



Indoor Bluetooth Low Energy Direction Finding via Circular Antenna Array

CATARINA ALEXANDRA RODRIGUES MARQUES

outubro de 2021

POLITÉCNICO DO PORTO
INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DO PORTO

Indoor Bluetooth Low Energy Direction Finding via Circular Antenna Array

Catarina Alexandra Rodrigues Marques

Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Área de Especialização em Telecomunicações



DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELETROTÉCNICA
Instituto Superior de Engenharia do Porto

Outubro, 2021

Esta dissertação satisfaz, parcialmente, os requisitos que constam da Ficha de Unidade Curricular de Tese/Dissertação, do 2º ano, do Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Área de Especialização em Telecomunicações.

Candidato: Catarina Alexandra Rodrigues Marques, N.º 1131154,
1131154@isep.ipp.pt

Orientação Científica: Jorge Mamede, jbm@isep.ipp.pt

Empresa: INESC TEC

Orientador: Nuno Miguel Paulino, nuno.m.paulino@inesctec.pt



DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELETROTÉCNICA
Instituto Superior de Engenharia do Porto
Rua Dr. António Bernardino de Almeida, 431, 4200-072 Porto

Outubro, 2021

*"The really valuable method of thought to arrive at a logically coherent system is
intuition."
- Albert Einstein*

Agradecimentos

O projeto relatado nesta tese, teve um nível de depuração elevado, na qual foi necessário passar alguns dias em volta do hardware à procura do que podia ser a causa do seu mau funcionamento. Posto isto, gostaria de agradecer toda a ajuda que obtive, não só a nível de trabalho e técnica, como também a nível psicológico e motivação. Os meus agradecimentos vão para:

Professor Jorge Mamede pela orientação, paciência e disponibilidade, sempre que necessário estava presente para me guiar na direção correta.

Professor Pedro Alves pelo suporte fornecido na oficina de soldadura da Faculdade de Engenharia Universidade do Porto, (FEUP), não só permitiu e ajudou a alterar componentes no hardware, como também forneceu outra perspectiva sobre o seu funcionamento.

Professor Nuno Paulino pelo raciocínio crítico na depuração de resultados, tanto a nível de software como de hardware e pela ajuda fornecida para o desenvolvimento das simulações e da presente tese.

Ao INESC TEC pela proposta deste projeto, integração numa boa equipa e fornecimento de recursos necessários a simulação e depuração de resultados.

Por último, um grande agradecimento à minha família, aos meus pais e namorado por me ajudarem nos dias que estava mais em baixo com palavras doces e reconfortantes, que me mantiveram calma em situações onde parecia que nada iria funcionar e à minha irmã pelo suporte e auxílio, a nível físico e psicológico, a desanuviar do stress diário.

Catarina Marques

Resumo

A tecnologia inteligente evoluiu significativamente e tornou-se imprescindível, não só para o dia a dia das pessoas, como também para o mundo industrial. A conectividade, a auto-monitorização e a automação existentes hoje são os aspetos chave nesta era digital, e o seu uso é para melhorar a qualidade

Um dos aspetos, falados nesta era digital, é a localização interior (*indoor*). A possibilidade de monitorizar os bens e serviços de um sistema industrial permite processos mais eficientes na caracterização de erros e falhas e possibilita a sua rápida evolução e produtividade.

Nesta tese, analisou-se a tecnologia de localização *indoor* baseada nos ângulos de chegada da especificação *Bluetooth Low Energy* (BLE) 5.1, nomeadamente *Bluetooth Direction Finding* na qual permite uma boa exatidão na localização a baixo custo. Iniciou-se o desenvolvimento do projeto com um breve estudo das tecnologias existentes para compreensão da escolha proposta.

O projeto consiste no envio e receção de ondas em radio frequências, com tecnologia Bluetooth e técnica *Angle of Arrival*, são utilizadas uma antena no emissor e uma matriz de antenas no recetor. Para a compreensão do seu funcionamento é feito um estudo à tecnologia e aos seus componentes.

Através de um hardware customizado foi possível a análise e simulação para uma melhor compreensão da tecnologia utilizada, que permitiu obter previsões sobre o seu funcionamento prático, tendo em conta os ambiente de testes.

Os testes executados permitem obter ângulos de incidência das ondas radio-frequência e obter a posição do dispositivo, no entanto, deve ter em consideração o ruído existente no sistema e os obstáculos presentes no ambiente de implementação.

Palavras-Chave: AoA, Ângulos de Chegada, BLE, Bluetooth, Bluetooth 5.1, Bluetooth Low Energy, Localização *Indoor*, Sistemas de Posicionamento *Indoor*, Comunicações Sem Fio.

Abstract

Smart technology has evolved significantly and became indispensable, not only for our everyday life, but for the industry world as well. The connectivity, self-monitorization and the automation existent today are the key aspects in this digital era, and its use is essential to improve work quality and promote the evolution of industry.

One of the aspects discussed in this digital era is indoor location. The possibility to tracking possessions and services of an industrial system allows for a more efficient characterization of errors and bugs, enabling its fast evolution and productivity.

In this thesis, the technology of indoor location based on the specifications' *Bluetooth Low Energy* (BLE) 5.1's Angle of Arrival *Angle of Arrival* (AoA) was analyzed, which allowed for a good location accuracy with low costs.

The development of this project began with a brief study about the existing technologies to understand the proposed one.

The project consists in sending and receiving radiofrequency waves, with Bluetooth technology and Angle of Arrival technique, using an antenna on the transmitter and an antenna array on the receiver. To understand how it works, a study of the technology and its components is carried out.

Through customized hardware it was possible to analyze and develop Octave code for a better understanding of the technology, which allowed us to obtain predictions about its practical operation. The debugging of results took into consideration the simulations and the environment tests.

The results' debugging took into account the necessary functions for the phase difference's calculations, fundamental for the calculation of the incident angle. These functions use the received packets from the microcontroller through the *Radio Frequency* (RF) lane connected to the switch.

The tests carried out allowed us to obtain angles of arrival of radio-frequency waves and the position of the device. However, it must be consider the existing system noise and obstacles present in the environment.

Keywords: AoA, Angle of Arrival, BLE, Bluetooth 5.1, Bluetooth, Bluetooth Low Energy, Direction Finding, Indoor Positioning Systems, Wireless Communications.

Índice

| | |
|--|--------------|
| Lista de Figuras | ix |
| Lista de Tabelas | xiii |
| Listagens | xv |
| Lista de Acrónimos | xviii |
| Lista de Símbolos | xix |
| 1 Introdução | 1 |
| 1.1 Contextualização | 1 |
| 1.2 Definição do Problema | 2 |
| 1.3 Objetivos | 3 |
| 1.4 Motivação | 3 |
| 1.5 Organização da Dissertação | 3 |
| 2 Sistemas de localização interior | 5 |
| 2.1 Técnicas de localização | 5 |
| 2.1.1 <i>Received Signal Strength Indicator</i> (RSSI) | 5 |
| 2.1.2 <i>Time of Arrival</i> (ToA) | 6 |
| 2.1.3 <i>Time Difference of Arrival</i> (TDoA) | 7 |
| 2.1.4 <i>Angle of Arrival</i> (AoA) | 8 |
| 2.1.5 Discussão das técnicas | 9 |
| 2.2 Tecnologias de posicionamento | 10 |
| 2.2.1 WiFi | 11 |
| 2.2.2 UWB | 11 |
| 2.2.3 RFID | 11 |
| 2.2.4 Ultrassom | 12 |
| 2.2.5 Luz Visível | 12 |
| 2.2.6 SigFox e LoRA | 12 |
| 2.2.7 Bluetooth | 13 |
| 2.3 Sumário | 13 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 3 | <i>Radio Direction-Finding</i> | 15 |
| 3.1 | <i>Bluetooth Direction-Finding</i> | 15 |
| 3.2 | Método Doppler e Pseudo-Doppler | 16 |
| 3.2.1 | Considerações práticas | 17 |
| 3.2.2 | Efeito de Doppler | 17 |
| 3.3 | Direção do Sinal | 18 |
| 3.4 | <i>Constant Tone Extension</i> (CTE) | 19 |
| 3.5 | Amostras IQ | 20 |
| 3.6 | Ângulos de incidência | 21 |
| 3.6.1 | Diferenças de fase | 22 |
| 3.6.2 | Estimação do AoA | 22 |
| 3.7 | <i>Array</i> de antenas | 23 |
| 3.8 | Sumário | 24 |
| | | |
| 4 | Abordagem proposta | 25 |
| 4.1 | Avaliação preliminar | 25 |
| 4.1.1 | Modelo | 25 |
| 4.2 | Simulação | 28 |
| 4.2.1 | Efeito do ruído Gaussiano no cálculo de diferenças de fase | 29 |
| 4.2.2 | Duas antenas | 30 |
| 4.2.3 | Oito antenas | 32 |
| | Cálculo do ângulo incidente | 34 |
| | Simulações com ruído | 35 |
| 4.3 | Desenho do Hardware | 36 |
| 4.4 | Software AoA | 37 |
| 4.4.1 | Pré-Requisitos | 37 |
| 4.4.2 | Ambiente de desenvolvimento | 38 |
| 4.4.3 | Fluxograma de programação | 39 |
| 4.4.4 | Configurações <i>Direction Finding</i> | 40 |
| | Configurações iniciais | 40 |
| | CTEINLINECONF | 41 |
| | DFECTRL1 | 44 |
| | SWITCHPATTERN | 46 |
| | DFECTRL2 | 46 |
| | Configurações do Transmissor | 46 |
| 4.4.5 | Pacotes AoA | 47 |
| 4.5 | Sumário | 48 |
| | | |
| 5 | Avaliação experimental | 51 |
| 5.1 | <i>Batch de Placas #1</i> | 51 |
| 5.1.1 | Testes em ambiente não controlado | 51 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 5.1.2 | Testes num ambiente controlado | 54 |
| 5.1.3 | Depuração do hardware | 55 |
| | Teste às antenas | 55 |
| | Pinos de controlo | 57 |
| | Alimentação do <i>switch</i> | 59 |
| 5.2 | <i>Batch</i> de Placas #2 | 59 |
| 5.2.1 | Verificação funcional ao <i>switch</i> RF | 60 |
| 5.2.2 | Medições de magnitude de sinal por antena | 61 |
| 5.2.3 | Alimentação do <i>switch</i> | 62 |
| 5.2.4 | Testes com duas antenas | 62 |
| | Cálculo do ângulo | 63 |
| | Cálculo do ângulo de incidência de 0° | 65 |
| 5.2.5 | Última análise ao <i>batch</i> | 65 |
| 5.3 | <i>Batch</i> de Placas #3 | 66 |
| 5.3.1 | Ângulo incidente desconhecido | 67 |
| 5.3.2 | Diferenças entre pacotes | 68 |
| 5.4 | Sumário e discussão | 69 |
| 6 | Conclusões | 71 |
| 6.1 | Análise | 72 |
| 6.2 | Trabalho futuro | 72 |
| | Referências | 73 |
| A | Código Octave | 79 |
| A.1 | Cálculo das diferenças de fase | 79 |
| A.2 | Cálculo do ângulo incidente | 80 |
| B | <i>Serial Peripheral Interface (SPI)</i> | 81 |
| B.1 | Introdução ao SPI | 81 |
| B.2 | Módulo SPI-Ethernet | 82 |
| B.3 | SPI vs UART | 83 |
| B.4 | Implementação | 83 |
| C | Testes para diferentes ângulos | 85 |
| C.1 | Ângulo no primeiro quadrante | 85 |
| C.2 | Ângulo no segundo quadrante | 86 |
| C.3 | Ângulo no terceiro quadrante | 86 |
| C.4 | Ângulo no quarto quadrante | 87 |

Lista de Figuras

| | | |
|------|--|----|
| 1.1 | Cenário de aplicação | 2 |
| 2.1 | Localização baseada em RSSI [1]. | 6 |
| 2.2 | Técnica ToF/ToA para a localização <i>indoor</i> [1]. | 7 |
| 2.3 | Localização baseada na técnica TDoA [1]. | 8 |
| 2.4 | Cálculo de um ângulo incidente, θ , numa matriz linear de antenas de distância d entre elas [1]. | 9 |
| 3.1 | Pseudo-Doppler - <i>Array</i> de antenas [2]. | 17 |
| 3.2 | Valores de fase iguais para distâncias iguais [3]. | 18 |
| 3.3 | Trigonometria para o cálculo AoA [3]. | 19 |
| 3.4 | Diagrama IQ [4]. | 20 |
| 3.5 | Formatos de amostragem [5]. | 21 |
| 3.6 | Métodos AoA e AoD [3]. | 22 |
| 3.7 | Fases obtidas e estimada para o cálculo das diferenças de fase entre duas antenas [6]. | 22 |
| 3.8 | Sinal recebido em duas antenas [7]. | 23 |
| 3.9 | Exemplos de <i>arrays</i> de antenas [3]. | 23 |
| 3.10 | Ângulo de elevação e de <i>Azimuth</i> [8]. | 24 |
| 4.1 | Exemplos de incidência da onda num par de antenas para diversos ângulos de chegada. | 26 |
| 4.2 | Exemplo de incidência da frente de onda na placa circular com oito antenas. | 27 |
| 4.3 | Gráficos das diferenças de fase para o n -ésimo par, modelo teórico. | 28 |
| 4.4 | Efeito de vários níveis de ruído na medição de fases individuais (por antena) no cálculo de diferenças de fase final. | 30 |
| 4.5 | Onda simulada para ângulos de ruído de 50° e 100° | 30 |
| 4.6 | Fases em bruto de duas antenas (gráfico de cima) e simulação das fases obtidas pelo microcontrolador (figura de baixo) | 31 |
| 4.7 | <i>Unwrap</i> das fases simuladas (esquerda) e onda das diferenças de fase (direita) | 32 |
| 4.8 | Simulação de fases brutas para oito antenas e fases amostrada no microcontrolador. | 33 |

| | | |
|------|--|----|
| 4.9 | <i>Unwrap</i> das fases simuladas para oito antenas e respectivas diferenças de fase. | 33 |
| 4.10 | Ondas dos ângulos calculados através das ondas de diferença de fase com 0° de ângulo incidente (laranja) e 50° incidente (azul). | 34 |
| 4.11 | Desfasamento entre a onda simulada para 0° de incidência e de 50°.. | 34 |
| 4.12 | Diferenças de fase e cálculo de ângulos, de 8 antenas, para um ruído de 5°. | 35 |
| 4.13 | Protótipo do desenho do recetor AoA. | 37 |
| 4.14 | Ambiente de ligação entre as placas e o ambiente de programação. . | 38 |
| 4.15 | Fluxograma da programação AoA. | 39 |
| 4.16 | Configuração AoA para 2 μ s [4]. | 42 |
| 4.17 | de pacotes AoA no terminal, através do RTT viewer. | 48 |
| 5.1 | Ilustração do ambiente caseiro. | 52 |
| 5.2 | Diferenças de fase para um pacote Bluetooth. | 53 |
| 5.3 | Diferenças de fase para diferentes ângulos de incidência. | 53 |
| 5.4 | Emissor (esquerda) e recetor (direita) posicionados em suportes na câmara anecóica | 54 |
| 5.5 | Perfil das diferenças de fase, para 3 pacotes Bluetooth, amostrados em câmara anecóica. | 54 |
| 5.6 | Amostras em magnitude e fase para as oito antenas. | 55 |
| 5.7 | Dados IQ para as oito antenas. | 56 |
| 5.8 | Amostras IQ para cada antena, diferenciadas por cores. | 56 |
| 5.9 | Tensão nos pinos V1, V2 e V3 do switch. | 57 |
| 5.10 | Verificação de transmissão pela pista seleccionada, usando a placa configurada como emissora. | 58 |
| 5.11 | Pistas RF não ligadas (esquerda) e sinal emitido pelo chip (direita) . | 58 |
| 5.12 | Malha de alimentação do <i>switch</i> | 59 |
| 5.13 | Tabelas de cores para as magnitudes das placas. | 60 |
| 5.14 | Magnitudes num gráfico temporal. | 61 |
| 5.15 | Quebras de tensão no <i>switch</i> , durante a comutação. | 62 |
| 5.16 | Ambiente não controlado, teste entre duas antenas | 63 |
| 5.17 | Magnitude para as antenas RF1 e RF2. | 63 |
| 5.18 | <i>Unwrap</i> das amostras (esquerda) e diferenças de fase entre duas antenas (direita) para 90°. | 64 |
| 5.19 | <i>Unwrap</i> das amostras (esquerda) e diferenças de fase entre duas antenas (direita) para 0°. | 65 |
| 5.20 | IC de comutação sem <i>pads</i> de ligação. | 66 |
| 5.21 | Magnitudes das 8 antenas em funcionamento | 66 |
| 5.22 | Tabela de código de cores para o novo <i>batch</i> de antenas. | 67 |

| | | |
|------|---|----|
| 5.23 | Diferenças de fase, <i>unwrap</i> e ângulos entre antenas para um ângulo incidente entre $[180^\circ, 270^\circ]$ | 68 |
| 5.24 | Diferenças de fase para 115 pacotes recebidos e onda das diferenças de fase média. | 69 |
| 5.25 | Alterações KiCAD do hardware. | 70 |
| B.1 | Ligações SPI [9]. | 81 |
| B.2 | Módulo de ligação PoE SPI-Ethernet [10]. | 82 |
| B.3 | Configurações NRF_UARTTE e UART. | 83 |
| B.4 | Configurações SPI e SPIM | 84 |
| B.5 | Pasta das bibliotecas | 84 |
| C.1 | Diferenças de fase para 121 pacotes e onda de diferenças de fase média para um ângulo no 1º quadrante. | 86 |
| C.2 | Diferenças de fase para 123 pacotes e onda de diferenças de fase média para 90° e 180° | 86 |
| C.3 | Diferenças de fase para 115 pacotes e onda de diferenças de fase média para 180° e 270° | 87 |
| C.4 | Diferenças de fase para 129 pacotes e onda de diferenças de fase média para 180° e 270° | 87 |

Lista de Tabelas

| | | |
|-----|--|----|
| 2.1 | Tabela de vantagens e desvantagens das técnicas de localização <i>indoor</i> [11]. | 10 |
| 4.1 | Características gerais do chip nRF52811 [12]. | 36 |
| 4.2 | Configurações do CTE, método AoA [5]. | 43 |
| 4.3 | Configurações do registo DFECTRL1 [5]. | 45 |
| 4.4 | Configurações do registo DFECTRL2. | 47 |

Listagens

| | | |
|-----|--|----|
| 4.1 | Configuração inicial | 41 |
| 4.2 | Declaração do método AoA | 41 |
| 4.3 | CTE modo inline. | 43 |
| 4.4 | Dados IQ. | 44 |
| 4.5 | Períodos da trama CTE. | 44 |
| 4.6 | Padrão de comutação de antenas. | 46 |
| 4.7 | Configuração do transmissor rádio no modo AoA. | 47 |
| 5.1 | Código octave para amostras reais. | 64 |
| A.1 | Código do cálculo das diferenças de fase. | 80 |
| A.2 | Exemplo simples de C. | 80 |

Lista de Acrónimos

| | |
|-------------|---|
| AoA | <i>Angle of Arrival</i> |
| AC | <i>Advertising Channel</i> |
| AoD | <i>Angle of Departure</i> |
| BLE | <i>Bluetooth Low Energy</i> |
| CRC | <i>Cyclic Redundancy Check</i> |
| CSI | <i>Channel State Information</i> |
| CTE | <i>Constant Tone Extension</i> |
| CSS | <i>Chirp Spread Spectrum</i> |
| CW | <i>Constant Wave</i> |
| DC | <i>Data Channel</i> |
| DF | <i>Direction Finding</i> |
| DK | <i>DevKit</i> |
| DoA | <i>Direction of Arrival</i> |
| FSPL | <i>Free-Space Path Lost</i> |
| GPIO | <i>General-Purpose Input/Output</i> |
| IC | <i>Integrated Circuit</i> |
| IDE | <i>Integrated Development Environment</i> |
| IoT | <i>Internet of Things</i> |
| IR | <i>Infrared</i> |
| ISM | <i>Industrial, Scientific and Medical</i> |
| IQ | <i>In-phase and Quadrature</i> |
| LOS | <i>Line of Sight</i> |

| | |
|--------------|---|
| LPWAN | <i>Low Power Wide Area Network</i> |
| M2M | <i>Machine to Machine</i> |
| OOK | <i>On-Off Keying</i> |
| PDU | <i>Protocol Data Unit</i> |
| RAM | <i>Random Access Memory</i> |
| RF | <i>Radio Frequency</i> |
| RFID | <i>Radio Frequency Identification</i> |
| RSS | <i>Received Signal Strength</i> |
| RSSI | <i>Received Signal Strength Indicator</i> |
| RToF | <i>Return Time of Flight</i> |
| SDK | <i>Software Development Kit</i> |
| SDMA | <i>Space Division Multiple Access</i> |
| SES | <i>Segger Embedded Studio</i> |
| SoC | <i>System on a Chip</i> |
| SPI | <i>Serial Peripheral Interface</i> |
| TDoA | <i>Time Difference of Arrival</i> |
| TDMA | <i>Time Division Multiple Access</i> |
| ToA | <i>Time of Arrival</i> |
| ToF | <i>Time of Flight</i> |
| UHF | <i>Ultra High Frequency</i> |
| UWB | <i>Ultra-Wideband</i> |
| VHF | <i>Very High Frequency</i> |

Lista de Símbolos

| Símbolo | Descrição | Unidades |
|-----------|--------------------------|---------------------|
| f | frequência | Hz |
| c | velocidade de propagação | m s^{-1} |
| v | velocidade | m s^{-1} |
| R | raio | m |
| d | distância entre antenas | m |
| a | coordenada cartesiana | |
| ω | velocidade angular | rad s^{-1} |
| θ | deslocamento angular | rad |
| λ | comprimento de onda | m |
| Φ | Diferença de fases | rad |

Capítulo 1

Introdução

A utilização em grande escala de dispositivos inteligentes e sem fios, nos últimos anos, resultou no desenvolvimento de uma vasta gama de serviços, entre eles a localização interior (*Indoor Localization*). Este serviço obtém a localização/posição de um dispositivo num ambiente interior e tem sido bastante estudado nas últimas décadas, principalmente para ambientes industriais [13], como por exemplo para o uso da localização de ativos (*Asset Tracking*), mais especificamente, localização de empilhadores dentro de um armazém. O seu maior desafio é alcançar maior precisão com baixos custos de implementação [14].

A especificação do Bluetooth 5.1 introduziu novas oportunidades para a localização interior, de baixo custo, através da utilização do *Angle of Arrival* (AoA) ou *Angle of Departure* (AoD). Para a utilização destes métodos é necessário o uso de uma matriz de antenas que recebem, ou enviam, uma extensão de tom constante, *Constant Tone Extension* (CTE), através de uma comunicação rádio [15]. Entre as tecnologias existentes para a localização interior, o AoA e AoD são os que apresentam boa exatidão para sistemas baratos e assíncronos.

A presente tese é apresentada no contexto do rastreio de dispositivos (*Asset Tracking*).

1.1 Contextualização

O cenário considerado assume que um armazém poderá conter um número arbitrário de emissores de ondas em radio frequência. Esses emissores estão posicionados

com localizações fixas no ambiente interno e emitem sinais periodicamente. As empilhadoras estão em movimento dentro do armazém, encontram-se equipadas com recetores de ondas em radio frequência. Através destes equipamentos é pedido que se consiga obter as informações de localização das empilhadoras ao longo do tempo. Um exemplo de implementação encontra-se ilustrado no exemplo da Figura 1.1.

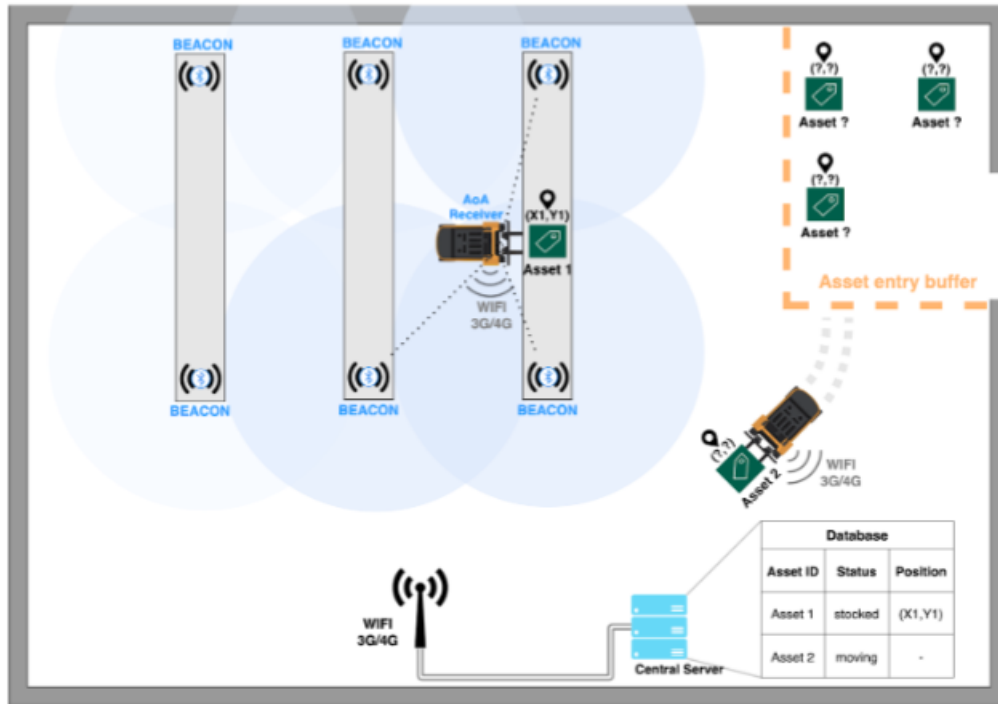


Figura 1.1: Cenário de aplicação

Como se pode verificar, existem duas empilhadoras encarregues de transportar o material até um dos três armários, que contêm emissores (*beacons*) para ajudar na localização.

O veículo recolhe o equipamento nomeado por *Asset*, guarda a informação do momento em que se iniciou o transporte e do seu movimento dentro do armazém. O operador terá um *feedback* visual da identificação do artigo e o armário a que se deve dirigir para o armazenamento. Os dados da viagem dentro do edifício são armazenados no servidor local. Quando o material chega ao ponto de destino, é detetada a ausência do artigo dentro do veículo e associa a última posição do artigo à posição de armazenamento.

1.2 Definição do Problema

Atualmente, a tecnologia utilizada para o controlo de ativos em ambientes internos é o RFID, no entanto, o preço das *tags* necessárias, nesta implementação, aumentam o valor da tecnologia, pois seria necessário ter *tags* para cada paleta armazenada.

Tornando-se necessário utilizar um método mais barato e igualmente eficiente e eficaz.

Deste modo, sugeriu-se a utilização da tecnologia Bluetooth presente na especificação 5.1 (*Direction Finding*), utilizando um recetor com uma matriz de antenas dentro das transportadoras e utilizando o conceito de emissores com localização própria. Assim, é possível armazenar as informações de movimento e horas sem gastar *tags* que baixa os custos de implementação e controla e armazena a informação do material presente no armazém.

1.3 Objetivos

Os objetivos propostos para este projeto foram:

- Estudo e compreensão da tecnologia *Bluetooth Direction Finding* e do seu uso com a técnica *Angle of Arrival*;
- Configuração e implementação de um hardware customizado para o uso da respetiva tecnologia;
- Utilização de código e simulação de resultados recebidos pela placa e depuração do código existente para o cálculo do ângulo incidente;
- Experiências práticas em diferentes ambientes de implementação e respetiva comparação com as simulações.

1.4 Motivação

O Bluetooth é uma tecnologia de baixo custo que se encontra presente em grande parte dos equipamentos eletrónicos. A especificação 5.1 do protocolo *Bluetooth Low Energy* (BLE) introduziu capacidades para *Direction-Finding* à base de AoA. Combinada com o baixo custo, esta capacidade aumentou o interesse na utilização de Bluetooth para a localização interior.

Este projeto visa combinar o baixo custo de implementação e consumo energético, com a utilização do BLE, para o cálculo da posição através do método AoA e de uma matriz de oito antenas móvel.

1.5 Organização da Dissertação

A organização deste documento é a seguinte:

O Capítulo 1, é a introdução do projeto, bem como a sua contextualização, descrição do problema, motivação e objetivos propostos.

No Capítulo 2 encontra-se uma breve descrição sobre as tecnologias existentes para a localização interior e os possíveis métodos utilizados para a obtenção da posição.

O Capítulo 3 não só faz uma introdução e resumo do *Direction-Finding* e do seu funcionamento, uma vez que é a tecnologia escolhida para o desenvolvimento do projeto, como também, explica melhor o método AoA utilizado e os tipos de amostragem possíveis para a obtenção das diferenças de fase.

No Capítulo 4 descreve-se uma simulação do funcionamento esperado e as respectivas simulações baseadas nas informações dos capítulos anteriores. Apresenta-se, também, o hardware utilizado nas experiências.

O Capítulo 5 contém a avaliação e depuração experimental do hardware, incluindo recolhe de fases de sinal medidas durante a receção de pacotes BLE 5.1 em vários ambientes e com várias configurações de receção. Algumas das alterações futuras na placa encontram-se descritas ao longo da depuração de resultados.

Por fim, o Capítulo 6 contém a conclusão onde salienta as alterações planeadas para a placa e as alterações que devem ser consideradas para futuras versões. Após este capítulo, encontra-se as referências e os anexos.

Capítulo 2

Sistemas de localização interior

Neste capítulo apresenta-se uma breve descrição das principais características das tecnologias existentes baseadas em radio frequência, RF. Na maioria das soluções para a localização *indoor*, o princípio da estimação da localização é baseado na determinação da distância entre os equipamentos recetores e os emissores e, posteriormente, a localização dos mesmos. Em outros casos são utilizados ângulos de chegada ou de partida para a determinação da posição, mas tudo se baseia na utilização de um emissor e um recetor.

Após a explicação dos conceitos de possíveis métodos e tecnologias para a localização, é feita uma breve comparação para justificar a abordagem base de AoA via *Bluetooth Low Energy* (BLE) que é adotada nesta tese.

2.1 Técnicas de localização

O cálculo de localizações de um equipamento recetor pode ser implementado através de um conjunto de técnicas matemáticas, por sua vez suportadas por tecnologias de comunicação. Esta seção apresenta um sumário das técnicas mais comuns para a localização enquanto que as tecnologias são apresentadas na seção seguinte.

2.1.1 *Received Signal Strength Indicator* (RSSI)

Received Signal Strength (RSS) é uma medida da potência do sinal recebido, normalmente medida em dBm ou mW e é utilizado para estimar a distância entre o

emissor e o recetor, sendo que quanto maior for o valor do sinal recebido, menor é a distância entre estes dois equipamentos[16][1].

O *Received Signal Strength Indicator* (RSSI), é o indicador RSS, uma medição relativa do RSS que tem unidades arbitrárias e é definido principalmente por cada vendedor de chips, (diferentes gamas de valores) [1]. Na Figura 2.1 encontra-se ilustrado um exemplo de localização baseado nesta técnica.

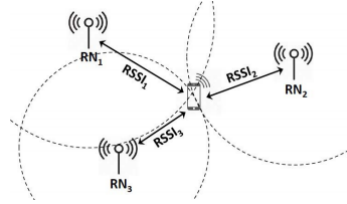


Figura 2.1: Localização baseada em RSSI [1].

A Equação (2.1) permite calcular a atenuação de potência, i.e., *Free-Space Path Lost* (FSPL), num espaço livre [17].

$$FSPL = \frac{4\pi d^2}{\lambda} \quad [17]. \quad (2.1)$$

Com a utilização da técnica RSSI e FSPL a distância, d , entre o recetor e o emissor pode ser dada pela Equação (2.2)[1][16].

$$RSSI = -10n \log_{10}(d) + A \iff d = 10^{\frac{A-RSSI}{10n}} \quad [1]. \quad (2.2)$$

Onde:

$n \rightarrow$ expoente do FSPL, 2 num espaço livre, 4 para o interior;

$A \rightarrow$ valor de RSSI a uma distância de referência do recetor.

Embora esta abordagem seja simples e de custo eficiente, a sua estimacão de localização tem baixa precisão, devido à dispersão do sinal, reflexões indesejadas e difracões[1].

2.1.2 *Time of Arrival* (ToA)

Time of Arrival (ToA), também conhecido como *Time of Flight* (ToF), utiliza o tempo de propagação do sinal e calcula a distância entre o emissor e o recetor, através da multiplicação do tempo de propagação com velocidade da luz $c = 3 \times 10^8 \text{ m/sec}$. Uma ilustração desta técnica encontra-se na Figura 2.2 [11][18].

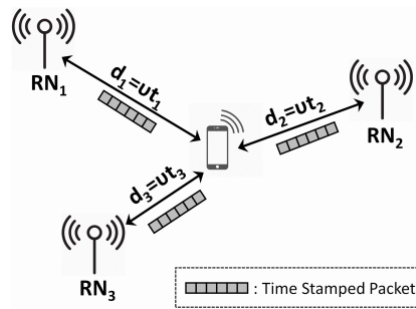


Figura 2.2: Técnica ToF/ToA para a localização *indoor* [1].

Se t_1 for o tempo a que o emissor i envia o sinal e t_2 o tempo em que o recetor j o recebe, então $t_p = t_2 - t_1$, onde o tempo de propagação é dado por t_p , desde o seu envio até à sua receção. A distância pode ser dada pela Equação (2.3) [11]:

$$d_{ij} = (t_2 - t_1) \times v \quad [11]. \quad (2.3)$$

Onde:

$v \rightarrow$ é a velocidade do sinal no meio (velocidade da luz).

O requisito desta abordagem é a necessidade de sincronização entre relógios dos dispositivos a uma resolução elevada, o que acrescenta custo e complexidade no seu desenvolvimento e, para ambientes *indoor*, quanto maior for a largura de banda para o *sample rate*, melhor resolução de estimação. No entanto, mesmo com grandes larguras de banda e resoluções, continua a não ser possível eliminar erros de localização significativos quando o emissor e recetor não se encontram em linha de vista, *Line of Sight* (LOS) [1].

2.1.3 Time Difference of Arrival (TDoA)

Time Difference of Arrival (TDoA) é uma técnica semelhante à ToA com utilização de dois sinais enviados por dois transmissores, a diferença de tempo de chegada permite estimar a sua posição, (equivalente ao método ToA). Por exemplo, se se considerar um sinal rádio, t_r , e um sinal acústico, t_a , enviados ao mesmo tempo ou com um tempo fixo de intervalo, $t_{intervalo}$. Sabe-se que o primeiro chega ao recetor em t_1 e o segundo em t_2 , o recetor consegue, então, calcular a distância dos dispositivos, como demonstrado na Equação (2.4) [11]:

$$d = (v_1 - v_2) \cdot (t_2 - t_1 - t_{intervalo}) \quad [11] \quad (2.4)$$

Onde:

$v_1 \rightarrow$ velocidade de propagação da onda rádio;

$v_2 \rightarrow$ velocidade de propagação da onda acústica.

O cálculo da localização também pode ser feito através das coordenadas dos emissores, relativamente ao recetor, como ilustra a Equação (2.4). Se considerarmos que os tempos de receção dos emissores i e j é dado por $T_{D(i,j)}$, este consegue ser convertido para a distância física através da sua multiplicação com a velocidade da luz, (como referido no ToA) [1].

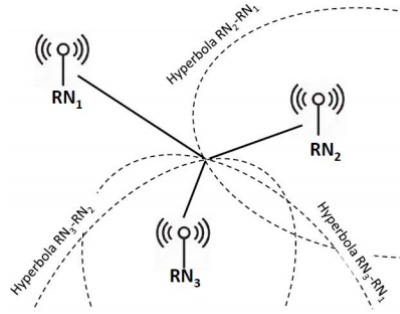


Figura 2.3: Localização baseada na técnica TDoA [1].

A localização do recetor é dado pela Equação (2.5):

$$L_{D(i,j)} = \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2 + (Z_i - z)^2} - \sqrt{(X_j - x)^2 + (Y_j - y)^2 + (Z_j - z)^2} \quad [1] \quad (2.5)$$

Onde:

$(X_i, Y_i, Z_i) \rightarrow$ são as coordenadas do emissor i ;

$(X_j, Y_j, Z_j) \rightarrow$ são as coordenadas do emissor j .

Esta técnica precisa, no mínimo, de três emissores para o cálculo da localização, afim de haver três ou mais hipérbolas de interseção no recetor. A sua precisão depende da largura de banda do sinal, tal como em ToA, a velocidade de amostragem do recetor e da existência de LOS. Também é necessário haver sincronização, ao contrário da técnica ToA, apenas é preciso sincronização entre os emissores [1].

2.1.4 *Angle of Arrival (AoA)*

O *Angle of Arrival (AoA)*, também conhecido por *Direction of Arrival (DoA)*, é uma técnica baseada em matrizes de antenas, do lado do recetor, para estimar o ângulo de chegada do sinal através de cálculos da diferença de tempo de chegada a cada elemento do array, (ou das suas fases) [6][1].

Embora o AoA forneça uma estimativa precisa, para curtas distâncias entre o recetor e o emissor, requer um hardware mais complexo e com uma calibração mais cuidadosa, como as antenas terem pistas equivalentes, para não haver atrasos diferentes nas fases, quando comparado com o RSS, e a sua precisão vai enfraquecendo à medida que o emissor e o recetor se afastam, devido a efeitos *multipath*, que resultam em reflexões indesejadas, que faz, com que seja difícil de obter a LOS [1]. Na Figura 2.4 encontra-se uma ilustração desta técnica para a estimação da localização.

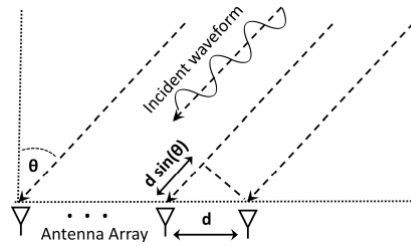


Figura 2.4: Cálculo de um ângulo incidente, θ , numa matriz linear de antenas de distância d entre elas [1].

2.1.5 Discussão das técnicas

Para além das técnicas referidas nas seções anteriores existem ainda a *Channel State Information* (CSI)[19], que utiliza as características do sinal para determinar a localização, o *Fingerprinting/Scene Analysis*, que analisam o ambiente para fazer o levantamento ambiental e obter impressões digitais ou características do ambiente onde o sistema de localização deve ser usado, comparando um caso em tempo real e um caso simulado para calcular a posição real do dispositivo e, por fim, *Return Time of Flight* (RToF) que mede o tempo de propagação do sinal através da *round-trip* (o sinal vai do emissor ao recetor e retorna ao emissor) [20][1].

Embora estes métodos sejam interessantes, têm as desvantagens de não serem os mais adequados para o projeto, como o caso dos *fingerprints* que são muito sensíveis a alterações do ambiente, ou ter níveis de complexidade de implementação maiores que os referidos nas seções anteriores, daí a não serem considerados para a implementação.

A Tabela 2.1 descreve sucintamente as comparações entre os métodos discutidos.

Tabela 2.1: Tabela de vantagens e desvantagens das técnicas de localização *indoor* [11].

| Técnica | Vantagens | Desvantagens |
|----------------|---|---|
| RSSI | Fácil implementação; Independente da largura de banda; Não necessita de matriz de antenas; Assíncrono. | Pouca exatidão devido ao meio e à orientação das antenas. |
| ToA/ToF | Boa exatidão quando utilizada com elevadas larguras de banda. | Consumo elevado dos vários dispositivos; Não compatível com <i>beacons</i> ; Síncrono; Depende da LOS. |
| TDoA | Boa exatidão quando utilizada com tecnologias de elevada largura de banda; Permite <i>beacons</i> | Grande necessidade de sincronismo temporal entre diferentes recetores; Depende da LOS. |
| AoA/AoD | Boa exatidão; Independente da largura de banda; Permite <i>beacons</i> ; Assíncrono | Exatidão afetada por LOS; Recetores com matriz de antenas |

Com esta listagem de técnicas para a localização *indoor*, nota-se que o balanço entre a exatidão e o custo de implementação é significativo e deve ser considerado, tornando, assim, a implementação do método AoA/AoD a melhor escolha, até ao momento.

2.2 Tecnologias de posicionamento

Existem várias tecnologias para a determinação da localização que são compatíveis com as técnicas referidas na seção anterior. Uma vez que o problema proposto requer comunicações sem fios, as tecnologias abordadas neste capítulo são *wireless*, entre elas temos: *Ultra-Wideband* (UWB), Bluetooth, WiFi e *Radio Frequency Identification* (RFID), que operam na largura de banda *Industrial, Scientific and Medical* (ISM).

As seguintes secções, deste capítulo, apresentam dados como o alcance máximo, consumo, vantagens e desvantagens, resumindo as diferentes tecnologias. A informação abordada pode ser encontrada com mais detalhe em [19], [20] e [1].

2.2.1 WiFi

WiFi, mais especificamente WLAN, IEEE 802.11, com *bit rate* de 11, 54, ou 108 Mbps, utiliza as frequências ISM, 2.4 GHz e pode atingir entre 50-100 m [21][20] que aumentou recentemente em 1 km [1].

As suas vantagens são o custo reduzido e o facto de já se encontrar na maior parte dos equipamentos caseiros (*indoor*), no caso do armazém e das empilhadoras esta última não é aplicada. As desvantagens são a sua pouca precisão, a necessidade de uso de algoritmos complexos e não ser muito explorado para aplicações de localização [21].

Um exemplo de aplicação desta tecnologia é apresentada por Bahl e Padmanabhan em [22] com o projeto RADAR, que utiliza RSSI para estimar a posição do utilizador com uma precisão de cerca de 2-3 m [1].

2.2.2 UWB

A tecnologia UWB consegue alcançar entre 10-20 m e opera a altas frequências [20], desde 3.1-10.6 GHz [1].

As suas vantagens são a sua boa precisão e a imunidade à interferência. Como desvantagens tem o seu curto alcance, custo elevado de implementação e pode precisar de *tags* extra para diferentes utilizadores (uma *tag* por utilizador) [19], no entanto, as suas *tags* quando comparadas com as RF consomem menos potência devido a emitirem por menores períodos de tempo [1].

Uma aplicação desta tecnologia é o sistema Ubisense, uma plataforma unidireccional de localização UWB com um canal de controlo bidireccional *Time Division Multiple Access* (TDMA). As etiquetas/*tags* transmitem sinais UWB e os recetores encontram-se localizados fixamente e programados com os métodos AoA e TDoA. Esta aplicação funciona através da criação de células sensoriais onde cada célula precisa de, pelo menos, 4 sensores ou leitores [20] distribuídos pelo(s) edifício(s) e, posteriormente, conectados à rede, tal como nas redes móveis [23].

2.2.3 RFID

A tecnologia RFID encontra-se implementada em ambientes interiores mais complexos, como hospitais, escritórios, etc, e é considerada flexível e semi-barata, a sua implementação pode ter um custo elevado caso o número de *tags* utilizada seja elevado. Tem alcance máximo de 200 m e baixa precisão, as *tags* utilizadas nesta tecnologia podem não ser detetadas a distâncias inferiores a 5 m [20][21].

Uma aplicação desta tecnologia é a WhereNet IPS que utiliza o método TDoA para calcular as localizações das etiquetas RFID. Esta tecnologia produz informações de localização absoluta, que pode ser usado por uma série de aplicações baseadas na localização [24].

2.2.4 Ultrassom

O ultrassom onda mecânica que é uma oscilação de pressão transmitida por um meio, não tem interferência com ondas electromagnéticas, utiliza a gama dos ultrassom, $> 20 \text{ KHz}$ e não consegue penetrar paredes sólidas [21]. No entanto, depende muito dos sensores implementados e o seu alcance atinge apenas algumas dezenas de metros [20].

Um sistema ultrassom é o Dolphin, um sistema que consiste em nós de sensores sem fios distribuídos que enviam e recebem sinais RF e ultrassónicos. Estes nós são ligados a vários objetos interiores. O Dolphin permite o posicionamento dos objetos com configuração manual mínima e alega uma precisão de 2 cm para ser alcançado numa sala de $3 \times 3 \text{ m}$ de área [25]

2.2.5 Luz Visível

Sistemas baseados na luz visível atingem grandes alcances, até 1.4 km, mas o seu consumo é relativamente elevado. Tem como vantagens a disponibilidade em grande escala, potencial para fornecer altas precisões e é *multipath free*, não tendo reflexões indesejadas. Como desvantagens tem a sua necessidade de LOS, o seu alcance depende dos obstáculos do sistema e o seu consumo é elevado [26].

Uma implementação desta tecnologia utiliza um único fotodíodo no recetor, com Space Division Multiple Access (SDMA). Esta tecnologia pode ser usada com On-Off Keying (OOK) que é facilmente adaptada pela corrente condutora do LED. Esta implementação encontra-se descrita em [27].

2.2.6 SigFox e LoRA

O SigFox é o primeiro sistema *Low Power Wide Area Network* (LPWAN) dedicado a *Internet of Things* (IoT) e *Machine to Machine* (M2M) e tem alcance de 50 km em espaço aberto, opera na banda de frequências ISM e oferece um *data rate* de 100 bps. No entanto, a natureza de banda ultra estreita do sinal torna-o susceptível a caminhos múltiplos e rápida dispersão, que junto com a longa distância entre a base estações e dispositivos tornam a resolução RSS insuficiente para uso de localização.

O LoRA é projetado para fornecer comunicações de longo alcance e baixa taxa de bits para redes IoT de grande escala e já foi adotado por várias plataformas comerciais (LPWAN). Utiliza uma modulação *Chirp Spread Spectrum* (CSS), uma técnica de espalhamento de espectro onde o sinal é modulado por pulsos sinusoidais

de frequência variável, sendo uma tecnologia ideal para a geolocalização, especialmente para dispositivos em alta velocidade. Tem alcance máximo de 2-5 km em áreas urbanas e 15 km em áreas suburbanas [13].

Ambas têm como vantagem o seu consumo extremamente baixo e ampla gama de recepção. Como desvantagem tem a sua severa atenuação, devido a construções e paredes (obstáculos) e a distância entre a estação base e o dispositivo, que torna a sua implementação em ambientes *indoor* inapropriado [20][19].

2.2.7 Bluetooth

O Bluetooth 2.0, opera na banda de frequências ISM, nos 2.4 GHz, pode atingir até 100 m de alcance mas a sua precisão é baixa e propícia a ruído por equipamentos externos que também utilizam esta tecnologia [20]. Graças ao *Bluetooth Low Energy* (BLE), o envio de dados subiu para 24 Mbps e, tal como o nome indica, tem maior eficiência energética [1]. Esta tecnologia permite a utilização de emissores periódicos, *beacons*, e constelações de antenas que permite uma melhor adaptação ao sistema [15].

O sistema de localização Topaz utiliza Bluetooth para localizar *tags*. Ao usar tecnologia Bluetooth, Topaz só pode fornecer informações de localização 2-D com uma gama de erros de cerca de 2 m, que não é o suficiente para fornecer precisão do nível da sala num ambiente interior com multi obstáculos. Assim, o sistema Topaz combina o posicionamento baseado em Bluetooth com posicionamento baseado em *Infrared* (IR), que não pode penetrar as paredes dos quartos, que oferecer uma precisão perfeita do nível do quarto [28].

2.3 Sumário

As soluções baseadas em RSSI de emissões Bluetooth são bastante comuns em aplicações industriais e a sua precisão ronda os 2-5 metros. No entanto, a sua consistência de localização está sujeita às variações da técnica utilizada [29][30].

A especificação Bluetooth 5.1 veio permitir a utilização do Bluetooth, nomeadamente o BLE, com a técnica de cálculo do ângulo de chegada ou de partida, AoA ou AoD [15].

O uso de BLE 5.1, *Direction Finding* apresenta características como [15]:

- Custo reduzido;
- Resistente a operações em ambientes com componentes ou infraestruturas metálicas;
- Resistente a LOS, não precisando de linha de visão;
- Tolerante a falhas arbitrárias de emissores;

- Sistema descentralizado.

Para este projeto sugere-se o uso de BLE 5.1 *Direction Finding* com a técnica AoA. Uma vez que o método AoA necessita de uma matriz de antenas e, para uma melhor precisão em 360°, optou-se por se selecionar uma matriz de oito antenas, capazes de calcular a sua posição a partir dos vários ângulos de chegada de diferentes emissores com posição conhecida e fixa.

Capítulo 3

Radio Direction-Finding

O *Direction Finding* (DF) é um método de determinação da localização de posição de um equipamento e utiliza uma simulação do efeito de Doppler utilizando o método AoA ou AoD.

Neste capítulo, apresenta-se uma breve introdução à teoria do DF e aos métodos utilizados pelo mesmo, explicando o efeito de Doppler e como pode ser simulado para a obtenção de fases. Estas podem ser obtidas através de amostras *In-phase and Quadrature* (IQ) ou em amostras de magnitude e fase.

Expõe-se, também, o conceito dos ângulos de incidência e como podem ser calculados, e dá-se a conhecer a comunicação Bluetooth, tal como a trama utilizada na especificação 5.1 e a onda em radio frequência. Por fim, entender as diversas matrizes de antenas e em que diferem para o cálculo do ângulo.

3.1 *Bluetooth Direction-Finding*

Direction Finding (DF) é o processo de determinar a direção de origem de um sinal RF recebido, relativo ao recetor. Inclui métodos baseados em fases, como o indicador da força do sinal recebido RSSI, técnicas de triangulação, entre outras [31].

De acordo com o histórico desta tecnologia, as técnicas para a deteção de direção do sinal têm sido desenvolvidas desde que surgiu o conhecimento das ondas eletromagnéticas e estão aplicadas em vários sistemas de comunicação inteligentes como a divisão espacial de acesso múltiplo [2].

O método DF fornece duas funcionalidades baseadas nas fases dos sinal que diferem apenas no envio/receção das mesmas. Se o *array* de antenas se encontrar no recetor utiliza-se o AoA, caso o *array* de antenas se encontre no emissor utiliza-se o AoD, ambos serão descritos e explicados mais à frente na Seção 3.6 [3].

Tanto o recetor quanto o emissor devem ser capazes de suportar a especificação Bluetooth 5.1, uma vez que a localização depende dos pacotes da transmissão, nomeadamente da trama de *Constant Tone Extension* (CTE) acrescentada ao cabeçalho do sinal [32].

3.2 Método Doppler e Pseudo-Doppler

O método de Doppler, inicialmente descrito por Christian Doppler em 1842, acontece quando um observador está em movimento em relação à fonte da onda, afastando-se ou ao chegar-se ao emissor, isto é, se um objeto se mover em relação a outro, a frequência das ondas emitidas por esse objetos parece aumentar e, caso o objeto se afaste a frequência parece diminuir [33].

Este método é utilizado em vários domínios, o mais conhecido é o de áudio frequência, onde a alteração de frequência altera o som que se ouve. Também ocorre no domínio de energia visível, quando uma estrela se está a afastar da Terra muda de cor (*redshift*). Deste modo, pode-se incluir o método de Doppler para o Direction-Finding, tal que seja possível distinguir quando um objeto se move em direção ao emissor, *beacon*, ou não.

Uma das maneiras de testar o método de Doppler seria rodar uma antena (sobre um eixo) de modo a que esta se afaste e aproxime ao emissor. No entanto, iria existir o problema de mover a antena à velocidade necessária para gerar e medir o efeito de Doppler, o que não é uma solução prática. É possível simular este exemplo através do uso de um *array* de antenas (normalmente são utilizadas quatro antenas), comutar entre elas e sintetizar com precisão a onda do sinal através do *array* - **Pseudo-Doppler**.

A precisão do sinal medido é maior quanto maior o número de medições, neste caso de antenas. No entanto, para que isto seja verdade também é necessário aumentar o diâmetro desse *array*. [34].

Na Figura 3.1, encontra-se representado um *array* de antenas para ilustrar o método de Pseudo-Doppler. Caso o sinal seja emitido perto da antena a norte, N, e a rotação for no sentido horário, sabe-se que a rotação de W (oeste) para N é a aproximação à fonte emissora e de N para E (este) é o afastamento. Na antena a sul, S, não terá efeito de Doppler. Concluindo-se, assim, que o sinal está a ser emitido a norte [2].

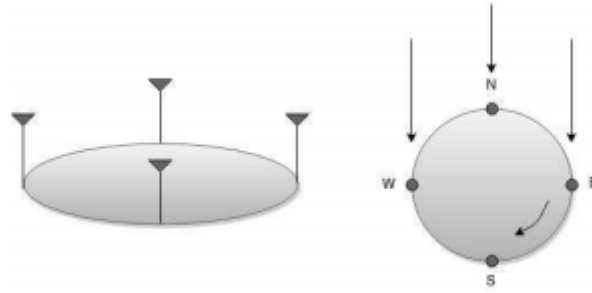


Figura 3.1: Pseudo-Doppler - *Array* de antenas [2].

3.2.1 Considerações práticas

Os sistemas Doppler DF são considerados baratos, quando comparado a outros sistemas equivalentes. Pois, utilizam antenas verticais e recetores comerciais ou improvisados. Para uma melhor performance pode-se usar recetores especializados.

Para a utilização deste método é necessário que o sinal do emissor tenha uma onda de emissão constante, *Constant Wave* (CW). Estes sistemas também limitam a gama de frequências úteis, onde maior parte dos sistemas são projetados para trabalhar em altas frequências: *Very High Frequency* (VHF) ou *Ultra High Frequency* (UHF) (< 1 GHz).

Como os sistemas utilizam antenas verticais, Doppler DF não funcionam bem para sinais polarizados horizontalmente, tendo perdas de 20 a 30 dB. Sendo estas as limitações da sua utilização [34].

3.2.2 Efeito de Doppler

De acordo com a física clássica, sabe-se que a frequência emitida, f_0 , tem um valor maior que a frequência da onda num meio, também chamada de frequência observada, f , tendo:

$$f = \left(\frac{c \pm v_r}{c \pm v_s} \right) f_0 \quad [33] \quad (3.1)$$

Onde:

c → velocidade de propagação da onda no meio;

v_r → velocidade do recetor em relação ao meio (adicionado ou subtraído a c , dependendo da sua movimentação em relação à fonte);

v_s → velocidade da fonte em relação ao meio (adicionado ou subtraído a c , dependendo da sua movimentação em relação ao recetor/observador).

No caso das velocidades v_s e v_r terem um valor inferior que a velocidade da onda, a relação entre a frequência observada e a emitida pode ser aproximada a [33][35]:

$$f = \left(1 + \frac{\Delta v}{c} \right) f_0 \quad [33] \quad (3.2)$$

Com um desfasamento dado por:

$$\Delta f = \frac{\Delta v}{c} f_0 \quad [33] \quad (3.3)$$

Como já foi referido anteriormente, ao mover a antena em direção à fonte, a sua frequência aumenta e, caso se afaste a sua frequência diminui. Uma antena com um movimento rotacional, de raio R (m) e uma frequência de rotação f_{rot} (Hz), terá uma velocidade angular de ω , dado por:

$$\omega = 2\pi \cdot f_{rot} [33] \quad (3.4)$$

3.3 Direção do Sinal

Num ambiente perfeito, onde não ocorrem reflexões nem obstáculos à emissão, o transmissor emite o sinal que viaja à velocidade da luz em três dimensões, como uma expansão esférica e a frente de onda na superfície da esfera tem uma redução constante na amplitude, devido ao espalhamento da energia contida na transmissão numa maior área.

Para simplificar a ideia, pensa-se na transmissão em 2D, onde a transmissão tem a forma de circunferências que aumentam o seu tamanho ao longo do tempo, desde o ponto da emissão até não haver sinal. Se colocarmos uma antena no meio da transmissão, o sinal vai passar pela antena e a fase da onda vai variar entre o 0° a 360° . Se medirmos a fase num determinado momento (t) ela terá o valor (P1).

Se colocarmos uma segunda antena com a mesma distância do transmissor, as antenas terão a mesma frequência e comprimento de onda tal que, a fase é igual para ambas. A Figura 3.2 ilustra essa ideia.

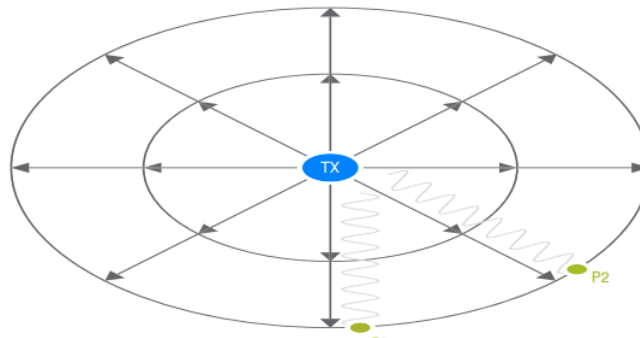


Figura 3.2: Valores de fase iguais para distâncias iguais [3].

Se aproximarmos uma das antenas do recetor (por exemplo P2), as distâncias vão ser diferentes e, conseqüentemente as fases também serão diferentes. Se formos capazes de calcular a distância entre as antenas (em linha reta) a diferença de

fase será de (P2-P1) que, juntamente com o comprimento de onda e trigonometria, permite calcular o ângulo do sinal, como ilustra a Figura 3.3 [3].

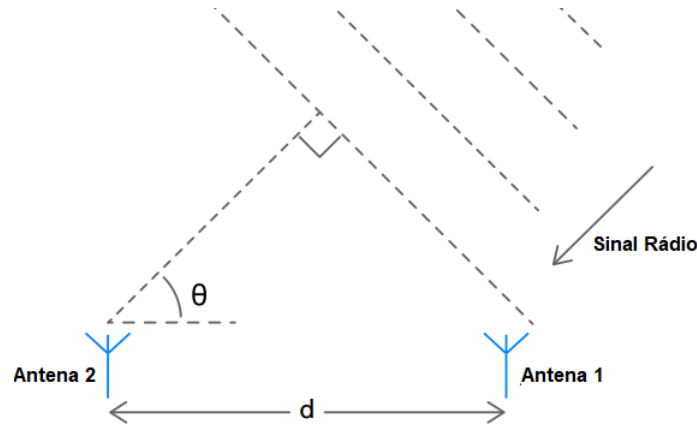


Figura 3.3: Trigonometria para o cálculo AoA [3].

Onde o ângulo θ pode ser calculado através de [4]:

$$\theta = \arccos\left(\frac{\Phi\lambda}{2\pi d}\right) [4] \quad (3.5)$$

Onde:

λ → comprimento de onda do sinal CTE;

Φ → diferença de fase entre antenas;

d → a distância entre antenas.

3.4 Constant Tone Extension (CTE)

Os métodos AoA e AoD, quando utilizados juntamente com a tecnologia Bluetooth DF, requerem a extensão CTE adicionada ao pacote de transmissão logo após o *Cyclic Redundancy Check* (CRC) e aparece como um portador *offset* não desmodulado (sequência de 1s). Como o BLE altera constantemente o valor da referência para distinguir os elementos do pacote, é necessário estabilizar a frequência do sinal ou o recetor não consegue estimar a fase do sinal. Assim sendo, a frequência exata do CTE vai depender do canal transmitido num determinado momento. Deve-se ter em atenção que esta extensão é compensada com 250 kHz acima da frequência central do canal e deve ser contabilizado para o cálculo correto da distância percorrida [4].

Os canais de transmissão podem ser de dois tipos [5]:

- *Data Channel* (DC) *Protocol Data Unit* (PDU);
- *Advertising Channel* (AC) PDU.

3.5 Amostras IQ

O Bluetooth DF utiliza amostras em IQ para a medição da fase dos sinais incidentes. O recetor mistura o sinal incidente com o oscilador local a 0° e 90° , que cria duas funções ortogonais, a fase (I) e a quadratura (Q)[4]. Na Figura 3.4 encontra-se uma breve ilustração da amostragem IQ.

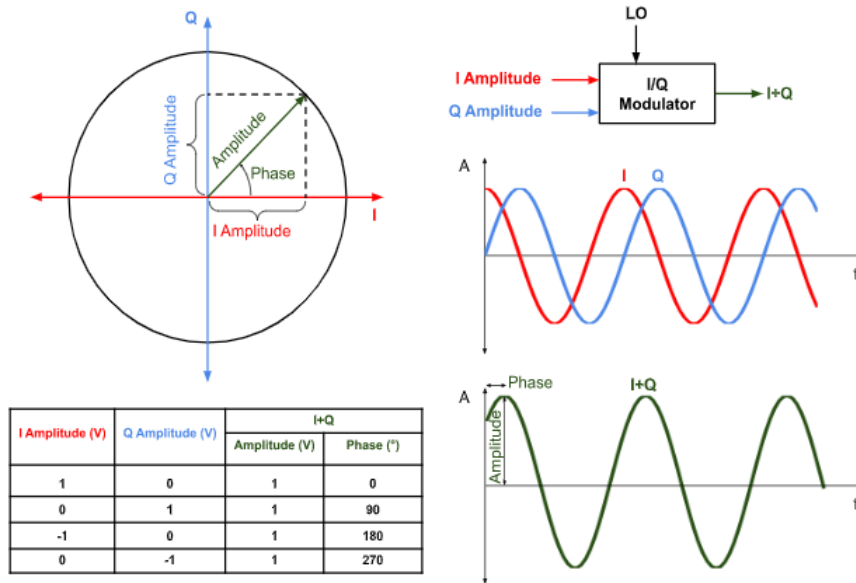


Figura 3.4: Diagrama IQ [4].

Se a amplitude for dada por A e a fase dada por Φ , através do teorema de Pitágoras temos:

$$A = \sqrt{I^2 + Q^2} [36] \quad (3.6)$$

$$\Phi = \text{atan} \left(\frac{Q}{I} \right) [36] \quad (3.7)$$

Assim, é possível estimar a fase do sinal através dos componentes I e Q. Esta é também a razão pela qual as amostras de fase podem ser representadas como valores IQ, ou fase e magnitude, o que for preferido para um dado caso de utilização [4].

Neste projeto, o microcontrolador escolhido, nRF52811, permite escolher o tipo de amostragem, podendo seleccionar magnitude e fases ou IQ. Os dados em "*Magphase*", não requerem cálculos adicionais para a obtenção das fases, como se verifica na tabela da Figura 3.5, referente ao *datasheet* [5] do chip Nordic.

| SAMPLETYPE | Field | Bits | Description |
|------------------|-----------|-------|--|
| 0: I_Q (default) | Q | 31:16 | 12 bits signed, sign extended to 16 bits |
| | I | 15:0 | |
| 1: MagPhase | reserved | 31:29 | Always zero |
| | magnitude | 28:16 | 13 bits unsigned. Equals $1.646756 \cdot \sqrt{I^2 + Q^2}$ |
| | phase | 15:0 | 9 bits signed, sign extended to 16 bits. Equals $64 \cdot \text{atan2}(Q, I)$ in the range $[-201, 201]$ |

Figura 3.5: Formatos de amostragem [5].

3.6 Ângulos de incidência

AoA é uma solução utilizada numa vasta gama de casos de uso, desde rastreamento de ativos e aplicações de segurança em indústrias de manufatura e logística até edifícios e hospitais inteligentes. Neste método, um emissor Bluetooth é rastreado pela sua posição. Este dispositivo terá uma única antena para fazer a emissão de pacotes. O recetor, no entanto, terá que controlar um *array* de antenas que recebe o sinal rádio (pacotes de emissão) e pré-processa os dados para uma estimativa angular. Os dados são enviados para um mecanismo de posicionamento, que processa vários dados provenientes de um ou mais recetores e calcula as coordenadas de localização do emissor. Se necessário, as coordenadas de localização podem ser devolvidas ao dispositivo, permitindo que o mesmo saiba a sua própria localização [37].

Numa visão mais prática, para o uso de AoA, o *array* de antenas deve-se localizar no recetor, tal como ilustra a Figura 3.6 [3].

No método AoD, o *array* de antenas encontra-se do lado do emissor. Esta arquitetura é centrada em dispositivos móveis que podem ser facilmente recarregados, como por exemplo, *smartphones*. Esta tecnologia ainda está nos seus estágios iniciais mas prevê-se que uma das suas aplicações será em serviços de localização e precisão para o mercado do consumidor [37].

O emissor envia o sinal utilizando o *array* de antenas e o recetor recebe todos esses sinais por uma única antena que seja capaz de receber pacotes Bluetooth AoD e, posteriormente, calcular a direção de origem do sinal [3]. Este método encontra-se ilustrado na Figura 3.6.

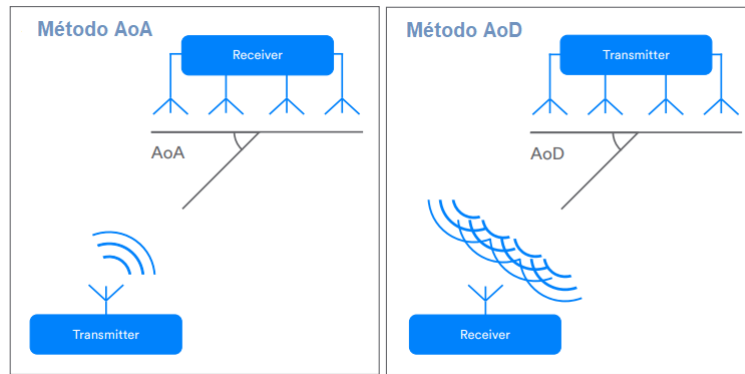


Figura 3.6: Métodos AoA e AoD [3].

3.6.1 Diferenças de fase

As soluções AoA têm apenas uma cadeia de rádio receptora que está ligada aos diferentes elementos da matriz da antena e utilizam um interruptor RF. Isto significa que é impossível obter os resultados para todas as antenas no mesmo instante temporal, sendo que apenas uma antena estará ativa num determinado momento. Assim sendo, é necessário utilizar os dados das fases recebidas para cada antena e estimar o seu valor, durante a amostragem da antena seguinte que constitui o par adjacente [6]. Este conceito encontra-se ilustrado Figura 3.7, onde φ é a diferença de fase.

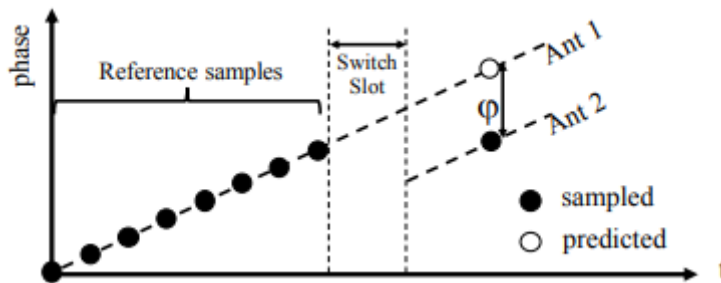


Figura 3.7: Fases obtidas e estimada para o cálculo das diferenças de fase entre duas antenas [6].

3.6.2 Estimação do AoA

A estimação do AoA é o processo pelo qual um receptor determina a origem do sinal, através da matriz de antenas. Com um *array* de duas antenas para o cálculo do ângulo do sinal recebido, como ilustrado na Figura 3.8, ambas vão receber fases do sinal emitido e, neste caso, como a propagação é paralela através do espaço, a fase de cada antena pode ser dada por Φ_{A1} e Φ_{A2} . Dado isto, a diferença de fase entre o par de antenas é dada pela Equação (3.8):

$$\Phi_{A1} - \Phi_{A2} = \frac{2\pi d \sin\theta}{\lambda} [7] \quad (3.8)$$

Onde:

d → distância entre antenas;

θ → ângulo de incidência;

λ → comprimento de onda do sinal.

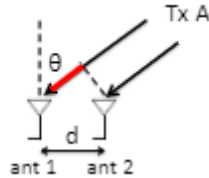


Figura 3.8: Sinal recebido em duas antenas [7].

Colocando a equação em função de θ obtém-se a estimação do AoA, como se verifica na Equação (3.9):

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{\lambda \cdot (\Phi_{A1} - \Phi_{A2})}{2\pi d}\right) \quad (3.9)$$

No entanto, para que a Equação (3.9) seja possível, é necessário uma detecção de fase coerente pelos elementos das antenas, tal que utilizam um *array* para que sejam perfeitamente sincronizadas tanto na fase como na velocidade do relógio[7]. No nosso caso, o conjunto de antenas é um *array* circular.

3.7 Array de antenas

Os *arrays* de antenas podem ter várias estruturas e antenas. Pelo que, deve-se entender a necessidade da informação que define cada matriz de antena para o cálculo da direção do sinal. Na Figura 3.9, encontram-se ilustrados três exemplos de *array* de antenas.

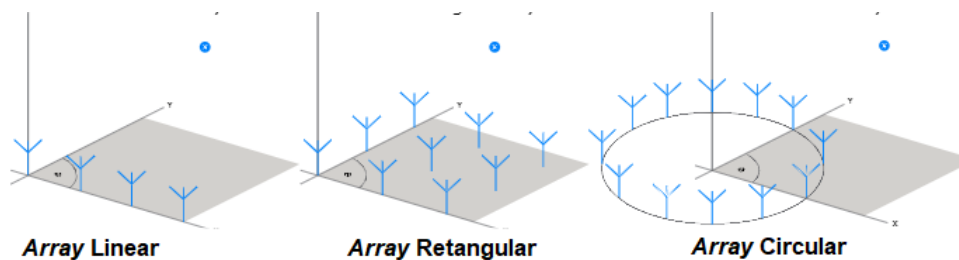


Figura 3.9: Exemplos de *arrays* de antenas [3].

Os conjuntos lineares de antenas permitem um simples ângulo de incidência, enquanto conjuntos mais complexos podem permitir dois ou mais ângulos de incidência.

Os *arrays* circulares podem ser equiparados ao círculo unitário, daí a utilização de dados em fase e quadratura, IQ. Pode-se recorrer ao cálculo do ângulo de elevação ou de *Azimuth*, como exemplificado na Figura 3.10 [3].

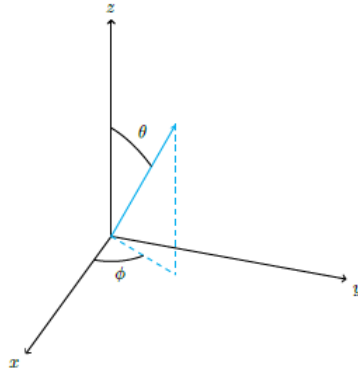


Figura 3.10: Ângulo de elevação e de *Azimuth*[8].

3.8 Sumário

Com a descoberta do Bluetooth DF, os sistemas de proximidade e posicionamento, que operam a níveis de precisão, podem ser criados para outros casos de utilização, tais como posicionamento interno, detecção de formas, rastreamento de ativos e objetos ou detecção direcional [3].

O rastreamento de ativos é a aplicação na qual obteve o nosso foco para o desenvolvimento deste projeto, uma vez que o objeto pode ser rastreado através de uma etiqueta rádio, que emite continuamente um sinal e que será recebido por outros equipamentos para o cálculo e armazenamento das informações da sua localização [2].

As matrizes de antenas e a sua comutação conseguem simular o efeito de Pseudo-Doppler para a obtenção da direção da origem do sinal emitido desde que as antenas estejam uniformemente distribuídas pela matriz.

As fases são retiradas ao longo da trama CTE e vêm em amostras IQ, no entanto, o microcontrolador selecionado para o projeto faz o cálculo automático das mesmas para o intervalo de $[-201, 201]$, fornecendo a possibilidade de obter diretamente as fases ou escolher as amostras em fase e quadratura e, posteriormente, fazer o cálculo das fases através delas.

O cálculo do ângulo incidente pode ser feito através do ângulo de elevação ou *Azimuth* e é medido pela frente de onda que a antena receber, o sua estimação precisa das amostras de fase reais, obtidas durante os períodos de amostragem das antenas, e das fases estimadas.

Capítulo 4

Abordagem proposta

Neste capítulo utiliza-se a informação fornecida no Capítulo 3 para fazer uma expectativa de funcionamento AoA para uma matrizes de oito antenas. Este prognóstico permite prever os resultados experimentais permitidos e avançar com simulações que comprovem o seu funcionamento e permitem validar tanto o código Octave como os dados obtidos.

Após as simulações faz-se uma introdução ao hardware utilizado e ao ambiente de programação e, por fim, apresenta-se os fluxogramas do código juntamente com alguns excertos e explica-se os registos necessários ao funcionamento da tecnologia BLE AoA.

4.1 Avaliação preliminar

A avaliação preliminar tem como objetivo simular o funcionamento ideal da placa INESC TEC nomeada de WavecomRAv1. Para além disso, é feita uma simulação em Octave para prever as fases recebidas e os ângulos calculados.

4.1.1 Modelo

A determinação do ângulo incidente baseia-se na receção de fases da onda nas diversas antenas, onde é calculada a diferença, dada por $\Delta\theta$. Como a placa tem oito antenas distribuídas, de forma uniforme, e as suas diferenças de fase dependem da distância percorrida pela frente de onda entre pares de antenas, é possível determinar o ângulo incidente da onda.

A Figura 4.1 contém ilustrações de três ângulos diferentes de incidência da onda, num plano reto com um par de antenas. No caso **a**), a onda incide com um ângulo máximo de 90° , a antena 1 é a primeira a recebê-la e o valor das diferenças de fase terá valor máximo. Na Figura 4.1 **b**), a frente de onda incide com um ângulo de 0° e ambas as antenas recebem-na ao mesmo tempo, ao não haver distância percorrida entre elas faz com que a sua diferença de fase seja nula (zero). No caso **c**), o ângulo de chegada está compreendido entre os 0° e os 90° , não sendo determinado, sabendo que as antenas têm uma distância entre si, que será percorrida pela frente de onda, a sua diferença de fases terá um valor entre zero e o máximo.

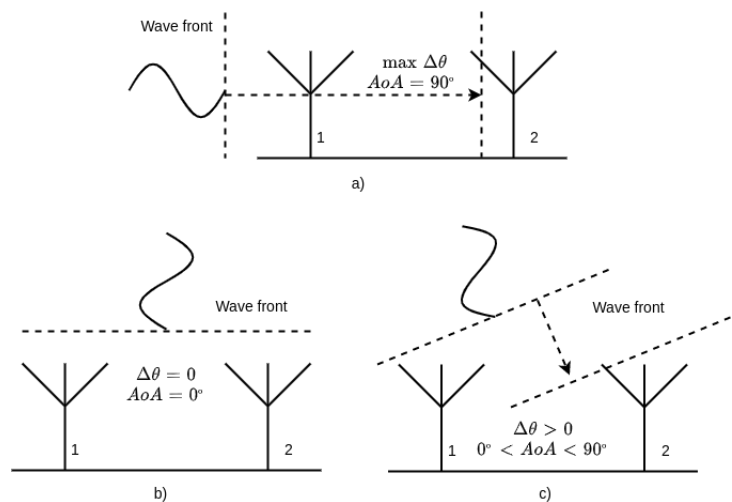


Figura 4.1: Exemplos de incidência da onda num par de antenas para diversos ângulos de chegada.

Para o caso de um plano circular com oito antenas, o conceito é idêntico para todos os possíveis pares de antenas. A simetria da placa WavecomRAv1 simplifica a implementação de código e de cálculos das diferenças de fase e ângulos de chegada.

A Figura 4.2 ilustra a propagação da frente de onda para um ângulo de incidência. As antenas são amostradas em sequência no sentido horário, com início na antena **A1**. Portanto, a primeira diferença é referente ao par **A1-A2**. Assim, verifica-se que a frente de onda é recebida no ponto **A1**, percorre uma distância **d1**, é recebida em **A2** e, com as diferenças de fase e através do teorema de Pitágoras é possível determinar o ângulo de incidência.

Visto que para cada par de antenas a amostragem a cada antena é fetuada em momentos temporais diferentes, a diferença de fase da onda, Δt , é calculada através de uma previsão do valor da fase da primeira antena ao momento de amostragem da segunda. Por exemplo, para calcular a primeira diferença de fase, as amostras obtidas para a antena **A1**, no intervalo temporal Δt_1 , são utilizadas para prever o valor de fase em **A1** no momento temporal de amostragem de **A2**, Δt_2 . Visto que a fase incrementa monótona e linearmente (neste caso, $\approx 90^\circ/\mu s$, dada a frequência

de 250 kHz da modulação do tom constante), a previsão de fase de **A1** necessita apenas da diferença entre Δt_1 e Δt_2 , e dos valores de fase de **A1** durante Δt_1 [6].

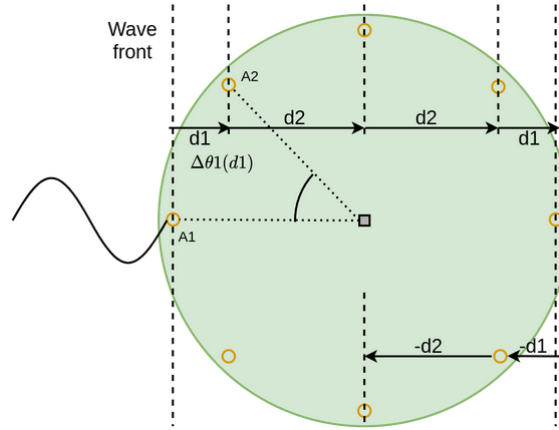


Figura 4.2: Exemplo de incidência da frente de onda na placa circular com oito antenas.

Posto isto, é possível prever as ondas esperadas no ambiente experimental através do cálculo das diferenças de fases teóricas para uma configuração espacial de oito antenas. Na Figura 4.3 encontra-se ilustrado o modelo teórico para vários ângulos de incidência, compreendidos entre os 0° e os 90° . Cada linha representa as diferenças de fase entre os pares de antenas consecutivos, referentes a cada ângulo de incidência, numa rotação completa. O código para esta representação gráfica foi desenvolvido pelo INESC TEC.

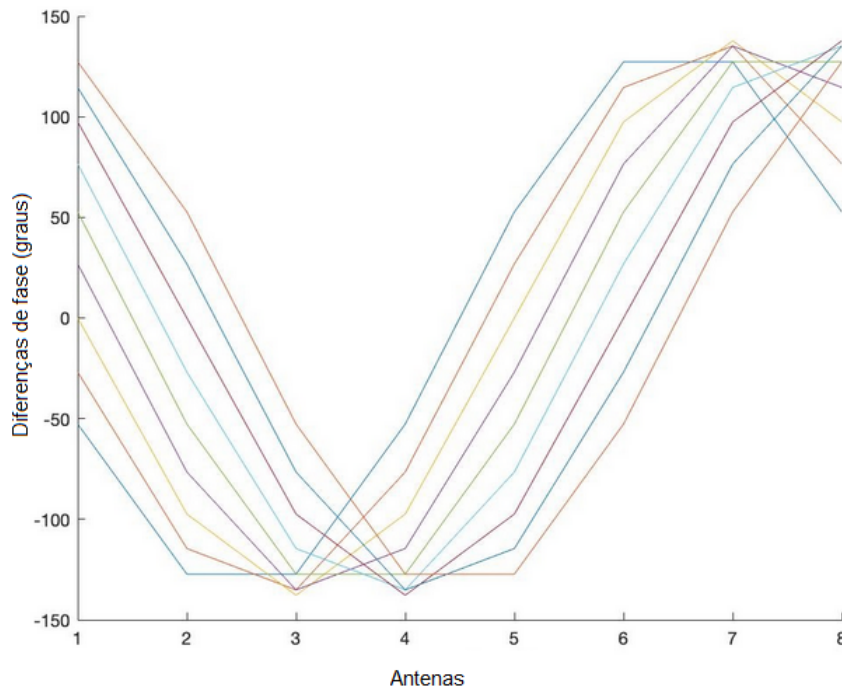


Figura 4.3: Gráficos das diferenças de fase para o n-ésimo par, modelo teórico.

Como se pode verificar, devido à simetria da placa, qualquer ângulo incidente resulta numa sequência de valores com perfil sinusoidal, não sendo, no entanto, uma sinusóide matematicamente estrita.

4.2 Simulação

Nesta seção serão feitas algumas simulações em Matlab/Octave que permitem prever o funcionamento do hardware para matrizes de duas e oito antenas. Inicialmente faz-se uma introdução ao ruído gaussiano, uma vez que este tem grande impacto nas ondas obtidas no recetor e nos cálculos futuros. De seguida, explica-se as simulações para uma matriz de duas antenas, da qual é possível calcular os ângulos incidentes através de uma função, ao contrário da matriz de oito antenas que torna-se impossível o cálculo do ângulo incidente através da função, pelo que é necessário explicar o método utilizado. Esta simulação é possível graças à compreensão da geometria da placa e do modelo teórico, anteriormente descrito.

O código MATLAB/Octave responsável pela geração de amostras simuladas é da autoria do INESC TEC. Este contém os pontos de coordenadas das diferentes antenas que constituem a placa, entre $[0, 2\pi]$ (relativo a um ângulo de incidência de 0°), converte o ângulo de incidência fornecido para radianos e calcula o valor das fases de cada antena para o instante de tempo $t = 0$. Através do período de

amostragem e do comprimento da trama CTE fornecidos, calcula o todas as fases para as 8 antenas e volta a convertê-las para graus. Após isso, seleciona as antenas uma a uma, retira-lhes oito amostras e armazena num só *array* para simular a amostragem do valor da fase através do *switch* RF na placa recetora.

Uma vez que a trama CTE tem uma duração entre $16 \mu s$ – $160 \mu s$, o procedimento anterior será reiniciado até ao final da trama. As amostras recolhidas vêm num único vetor coluna para igualar o formato das amostras experimentais e testar o código MATLAB/Octave necessário para as diferenças de fase e cálculo dos ângulos. No final, permite a adição de ruído Gaussiano de média zero.

4.2.1 Efeito do ruído Gaussiano no cálculo de diferenças de fase

A simulação do ruído serve para adicionar ruído branco, também conhecido como ruído Gaussiano, sendo incerto que este ruído branco de média zero seja o real obtido nas experiências. Este encontra-se presente nas placas, devido aos diversos componentes existentes e no ambiente de propagação da onda, devido a equipamentos Bluetooth ou WiFi que possam interferir na comunicação e afetar na leitura dos ângulos. Para determinar o efeito do ruído na qualidade das diferenças de fase calculadas, o código Octave fornecido permite o acréscimo de ruído Gaussiano, em graus, às ondas simuladas recebidas. Este ruído é acrescentado de modo aleatório e não considera a alternativa de haver ruídos diferentes para cada antena. No entanto, caso se adicione o mesmo valor de ruído às oito antenas, como a sua média é zero, as diferenças de fase vão manter-se iguais (dando a impressão do ruído estar a anular-se).

O estudo do ruído foi feito para a matriz de oito antenas, presente no hardware utilizado, com três valores possíveis de ruído branco e notou-se que a receção da onda é bastante afetada pelo mesmo. A Figura 4.4 encontra-se as ondas de diferenças de fase, para 45° de ângulo de incidência e, acréscimo de ruído em graus, de valores: 0° , 5° , 10° e 20° .

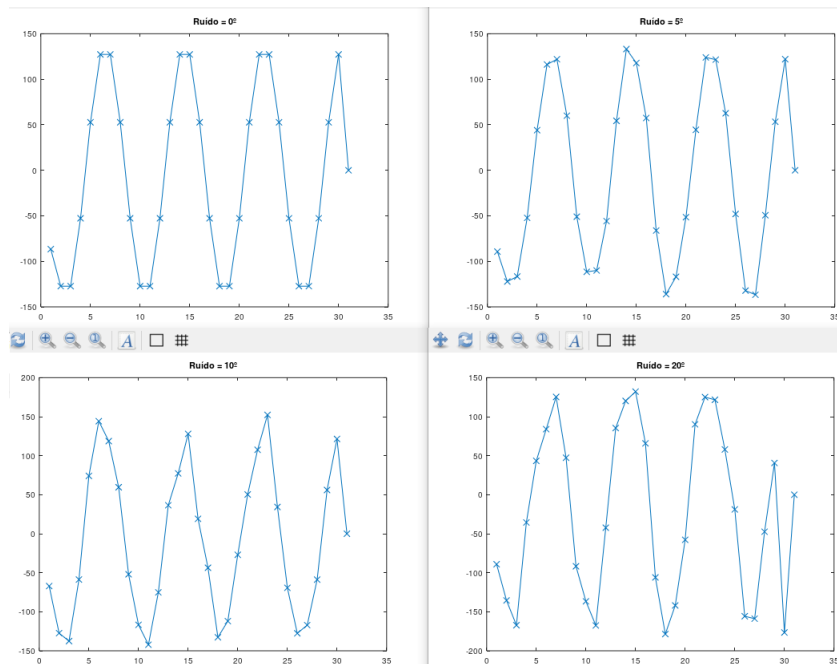


Figura 4.4: Efeito de vários níveis de ruído na medição de fases individuais (por antena) no cálculo de diferenças de fase final.

Como se pode verificar o acréscimo de ruído distorce a onda das diferenças de fase. Assim sendo, escolheu-se adicionar um ruído branco de 5° para as próximas simulações.

Simulou-se a onda para um ruído de 50° e 100° , afim de analisar se haveria periodicidade com alguma distorção ou se simplesmente deixaria de surgir um perfil periódico tipo sinusoidal. Com o resultado obtido na Figura 4.5 é possível verificar que a onda de diferenças de fase não tem mais um perfil sinusoidal e dificulta o cálculo do ângulo incidente.

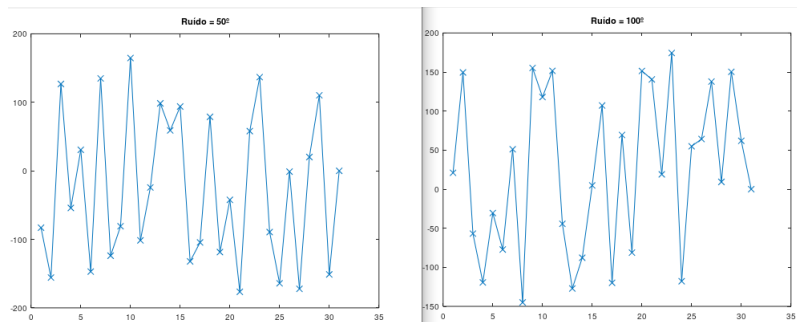


Figura 4.5: Onda simulada para ângulos de ruído de 50° e 100° .

4.2.2 Duas antenas

A simulação da recepção para duas antenas foi importante para se poder comparar ao dados obtidos no Capítulo 5. Adaptou-se o código fornecido para oito antenas

para a utilização de apenas duas antenas e compreendido entre $[\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2}]$, um excerto desta adaptação está presente no Anexo A.

Inicialmente o código simula duas ondas, uma para cada antena e, mediante o valor dado para a comutação, amostra cada uma dessas ondas. Na Figura 4.6 encontram-se ilustradas as duas ondas geradas para cada antena (gráfico de cima) e a simulação da obtenção da informação no microcontrolador, que depende do tempo de comutação e da quantidade de amostras retiradas (gráfico de baixo). Para este exemplo utilizou-se um período de comutação de $4 \mu s$, um período de amostragem de $500 ns$, que fornece oito amostras por antena e não foram simuladas as amostras do período de referência e um ângulo de incidência de 45° . A trama CTE simulou-se no seu valor máximo de $160 \mu s$, (estes dados são iguais para os testes na placa).

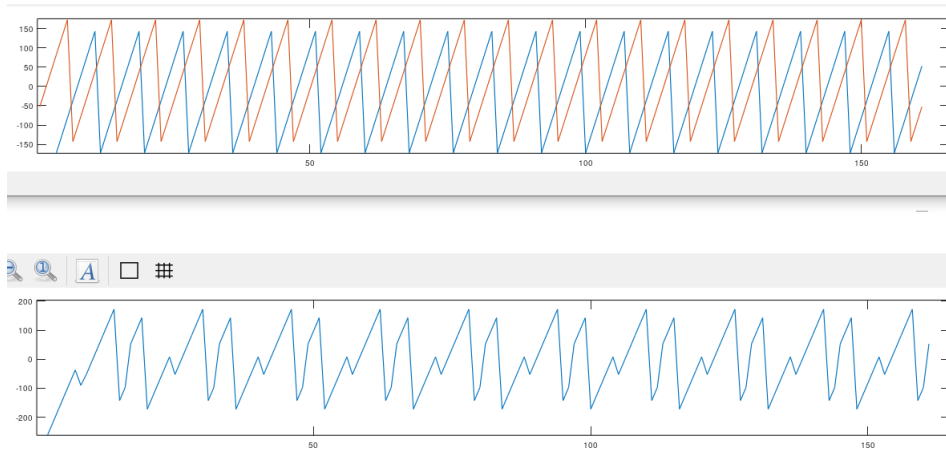


Figura 4.6: Fases em bruto de duas antenas (gráfico de cima) e simulação das fases obtidas pelo microcontrolador (figura de baixo)

Com as fases em bruto simuladas, pretende-se fazer um desenrolar das fases recebidas para que um conjunto de oito amostras da mesma antena seja crescente, este método é chamado de *unwrap*. Através do código referente ao *unwrap* e às diferenças de fase, obtém-se um conjunto de valores que serão utilizados para o cálculo do ângulo incidente. A simulação é feita para duas antenas e espera-se obter um *unwrap* de retas paralelas e as diferenças de fase devem formar uma onda triangular, visto que a diferença de fase entre um único par é equivalente em valor absoluto e varia apenas em sinal em função da ordem de amostragem, como se confirma na Figura 4.7.

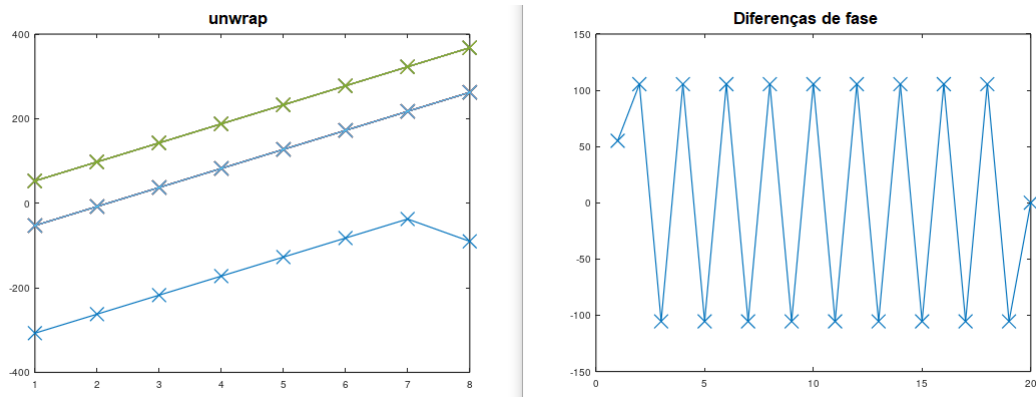


Figura 4.7: *Unwrap* das fases simuladas (esquerda) e onda das diferenças de fase (direita)

O cálculo do ângulo é dado pela função:

$$\theta = \text{acos}\left(\frac{\Phi \cdot \lambda}{2 \cdot \pi \cdot L}\right)$$

Onde:

$\Phi \rightarrow$ diferenças de fase

$L = 0.045687 \text{ m} \rightarrow$ distância entre antenas

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ (ms}^{-1}\text{)}}{2.4 \cdot 10^9 \text{ (s}^{-1}\text{)}} = 0.125 \text{ m}$$

Posto isto, é possível calcular o seu ângulo incidente (que neste caso já se sabe que é de 45°), obtendo resultado com uma incerteza de 5° :

$$\theta_{\Phi_2 - \Phi_1} = 39.564^\circ$$

$$\theta_{\Phi_1 - \Phi_2} = 45.334^\circ$$

4.2.3 Oito antenas

A simulação para as oito antenas é facilitada pelo conhecimento da simetria existente na matriz de oito antenas. Para esta simulação utilizou-se a mesma informação de tempo que na seção anterior.

Mantendo a mesma lógica da simulação das ondas para duas antenas, o programa gera uma onda para cada antena e, mediante o tempo de comutação e de amostragem, amostra os valores referentes a cada instante de tempo e antena, obtendo os gráficos da Figura 4.8.

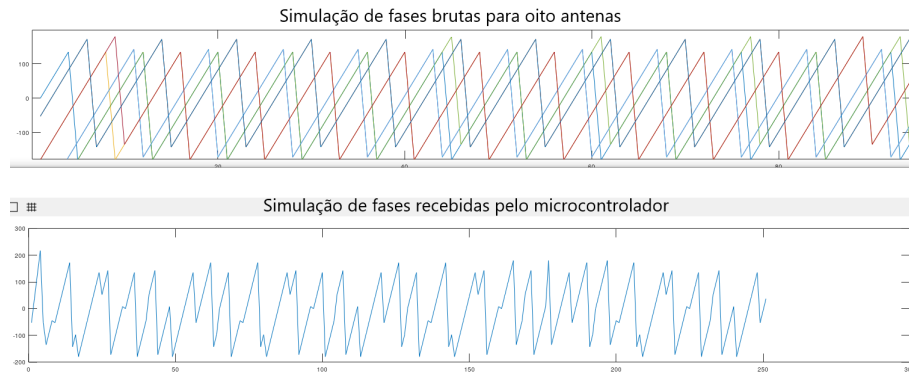


Figura 4.8: Simulação de fases brutas para oito antenas e fases amostrada no microcontrolador.

Nesta simulação foram utilizados 0° de ruído branco e 0° de ângulo de incidência, o seu *unwrap* e diferenças de fase encontram-se respetivamente ilustradas na Figura 4.9.

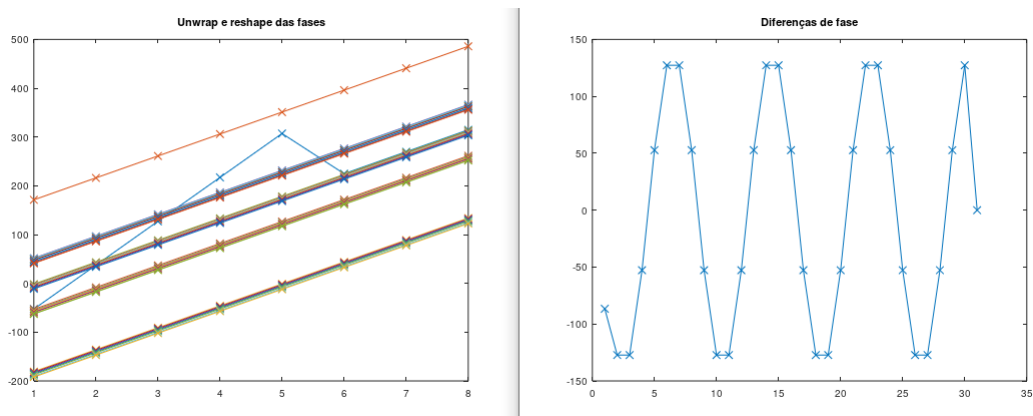


Figura 4.9: *Unwrap* das fases simuladas para oito antenas e respetivas diferenças de fase.

Ao alterar o ângulo de incidência, a onda simulada vai assumir uma forma de onda, igual ou similar, como representa a Figura 4.3. O seu *unwrap* é similar ao demonstrado.

O calculo dos ângulos entre antenas vai ser uma onda semi-quadrada, devido à simetria da placa e, para diferentes ângulos incidentes essa onda vai variar no tempo. Na Figura 4.10, a laranja, está representado o calculo dos ângulos para um ângulo incidente de 0° e, a azul, para 50° .

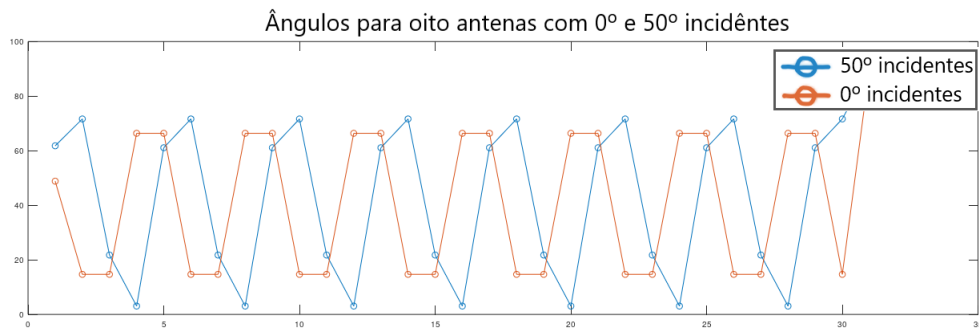


Figura 4.10: Ondas dos ângulos calculados através das ondas de diferença de fase com 0° de ângulo incidente (laranja) e 50° incidente (azul).

Cálculo do ângulo incidente

Ao contrário da simulação para duas antenas, o cálculo do ângulo incidente para uma matriz de oito antenas não é tão linear e utiliza a onda das diferenças de fase do ângulo que se pretende obter e compara-se com a onda de diferenças de fase para 0° de ângulo de incidência e ruído, (Figura 4.10). Esta comparação permite identificar o valor de desfasamento das ondas, como se verifica na Figura 4.11, onde a onda a azul representa a onda de referência de diferenças de fase para 0° e a onda a laranja representa as diferenças de fase para o ângulo incidente de 50° .

Sabendo que a placa contém oito antenas numa matriz circular tem-se $\frac{360^\circ}{8_{antenas}} = 0.0222$, isto significa que o desfasamento do perfil sobre este eixo é de 1° a cada 0.0222, este valor de tempo foi ajustado no código que simula a geração de ondas, para 0.0218. Assim, determinam-se as intersecções entre os perfis e o valor de 0° , subtraindo o tempo de um valor pelo outro e dividir essa subtração pelos 0.0218, obtém-se o cálculo incidente.

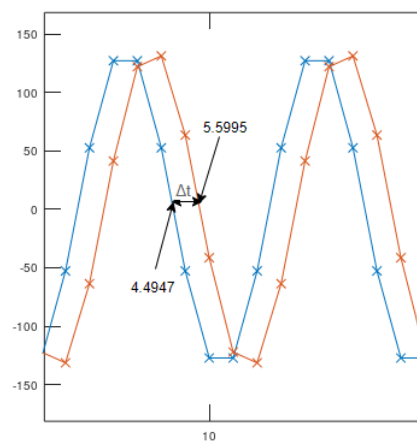


Figura 4.11: Desfasamento entre a onda simulada para 0° de incidência e de 50° .

Para este caso, o cálculo do ângulo incidente é de:

$$\theta_{incidente} = \frac{5.5995 - 4.4947}{0.0218} \rightarrow \theta_{incidente} = 50.6^\circ$$

Simulações com ruído

O ruído é importante para este projeto e, não só dificultou o cálculo dos ângulos incidentes como também nos fez questionar se estaria presente no canal de transmissão ou nos componentes da placa.

Testou-se para o caso de a onda sofrer 5° de ruído branco (como testado para 2 antenas), o cálculo dos ângulos entre antenas tornava-se quase impossível, obtendo os gráficos da Figura 4.12, do lado esquerdo encontram-se as diferenças de fase com ruído e do lado direito encontra-se o gráfico para o cálculo dos ângulos entre antenas, como se obteve valores imaginários nos seus cálculos o gráfico não tem um perfil de onda quadrática como a da Figura 4.10.

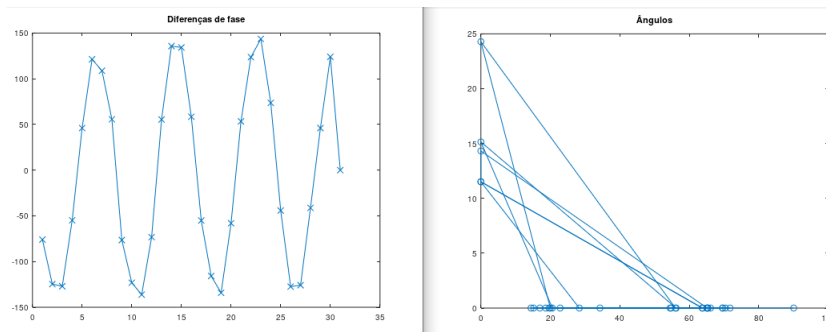


Figura 4.12: Diferenças de fase e cálculo de ângulos, de 8 antenas, para um ruído de 5° .

Como se pode verificar, este gráfico não tem simetria sinusoidal, isto acontece devido a algumas diferenças de fase terem um valor superior a 134.97° .

A função de cálculo do ângulo é dada por:

$$\theta = \text{acos}\left(\frac{\Phi \cdot \lambda}{2 \cdot \pi \cdot L}\right)$$

Onde:

$\Phi \rightarrow$ diferenças de fase

$L = 0.045687 \text{ m}$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ (ms}^{-1}\text{)}}{2.4 \cdot 10^9 \text{ (s}^{-1}\text{)}} = 0.125 \text{ m}$$

Sendo c a velocidade da luz e f a frequência da onda emitida = 2.4 GHz. Sabendo que o ângulo pretendido é de 0° , conseguimos obter a diferença máxima de fases:

$$0 = \text{acos}(\Phi \cdot 0.4245) \Leftrightarrow \frac{\cos(0)}{0.4245} = \Phi \Leftrightarrow \Phi = 134.97^\circ$$

Deste modo, caso as diferenças de fase sejam superiores a esse valor, será preciso utilizar algum método que possibilite diminuir esse valor para calcular o ângulo incidente. O que torna os resultados previsíveis para valores reduzidos de ruído.

4.3 Desenho do Hardware

O hardware do INESC TEC, nomeado de WavecomRAv1, contém um *System on a Chip* (SoC) nRF52811, do fabricante Nordic Semiconductors, que implementa a tecnologia do BLE 5.2 e é capaz dos melhores e mais recentes recursos do BLE 5.1, nomeadamente DF. A Nordic fornece um *Software Development Kit* (SDK) que ajuda no desenvolvimento de software para a sua família de chips nRF52, à qual pertence o nRF52811, e o kit de programação e simulação, nRF52840 DK [12]. A placa tem um diâmetro de 12 cm, uma matriz de oito antenas distribuídas de forma uniforme ao longo do seu perímetro, um *switch* RF para a comutação de antenas e um conjunto de 10 pinos para o exterior (5 para programação e 5 para o envio de dados).

Na Tabela 4.1 encontra-se uma breve descrição das principais características do SoC utilizado no projeto.

Tabela 4.1: Características gerais do chip nRF52811 [12].

| Característica | Valor |
|------------------|--|
| Alimentação | 1.7 V a 3.6 V |
| Sensibilidade RF | -97 dBm @ BLE 1 Mbps, -104 dBm @ BLE 125 kbps |
| Potência (TX) | -20 dBm a +4 dBm, configuráveis a <i>steps</i> de 4 dB, 2.4 GHz |
| Consumo (TX) | 4.6 mA @ 0 dBm |
| Consumo (RX) | 4.6 mA |
| Consumo (Sleep) | 1.5 μ A c/ RTC <i>wake-up</i> + retenção de estado (RAM) |
| Flash + RAM | 192 kB (Flash), 24 kB (RAM) |
| Dimensões | 13 cm diâmetro |
| Outros | UART, i2C, SPI, TWI, PDM, PWM, 12-bit ADC, Nordic SoftDevice, multi-protocol |

O protótipo do hardware utilizado encontra-se ilustrado na Figura 4.13.

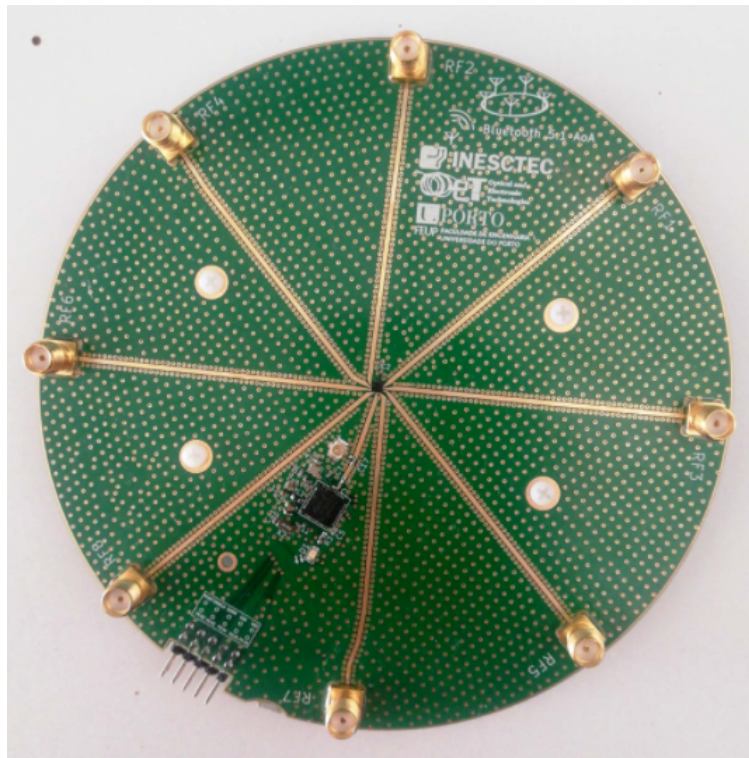


Figura 4.13: Protótipo do desenho do recetor AoA.

4.4 Software AoA

Neste capítulo, aborda-se o ambiente físico de programação e apresenta-se ao leitor o material utilizado para o *debug* de software e hardware, bem como os pré-requisitos necessários.

A apresentação e explicação do software inicia-se pelo fluxograma, que reflete na ordem cronológica do código executado e, de seguida, explica-se os registos utilizados na programação do método AoA. Uma vez que não há código exemplo para este tipo de aplicação, à medida que se explica como alterar os registos e variáveis, faz-se uma demonstração das linhas de código utilizadas.

4.4.1 Pré-Requisitos

Software e ferramentas:

- Sistema operativo Windows 10;
- SDK 17.0.2 [12];
- Segger Embedded Studio (SES) [38];
- nRF Command line Tools [39];

- J-Link V6.94 [40];
- Octave [41];
- (opcional) nRF Connect for Desktop [42];

Hardware e material:

- Placa WavecomRAv1;
- nRF52840 *DevKit* (DK);
- (3x) Cabos micro-USB-USB;
- Terminal (computador).

4.4.2 Ambiente de desenvolvimento

A placa WavecomRAv1 é customizada e contém o chip da Nordic, nRF52811, o desenvolvimento deste projeto consiste na programação de duas das placas, uma como recetor e outra como emissor. Para ser possível aceder às placas, programá-las e receber os resultados, é necessária a utilização do *DevKit* (DK) próprio para o efeito, sendo esse o nRF52840DK [12].

A utilização do DK serve para fazer a comunicação entre o nRF52811 e o ambiente de desenvolvimento de software, *Integrated Development Environment* (IDE). A comunicação entre este equipamento e o computador é executada via USB. Com a ajuda da interface RTT Viewer e J-Link consegue-se fazer o *debug* do resultado. Entre o DK e a WavecomRAv1, a comunicação é feita através dos pinos de programação, (SWDIO, SWDCLK, RESET, VDD e GND).

Na Figura 4.14 encontra-se a ilustração deste sistema, o computador contém o ambiente IDE de programação que se liga via USB ao nRF52840DK para ser capaz de programar a placa recetora, *receiver*. A placa emissora, *transmitter*, foi previamente programada para fazer a emissão de pacotes via Bluetooth, não tendo outra ligação ao sistema.

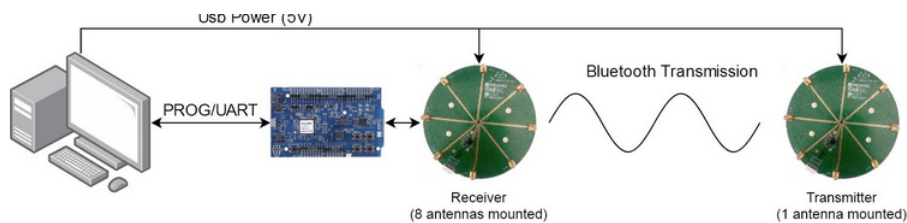


Figura 4.14: Ambiente de ligação entre as placas e o ambiente de programação.

4.4.3 Fluxograma de programação

A programação tem de ser coerente nas suas configurações e/ou declarações das variáveis e funções. Posto isto, achou-se necessário explicar não só, as linhas de código utilizadas, como também os registos já existentes no microcontrolador, presentes na Seção 4.4.4.

O fluxograma da Figura 4.15, tem como objetivo resumir e facilitar a leitura do código e do seu funcionamento.

De notar que a inicialização do relógio é igual em ambas as placas, tal como a função `radio_configure()`, diferindo nas funções de rádio `radio_configure_tx()` e `radio_configure_rx()`, nas funções de receber e enviar pacotes AoA e nos `loops` da `main`, onde o recetor aguarda a receção de pacotes para os ler e reiniciar o ciclo e o emissor apenas envia um pacote a cada 200 *ms*.

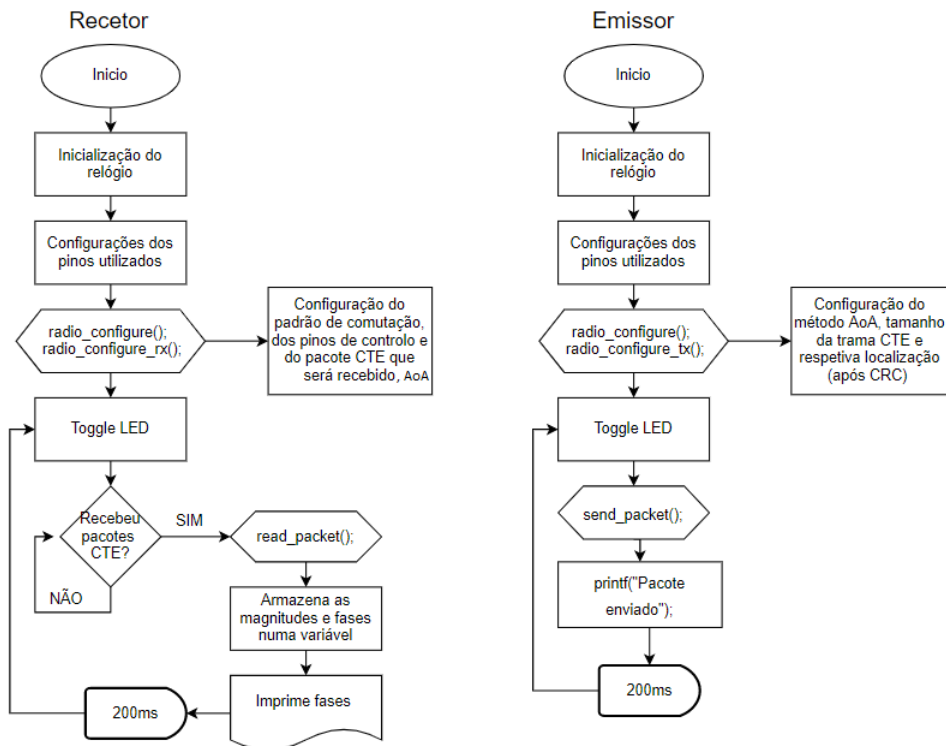


Figura 4.15: Fluxograma da programação AoA.

O recetor inicia com a configuração do relógio interno e com a configuração dos pinos utilizados para a comutação de antenas, P0.16, P0.17 e P0.18, estes pinos devem corresponder aos que ligam fisicamente o microcontrolador aos pinos de controlo do *switch*. Um outro foi configurado para alterar o estado do LED, P0.08, pelo que, tem que ter ligação ao LED no hardware.

De seguida, executa-se as configurações radio Bluetooth que contêm a potência e frequência de transmissão, as configurações dos pacotes, das tramas necessárias

à comunicação e, inclusive, a escolha do método AoA, que permite a utilização da trama CTE. A função `radio_configure_rx()` contém as configurações referentes ao recetor, tal como o padrão de comutação das antenas e dos pinos correspondentes que serão controlados pelo programa, as configurações do canal radio utilizado, *Data channel* por *default* e as definições da trama CTE, como o tamanho, os períodos de referência, amostragem e comutação e o *offset* correspondente.

Após as configurações radio, altera-se o valor do LED, *toggle*, e aguarda-se pela receção de pacotes CTE, assim que se recebe um pacote, é feita uma leitura dos dados recebidos e armazenados na *Random Access Memory* (RAM) do microcontrolador. Por último, faz-se a impressão dos dados guardados para a consola, juntamente com *prints* de informação que afirmam a receção completa dos dados e os períodos utilizados na trama. Aguarda-se 200 ms e volta-se à alternância do LED e aguarda-se novos pacotes.

Do lado do recetor, as configurações são iguais às do recetor, desde a inicialização do relógio, até às definições do radio, altera-se a função `radio_configure_tx()` onde se encontra, apenas, o tamanho da trama CTE que será enviada e a sua localização, que é após a trama CRC.

Seguidamente, faz-se a alteração do LED, envia-se um pacote Bluetooth no canal de frequência pretendido, faz-se uma impressão para a consola que confirma o envio e aguarda 200 ms para reiniciar o ciclo no *toggle* do LED.

4.4.4 Configurações *Direction Finding*

A tecnologia DF ainda é pouco explorada, tal que, não há exemplos oficiais, até à data, da sua aplicação. No entanto, a Nordic fornece um conjunto de passos e configurações que levam à programação dos métodos pretendidos, AoA ou AoD. Nas sub-seções seguintes, abordam-se os registos utilizados para o método AoA, de modo a explicar o seu conceito, funcionamento e como proceder à sua alteração. Não serão abordadas funções de leitura e envio de pacotes, funções de ligação rádio normais ou funções de *debug*, pelo facto de terem sido aproveitadas as bibliotecas do SDK, onde se encontram definidas e explicadas pela Nordic.

Configurações iniciais

O exemplo código seguinte é referente aos pinos utilizados para a comutação das antenas e à receção do pacote BLE. Sabe-se que os pinos P0.16, P0.17 e P0.18 do nRF52811 estão ligados, respetivamente, aos pinos V3, V2 e V1 do *switch* e, ao configurá-los como `GPIO_DIRSET_PIN_OUTPUT` estamos a declará-los como saídas *General-Purpose Input/Output* (GPIO) que serão automaticamente alterados durante a ligação rádio, com o padrão de comutação (explicado na Seção 4.4.4) [4].

Declara-se que queremos utilizar o registo SWITCHPATTERN para a comutação e chama-se a função radio para estabelecer as configurações do recetor. Após isso define-se a variável onde se guardará o pacotes BLE recebido.

```

1 // Set radio configuration parameters
2   GPIO_DIRSET_PIN18_Output; // P0.18
3   GPIO_DIRSET_PIN17_Output; // P0.17
4   GPIO_DIRSET_PIN16_Output; // P0.16
5   NRF_GPIO->OUT = 0x0200000; // set switch pattern 1 as the
      default output of the antenna switching
6   radio_configure();
7   NRF_RADIO->PACKETPTR = (uint32_t)&packet;

```

Listagem 4.1: Configuração inicial

As configurações seguintes, referentes aos registos, foram efetuadas dentro da biblioteca *radio_conf.c*, do SDK da Nordic. Primeiro declara-se o modo radio que se pretende:

```

1 // Set to AoA mode
2   NRF_RADIO->DFEMODE = RADIO_DFEMODE_DFEOPMODE_AoA;

```

Listagem 4.2: Declaração do método AoA

A seção seguinte inicia as configurações dos registos, começando pelo CTEINLINECONF.

CTEINLINECONF

O CTE tem um tamanho compreendido entre os 16 μ s e os 160 μ s, sendo este constituído pelo período de guarda, que contém sempre 4 μ s, pelo período de referência com 8 μ s e pelo conjunto de *Switch Slot* e *Sample Slot* que podem variar em quantidade e com durações de 1 μ s ou 2 μ s cada. Este conjunto é referente ao número de antenas, ou número de comutações entre antenas, que o programa terá. No nosso caso, teremos 8 conjuntos de *Switch + Sample Slots*, um conjunto por antena, cada *slot* terá o valor de 2 μ s. Para uma melhor compreensão da trama do CTE recorrer à ilustração da Figura 4.16.

O tamanho da trama CTE a emitir tem de ser definido tanto no emissor, como no recetor, ou seja, se o seu valor for de 24 μ s na transmissão, o recetor terá que prever a quantidade de fases que pode retirar nesse intervalo de tempo, que é definido e necessário para a comutação das antenas [4].

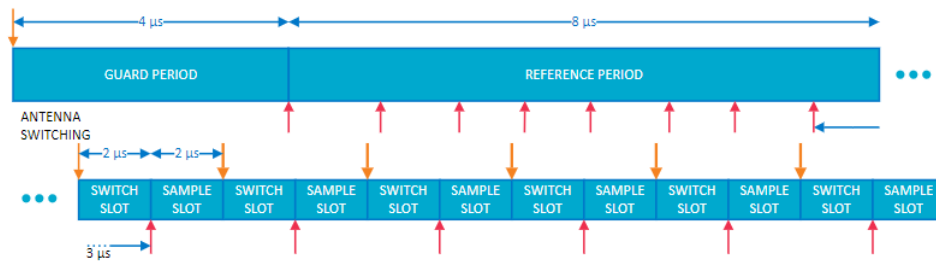


Figura 4.16: Configuração AoA para 2 µs [4].

As configurações para o modo CTE *inline* são feitas para o registo CTEINLINECONF e estão definidas na Tabela 4.2. É preciso ter em atenção os valores que vão ser utilizados para o *Switch Slot* e *Sample Slot* de modo a que as configurações não se sobreponham ou que exista valores de amostragem não retirada. Também é preciso saber o tipo de canal na qual o CTE será transmitido: *Data Channel* ou *Advertising Channel*.

Tabela 4.2: Configurações do CTE, método AoA [5].

| Configuração | Valor (ID) | Descrição |
|--------------------|---------------|---|
| CTEINLINECTRLLEN | 0 (Disabled) | Ativa a análise do CTE modo inline (CTEInfo) do pacote recebido em modos BLE |
| | 1 (Enabled) | |
| CTEINFOINS1 | 0 (NotInS1) | Localização do CTEInfo NotInS1 - AC S1 - DC |
| | 1 (InS1) | |
| S0CONF | 0x07 AC | Configuração de S0 AC DC |
| | 0x20 DC | |
| S0MASK | 0x0F AC | Configuração da mask do S0 AC DC |
| | 0x20 DC | |
| CTEINLINERXMODE1US | 1 (4 μ s) | Espaçamento entre amostras durante o período de SWITCHING CTEINLINEMODE ativo TSWITCHSPACING de 2 μ s |
| | 2 (2 μ s) | |
| | 3 (1 μ s) | |
| | 4 (500 ns) | |
| | 5 (250 ns) | |
| | 6 (125 ns) | |
| CTEINLINERXMODE2US | 1 (4 μ s) | Espaçamento entre amostras durante o período de SWITCHING CTEINLINEMODE ativo TSWITCHSPACING de 4 μ s |
| | 2 (2 μ s) | |
| | 3 (1 μ s) | |
| | 4 (500 ns) | |
| | 5 (250 ns) | |
| | 6 (125 ns) | |

Para uma melhor compreensão da aplicação destas variáveis, o seguinte excerto de código é uma possível configuração para o CTE modo *inline* desativo:

```

1 // CTE inline mode
2 NRF_RADIO->CTEINLINECONF =
    RADIO_CTEINLINECONF_CTEINLINECTRLLEN_Enabled <<
    RADIO_CTEINLINECONF_CTEINLINECTRLLEN_Pos;

```

Listagem 4.3: CTE modo inline.

DFECTRL1

O registo DFECTRL1 continua a ser preciso ter em atenção os valores pretendidos de *Switch + Sample Slots*. Na Tabela 4.3 estão os explicados os campos deste registo.

De notar que a amostragem pode ser feita com *IQ Samples* ou com *Magnitude/Phase*. Os valores são obtidos através das seguintes linhas de código, com a atenção que *i_q1* é um inteiro de 32 bits [43]:

```

1     i_data = (int16_t)(i_q1[i] & 0x0000FFFF); // I samples
2     q_data = (int16_t)((i_q1[i] & 0xFFFF0000)>>16); // Q
        samples

```

Listagem 4.4: Dados IQ.

Um exemplo de código com as configurações da Tabela 4.3 referentes aos períodos de referência, amostragem e comutação, encontra-se no excerto de código seguinte, com amostras no período de referência a cada 1 μ s, 4 μ s de comutação de antenas e amostras em MagPhase retiradas a cada 500 ns:

```

1     NRF_RADIO->DFECTRL1 = 20 <<
        RADIO_DFECTRL1_NUMBEROF8US_Pos | // CTE length
2
3     RADIO_DFECTRL1_DFEINEXTENSION_CRC <<
        RADIO_DFECTRL1_DFEINEXTENSION_Pos | // CTE after CRC
4     RADIO_DFECTRL1_TSAMPLESPACINGREF_1us <<
        RADIO_DFECTRL1_TSAMPLESPACINGREF_Pos | // (default)
        set sample spacing to 1us for the reference periodo.
        Interval between samples in the reference periodo
        -> 8us
5     RADIO_DFECTRL1_TSAMPLESPACING_500ns <<
        RADIO_DFECTRL1_TSAMPLESPACING_Pos | // Interval
        between samples in the switching period
6     RADIO_DFECTRL1_TSWITCHSPACING_4us <<
        RADIO_DFECTRL1_TSWITCHSPACING_Pos | // Antenna
        switch
7     RADIO_DFECTRL1_SAMPLETYPE_MagPhase <<
        RADIO_DFECTRL1_SAMPLETYPE_Pos; // MagPhase samples

```

Listagem 4.5: Períodos da trama CTE.

Tabela 4.3: Configurações do registo DFECTRL1 [5].

| Configuração | Valor (ID) | Descrição |
|------------------------|------------------------------|---|
| NUMBEROF8US | Min = 16 μ s | Tamanho da trama do CTE, valores em múltiplos de 8 μ s. Utilizado para o emissor (TX) mas usado no recetor (RX) se CTEINLINECTRLLEN = 0 (Disabled). Este valor ter de ser o mesmo tanto em RX como em TX. |
| | Max = 160 μ s n * 8us | |
| DFEINEXTENSION | 0 (CRC) | Adiciona a extensão CTE e faz a comutação de antenas + amostragem nesta extensão |
| | 1 (Payload) | 0 - AoA inicia no final da trama CRC 1 - A comutação e a amostragem são feitas no pacote payload |
| TSAMPLE- SPACINGREF | 1 (4 μ s) | Intervalo entre as amostras no período de referência. |
| | 2 (2 μ s) | |
| | 3 (1 μ s) | |
| | 4 (500 ns) | |
| | 5 (250 ns) | |
| | 6 (125 ns) | |
| TSAMPLESPACING | 1 (4 μ s) | Intervalo entre as amostras durante o período de SWITCHING. |
| | 2 (2 μ s) | |
| | 3 (1 μ s) | |
| | 4 (500 ns) | |
| | 5 (250 ns) | |
| | 6 (125 ns) | |
| TSWITCHSPACING | 1 (4 μ s) | Intervalo entre as comutações das antenas, estado SWITCHING. |
| | 2 (2 μ s) | |
| | 3 (1 μ s) | |
| SAMPLETYPE | 0 (IQ) | Tipo de amostragem IQ ou MagPhase: I e Q - 12 bits estendidos para 16 bits cada. |
| | 1 (MagPhase) | Mag-13 bits = $1.646756 * \sqrt{I^2 + Q^2}$ Fase- 9 bits estendidos para 16 bits: tem range $[-201, 201] = 64 * \text{atan2}(Q, I)$. |

SWITCHPATTERN

O registo SWITCHPATTERN é usado para fazer a comutação entre antenas e usa o campo DFEGPIO do registo PSEL para usar os pinos que estão ligados ao *switch*.

Várias escritas são feitas para o registo SWITCHPATTERN como um padrão a ser seguido para o controlo das antenas. As seguintes linhas de código explicam o padrão pretendido do registo e os pinos que são utilizados pelo PSEL [5]:

```

1     NRF_RADIO->CLEARPATTERN = 1; // clean pattern
2     // antenna 1 (data)+(guard/reference) = 000
3     NRF_RADIO->SWITCHPATTERN = 0x0;
4     NRF_RADIO->SWITCHPATTERN = 0x0;
5     // SWITCH PATTERN
6     NRF_RADIO->SWITCHPATTERN = 0x1; // antenna 2 = 001
7     // (...)
8     NRF_RADIO->SWITCHPATTERN = 0x7; // antenna 8 = 111
9     // RF switch control pin
10    NRF_RADIO->PSEL.DFEGPIO[0] = 0x00000010; // P0.16 -> V3
11    NRF_RADIO->PSEL.DFEGPIO[1] = 0x00000011; // P0.17 -> V2
12    NRF_RADIO->PSEL.DFEGPIO[2] = 0x00000012; // P0.18 -> V1

```

Listagem 4.6: Padrão de comutação de antenas.

A primeira escrita é o padrão do GPIO aplicado a partir da chamada de *TASKS_TXEN* ou *TASKS_RXEN* até que a primeira antena seja accionada. A segunda escrita define o padrão do período de referência e é aplicado no início do período de guarda. As escritas restantes são para a comutação de antenas e são aplicada no início de cada *Switch Slot* [5].

Este registo, padrão, deve ser alterado mediante o número de antenas e pinos que estão ligados às mesmas ou ao *switch*.

DFECTRL2

O registo DFECTRL2 está destinado ao *offset* e é configurado mediante a seleção de funcionamento durante a trama CTE, as suas configurações encontram-se descritas na Tabela 4.4 [4].

Configurações do Transmissor

Ao contrário do recetor, o emissor AoA, precisa apenas de receber três configurações, a do método utilizado (AoA), o comprimento e a localização de CTE, descritas no excerto de código seguinte. Como referido anteriormente, as configurações do emissor, embora efetuadas na placa emissora, devem estar de acordo com as configurações do recetor [44]. Um excerto de código do transmissor encontra-se descrito na Listagem 4.7.

Tabela 4.4: Configurações do registo DFECTRL2.

| Coluna 1 | Coluna 2 | Coluna 3 |
|---------------|---------------|--|
| TSWITCHOFFSET | 0 | Deslocamento do valor sinalizado após o final do CRC antes de iniciar comutação em 16M ciclos. |
| TSAMPLEOFFSET | 3 (1 μ s) | Deslocamento do valor sinalizado antes de iniciar a amostragem de 16M ciclos em relação ao início do estado de REFERÊNCIA - 12 μ s após o início da comutação. |

```

1 // Set to AoA mode
2 NRF_RADIO->DFEMODE = RADIO_DFEMODE_DFEOPMODE_AoA;
3 NRF_RADIO->DFECTRL1 = 20 <<
    RADIO_DFECTRL1_NUMBEROF8US_Pos | /*CTE length to 160
    us (max)*/
4 RADIO_DFECTRL1_DFEINEXTENSION_CRC <<
    RADIO_DFECTRL1_DFEINEXTENSION_Pos; /*Add CTE after
    the CRC (default)*/

```

Listagem 4.7: Configuração do transmissor rádio no modo AoA.

4.4.5 Pacotes AoA

O RTT Viewer é um programa, fornecido pela SEGGER, que permite receber os dados provenientes das placas, no computador, em tempo real, *Real Time Transfer* (RTT). Este programa é gratuito e útil para um *debug* inicial da placa. De futuro pretende-se enviar os dados via *Serial Peripheral Interface* (SPI), com um módulo SPI-ethernet.

Posto isto, pode-se confirmar a emissão de dados, exemplo ilustrado na Figura 4.17, lado esquerdo, e a receção de pacotes, inclusive o número de fases que são esperadas obter (neste caso 39), ilustrado no lado direito. No exemplo obtido para a receção, alterou-se a programação para obter 39 amostras, no entanto, para os testes eram recebidas 304.

Para além dos dados recebidos no terminal (RTT Viewer), também é possível verificar fisicamente as placas, do lado da emissora, há um LED que pisca a cada 200 *ms*, sendo que, caso o programa bloqueie ou a trama CTE deixe de ser enviada, a função de enviar pacotes bloqueará o sistema e o LED manterá a sua posição anterior.

Caso o ruído seja reduzido e possibilite obter uma simetria, pode-se calcular os zeros da onda de diferenças de fase e obter o ângulo incidente, para a matriz de oito antenas. Já no caso oposto, uma possível resolução de funcionamento seria obter várias ondas de diferenças de fase, de vários pacotes, e calcular a média dos seus zeros para obtenção do ângulo de chegada. No entanto, para o caso de veículos em constante movimento, obter vários pacotes para o mesmo ângulo incidente pode não ser o método mais eficaz. A Nordic fornece um SDK que contém vários exemplos de comunicação via rádio, da especificação Bluetooth 5.0 e foi utilizado como modelo base para o projeto, juntamente com um *white paper* sobre as configurações do *Direction Finding* (DF) do BLE 5.1. A programação é feita através do SES IDE com a ajuda do nRF52840 DK, que permite a conexão entre o hardware, WavecomRAv1, e o computador.

Todos os registos necessários ao funcionamento do projeto foram explicados de modo a ser possível selecionar o tipo de transmissão pretendida. A programação da comunicação utiliza o valor máximo da trama CTE: 20×8 (NUMBEROF8US) = $160 \mu s$, com $8 \mu s$ de período de referência, na qual são retiradas amostras a cada $1 \mu s$, as antenas comutam a cada $4 \mu s$ e, durante esse período, são retiradas amostras em MagPhase a cada 500 ns. No total, são 304 amostras recebidas e impressas na consola onde, posteriormente, são utilizadas para o cálculo do ângulo de chegada.

Recentemente, a Nordic lançou um exemplo de implementação do método AoA para o microcontrolador nRF52832, em Zephyr, não sendo possível utiliza-lo no SES. No entanto, fornecem ajuda através do seu fórum *DevZone*.

Capítulo 5

Avaliação experimental

Neste capítulo estão relatados os processos de depuração do hardware, testes à comunicação e comutação de antenas, resultados obtidos e respectivas análises e abordagens. Começando por testar as diferenças de fase num ambiente não controlado.

5.1 *Batch de Placas #1*

Na avaliação experimental teve-se em consideração o uso de dois ambientes de testes, um ambiente interior, como um quarto por exemplo, na qual as placas se encontravam a uma distancia de 1-2 m (aproximadamente) e o outro na câmara anecóica, com uma distancia de 5 metros.

Os dados recolhidos e relatados nesta secção não eram, consistentemente, o esperado fazendo notar alguns erros de procedimento e hardware, como será relatado nos sub secções seguintes.

5.1.1 Testes em ambiente não controlado

Os processos experimentais iniciaram-se num ambiente não controlado apenas para verificar a programação existente no chip (um LED deverá acender se a programação for enviada com sucesso). Um exemplo deste ambiente encontra-se ilustrado na Figura 5.1, onde as placas se encontram relativamente próximas e com linha de vista.



Figura 5.1: Ilustração do ambiente caseiro.

Os dados são enviados para a consola através do DK, onde são posteriormente utilizados para o cálculo das diferenças de fase e ângulo incidentes através do código utilizado das simulações Octave/Matlab, (não se utiliza o código referente à simulação das ondas recebidas).

Conseguiu-se converter as fases recebidas, em bruto, nas diferenças de fase entre antenas, obtendo uma onda de aspeto quase sinusoidal, como ilustra Figura 5.2. Esta onda foi recebida para as seguintes configurações:

- PHY Data Rate = 1 Mbps;
- Potência TX = +4 dBm;
- Tamanho CTE = 160 μ s
- Espaçamento de amostragem = 0.5 μ s;
- Período de comutação = 4 μ s;
- Espaçamento entre placas \approx 1 m.

Em suma, vários valores para a duração da trama CTE, intervalos de amostragem e períodos de comutação, foram testados. Sabe-se que o período de comutação deve ser maior a 2.5 μ s devido ao tempo que o *switch* demora a comutar, caso fosse inferior, algumas antenas não seriam amostradas corretamente. A trama CTE quer-se o maior possível, 160 μ s, para se obter maior quantidade de amostras e ciclos de antenas¹ e, para finalizar, o período de amostragem deve ser de *oversampling*, para se conseguir fazer as estimativa do valor seguinte das antenas e conseguir descartar alguns valores que não sejam pretendidos, como ruído ou reflexões.

A repetição do perfil sinusoidal da onda deve-se ao facto do recetor efetuar várias rotações completas de amostragem durante o CTE. O início do padrão pode ser ignorado, que é referente a uma antena no período de referência (que não é de momento utilizado).

¹Um ciclo de antenas é referente à amostragem das oito uma única vez. Quando chega à antena oito, reinicia o ciclo e volta à antena um

Sendo que este resultado foi obtido para um ângulo de incidência, a próxima validação pretendia verificar a translação do perfil sinusoidal em função de diferentes ângulos de incidência, no entanto, como ilustrado na Figura 5.3, isso não se verifica.

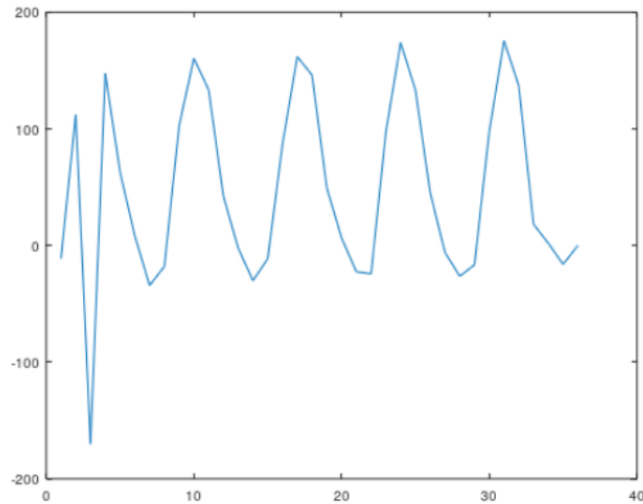


Figura 5.2: Diferenças de fase para um pacote Bluetooth.

Apesar de se verificar alguma periodicidade nas diferenças de fase entre antenas consecutivas, para os quatro ângulos de incidência (0° , 45° , 90° , 135°), não se observa o perfil sinusoidal esperado. Adicionalmente, não foi possível reproduzir o primeiro resultado experimental, Figura 5.2. Foram executadas várias iterações de software, como tentativa de obtenção do perfil sinusoidal, mas sem sucesso.

Com o intuito de excluir fatores externos, como reflexões indesejadas ou ruído de outros emissores na banda de 2.4GHz, executou-se os restantes testes num ambiente controlado, em câmara anecóica.

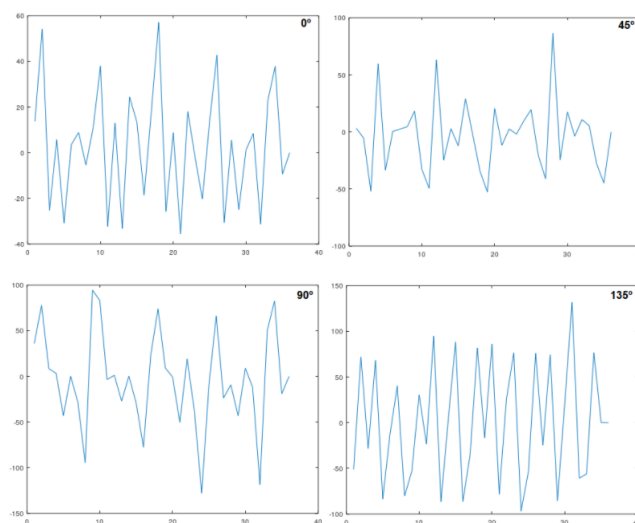


Figura 5.3: Diferenças de fase para diferentes ângulos de incidência.

5.1.2 Testes num ambiente controlado

Os dados obtidos no ambiente anterior são inconclusivos, pelo que recorreu-se à câmara anecóica como uma tentativa de exclusão de factores externos, tal como interferências de outros dispositivos ou reflexões.

Na Figura 5.4 encontram-se ilustradas as placas emissora e recetora dentro da câmara anecóica, a distância entre elas é de 4.3 m.

Neste ambiente, efetuou-se os mesmos testes de medição da progressão da fase de sinal recebido por cada antena. No entanto, os resultados afiguram-se igualmente inconclusivos, tal que, as relações entre fases de cada par consecutivo de antenas não apresenta uma progressão consistente com o modelo, como ilustra a Figura 5.5. De notar que, a nível de software, as condições são iguais às utilizadas no ambiente anterior.

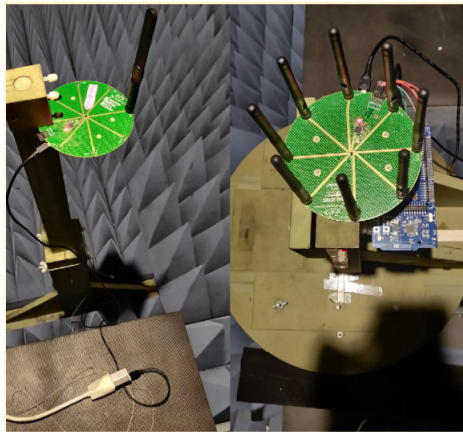


Figura 5.4: Emissor (esquerda) e recetor (direita) posicionados em suportes na câmara anecóica

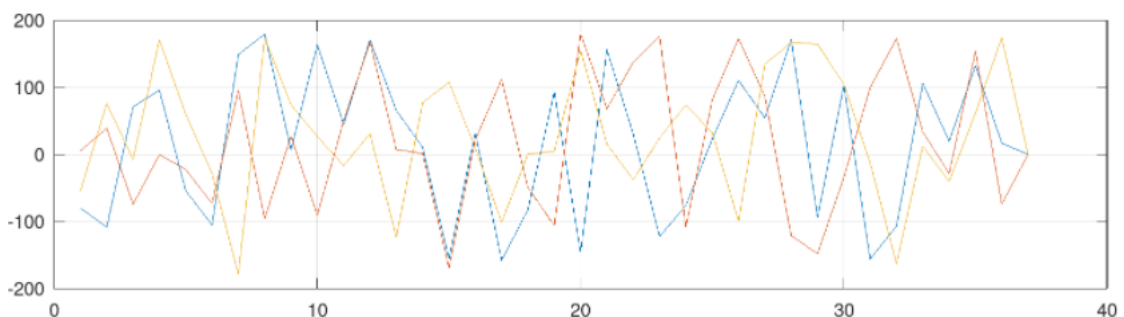


Figura 5.5: Perfil das diferenças de fase, para 3 pacotes Bluetooth, amostrados em câmara anecóica.

Com isto, as diferenças de fase entre antenas não apresentam perfil sinusoidal esperado para nenhum dos 3 pacotes exemplo. Vários padrões de comutação de amostragem, assim como a orientação relativa do emissor e receptor foram efectuados. Para despistar possíveis erros na configuração de software de amostragem,

recolheram-se amostras tanto em formato IQ, a partir das quais podem ser calculadas as respectivas fases, como em formato magnitude-fase.

5.1.3 Depuração do hardware

Uma vez que os dados experimentais não estavam de acordo com o esperado, decidiu-se fazer testes ao hardware para verificar se o seu funcionamento estava comprometido.

Teste às antenas

O primeiro teste baseou-se em comparar os valores de magnitude e fase para cada antena através de um cabo coaxial, ligado diretamente do transmissor ao recetor e alterando o software para uma única antena, de cada vez para obter a magnitude e fases que essa antena conseguia receber. Este teste encontra-se ilustrado na Figura 5.6.

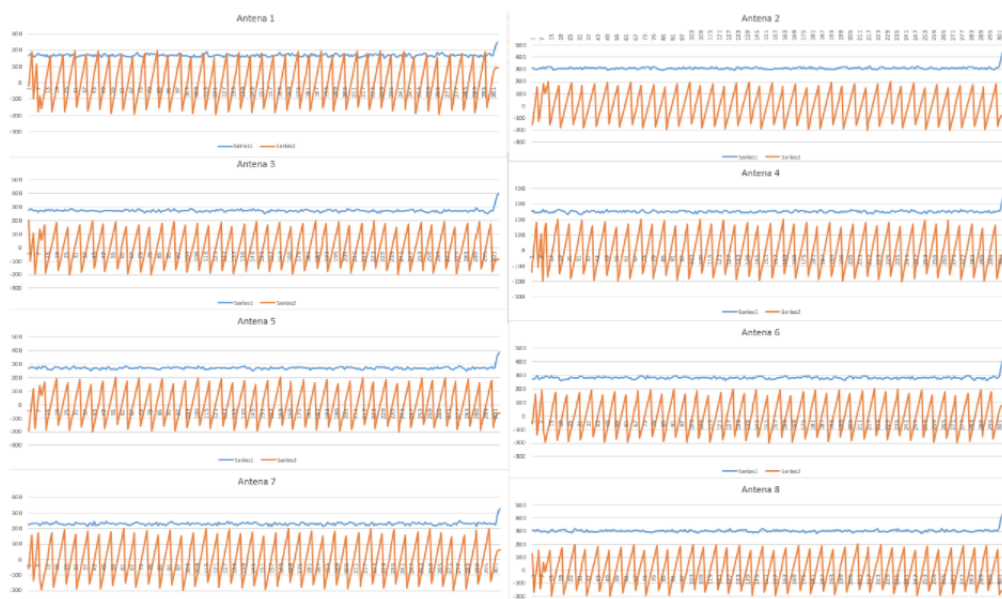


Figura 5.6: Amostras em magnitude e fase para as oito antenas.

Verifica-se que há umas alterações de magnitude para as antenas, isto pode ser devido à existência de solda presente na placa. No entanto, os gráficos encontram-se aproximados ao esperado. Efectuou-se testes com as oito antenas em funcionamento, em amostras IQ, para verificar se se obtém uma circunferência, (uma vez que se amostra as fases ao longo do tempo e as mesmas variam de 0-360), utilizando a programação para os três pacotes. A Figura 5.7 ilustra este teste.

Como se verifica, nenhum dos gráficos está como esperado. Os gráficos a) e c) não completam a circunferência e o gráfico b), referente ao segundo pacote recebido, tem valores de -25 a 20, sendo considerado apenas ruído.

Após estes testes conseguiu-se determinar que a placa não estava a funcionar, sendo que o problema poderia ser na emissão ou na receção dos pacotes.

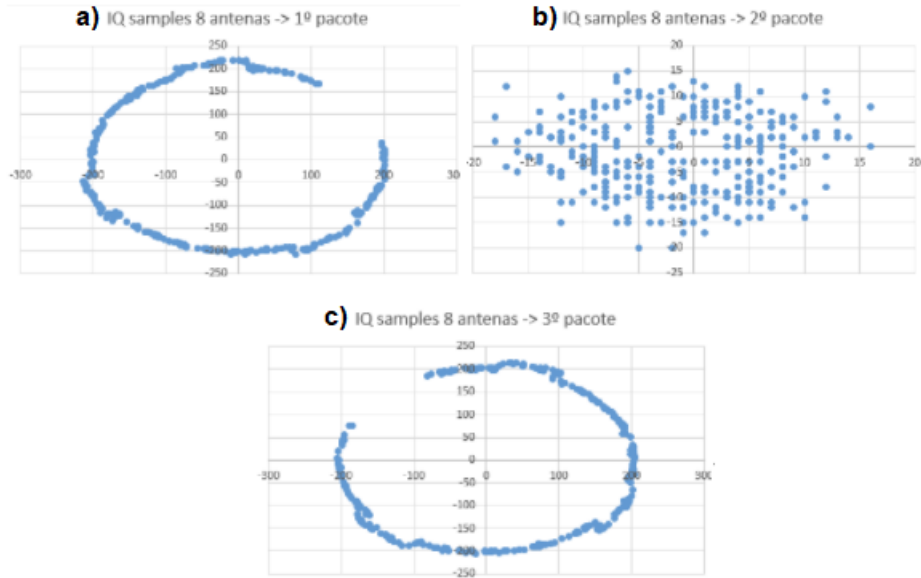


Figura 5.7: Dados IQ para as oito antenas.

Embora o exemplo da figura Figura 5.7 aparenta ilustrar que apenas uma antena não está funcional, se se fizesse o teste para cada uma delas, o resultado obtido é relativamente aproximado ao pretendido [45] e encontra-se ilustrado na Figura 5.8

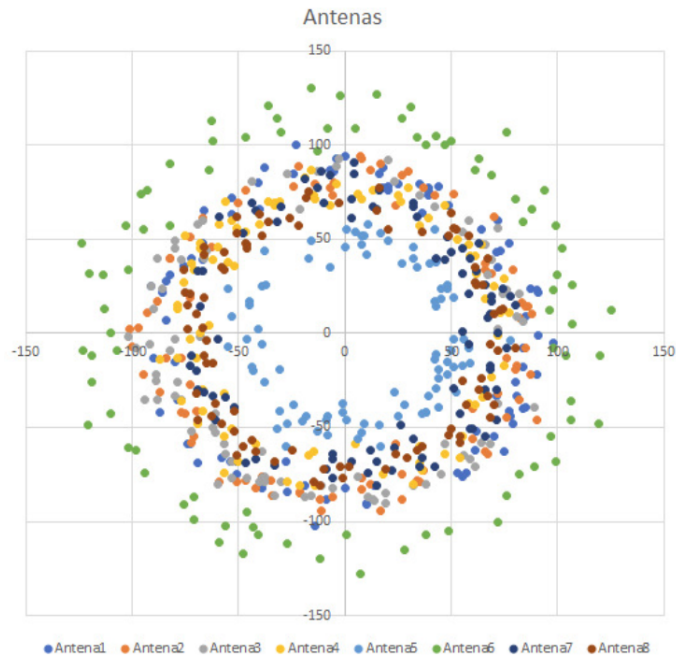


Figura 5.8: Amostras IQ para cada antena, diferenciadas por cores.

Daqui tira-se que a comutação entre antenas pode estar comprometida.

Pinos de controlo

Os níveis inconsistentes de magnitude e fase podiam ter como causa a má operação do switch (*datasheet*: [46]). Uma das causas possíveis seria a de controlo por software mal implementado, a segunda um erro de funcionamento do próprio *Integrated Circuit* (IC).

O teste ao software foi simples pois consistiu em verificar no osciloscópio, em modo *trigger*, se as tensões nos pinos de controlo obtidos e os seus valores temporais estavam de acordo com o programado. Na Figura 5.9 encontra-se a ilustração das ondas referentes aos pinos de comutação V1, V2 e V3 sendo que a onda referente ao pino V2 encontra-se como referência em ambas as figuras (o osciloscópio continha apenas 2 entradas para as pontas de prova).

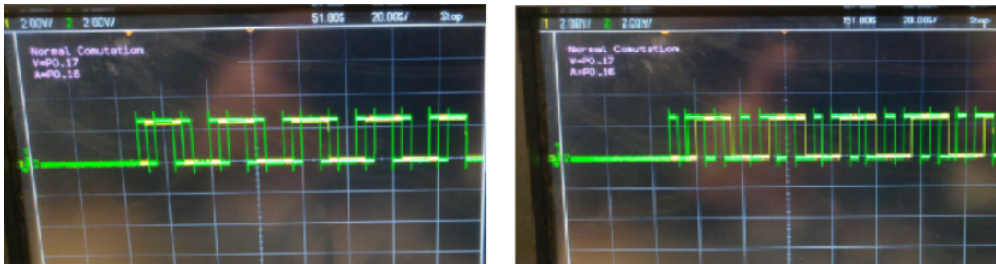


Figura 5.9: Tensão nos pinos V1, V2 e V3 do switch.

Analisando as ondas, os seus intervalos de comutação e padrão de comutação e comparando aos valores programados, demonstrados na Seção 4.4.4, os pinos de comutação estão de acordo com o esperado. No entanto, o valor da tensão dos pinos de controlo ronda os 2.5 V e, de acordo com o *datasheet* do *switch* [46] a tensão máxima permitida nos pinos de controlo é de 2.7 V, comprovando que se encontram dentro da gama de valores permitida.

Para despistar outros problemas de software, fez-se testes ao emissor. A Figura 5.10 ilustra uma configuração em que duas pistas da placa de emissão são amostradas por osciloscópio. Se o controlo do *switch* RF for efectuado correctamente, deveria ser observável um nível de tensão elevado durante a emissão na pista seleccionada. À direita observa-se o comportamento esperado: um sinal de 2.4GHz à saída de uma das portas SMA da placa. O mesmo teste foi repetido para a placa utilizada como receptora, re-programando-a com o software de emissão, para verificar deste modo a operação do switch, não obtendo o mesmo resultado.



Figura 5.10: Verificação de transmissão pela pista seleccionada, usando a placa configurada como emissora.

Como não se obteve o mesmo resultado na placa recetora, mediu-se na pista RF do microcontrolador e verificar se o mau funcionamento seria deste ou do IC de *switch*. O teste encontra-se ilustrado na Figura 5.11. Uma análise visual à placa foi feita e, embora as pistas RF consigam emitir por aproximação, a placa tinha um erro de assemblagem, como se verifica do lado direito da Figura 5.11.

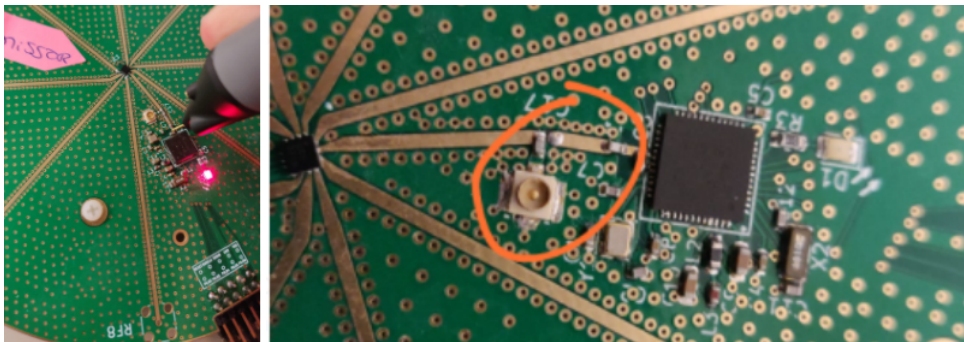


Figura 5.11: Pistas RF não ligadas (esquerda) e sinal emitido pelo chip (direita)

O condensador não estabelecia a ligação entre estas duas pistas, mas sim entre a pista do *switch* e do conector UFL² que não estava a ser utilizado. Devido a este erro, há uma probabilidade elevada de que qualquer sinal amostrado no pino RF do nRF52811 tenha sido uma combinação dos sinais RF das 8 antenas, que surge por acoplamento de sinal. Isto pode justificar os valores de fase erráticos observados por amostragem.

Devido a este erro de assemblagem, após a sua correção, justificou-se uma verificação sistemática dos pontos elétricos da placa.

²Conector RF coaxial para frequências até 6 GHz, com 2,4 mm de diâmetro

Alimentação do *switch*

As medições elétricas levaram à alimentação do *switch*, que se encontrava nos 5 V e, de acordo com o fabricante [46], o seu valor máximo é 4.8 V e o típico de 3.3 V.

O circuito de alimentação deste IC tem ligação à alimentação USB 5 V, da placa, através de uma resistência em série entre a alimentação externa e a alimentação do *switch* e um condensador para filtrar o ruído da fonte, como ilustra a Figura 5.12.

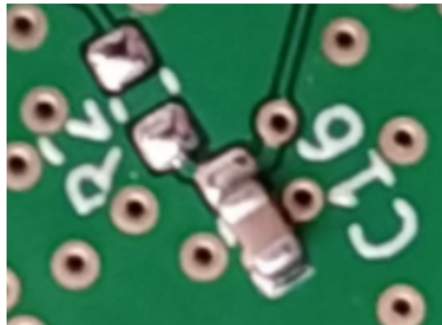


Figura 5.12: Malha de alimentação do *switch*.

O propósito do condensador C16 é o desacoplamento do ruído da fonte de alimentação e a resistência R2 estabelece uma queda constante de 2 V, originando uma tensão de 3 V para o *switch*, considerando sob assumpção que a corrente permanecia aproximadamente constante, de valor 40 μA . Para que isto fosse possível, a resistência teria que ser de valor de 50 Ω , que não era o caso, encontrando-se com 1 Ω .

Após modificação da resistência, com o intuito de colocar o sistema funcional, notou-se que a sua tensão de alimentação desceu para os 1.8 V e, pela lei de Ohm, sabe-se que para haver uma queda de 5 V para 1.8 V, com uma resistência de 50 Ω , a corrente que passa na resistência é de 64 μA , que excede a suportada [46] de 50 μA . Isto pareceu indicar que havia sofrido danos permanentes após ter sido exposto às condições operacionais anteriores.

5.2 *Batch de Placas #2*

Com os erros anteriormente descritos, optou-se por pedir a assemblagem de cinco novas placas, já com alterações e notas do que deveria ser alterado, como o valor da resistência e os condensadores que se encontravam ao longo da pista RF. A sua chegada teve um imprevisto e tiveram que voltar à empresa de assemblagem, devido ao *switch* se encontrar rodado 90° e não estava a fazer ligação correta às pistas.

Os testes às fases permaneciam inconclusivos, pelo que recorreu-se ao novo *debug*.

5.2.1 Verificação funcional ao *switch* RF

Assim, com a chegada das novas placas, para escolher a que teria um funcionamento mais apurado, utilizou-se uma como emissor AoA com tensão de transmissão de -40 dBm e ligou-se um cabo coaxial. As restantes foram programadas como recetor AoA, na qual se lia a magnitude das antenas, uma de cada vez, através do cabo coaxial e formou-se uma tabela em código de cores com as médias das magnitudes obtidas, como ilustra Figura 5.13. Este teste permite detetar possíveis erros de programação referentes aos pinos de controlo e verificar se a comutação de antenas está funcional.

| SWITCHPATTERN | RF1 | RF2 | RF3 | RF4 | RF5 | RF6 | RF7 | RF8 | TX POWER |
|---|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|----------|
| 0x00 | 167 | 65 | 44 | 0 | 21 | 39 | 25 | 38 | -40 dBm |
| 0x01 | 43 | 178 | 15 | 0 | 15 | 70 | 22 | 53 | -40 dBm |
| 0x02 | 40 | 23 | 159 | 0 | 39 | 15 | 25 | 20 | -40 dBm |
| 0x03 | 13 | 13 | 0 | 32 | 19 | 31 | 36 | 62 | -40 dBm |
| 0x04 | 26 | 21 | 45 | 0 | 163 | 16 | 47 | 23 | -40 dBm |
| 0x05 | 30 | 73 | 0 | 0 | 16 | 192 | 21 | 99 | -40 dBm |
| 0x06 | 24 | 19 | 21 | 0 | 40 | 17 | 163 | 22 | -40 dBm |
| 0x07 | 27 | 66 | 21 | 0 | 19 | 81 | 32 | 180 | -40 dBm |
| legenda: Mapa de cores para uma placa funcional | | | | | | | | | |
| SWITCHPATTERN | RF1 | RF2 | RF3 | RF4 | RF5 | RF6 | RF7 | RF8 | TX POWER |
| 0x00 | 16 | 19 | 0 | 17 | 0 | 17 | 0 | 14 | -40 dBm |
| 0x01 | 20 | 19 | 0 | 16 | 15 | 14 | 0 | 14 | -40 dBm |
| 0x02 | 16 | 20 | 17 | 16 | 0 | 14 | 0 | 15 | -40 dBm |
| 0x03 | 17 | 20 | 16 | 14 | 0 | 0 | 0 | 0 | -40 dBm |
| 0x04 | 0 | 17 | 16 | 19 | 0 | 16 | 0 | 0 | -40 dBm |
| 0x05 | 16 | 19 | 15 | 20 | 0 | 0 | 0 | 16 | -40 dBm |
| 0x06 | 16 | 19 | 16 | 16 | 0 | 19 | 0 | 0 | -40 dBm |
| 0x07 | 16 | 17 | 16 | 16 | 0 | 14 | 0 | 0 | -40 dBm |
| legenda: Mapa de cores para uma placa não funcional | | | | | | | | | |
| SWITCHPATTERN | RF1 | RF2 | RF3 | RF4 | RF5 | RF6 | RF7 | RF8 | TX POWER |
| 0x00 | 160 | 13 | 38 | 16 | 14 | 13 | 45 | 93 | -40 dBm |
| 0x01 | 29 | 17 | 23 | 14 | 0 | 14 | 43 | 93 | -40 dBm |
| 0x02 | 48 | 0 | 170 | 0 | 14 | 15 | 44 | 76 | -40 dBm |
| 0x03 | 32 | 0 | 23 | 21 | 12 | 15 | 42 | 93 | -40 dBm |
| 0x04 | 37 | 0 | 24 | 0 | 20 | 15 | 41 | 95 | -40 dBm |
| 0x05 | 31 | 0 | 22 | 0 | 0 | 14 | 40 | 92 | -40 dBm |
| 0x06 | 23 | 12 | 25 | 13 | 12 | 15 | 156 | 83 | -40 dBm |
| 0x07 | 50 | 18 | 24 | 15 | 16 | 16 | 37 | 111 | -40 dBm |
| legenda: Mapa de cores para a placa desfuncional | | | | | | | | | |

Figura 5.13: Tabelas de cores para as magnitudes das placas.

O que se pretendia com estas tabelas era observar uma diagonal a verde nas tabelas da Figura 5.13 (com magnitude maior que 100). Isto indicaria que não era medido nenhum sinal, exceto na antena selecionada como recetora, confirmando o comportamento do *switch*.

De acordo com isto, a primeira tabela é a que aparenta mais funcional, mas a sua RF4 não aparenta funcionar quando selecionada. No entanto, essa placa foi selecionada como recetora e tentar corrigir as fases dadas pela RF4 através da análise de dados.

Para se tentar entender o mau funcionamento das restantes placas analisou-se, electricamente, a placa e descobriu-se que havia placas com uma pista RF curto-circuitada à massa, exemplo da terceira tabela da Figura 5.13. Acontecendo isto, não há comutação possível entre antenas e essa mesma pista encontra-se constantemente selecionada. Como este problema apenas afetava a comutação das antenas, escolheu-se a placa para fazer a emissão de dados.

5.2.2 Medições de magnitude de sinal por antena

O teste às ondas das magnitudes, tem o mesmo princípio que o da tabela mas, em vez de utilizar a média, coloca-se todos os valores num gráfico temporal. O objetivo deste processo é conseguir obter uma onda referente a cada antena, com oito amostras para valores superiores a 100 e as restantes inferiores, dando a entender qual a antena que estaria selecionada naquele intervalo de tempo. A programação é feita para comutar entre as oito antenas, de modo a obter um gráfico aproximado ao seu funcionamento, utiliza-se um cabo coaxial para ligar a cada antena à vez e obter 304 amostras para cada antena, (este teste foi feito múltiplas vezes para verificar se havia diferenças entre pacotes enviados, obtendo sempre o mesmo resultado). A Figura 5.14 ilustra o gráfico obtido.

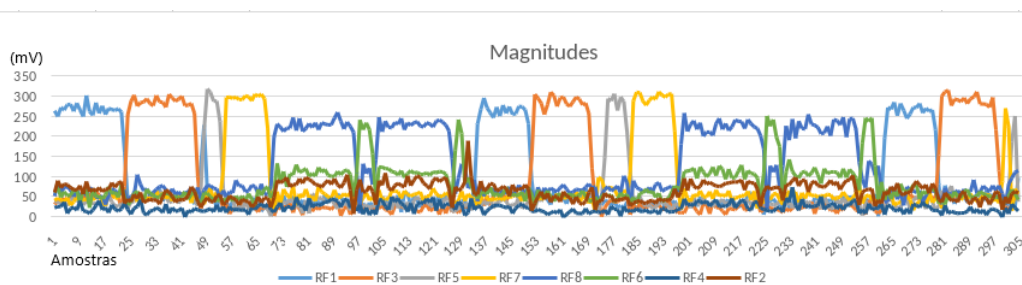


Figura 5.14: Magnitudes num gráfico temporal.

Pelo que se pode observar, as antenas aparentam funcionar em tempos errados, havendo antenas que recebem mais que o devido, outras menos e, no caso da antena RF8, parece receber mais do que uma vez para o mesmo pacote³. O pretendido seria obter um gráfico similar onde a antena RF1 tivesse magnitude máxima durante 16 amostras (8 de referência e 8 de amostragem) e, pela ordem RF3 - RF5 - RF7 - RF8 - RF6 - RF4 - RF2 (padrão de comutação), cada antena ter magnitude máxima durante 8 amostras, e obtia-se ondas de iguais larguras e cores diferentes.

Posto isto, optou-se por voltar a testar o IC *switch*, uma vez que tinha voltado para re-assembly, poderia ainda não estar na sua correta posição.

³Mais que um pacote, por antena, foram analisados para verificar a sua consistência.

5.2.3 Alimentação do *switch*

Na medição da tensão de alimentação do IC de comutação, notou-se que havia uma quebra de tensão dos 3 V para aproximadamente 1.8 V durante a comutação, como ilustrado na Figura 5.15.



Figura 5.15: Quebras de tensão no *switch*, durante a comutação.

Concluindo-se, assim, que a malha, ilustrada na Figura 5.12, não é a melhor maneira para alimentar o IC de comutação. Uma alteração rápida e possível foi alterar a resistência R2 para 1 Ω e, através de um conversor USB externo, alimentar a placa com 3 V (via USB). Com isto foi possível estabilizar a alimentação do *switch*.

Embora a alimentação da placa e dos seus componentes estivesse correta, a comutação entre as oito antenas continuava a não ser a esperada. O funcionamento do *switch* é devido à tensão recebida nos bits de controlo, proveniente do microcontrolador nRF52811, à saída do microcontrolador e à entrada do *switch*, a tensão estava correta, no entanto as antenas selecionadas não eram as devidas, dando a entender que os bits mais significativos do *switch* estavam curto circuitados dentro do IC. Ou seja, quando se selecionava uma antena que utilizasse um dos dois bits mais significativos (por exemplo, antena 5 = 0x04 = **100**, ou a antena 3 = 0x02 = **010**), o IC alterava uma antena que precisa de ambos os bits ativos (**110**) e, depois, transitar para a antena pretendida. Com isto decidiu-se fazer testes experimentais às duas únicas antenas funcionais da placa, (antena 1 = 0x00 = 000 e antena 2 = 0x01 = 001).

5.2.4 Testes com duas antenas

Os testes para as duas antenas foram efetuados, inicialmente, num ambiente não controlado, representado na Figura 5.16. Começou-se pelo teste às magnitudes para verificar a correta comutação entre as duas antenas e perceber o funcionamento do microcontrolador durante a amostragem da trama CTE. Na Figura 5.17 é possível observar o comportamento esperado.

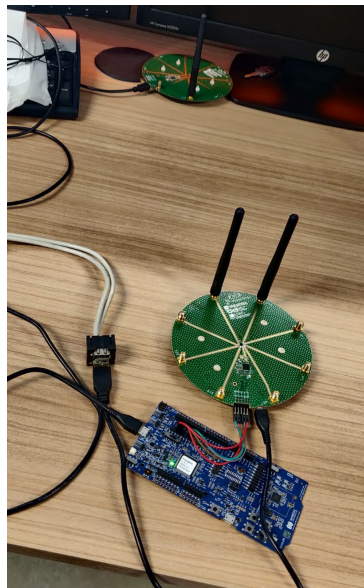


Figura 5.16: Ambiente não controlado, teste entre duas antenas

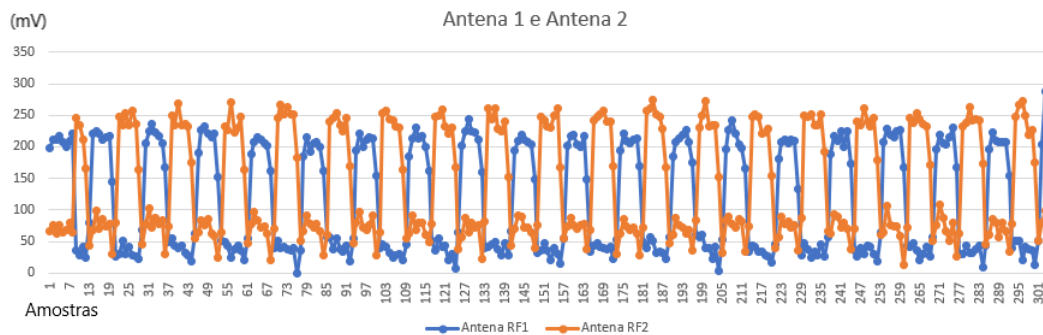


Figura 5.17: Magnitude para as antenas RF1 e RF2.

Como se verifica na imagem, as antenas comutam entre si com, aproximadamente, oito amostras com 200 mV de magnitude (cada). No início, após as oito amostras de referência (dadas pela antena 1, a azul) temos apenas quatro amostras, isto acontece porque o microcontrolador, após a última amostra do período de referência, aguarda cerca de $3 \mu s$ para iniciar a amostragem das antenas, explicado no *datasheet* [5] e faz a comutação para a antena seguinte nesse intervalo de tempo, como relatado em [43].

Cálculo do ângulo

Uma vez funcional, copiou-se as fases recebidas para um ficheiro de texto e utilizou-se o código da simulação Octave do Capítulo 4 Seção 4.2.2, exemplo presente no Anexo A. Foram necessárias algumas alterações como: remover as amostras do período de referência e as que ocorrem durante o período de comutação do *switch*, (que demora

$2.5 \mu s$ para terminar a comutação [46]) e ajustar os valores. As fases são retiradas a partir da Equação (5.1) e é necessário colocá-la dentro do círculo trigonométrico, através da Equação (5.2).

$$64 \cdot \text{atan2}(Q, I) \in [-201, 201] \quad [5] \quad (5.1)$$

$$\frac{180}{\pi} \cdot \text{atan2}(Q, I) \in [-180, 180] \quad [47] \quad (5.2)$$

As linhas de código referentes a essas alterações encontram-se no excerto de código seguinte:

```

1      % remove reference samples
2      samples = samples(nRefSamples+1:end);
3      % remove switching samples (last 4)
4      rsamples = rsamples(:,1:end-5);
5      % scale between -180 and 180
6      rsamples = rsamples .* (180.0/pi/64.0);
```

Listagem 5.1: Código octave para amostras reais.

Correndo o código, obtemos a reta referente ao *unwrap* das amostras, que permite a estimação de valores futuros, ilustrado no lado esquerdo da Figura 5.18 e, as diferenças de fase entre as duas antenas escolhidas, representada no lado direito. O ângulo obtido entre a RF2-RF1 é de 54° e, inversamente, RF1-RF2 é de 52° , aproximadamente.

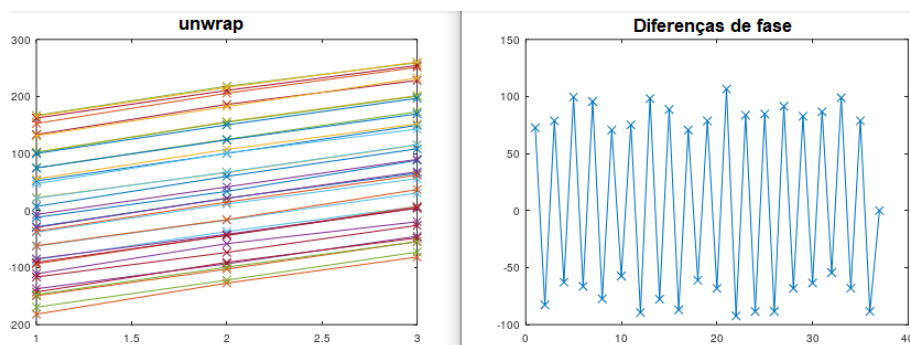


Figura 5.18: *Unwrap* das amostras (esquerda) e diferenças de fase entre duas antenas (direita) para 90° .

O cálculo para o ângulo máximo e mínimo, 90° e -90° , tem uma maior margem de erro, impossibilitando o correta retirada do ângulo incidente, como se verifica em [48]. Para testar estes ângulos e tendo em atenção a sua margem de erro optou-se por tentar colocar as placas perto desse ângulo. No entanto, as placas estavam

posicionadas a olho, com uma distância, entre si, muito curta (0.045687 m), obtendo um ângulo inferior ao esperado.

Cálculo do ângulo de incidência de 0°

O segundo teste às antenas foi com um ângulo de incidência 0° , onde as duas antenas se encontram à mesma distância da frente de onda, colocando as antenas geometricamente direcionadas para o emissor. Os gráficos referentes ao *unwrap* e às diferenças de fase estão um pouco ruidosos, como se pode verificar na Figura 5.19. No *unwrap*, algumas linhas não são retas paralelas e, através das fases, nota-se que a onda de diferenças de fase mantêm um perfil triangular.

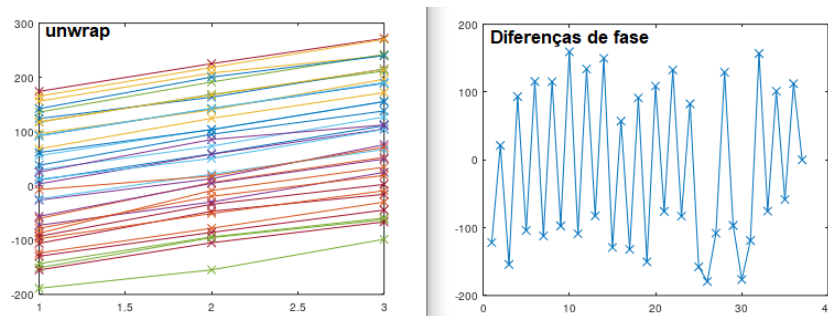


Figura 5.19: *Unwrap* das amostras (esquerda) e diferenças de fase entre duas antenas (direita) para 0° .

Os ângulos obtidos são ângulos imaginários: RF2-RF1 é de $42.7 + 2.9i$ e de RF1-RF2 é de $17.7 + 16.0i$ (aproximadamente). Isto deve-se ao ruído presente no sistemas, como se verificou nas simulações na Seção 4.2.3, o ruído faz com que se obtenha diferenças de fase superiores a 134.97° (máxima permitida pela fórmula do sistema, explicado em Seção 4.2.2) e não é possível calcular o ângulo para esses valores.

Como se estava a obter ângulos imaginários, devido às diferenças de fase, prosseguiu-se com os testes num ambiente controlado, não obtendo resultados conclusivos.

5.2.5 Última análise ao *batch*

Durante os testes na câmara anecóica, notou-se que o IC de comutação aparentava não estar soldado à placa e, como tentativa de emenda do equipamento, prosseguiu-se à sua soldagem. No entanto, ao remover o equipamento, este não estava conectado na totalidade havendo partes sem *pads* de ligação. Este problema pode ser analisado na Figura 5.20. Posto isto, a verificação atrasou e impossibilitou o processo de cálculo para vários ângulos de incidência.

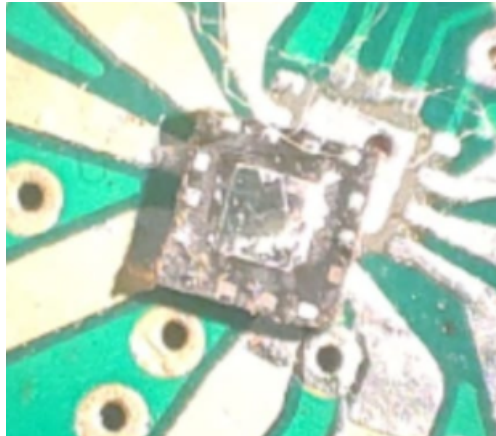


Figura 5.20: IC de comutação sem *pads* de ligação.

5.3 *Batch* de Placas #3

Novas placas chegaram com algumas alterações, nomeadamente na alimentação e *footprint* do IC de comutação e nos conectores RF. Posto isto, iniciou-se testes à magnitude das antenas durante a comutação das oito antenas, obtendo o gráfico da Figura 5.21.

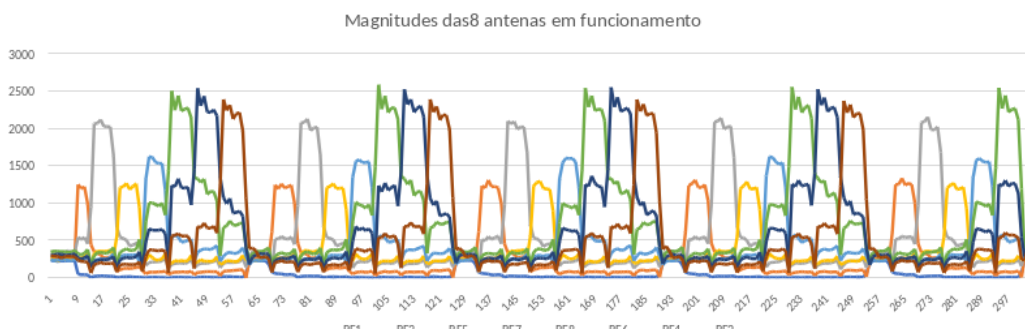


Figura 5.21: Magnitudes das 8 antenas em funcionamento

Como se pode verificar o comportamento é quase esperado, a magnitude aumenta quando a antena é seleccionada, neste teste vemos que a magnitude é cerca de dez vezes maior que nos testes para as *batch* anteriores e continua nos seus valores máximos durante oito amostras e diminui o seu valor. Pode-se comparar com o gráfico da Figura 5.14, Seção 5.2 e verifica-se que neste novo *batch* a comutação entre antenas está estável e de acordo com a programação. No entanto, é de notar que a antena RF1 tem valores inferiores às restantes e fez-se uma tabela de código de cores para determinar qual o valor médio máximo da sua magnitude, ilustrada na tabela da Figura 5.22.

| | RF1 | RF3 | RF5 | RF7 | RF8 | RF6 | RF4 | RF2 |
|-----|-----|------|------|------|------|------|------|------|
| RF1 | 237 | 367 | 356 | 255 | 247 | 262 | 239 | 294 |
| RF3 | 82 | 1204 | 388 | 274 | 239 | 247 | 232 | 233 |
| RF5 | 39 | 282 | 1970 | 360 | 260 | 250 | 264 | 201 |
| RF7 | 40 | 145 | 332 | 1185 | 314 | 282 | 207 | 188 |
| RF8 | 37 | 114 | 226 | 253 | 1589 | 673 | 600 | 387 |
| RF6 | 33 | 112 | 179 | 233 | 483 | 2128 | 814 | 551 |
| RF4 | 28 | 122 | 166 | 248 | 387 | 813 | 2278 | 687 |
| RF2 | 22 | 111 | 164 | 239 | 344 | 530 | 667 | 2089 |

Figura 5.22: Tabela de código de cores para o novo *batch* de antenas.

Como se pode verificar o valor médio da magnitude para a RF1 é muito inferior do que para as restantes antenas, isto pode ser significativo na obtenção de fases uma vez que fica indeterminado se as amostras da RF1 vêm apenas desta.

Uma vez que as placas aparentam ter o funcionamento pretendido recorreu-se à câmara anecóica para prosseguir com a depuração do hardware e testar os pacotes recebidos para os diferentes ângulos incidentes.

5.3.1 Ângulo incidente desconhecido

Os testes que se seguem foram efectuados na câmara anecóica e as placas foram colocadas manualmente, não obtendo ângulos certos mas intermédios. Por exemplo, colocou-se a placa com um ângulo intermédio entre 180° e 270° (sendo a RF1 a antena de referência para 0°) e obteve-se os gráficos de *unwrap*, diferenças de fase e ângulos entre antenas ilustrados na Figura 5.23.

Sabendo que o primeiro zero ascendente para uma onda de referência ocorre para $x \approx 4.50$, simulação em Seção 4.2.3, e o zero ascendente da onda obtida na Figura 5.23 ocorre em 1.6237 s e 9.6013 s temos:

$$\frac{1.6237 - 4.4947}{0.0218} = -131^\circ \quad (360 - 131 = 229^\circ) \quad \wedge \quad \frac{9.6013 - 4.4947}{0.0218} = 234^\circ \quad (5.3)$$

Para determinar se o comportamento da placa é constante e não varia entre pacotes recebidos, testou-se receber vários pacotes Bluetooth e calcular a sua onda de diferenças de fase média e voltar a calcular o ângulo incidente.

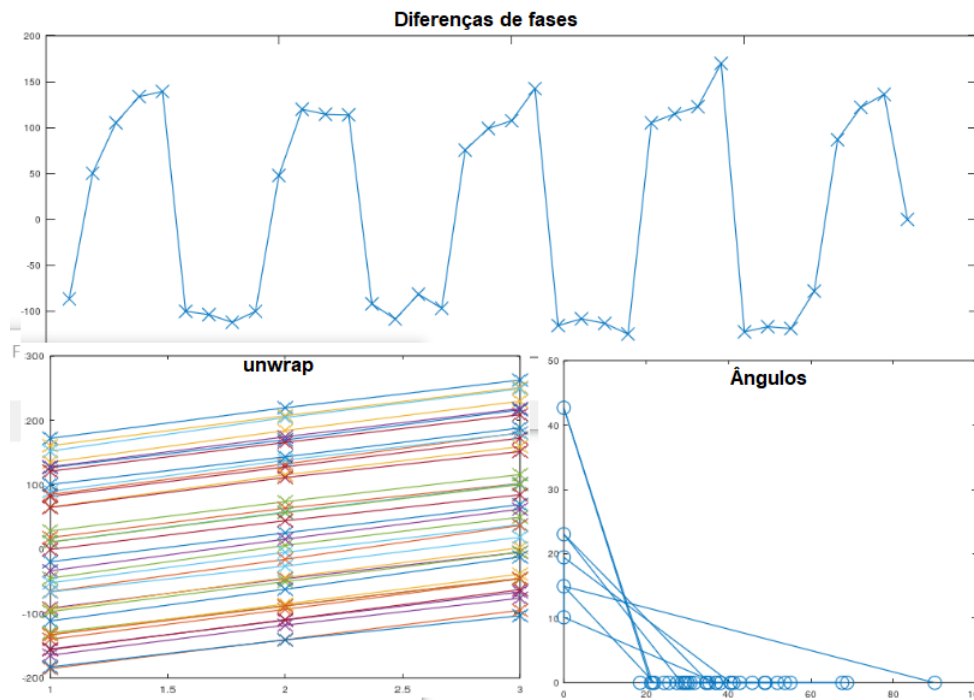


Figura 5.23: Diferenças de fase, *unwrap* e ângulos entre antenas para um ângulo incidente entre $[180^\circ, 270^\circ]$.

Nota-se que o gráfico "Ângulos" deveria ser uma onda sinusoidal com os ângulos entre antenas, equivalente ao gráfico das diferenças de fase. Uma vez que o sistema aparenta ter ruído, obtém-se valores imaginários de ângulos não sendo possível a onda sinusoidal esperada.

5.3.2 Diferenças entre pacotes

As placas foram deixadas durante aproximadamente 1 minuto a receber pacotes e, posteriormente, utilizou-se o código Octave das simulações para o cálculo das diferenças de fase e do ângulo incidente. Utilizando o mesmo exemplo anterior, com um ângulo compreendido entre 180° e 270° , fez-se o *plot* das diferenças de fase de 115 pacotes recebidos e calculou-se a onda das diferenças de fase média, como se pode verificar na ilustração da Figura 5.24.

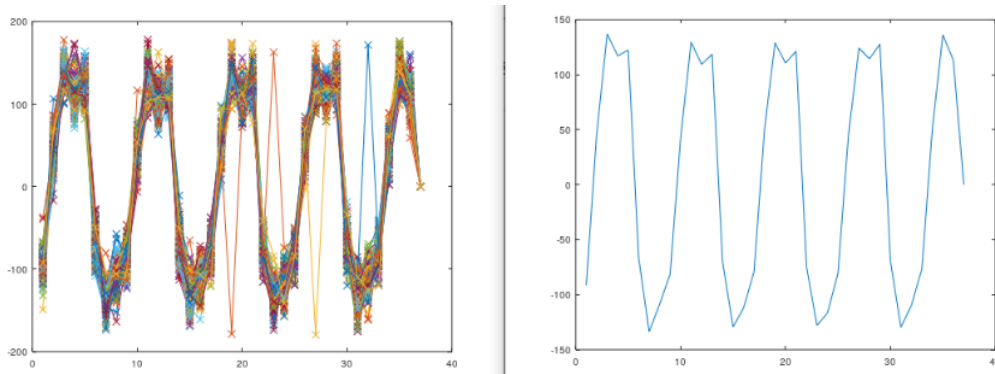


Figura 5.24: Diferenças de fase para 115 pacotes recebidos e onda das diferenças de fase média.

O primeiro zero ascendente da onda média ocorre em 1.659 s, o ângulo incidente será de:

$$\frac{1.659 - 4.4947}{0.0218} = -130^\circ \quad (360 - 130 = 230^\circ) \quad (5.4)$$

Este teste foi efetuado para vários ângulos incidentes para os quatro quadrantes e encontra-se descritos no Anexo C.

5.4 Sumário e discussão

Ao longo da depuração de resultados foi possível determinar alguns erros existentes no hardware, alguns desses erros foram corrigidos no último *batch* de placas, da qual foi possível obter bons resultados para uma matriz de oito antenas.

Essas correções bem como o acréscimo de comunicação para o exterior sem o uso do nRF52840DK foi algo a ser estudado para futuras alterações. Posto isto, no Anexo B encontra-se uma introdução ao SPI e a sua comparação a comunicação via UART. A tecnologia SPI é a predilecta devido ao módulo SPI-Ethernet, que permite a ligação via Ethernet ao tablet do sistema e, graças a isso, existe uma alargada gama de tamanhos para os cabos Ethernet que poderão ser escolhidos, mediante a aplicação pretendida. Outra alteração é a do regulador de tensão com ligação ao IC de comutação e, por sua vez, a remoção do circuito RC que alimenta, atualmente, o *switch*. Por fim, a alteração do *footprint* das SMAs utilizadas para umas não obsoletas.

A placa WavecomRAv1 é uma inovação para o cálculo do ângulo de chegada, uma vez que utiliza oito antenas, pode fornecer uma menor margem de erro para a localização da posição. No entanto, ainda é um protótipo e precisa de algumas alterações.

Inicialmente, a placa precisa de alterar a alimentação do IC *switch*, para não haver quebras de tensão durante a comutação de antenas. Para isto, pode-se acrescentar um regulador de tensão, de 2.5 V ou 3.3 V. Deve-se ter em atenção que, os

pinos de controlo aceitam 2.7 V, no máximo. Se se utilizar o mesmo regulador de tensão para o microcontrolador, deve-se ter em conta a tensão que chegará a estes pinos [46] [5].

O *switch* é, também, muito pequeno (tem de dimensões 2x2 mm) e é necessário que seja cuidadosamente colocado na primeira assemblagem.

As alterações relatadas foram pensadas, desenhadas em KiCAD e encontram-se ilustradas na Figura 5.25.

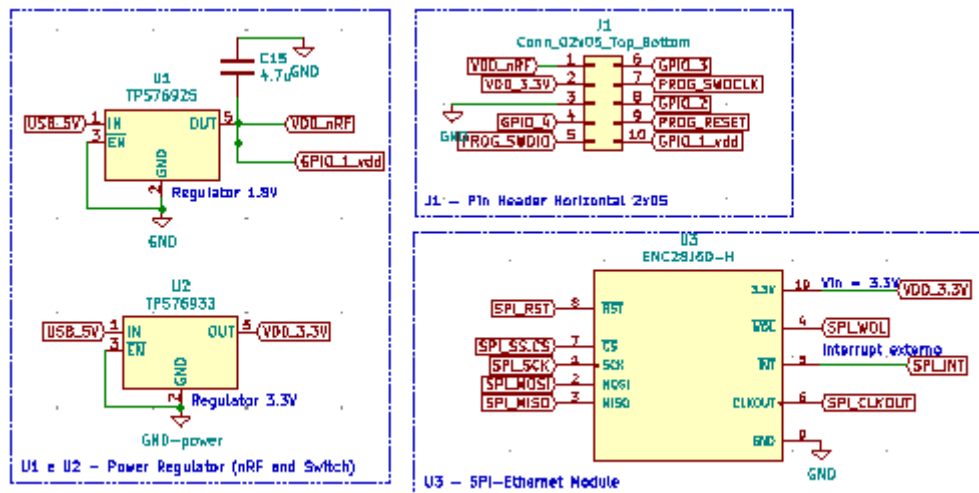


Figura 5.25: Alterações KiCAD do hardware.

Nos testes para duas antenas notou-se que, quando o ângulo incidente de aproxima de 0° , o valor de ruído aparenta ser maior que para ângulos de 45° , por exemplo. Este problema pode ser devido a interferências de dispositivos Bluetooth que se encontrem na área de transmissão ou derivado do ruído dos componentes presentes na placa e deve ser revisto assim que possível.

A placa emissora encontra-se com uma antena constantemente curto-circuitada à massa, que impossibilita selecionar uma antena para a emissão. Este problema não é relevante nos testes em ambiente controlado mas, para futuras implementações é preciso que isso não aconteça ou arranjar um *beacon* próprio para o efeito pois, neste estado, a pista RF consegue emitir, não sendo necessário a antena e diminui a potência de emissão (TX).

O terceiro *batch* de placas permitiu obter testes para uma matriz de oito antenas e calcular ângulos incidentes nos quatro quadrantes. Deve-se ter em atenção que as placas encontram-se com algum ruído, que pode ser minimizado utilizando grandes quantidades de pacotes Bluetooth mas deve ser diminuído, se possível. A antena RF1 não tem o mesmo funcionamento que as restantes antenas e deve-se saber se isso afeta no ruído obtido e se há possibilidade de melhorar o seu funcionamento através de alterações ao hardware.

Capítulo 6

Conclusões

Nesta tese, exploramos a técnica AoA da especificação Bluetooth 5.1, para aplicações de localização no interior de edifícios.

Primeiro, começou-se por explorar as tecnologias já existentes, bem como as técnicas utilizadas por estas para realçar as vantagens da localização via Bluetooth AoA face às restantes tecnologias. Algumas das razões são o seu baixo custo de implementação e consumo energético.

Seguidamente, analisou-se o funcionamento do *Direction Finding* (DF), AoA, para compreender os cálculos e conceitos, como a frente de onda e matriz de antenas que estão por trás da análise do projeto.

Após exposto o quadro teórico que este projeto teve como base, iniciou-se a simulação do projeto em si, onde se simula valores de fase ideais, obtidas pela placa WavecomRAv1, testou-se e explicou-se como se calcula o ângulo de chegada para duas antenas e, através do deslocamento temporal, para oito antenas.

Posteriormente, expôs-se os pré-requisitos necessários para a implementação deste projeto e explicou-se o software deste. A explicação do software é importante devido à explicação dos registos do microcontrolador nRF52811.

Finalmente, analisou-se, na prática, o protótipo produzido pelas empresas INESC TEC e Wavecom onde se pode ver que o ruído presente no sistema afeta a receção de dados e o cálculo dos ângulos.

6.1 Análise

Os problemas obtidos ao longo do projeto dificultaram o cumprimento dos objetivos propostos.

A análise da tecnologia permitiu entender o propósito da sua seleção, o facto de ser uma implementação mais barata que a anterior, devido à não utilização de *tags* em todos os dispositivos que serão armazenados, fornece à empresa mais liberdade, não só pelo custo mas também pela despreocupação de reutilização do equipamento.

Através das simulações foi possível prever o funcionamento da placa e aprovar o código Octave para o seu uso em ambientes práticos, uma vez que os resultados simulados vão ao encontro do entendimento da tecnologia e do esperado utiliza-se o mesmo para as experiências nos dois ambientes diferentes de implementação.

Os resultados obtidos não são perfeitos, mesmo em ambientes controlados contêm alguns problemas nos ruídos das fases mas é possível o seu estudo para a implementação e melhorias de hardware.

O software desenvolvido para a comunicação Bluetooth foi devidamente efetuado, testado e encontra-se funcional.

No entanto, foi possível testar fisicamente o funcionamento da matriz de oito antenas com a tecnologia DF, AoA, analisar e prever o seu funcionamento através das simulações, que se encontram em concordância.

O hardware precisa de receber algumas alterações que já se encontram pensadas e a aguardar revisão e será preciso acrescentar código referente à utilização da comunicação SPI com o módulo SPI-Ethernet.

6.2 Trabalho futuro

Inicialmente, é necessário distinguir se o ruído existente na placa se encontra no canal de transmissão ou nos componentes da placa e ver se é possível corrigir ou compensar isso com o software e através de testes num ambiente controlado. Uma vez que na câmara anecóica ainda existe ruído na receção é muito possível que este seja dos componentes da placa. Pode-se tentar compensar este ruído com um ganho constante nas antenas e com condensadores para estabilizar o ruído das tensões [48].

É aconselhável tentar isolar o máximo possível as pistas RF, talvez através da utilização de um *shield* ou aumentar a quantidade de *ground* em seu redor, no entanto, estas alterações terão de ter em atenção as características da placa.

A utilização de comunicação com o exterior é essencial para permitir testes em tempo real com o cálculo do ângulo, é necessária até para testar a *Line of Sight* (LOS) e as reflexões, bem como testar se os objectos presentes no armazém poderão afetar as fases recebidas, devido às reflexões existente.

Referências

- [1] F. Zafari, A. Gkelias, and K. K. Leung, “A survey of indoor localization systems and technologies,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 21, no. 3, pp. 2568–2599, 2019. [Citado nas páginas ix, 6, 7, 8, 9, 11 e 13]
- [2] E. Gunhardson, “Indoor positioning using angle of departure information.” Available at <https://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:874882/FULLTEXT01.pdf>. Linköping University, Norrköping, Sweden, 2015. (Last accessed in 17/03/2021). [Citado nas páginas ix, 15, 16, 17 e 24]
- [3] M. Woolley, “Bluetooth direction finding.” Available at <https://www.bluetooth.com/bluetooth-resources/bluetooth-direction-finding/>, 2020. Version 1.0. Last accessed in 25/01/2021). [Citado nas páginas ix, 16, 18, 19, 21, 22, 23 e 24]
- [4] N. SEMICONDUCTOR, “Direction finding | nwp-036 | white paper.” Available at https://infocenter.nordicsemi.com/pdf/nwp_036.pdf, 2020. Version 1.1. (Last accessed in 26/01/2021). [Citado nas páginas ix, x, 19, 20, 40, 41, 42 e 46]
- [5] N. SEMICONDUCTOR, “nrf52811 | product specification.” Available at https://infocenter.nordicsemi.com/pdf/nRF52811_PS_v1.0.pdf, 2019. Version: 1.0. (Last accessed in 26/01/2021). [Citado nas páginas ix, xiii, 19, 20, 21, 43, 45, 46, 63, 64 e 70]
- [6] M. Cominelli, P. Patras, and F. Gringoli, “Dead on arrival: An empirical study of the bluetooth 5.1 positioning system,” in *Proceedings of the 13th International Workshop on Wireless Network Testbeds, Experimental Evaluation & Characterization*, (New York, NY, USA), p. 13–20, Association for Computing Machinery, 2019. [Citado nas páginas ix, 8, 22 e 27]
- [7] H. Chen, T. Lin, H. T. Kung, C. Lin, and Y. Gwon, “Determining rf angle of arrival using cots antenna arrays: A field evaluation,” in *MILCOM 2012 - 2012 IEEE Military Communications Conference*, pp. 1–6, 2012. [Citado nas páginas ix, 22 e 23]
- [8] F. F. Pimenta, “Indoor location based on aoa and bluetooth low energy,” Master’s thesis, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 2020. [Citado nas páginas ix e 24]

- [9] P. Barry and P. Crowley, *Modern Embedded Computing*. Boston: Morgan Kaufmann, 2012. [Citado nas páginas xi, 81 e 82]
- [10] Olimex, “Enc28j60-h development board user’s manual.” Available at <https://microcontrollershop.com/download/ENC28J60-H.pdf?osCsid=c0e1ae7robven6siii3nmp2v8j4>, 2015. (Last accessed in 12/04/2021). [Citado nas páginas xi e 82]
- [11] W. Dargie and C. Poellabauer, *Fundamentals of Wireless Sensor Networks: Theory and Practice*. WILEY, 01 2011. [Citado nas páginas xiii, 6, 7 e 10]
- [12] N. SEMICONDUCTOR, “nrf52811 | system on chip.” Available at <https://www.nordicsemi.com/Products/Low-power-short-range-wireless/nRF52811/Download>. (Last accessed in 13/01/2021). [Citado nas páginas xiii, 36, 37 e 38]
- [13] F. Zafari, A. Gkelias, and K. K. Leung, “A survey of indoor localization systems and technologies,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 21, no. 3, pp. 2568–2599, 2019. [Citado nas páginas 1 e 13]
- [14] D. Dardari, P. Closas, and P. Djuric, “Indoor tracking: Theory, methods and technologies,” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 64, pp. 1263–1278, 2015. [Citado na página 1]
- [15] M. Woolley, “Bluetooth core specification v5.1.” Available at https://www.bluetooth.com/wp-content/uploads/2019/03/1901_Feature_Overview_Brief_FINAL.pdf, Dec. 2020. (Last accessed in 17/05/2021). [Citado nas páginas 1 e 13]
- [16] C. S. Mouhammad, A. Allam, M. Abdel-Raouf, E. Shenouda, and M. Elsbrouty, “Ble indoor localization based on improved rssi and trilateration,” in *2019 7th International Japan-Africa Conference on Electronics, Communications, and Computations, (JAC-ECC)*, pp. 17–21, 2019. [Citado na página 6]
- [17] R. Premachandran, “Snr, rssi, eirp and free space path loss.” Available at: <https://community.cisco.com/t5/wireless-mobility-documents/snr-rssi-eirp-and-free-space-path-loss/ta-p/3128478#toc-hId-360630417>, 2020. Last accessed in 07/06/2021. [Citado na página 6]
- [18] Z. Farid, R. Nordin, and M. Ismail, “Recent advances in wireless indoor localization techniques and system,” *Journal of Computer Networks and Communications*, vol. 2013, 09 2013. [Citado na página 6]
- [19] Y. Gu, A. Lo, and I. Niemegeers, “A survey of indoor positioning systems for wireless personal networks,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 11, no. 1, pp. 13–32, 2009. [Citado nas páginas 9, 11 e 13]

- [20] H. Liu, H. Darabi, P. Banerjee, and J. Liu, “Survey of wireless indoor positioning techniques and systems,” *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, vol. 37, no. 6, pp. 1067–1080, 2007. [Citado nas páginas 9, 11, 12 e 13]
- [21] M. Al-Ammar, S. Alhadhrami, A. Al-Salman, A. Alarifi, H. Al-Khalifa, A. Alnafessah, and M. Alsaleh, “Comparative survey of indoor positioning technologies, techniques, and algorithms,” in *2014 International Conference on Cyberworlds*, pp. 245–252, 10 2014. [Citado nas páginas 11 e 12]
- [22] P. Bahl and V. Padmanabhan, “Radar: an in-building rf-based user location and tracking system,” in *Proceedings IEEE INFOCOM 2000. Conference on Computer Communications. Nineteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (Cat. No.00CH37064)*, vol. 2, pp. 775–784 vol.2, 2000. [Citado na página 11]
- [23] U. company. Available at <https://ubisense.com/>. (Last accessed at 05/07/2021). [Citado na página 11]
- [24] Z. T. company, “Wherenet.” Available at: <https://www.zebra.com/gb/en.html>, 2008. (Last accessed at 05/07/2021). [Citado na página 12]
- [25] H. Koyuncu and S.-H. Yang, “A survey of indoor positioning and object locating systems,” *International Journal of Computer Science and Network Security (IJCSNS)*, vol. 10, 01 2010. [Citado na página 12]
- [26] J. Armstrong, Y. A. Sekercioglu, and A. Neild, “Visible light positioning: a roadmap for international standardization,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 12, pp. 68–73, 2013. [Citado na página 12]
- [27] S. De Lausnay, L. De Strycker, J.-P. Goemaere, N. Stevens, and B. Nauwelaers, “A visible light positioning system using frequency division multiple access with square waves,” in *2015 9th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS)*, pp. 1–7, 2015. [Citado na página 12]
- [28] Topaz. Available at: <https://www.topazsystems.com/software.html?tab=remote-use-tab>. (Last accessed at 05/07/2021). [Citado na página 13]
- [29] T. Soares, “Vehicle tracking in warehouses via bluetooth beacon angle-of-arrival,” Master’s thesis, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 2021. [Citado na página 13]
- [30] X. Zhao, Z. Xiao, A. Markham, N. Trigoni, and Y. Ren, “Does btle measure up against wifi? a comparison of indoor location performance,” *20th European Wireless Conference, EW 2014*, pp. 263–268, 01 2014. [Citado na página 13]

- [31] R. . Schwarz, “Introduction into theory of direction finding.” Available at https://cdn.rohde-schwarz.com/us/campaigns_2/a_d/Introduction-Into-Theory-of-Direction-Finding.pdf., 2010. (Last accessed in 16/03/2021). [Citado na página 15]
- [32] Radio and ketiljo, “Recommended direction finding chip.” Available at <https://devzone.nordicsemi.com/f/nordic-q-a/65370/recommended-direction-finding-chip>, 2020. (Last accessed in 20/02/2021). [Citado na página 16]
- [33] L. Q. G. Joe Rosen, ed., *Encyclopedia of Physical Science*. ISBN:978-0816070114: Facts on File, 2009. [Citado nas páginas 16, 17 e 18]
- [34] R. Schwarz, “An introduction to direction finding.” Available at <https://www.youtube.com/watch?v=N8rZIAHxAH4&t=65s>., 2020. (Last accessed in 10/03/2021). [Citado nas páginas 16 e 17]
- [35] S. J. L. William Moebs and J. Sanny, eds., *University Physics Volume 1*. Loyola Marymount University and Truman State University: XanEdu Publishing Inc, 2016. Available online at <https://opentextbc.ca/universityphysicsvolume1stax/>. (Last accessed in 07/04/2021. [Citado na página 17]
- [36] T. Schilcher, “Rf applications in digital signal processing,” *CERN*, 2008. 10.5170/CERN-2008-003.249. [Citado na página 20]
- [37] F. Belloni, “Aoa and aod: Real-time location services drive iot value.” Available at <https://www.rtinsights.com/aoa-and-aod-real-time-location-services-drive-iot-value/>, 2019. (Last accessed in 25/01/2021). [Citado na página 21]
- [38] SEGGER, “The cross platform ide by segger - segger - the embedded experts.” Available at <https://www.segger.com/products/development-tools/embedded-studio/>. Version 5.32a. Last accessed in 13/01/2021). [Citado na página 37]
- [39] N. SEMICONDUCTOR, “nrf command line tools.” Available at <https://www.nordicsemi.com/Software-and-tools/Development-Tools/nRF-Command-Line-Tools/Download#infotabs>. Version 10.12.1 Win64. Last accessed in 13/01/2021). [Citado na página 37]
- [40] SEGGER, “J-link / j-trace downloads.” Available at <https://www.segger.com/downloads/jlink/>. Version 6.94. Last accessed in 13/01/2021). [Citado na página 38]
- [41] G. Octave, “Gnu octave, scientific programming language,” 2020. Available at <https://www.gnu.org/software/octave/download.html>. Version 6.1.0. Last accessed in 08/02/2021). [Citado na página 38]

- [42] N. SEMICONDUCTOR, “nrf connect for desktop.” Available at <https://www.nordicsemi.com/Software-and-tools/Development-Tools/nRF-Connect-for-desktop/Download#infotabs>. Version 3.6.1. Last accessed in 13/01/2021). [Citado na página 38]
- [43] benkokes and Dmitry, “Gpio setup parameters for aoa antenna switching.” Available at <https://devzone.nordicsemi.com/f/nordic-q-a/55256/gpio-setup-parameters-for-aoa-antenna-switching>, 2020. (Last accessed in 27/01/2021). [Citado nas páginas 44 e 63]
- [44] AlexVrubel and Dmitry, “Configure radio at nrf52811 for antenna switching.” Available at <https://devzone.nordicsemi.com/f/nordic-q-a/61296/configure-radio-at-nrf52811-for-antenna-switching/249796>, 2020. (Last accessed in 25/01/2021). [Citado na página 46]
- [45] S. L. SAULI LEHTIMAKI, “Understanding advanced bluetooth angle estimation techniques for real-time locationing.” Available at <https://www.silabs.com/documents/public/presentations/ew-2018-understanding-advanced-bluetooth-angle-estimation-techniques-for-real-time-locationing.pdf>, 2018. (Last accessed in 17/05/2021). [Citado na página 56]
- [46] S. Solutions, “Sky13418-485lf: 0.1 to 6.0 ghz sp8t antenna switch.” Available at https://pt.mouser.com/datasheet/2/472/SKY13418_485LF_201712F-1524668.pdf, 2019. (Last accessed in 28/06/2021). [Citado nas páginas 57, 59, 64 e 70]
- [47] S. e ketiljo, “Puzzled about the description of magphase in 6.18.12.7 iq sampling.” Available at <https://devzone.nordicsemi.com/f/nordic-q-a/58732/puzzled-about-the-description-of-magphase-in-6-18-12-7-iq-sampling>, 2020. (Last accessed in 29/06/2021). [Citado na página 64]
- [48] D. Porter and R. Myhr, “Bluetooth® angle of arrival (aoa) antenna design,” Tech. Rep. TIDA029, Texas Instruments, Dallas, Texas, Jul 2019. [Citado nas páginas 64 e 72]
- [49] S. Writer, “Understanding the difference between uart vs spi.” Available at <https://www.totalphase.com/blog/2016/06/spi-vs-uart-similarities-differences>, 2016. (Last accessed in 12/04/2021). [Citado na página 83]

Anexo A

Código Octave

Os excertos de código presentes neste anexo são referentes aos cálculos de diferenças de fase entre cada par de antenas e o respectivo ângulo incidente.

A.1 Cálculo das diferenças de fase

O cálculo das diferenças de fase utiliza o período de amostragem, de comutação, período de referência, número de antenas e o número total de amostras. O código seguinte é referente às diferenças de fase entre antenas, onde se utiliza as amostras de cada antena, obtém-se uma previsão do valor que a antena atual teria na reta da antena seguinte (para colocar as antenas na mesma linha temporal), subtrai-se o valor previsto pelo valor da antena seguinte e obtém-se a diferença de fase com valores em bruto. Para obter o verdadeiro valor da diferença de fase no eixo polar é necessário somar ou subtrair 360° (um ciclo completo).

```
1  (...)
2  // phase diff
3  phaseDiff = phasePredict2 - phasePredict1;
4  if(phaseDiff < 0)
5      while(phaseDiff < -180)
6          phaseDiff = phaseDiff + 360;
7      endwhile
8  else
9      while(phaseDiff > 180)
10         phaseDiff = phaseDiff - 360;
11     endwhile
12 endif
13 (...)
```

Listagem A.1: Código do cálculo das diferenças de fase.

A.2 Cálculo do ângulo incidente

O cálculo do ângulo incidente é mais simples mas é preciso ter a atenção de alterar o valor das fases para radianos. O resultado é dado em graus graças à função *acosd()*.

```
1  (...)
2  acosd((deg2rad(abs(mest2)) * 0.125) / (2*
3      pi*0.046))
4  a1s=ans(1:2:end);
5  a2s=ans(2:2:end);
6  mean(a1s)
7  mean(a2s)
```

Listagem A.2: Exemplo simples de C.

Anexo B

Serial Peripheral Interface (SPI)

O SPI foi uma escolha da Wavecom para o envio dos ângulos desde a placa circular AoA até uma máquina da parte deles na qual fará os cálculos necessários para a detecção da localização do veículo.

B.1 Introdução ao SPI

A interface de comunicação SPI consiste na ligação entre um equipamento *master* e um outro *slave*. Contém um relógio que deve ser transferido desde o primeiro para o segundo, para uma ligação síncrona, com velocidades até 80 MHz. Na Figura B.1 encontra-se uma breve ilustração das ligações da interface SPI.

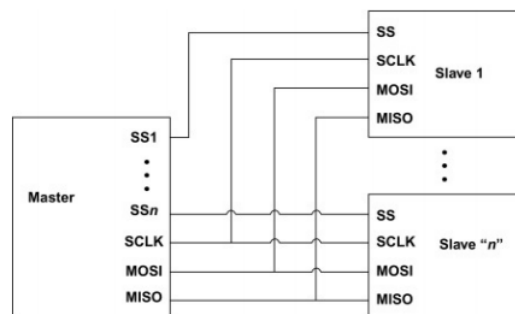


Figura B.1: Ligações SPI [9].

Como se verifica, esta interface é *full-duplex* que utiliza quatro ligações:

- SS: *Slave Select* - escolha do *Slave* que recebe/envia dados;
- SCLK: *Serial Clock* - relógio em série, enviado pelo *Master*;
- MOSI: *Master Out Slave In* - dados que vão no sentido *Master-Slave*;
- MISO: *Master In Slave Out* - dados que vão no sentido *Slave-Master*.

Cada *Slave* precisa de um pino SS de ligação designado para ele no *Master*. Isto significa que, à medida que o número de *slaves* utilizado aumentar, o número de pinos SS necessários do *master* também aumenta.

Este protocolo não contém um padrão formal de referência, pelo que não há validação da conformidade do protocolo num determinado produto. Além disso, certos controladores de ecrã usam SPI para aceitar a configuração parâmetros. Algumas memórias flash também usam SPI.

O ponto principal deste protocolo é que permite a ligação de micro-controladores a um pc local [9].

B.2 Módulo SPI-Ethernet

Um dos métodos pretendidos para este projeto é conceder uma atualização à placa existente afins de receber a sua alimentação através de um módulo PoE, ilustrado na Figura B.2.

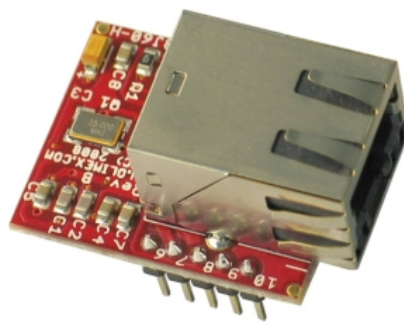


Figura B.2: Módulo de ligação PoE SPI-Ethernet [10].

Este módulo permite a sua integração na placa através do acoplamento dos pinos 1 a 10, que farão a ligação da parte do SPI ao microcontrolador. Como saída é feito uma conversão para o módulo Ethernet onde, através de um cabo de rede, se liga ao computador criando, assim, uma conexão SPI no sistema [10].

B.3 SPI vs UART

O protocolo de comunicação SPI é um protocolo bastante útil, uma vez que permite a conexão, quase direta, de um microcontrolador com um computador e, o seu módulo de ligação SPI-Ethernet tornou essa ligação ainda mais valiosa. Se comprarmos o SPI ao UART (inicialmente pensado para emissão de dados), sabemos que ambos são protocolos de comunicação para curtas distâncias, no entanto a nível de cabos, os cabes Ethernet têm maior distância e menos perda de informação de acordo com a mesma. Podemos dizer que o UART é um tipo de comunicação assíncrona, mas como referido neste capítulo, o SPI consegue fornecer uma comunicação síncrona mais rápida que comunicações assíncronas (cerca de três vezes mais rápido que a UART) e a um preço mais baixo [49].

Posto isto, mesmo que a placa atual apresente alimentação via USB, na qual seria adequado fazer ligação ao PC por essa conexão, o SPI contém uma melhor interface de ligação que terá melhor desempenho na implementação do projeto num veículo de transporte de material (torna a sua implementação mais aberta em termos de tamanho de ligação/cabo).

B.4 Implementação

<https://www.microchip.com/en-us/development-tools-tools-and-software/libraries-code-examples-and-more/microchip-libraries-for-applications>

Para colocar esta tecnologia a funcionar foi necessário modificar alguns ficheiros, nomeadamente o ficheiro `sdk_config.h` que se encontra logo após o `main.c` do projeto (recetor AoA).

Dentro do ficheiro `sdk_config.h` é necessário ativar as portas UART, tanto a nível da placa (UARTE0, 1...) como a nível do chip (NRF_UARTE0,1...), como demonstra a Figura B.3.

```

// <e> NRFX_UARTE_ENABLED - nrfx_uarte - UARTE peripheral driver
//=====
#ifndef NRFX_UARTE_ENABLED
#define NRFX_UARTE_ENABLED 1
#endif
// <o> NRFX_UARTE0_ENABLED - Enable UARTE0 instance
#ifndef NRFX_UARTE0_ENABLED
#define NRFX_UARTE0_ENABLED 1
#endif
// <o> NRFX_UARTE1_ENABLED - Enable UARTE1 instance
#ifndef NRFX_UARTE1_ENABLED
#define NRFX_UARTE1_ENABLED 0
#endif

// <e> UART0_ENABLED - Enable UART0 instance
//=====
#ifndef UART0_ENABLED
#define UART0_ENABLED 1
#endif
// <q> UART0_CONFIG_USE_EASY_DMA - Default setting for using EasyDMA

#ifndef UART0_CONFIG_USE_EASY_DMA
#define UART0_CONFIG_USE_EASY_DMA 1
#endif
// </e>

// <e> UART1_ENABLED - Enable UART1 instance
//=====
#ifndef UART1_ENABLED
#define UART1_ENABLED 1
#endif

```

Figura B.3: Configurações NRF_UARTE e UART.

Após estas definições estarem completas é necessário fazer o mesmo, não só para o SPI e instâncias SPI, como também para o SPIM, como ilustrado no exemplo da

Figura B.4. De notar que os passos são idênticos aos das UART, tal que existe SPI e NRF_SPI.

```

// <e> NRFX_SPIM_ENABLED - nrfx_spi - SPIM peripheral driver
//=====
#ifndef NRFX_SPIM_ENABLED
#define NRFX_SPIM_ENABLED 1
#endif
// <q> NRFX_SPIM0_ENABLED - Enable SPI0 instance

#ifndef NRFX_SPIM0_ENABLED
#define NRFX_SPIM0_ENABLED 1
#endif

// <q> NRFX_SPIM1_ENABLED - Enable SPI1 instance

#ifndef NRFX_SPIM1_ENABLED
#define NRFX_SPIM1_ENABLED 0
#endif

// <e> SPI0_ENABLED - Enable SPI0 instance
//=====
#ifndef SPI0_ENABLED
#define SPI0_ENABLED 0
#endif
// <q> SPI0_USE_EASY_DMA - Use EasyDMA

#ifndef SPI0_USE_EASY_DMA
#define SPI0_USE_EASY_DMA 1
#endif

// </e>

// <e> SPI1_ENABLED - Enable SPI1 instance
//=====
#ifndef SPI1_ENABLED
#define SPI1_ENABLED 0
#endif

```

Figura B.4: Configurações SPI e SPIM

Após estas configurações estarem completas, é necessário acrescentar as *Drivers* necessárias ao projeto ao adicioná-las à pasta **nRF_Drivers**, como no exemplo ilustrado na Figura B.5.

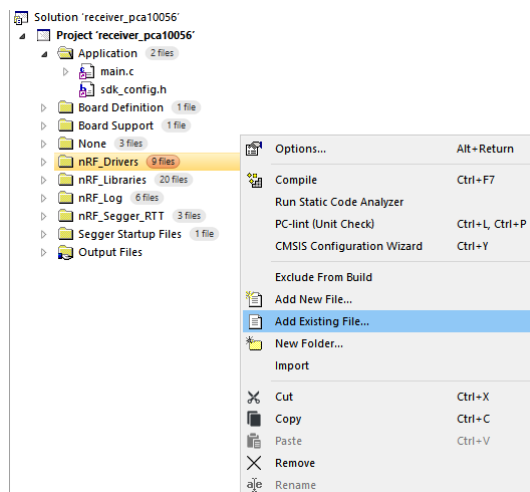


Figura B.5: Pasta das bibliotecas

Anexo C

Testes para diferentes ângulos

Os testes das placas foram feitos para ângulos incidentes pertencentes a cada quadrante, deste modo, encontra-se ilustradas as diferenças de fase para todos os pacotes obtidos e a onda de diferenças de fase média utilizada para o cálculo dos ângulos, iniciando pelo primeiro quadrante, $[0^\circ;90^\circ]$:

C.1 Ângulo no primeiro quadrante

O primeiro quadrante está compreendido entre os 0° e os 90° , deste modo o cálculo do ângulo incidente tem de se encontrar dentro desta gama de valores. Durante 1 minuto foram retirados cerca de 121 pacotes Bluetooth (neste caso) e obteve-se as seguintes ondas de diferenças de fase desses pacotes e a onda média ilustradas na Figura C.1.

Sabendo que o primeiro zero ascendente da onda de diferenças de fase média ocorre a 5.535 s, temos:

$$\frac{5.535 - 4.4947}{0.0218} = 48.6^\circ \quad (\text{C.1})$$

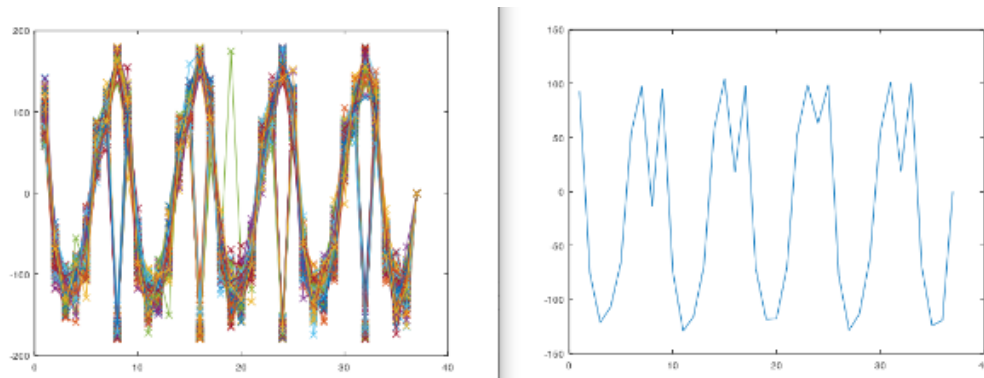


Figura C.1: Diferenças de fase para 121 pacotes e onda de diferenças de fase média para um ângulo no 1^o quadrante.

C.2 Ângulo no segundo quadrante

O ângulo incidente deve-se encontrar no segundo quadrante e ter valores compreendidos entre 90° e 180° e as ondas de diferenças de fase para 123 pacotes Bluetooth recebidos encontram-se na Figura C.2.

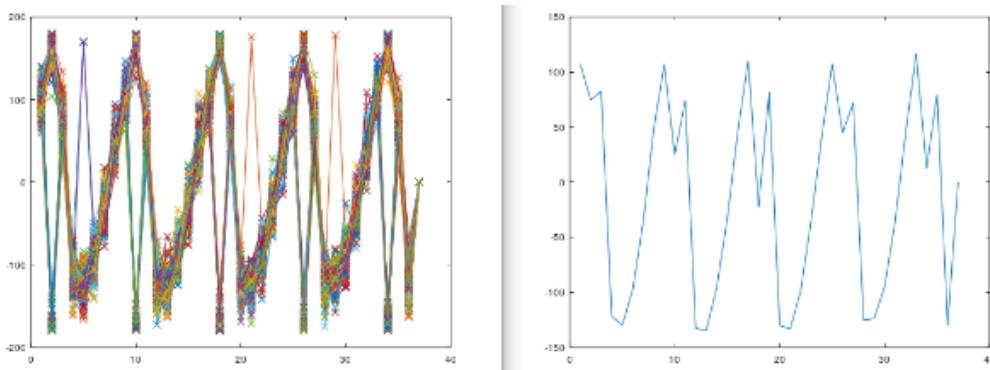


Figura C.2: Diferenças de fase para 123 pacotes e onda de diferenças de fase média para 90° e 180°.

Sabendo que o primeiro zero ascendente da onda de diferenças de fase média ocorre a 7.4108 s, temos:

$$\frac{7.4108 - 4.4947}{0.0218} = 133.8^\circ \quad (\text{C.2})$$

C.3 Ângulo no terceiro quadrante

O ângulo incidente deve-se encontrar no terceiro quadrante e ter valores compreendidos entre 180° e 270° ou -90° a -180° e as ondas de diferenças de fase para 115 pacotes Bluetooth recebidos encontram-se na Figura C.3.

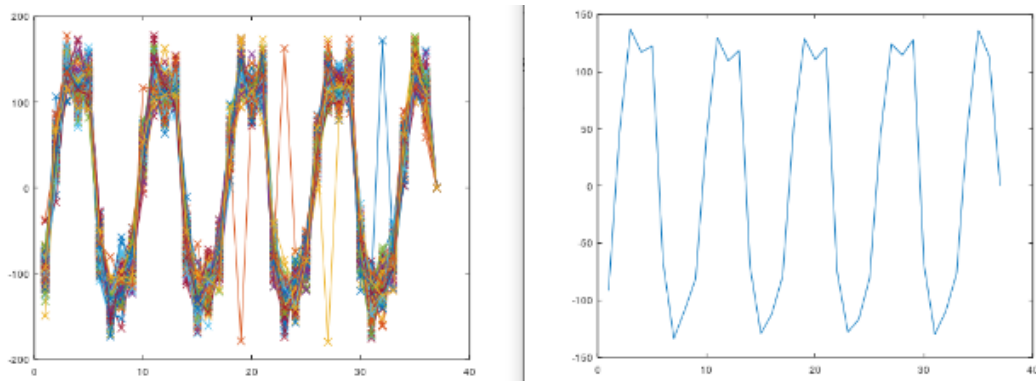


Figura C.3: Diferenças de fase para 115 pacotes e onda de diferenças de fase média para 180° e 270° .

Sabendo que o primeiro zero ascendente da onda de diferenças de fase média ocorre a 1.659 s, temos:

$$\frac{1.659 - 4.4947}{0.0218} = -130^\circ \quad (360 - 130 = 230^\circ) \quad (\text{C.3})$$

C.4 Ângulo no quarto quadrante

O ângulo incidente deve-se encontrar no quarto quadrante e ter valores compreendidos entre 270° e 360° ou -90° e 0° , e as ondas de diferenças de fase para 129 pacotes Bluetooth recebidos encontram-se na Figura C.4.

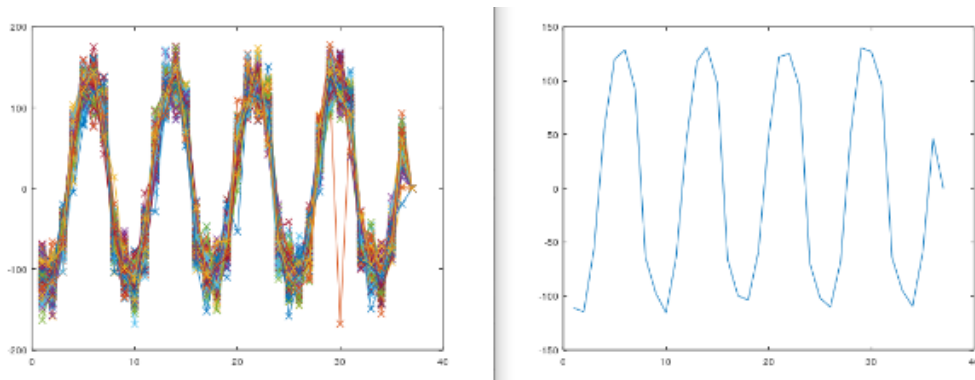


Figura C.4: Diferenças de fase para 129 pacotes e onda de diferenças de fase média para 180° e 270° .

Sabendo que o primeiro zero ascendente da onda de diferenças de fase média ocorre a 1.659 s, temos:

$$\frac{3.4874 - 4.4947}{0.0218} = -46^\circ \quad (360 - 46 = 314^\circ) \quad (\text{C.4})$$