <i>Matched Filter</i> relacionando a distância	41
3.15	Sinal Emitido, $x(t)$ e o Sinal Refletido, $y(t)$	42
3.16	Sinais Refletidos depois de passar pelo <i>Matched Filter</i>	43
3.17	Sinais Refletidos depois de passar pelo <i>Matched Filter</i> relacionando a distância	44
3.18	Transformada de Fourier (FFT) do Sinal	46
3.19	Deslocamento de Doppler ( $f_d = 1250 Hz$ )	48
3.20	Deslocamento de Doppler ( $f_d = 833.33 Hz$ )	49
3.21	Deslocamento de Doppler ( $f_d = -9166.67 Hz$ )	50
4.1	Processos de recombinação: Absorção, Emissão Espontânea e Emissão Estimulada [27]	51
4.2	Gráfico do Número de Fótons vs Tempo	56
4.3	Gráfico do Número de Fótons vs Tempo considerando que as condições iniciais do laser já foram alcançadas	56
4.4	Curva característica do Laser Semicondutor para um varrimento de 0 mA até 80 mA	57
4.5	Resposta em Frequência do Laser Semicondutor para $I_{in} = 50 mA, I_{in} = 70 mA, I_{in} = 90 mA$	60
5.1	Diagrama de blocos pormenorizado do Sistema Simulado	61
5.2	Sinal da Potência Ótica à saída do Laser Semicondutor	62
5.3	Sinal da Potência Ótica Emitida e Recebida ( $d = 50 metros$ )	62
5.4	Sinal de Batimento (MIXER)	63
5.5	Sinal de Batimento após ser aplicado o filtro passa-baixo	63

5.6	Espetro de Frequência da FFT do Sinal de Batimento . . . . .	64
-----	--	----

## **Lista de Tabelas**

---

2.1	Diferentes modelos do Lidar da Empresa Velodyne .....	11
3.1	Parâmetros utilizados na Simulação .....	33
4.1	Parâmetros intrínsecos do Laser utilizados na Simulação .....	55



## Lista de Acrónimos

---

<b>ACC</b>	Adaptive cruise control
<b>ADC</b>	Analog-to-Digital Converter
<b>AEBS</b>	Advanced Emergency Braking System
<b>DEM</b>	Digital Elevation Model
<b>DFT</b>	Discrete Fourier Transform
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform
<b>FMCW</b>	Frequency Modulated Continuous Wave
<b>FOV</b>	Field of View
<b>IFFT</b>	Inverse Fast Fourier Transform
<b>LASER</b>	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
<b>LFM</b>	Linear Frequency Modulation
<b>LIDAR</b>	Light Detection And Ranging
<b>LNA</b>	Low Noise Amplifier
<b>LPF</b>	Low Pass Filter
<b>LRR</b>	Long-Range Radar Sensor
<b>PRF</b>	Pulse Repetition Frequency
<b>RADAR</b>	Radio Detection And Ranging
<b>RF</b>	Radio-Frequency
<b>TOF</b>	Time-to-Flight
<b>VCO</b>	Voltage-controlled oscillator
<b>VCO</b>	Voltage-controlled oscillator



## 1.1 Enquadramento e Motivação

Neste projeto teve-se como objetivo estudar a tecnologia *LIDAR* (*Light Detection And Ranging*), bem como o seu mecanismo, arquitetura e suas aplicações.

*LIDAR* é uma tecnologia que permite criar imagens 3D através de feixes laser que são emitidos, conseqüentemente refletidos pelos objetos e depois captados por sensores instalados no sistema em causa (como veículos por exemplo). Uma maneira desta tecnologia ser mais fiável, de forma a garantir um mapeamento com maior precisão e maior definição dos objetos alvo, irá passar pela instalação de um maior número de lasers e respetivos sensores de captura. No entanto, existem algumas limitações por parte desta, devido às propriedades físicas da luz (comprimento de onda), haverá objetos que refletem melhor a luz que outros e a distância máxima normalmente, é de algumas dezenas de metros. De facto, esta distância até poderá ser grande, mas a velocidades elevadas pode tornar-se demasiado pequena para evitar um acidente. Esta tecnologia atualmente é utilizada em diversas áreas, tais como, mapeamento, oceanografia costeira, deteção remota e física da atmosfera, deteção de movimento ou presença de qualquer tipo de objetos, sismografia e muitas outras.

Um das principais apostas da tecnologia é na indústria automóvel, de modo a garantir maior segurança na condução, prevenindo assim acidentes rodoviários. As capacidades de deteção em tempo real são uma combinação perfeita para o desenvolvimento de veículos autónomos (veículos sem necessidade de intervenção humana). Estes, devem ser capazes de detetar as suas próprias posições, bem como outros veículos, pessoas e quaisquer obstáculos nas proximidades. O *LIDAR* ligado a sensores giroscópios (para estabilidade) e GPS (para dados de localização) pode adquirir dados em 3D altamente detalhados em tempo real, permitindo a deteção de pessoas, a criação de mapas de alta precisão para a condução autónoma e a distinção entre as linhas da estrada e do asfalto.

Atualmente existem duas técnicas utilizadas no sistema *LIDAR* para a deteção de objetos, bem como, a determinação da velocidade. São estas: o *LIDAR* pulsado e o *LIDAR* FMCW (*Frequency Modulated Continuous Wave*), que utiliza modulação de frequência de uma onda contínua.

Este trabalho, é dedicado aos sistemas LIDAR FMCW, pois quando comparado ao método LIDAR pulsado, apresentam um melhor desempenho [1].

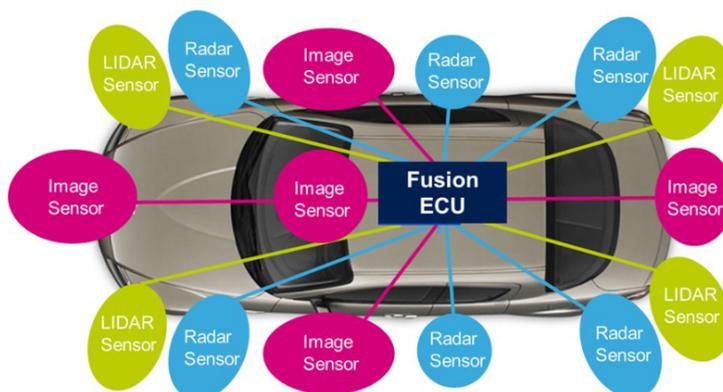
Nos LIDARES FMCW um sinal de onda contínua é gerado e transmitido, i.e. um sinal com uma duração temporal muito grande e, conseqüentemente, com uma energia muito elevada em comparação com o sinal que é emitido por um sistema LIDAR pulsado. A frequência do sinal da onda contínua é modulada lineamente ao longo do tempo, começando o varrimento da frequência na parte inferior da onda, até à parte superior (ou vice-versa), cobrindo a largura de banda necessária. Uma vantagem desta abordagem é que, a duração da varredura “sweep-duration”, pode ser escolhida independentemente da largura de banda. O sinal FMCW pode simplesmente ser gerado por meio de um oscilador local controlado por uma tensão (VCO). Uma outra vantagem deste método FMCW, é que o sinal pode ser diretamente digitalizado, usando um conversor analógico para digital (ADC) de baixo custo (com menor frequência de amostragem), sem que haja necessidade de ser realizado qualquer amostragem sequencial [1].

Em suma, com o método FMCW, o transmissor emite um sinal contínuo e a distância ao alvo é determinada através da diferença de frequências entre os sinais emitidos e refletidos. Já com o método pulsado, o transmissor envia um pulso e mede o atraso entre pulso refletido e o pulso transmitido. Como neste trabalho se pretende arranjar formas de melhorar, (ainda mais), a precisão e a performance do LIDAR, faz todo o sentido escolher o método FMCW.

## 1.2 Contexto

Segundo o Relatório Anual de Acidentes da Comissão Europeia [2], no ano de 2017, como resultados de acidentes de viação, morreram em média nos países da União Europeia 40 pessoas por cada milhão de habitantes, sendo este valor para Portugal de 58 mortes por milhão de habitantes. Com agravante, por cada morte na estrada, estima-se que mais de 4 pessoas ficam permanentemente incapacitadas. Por esta razão, para além de outras formas de prevenção de acidentes, a indústria automóvel está a apostar em tecnologia inovadora que permita uma condução segura ou mesmo até possibilitar que os veículos participem ativamente na condução.

Os automóveis futuros seguros requerem a redundância de múltiplos sistemas de sensores. Prevê-se que será necessário a implementação de três sensores diferentes, câmaras, sensores *RADAR* (da sigla inglesa Radio Detection And Ranging) e *LIDAR* (da sigla inglesa Light Detection And Ranging). Estes sensores estarão localizados em vários pontos do veículo, como se ilustra na Figura 1.1 [3].



**Figura 1.1** Esquema de disposição de sensores em carro

A implementação do *RADAR* tem sido usada no sector automóvel, este pode determinar a velocidade, a distância e o ângulo dos objetos. A nível computacional é mais leve que outras tecnologias de sensores e pode funcionar em quase todas as condições ambientais. O *RADAR* de longo alcance (LRR) é um sensor usado nos sistemas de Controlo Cruzeiro Adaptativo (ACC) e no sistema Automático de Travagem de Emergência (AEBS), mas estes possuem algumas limitações quando se intercetam com alguns veículos, como motos, bicicletas... em situações em que uma estrada não possui uma direção retilínea. Nestes casos, o *RADAR* determina um valor de distância

errada em relação ao veículo em questão. De modo superar este tipo de problemas, o *RADAR* é sincronizado com uma câmara no veículo para fornecer informações adicionais para deteção.

Já a tecnologia *LIDAR* permite detetar a presença, velocidade e distancia de objetos, através de lasers que são emitidos, refletidos pelos objetos e depois detetados pelo recetor, permitindo assim, a construção de uma imagem 3D. O *LIDAR* aplicado no sector automóvel usa normalmente um comprimento de onda de 905nm no qual pode alcançar distâncias até 200 metros.

As câmaras ao contrário do *LIDAR* e do *RADAR*, são sistemas passivos. Estas possuem semelhanças ao olho humano, sendo suscetíveis a condições climáticas adversas e variações na iluminação. Mas são a única tecnologia capaz de obter informações de textura, cor e contraste, e graças ao alto nível de detalhes que podem capturar, permite que seja uma tecnologia de eleição na indústria automóvel [4].

Os sistemas sensoriais baseados em *LIDAR* são considerados fundamentais para a implementação do carro do futuro encontrando-se disponíveis comercialmente há já alguns anos. Em 2009, o *LIDAR* utilizado no primeiro protótipo de automóvel autónomo da Google foi o HDL-64E da Velodyne [5]. Era o maior componente do automóvel e tinha um custo de 75000\$, é um *LIDAR* mecânico, que recorre à rotação completa da cápsula para fazer um varrimento horizontal de 360° do ambiente que o rodeia. Nos últimos anos tem havido um esforço enorme para baixar o custo e o tamanho dos *LIDARs*, tendo já sido anunciadas reduções de custo da ordem dos 90% [6]. A redução de custo mantendo o desempenho baseia-se na implementação de *LIDARs* produzidos em circuitos integrados sem partes mecanicamente móveis.

### 1.3 Identificação do Problema

Atualmente a tecnologia mais usada é o *LIDAR* baseado em pulsação ou *LIDAR* pulsado, esta possui um bom desempenho, mas ainda tem um custo elevado. Neste trabalho de dissertação, propõe-se estudar implementações alternativas de *LIDARs* baseados em modulação em frequência de uma onda contínua (FMCW) de lasers semicondutores.

O método mais simples de modulação contínua da frequência de emissão de um laser semiconductor é por modulação direta da corrente de polarização. No entanto não se trata de um processo linear, no sentido que um incremento linear da corrente de polarização de um laser semiconductor não causa uma variação linear da frequência de emissão do laser. Este é o problema que este trabalho se propõe resolver, ou seja, qual deve ser o sinal de corrente que deve ser aplicado a um laser semiconductor para que ocorra uma variação linear da frequência de emissão do laser.

### 1.4 Estrutura da Dissertação

Esta Dissertação encontra-se dividida em 5 capítulos.

Neste *Capítulo 1* é feito um enquadramento e a contextualização do problema, mencionando os principais objetivos da Dissertação.

No *Capítulo 2* é feito um resumo dos diferentes tipos de sistemas *LIDAR*, pulsado e de onda contínua, existentes. São referidas algumas aplicações em que o sistema pode ser utilizado, bem como alguns tipos de *LIDAR* (*velodyne*) usados na atualidade. São também analisados dois tipos de sistema *LIDAR*. O *LIDAR* pulsado – *time-of-flight e efeito de Doppler* e o *LIDAR* FMCW – modulação com formato dente de serra e modulação com formato triangular. São mencionadas algumas métricas de desempenho do sistema e sua importância e uma comparação dos dois tipos de sistema *LIDAR*, pulsado e FMCW.

No *Capítulo 3*, é feita uma introdução e posteriormente a implementação no domínio elétrico do sistema *LIDAR* FMCW com o formato dente de serra, descrevendo através de equações matemáticas todo o procedimento para a determinação da frequência de batimento, que conseqüentemente, indicará a distância do alvo. É realizado o processamento de sinal completo através da ferramenta MATLAB, usando algumas

técnicas de processamento de sinal, (*matched-filtering*, *stretch Processing* e *Doppler Processing*), para estimação da distância e da velocidade do alvo.

No *Capítulo 4* é realizada uma introdução acerca do laser semiconductor, mencionando algumas características e modos de operação. É feita uma comparação da modulação direta vs modulação externa, referindo algumas vantagens e desvantagens das mesmas. Foi também criado um gráfico da curva característica do laser, obtido através das equações de taxa, que permite selecionar uma corrente de polarização específica, para modular um laser semiconductor, que garanta que o desempenho do sistema seja máximo. De forma a justificar este facto, foi criado um gráfico da resposta em frequência do laser, com várias correntes de polarização, para fazer a seleção daquela que permite um melhor desempenho do sistema.

No *Capítulo 5* é realizada uma conclusão de todo o trabalho que foi desenvolvido, sendo mencionado o trabalho futuro para melhorar o sistema proposto.

## 1.5 Contribuições

Este projeto de Dissertação oferece uma abordagem analítica e metodológica para a avaliação do desempenho e precisão do *LIDAR*. Como é um sistema cada vez mais utilizado na indústria automível, há necessidade de melhorar as especificações do mesmo. Por este motivo, estudaram-se algumas técnicas de modulação dentro das quais, a modulação em formato dente de serra e triangular, que prometem melhorar a fiabilidade, a precisão e o desempenho do sistema. Através de alguma pesquisa, foi possível compreender que a modulação em formato dente de serra, traz mais vantagens quando comparada à modulação em formato triangular, pois ela, para além de não necessitar de uma janela temporal tão grande, permite observar com mais pormenor os picos de frequência exibidos no espectro de frequência. Esta consequência trará pontos muito positivos no que diz respeito à capacidade que o sistema *LIDAR* tem para localizar alvos, bem como a precisão/resolução de mapeá-los. As simulações realizadas ao longo deste trabalho, vêm justificar que há possibilidade de melhorar ainda mais o sistema *LIDAR* através destes métodos de modulação FMCW, que poderão ser seleccionados de acordo com as aplicações que se pretendem. Um fator que também se deve ter em consideração, é a potência ótica do Laser, ou seja, é necessário aplicar uma corrente de polarização específica, de forma a que esta não seja prejudicial ao olho humano e que tenha uma potência ótica elevada e assim, possuir maior alcance.

## Capítulo 2 – Estado de Arte sobre Sistemas LIDAR

---

### 2.1 Introdução

*LIDAR* é uma tecnologia sensorial ótica que mede a distância e/ou outra informação de um objeto remoto. O objeto é iluminado por uma fonte de luz laser e a partir da análise da luz refletida é possível determinar algumas das suas propriedades. Apesar desta tecnologia ainda estar em evolução, ela tem atualmente várias aplicações, as quais irão ser mencionadas a seguir.

### 2.2 Aplicações do *LIDAR*

As primeiras tentativas para medir distâncias através de feixes de luz, foram realizadas na década de 1930 com projetores de luz que eram usados para estudar a estrutura da atmosfera [7]. Em 1938, pulsos de luz foram usados para determinar a altura das nuvens. Após a invenção do Laser em 1960, os sistemas *LIDAR* passaram a usar lasers como fonte de luz, tendo sido instalados em aviões e testados [7]. Com o decorrer dos anos, a tecnologia foi evoluindo e passou a ser utilizada em diferentes áreas de estudo.

A tecnologia *LIDAR* é utilizada em diversas áreas de aplicação que necessitam de mapeamento 3D. Por exemplo, é utilizada para fazer os levantamentos topográficos necessários para construção de estradas, para planeamento do crescimento urbano, escavações para extração de minérios, planeamento e gestão de florestas, estudo da orla costeira, etc...

Com ela é também possível a monitorização atmosférica, monitorização da camada limite planetária, observação da cinza estratosférica dos vulcões e observação de múltiplas camadas de nuvens [8].

Uma aplicação emergente para o *LIDAR* é o sector automóvel, que atualmente já conta com alguns sistemas baseados em *LIDAR*, como por exemplo, o *Flash LIDAR* que tem como principal objetivo evitar colisões e detetar objetos de grande dimensão, tais como, carros, ciclistas ou pedestres. O funcionamento do *Flash LIDAR* consiste em distribuir luz para uma área específica e posteriormente, obter uma nuvem de pontos do campo de visão para o qual foi direcionado. Os diferentes pontos no campo de visão devem ser diferenciados no recetor usando a ótica de imagem adequada, semelhante ao

conjunto de lentes de uma câmara fotográfica. Finalmente, a luz refletida pelo alvo é captada pelo recetor e o atraso (no seu padrão de modulação em relação à fonte de luz) é extraído e utilizado para a determinação do alcance do alvo. No entanto, este ainda possui algumas limitações devido ao seu campo de visão ser limitado [9]. Para contornar este problema, surgiu o *Scanning LIDAR* que já está atualmente a ser instalado em alguns carros, possui a capacidade de fazer um varrimento 3D, o que aumenta o campo de visão e oferecendo assim maior segurança [9].

No contexto dos veículos autónomos, o sistema sensorial *LIDAR* deverá fornecer informações tridimensionais de alta resolução sobre o ambiente ao redor, tais como, detetar simultaneamente a posição de pessoas, objetos ao redor do veículo, avaliar a velocidade e a rota na qual eles se estão a mover. Usando essa informação, um sistema de computador de bordo conseguirá determinar a maneira mais segura do veículo se dirigir até ao seu destino.

A tecnologia *LIDAR* está a ser utilizada e desenvolvida por vários fabricantes de veículos autónomos, tais como a Google, Uber e a Toyota. Um exemplo atual é utilizado pela Uber, no carro autónomo que desenvolveu e está ilustrado na Figura 2.1

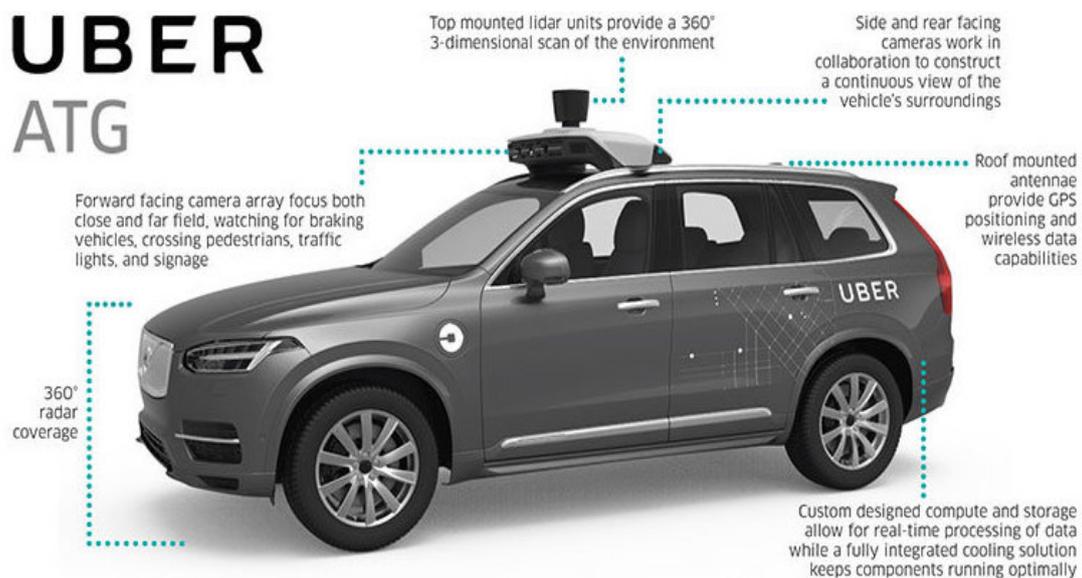


Figura 2.1 Carro autónomo da Uber [10]

## 2.3 Especificações de alguns tipos de *LIDAR* utilizados na Indústria Automóvel

Na Tabela 2.1, são mostrados alguns exemplos dos modelos de *LIDAR* da Velodyne mais utilizados na indústria dos carros autónomos:

Modelo do LIDAR	Especificações do LIDAR
 <p><i>VLS-128</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Varrimento 360° do Campo de visão horizontal</li> <li>• +15° to -25° Campo de visão vertical</li> <li>• Alcance acima dos 300m</li> <li>• Resolução Angular Mínima de 0.11°</li> <li>• Até 4 modos de retorno</li> <li>• Até ~9.6 Milhões de Pontos por segundo</li> <li>• Grau de Proteção IP67</li> <li>• Conectores: RJ45/M12</li> <li>• Alto volume</li> </ul>
 <p><i>ULTRA PUCK (VLP-32C)</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 32 Canais</li> <li>• Retorno Duplo</li> <li>• Até 200m de Alcance</li> <li>• ~600,000 Pontos por segundo</li> <li>• +15° to -25° campo de visão vertical</li> <li>• Baixo Consumo Energético</li> <li>• Design Protetor</li> <li>• Conectores: RJ45/M12</li> </ul>
 <p><i>PUCK 32MR</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Design rotacional 360° patenteado</li> <li>• Alcance de 120m com fator de forma compacto</li> <li>• Melhoramento horizontal (360°) e vertical (40°) do campo de visão</li> <li>• Resolução vertical superior na sua classe (0.33°)</li> <li>• Melhor precisão e intensidade calibrada da categoria</li> <li>• Eficiência energética superior e sensor de temperatura de longo alcance</li> <li>• Recursos de exclusão de disparo e mitigação de interferência</li> </ul>

	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Recursos avançados para minimizar falsos positivos</li> </ul>
 <p><i><b>PUCK VLP-16</b></i></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Retorno Duplo</li> <li>• 830 gramas</li> <li>• 16 Canais</li> <li>• 100m de Alcance</li> <li>• 300,000 Pontos por segundo</li> <li>• Varrimento 360° do campo de visão horizontal</li> <li>• Varrimento <math>\pm 15^\circ</math> do campo de visão vertical</li> <li>• Baixo Consumo Energético</li> <li>• Design Protetor</li> </ul>
 <p><i><b>HDL-32E</b></i></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Retorno Duplo</li> <li>• 32 Canais</li> <li>• Precisão de <math>\pm 2</math> cm</li> <li>• 1Kg</li> <li>• 80m-100m de Alcance</li> <li>• 1.39 Milhões de Pontos por segundo</li> <li>• Varrimento 360° do campo de visão horizontal</li> <li>• Varrimento <math>\pm 40^\circ</math> do campo de visão vertical</li> <li>• Baixo Consumo Energético</li> <li>• Design Robusto</li> </ul>
 <p><i><b>HDL-64E</b></i></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 64 Canais</li> <li>• 120m de Alcance</li> <li>• 2.2 Milhões de Pontos por segundo</li> <li>• Varrimento 360° do campo de visão horizontal</li> <li>• Varrimento de <math>26.9^\circ</math> do campo de visão vertical</li> <li>• Resolução Angular de <math>0.08^\circ</math> (azimute)</li> <li>• Precisão de <math>\pm 2</math> cm</li> <li>• Resolução Vertical de <math>\sim 0.4^\circ</math></li> <li>• Frame Rate configurável pelo Utilizador</li> <li>• Design Robusto</li> </ul>

**Tabela 2.1:** Diferentes modelos do LIDAR da Velodyne [11]

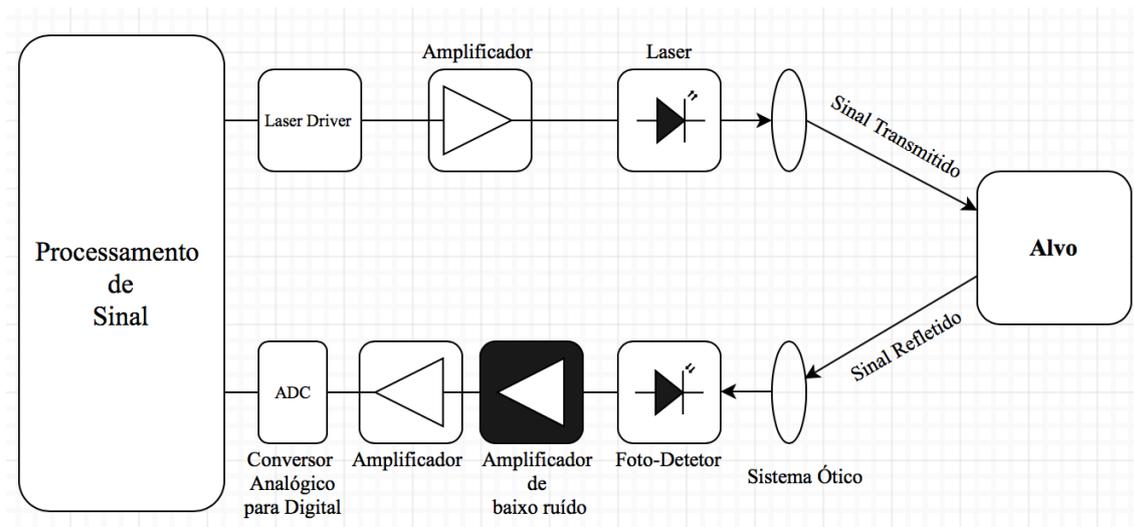
Dos modelos apresentados na Tabela 2.1, o modelo *HDL-64E* e o modelo *VLS-128* são os mais usados na implementação dos carros autônomos pois apresentam melhores características.

O modelo *HDL-64E* é constituído por 64 canais, possui um alcance máximo de 120m, consegue fazer uma leitura 3D do campo de visão de 360° na horizontal e 26.8° na vertical, possui uma resolução angular de 0.08° e tem uma precisão de +/- 2cm. Enquanto que o modelo *VLS-128* já tem um alcance de 300m, é capaz de fazer uma leitura do campo de visão de 360° na horizontal e de +15° a -25° na vertical, tem uma resolução angular de 0.11° e possui um tamanho mais reduzido comparado ao modelo *HDL-64E*. Este também possui a norma de proteção IP67, o que quer dizer que é à prova de água e resistente a poeiras. Este modelo foi especialmente desenvolvido para a condução autónoma, visto ter um tamanho reduzido e possuir um alcance maior para a deteção de objetos [11].

## 2.4 Princípio de funcionamento de um sensor *LIDAR*

Um sensor *LIDAR* é tipicamente constituído por um emissor ótico, um sistema de deteção da luz refletida pelos obstáculos e um circuito de temporização, sendo o emissor ótico constituído pela fonte de luz e outros componentes óticos que definem como o feixe de luz é emitido, tais como lentes, espelhos ou divisores de feixe [12].

A Figura 2.2, mostra um esquema ilustrativo da arquitetura básica de um sistema *LIDAR*.



**Figura 2.2** Arquitetura do LIDAR

O amplificador de baixo ruído (LNA) é necessário para amplificar a corrente gerada pelo foto-díodo, que normalmente é muito pequena, assim como a amplitude do sinal refletido, que diminui proporcionalmente com o quadrado da distância do alvo.

Além disso, as exigências quanto à precisão do alcance e resolução, necessitam de uma largura de banda elevada no recetor na ordem dos GHz e uma elevada sensibilidade. Para isso, é necessário existir um amplificador de elevado ganho e com baixo nível de ruído.

## 2.5 Sistema *LIDAR* Pulsado

Atualmente, os sistemas *LIDAR* pulsados usados na indústria automível têm como principal objetivo evitar colisões e detetar grandes objetos tais como, carros, pedestres ou ciclistas. Estes geralmente são usados para a deteção de alvos a grandes distâncias onde a energia é emitida na forma de um curto impulso de elevada potência, sendo detetado o tempo desde que o pulso é emitido até à receção do pulso refletido [13].

Os pulsos são transmitidos em intervalos de tempo fixos, sendo caracterizados pela frequência de repetição PRF (*Pulse Repetition Frequency*), esta frequência é selecionada de acordo com a distância a que se encontram os alvos que se pretendem detetar, é necessário garantir que é possível detetar um pulso refletido antes da transmissão do novo pulso.

A resolução obtida com um *LIDAR* pulsado é inversamente proporcional à duração do pulso transmitido [14]. No entanto a geração e deteção de pulsos óticos de curta duração necessita de emissores e recetores de grande largura de banda o que aumenta o custo do sistema.

Pulsos curtos com baixa taxa de repetição maximizam a resolução, sendo que, pulsos com potência elevada, maximizam a distância de alcance do *LIDAR*. No entanto, existem limitações práticas na geração de pulsos curtos e de elevada potência. Por exemplo, uma potência de pico mais elevada poderá reduzir a vida útil das cavidades óticas do laser usados no projeto de amplificadores de alta potência. Felizmente, formas de onda complexas e técnicas de compressão do pulso podem ser usadas para mitigar bastante a limitação de potência na largura do pulso. Existem dois tipos principais de Sistemas *LIDAR* pulsados: TOF (*Time of Flight*) e o Doppler.

### 2.5.1 Time of Flight

TOF é o modo de operação da maioria dos *LIDARs*. Esta técnica usa a medida do tempo entre a transmissão e a receção do pulso para determinar a localização do alvo. Para se obter o tempo que o pulso demora a percorrer entre o transmissor e o recetor, é necessário a utilização de um Timer sincronizado com o transmissor.

Este processo, por ser mais simples, é mais suscetível a interferências de outras fontes, sendo que, à medida que a distância entre o transmissor e o alvo aumenta, o sinal recebido torna-se mais fraco. Outra das limitações deste sistema é a deteção de alvos a

curtas distâncias já que espaços de tempo curtos são difíceis de detetar. Para compensar este problema são utilizados detetores mais rápidos, capazes de fazer uma distinção mais veloz do sinal recebido em relação ao transmitido.

Atualmente existem várias empresas que fabricam *LIDARs* com este tipo de tecnologia, tais como a Hexagon AB, Stick AG, Teledyne Optech, Leosphere e a Velodyne Lidar Inc. O *LIDAR* da Velodyne (HDL-64E) como ilustrado na Figura 2.3, possui uma resolução angular de  $0.08^\circ$  e um alcance de 120 metros. De maneira a fazer um mapeamento 3D de todo o ambiente envolvente do carro, possui na sua constituição 64 Lasers capazes de cobrir horizontalmente  $360^\circ$  [15]. Já o *LIDAR* da Velodyne (HDL-32E) comparado com o modelo HDL-64E é mais pequeno e mais simples, possuindo 32 Lasers capazes de fazer um mapeamento 3D, com uma precisão próxima de  $\pm 2$  cm e um alcance de 80 – 100 metros. Por último, o *LIDAR* VLP-16 sendo o mais pequeno de todos os ilustrados na Figura 2.3, possui 16 Lasers conseguindo fazer um mapeamento 3D, com uma precisão próxima de  $\pm 3$  cm e um alcance de 100 metros.

Com o decorrer do tempo, o sistema evolui tendo sido desenvolvido o modelo VLS-128 (Velodyne Alpha Puck) ilustrado na figura 2.4, considerado pela empresa, o *LIDAR* mais avançado do Mundo e feito especificamente para a condução autónoma e a segurança avançada de veículos nas autoestradas.

Este sensor fornece dados 3D em tempo real com resolução angular vertical e horizontal até  $0.1^\circ$ , com um alcance de 300 metros e com uma cobertura de  $360^\circ$ . Ele fornece o alcance, a resolução e a precisão exigida pelos programas de veículos autónomos mais avançados do mundo [16]. Existem também outros modelos, cujo a resolução e o alcance varia consoante a aplicação para o qual foi produzido, sendo alguns fabricados para utilização em Automação Industrial que necessitem de precisão.



**Figura 2.3:** LIDAR Velodyne HDL-64E, LIDAR HDL-32E e LIDAR VLP-16 [17]



**Figura 2.4:** LIDAR Velodyne VLS-128 [18]

A grande desvantagem destes modelos é o seu custo elevado, mesmo produzidos em massa, o seu valor continua a ser demasiado alto para ser aplicado no sector automóvel.

### 2.5.2 Efeito de Doppler

Outra técnica utilizada é o efeito de Doppler para determinar a velocidade de um alvo em relação ao transmissor. *LIDARs* baseados no efeito de Doppler estimam a velocidade de um alvo através do desvio da frequência,  $f_d$ , da onda eletromagnética refletida pelo alvo relativamente à frequência da onda eletromagnética transmitida,  $f_t$ . Sendo,  $f_d$ , obtida a partir da Equação 2.1 [19].

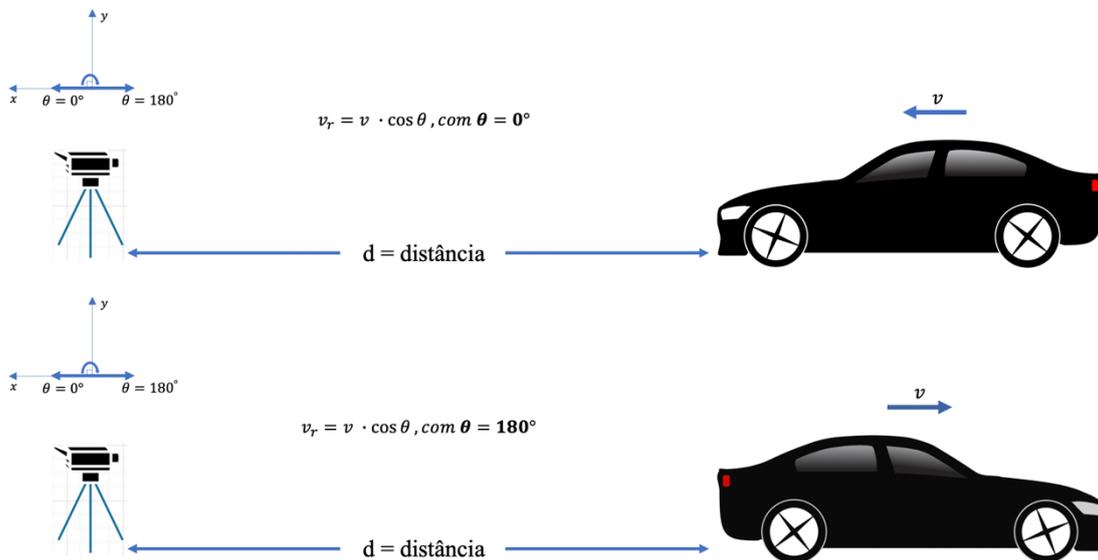
$$f_d = \frac{2v_r f_t}{c} = \frac{2v_r}{\lambda} \quad (2.1)$$

Onde  $v_r$ , é a velocidade radial do alvo,  $c$ , a velocidade de propagação da luz e  $\lambda$ , o comprimento de onda do sinal transmitido.

No caso do alvo se encontrar no regime estacionário, a velocidade real,  $v$ , pode ser obtida a partir da Equação 2.2,

$$v_r = v \cdot \cos \theta \quad (2.2)$$

onde  $\theta$ , é o ângulo entre a direção da onda transmitida e o respectivo alvo. Na Figura 2.5, é mostrado um exemplo deste cenário.



**Figura 2.5:** Esquema para a determinação da direção da velocidade (quando o alvo se afasta e aproxima do LIDAR)

A velocidade radial pode ser positiva ou negativa dependendo do ângulo que o alvo faz em relação ao transmissor. Esta variação fará com que o valor da frequência de Doppler seja positiva ou negativa, o que irá permitir saber, se o alvo se está a afastar ou aproximar do transmissor. Quando este se aproxima há um aumento da frequência em relação à frequência do sinal transmitido,  $f_t$ , e quando este se afasta há uma diminuição da frequência. A partir do valor do desvio de frequência é possível calcular a velocidade do alvo.

$$v_r = \frac{c f_d}{2 f_t} \quad (2.3)$$

## 2.6 Sistema *LIDAR* de Onda Contínua

Neste tipo de sistema é transmitido uma onda contínua, que é uma onda eletromagnética que possui amplitude e frequência constantes. Tratando-se de um sinal contínuo, o transmissor e o recetor encontram-se ligados simultaneamente, o que torna necessário isolamento entre os dois para se poder distinguir o sinal transmitido do recebido.

Apesar da potência do sinal refletido ser bastante menor que a do transmitido, a técnica referida anteriormente pode ser aplicada, para obtenção da frequência de Doppler. Assim que o sinal refletido, com frequência  $f_r$  e amplitude  $A_r$ , é detetado no recetor, este é multiplicado pelo sinal transmitido com frequência  $f_t$  e amplitude  $A_t$ , o que pode ser realizado em hardware através de um “mixer”, obtendo-se assim, à saída do “mixer” o sinal  $x_m$ , com uma componente cuja frequência denominada de frequência de batimento,  $f_b = f_t - f_r$ , que corresponde à frequência de Doppler.

$$\begin{aligned} x_m(t) &= A_t \cos(2\pi f_t t) A_r \cos(2\pi f_r t) \\ &= \frac{A_r A_t}{2} \cos[2\pi(f_t - f_r)t] + \frac{A_r A_t}{2} \cos[2\pi(f_t + f_r)t] \end{aligned} \quad (2.4)$$

o sinal  $x_m$  resulta da multiplicação do sinal transmitido com o sinal refletido, transformando produto dos mesmos numa soma. Este novo sinal possui então duas componentes, uma diferença e uma soma de frequências dos dois sinais.

Comparativamente a sistemas *LIDAR* TOF, este sistema é usado para distâncias mais curtas visto que a potência do sinal transmitido é geralmente mais baixa. Esta implementação tem a desvantagem de não permitir a determinação da distância ao alvo ou distinguir diferentes alvos.

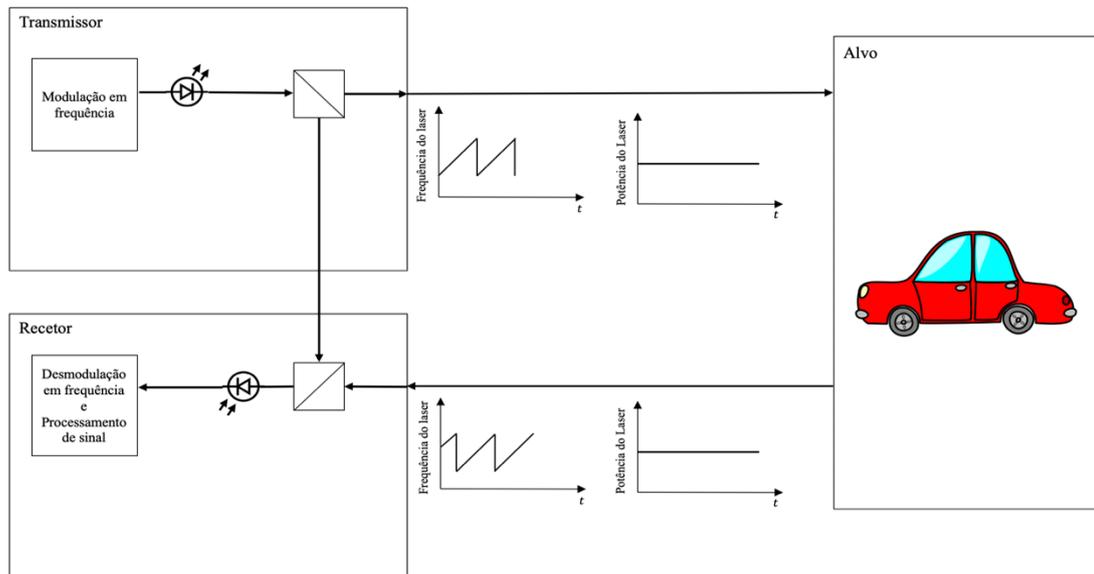
Para que seja possível obter a distância utiliza-se a modulação em frequência, amplitude ou fase.

## 2.6.1 Sistema de Onda Contínua Modulada em Frequência

Um sistema que utiliza a modulação em frequência, opera num intervalo conhecido em que a distância ao alvo é determinada a partir da medição do desvio de frequência entre duas ondas eletromagnéticas, a emitida e a refletida. O sinal que resulta da convolução entre o sinal transmitido e o sinal recebido permite determinar o sinal de batimento. Conhecendo este sinal e através da Equação 2.5, é possível calcular o atraso,  $\tau$ , do sinal refletido que por sua vez nos dá a informação da distância,  $d$ , a que o alvo se encontra do transmissor.

$$d = \frac{c \cdot \tau}{2} = \frac{c \cdot |\Delta f|}{2 \cdot \frac{df}{dt}} \quad (2.5)$$

Um exemplo da arquitetura de um *LIDAR* modulado em frequência pode ser visualizado na Figura 2.6.



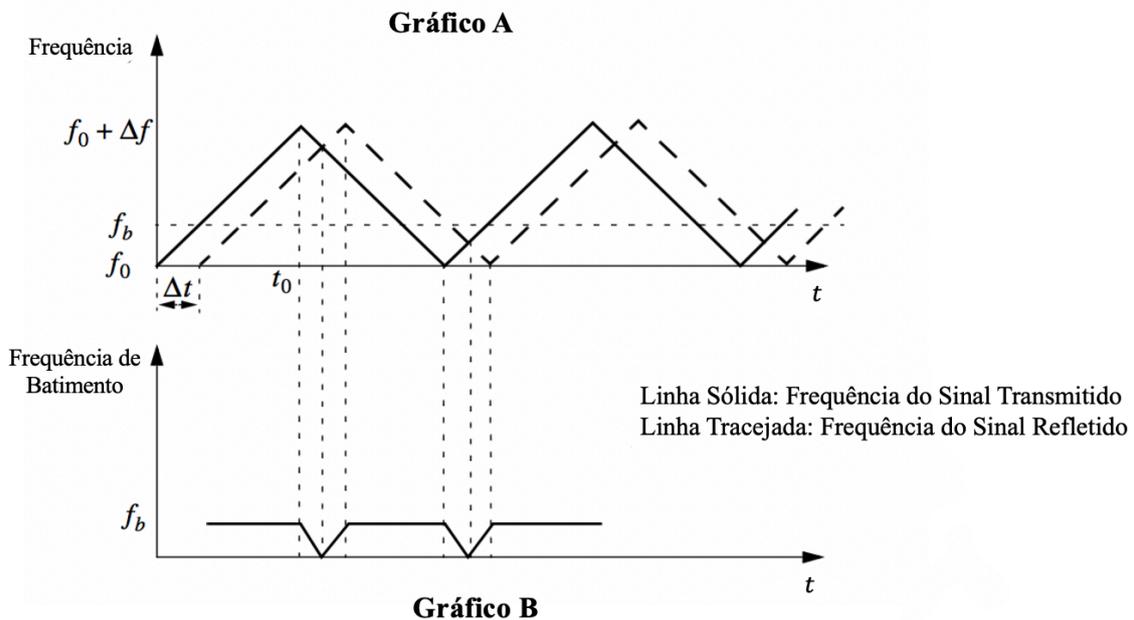
**Figura 2.6:** Diagrama de blocos de um LIDAR em regime estacionário, no qual o laser é modulado na frequência (modulação e desmodulação no domínio óptico)

O *LIDAR* modulado na frequência (*LIDAR-FMCW*) transmite um sinal de forma de onda chirp, ou seja, uma senoide em que a frequência aumenta ou diminui linearmente com o tempo. O sinal transmitido,  $x_t$ , é uma onda sinusoidal cuja frequência instantânea,  $f_t(t)$ , varia linearmente com o tempo,  $t$ .

$$x_t(t) = A_t \cos[2\pi f_t(t)t] \quad (2.6)$$

### 2.6.2 Modulação em Frequência de uma onda contínua com formato Triangular

A modulação em frequência com formato triangular é semelhante à modulação em frequência com formato dente de serra, mas pode ser dividido em duas partes, o período em que a variação da frequência é ascendente e o período em que variação da frequência é descendente. Uma das desvantagens deste tipo de modulação, quando comparado ao formato dente de serra, é o facto de quando se obtém o espectro de frequência de ambas as ondas, transmitida e recebida, o pico da frequência de batimento associada à distância a que o alvo se localiza, não é tão perceptível. Para melhorar a visualização da frequência de batimento no espectro de frequência, é utilizado, na maioria das vezes, a modulação no formato dente de serra.



**Figura 2.7:** Sinal modulado em frequência com formato triangular transmitido e recebido e a frequência de batimento respetiva para um alvo estacionário [20]

A Figura 2.7 ilustra o funcionamento de um *LIDAR FMCW* com modulação triangular para um alvo estacionário. A linha sólida da Figura 2.7 representa a frequência do sinal transmitido enquanto que a linha a tracejado, representa a frequência do sinal refletido pelo alvo. Como se ilustra na Figura 2.7 - Gráfico A, a frequência instantânea varia linearmente de  $f_0$  a  $f_0 + \Delta f$  (*up-chirp*) em  $t_0$  segundos e nos próximos  $t_0$  segundos, varia de  $f_0 + \Delta f$  a  $f_0$  (*down-chirp*). A duração do sinal elementar é  $T = 2t_0$ , sendo a frequência de modulação,  $f_m = \frac{1}{2t_0}$ .

A velocidade de variação da frequência,  $\alpha$ , pode ser traduzida na Equação 2.7:

$$\alpha = \frac{\Delta f}{t_0} = \frac{\Delta f}{\left(\frac{1}{2f_m}\right)} = 2f_m \Delta f \quad (2.7)$$

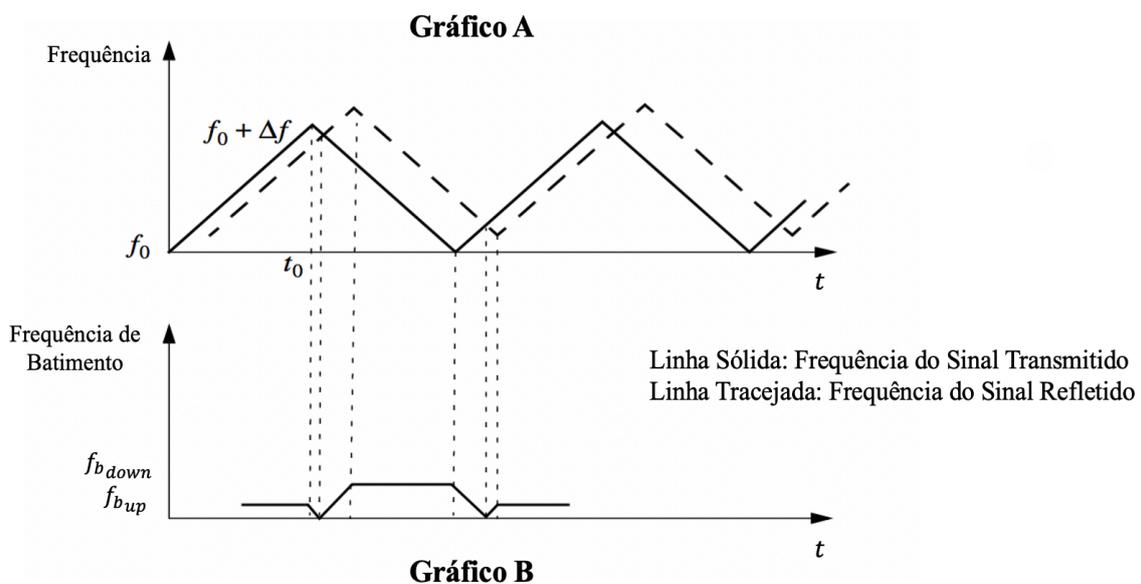
Sendo  $\Delta t$ , o atraso da onda refletida no alvo relativamente à onda transmitida, que corresponde ao tempo do percurso de ida e volta do sinal, é dado por  $\frac{2d}{c}$ . Onde  $d$ , é a distância a que se encontra o alvo. A frequência de batimento,  $f_b$ , que é a diferença da frequência do sinal transmitido relativamente ao sinal refletido pelo alvo, encontra-se representada na Figura 2.7 - Gráfico B e é dada por:

$$f_b = \Delta t \cdot \alpha = \frac{2d}{c} \cdot \alpha \quad (2.8)$$

substituindo a Equação 2.7 na Equação 2.8 obtemos então a Equação 2.9 que permitirá o cálculo da distância do alvo a partir da frequência de batimento:

$$f_b = \frac{2df_m \Delta f}{c} \Leftrightarrow d = \frac{cf_b}{2f_m \Delta f} \quad (2.9)$$

No caso em que o alvo se encontra em movimento, ou seja, com velocidade, para o cálculo da mesma, teremos de ter em conta o efeito de Doppler [20]. Para este cenário, temos como exemplo o gráfico da Figura 2.8:



**Figura 2.8:** Sinal modulado em frequência com formato triangular transmitido e recebido e a frequência de batimento respetiva para um alvo em movimento [20]

A frequência de batimento não está apenas relacionada com a distância ao alvo, mas também com a velocidade radial do alvo. Os semi-períodos do ciclo de modulação são afetados pelo desvio de Doppler de onde resultam frequências de batimento diferentes, dadas por:

$$\begin{aligned} f_{b_{up}} &= f_{ref} - f_d \\ f_{b_{down}} &= f_{ref} - f_d \end{aligned} \quad (2.10)$$

sendo  $f_{ref}$ , o valor da frequência de batimento para o alvo em repouso.

Para se obter a distância a que se encontra o alvo,  $f_b$ , poderá ser determinada através de uma média de  $f_{b_{up}}$  e  $f_{b_{down}}$  tal como é demonstrado na Equação 2.11:

$$f_b = \frac{f_{b_{up}} + f_{b_{down}}}{2} \quad (2.11)$$

Aplicando-se de seguida a expressão  $d = \frac{cf_b}{2f_m\Delta f}$  para o cálculo da distância.

Para se obter a velocidade, é necessário fazer-se uma média da subtração entre a  $f_{b_{down}}$  e  $f_{b_{up}}$  como representado na Equação 2.12 e substituí-la na Equação 2.13:

$$f_d = \frac{f_{b_{down}} - f_{b_{up}}}{2} \quad (2.12)$$

$$f_d = \frac{2 \cdot v_r}{\lambda_0} \quad \text{em que} \quad \lambda_0 = \frac{c}{f_0} \quad (2.13)$$

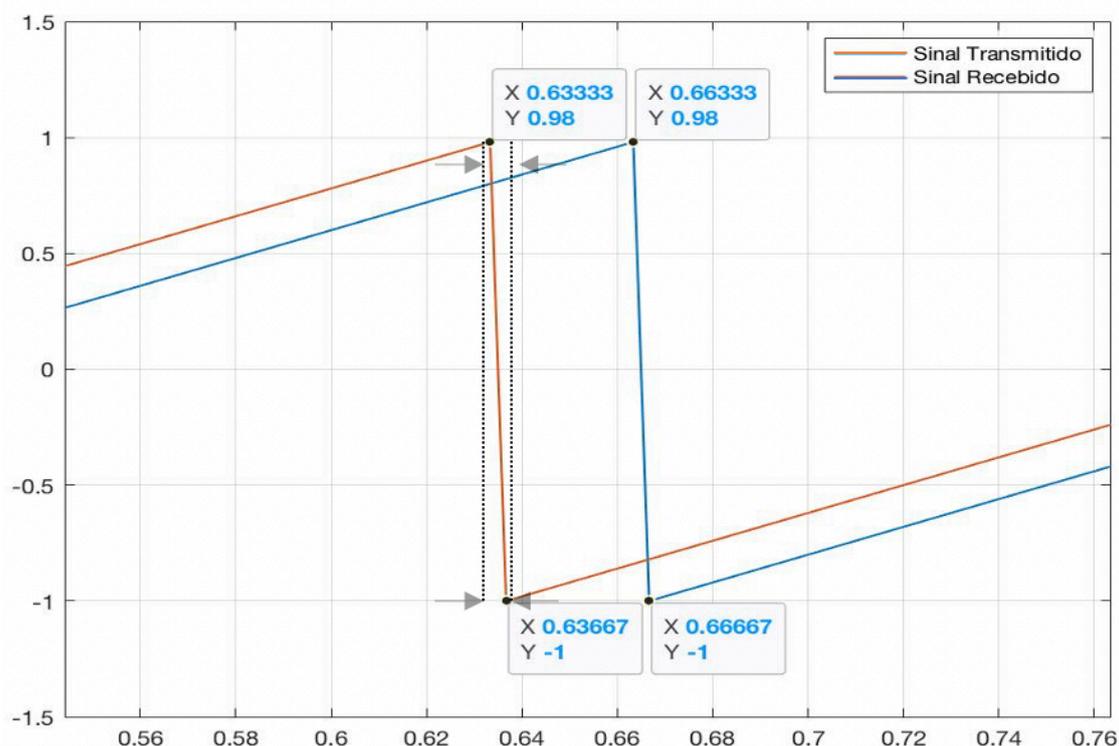
E por fim, conseguimos determinar a velocidade respetiva do alvo, assim como se pode verificar na Equação 2.14 [20]:

$$v_r = \frac{\lambda_0 \cdot (f_{b_{down}} - f_{b_{up}})}{4} \quad (2.14)$$

### 2.6.3 Modulação em Frequência de uma onda contínua em formato Dente de Serra

A modulação em formato dente de serra, requer uma alteração rápida na frequência após a rampa ter sido finalizada. Esta variação resulta numa queda abrupta da frequência.

É denotar que esta queda terá um declive, embora mínimo, que poderá causar erros de medição para atrasos mais curtos entre cada chirp ou dificuldades se o sistema estiver limitado a uma certa largura de banda. Um exemplo deste problema poderá ser visualizado e compreendido melhor através do gráfico da Figura 2.9.



**Figura 2.9:** Sinal modulado em frequência transmitido e recebido no formato dente de serra

No gráfico da Figura 2.9 existiu a necessidade de aumentar a escala para conseguir visualizar melhor o comportamento dos dois sinais. Quando o sinal transmitido atinge o pico máximo da frequência sofre uma queda abrupta. Embora esta, pareça ter uma direção contínua e perpendicular ao eixo do tempo ( $t$ ), não tem, i.e., quando o sinal transmitido atinge  $Y = 0.98$  (frequência máxima normalizada) em  $X = 0.63333$  (tempo normalizado), decai para  $Y = -1$  em  $X = 0.63667$  (tempo normalizado), criando uma diferença de tempo de 0.00334, o mesmo acontece para o sinal refletido. Apesar desta diferença ser mínima, poderá levar a erros de estimação.

Em relação ao processamento de sinal, para determinar a distância e a velocidade do alvo, irá ser idêntico ao já descrito na secção 2.6.2, em que a frequência de batimento, agora não é uma média de duas frequências como demonstrado na Equação 2.11, mas sim, uma frequência de batimento única.

## 2.7 Métricas de Desempenho e sua Importância

Para caracterizar o desempenho de um sistema *LIDAR*, deve ter-se em consideração algumas métricas importantes, entre as quais, a precisão axial, resolução lateral, campo de visão (FOV), taxa de transmissão de trama, potência de transmissão em relação à segurança ocular, alcance operacional máximo, sensibilidade à luz ambiente e interferências que possam existir no meio, consumo de energia e custos [21].

A *precisão axial ou alcance* referem-se ao desvio padrão de várias medidas de alcance realizadas para um alvo a uma distância fixa. A resolução de alcance refere-se à capacidade do *LIDAR* determinar vários alvos espaçados na direção axial. Por exemplo, ao criar imagens 3D de um objeto que na sua constituição possui diferentes camadas, a luz emitida é refletida pelas interfaces entre as diferentes camadas do tecido. Neste caso, uma melhor resolução axial ajudará na detecção de camadas mais finas, enquanto uma melhor precisão axial melhora a certeza com a qual as interfaces, entre essas camadas, podem ser localizadas.

O *campo de visão* (FOV) é geralmente especificado com dois ângulos horizontais e verticais em torno do eixo perpendicular  $d$ . A resolução lateral ou angular de um *LIDAR* também é uma característica muito importante, pois permite distinguir dois pontos adjacentes no campo de visão. As ondas óticas com comprimentos de onda micrométricos podem atingir resoluções laterais de  $0.1^\circ$  com tamanhos de abertura de apenas algumas centenas de micrómetros e por isso, ser uma especificação de grande relevância.

Há outro fator muito importante que se deve ter em consideração para a segurança ocular do ser humano que é a potência de transmissão máxima, de maneira a evitar lesões oculares. Ou seja, a potência máxima de transmissão geralmente é limitada pelos regulamentos de segurança ocular, os quais mencionam que os feixes de laser devem operar com comprimentos de onda entre  $905\text{ nm}$  a  $1550\text{ nm}$ , se bem que o mais utilizado, chega a ser o comprimento de onda de  $905\text{ nm}$ . Esta é uma preocupação maior para os *LIDARs* do que os *RADARES*, pois um feixe de laser com alguns mili-watts de potência pode causar sérios danos ao olho humano. A exposição máxima permitida de um laser depende fortemente de alguns fatores tais como: comprimento de onda, diâmetro e divergência do feixe, movimento do feixe, duração da exposição para operações de onda contínua, largura do pulso e a taxa de repetição do pulso para operações pulsadas. Como

resultado, a segurança ocular é um fator muito importante na seleção destes parâmetros para projetar um *LIDAR* [21].

## **2.8 *LIDAR FMCW* vs *LIDAR PULSADO* [22]**

Como já referido anteriormente, o *LIDAR FMCW* quando comparado com o *LIDAR PULSADO* é mais vantajoso, no que diz respeito a obter um SNR melhor. Ou seja, no *LIDAR FMCW* é emitido um sinal com uma duração temporal muito grande e com uma energia muito elevada. A frequência do sinal de onda contínua é modulada linearmente ao longo do tempo, fazendo o varrimento desde a parte inferior da onda até à parte superior, (ou vice-versa), até cobrir a largura de banda necessária. Uma vantagem desta abordagem é que, a duração do varrimento pode ser selecionada, independentemente da largura de banda. No *LIDAR PULSADO* a energia do sinal é limitada já que a duração do pulso é pequena.

Ambas as técnicas são de baixa manutenção, fáceis de usar e eficazes, mas o *LIDAR FMCW* apresenta maior resolução comparativamente ao *LIDAR PULSADO*. Com o *LIDAR FMCW*, o transmissor emite um sinal contínuo e determina a distância ao alvo, medindo a diferença de frequência entre os sinais emitidos e refletidos. No *LIDAR PULSADO*, o transmissor envia um sinal e depois fica em espera até receber um sinal refletido. Embora o *LIDAR FMCW* apresente melhor desempenho, há certos fatores que pesam na altura de escolher estas duas técnicas, como por exemplo, a sensibilidade à temperatura e o custo [22].

# Capítulo 3 – Sistemas Refletométricos de Onda Contínua Modulada em Frequência

Neste trabalho foi escolhido e estudado a modulação em frequência de uma onda contínua, FMCW, cuja variação da frequência é realizada no formato dente de serra, foi também considerado um sistema ideal, ou seja, no meio simulado não existe a presença de ruído.

## 3.1 Diagrama de blocos de um LIDAR FMCW

A Figura 3.1 mostra um esquema ilustrativo do LIDAR FMCW utilizado nesta dissertação

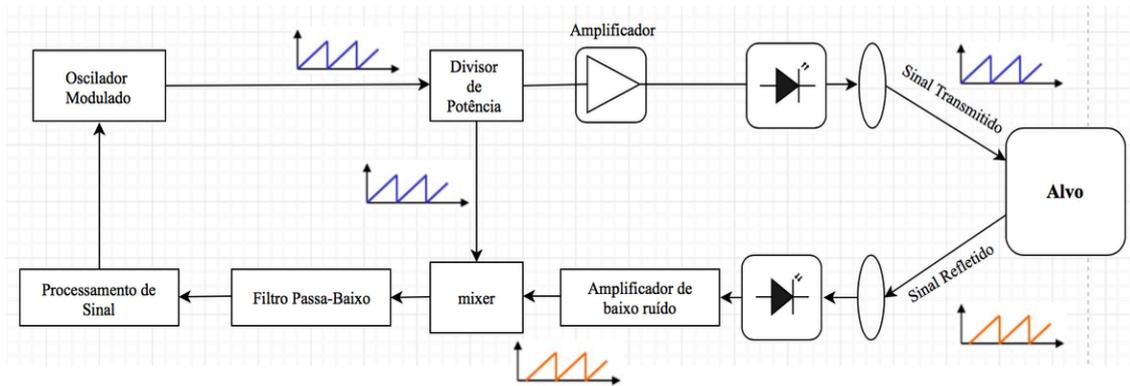


Figura 3.1: Diagrama de blocos pormenorizado do Sistema Simulado

No bloco do oscilador modulado é então gerado um sinal modulado em frequência no formato dente de serra que posteriormente irá ser dirigido para duas saídas através de um divisor de potência sendo uma das saídas misturado com o sinal refletido pelo alvo. À outra saída do divisor de potência é amplificada e utilizada para modular um laser semiconductor.

O sinal refletido pelo alvo é foto-detetado um foto-detetor passando posteriormente por um amplificador de baixo ruído com o objetivo de aumentar a potência do sinal sem degradar significativamente a relação sinal/ruído, de modo a compensar as respectivas perdas que o ambiente possa ter introduzido causar.

De seguida, o bloco do misturador faz a multiplicação do sinal transmitido e o sinal refletido originando um novo sinal. Este sinal atravessará um filtro Passa-Baixo onde só irá passar a componente de baixa frequência do sinal resultante. Por último, no bloco do

processamento de sinal ir-se-á aplicar a transformada de Fourier, FFT, com objetivo de converter o sinal resultante, do domínio do tempo para o domínio da frequência e, portanto, determinar a frequência de batimento que nos permitirá obter a distância respectiva do transmissor ao alvo.

### 3.2 Modelo Matemático do Funcionamento do LIDAR FMCW

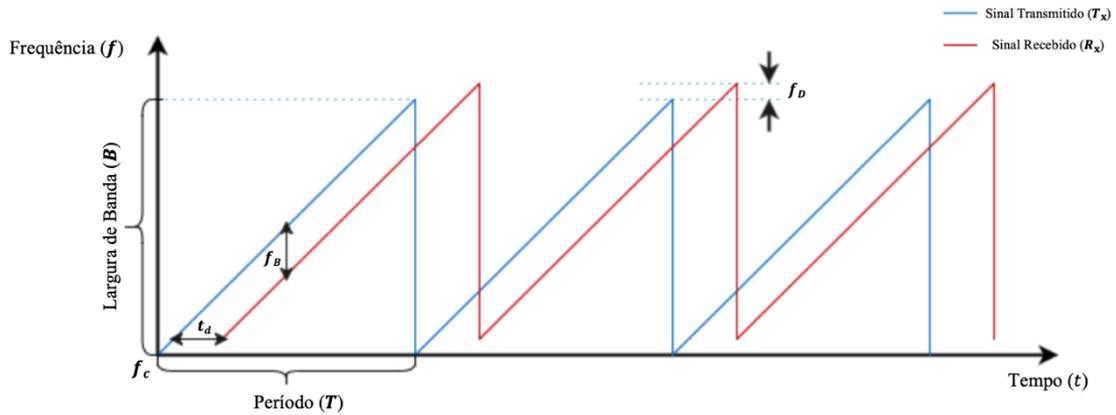


Figura 3.2: Sinal em formato dente de serra FMCW [23]

Na Figura 3.2 encontra-se a representado a variação da frequência do sinal transmitido e do sinal refletido em função do tempo. Como se pode verificar, a frequência transmitida aumenta linearmente em função do tempo durante o período do sinal,  $T$ , que corresponde ao tempo de varrimento. Existem também outros parâmetros do sinal tais como, a largura de banda do sinal,  $B$ , e a frequência inicial em que o LIDAR opera,  $f_c$ , que deverão ser definidos corretamente para que o sistema cumpra os requisitos propostos.

A frequência em qualquer instante,  $t$ , pode ser determinada através da seguinte Equação 3.1:

$$f(t) = f_c + \frac{B}{T}t \quad (3.1)$$

Onde podemos considerar,  $\frac{B}{T}$ , é o ritmo com que a frequência se altera. Podemos então considerar este quociente representado por  $\alpha$ , como descrito na Equação 3.2:

$$\alpha = \frac{B}{T} \quad (3.2)$$

Utilizando a variação da frequência ao longo do tempo,  $f(t)$ , é possível determinar a fase instantânea através da Equação 3.3:

$$\phi(t) = 2\pi \int_0^t f(t)dt + \phi_0 = 2\pi \left( f_c t + \frac{\alpha t^2}{2} \right) + \phi_0 \quad (3.3)$$

Portanto, o sinal transmitido num período de varrimento, considerando  $\phi_0$  a fase inicial do sinal, poderá ser traduzido através da Equação 3.4:

$$x_{tx}(t) = A \cos(\phi(t)) = A \cos \left( 2\pi \left( f_c t + \frac{\alpha t^2}{2} \right) + \phi_0 \right) \quad (3.4)$$

Se eventualmente quisermos descrever o sinal transmitido com  $n$  varrimentos, deverá ser feita uma mudança. Consideramos  $t_s$ , o tempo desde o início do  $n$ ésimo pulso e definimos  $t$ , como descrito na Equação 3.5:

$$t = nT + t_s \quad \text{onde } 0 < t_s < T \quad (3.5)$$

Finalmente, substituindo esta componente na Equação 3.4 teremos:

$$x_{tx}(t) = A \cos(\phi(t)) = A \cos \left( 2\pi \left( f_c (nT + t_s) + \frac{\alpha t_s^2}{2} \right) + \phi_0 \right) \quad (3.6)$$

Considerando agora a presença de um objeto localizado a uma distância inicial,  $d$ , que se encontra num regime estacionário, ou seja, parado. O sinal que nele é refletido, terá as mesmas características do sinal transmitido, mas com um atraso,  $\tau$ , como definido na Equação 3.7:

$$\tau = \frac{2d}{c} \quad (3.7)$$

Determinado o tempo de atraso,  $\tau$ , o sinal refletido será descrito pela Equação 3.8:

$$x_{rx}(t) = B \cos(\phi(t - \tau)) = B \cos \left( 2\pi \left( f_c (nT + t_s - \tau) + \frac{\alpha (t_s - \tau)^2}{2} \right) + \phi_0 \right) \quad (3.8)$$

De acordo com o princípio do *LIDAR* FMCW, o sinal refletido é misturado com o sinal transmitido traduzindo-se na Equação 3.9:

$$y_m(t) = x_{t_x}(t) \cdot x_{r_x}(t) \quad (3.9)$$

Depois destes sinais serem misturados, aplica-se o algoritmo da *FFT* que fornece o espectro de frequência do batimento dos dois sinais, através deste, conseguiremos então determinar a frequência de batimento e, portanto, o alcance do alvo:

$$f_{b,max} = \frac{2\alpha R_{max}}{c}, \text{ sendo } R_{max} = \frac{f_{b,max} \cdot c}{2\alpha} \quad (3.10)$$

A resolução da medida também é uma componente de grande importância de o sistema *LIDAR*, esta tem como função determinar qual o alcance mínimo em que o *LIDAR* consegue distinguir dois alvos na mesma direção.

Com base na Equação 3.10 e substituindo  $\alpha$  pela Equação 3.2, podemos então encontrar a resolução de um *LIDAR*. Isto é baseado no facto de que a resolução da frequência,  $\Delta f_b$ , do sinal de batimento é limitado pela frequência do pulso ou seja  $\Delta f_b \geq \frac{1}{T}$ , o que significa que, para poder detetar dois objetos, a frequência do sinal de batimento não pode ser menor que a frequência do varrimento de frequência. Esta consideração à resolução,  $\Delta R$ , que pode ser calculada da seguinte forma:

$$\Delta f_b = \frac{2B\Delta R}{c} \cdot \frac{1}{T}, \text{ sendo } \Delta R = \frac{c}{2B} \quad (3.11)$$

Por outro lado, há também outra componente  $\left(\frac{2f_c v}{c} \cdot nT\right)$  associada à frequência de batimento que varia linearmente com o número de varrimentos. Esta componente, indica como a frequência do sinal varia ao longo do número de períodos de varrimento.

Na suposição anterior, considerou-se que o alvo era estático, mas no caso dele se encontrar em movimento com uma determinada velocidade, iremos ter uma nova componente que já foi referida acima, que nos irá permitir determinar a velocidade, designada de frequência de Doppler,  $f_d$ .

Se um alvo estático produz uma frequência intermédia,  $f_{IF}$ , também designada de frequência de batimento,  $f_b$ , devido ao atraso que existe entre o sinal transmitido e o sinal recebido, para um alvo em movimento, esta frequência será a sobreposição de duas componentes de frequência: a frequência de batimento que resulta do atraso entre o sinal transmitido e o sinal recebido, e a frequência de Doppler, resultante da velocidade relativa entre o *LIDAR* e o alvo. Assim, esta frequência de batimento resultante da mistura dos dois sinais poderá ser obtida através da Equação 3.12:

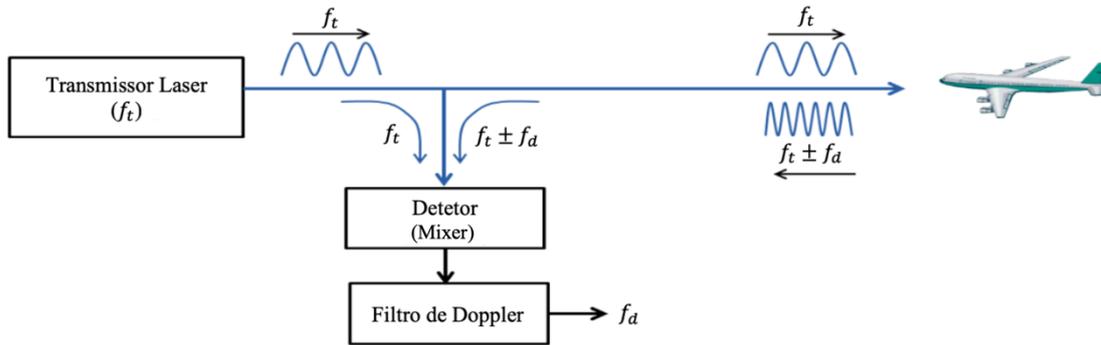
$$f_b = \frac{B t_{delay}}{T} \pm \frac{2 f_c v}{c}, \text{ em que } f_d = \frac{2 f_c v}{c} \quad (3.12)$$

O deslocamento de Doppler do sinal pode ser determinado através da observação do espectro de frequência do sinal em  $n$  períodos consecutivos ( $n \cdot T$ ). Outra componente importante é a resolução da velocidade de um *LIDAR*, que permite saber qual o valor mínimo de velocidade que o sistema consegue medir, ou seja, a diferença mínima de velocidade entre dois alvos que se movem no mesmo intervalo no qual o *LIDAR* pode distinguir.

Este valor pode ser calculado de maneira semelhante à resolução da medida da distância. Aqui, a variação da frequência de Doppler ao longo de  $n$  durações de pulso, é limitada pela resolução da frequência ( $\Delta f_d \geq \frac{1}{nT}$ ). Assim, a resolução da velocidade poderá ser traduzida pela Equação 3.13 [23]:

$$\Delta v = \frac{c}{2 f_c} \cdot \frac{1}{nT} \quad (3.13)$$

Um outro exemplo para a determinação da frequência de Doppler e, portanto, a velocidade de um alvo, pode ser visualizado na Figura 3.3:



**Figura 3.3:** Diagrama de blocos do LIDAR FMCW para a determinação da velocidade

Esta poderá ser negativa para o caso em que o alvo se desloca no sentido oposto do *LIDAR* e positivo para o caso em que o alvo se aproxima do *LIDAR*. Isto pode ser comprovado através da Equação 3.14 [24]:

$$f_d = \frac{2vf_c}{c} \cos \theta \quad (3.14)$$

Este ângulo que será atribuído ao argumento  $\theta$  é que determinará qual o sentido da velocidade do alvo. Se visualizarmos o esquema da Figura 3.3, o avião desloca-se em sentido do *LIDAR*, considerando esta direção como ponto de referência, isto é:

- Para  $\theta = 0^\circ$ :

$$f_d = \frac{2vf_c}{c} \cos 0^\circ \Leftrightarrow f_d = \frac{2vf_c}{c} \quad (3.15)$$

- Para  $\theta = 180^\circ$ :

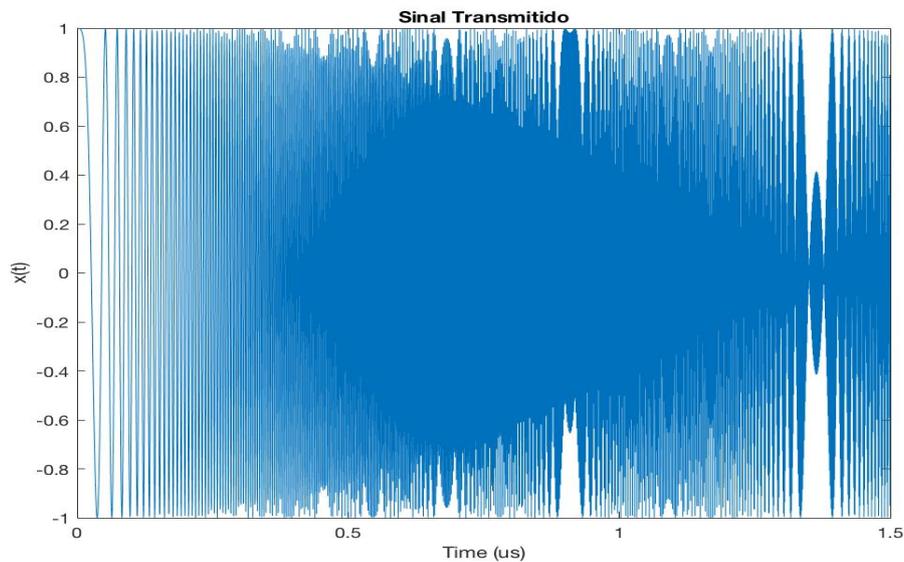
$$f_d = \frac{2vf_c}{c} \cos 180^\circ \Leftrightarrow f_d = -\frac{2vf_c}{c} \quad (3.16)$$

### 3.3 Modelo de Simulação

Foi implementado em Matlab um modelo de simulação, com os parâmetros de simulação indicados na Tabela 3.1.

<i>Parâmetros do Sistema</i>	<i>Valor</i>
<b><i>B</i></b>	100 MHz
<b><i>T</i></b>	1.5 $\mu$ s
<b><i>f<sub>c</sub></i></b>	1 GHz
<b><i>c</i></b>	$3 \cdot 10^8$ m/s
<b><i>Número de chirps</i></b>	3000
<b><i>Número de Amostras por chirp</i></b>	4096

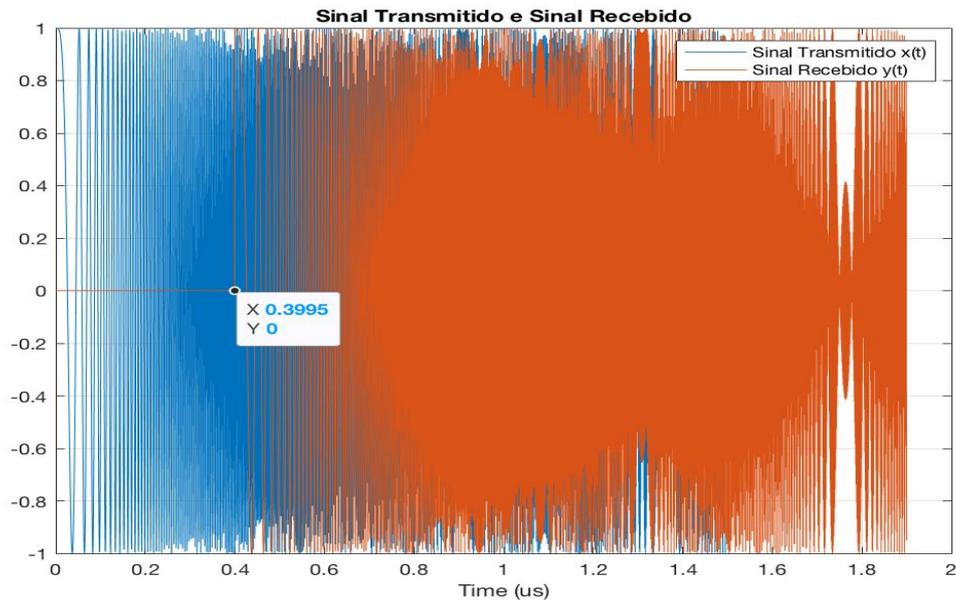
**Tabela 3.1:** Parâmetros utilizadas na simulação



**Figura 3.4:** Sinal Transmitido,  $x(t)$

A Figura 3.4 ilustra o sinal transmitido. Nesta simulação considerou-se um caso ideal sem atenuação nem ruído.

Assumindo que o alvo se encontra a uma distância de  $60\text{ m}$  em relação ao transmissor e que se apresenta num regime estacionário, podemos dizer que, pela Equação 3.7, o atraso que o sinal refletido sofre em relação ao sinal transmitido é de  $\tau = 0.4\ \mu\text{s}$ . Este atraso, irá provocar um desfasamento no tempo do sinal refletido,  $y(t)$ , em relação ao sinal transmitido,  $x(t)$ , obtendo-se assim o gráfico da Figura 3.5.



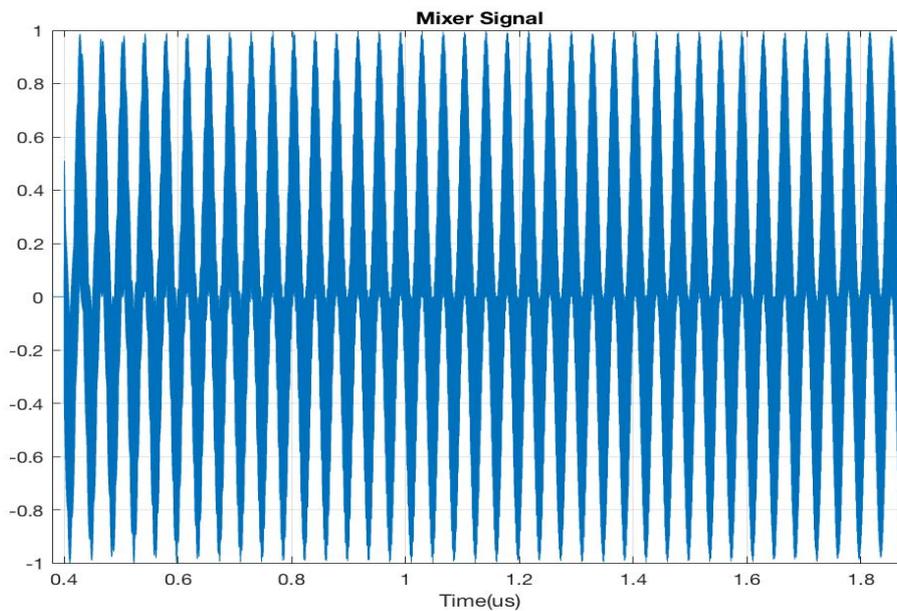
**Figura 3.5:** Sinal Transmitido,  $x(t)$  e Sinal Recebido,  $y(t)$

Através do algoritmo implementado que originou o gráfico da Figura 3.5, é então possível confirmar que o atraso do sinal refletido é de facto  $\tau = 0.3995 \simeq 0.4\ \mu\text{s}$ .

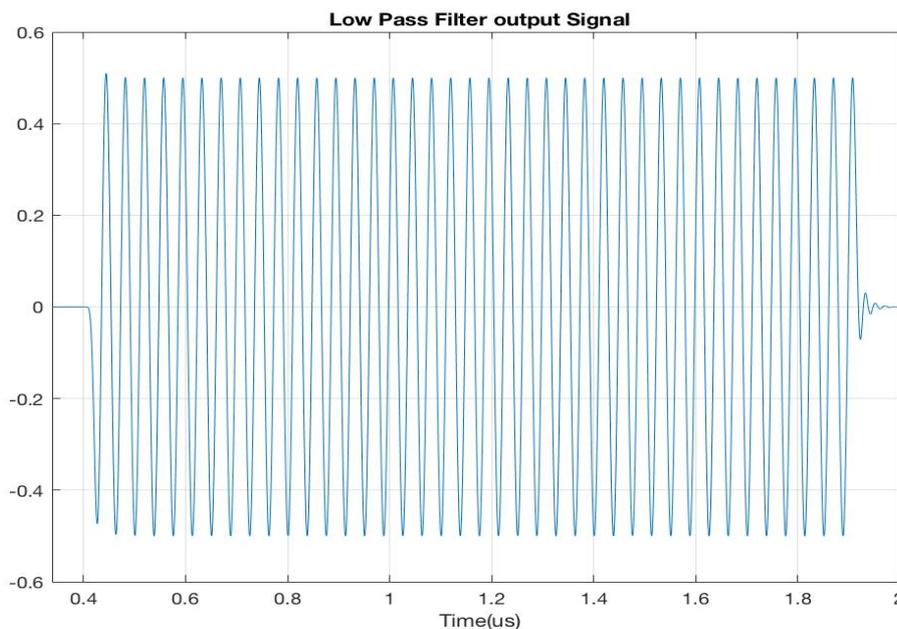
No recetor o sinal refletido é multiplicado pelo sinal transmitido, e passa de seguida por um Passa-Baixo para eliminar as componentes de alta frequência.

Por fim, é obtido um novo sinal, que será convertido do domínio do tempo para o domínio da frequência, para isto, é utilizado o algoritmo da transformada de Fourier, onde será possível obter a frequência de batimento,  $f_b$ , e, portanto, a distância do transmissor em relação ao alvo.

Um exemplo deste processo pode ser demonstrado nas figuras seguintes:

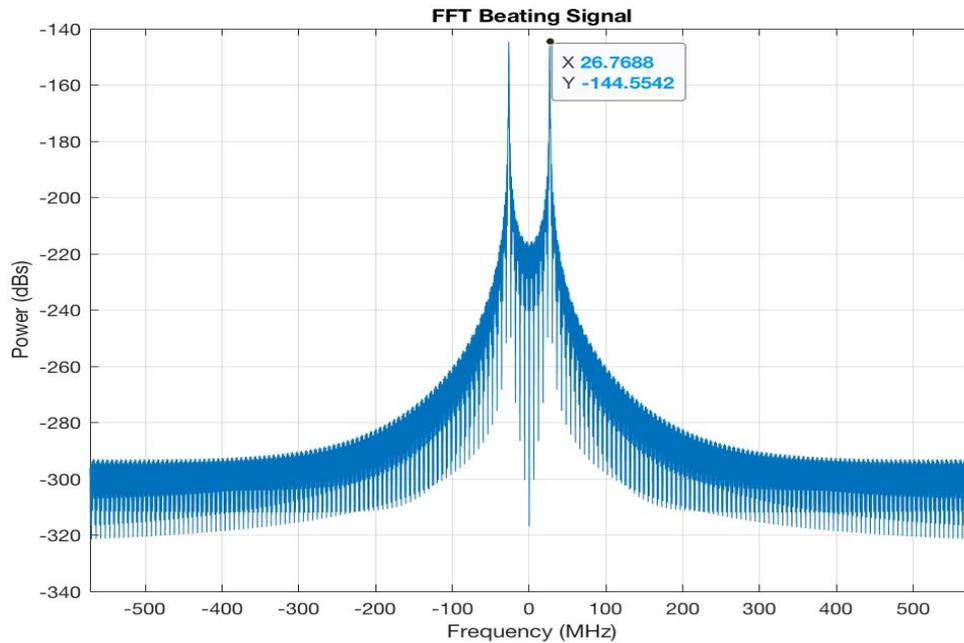


**Figura 3.6:** Sinal de batimento (antes de passar pelo filtro Passa-Baixo)



**Figura 3.7:** Sinal de batimento (depois de passar pelo filtro Passa-Baixo)

Por último e como já referido acima, é aplicado a este sinal o algoritmo da transformada de Fourier, através do qual se obtém o ponto máximo e a frequência de batimento,  $f_b$ . Na Figura 3.8 encontra-se assinalado esse ponto e verifica-se que  $f_b \simeq 26.77 \text{ MHz}$ .



**Figura 3.8:** Transformada de Fourier (FFT) e ponto máximo do sinal de batimento

Com esta informação é então possível calcular a distância a que o alvo se encontra em relação ao transmissor, recorrendo à Equação 3.10, verifica-se que a distância calculada corresponde ao valor esperado,  $d \simeq 60 \text{ m}$ .

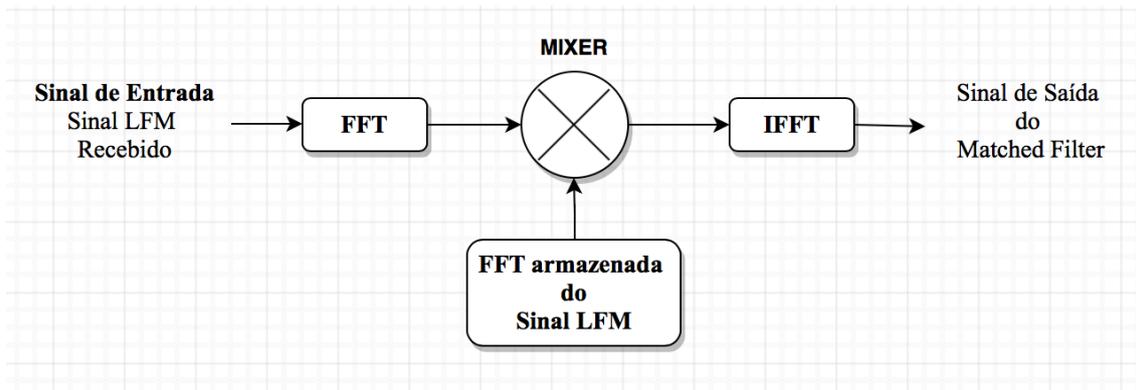
### 3.4 Processamento de Sinal

Neste trabalho, foram utilizadas duas técnicas de processamento: *Matched Filtering* e *Stretch Processing*.

A técnica *Matched Filtering* ou *Correlation Processing* é uma decisão limite que é tomada com base na amplitude de saída do filtro correspondente no pico esperado para determinar se um objeto está ou não presente no respetivo alcance. De modo a facilitar a compreensão, o sinal refletido é processado através do recetor e convertido num sinal LFM desmodulado na banda base ainda corrompido pelo ruído. Para a determinação do alcance, o processador de sinal filtra o sinal de ruído LFM usando um *Matched Filter* e determina se a saída do filtro de pico excede ou não um valor limite específico.

Se a saída de pico exceder o valor limite, um alvo estará presente nesse tempo e o alcance do alvo poderá ser calculado com base no tempo de pico,  $t_{peak}$ , e na duração do pulso,  $\tau$ , como é demonstrado na Equação 3.18. Esta técnica pode ser observada no diagrama de blocos da Figura 3.9:

$$R = c \cdot \frac{t_{peak} - \tau}{2} \quad (3.18)$$

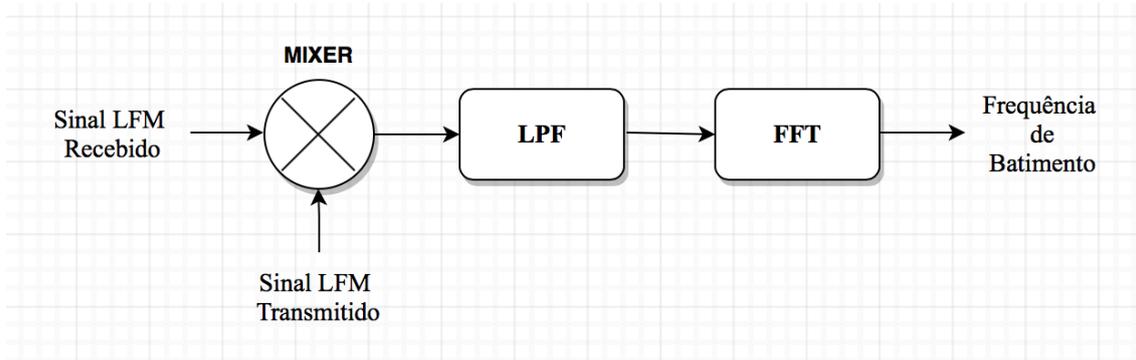


**Figura 3.9:** Matched Filtering Processing

A técnica *Stretch Processing* é utilizada para sistemas de *LIDAR* de banda larga elevada, em que a taxa de amostragem para o processamento do filtro correspondente seria proibitivamente alta. O processamento analógico inicial converte qualquer sinal LFM presente numa janela de alcance (Range-Window) definida em várias sinusoides com frequências exclusivas para um dado intervalo da janela de alcance.

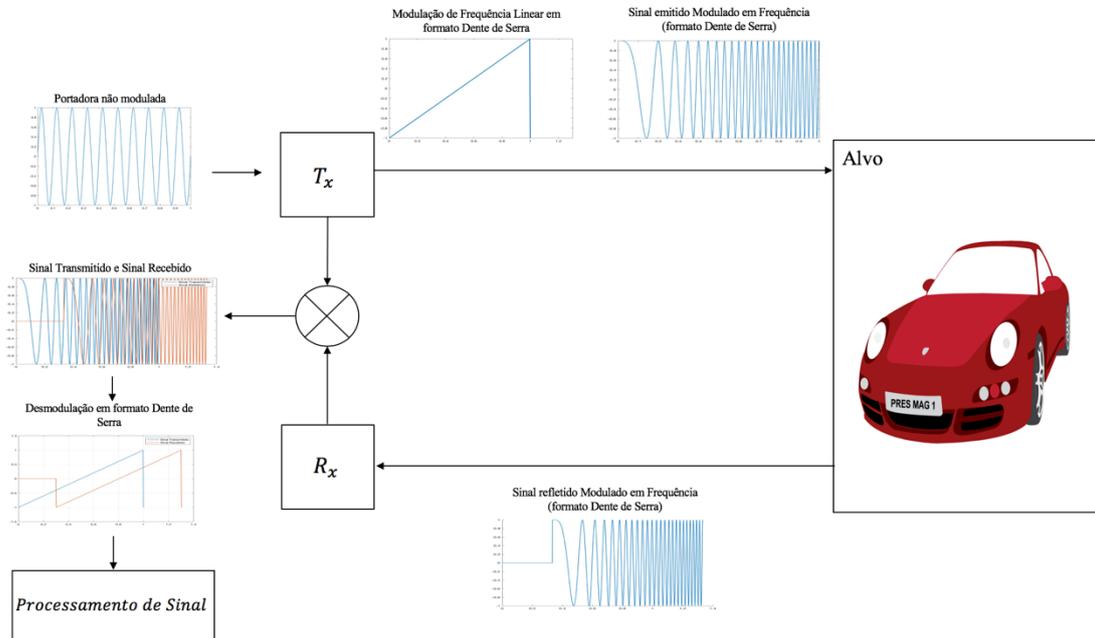
Por norma, a janela de alcance (Range-Window) é relativamente pequena, mas é necessária uma resolução muito pequena neste intervalo. Como a resolução é inversamente proporcional à largura de banda do sinal LFM,  $B$ , uma resolução muito pequena requer sinais LFM de largura de banda muito elevada.

Por fim, é aplicado o algoritmo da FFT para determinar quais as frequências, caso existam, que excedem um limite definido. Estas frequências, são designadas de frequências de batimento que nos vão indicar se existe ou não a presença de um alvo. Esta técnica pode ser observada no diagrama de blocos da Figura 3.10:



**Figura 3.10:** Stretch Processing

O diagrama da Figura 3.11 descreve com maior detalhe todo o processamento de sinal desde a transmissão e a recepção do sinal modulado em frequência no formato dente de serra, no qual o alvo se encontra estático:



**Figura 3.11:** Diagrama de blocos de um LIDAR FMCW (Alvo Estático)

Caso o mesmo se encontre em movimento, todo este processo será idêntico ao referido na Figura 3.11, mas agora, o sinal refletido irá ter uma frequência de  $f = f_c + B \pm f_d$  em vez de  $f = f_c + B$ .

É de referir que os gráficos que se obtiveram na Figura 3.11 encontram-se numa escala muito reduzida para uma fácil visualização, visto que, se utilizássemos valores reais, isto é, na ordem dos *GHz* não teríamos uma boa perceção.

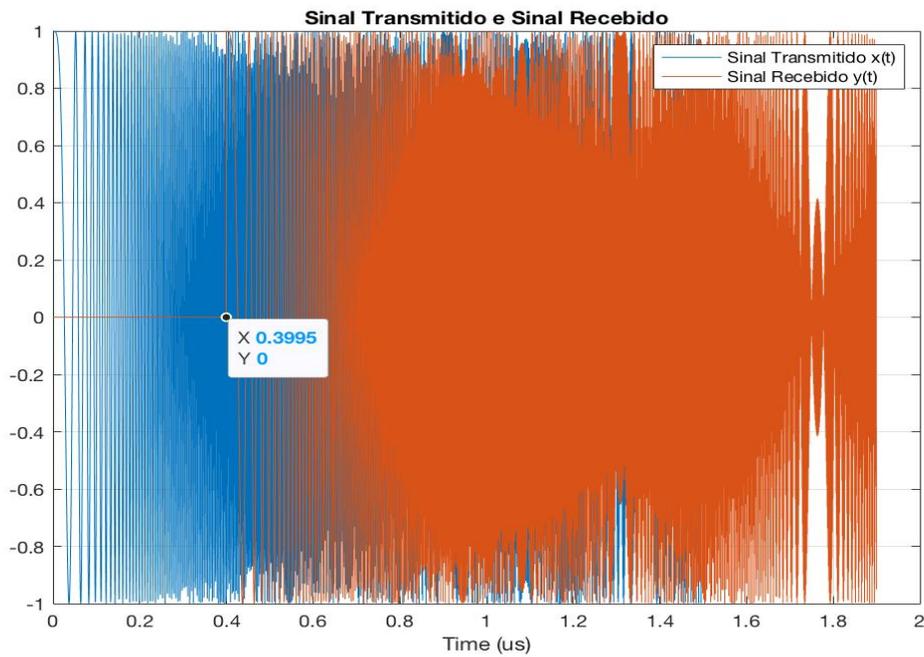
### 3.4.1 Matched Filtering or Correlation Processing

Iremos assumir que o sistema possui os mesmos parâmetros que foram utilizados anteriormente na Tabela 3.1.

Suponhamos que se pretende estimar o alcance de um alvo que se encontra num regime estacionário em que não há perdas, para isto, assume-se que FMCW é transmitido com um período,  $T$ , de  $1.5 \mu s$ , com uma largura de banda,  $B$ , de  $100 MHz$  e com uma frequência central,  $f_c$ , de  $1 GHz$ , que reflete num alvo que está localizado a uma distância de 60 metros.

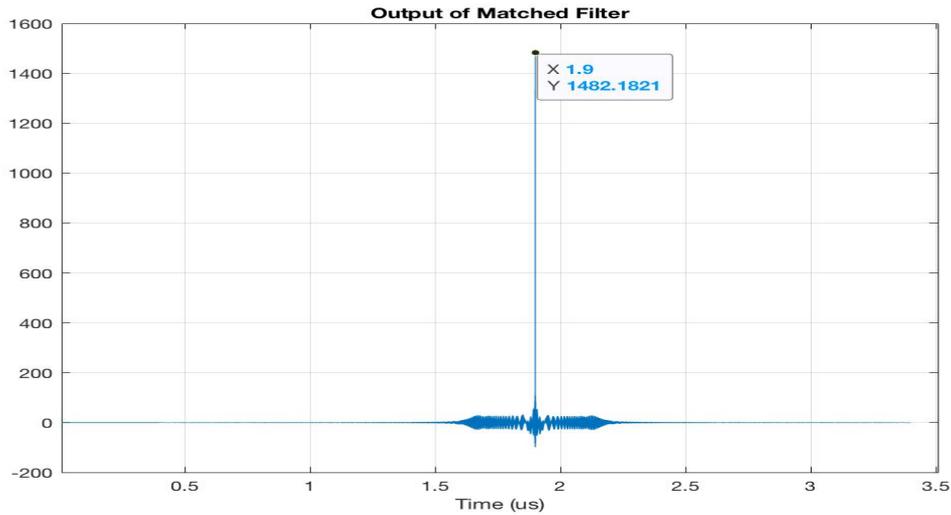
O sinal refletido é captado pelo recetor, posteriormente desmodulado para a banda base e, em seguida, processado através de um *Matched Filter* usando uma taxa de amostragem,  $F_s$ , de  $2 GHz$  [25].

A descrição deste processo e tal como já foi mencionado anteriormente, tem como base o diagrama de blocos da Figura 3.9 e pode ser observado nas figuras a seguir:



**Figura 3.12:** Sinal Emitido,  $x(t)$  e o Sinal Recebido,  $y(t)$

Em seguida, o sinal refletido é processado através de um *Matched Filter* resultando assim, o gráfico da Figura 3.13.

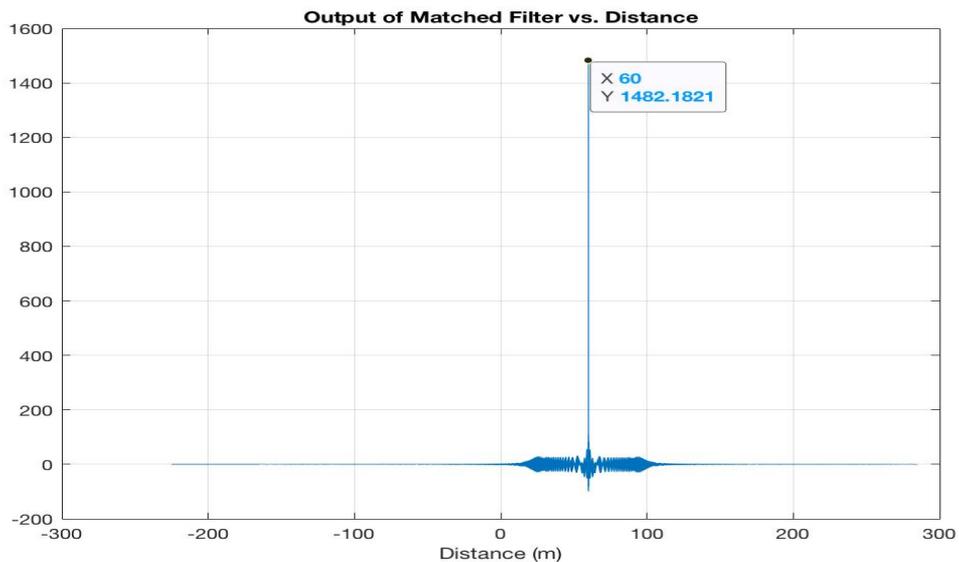


**Figura 3.13:** Sinal Refletido depois de passar pelo *Matched Filter* com  $t_{peak} = 1.9 \mu s$

Através do valor do tempo de pico,  $t_{peak}$ , resultante da saída do *Matched Filter*, é então possível, verificar se a distância a que está o alvo do transmissor é de 60m. Através da Equação 3.19 pode-se comprovar este facto:

$$R = c \cdot \frac{t_{peak} - \tau}{2} = 3 \times 10^8 \cdot \frac{(1.9 - 1.5) \times 10^{-6}}{2} = 60 m \quad (3.19)$$

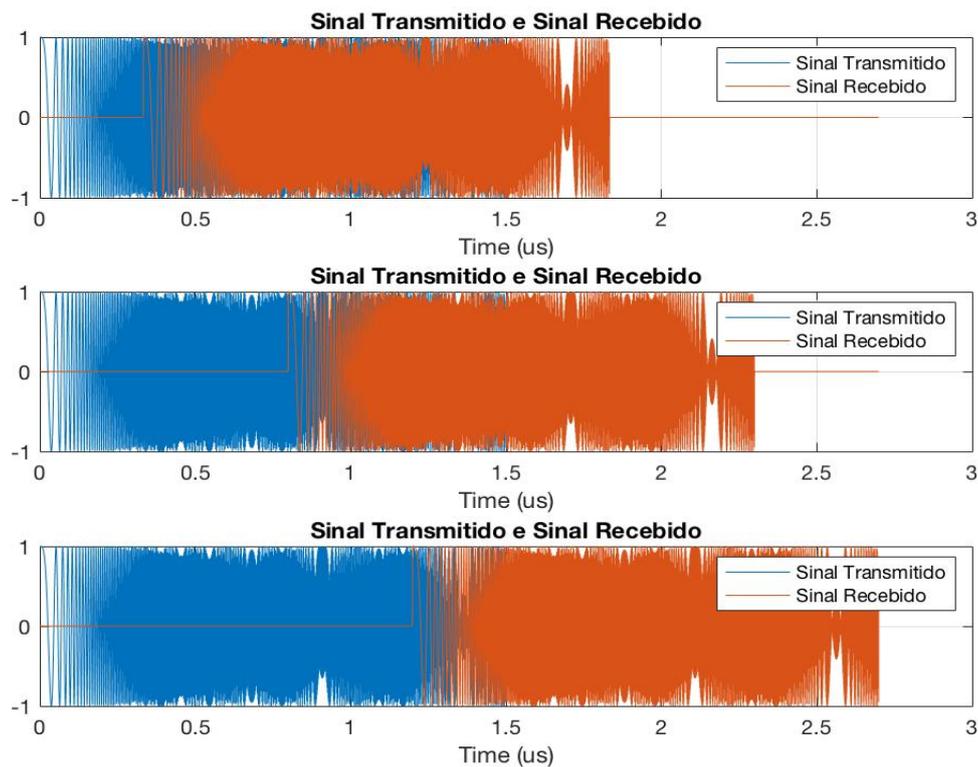
Relacionando agora a saída do *Matched Filter* do sinal refletido com a distância, obtemos o gráfico da Figura 3.14:



**Figura 3.14:** Sinal Refletido depois de passar pelo *Matched Filter* relacionando a distância

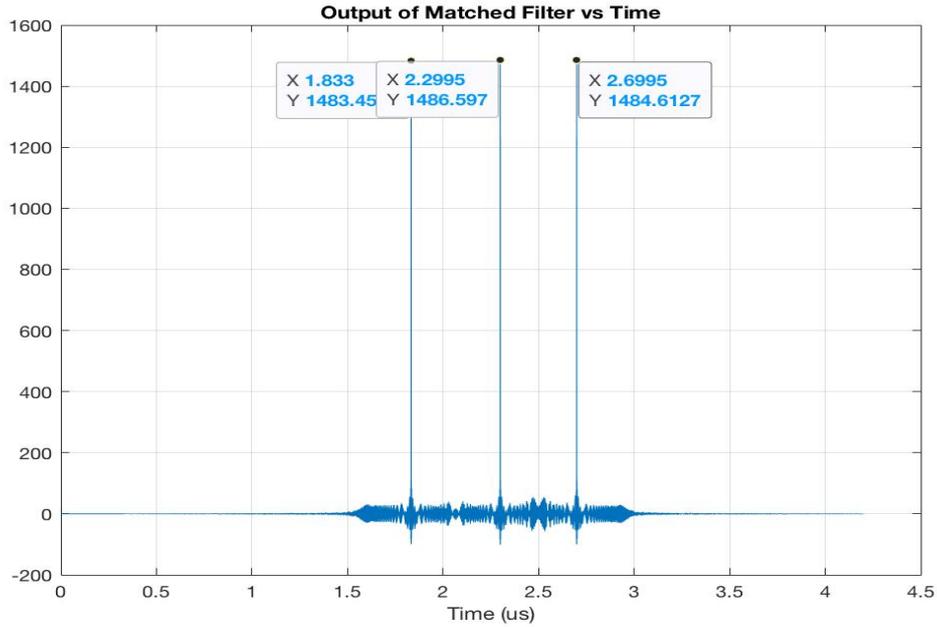
Através da observação do gráfico da Figura 3.14, pode se afirmar que o alvo se encontra na distância do pico máximo do espectro, ou seja, 60 metros.

Caso o sistema pretenda detetar mais do que um alvo, o processamento será equivalente ao que foi realizado anteriormente. Assume-se que foram utilizados os mesmos parâmetros do sistema anteriormente simulado, considerando que foram detetados três alvos nas distâncias de 50m, 120m e 180m. Na figura 3.15 podem ser observados os respectivos sinais transmitidos e recebidos para cada situação.



**Figura 3.15:** Sinal Emitido,  $x(t)$  e o Sinal Refletido,  $y(t)$

De seguida, o mesmo processo é efetuado, ou seja, os sinais refletidos irão ser captados pelo recetor, posteriormente desmodulados para a banda base e por fim, processados através de um filtro de um *Matched Filter* utilizando uma taxa de amostragem,  $F_s$ , de 2 GHz. Na Figura 3.16 é então possível visualizar esse processo.



**Figura 3.16:** Sinais Refletidos depois de passar pelo *Matched Filter*

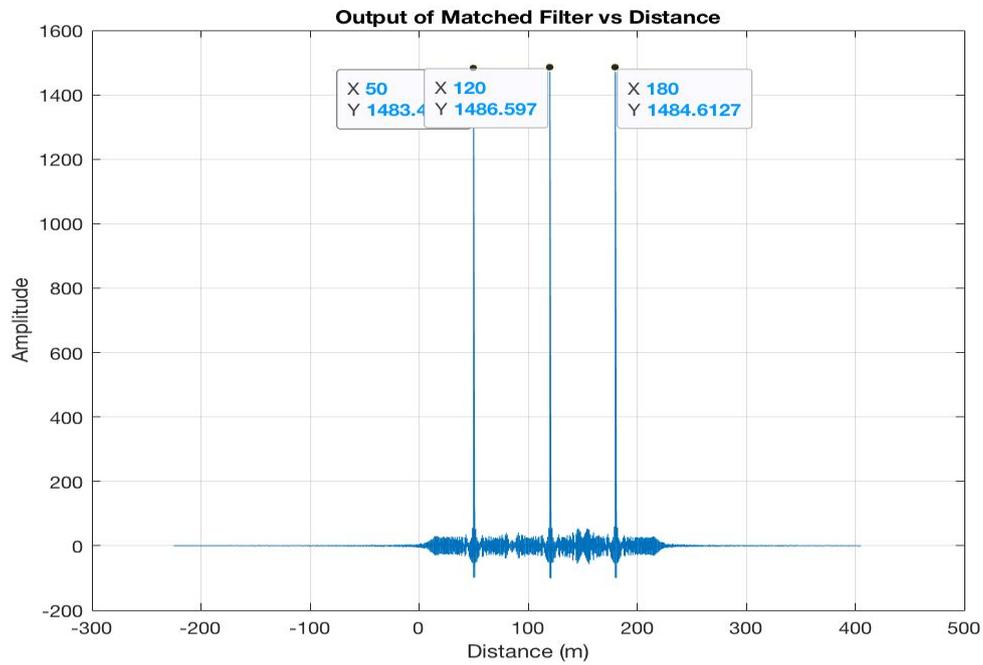
Os valores máximos observados no espectro têm um tempo de pico de,  $t_{peak} = 1.833 \mu s$ ,  $t_{peak} = 2.2995 \mu s$  e  $t_{peak} = 2.6995 \mu s$ , isto é, utilizando a Equação 3.18 conseguiremos determinar as distâncias respectivas dos alvos.

$$R_1 = c \cdot \frac{t_{peak} - \tau}{2} = 3 \times 10^8 \cdot \frac{(1.833 - 1.5) \times 10^{-6}}{2} \simeq 50 \text{ m} \quad (3.20)$$

$$R_2 = c \cdot \frac{t_{peak} - \tau}{2} = 3 \times 10^8 \cdot \frac{(2.2995 - 1.5) \times 10^{-6}}{2} \simeq 120 \text{ m} \quad (3.21)$$

$$R_3 = c \cdot \frac{t_{peak} - \tau}{2} = 3 \times 10^8 \cdot \frac{(2.6995 - 1.5) \times 10^{-6}}{2} \simeq 180 \text{ m} \quad (3.22)$$

Relacionando os picos máximos do espectro da Figura 3.16 com a distância, é possível observar, que os valores do tempo de pico coincidem com as distâncias anteriormente calculadas, como se pode observar no gráfico da Figura 3.17.



**Figura 3.17:** Sinais Refletidos depois de passar pelo *Matched Filter* relacionando a distância

### 3.4.2 Stretch Processing

Assume-se, que se pretende estimar o alcance de um alvo que se encontra novamente num regime estacionário em que não há perdas, para isto, é transmitido um sinal FMCW com período,  $T$ , de  $1.5 \mu s$ , com uma frequência de modulação,  $B$ , de  $100 MHz$  e uma frequência central,  $f_c$ , de  $1 GHz$ , que reflete num alvo que está localizado a uma distância de  $60 m$ .

Como demonstrado na Figura 3.12, o sinal recebido é “misturado” com o sinal transmitido que possui a mesma variação de frequência que o sinal recebido, isto é,  $\alpha = \frac{\beta}{T}$  e um atraso. À saída do Mixer iremos ter um novo sinal resultante da multiplicação dos dois sinais, o que este faz, é transformar o produto dos mesmos numa soma.

Este novo sinal possui então duas componentes, uma diferença e uma soma de frequências dos dois sinais. Recorrendo a relações trigonométricas como demonstrado na Equação 3.23, conseguimos facilmente perceber como este processo é realizado.

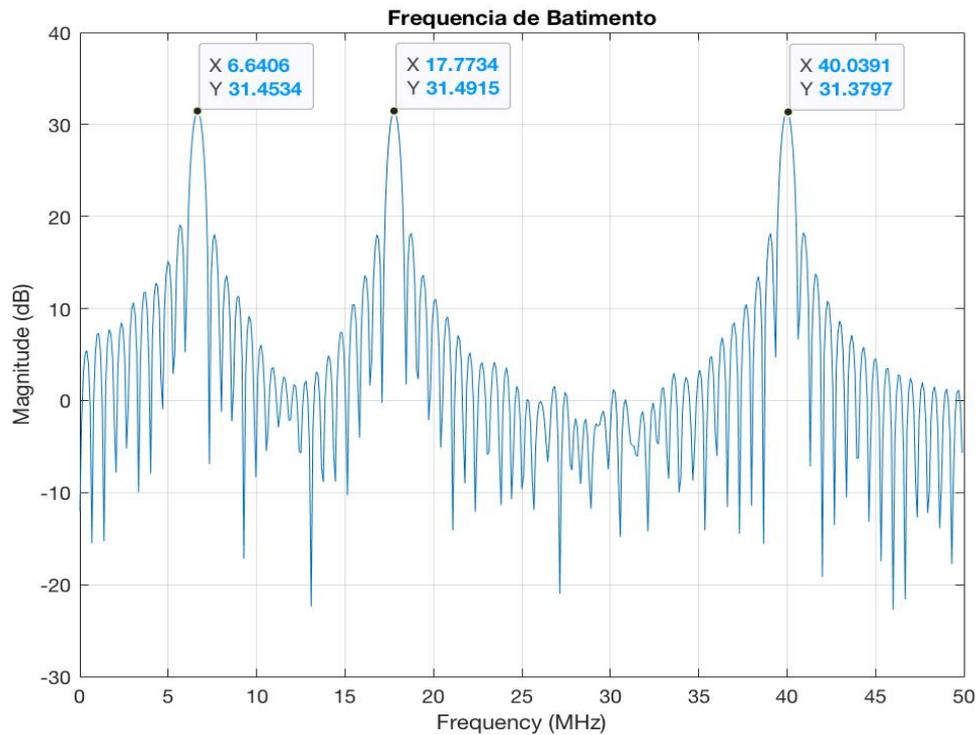
$$\cos(T_x) \cdot \cos(R_x) = \frac{1}{2} \cdot \cos(T_x - R_x) + \cos(T_x + R_x) \quad (3.23)$$

Seguidamente, este sinal atravessará um filtro passa-baixo no qual irá ser filtrado a componente de frequência mais baixa, ou seja, a componente da diferença de frequências dos dois sinais.

Por último, a aplicação da FFT à saída do filtro passa-baixo identifica qual a frequência relevante do sinal, ou seja, o pico máximo observado no espectro de frequência que representa a deteção do alvo, este, terá uma frequência associada que se denomina de frequência de batimento. Um exemplo de aplicação desta técnica refletométrica para o problema em questão, já foi referido anteriormente e pode ser observado a partir da secção 3.1.1.

Para um cenário em que o sistema deteta dois ou mais alvos, o processamento será equivalente ao que já foi referido anteriormente. Assumindo que três alvos se encontram a uma distância de  $15m$ ,  $40m$  e  $90m$ , e que todo o processamento desde a transmissão à receção do sinal já tenha sido efetuado, obteremos o espectro de frequência da Figura

3.18, que traduz a distância de cada alvo numa frequência que é designada de frequência de batimento.



**Figura 3.18:** Transformada de Fourier (FFT) do sinal

Através dos valores obtidos do espectro de frequência da Figura 3.18, é então possível provar que os alvos se encontram nas distâncias respetivas. Usando a Equação 3.10 podemos verificar tal facto.

$$f_b = \frac{2\alpha R_{max}}{c} \Leftrightarrow R_{max} = \frac{6.6406 \times 10^6 \cdot 3 \times 10^8 \cdot 1.5 \times 10^{-6}}{2 \cdot 100 \times 10^6} \simeq 15m \quad (3.24)$$

$$f_b = \frac{2\alpha R_{max}}{c} \Leftrightarrow R_{max} = \frac{17.773 \times 10^6 \cdot 3 \times 10^8 \cdot 1.5 \times 10^{-6}}{2 \cdot 100 \times 10^6} \simeq 40m \quad (3.25)$$

$$f_b = \frac{2\alpha R_{max}}{c} \Leftrightarrow R_{max} = \frac{40.039 \times 10^6 \cdot 3 \times 10^8 \cdot 1.5 \times 10^{-6}}{2 \cdot 100 \times 10^6} \simeq 90m \quad (3.26)$$

### 3.4.3 Estimar a velocidade do Alvo utilizando o Processamento de Doppler

Anteriormente foram aplicadas duas técnicas de processamento de sinal para determinar a distância de um alvo que se encontrava num regime estacionário, agora, ir-se-á estimar a velocidade, ou seja, o alvo encontra-se em movimento. Sabendo o valor da velocidade, conseguiremos também determinar a distância recorrendo à Equação 3.12 e por último à Equação 3.10.

Neste exemplo, é considerado um caso ideal em que o alvo poderá mover-se em duas direções, a primeira quando faz um ângulo de  $0^\circ$  e a segunda quando faz um ângulo de  $180^\circ$  com o transmissor. Recorrendo às Equações 3.15 e 3.16 é possível perceber que estes ângulos irão indicar se a velocidade é positiva ou negativa.

Assumindo que o transmissor emite 16 sinais FWCW com um período  $T = 50 \mu s$ , opera numa frequência de  $1 GHz$  e que o alvo se desloca com uma velocidade relativa de  $120 m/s$  em direção à plataforma *LIDAR*, ou seja, o alvo está localizado numa direção de  $0^\circ$  com o transmissor. Utilizando a Equação 3.14, podemos então calcular o valor do deslocamento de Doppler, obtendo-se assim, o resultado da Equação 3.27 [26]:

$$f_d = \frac{2vf_c}{c} \cdot \cos 0^\circ \Leftrightarrow f_d = \frac{2 \cdot 120}{3 \times 10^8} \cdot 1 \times 10^9 = 800 Hz \quad (3.27)$$

Como o sinal é amostrado à frequência de repetição do sinal, o espectro de frequência terá de variar entre  $\left[-\frac{PRF}{2}, \frac{PRF}{2}\right]$ , enquanto que, para valores de deslocamento de Doppler fora deste intervalo, resultarão erros na estimação da velocidade do alvo. A duração total de tempo em que o sinal é amostrado, é  $D = M \cdot T$  de modo que, as frequências (bin) da DFT sejam separadas por:

$$f_0 = \frac{1}{M \cdot T} = \frac{PRF}{M} \quad (3.28)$$

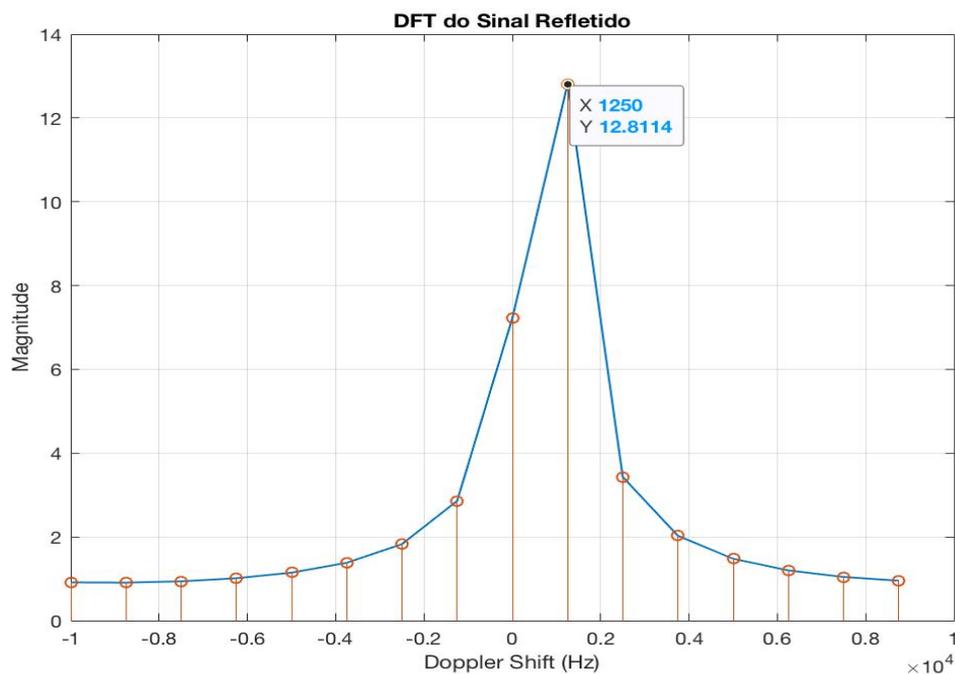
Em que:

- $f_0$  = Resolução da Frequência de bin (Hz)
- $M$  = Número de pulsos LFM
- $T = PRI$  = Intervalo de Repetição do Pulso
- $PRF$  = Frequência de Repetição do Pulso

Se o valor do deslocamento de Doppler for exatamente igual a uma das frequências de bin da DFT, o valor de pico da DFT na frequência (bin) correspondente será máximo, no caso em que o valor do deslocamento de Doppler é inferior a estas duas frequências (bin), a magnitude da DFT reduzir-se-á. Tendo em conta os parâmetros que já foram mencionados acima e recorrendo à Equação 3.29 é então possível determinar a frequência de resolução da DFT.

$$f_0 = \frac{PRF}{M} = \frac{20 \text{ KHz}}{16} = 1250 \text{ Hz} \quad (3.29)$$

Conhecendo o valor de  $f_0$ , o intervalo da janela em que o espectro de frequência irá variar, ou seja, entre  $[-10000, 10000] \text{ Hz}$  e o valor teórico do deslocamento de Doppler, será possível verificar se este valor corresponde à frequência (bin) respetiva, ou seja,  $f_d = 800 \text{ MHz}$ . Nesta simulação, considerou-se que o sinal recebido no recetor já se encontra desmodulado. Obteve-se de seguida o espectro da Figura 3.19.



**Figura 3.19:** Deslocamento de Doppler ( $f_d = 1250 \text{ Hz}$ )

Pela o gráfico da Figura 3.19 o deslocamento de Doppler estimado é  $1250 \text{ Hz}$  portanto, a velocidade do alvo seria de  $187.5 \text{ m/s}$ , o que quer dizer, que não coincide com o valor obtido analiticamente. Isto é, um alvo que se desloca a uma velocidade

relativa de 120 m/s em sentido do *LIDAR* terá uma frequência de Doppler, de,  $f_d = 800 \text{ Hz}$  e não,  $f_d = 1250 \text{ Hz}$ .

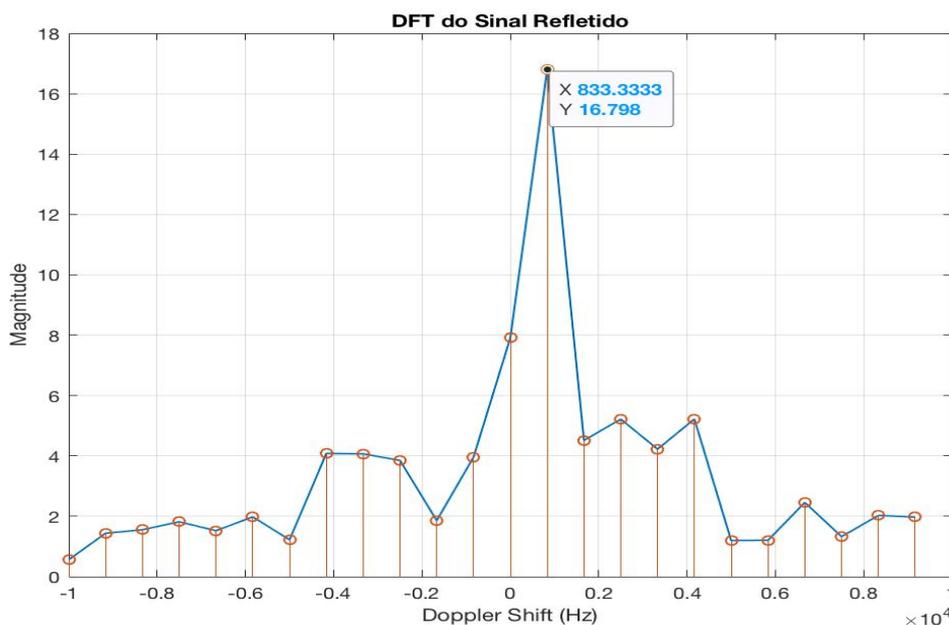
Embora este valor do deslocamento de Doppler,  $f_d = 800 \text{ Hz}$  esteja compreendido entre as duas frequências (bin) que correspondem aos dois pontos máximos do espectro da Figura 3.18, o sistema introduz um erro de medição de  $67.5 \text{ m/s}$ .

Para fazer uma estimativa mais precisa, será necessário diminuir a frequência de resolução, de maneira a que o intervalo entre as frequências (bin) da DFT seja mais pequeno. Para isto é necessário adicionar um vetor de zeros no sistema até obter uma resolução mais próxima do valor teórico do deslocamento de Doppler, obtido na Equação 3.27.

Assumindo que o sistema respeita os mesmos parâmetros anteriormente simulados, sendo agora a frequência de resolução:

$$f_0 = \frac{PRF}{M + N_{zeros}} = \frac{20 \text{ KHz}}{16 + 8} = 833.33 \text{ Hz} \quad (3.30)$$

E com base no valor obtido na Equação 3.30, iremos novamente obter o espectro da DFT do sinal refletido, observado na Figura 3.20, e notar que o valor da frequência (bin) será mais próximo do valor analítico obtido do deslocamento de Doppler, calculado na Equação 3.27.

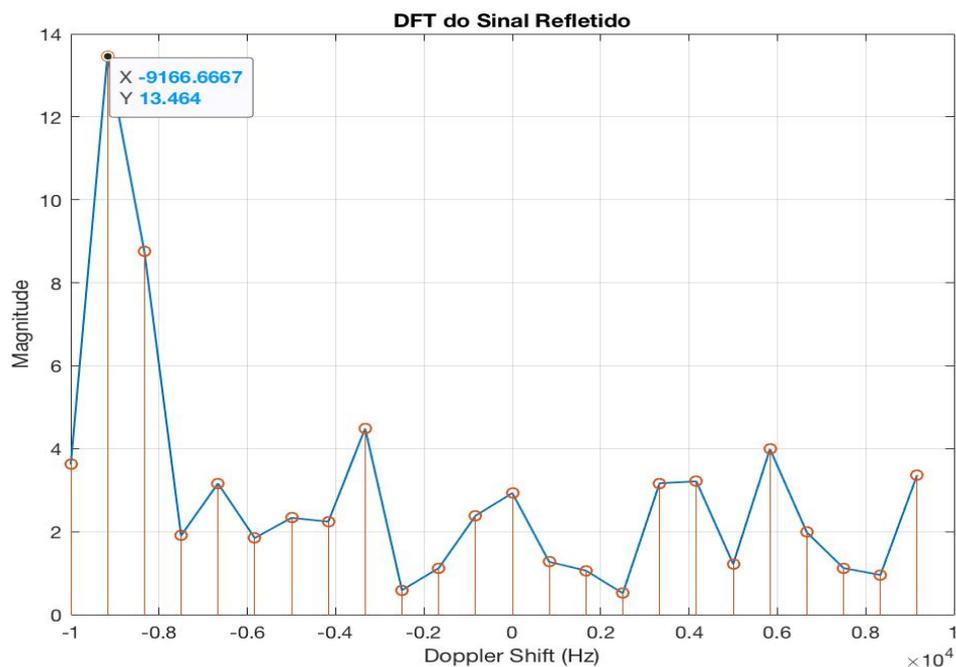


**Figura 3.20:** Deslocamento de Doppler ( $f_d = 833.33 \text{ Hz}$ )

Tendo em conta o valor obtido no gráfico da Figura 3.20, o alvo desloca-se a uma velocidade relativa de  $124.99 \text{ m/s}$ , o que na realidade é falso, isto é, o sistema ainda introduz um erro de medição de  $4.99 \text{ m/s}$ . Uma forma de conseguir reduzir ainda mais este erro é diminuir a frequência de resolução do sistema como feito anteriormente, de maneira a que o valor estimado do deslocamento de Doppler seja muito próximo do valor real.

Para o caso em que se pretenda fazer uma estimacção da velocidade relativa do alvo, com um valor do deslocamento de Doppler superior ao alcance da janela do espectro de frequência da DFT, ou seja, maior que  $10 \text{ kHz}$ , o resultado será ainda mais incorreto.

Um exemplo que poderá justificar este facto é supor que o sinal refletido tem uma frequência de Doppler de  $11 \text{ KHz}$  e suporta os mesmos parâmetros referidos ao longo desta secção. Com base no gráfico obtido na Figura 3.21 é possível observar este erro.



**Figura 3.21:** Deslocamento de Doppler ( $f_d = -9166.67 \text{ Hz}$ )

Se este valor fosse correto, queria dizer que o alvo se encontrava a afastar da plataforma *LIDAR*, ou seja, o alvo e o transmissor teriam um desfasamento de direção de  $180^\circ$  tal como provado pela Equação 3.16, o que não é verdade. Um fator muito importante que se deve ter em conta para uma estimativa altamente precisa, é o dimensionamento da janela de alcance do espectro de frequência da DFT.

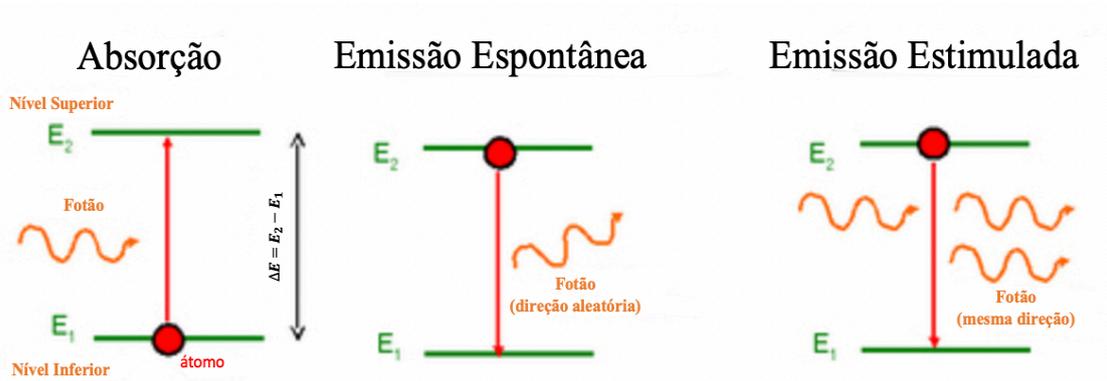
# Capítulo 4 – Modelo do Laser para LIDAR e suas características

## 4.1 Introdução

Neste capítulo introduzem-se os modelos dos componentes óticos do sistema, nomeadamente o laser semiconductor e o foto-detetor.

## 4.2 Modelo do Laser Semiconductor

Um díodo laser semiconductor é basicamente uma junção *pn* combinada com uma cavidade ótica ressonante. O díodo laser é polarizado diretamente. Os portadores injetados recombinaem-se na junção, na região ativa, podendo emitir fotões. Existem basicamente três tipos de processos de recombinação: absorção, emissão espontânea e emissão estimulada que podem ser observados na Figura 4.1.



**Figura 4.1:** Processos de recombinação: Absorção, Emissão Espontânea e Emissão Estimulada [27]

No processo de absorção, um átomo que se encontra num nível inferior absorve um fóton de energia  $h\nu = E_2 - E_1$  (em que  $h$  é a constante de Planck) e transita para um estado de energia superior. Já no processo de emissão espontânea, um átomo que se localiza num nível de energia superior pode transitar para um estado de energia inferior e emitir um fóton de energia  $h\nu$  se a transição entre  $E_2$  e  $E_1$  for radioativa, tendo este fóton direção e fase aleatórias. Por último, no processo de emissão estimulada, um fóton incidente faz com que um átomo de nível superior decaia, emitindo um fóton “estimulado” cujas propriedades são idênticas às do fóton incidente [27].

O funcionamento de lasers de semicondutor pode ser descrito por um conjunto de equações de taxa que governam a interação de fótons e elétrons no interior da região ativa. Estas equações são deduzidas a partir das equações de Maxwell juntamente com uma abordagem mecânica quântica para a polarização induzida. As equações de taxa podem também ser escritas heurísticamente, considerando vários fenómenos físicos através dos quais o número de fótons,  $P$ , e o número de elétrons,  $N$ , variam com o tempo e interagem entre si dentro da região ativa. Para um laser mono-modal, estas equações podem ser descritas a seguir [28]:

$$\frac{dP}{dt} = GP + R_{sp} - \frac{P}{\tau_p}, \quad (4.1)$$

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{q} - \frac{N}{\tau_c} - GP, \quad (4.2)$$

Em que:

$$G = \Gamma v_g g_m = G_N(N - N_0) \quad (4.3)$$

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{1}{2} \beta_c \left[ G_N(N - N_0) - \frac{1}{\tau_p} \right] \quad (4.4)$$

$G$  representa a taxa líquida de emissão estimulada e  $R_{sp}$  a taxa de emissão espontânea no modo de laser. De facto,  $R_{sp}$  e  $G$  estão relacionados por  $R_{sp} = n_{sp}G$ , em que  $n_{sp}$  é conhecido como o fator de emissão espontânea que é cerca de 2 para lasers semicondutores [28]. Na Equação 4.3,  $v_g$  é a velocidade de grupo,  $\Gamma$  é o fator de confinamento e  $g_m$  é o ganho do material na frequência de modo. É fácil perceber que a variável  $G$  irá variar linearmente com  $N$ , em que  $G_N = \frac{\Gamma v_g \sigma_g}{V}$  e  $N_0 = N_T V$ , onde  $N_T$  é o valor da densidade do transportador,  $V$  o volume ativo e  $\sigma_g$  o ganho da secção transversal ou também designado de ganho diferencial. Os valores de  $N_T$  e  $\sigma_g$  para lasers InGaAsP estão na faixa dos  $1.0 - 1.5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  e  $2 - 3 \times 10^{-16} \text{ cm}^2$  [28]. Na Equação 4.4 é incluída a modulação de fase, sendo  $\beta_c$ , o parâmetro de acoplamento amplitude-fase, denominado *fator de melhoria de largura de linha*, pois leva à melhoria da largura espectral associada a um único modo longitudinal.

O último termo da Equação 4.1, refere-se ao valor da perda de fótons dentro da cavidade. A variável  $\tau_p$  é designada como vida útil do fóton, que está relacionada à perda total de cavidade,  $\alpha_{cav}$ , que pode ser traduzida na Equação 4.5 que se refere à condição do ganho:

$$g = \alpha_{int} + \frac{1}{2L} \ln \left( \frac{1}{R_1 R_2} \right) = \alpha_{int} + \alpha_{mir} = \alpha_{cav} \quad (4.5)$$

Onde:

$g =$  ganho de potência

$\alpha =$  atenuação interna

$R_1, R_2 =$  Refletividades

$\alpha_{cav} =$  perda total de cavidade

Em que posteriormente é substituída na Equação 4.6:

$$\tau_p^{-1} = v_g \alpha_{cav} = v_g (\alpha_{mir} + \alpha_{int}) \quad (4.6)$$

Por último, as três componentes relativas à Equação 4.2, indicam as taxas nas quais os elétrons são criados ou destruídos dentro da região ativa, em que,  $I$ , é a corrente injetada,  $\tau_c$ , a vida útil do portador, que inclui a perda de elétrons devido à emissão espontânea e recombinação não-radiativa como indicado na Equação 4.7 e  $q$ , a carga elétrica que tem o valor de  $1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$  [28].

$$R_{spon} + R_{nr} = N/\tau_c \quad (4.7)$$

### 4.3 Modelo do Fotodetetor

Os dois tipos de fotodetetores mais usados hoje em dia, são eles, o *positive-intrinsic-negative* (PIN), *photodiode* e o *avalanche photodiode* (APD).

Neste trabalho consideramos fotodetetores do tipo PIN. Para este fotodetetor, a fotocorrente,  $I_p$  é diretamente proporcional à potência ótica incidente  $P_{in}$ ,

$$I_p = R_d P_{in}$$

onde  $R_d$  é denominada a responsividade do fotodetetor [28]. Por uma questão de simplicidade iremos considerar neste trabalho  $R_d = 1 A/W$ .

### 4.4 Implementação do Modelo do Laser Semicondutor

No modelo de simulação implementado foi utilizada a modulação direta do laser, ou seja, a corrente injetada no laser é proporcional ao sinal elétrico FMCW e detecção direta, ou seja, é usado só um fotodetetor de modo que a corrente fotodetetada é proporcional à potência ótica incidente no fotodetetor. Ao ser usada a detecção direta a fase do campo eletromagnético é perdida, por isso, nesta situação, a equação de taxa de variação da fase não é relevante para a implementação do modelo.

A potência à saída do laser,  $P_{laser}$  é proporcional ao número de fótons,  $P_e$  é dada por:

$$P_e = \frac{1}{2} (v_g \alpha_{mir}) \hbar \omega P$$

Onde  $v_g \alpha_{mir}$  é a taxa com que os fótons de energia  $\hbar \omega$  escapam das duas facetas do laser. O fator 1/2 traduz a potência emitida,  $P_e$ , por cada faceta em que as mesmas possuem a mesma refletividade [28].

A implementação do modelo foi feita integrando numericamente as equações diferenciais acopladas de taxas presentes na Equação 4.1 e Equação 4.2 com recurso à função *ode45* do MATLAB. A função *ode45* implementa um método de Runge-Kutta de ordem média. Para além do programa principal, são utilizadas duas funções, a função onde são definidas as equações de taxas e a função onde é definida a corrente de polarização e a respetiva modulação que é utilizada (FMCW), no formato dente de serra.

#### 4.4.1 Parâmetros intrínsecos do Laser Semicondutor

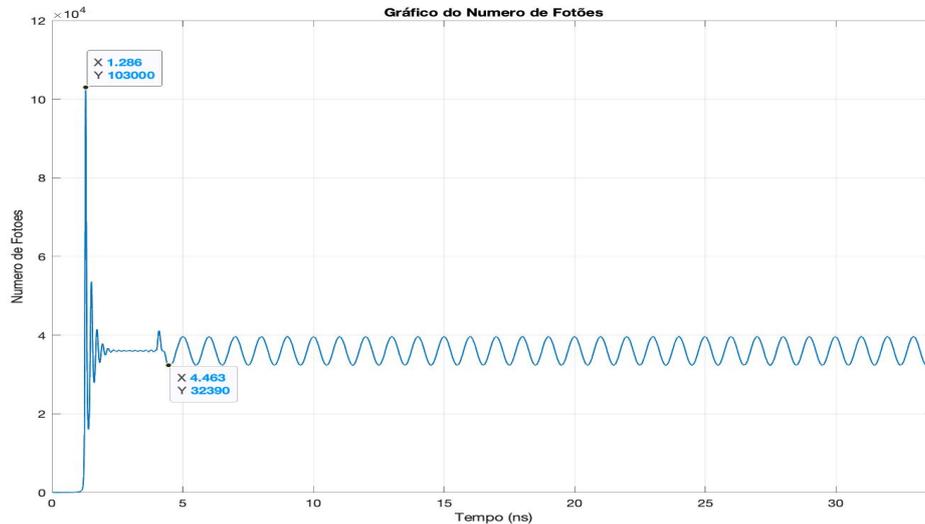
Os parâmetros intrínsecos do laser utilizados na simulação encontram-se na Tabela 4.1.

Parâmetro	Símbolo	Unidade	Valor
Tempo de Vida Útil dos Fotões	$\tau_p$	$ps$	1.4
Tempo de Vida dos Portadores	$\tau_c$	$ns$	1
Volume da Região Ativa	$V$	$m^3$	$5.6 \times 10^{-17}$
Fator de Confinamento Ótico	$\Gamma$	----	0.4
Constante de Planck	$h$	J/s	$6.626 \times 10^{-34}$
Carga do Eletrão	$q$	C	$1.6 \times 10^{-19}$
Taxa de Emissão Espontânea	$\mathcal{R}_{sp}$	----	$3.9 \times 10^{-4}$
Ganho Diferencial	$G$	$m^2$	$2.5 \times 10^{-20}$
Comprimento de Onda	$\lambda$	$\mu m$	1.55
Densidade de Eletrões na Transparência	$N_0$	$m^{-3}$	$1.6 \times 10^{24}$
Fator de Compressão de Ganho	$\varepsilon$	$m^3$	$1.5 \times 10^{-23}$
Velocidade de Grupo	$v_g$	m/s	$7.7 \times 10^7$

**Tabela 4.1:** Parâmetros intrínsecos do Laser utilizados na Simulação

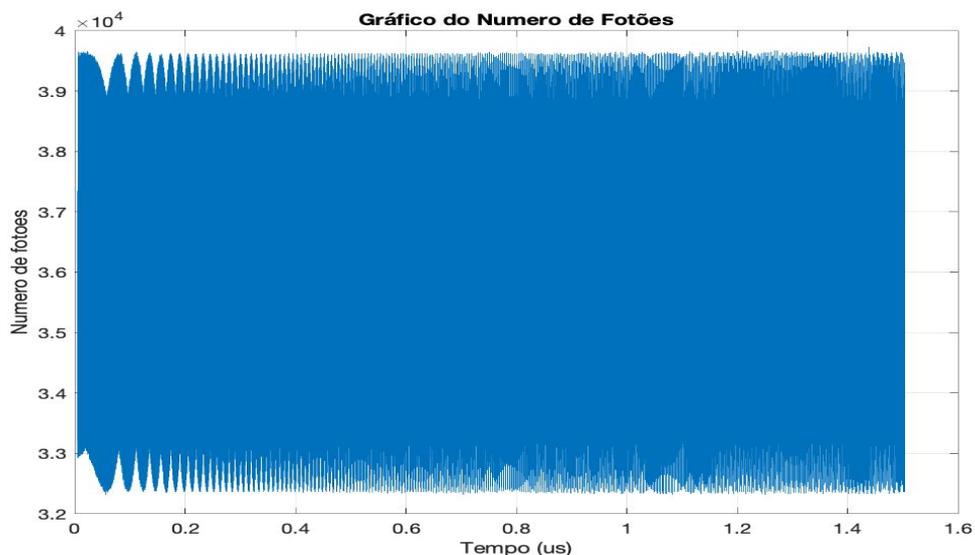
#### 4.4.2 Cálculo das Condições Iniciais

Começou-se por obter o gráfico do número de fótons proveniente das equações de taxa do laser, como já referido na secção 4.2.



**Figura 4.2:** Gráfico do Número de Fótons vs Tempo

Através da observação do gráfico é possível verificar que o número de fótons entre os  $1.286\text{--}4.463 \text{ ns}$  possui um comportamento instável existindo um “Overshoot” nos  $1.67 \text{ ns}$ , este comportamento não existiria num laser real já que se trata de um artefacto de simulação que permite obter as condições iniciais. Por isso o segmento de sinal antes de  $4.463 \text{ ns}$  deve ser retirado antes de se realizar o processamento de sinal, de forma a garantir que as condições iniciais já foram alcançadas e dando origem a um sinal “limpo”, como pode ser observado na Figura 4.3.



**Figura 4.3:** Gráfico do Número de Fótons vs Tempo considerando que as condições iniciais do laser já foram alcançadas

Este gráfico será o base ao longo deste trabalho para efetuar o processamento de sinal corretamente.

## 4.5 Características Estáticas do Laser Semicondutor

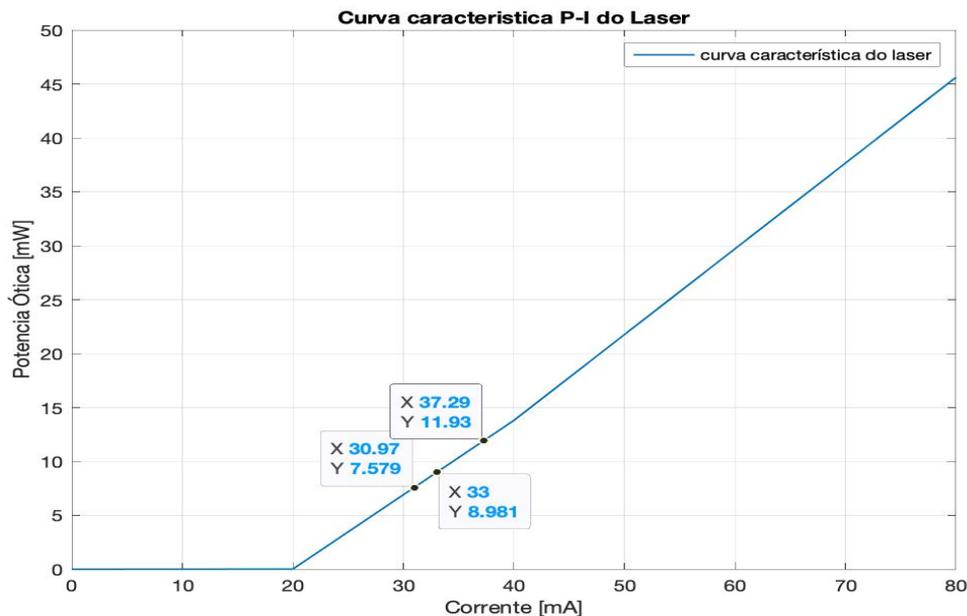
Nessa secção será feita uma análise estática do modelo laser semicondutor implementado, de modo a se poder analisar como o modelo responde a determinados parâmetros e consequentemente determinar as melhores condições de funcionamento.

### 4.5.1 Característica Potência de Saída versus Corrente de Polarização (P-I)

Para maximizar o desempenho do sistema, é necessário que a corrente de polarização seja apropriada, para isso, o seu valor deve ser selecionado com base na observação da curva característica P-I. Esta curva, poderá ser obtida através do cálculo da potência de saída do laser para diferentes valores de corrente de polarização.

Para se obter a curva P-I, por simulação gerou-se um código através da ferramenta MATLAB em que este, teve em conta, as equações de taxa do laser semicondutor conforme já foi referido na *secção 4.2* para simular a curva característica do Laser e de seguida, pela visualização do gráfico, retirar o valor de corrente ideal que garante o melhor desempenho.

O intervalo de corrente que se teve em consideração foi de  $[0,80]$  mA, obtendo-se assim, a curva característica desejada, conforme se pode observar na Figura 4.4.



**Figura 4.4:** Curva característica do Laser Semicondutor para um varrimento de 0 mA até 80 mA

Como esperado observa-se que a potência ótica aumenta proporcionalmente com a corrente de polarização a partir da corrente de *threshold*,  $I_{th}$ . Por norma, abaixo da corrente de *threshold*,  $I_{th}$ , a intensidade da luz é desprezável e, acima desta, a potência ótica mostra um comportamento linearmente crescente. Pela observação do gráfico também é possível verificar que a corrente de *threshold* é de  $\sim 20$  mA.

Com base na curva característica P-I obtida no gráfico da Figura 4.4, pode-se concluir que, ao selecionar um valor de corrente superior à corrente de *threshold*,  $I_{th}$ , o laser terá um desempenho normal, mas como se pretende que este, opere com a sua máxima performance, é necessário selecionar uma corrente específica e verificar a eficiência do declive da reta,  $\eta_{slope}$ , que pode ser determinada através da Equação 4.10.

$$\eta_{slope} = \left( \frac{\Delta P_0}{\Delta I} \right)_{abovetreshold} \simeq \frac{P_0}{I - I_{th}} \quad (4.10)$$

Como indicado no gráfico da Figura 4.4, foram escolhidos 3 valores de corrente de polarização dentro do intervalo de  $30 - 40$  mA, a que correspondem os valores de potência ótica de  $7.579$  mW,  $8.981$  mW e  $11.93$  mW. A seleção destes valores terá de estar de acordo com aqueles, nos quais o laser pode operar corretamente e com resultados obtidos no código que foi implementado. Sabendo que a corrente de *threshold*,  $I_{th}$ , é de  $20$  mA e utilizando a Equação 4.10, é possível verificar quais destes valores de corrente de polarização serão os melhores para aumentar o desempenho do laser.

Utilizando a Equação 4.10 e substituindo os parâmetros pelos valores respetivos, como já mencionados acima, é possível comprovar tal facto:

$$\eta_{slope_1} = \frac{7.579 \times 10^{-3}}{30.97 \times 10^{-3} - 20 \times 10^{-3}} \times 100 \simeq 69.09\% \quad (4.11)$$

$$\eta_{slope_2} = \frac{8.981 \times 10^{-3}}{33 \times 10^{-3} - 20 \times 10^{-3}} \times 100 \simeq 69.08\% \quad (4.12)$$

$$\eta_{slope_3} = \frac{11.93 \times 10^{-3}}{37.29 \times 10^{-3} - 20 \times 10^{-3}} \times 100 \simeq 69\% \quad (4.13)$$

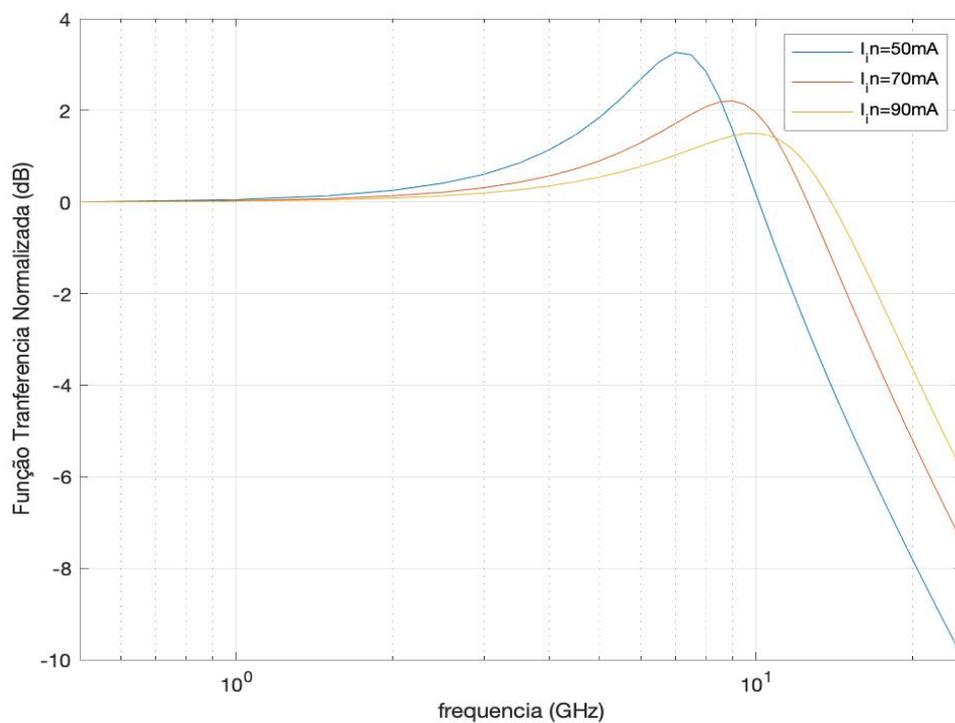
Face às eficiências obtidas nas Equações 4.11, 4.12 e 4.13, o valor máximo de corrente de polarização que se poderá escolher, para que o sistema funcione de forma correta e os resultados obtidos pelo código utilizado para a simulação sejam os mais coerentes, terá de ser selecionada a corrente que é utilizada na Equação 4.12, ou seja,  $33 \text{ mA}$ . Ainda que a eficiência da Equação 4.11 seja infimamente superior à da Equação 4.12, não é sinónimo de ser a melhor, pois os valores dos parâmetros do laser que foram utilizados, poderão influenciar nos resultados obtidos.

Assim, foi considerado que o melhor valor de corrente de polarização para aumentar o desempenho do sistema é de  $33 \text{ mA}$ .

## 4.5.2 Resposta em Frequência do Laser Semicondutor

A resposta em frequência do laser também é um fator muito importante na dimensão do sistema, pois é ela, que mostra a largura de banda de operação disponível. A resposta em frequência do laser é válida para pequenos sinais. Na simulação, foram considerados três valores distintos de corrente de polarização, 50 mA, 70 mA e 90 mA. Sobreposta à corrente de polarização foi adicionado um sinal sinusoidal de corrente com amplitude de 1 mA pico a pico.

A partir do gráfico da Figura 4.5, verifica-se que a largura de banda do laser aumenta com a corrente de polarização e que a amplitude do pico de ressonância diminui com o aumento da corrente de polarização.



**Figura 4.5:** Resposta em Frequência do Laser Semicondutor para  $I_{in} = 50 \text{ mA}$ ,  $I_{in} = 70 \text{ mA}$ ,  $I_{in} = 90 \text{ mA}$

# Capítulo 5 – Análise do desempenho do Sistema *LIDAR* FMCW

## 5.1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se os resultados do desempenho do Sistema *LIDAR* simulado.

Para facilitar a leitura do capítulo, na Figura 5.1 repete-se o esquema completo do modelo de simulação.

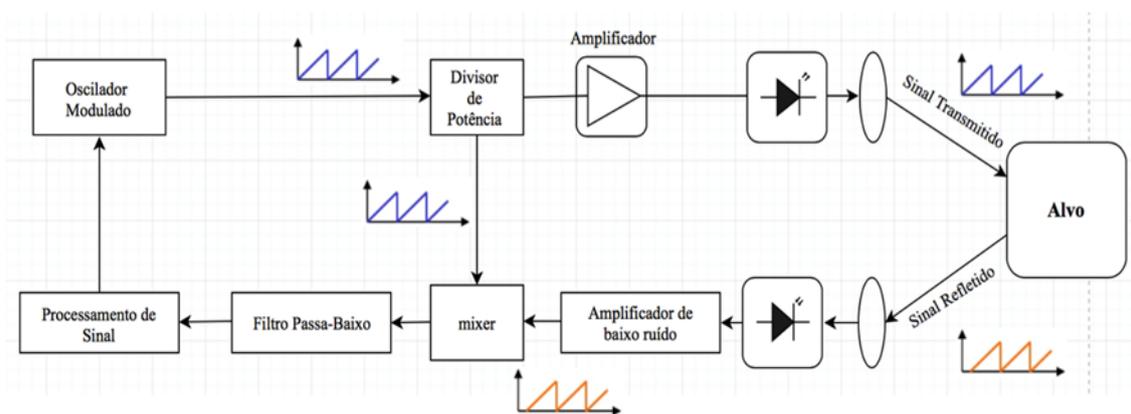


Figura 5.1: Diagrama de blocos pormenorizado do Sistema Simulado

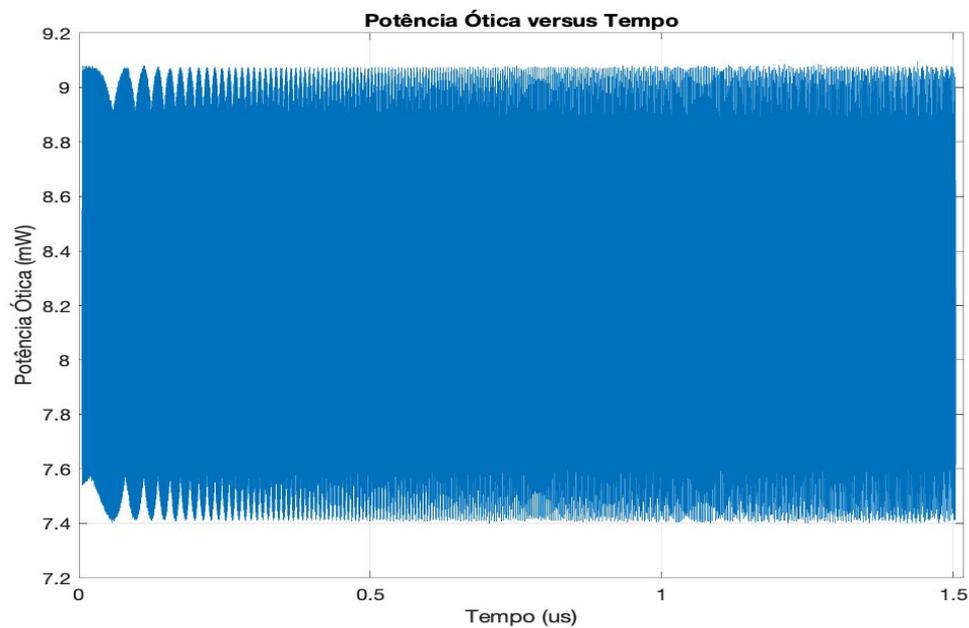
## 5.2 Forma de Onda

No domínio elétrico foi gerada um sinal FMCW no formato dente de serra com os parâmetros especificados na Tabela 3.1. Ao sinal FMCW de corrente com amplitude pico-a-pico de 1 mA, foi adicionada a corrente de polarização de 33 mA.

## 5.3 Resposta do laser ao sinal FMCW

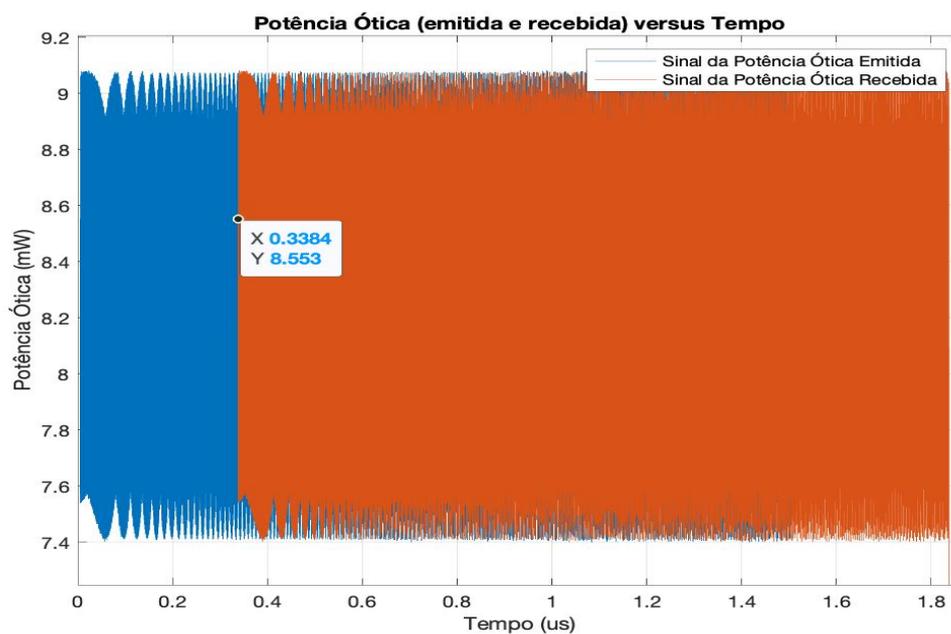
A Figura 5.2 mostra a potência ótica à saída do laser quando se aplica um sinal FMCW em  $t = 0$  segundos. Na simulação é garantido que em  $t = 0$  segundos foram encontrados os valores estáticos que do número de fótons como do número de elétrons. No entanto devido ao tempo de atraso na resposta do laser e do seu comportamento não linear nos instantes iniciais observa-se uma deformação do sinal ótico na saída do laser comparativamente ao sinal FMCW elétrico ideal.

Como já referido na *secção 5.2*, a corrente de polarização selecionada é de 33 mA (valor acima da corrente de threshold) e os restantes parâmetros do sistema são os mesmos que já foram utilizados na *secção 3.3*. A resposta do Laser ao sinal FMCW aplicado pode ser observado na Figura 5.2.

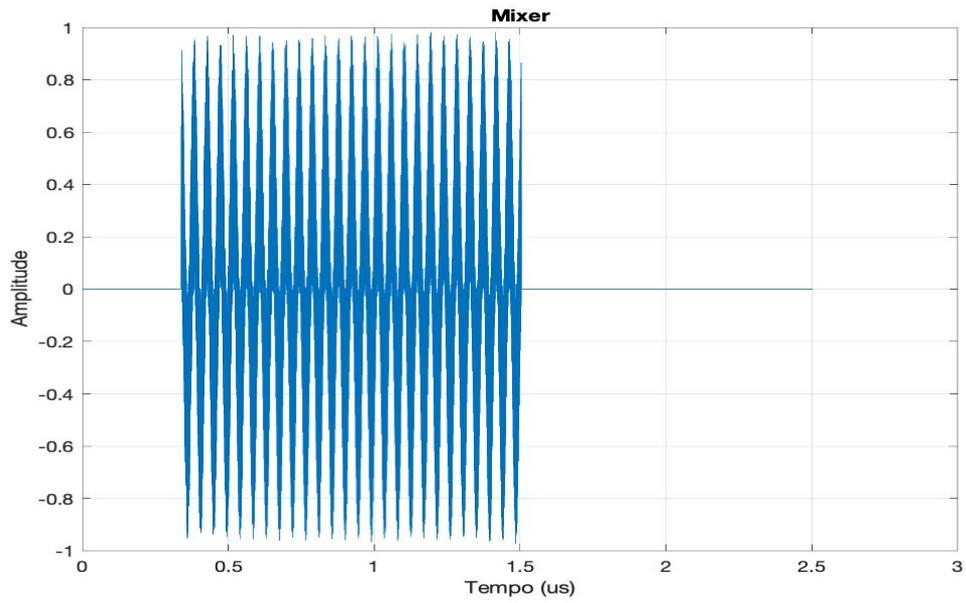


**Figura 5.2:** Sinal da Potência Ótica à saída do Laser Semicondutor

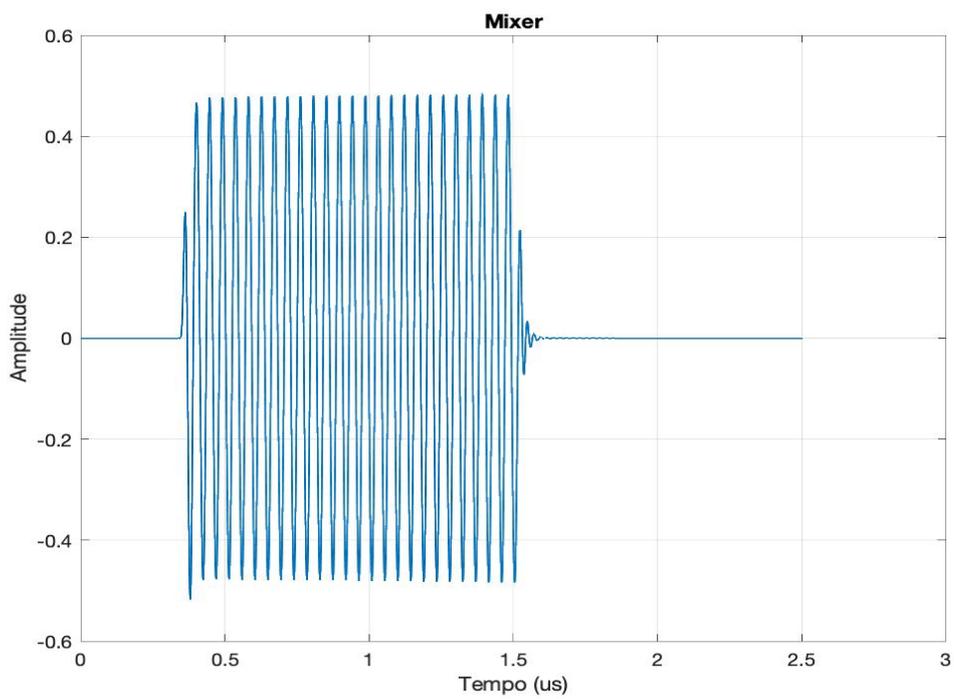
Seguindo o mesmo procedimento para a obtenção da frequência de batimento que já foi referido na *secção 3.3* e considerando, que um alvo se encontra localizado a uma distância de 50 metros, obtém-se os gráficos das figuras a seguir:



**Figura 5.3:** Sinal da Potência Ótica Emitida e Recebida ( $d = 50$  metros)

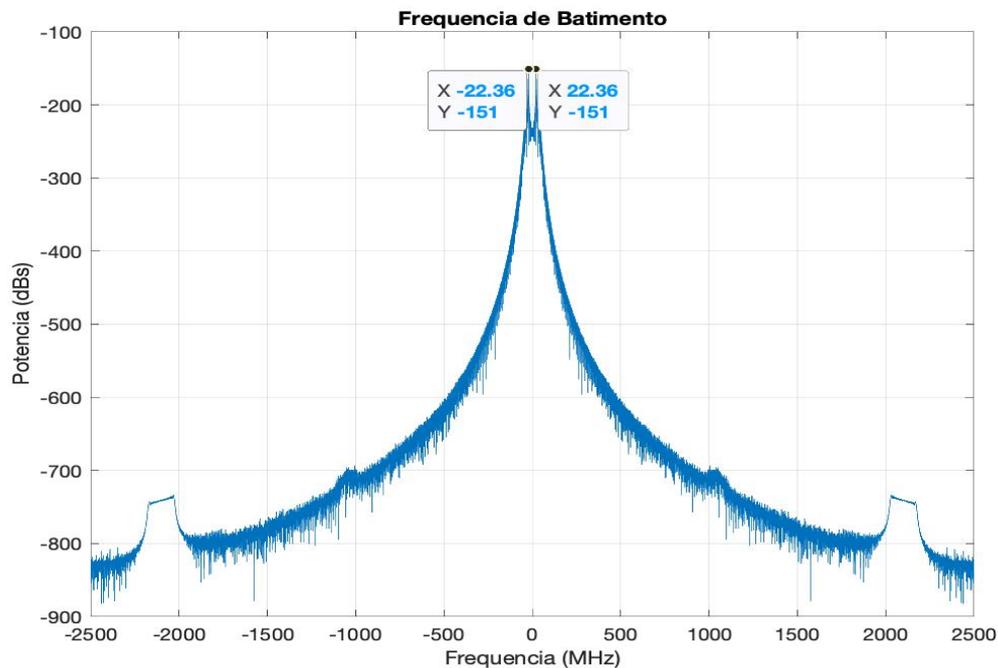


**Figura 5.4:** Sinal de Batimento (MIXER)



**Figura 5.5:** Sinal de Batimento após ser aplicado o filtro passa-baixo

Finalmente é aplicado a transformada de Fourier de forma a converter o sinal do domínio do tempo para o domínio da frequência, resultando assim, o gráfico da Figura 5.6.



**Figura 5.6:** Espectro de Frequência da FFT do Sinal de Batimento

Pela observação do espectro de frequência da Figura 5.6 é possível observar os picos mais altos de frequência na sua localização, que na literatura é a correta. De forma a perceber qual a importância e os resultados que esta corrente de polarização tem neste projeto, foram selecionados outros valores de corrente (acima da corrente de threshold) para analisar que tipo de comportamento apresenta no sistema.

Tal como já foi demonstrado acima o procedimento para a determinação da frequência de batimento em que a corrente de polarização escolhida é 33 mA, existiu a necessidade de compreender o porquê deste valor. Como se trata de um laser semiconductor e tais como outros componentes que existem na área da eletrônica, é necessário existir uma corrente de threshold, ou seja, uma corrente/tensão de trabalho para que o componente funcione. Neste caso, não faria muito sentido aplicar uma corrente de polarização inferior à corrente de threshold, pois haverá necessidade que esta seja superior à corrente de threshold para o laser começar a gerar luz, já que, se não for feito, o número de fótons/potência ótica será zero.

Para um caso extremo, se for selecionado um valor de corrente muito acima da corrente de threshold, no qual a curva característica do Laser (Figura 4.4) começa a estagnar num valor constante de potência ótica, significa que para esta corrente a que corresponde uma potência ótica elevada, levará o dispositivo a queimar.

Para evitar este problema, deve ser selecionada uma corrente num intervalo específico, tal como já foi referido anteriormente, em que pela Equação 4.10, nos dará a eficiência/performance ideal do Laser Semicondutor e estando também de acordo, com os resultados obtidos pelo código utilizado na simulação.

É possível também fazer o estudo do erro relativo através do resultado obtido da frequência de batimento. Através do espectro de frequência da Figura 5.6 obteve-se um valor de frequência de batimento de 22.36 MHz, sabendo este valor e como nesta simulação foi considerado que o alvo se encontra a uma distância de 50 metros, através da Equação 3.10, é possível obter matematicamente a distância que o sistema determina, como se pode verificar nas equações a seguir:

$$R_{\text{máx(determinado pelo sistema)}} = \frac{f_b \times c}{2 \times \alpha} = \frac{22.36 \times 10^6 \times 3 \times 10^8}{2 \times 6.67 \times 10^{13}} \approx 50.28 \text{ m}$$

$$\% \text{ Erro}_{\text{relativo}} = \frac{|\text{valor}_{\text{aproximado}} - \text{valor}_{\text{exato}}|}{\text{valor}_{\text{exato}}} = \frac{50.28 - 50}{50} \times 100 = 0.56\%$$

Ou seja, o sistema para a obter o valor da distância a que o alvo se localiza, introduz um erro de 0.56% na sua medição. Este erro relativo seria maior, utilizando um valor de corrente de polarização inferior ou superior à selecionada neste trabalho, isto é, de 33 mA.

### 6.1 Conclusões

Neste projeto de dissertação teve-se como principal objetivo analisar e simular um sistema *LIDAR* modulado em frequência. Como já referido ao longo deste trabalho, existem vários formatos de modulação, tais como, dente de serra, triangular, sinusoidal, retangular, etc..., optou-se por escolher o formato dente de serra para ser utilizado no sistema refletométrico. Posteriormente, começou-se por estudar e recolher informação existente acerca deste tema, fazendo o enquadramento do que iria ser simulado.

De seguida, recorrendo ao software de simulação MATLAB gerou-se um código no qual se simulou todo o processamento de sinal que decorre num sensor *LIDAR* e por fim, estudou-se quais os parâmetros que seriam necessários ao sistema e como estes afetavam as suas métricas. Nesta simulação, foi possível observar que o período do sinal só terá impacto no atraso máximo que se pretende detetar, ou seja, é extremamente importante que este tenha um valor mínimo de forma a otimizar o sistema, isto é, usar uma largura de banda menor e assim reduzir a capacidade de processamento de sinal.

A amplitude do desvio de frequência do sinal transmitido e o período considerado no recetor, são os parâmetros mais importantes, pois são eles que irão permitir determinar a capacidade que o sistema consegue atingir, isto é, o alcance máximo que ele é capaz de detetar um alvo. A frequência transmitida, apesar de não ter uma importância significativa direta, pode ser importante caso se pretenda implementar dois sistemas em simultâneo, um para pequenas distâncias e outro para longas. No entanto, não é uma solução viável devido a exigir uma maior largura de banda, quando a distinção entre dois sistemas pode ser feita no tempo, isto é, enviar os dois sinais alternadamente.

O *LIDAR* modulado em frequência possui algumas vantagens, tais como, a sua baixa complexidade, não necessita da utilização de um detetor coerente e o processamento de sinal é relativamente simples. Isto significa que os componentes utilizados na sua estrutura possuam um custo reduzido facilitando o processo de venda a empresas interessadas do ramo. Este sistema é atualmente o mais preciso e disponível até à atualidade, através dele, é possível obter resoluções de profundidade mais elevadas, visto que, opera em larguras de banda de modulação maiores. Nesta tecnologia a

frequência do laser é modulada linearmente e periodicamente no tempo. Geralmente, os lasers semicondutores são os mais usados visto poderem ser facilmente sintonizados por uma corrente de injeção. Uma porção do sinal ótico modulado é emitido para localizar o alvo, enquanto o restante é utilizado como sinal de referência. Após a reflexão do alvo, o sinal refletido e o sinal de referência são combinados, resultando numa interferência ótica.

O atraso relativo entre os dois sinais irá gerar uma frequência de batimento que poderá ser observada num analisador de espectros de frequência após a foto-deteção. Esta frequência de batimento varia consoante o atraso relativo que existir entre o sinal de referência e o sinal de atraso, que será usada, para determinar a distância do alvo.

Ao longo de várias simulações verificou-se que o desempenho do *LIDAR* FMCW é afetado pelo período,  $T$ , duração,  $\tau$ , e a linearidade da varredura da frequência ótica (optical frequency sweep). Para tal, foram atribuídos valores coerentes de forma a garantir o desempenho e o funcionamento real do sistema.

Em suma, o meu trabalho focou-se em simular um sistema refletométrico com modulação em frequência de uma onda contínua em formato de dente de serra (FMCW), aplicado no domínio ótico e determinar qual a corrente de polarização que aumenta o desempenho no sistema *LIDAR*.

## **6.2 Trabalho Futuro**

Neste trabalho e como já foi também referido anteriormente, foi considerado um cenário ideal de forma a ser possível saber quais os parâmetros a utilizar no sistema. Num possível trabalho futuro haverá a necessidade de considerar a presença de ruído e possíveis interferências que possam existir no meio ambiente de forma a que a deteção do sinal refletido seja mais complexa. Isto porque, como o meio de propagação é a atmosfera faz todo o sentido que existam outros tipos de radiação que possam interferir no trajeto entre o *LIDAR* e o alvo.

## Referências

---

- [1] <https://www.automation.com/getattachment/d201a032-1c4b-4885-b41b-b2c0400b3cd2/FMCW-vs-Pulse-Radar-White-Paper.pdf?lang=en-US&ext=.pdf>  
Consult. 1 de Janeiro de 2019
- [2] [https://ec.europa.eu/transport/road\\_safety/specialist/statistics\\_en/](https://ec.europa.eu/transport/road_safety/specialist/statistics_en/) Consult. 1 de Janeiro de 2019
- [3] <https://www.sensorsmag.com/components/three-sensor-types-drive-autonomous-vehicles/> Consult. 25 de Dezembro de 2018
- [4] <https://blog.nxp.com/automotive/radar-camera-and-lidar-for-autonomous-cars/>  
Consult. 25 de Dezembro de 2018
- [5] <https://velodynelidar.com/newsroom/it-began-with-a-race/> Consult. 27 de Dezembro de 2018
- [6] <https://arstechnica.com/cars/2017/01/googles-waymo-invests-in-lidar-technology-cuts-costs-by-90-percent/> Consult. 28 de Dezembro de 2018
- [7] <https://www.britannica.com/technology/lidar/> Consult. 2 de Julho de 2020
- [8] <http://lidarradar.com/apps/100-applications-or-uses-of-lidar-technology/> Consult. 2 de Julho de 2020
- [9] S. Jo, H. J. Kong, H. Bang, J.-W. Kim, J. Kim, and S. Choi, “High resolution three-dimensional flash LIDAR system using a polarization modulating Pockels cell and a micro-polarizer CCD camera,” *Opt. Express*, vol. 24, no. 26, p. A1580, 2016, doi: 10.1364/oe.24.0a1580.
- [10] <https://www.engineering.com/Hardware/ArticleID/16756/Technology-vs-Humans-Engineers-Seek-Answers-in-Ubers-Fatal-Self-Driving-Car-Accident.aspx/> Consult. 2 de Julho de 2020
- [11] <https://www.hypertech.co.il/product/lidar-systems/lidar-3d-sensors/> Consult. 2 de Julho de 2020

- [12] W. Stone, M. Juberts, N. Dagalakis, and J. Stone, "Performance analysis of next-generation LADAR for manufacturing, construction, and mobility," *Natl. Inst. Stand. Technol.*, p. 200, 2004.
- [13] T. Bosch, "Laser ranging: a critical review of usual techniques for distance measurement," *Opt. Eng.*, vol. 40, no. 1, p. 10, 2001, doi: 10.1117/1.1330700.
- [14] R. Agishev, B. Gross, F. Moshary, A. Gilerson, and S. Ahmed, "Range-resolved pulsed and CWFm lidars: Potential capabilities comparison," *Appl. Phys. B Lasers Opt.*, vol. 85, no. 1, pp. 149–162, 2006, doi: 10.1007/s00340-006-2254-6.
- [15] <https://autonomoustuff.com/product/velodyne-hdl-64e/> Consult. 20 de Janeiro de 2020
- [16] <https://autonomoustuff.com/product/velodyne-vls-128/> Consult. 15 de Fevereiro de 2020
- [17] <https://www.iftas.de/Main/VelodyneHDL64E?setlang=en> Consult. 17 de Fevereiro de 2020
- [18] <https://velodynelidar.com/newsroom/velodyne-lidar-launches-vls-128-the-worlds-highest-resolution-lidar-for-autonomous-vehicles/> Consult. 18 de Fevereiro de 2020
- [19] Merrill, I. Skolnik. "Introduction to radar systems. "Mc Grow-Hill (2001): 607-609
- [20] Mahafza, B. R. (2000). Radar systems analysis and design using Matlab. Boca Raton: Chapman & Hall/CRC.
- [21] B. Behroozpour, P. A. M. Sandborn, M. C. Wu, and B. E. Boser, "Lidar System Architectures and Circuits," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 55, no. 10, pp. 135–142, 2017, doi: 10.1109/MCOM.2017.1700030.
- [22] H. M. Systems, "What is the Difference Between Frequency- Modulated Continuous-Wave (FMCW) and Pulsed Wave or Pulsed Width Radar?" no. 888, 1935.
- [23] S. Suleymanov, "Design and Implementation of an FMCW Radar Signal Processing Module for Automotive Applications," no. August, p. 64, 2016.
- [24] <https://www.radartutorial.eu/11.coherent/co06.en.html> Consult. 1 de Março de 2020
- [25] J. Brown, C. Hughes, and L. Debrunner, "Real-time hardware design for improving laser detection and ranging accuracy," *Conf. Rec. - Asilomar Conf. Signals, Syst. Comput.*, pp. 1115–1119, 2012, doi: 10.1109/ACSSC.2012.6489193.
- [26] <https://www.rfcafe.com/references/electrical/doppler.htm> Consult. 6 de Março de 2020
- [27] [http://www.optique-ingenieur.org/en/courses/OPI\\_ang\\_M01\\_C01/co/Contenu\\_05.html](http://www.optique-ingenieur.org/en/courses/OPI_ang_M01_C01/co/Contenu_05.html) Consult. 7 de Março de 2020
- [28] Govind P. Agrawal. (2002). Fiber-optic communications systems (Third Edition). Rochester, NY: John Wiley & Sons, Inc

