

Instituto Politécnico de Leiria
Escola Superior de Tecnologia e Gestão
Departamento de Engenharia Eletrotécnica
Mestrado em Eng.^a Eletrotécnica

SINCRONIZAÇÃO DE ÂNCORAS SEM FIOS EM
SISTEMAS RTLS BASEADOS EM UWB

BRUNO FILIPE JULIÃO INÁCIO

Leiria, abril 2026



Instituto Politécnico de Leiria
Escola Superior de Tecnologia e Gestão
Departamento de Engenharia Eletrotécnica
Mestrado em Eng.^a Eletrotécnica

SINCRONIZAÇÃO DE ÂNCORAS SEM FIOS EM SISTEMAS RTLS BASEADOS EM UWB

BRUNO FILIPE JULIÃO INÁCIO
Número: 2232620

Dissertação realizada sob a orientação dos Professores Telmo Rui Carvalhinho Cunha
Fernandes e Sérgio Manuel Maciel de Faria

Leiria, abril 2026

AGRADECIMENTOS

Gostaria de começar por agradecer aos meus orientadores, Professor Telmo Fernandes e Professor Sérgio Faria, pela orientação, apoio e partilha de conhecimentos cruciais para o desenvolvimento deste trabalho.

À Escola Superior de Tecnologia e Gestão do Politécnico de Leiria e ao Instituto de Telecomunicações, agradeço o acolhimento durante este percurso e a cedência de instalações e recursos fundamentais para a execução deste projeto.

Um agradecimento especial à minha família e à minha namorada pelo apoio incondicional e pela paciência demonstrada ao longo destes anos de vida académica.

RESUMO

A ineficácia dos sistemas de localização por satélite no interior de edifícios impulsionou a adoção de sistemas de localização em tempo real (RTLS) baseados em Ultra-Wide Band (UWB). No entanto, garantir uma elevada precisão nestes ambientes impõe desafios significativos ao nível da sincronização temporal sem fios e da localização das âncoras. Para superar estas limitações, é essencial não só implementar algoritmos eficientes, mas também estabelecer uma metodologia de avaliação que quantifique, visual e estatisticamente, o desempenho das medições.

Neste âmbito, esta dissertação apresenta um estudo sobre a implementação de algoritmos de localização em tempo real com aplicação no seguimento de humanos em ambientes interiores, utilizando âncoras sincronizadas sem fios. O trabalho explora métodos baseados em Two-Way Ranging (TWR) e Time Difference of Arrival (TDOA). A principal contribuição reside no desenvolvimento e validação de uma arquitetura de sincronização wireless para sistemas TDOA, recorrendo a uma âncora de referência (RN) para estabelecer uma base de tempo comum. Esta abordagem permitiu transitar da exatidão característica do método TWR para a elevada eficiência e escalabilidade do sistema TDOA, eliminando a necessidade de infraestruturas com fios complexas.

Para a validação dos resultados, desenvolveu-se uma metodologia de análise estatística robusta. Esta inclui o estudo da dispersão das estimativas e a avaliação da densidade de probabilidade, recorrendo à Estimativa de Densidade de Kernel (KDE) e a visualização geométrica das hipérboles das diferenças temporais.

Os resultados experimentais, obtidos em diversos cenários de teste, demonstram que o TWR atinge erros RMS de 10 a 15 cm em linha de vista, degradando-se para 35 cm na presença de obstáculos. Relativamente ao sistema TDOA, validado em um cenário final de cinco âncoras, obteve-se um erro RMS de 28,1 cm em relação à posição real e um desvio padrão da ordem de 15 cm, comprovando a eficácia da arquitetura de sincronização proposta.

Palavras-chave: UWB, RTLS, Sincronização, TWR, TDoA

ABSTRACT

The ineffectiveness of satellite-based location systems in indoor environments has driven the adoption of Real-Time Location Systems (RTLS) based on Ultra-Wide Band (UWB). However, ensuring high accuracy in these environments presents significant challenges regarding time synchronization and anchor localization. To overcome these limitations, it is essential not only to implement efficient algorithms but also to establish an evaluation methodology that visually and statistically quantifies the performance of measurement techniques.

In this context, this dissertation presents a study on the implementation of real-time localization algorithms for human tracking in indoor environments using wireless synchronized anchors. The research explores methods based on Two-Way Ranging (TWR) and Time Difference of Arrival (TDOA). The primary contribution lies in the development and validation of a wireless synchronization architecture for TDOA systems, employing a reference anchor (RN) to establish a common time base. This approach enables a transition from the inherent accuracy of the TWR method to the high efficiency and scalability of the TDoA system, eliminating the need for complex wired infrastructures.

To validate the results, a robust statistical analysis methodology was developed. This includes studying estimate dispersion and evaluating probability density using Kernel Density Estimation (KDE) and the geometric visualization of time-difference hyperboles.

Experimental results, obtained across various test scenarios, demonstrate that achieves RMS errors of 10 to 15 cm in Line-of-Sight, degrading to 35 cm in the presence of obstacles. Regarding the TDOA system, validated in a final four-anchor scenario, an RMS error of 28,1 cm relative to the true position was obtained, with a standard deviation of approximately 15 cm, confirming the effectiveness of the proposed synchronization architecture.

Keywords: UWB, RTLS, Synchronization, TWR, TDoA

CONTEÚDO

Agradecimentos	i
Resumo	iii
Abstract	v
Conteúdo	vii
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xv
Lista de Acrónimos	xvii
1 Introdução	1
1.1 Contexto e motivação	1
1.2 Objetivos	3
1.3 Estrutura da dissertação	3
2 Técnicas e tecnologias utilizadas em RTLS	5
2.1 Tecnologias de comunicação utilizadas em sistemas RTLS	5
2.1.1 Comunicação Wi-Fi	6
2.1.2 Bluetooth clássico e Bluetooth Low Energy	7
2.1.3 Comunicação com identificação por radiofrequência (RFID)	9
2.1.4 Comunicação por luz visível	10
2.1.5 Comunicação baseada em infravermelhos	10
2.1.6 Comunicação por ultrassons	11
2.1.7 Ultra-Wideband	12
2.1.8 Análise comparativa entre as tecnologias	13
2.2 Técnicas de localização	13
2.2.1 Técnica baseada na potência do sinal	15
2.2.2 Técnica baseada no ângulo de chegada	16
2.2.3 Técnica baseada no tempo de chegada	17
2.2.4 Two-Way Ranging	18
2.2.5 Técnica baseada na diferença dos tempos de chegada	22
2.2.6 Análise comparativa das técnicas	24
3 Localização usando a tecnologia UWB	27

3.1	Ultra-Wide Band	27
3.1.1	Evolução da camada física UWB na norma IEEE 802.15.4 . .	27
3.1.2	Canais UWB no IEEE 802.15.4a/z	30
3.1.3	Potência de transmissão e limites regulamentares	30
3.1.4	Estrutura das tramas	32
3.2	Módulo desenvolvido pela Qorvo/Decawave (DWM1001C)	35
3.2.1	Relógio interno e contador de 40 bits	37
3.2.2	Métodos de obtenção de Timestamps	37
4	Sistema de localização proposto	41
4.1	Configuração Geral	41
4.1.1	Software utilizado	41
4.1.2	Parâmetros de comunicação UWB	42
4.1.3	Parâmetros de configuração da UART	43
4.1.4	Calibração dos dispositivos	44
4.2	Primeiro caso de estudo: Sistema Two-Way Ranging (TWR)	51
4.2.1	Visão geral do sistema	51
4.2.2	Estrutura das mensagens do sistema TWR	52
4.2.3	Fluxograma de funcionamento da âncora	53
4.2.4	Fluxograma de funcionamento da Tag	55
4.2.5	Cálculo da distância	60
4.2.6	Exportação dos dados via UART	62
4.2.7	Recolha e validação de dados	62
4.3	Segundo Caso de Estudo: Sistema TDoA	63
4.3.1	Visão geral do sistema	63
4.3.2	Estrutura da trama enviada pela âncora de referência	64
4.3.3	Estrutura da trama enviada pela Tag	65
4.3.4	Funcionamento da âncora de referência	66
4.3.5	Funcionamento das âncoras de recepção	68
4.3.6	Funcionamento da Tag	70
4.3.7	Extração dos dados via UART	72
4.3.8	Validação e ajuste dos timestamps	74
4.3.9	Ajuste dos relógios	76
4.3.10	Cálculo do TDoA e estimativa da posição	78
5	Cenários de estudo e resultados obtidos	83
5.1	Sistema baseado na técnica TWR	83
5.1.1	Metodologia de teste	83

5.1.2	Análise dos Resultados (2 a 10 metros)	84
5.1.3	Análise dos Resultados (12 a 20 metros)	90
5.1.4	Análise dos Resultados (dupla obstrução)	93
5.2	Sistema baseado na técnica TDoA	95
6	Conclusões e trabalho futuro	105
6.1	Conclusão	105
6.2	Trabalho futuro	106
	Bibliografia	109
A	Métricas de Avaliação de Desempenho	115
A.1	Erro Quadrático Médio (RMSE)	115
A.1.1	RMSE 1D (Escalar) - Caso TWR	115
A.1.2	RMSE 2D (Posicional) - Caso TDoA	115
A.2	Desvio Padrão (σ)	116
B	Resultados obtidos para o sistema TDoA	119
	Declaração	139

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Número de publicações sobre UWB e RTLS por ano. Dados obtidos a 28 de maio de 2025 por pesquisa dos termos relevantes.	2
Figura 2	Esquema ilustrativo das frequências de utilização das tecnologias RTLS , adaptada de [10] .	6
Figura 3	Esquema ilustrativo do funcionamento da técnica AoA [4] .	16
Figura 4	Esquema representativo da técnica Time of Arrival (ToA).	18
Figura 5	Esquema representativo da técnica Single-Sided Two-Way Ranging (TWR).	19
Figura 6	Esquema representativo da técnica Double-Sided Two-Way Ranging (DS-TWR).	21
Figura 7	Esquema ilustrativo do funcionamento da técnica TDoA [28] .	22
Figura 8	Esquema dos diferentes modos de operação [22] .	29
Figura 9	Estrutura simplificada de uma <i>frame</i> UWB segundo a norma IEEE 802.15.4a [38] .	32
Figura 10	Possíveis <i>frames</i> UWB segundo a norma IEEE 802.15.4z [22] .	32
Figura 11	Estrutura do campo PHR segundo a norma IEEE 802.15.4 [22] .	34
Figura 12	Estrutura genérica da MAC Frame com indicação dos subcampos e respetiva largura em octetos (1 octet = 8 bits = 1 byte) [39] .	35
Figura 13	Estrutura do campo <i>Frame Control</i> com indicação dos subcampos e respetiva largura em bits [39] .	35
Figura 14	Módulo DWM1001C [41] .	36
Figura 15	Medição das distâncias obtidas antes de calibrar os dispositivos (valor padrão de 16 300): (a) dispositivos a 1 metro; (b) dispositivos a 15 metros.	45
Figura 16	Diagramas de bigodes resultantes das medições para diferentes valores do registo de calibração a 1 metro: (a) <code>antenna_delay</code> definido para 16400; (b) <code>antenna_delay</code> definido para 16450; (c) <code>antenna_delay</code> definido para 16430.	47

Figura 17	Diagramas de bigodes resultantes das medições para diferentes valores do registo de calibração a 2 metros: (a) antenna_delay definido para 16430; (b) antenna_delay definido para 16445; (c) antenna_delay definido para 16440; (d) antenna_delay definido para 16435.	48
Figura 18	Diagramas de bigodes resultantes das medições para diferentes valores do registo de calibração: (a) antenna_delay definido para 16430; (b) antenna_delay definido para 16450.	49
Figura 19	Diagramas de bigodes resultantes das medições a 15 metros para diferentes calibrações: (a) Com a calibração efetuada a 1 metro; (b) Com a calibração efetuada a 2 metros; (c) Com a calibração efetuada a 5 metros.	50
Figura 20	Configuração do primeiro caso de estudo.	52
Figura 21	Estrutura geral de uma trama IEEE 802.15.4 utilizado como base para as mensagens de ranging [30].	52
Figura 22	Fluxograma do funcionamento da Âncora (parte 1).	56
Figura 23	Fluxograma do funcionamento da Âncora (parte 2).	57
Figura 24	Fluxograma do funcionamento da Tag.	59
Figura 25	Diagrama ilustrativo da troca de mensagens do sistema TWR.	60
Figura 26	Configuração final do segundo caso de estudo.	64
Figura 27	Trama <i>blink</i> definida pelo IEEE [45].	66
Figura 28	Fluxograma do funcionamento da âncora de referência.	69
Figura 29	Fluxograma do funcionamento das âncoras.	71
Figura 30	Fluxograma do funcionamento da tag para o sistema TDoA.	73
Figura 31	Diagrama temporal dos relógios do sistema.	77
Figura 32	Resultados das medições efetuadas entre os 2 e 10 m.	86
Figura 33	Resultados das medições efetuadas entre os 12 e 20 m.	91
Figura 34	Resultados das medições efetuadas com dupla obstrução.	93
Figura 35	Configurações das âncoras para os diferentes cenários de teste TDoA.	96
Figura 36	Resultados obtidos para as posições dos cenários 1, 2 e 3.	99
Figura 37	Resultados obtidos para as posições do Cenário 4.	100
Figura 38	Estimativas e mapa de calor para a posição (1,1) - Cenário 4.	101
Figura 39	Estimativas e mapa de calor para a posição (2,1) - Cenário 4.	101
Figura 40	Configuração das âncoras para o cenário 5.	101
Figura 41	Análise visual dos melhores e piores resultados de localização obtidos no Cenário 5.	103
Figura 42	Resultados TDoA Cenário 5.	124

Figura 43	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (0,1) - Cenário 5.	125
Figura 44	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (0,2) - Cenário 5.	125
Figura 45	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (0,3) - Cenário 5.	126
Figura 46	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (0,4) - Cenário 5.	126
Figura 47	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (0,5) - Cenário 5.	127
Figura 48	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (1,1) - Cenário 5.	127
Figura 49	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (2,1) - Cenário 5.	128
Figura 50	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (3,1) - Cenário 5.	128
Figura 51	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (4,1) - Cenário 5.	129
Figura 52	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (1,2) - Cenário 5.	129
Figura 53	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (2,2) - Cenário 5.	130
Figura 54	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (3,2) - Cenário 5.	130
Figura 55	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (4,2) - Cenário 5.	131
Figura 56	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (1,3) - Cenário 5.	131
Figura 57	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (2,3) - Cenário 5.	132
Figura 58	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (3,3) - Cenário 5.	132
Figura 59	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (4,3) - Cenário 5.	133
Figura 60	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (1,4) - Cenário 5.	133
Figura 61	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (2,4) - Cenário 5.	134

Figura 62	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (3,4) - Cenário 5.	134
Figura 63	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (4,4) - Cenário 5.	135
Figura 64	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (1,5) - Cenário 5.	135
Figura 65	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (2,5) - Cenário 5.	136
Figura 66	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (3,5) - Cenário 5.	136
Figura 67	Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (4,5) - Cenário 5.	137

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Comparação das principais tecnologias de localização em ambiente interior.	14
Tabela 2	Comparação entre as principais técnicas de localização.	26
Tabela 3	Evolução das características PHY UWB ao longo das revisões da norma IEEE 802.15.4	29
Tabela 4	Canais UWB definidos pelo IEEE 802.15.4a/z com regiões de operação. [24]	31
Tabela 5	Configurações de rádio utilizadas nos casos de estudo.	42
Tabela 6	Parâmetros de configuração da interface UART.	44
Tabela 7	Comparação do erro RMS (m) para diferentes calibrações.	51
Tabela 8	Parâmetros da estrutura da trama enviada pela âncora de referência.	65
Tabela 9	Parâmetros da estrutura da trama <i>Blink</i> enviada pela Tag.	66
Tabela 10	Erro RMS e desvio padrão para as distâncias compreendidas entre 2 e 10 m.	87
Tabela 11	Comparação entre Distância Real e Medida (LOS vs NLOS) entre 2 m e 10 m.	89
Tabela 12	Erro RMS e desvio padrão para as distâncias compreendidas entre 12 e 20 m.	92
Tabela 13	Erro RMS e desvio padrão para as medições efetuadas com dupla obstrução.	94
Tabela 14	Comparação entre valores simulados e obtidos para os cenários 1, 2 e 3.	97
Tabela 15	Resultados obtidos para o Cenário 4.	100
Tabela 16	Resultados obtidos para o Cenário 5.	104

LISTA DE ACRÓNIMOS

ADS-TWR	Asymmetric Double-Sided Two-Way Ranging.
AFH	Adaptive Frequency Hopping.
AoA	Angle of Arrival.
AP	Access Point.
BLE	Bluetooth Low Energy.
BPM	Burst Position Modulation.
CSI	Channel State Information.
DPSK	Differential Phase-Shift Keying.
DQPSK	Differential Quaternary Phase-Shift Keying.
DS-TWR	Double-Sided Two-Way Ranging.
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power.
ETSI	European Telecommunications Standards Institute.
FCC	Federal Communications Commission.
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum.
FIFA	Fédération Internationale de Football Association.
GFSK	Gaussian Frequency Shift Keying.
GNSS	Global Navigation Satellite System.
GPS	Global Positioning System.
HF	High Frequency.

Lista de Acrónimos

HRP	High-Rate Pulse.
IMU	Inertial Measurement Units.
IoT	Internet of Things.
ISM	Industrial, Scientific and Medical.
LDPC	Low-Density Parity-Check.
LF	Low Frequency.
LoS	Line of Sight.
LRP	Low-Rate Pulse.
LS	Least Squares.
NBA	National Basketball Association.
NLoS	Non Line of Sight.
NTP	Network Time Protocol.
PAC	Preamble Acquisition Chunk.
PDoA	Phase Difference of Arrival.
PHR	PHY Header.
PPDU	PHY Protocol Data Unit.
PRF	Pulse Repetition Frequency.
PSDU	PHY service data unit.
RFID	Radio Frequency Identification.
RMS	Root Mean Squared.
RSSI	Received Signal Strength Indicator.
RTLS	Real-Time Locating System.
SDS-TWR	Symmetric Double-Sided Two-Way Ranging.
SECDDED	Single Error Correction, Double Error Detection.

SFD	Start-of-Frame Delimiter.
SHR	Synchronization Header.
SoC	System-on-Chip.
SS-TWR	Single-Sided Two-Way Ranging.
STS	Scrambled Timestamp Sequence.
TDoA	Time Difference of Arrival.
ToA	Time of Arrival.
ToF	Time of Flight.
TWR	Two-Way Ranging.
UEFA	Union of European Football Associations.
UHF	Ultra-High Frequency.
UWB	Ultra-Wide Band.
VLC	Visible Light Communication.

INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTO E MOTIVAÇÃO

A infraestrutura de navegação por satélite ([GNSS](#)) revolucionou a navegação em ambientes exteriores, proporcionando uma cobertura global e um posicionamento fiável. No entanto, a eficácia destes sistemas é drasticamente comprometida em cenários cobertos ou interiores, onde a obstrução física e a inexistência de linha de vista bloqueiam ou atenuam severamente a receção dos sinais [1, 2, 3]. Estas limitações criam uma barreira tecnológica significativa, impedindo a extensão dos serviços de localização para o interior dos edifícios e exigindo o desenvolvimento de infraestruturas locais dedicadas.

Para responder a esta limitação, os sistemas de localização em tempo real têm ganho destaque por permitirem a monitorização contínua e precisa da posição de pessoas, objetos ou equipamentos em ambientes cobertos ou interiores, onde soluções baseadas no [GNSS](#) são ineficazes.

Tradicionalmente, foram exploradas tecnologias baseadas na potência do sinal recebido ([RSSI](#)), como o Wi-Fi ou o Bluetooth Low Energy ([BLE](#)), devido ao seu baixo custo e elevada disponibilidade. Contudo, estas abordagens revelam-se instáveis face a flutuações de sinal e interferências, raramente garantindo a precisão necessária para aplicações críticas. É neste contexto que a tecnologia [UWB](#) (Ultra-Wideband) surge como uma solução promissora. Ao utilizar impulsos de rádio de duração extremamente curta (na ordem dos nanossegundos) e uma largura de banda elevada, o [UWB](#) oferece uma resolução temporal superior, permitindo estimar o tempo de voo ([ToF](#)) com elevada exatidão e mitigar os efeitos de multipercurso característicos de ambientes fechados [2, 4, 5, 6].

A crescente relevância do [UWB](#) é evidenciada pela produção científica recente. A Figura 1 apresenta a evolução do número de artigos publicados sobre localização em tempo real ([RTLS](#)) e [UWB](#) desde o início do século XXI. A análise dos dados revela o crescente investimento na investigação da tecnologia [UWB](#), motivado pelas suas vantagens em ambientes interiores. Isso mostra uma mudança de sistemas

baseados na potência de sinal para abordagens de localização baseadas no tempo de propagação.

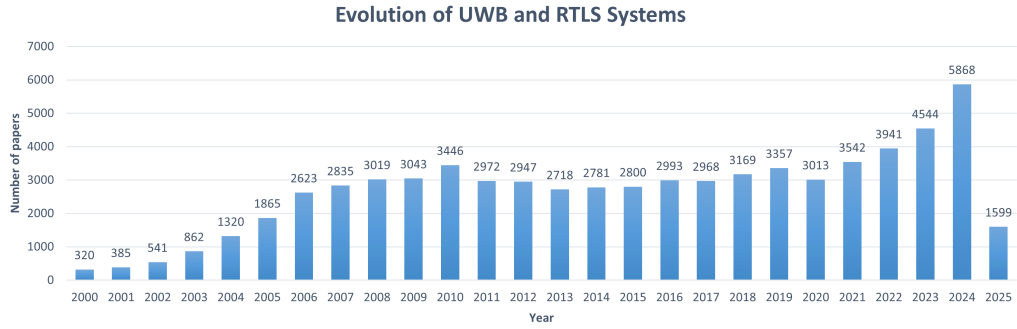


Figura 1: Número de publicações sobre UWB e RTLS por ano. Dados obtidos a 28 de maio de 2025 por pesquisa dos termos relevantes.

Embora o [UWB](#) ofereça uma resolução temporal superior, a sua eficácia em cenários reais é condicionada por um compromisso entre cobertura e precisão. Os desafios de implementação residem não apenas na gestão de obstruções físicas que prejudicam as medições de tempo de voo, mas fundamentalmente na infraestrutura de sincronização necessária para manter a sincronização temporal das âncoras [6, 7].

A conceção de um sistema de localização obriga a uma escolha crítica entre algoritmos de medição, especificamente entre [TWR](#) e [TDoA](#), cada um com compromissos distintos. O [TWR](#) destaca-se pela robustez e simplicidade de implementação, uma vez que não requer sincronização de relógios entre as âncoras. No entanto, a necessidade de troca bidirecional de mensagens limita a escalabilidade do sistema e aumenta consideravelmente o consumo energético das *tags* [6]. O [TDoA](#), por oposição, permite monitorizar um número virtualmente ilimitado de *tags* com elevada eficiência energética, contudo, transfere a complexidade para a infraestrutura. O correto funcionamento do sistema exige que as âncoras estejam perfeitamente sincronizadas e localizadas em coordenadas conhecidas, com tolerâncias na ordem dos picosegundos, o que representa um desafio técnico considerável em redes sem fios[8].

A motivação central desta dissertação reside na necessidade de desenvolver e validar uma arquitetura [TDoA](#) sem fios que seja viável e robusta. Isto implica resolver o problema da sincronização utilizando uma âncora de referência (RN), evitando a complexidade da sincronização por cabo [8, 9].

1.2 OBJETIVOS

O principal objetivo desta dissertação é o desenvolvimento, implementação e validação experimental de um sistema de localização em ambiente interior baseado na técnica [TDoA](#). Ao longo desta dissertação, foram realizadas as seguintes tarefas com vista à concretização desse objetivo:

- Estudo das tecnologias de localização em tempo real e análise das diferentes técnicas de medição.
- Análise da tecnologia [UWB](#), incidindo sobre a camada física e a propagação de sinal.
- Implementação e validação de um sistema baseado em [TWR](#), através da adaptação de algoritmos de referência (Decawave), com o objetivo de caracterizar o hardware e estabelecer uma linha de base de desempenho.
- Projeto e desenvolvimento de uma arquitetura de localização escalável baseada em [TDoA](#), com ênfase na implementação de uma estratégia de sincronização de âncoras sem fios.
- Desenvolvimento de algoritmos para alinhamento temporal das medições, sincronização e cálculo das diferenças temporais, integrados com ferramentas de visualização estatística (mapas de dispersão, Estimativa de Densidade de Kernel - KDE) e geométrica (geração de hipérboles).
- Realização de testes experimentais para avaliação do desempenho do sistema proposto, comparando os resultados obtidos com a posição real.
- Elaboração da presente dissertação, integrando a fundamentação teórica, a descrição da implementação prática e a análise crítica dos resultados.

1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

A presente dissertação encontra-se estruturada em seis capítulos. Após este primeiro capítulo introdutório, o documento organiza-se da seguinte forma:

- O Capítulo [2](#) dedica-se ao estado da arte, abordando as tecnologias de comunicação predominantes em sistemas de localização em tempo real ([RTLS](#)), bem como as principais técnicas de estimativa de posição.

- O Capítulo 3 foca-se especificamente na tecnologia **UWB**. São detalhadas as especificações da camada física, os canais utilizados, a regulação de potência e a estrutura das tramas. Adicionalmente, descrevem-se as características técnicas do módulo DWM1001C (Qorvo/Decawave) utilizado no desenvolvimento deste projeto.
- O Capítulo 4 descreve a implementação prática do sistema, dividida em três fases. Inicialmente, detalha-se a configuração do hardware, incluindo os parâmetros de comunicação **UWB**, a interface UART e o método de calibração. De seguida, apresenta-se a implementação do sistema **TWR**, com ênfase nos diagramas de fluxo e no cálculo do **ToF**. Por fim, descreve-se a arquitetura **TDoA**, detalhando a estrutura das mensagens (*blink* e referência), os modos de operação dos dispositivos (*tag*, âncora e âncora de referência) e os algoritmos desenvolvidos para a sincronização temporal e cálculo das diferenças de tempo.
- O Capítulo 5 expõe os resultados experimentais. São descritos os cenários de teste definidos para os sistemas **TWR** e **TDoA**, seguidos de uma análise crítica do desempenho obtido com base em métricas de precisão e exatidão.
- Por fim, o Capítulo 6 sintetiza as principais conclusões retiradas deste trabalho e sugere vias para investigação futura.

TÉCNICAS E TECNOLOGIAS UTILIZADAS EM RTLS

Este capítulo apresenta uma análise das principais técnicas e tecnologias associadas aos sistemas de localização em tempo real, com ênfase nas soluções baseadas em [UWB](#). Para além da descrição dos fundamentos técnicos, é realizada uma revisão do estado da arte, destacando as abordagens existentes, suas vantagens e limitações. O objetivo é fornecer uma visão abrangente do panorama atual, identificando os métodos mais promissores para aplicações em ambientes interiores e enquadrando o desenvolvimento do sistema proposto.

2.1 TECNOLOGIAS DE COMUNICAÇÃO UTILIZADAS EM SISTEMAS RTLS

O desempenho de um sistema de localização em tempo real está fortemente ligado à tecnologia de comunicação utilizada. Cada tecnologia apresenta características próprias que determinam a sua adequação a diferentes cenários, variando em termos de cobertura, robustez a interferências, consumo energético e custos de implementação.

A Figura 2 apresenta o espectro de frequências das principais tecnologias utilizadas em sistemas de localização interior, evidenciando as diferenças da gama de frequência e largura de banda que influenciam diretamente a precisão e a fiabilidade. O [UWB](#), por exemplo, ao explorar grandes larguras de banda, proporciona elevada resolução temporal e espacial e é altamente robusto face aos efeitos de multipercurso. Já o Wi-Fi beneficia da ampla disponibilidade de infraestrutura, enquanto o [BLE](#) se destaca pelo baixo consumo energético e custo reduzido. O [RFID](#) (Radio Frequency Identification), por sua vez, é amplamente aplicado em rastreamento e gestão de inventários.

A escolha da tecnologia mais adequada depende de um compromisso entre os requisitos da aplicação e as condições do ambiente, sendo comum a adoção de soluções híbridas que combinam diferentes tecnologias para otimizar a cobertura e a fiabilidade.

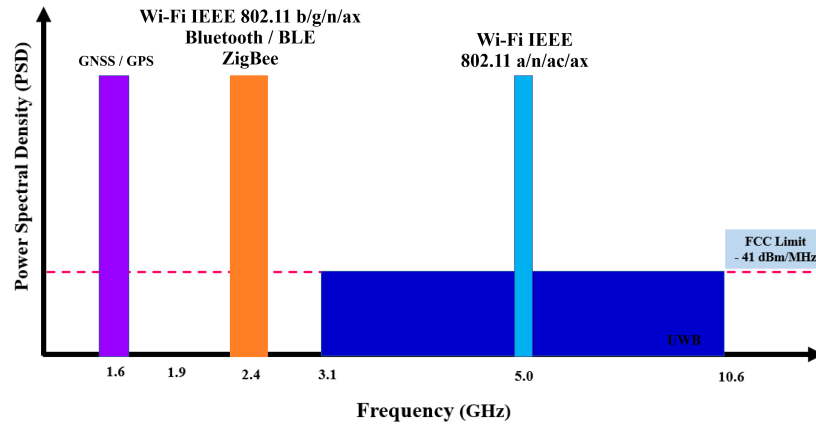


Figura 2: Esquema ilustrativo das frequências de utilização das tecnologias RTLS, adaptada de [10].

2.1.1 Comunicação Wi-Fi

A tecnologia Wi-Fi, baseada na norma IEEE 802.11, é uma das soluções mais utilizadas em sistemas de localização interior, destacando-se pela disponibilidade da infraestrutura já existente e pela facilidade de integração com redes convencionais. Como a maioria dos dispositivos móveis atuais (smartphones, tablets e laptops) integra interfaces Wi-Fi de forma nativa, esta abordagem apresenta-se como uma alternativa de baixo custo, dispensando a instalação de hardware adicional ou de software específico para localização [11, 12].

O princípio de funcionamento baseia-se na troca de sinais de rádio frequência entre o dispositivo e pontos de acesso (AP's), os quais podem ser utilizados como referências para estimar a posição. Entre as técnicas mais utilizadas destacam-se [12]:

- Cell of Origin (CoO): técnica de proximidade onde a posição do dispositivo móvel é estimada como sendo a localização geográfica (coordenadas) do ponto de acesso (AP) que apresenta o nível de sinal recebido mais elevado;
- Trilateração: a posição é estimada convertendo a intensidade do sinal recebido (RSSI) em distâncias, através de modelos de propagação, calculando-se posteriormente a interseção geométrica das circunferências resultantes;
- Fingerprinting: frequentemente considerado o método mais robusto em ambientes complexos, baseia-se na criação de um mapa de assinaturas de sinal. O processo divide-se em duas fases: na etapa *offline* (calibração), constrói-se uma base de dados com os valores de RSSI recolhidos em pontos de referência;

e na etapa *online* (localização), a posição é estimada comparando os sinais recebidos em tempo real com os padrões armazenados na base de dados.

O método de **RSSI** é amplamente utilizado, visto que os indicadores de intensidade de sinal são facilmente obtidos em redes IEEE 802.11 e podem ser explorados em equipamentos comerciais existentes. Alternativamente, técnicas baseadas no tempo de propagação, como tempo de chegada (**ToA**), diferença do tempo de chegada (**TDoA**) e ângulo de chegada (**AoA**), podem ser aplicadas, embora a sua implementação em redes Wi-Fi seja mais complexa.

No que se refere à precisão, os sistemas baseados em Wi-Fi apresentam precisões de 20–40 m em cenários convencionais, podendo atingir 3–5 m em ambientes com maior densidade de **AP**'s ou mediante a utilização de abordagens híbridas [11, 12, 13]. Estudos anteriores reportam resultados ainda mais expressivos, com erros médios próximos de 31 cm e uma latência de 100 ms quando utilizados 6 **AP**'s, recorrendo à estimação de ângulos de chegada e a técnicas de mitigação de multipercursos suportadas por agregados de antenas [2, 14].

Apesar das suas vantagens, subsistem limitações relevantes. O desempenho pode ser degradado por fenómenos de atenuação e multipercurso causados por paredes, portas e objetos em movimento, bem como pelas interferências no espectro **ISM** (Industrial, Scientific and Medical), partilhado com outras tecnologias sem fios. Além disso, a utilização contínua do Wi-Fi para localização pode agravar o consumo energético dos dispositivos móveis, o que representa uma restrição significativa devido à autonomia limitada das baterias [12].

2.1.2 *Bluetooth clássico e Bluetooth Low Energy*

Bluetooth é uma tecnologia de comunicação sem fios definida inicialmente pelo padrão IEEE 802.15.1, que opera na banda não licenciada **ISM** dos 2,4 GHz e foi concebida para redes pessoais de curto alcance. Esta tecnologia usa 79 canais de 1 MHz e uma taxa de símbolo de 1 Msymb/s.

Foram definidos dois modos de transmissão para BR/EDR (Basic Rate / Enhanced Data Rate). No modo BR é utilizada a modulação **GFSK** (Gaussian Frequency Shift Keying), resultando numa taxa de 1 Mbps (1 bit por símbolo). No modo EDR é utilizada modulação baseada em PSK, com duas variantes possíveis, $\pi/4$ -**DQPSK** (Differential Quaternary Phase-Shift Keying) conseguindo taxas de 2 Mbps

e 8 **DPSK** (Differential Phase-Shift Keying) permitindo atingir os 3 Mbps [15, 16, 17].

Assim como o Bluetooth clássico, o Bluetooth Low Energy (**BLE**), introduzido na versão 4.0, foi projetado para comunicações de baixo consumo na banda **ISM** não licenciada de 2,4 GHz. Tal como o BR/EDR, utiliza *Frequency Hopping Spread Spectrum* (**FHSS**) para mitigar as interferências, operando em 40 canais espaçados de 2 MHz (3 dedicados a anúncios e descoberta de dispositivos (*advertising*) e 37 para transferência de dados).

A modulação base é GFSK com uma taxa de 1 Msym/s (PHY LE 1M). A especificação introduziu posteriormente a LE Coded PHY, para maior robustez através de *Forward Error Correction* (FEC), e a LE 2M PHY, que duplica a taxa para 2 Msym/s. Adicionalmente, desenvolvimentos recentes em *Channel Sounding* (CS) introduziram variantes da camada física (como a LE 2M 2BT PHY) que utilizam medições baseadas em fase (*Phase-Based Ranging*) e tempo de ida e volta (*Round Trip Time*) para aumentar a precisão da estimativa de distância [2, 18, 17, 19].

Para aumentar a robustez em ambientes com interferência, o Bluetooth adota *Frequency Hopping Spread Spectrum* (**FHSS**), alternando de canal a cada 625 μ s (1 600 saltos por segundo). Cada dispositivo utiliza uma sequência de saltos pseudo-aleatória gerada a partir do endereço e do relógio do dispositivo central. Além disso, o Bluetooth implementa *Adaptive Frequency Hopping* (**AFH**), no qual o conjunto de frequências pode ser ajustado dinamicamente para evitar canais ocupados por sistemas interferentes na banda **ISM**, melhorando significativamente a coexistência com tecnologias como Wi-Fi e dispositivos que não utilizam salto de frequência [15, 16, 17, 20].

A utilização do Bluetooth para localização interior explora o fato de cada dispositivo possuir um identificador único (ID), que pode ser usado para rastrear ou localizar. Os métodos mais comuns baseiam-se na técnica **RSSI**, dada a sua simplicidade de extração e implementação em hardware já existente. Outros mecanismos, como **AoA** e **ToF**, também podem ser aplicados, embora com maior complexidade [2, 21].

De um modo geral, o Bluetooth clássico prioriza uma maior taxa de transmissão e suporte a fluxos contínuos de dados, enquanto o **BLE** é orientado para eficiência energética e transmissão de pacotes curtos, favorecendo aplicações com sensores e **IoT**. Ambos utilizam salto de frequência para reduzir interferências, mas o **BLE** organiza o espectro em canais de anúncio e dados, permitindo ajustar o intervalo entre

transmissões e aplica mecanismos mais eficientes de AFH, evitando automaticamente canais com interferência. Estas otimizações reduzem o tempo de rádio ativo e, consequentemente, o consumo energético. Com estas diferenças, a escolha do tipo de Bluetooth mais adequado depende da sua aplicação, seja ela focada em transferência de dados elevada ou em menor consumo de energia e duração de bateria.

2.1.3 Comunicação com identificação por radiofrequência (RFID)

A tecnologia RFID baseia-se na utilização de leitores, equipados com uma ou mais antenas, e de transdutores designados por *tags*, que podem ser ativos ou passivos [11, 12]. Tipicamente, cada *tag* armazena um identificador único, podendo também conter informações adicionais, como dados de localização.

As *tags* podem ser classificadas em dois tipos principais. As *tags* ativas possuem bateria própria e conseguem transmitir sinais de forma autónoma. Normalmente, operam em UHF e micro-ondas, com alcance que pode atingir algumas centenas de metros. São ideais para aplicações de localização e rastreamento de objetos, apresentando baixo custo e fácil integração. Por outro lado, as *tags* passivas não possuem fonte de energia interna, dependendo da energia fornecida pelo leitores para transmitir dados. Têm alcance limitado, geralmente entre 1 e 2 m, mas são menores, mais leves e mais baratas do que as *tags* ativas. Além disso, podem operar em várias faixas de frequência, incluindo baixa, alta, UHF e micro-ondas [11].

Para sistemas de localização interior, podem-se distinguir dois tipos principais de abordagem, dependendo do objetivo do sistema. Na localização do leitor, a precisão depende da quantidade de *tags* que forem utilizadas assim como do alcance máximo. Numa aplicação típica, um grande número de *tags* contendo informações de localização pode ser distribuído de forma a cobrir todo o ambiente interno. Assim, uma pessoa equipada com um leitores portátil pode ler a *tag* mais próxima e obter a sua posição aproximada. A principal desvantagem dessa abordagem é a necessidade de um grande número de *tags*, todas pré-programadas com as suas coordenadas. Alternativamente, é possível utilizar o valor de RSSI para uma estimativa aproximada de distância, permitindo a aplicação de técnicas de multilateração [12].

Por outro lado, na localização da *tag*, são necessários vários leitores distribuídos no ambiente em posições conhecidas. A posição da *tag* é então determinada a partir dos sinais recebidos por esses leitores. Naturalmente, este método apresenta maior precisão, mas também implica um custo mais elevado, que cresce proporcionalmente ao número de leitores utilizados [12].

A tecnologia **RFID** apresenta a vantagem de permitir a operação sem necessidade de **LoS**, uma vez que as ondas de rádio conseguem penetrar em muitos materiais. Contudo, a intensidade do sinal é afetada pela densidade dos obstáculos, limitando, por vezes, a precisão. As faixas de frequência mais comuns incluem: *Low Frequency (LF)* de 125–134 kHz, *High Frequency (HF)* de 13.56 MHz e *Ultra-High Frequency (UHF)* de 860–960 MHz [11, 12].

Entre as vantagens da tecnologia **RFID** destacam-se a capacidade de operação em ambientes sem linha de vista, elevada taxa de transmissão de dados, segurança, baixo custo e tamanho reduzido. As principais limitações das tecnologias **LF** e **HF** incluem o alcance reduzido e a capacidade limitada de leitura simultânea de múltiplas *tags*, enquanto a **UHF** é mais sensível à absorção por líquidos e à reflexão em metais. Apesar destas restrições, a tecnologia **RFID** permanece uma solução viável para serviços de proximidade e monitorização de objetos em ambientes interiores [11, 12].

2.1.4 Comunicação por luz visível

A tecnologia de Comunicação por Luz Visível (Visible Light Communication, **VLC**) utiliza o espectro da luz visível (400–800THz), geralmente emitido por díodos emissores de luz (LEDs), para transmissão de dados em alta velocidade. No contexto de localização, os LEDs funcionam como pontos emissores, cujo sinal é detetado por sensores de luz, permitindo estimar a posição e a orientação relativa dos emissores [11].

Entre as técnicas de localização baseadas em luz visível, o **AoA** destaca-se como a mais precisa. Esta abordagem beneficia da ampla disseminação de LEDs em ambientes interiores, podendo mesmo superar a disponibilidade de redes Wi-Fi [11].

No entanto, apresenta como limitação fundamental a necessidade de linha de vista direta (**LoS**) entre o emissor e o recetor, o que restringe o seu desempenho em cenários com obstáculos [11].

2.1.5 Comunicação baseada em infravermelhos

A tecnologia de comunicação baseada em Infravermelhos (IR) é uma das soluções sem fios mais comuns para localização em ambientes interiores, baseada na emissão e receção de radiação infravermelha. Um exemplo típico é o uso de *badges* que emitem periodicamente um identificador único através de transmissores IR, sendo

detetados por recetores posicionados em locais conhecidos do ambiente. O software de localização estima a posição do utilizador a partir da proximidade entre o transmissor e os recetores [2, 12].

Esta tecnologia pode ser utilizada de duas formas distintas, através de IR direto ou de IR difuso. A Infrared Data Association (IrDA) é um exemplo de utilização do IR direto, que utiliza comunicação ponto a ponto de baixa potência, mas necessita de linha de vista entre o transmissor e o receptor. Esta abordagem oferece maior precisão e imunidade a interferências, graças ao sinal IR ser transmitido em um ângulo bastante pequeno, quase como um laser. Por outro lado, tem um alcance limitado e é sensível à obstrução do sinal. O IR difuso utiliza emissores que irradiam o sinal em várias direções simultaneamente, permitindo que as reflexões em superfícies ampliem a área de cobertura e não necessitem de linha de vista. Embora cubra áreas maiores, apresenta menor precisão devido aos efeitos de multipercurso e tende a exigir hardware mais dispendioso e de elevada manutenção [2, 12].

2.1.6 *Comunicação por ultrassons*

A tecnologia de localização ultrassónica baseia-se na emissão e receção de ondas sonoras de alta frequência ($>20\text{kHz}$), utilizando medições de **ToF**, para calcular a distância entre emissores e recetores. A sincronização é normalmente assegurada por um pulso de rádio ou infravermelhos, que chega quase instantaneamente aos recetores, permitindo iniciar a contagem de tempo até à deteção da onda acústica [2, 11, 12].

Esta tecnologia apresenta como vantagens o baixo custo, a capacidade de alcançar precisão ao nível de centímetros, a eficiência energética e o facto de poder operar em ambientes interiores, refletindo-se nos obstáculos sem interferir com ondas eletromagnéticas [2, 11].

As principais limitações incluem o alcance reduzido (tipicamente até 10m), a sensibilidade a variações de temperatura e humidade, que afetam a velocidade do som, o efeito de multipercurso e a degradação do desempenho em ambientes com ruído acústico persistente [11, 12].

2.1.7 Ultra-Wideband

A tecnologia Ultra-Wideband (**UWB**) caracteriza-se pela transmissão de pulsos ultracurtos, tipicamente com uma duração inferior a 1 ns, e com um *duty-cycle* muito baixo, cerca de (1:1000), o que contribui para um consumo de energia reduzido. De acordo com a definição da *Federal Communications Commission* (**FCC**), **UWB** corresponde a um sinal RF que ocupa uma porção do espectro que é maior a 20% da frequência central ou que apresente uma largura de banda superior a 500 MHz. Esta tecnologia opera tipicamente entre os 3,1 e os 10,6 GHz, transmitindo um sinal em múltiplas bandas de frequência simultaneamente [4, 7, 11].

A elevada largura de banda, juntamente com a curta duração dos pulsos transmitidos, não só permite uma grande capacidade de dados transmitidos com baixo consumo, como também assegura uma elevada imunidade a interferências vindas de outras tecnologias. Além disso, a curta duração dos pulsos torna a tecnologia **UWB** menos sensível a efeitos de multipercurso, permitindo assim a identificação do primeiro caminho (*first path*) e proporcionando uma estimativa precisa da distância. [2, 7, 11].

Em termos de padrões, a norma IEEE 802.15.4a foi uma das primeiras a definir uma camada física para **UWB**, suportando precisamente esse tipo de medições temporais de alta resolução [22, 23].

Os sistemas de localização baseados em **UWB** utilizam geralmente uma arquitetura de âncoras fixas e *tags* móveis. As âncoras são dispositivos fixos, colocados em posições conhecidas no cenário, responsáveis por receber (e/ou transmitir) sinais de rádio e servir de referência espacial. As *tags*, por sua vez, são dispositivos móveis associados aos objetos ou pessoas cuja posição se pretende determinar. A localização é obtida através da medição do tempo de propagação dos sinais entre as *tags* e as âncoras, utilizando técnicas como o **ToF** ou o **TDoA**, que exploram a elevada resolução temporal do sinal **UWB** para calcular distâncias com grande exatidão [24].

Por fim, apesar das limitações (como o NLOS ou a complexidade de sincronização), a **UWB** continua a ser uma das tecnologias de localização mais promissoras para ambientes interiores, graças à sua elevada precisão temporal, baixa latência e consumo relativamente reduzido.

2.1.8 Análise comparativa entre as tecnologias

Nas secções anteriores, foram apresentadas, de forma sintética, as principais tecnologias de localização, salientando as respetivas vantagens e limitações reportadas na literatura.

Como se pode observar na Tabela 1, cada tecnologia envolve diferentes compromissos entre custo, precisão, alcance e robustez, fatores que determinam a sua adequação a contextos e aplicações específicas.

Nesta dissertação, a tecnologia **UWB** foi selecionada pela sua capacidade de proporcionar medições de distância altamente precisas e pela sua robustez em cenários com multipercurso. Graças à sua largura de banda e elevada resolução temporal, a **UWB** permite distinguir trajetórias diretas de sinais refletidos, reduzindo significativamente o erro de localização. Para além disso, o seu baixo consumo energético e a crescente adoção em sistemas comerciais e académicos reforçam a pertinência da sua utilização para o desenvolvimento de soluções de localização interiores fiáveis e de elevado desempenho.

2.2 TÉCNICAS DE LOCALIZAÇÃO

A determinação precisa da posição de um dispositivo em sistemas de localização em tempo real depende diretamente da técnica de localização adotada. Estas técnicas baseiam-se, essencialmente, na medição de diferentes parâmetros físicos do sinal recebido, tais como a potência, o tempo de propagação ou o ângulo de chegada. Cada abordagem apresenta vantagens e limitações distintas em termos de precisão, requisitos de infraestrutura, robustez a interferências e complexidade computacional.

Nesta secção, são analisadas as principais estratégias de localização utilizadas em sistemas **RTLS**, agrupadas segundo o parâmetro físico em que se fundamentam:

- **Abordagens baseadas na intensidade do sinal recebido**, como o *Received Signal Strength Indicator* (**RSSI**);
- **Técnicas angulares**, como o Ângulo de chegada (**AoA**);
- **Métodos baseados no tempo de propagação do sinal**, como o tempo de chegada (**ToA**), a diferença do tempo de chegada (**TDoA**) e o *Two-Way Ranging* (**TWR**);

Tabela 1: Comparação das principais tecnologias de localização em ambiente interior.

Tecnologia	Vantagens	Limitações
Wi-Fi	Infraestrutura existente; custo reduzido por reutilização da rede; elevada taxa de dados	Baixa precisão; RSSI instável; consumo energético significativo; propenso a multipercurso; elevada interferência em ambientes complexos
RFID	Baixo custo; fácil integração com <i>tags</i> passivas; baixo consumo	Alcance limitado em <i>tags</i> passivas; baixa precisão; <i>tags</i> ativas aumentam custo e consumo
Ultrassons	Boa precisão em curtas distâncias; imune a interferências RF	Necessidade de LoS ; sensível a ruído e temperatura; latência relativamente elevada
VLC	Imune a RF; alta taxa de atualização; seguro em ambientes fechados	Requer LoS ; não funciona sem iluminação LED adequada; sensível a luz ambiente
IR	Solução económica; simples de implementar	Requer LoS ; propenso a multipercurso; manutenção elevada
BLE	Baixo consumo energético; integração nativa em smartphones; custo reduzido	Elevado impacto de multipercurso; RSSI extremamente instável; precisão limitada
UWB	Alta precisão; baixa latência; imunidade elevada a interferências; baixo consumo energético	Necessidade de hardware dedicado; degradação em NLoS ; sincronização complexa

Estas abordagens podem ser aplicadas de forma independente ou combinada, de modo a aumentar a robustez e a precisão do sistema, sobretudo em ambientes interiores caracterizados por obstruções, reflexões de multipercurso e interferências. A seleção da técnica mais adequada deve considerar os requisitos específicos da aplicação, as propriedades do ambiente e as restrições do hardware disponível.

Nas subseções seguintes, descrevem-se em detalhe os princípios de funcionamento de cada método, destacando as suas vantagens, limitações e casos de utilização típicos.

2.2.1 Técnica baseada na potência do sinal

O *Received Signal Strength Indicator* (**RSSI**) é uma métrica que representa a potência do sinal recebido por um receptor, expressa em dBm. A técnica de localização baseada em **RSSI** utiliza a relação entre a atenuação do sinal e a distância percorrida, estimando esta última a partir de um modelo de propagação de ondas eletromagnéticas [25].

Em sistemas de localização, o **RSSI** é obtido diretamente do *hardware* de receção, sem necessidade de sincronização temporal entre emissores e recetores, o que simplifica a implementação e reduz os custos. A distância estimada (d) é frequentemente calculada a partir de um modelo de perda de percurso (*path loss model*) [11], no qual $RSSI_0$ representa o nível de potência medido a uma distância de referência d_0 , n corresponde ao expoente de perda de percurso e X_σ representa as variações aleatórias associadas ao canal e ao ruído. Este modelo é definido conforme a Equação 1.

$$RSSI(d) = RSSI_0 - 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (1)$$

A principal vantagem desta abordagem é a sua simplicidade e baixo custo, uma vez que não requer *hardware* adicional para estimar a posição. No entanto, o **RSSI** é altamente suscetível a variações ambientais, interferências e efeitos de multipercurso, especialmente em cenários interiores complexos, resultando em erros de estimação de distância significativamente superiores aos obtidos com técnicas baseadas em **TDoA**, **ToA** ou **AoA** [4, 11].

2.2.2 Técnica baseada no ângulo de chegada

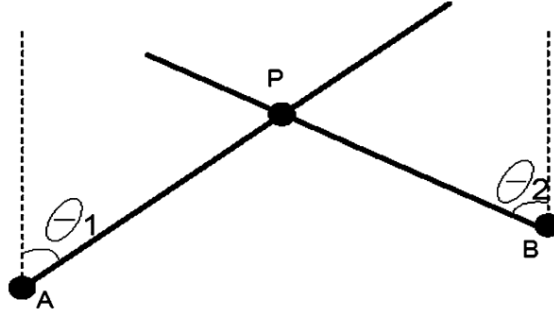


Figura 3: Esquema ilustrativo do funcionamento da técnica AoA [4].

O *Angle of Arrival* (AoA) é uma técnica de estimação de posição baseada na determinação do ângulo com que um sinal eletromagnético incide sobre um recetor equipado com múltiplas antenas [25]. Através da diferença de fase ou do atraso relativo entre sinais recebidos em antenas distintas, é possível calcular a direção de chegada da onda incidente. A Figura 3 apresenta um exemplo simplificado da geometria subjacente a esta técnica.

Entre as principais vantagens do AoA destaca-se a possibilidade de obter informação angular diretamente, permitindo estimar a posição de uma *tag* com apenas duas âncoras quando comparado com métodos puramente baseados em distâncias. Quando combinado com técnicas como o TDoA ou o ToA, possibilita a obtenção de estimativas tridimensionais de elevada precisão [2].

Por outro lado, esta abordagem apresenta limitações relevantes. A utilização de conjuntos de antenas (*arrays*) aumenta a complexidade do hardware e os custos do sistema, reduzindo parte da vantagem do UWB enquanto tecnologia de baixo custo. Além disso, mesmo com a grande largura de banda do UWB, que permite identificar com precisão o primeiro caminho do sinal, os métodos baseados em AoA continuam sensíveis a reflexos e multipercursos. Pequenas reflexões podem alterar as diferenças de fase ou tempo de chegada observadas pelas antenas do *array*, causando erros na estimativa do ângulo e, conseqüentemente, da posição em ambientes interiores [7].

Em arquiteturas híbridas, o AoA tem sido combinado com técnicas baseadas em tempo, como o TDoA ou o ToA, alcançando erros de localização inferiores a 10 cm em cenários controlados [26]. Assim, apesar da maior complexidade associada, o AoA constitui uma solução atrativa para sistemas que exigem elevada precisão espacial.

2.2.3 Técnica baseada no tempo de chegada

A técnica *Time of Arrival* (ToA), ou tempo de chegada, baseia-se na medição do instante absoluto em que um sinal de rádio é transmitido e recebido. A distância entre um emissor e um receptor pode ser determinada a partir do tempo que o sinal leva a percorrer o espaço entre os dois, assumindo uma sincronização precisa entre ambos os dispositivos [25, 27].

Neste método, o emissor transmite um sinal no instante t_{tx} , e o receptor regista o instante de receção t_{rx} . A diferença entre estes instantes corresponde ao tempo de propagação do sinal, que, multiplicado pela velocidade de propagação da luz no vácuo ($c \approx 299\,792\,458$ m/s), resulta na distância (d) entre os dispositivos, conforme apresentado na Equação 2.

$$d = c \cdot (t_{rx} - t_{tx}). \quad (2)$$

Quando se mede a distância entre uma *tag* e uma âncora, sabe-se que a *tag* deve estar localizada em algum ponto sobre uma circunferência de raio d , centrada na posição da âncora. No entanto, essa informação isolada não é suficiente para determinar a posição absoluta. Ao receber sinais de múltiplas âncoras com posições conhecidas e devidamente sincronizadas, é possível determinar a posição da *tag* por trilateração, localizando-a na interseção das circunferências definidas pelas distâncias medidas. A Figura 4 ilustra um exemplo da aplicação da técnica ToA.

A precisão do ToA depende diretamente da capacidade de medir tempos com elevada resolução e da sincronização rigorosa entre dispositivos. Um desvio de apenas 1 ns na medição traduz-se numa incerteza de cerca de 30 cm na distância estimada. Estas exigências tornam a sua aplicação particularmente desafiante em ambientes interiores, onde o multipercurso dificulta a deteção do instante exato de chegada, e a necessidade de relógios altamente sincronizados aumenta a complexidade e o custo da infraestrutura. Assim, embora o ToA ofereça elevada precisão teórica, é frequentemente substituído ou complementado por variantes como o TDoA e o TWR, que procuram mitigar estas limitações mantendo um bom nível de desempenho.

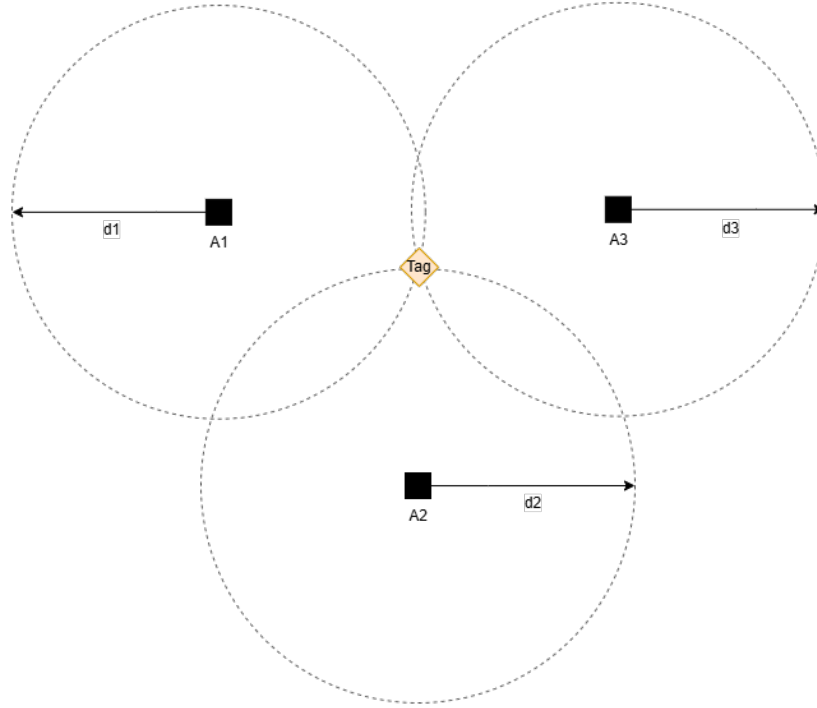


Figura 4: Esquema representativo da técnica Time of Arrival (ToA).

2.2.4 Two-Way Ranging

A técnica *Two-Way Ranging* ([TWR](#)), ou medição bidirecional de distância, consiste na troca de mensagens entre dois dispositivos, tipicamente uma *tag* e uma âncora, para estimar a distância entre eles sem necessidade de sincronização precisa entre os seus relógios. Ao contrário do método [ToA](#), que requer sincronização absoluta, o [TWR](#) baseia-se em medidas relativas de tempo local, o que simplifica significativamente os requisitos de hardware e software, tornando-a uma solução atrativa para sistemas com restrições de custo e complexidade [28].

Existem diferentes variantes do [TWR](#), cada uma com características específicas em termos de precisão, consumo energético e número de mensagens trocadas. As principais variantes incluem o *Single-Sided TWR* ([SS-TWR](#)), o *Double-Sided TWR* ([DS-TWR](#)) e o *Asymmetric DS-TWR* ([ADS-TWR](#)), as quais são descritas nas subseções seguintes [29].

2.2.4.1 Single-Sided TWR (SS-TWR)

Neste método, o processo tem início quando a *tag* transmite uma mensagem de pedido (*poll*) no instante t_1 , registado no seu próprio relógio interno. A âncora

recebe esta mensagem no instante t_2 e, após um tempo de processamento interno ($t_{\text{reply}} = t_3 - t_2$), envia uma mensagem de resposta (*response*) no instante t_3 . Esta resposta é recebida pela *tag* no instante t_4 .

Como a *tag* conhece os instantes t_1 e t_4 , e a âncora inclui na mensagem de resposta o seu tempo de processamento t_{reply} , a *tag* consegue calcular o tempo de voo (ToF) da mensagem. Este corresponde ao tempo efetivo de propagação unidirecional do sinal de rádio, sendo definido pela Equação 3.

$$\text{ToF} = \frac{(t_4 - t_1) - (t_3 - t_2)}{2}. \quad (3)$$

Através da Equação 4, é possível calcular a distância entre os dispositivos (d), multiplicando o valor do tempo de voo resultante da Equação 3 pela velocidade de propagação da luz no vácuo c .

$$d = c \cdot \text{ToF}. \quad (4)$$

A Figura 5 ilustra o processo de troca de mensagens da técnica **SS-TWR**. Com base na distância estimada entre a *tag* e múltiplas âncoras fixas, é possível determinar a posição da *tag* através de técnicas de trilateração.

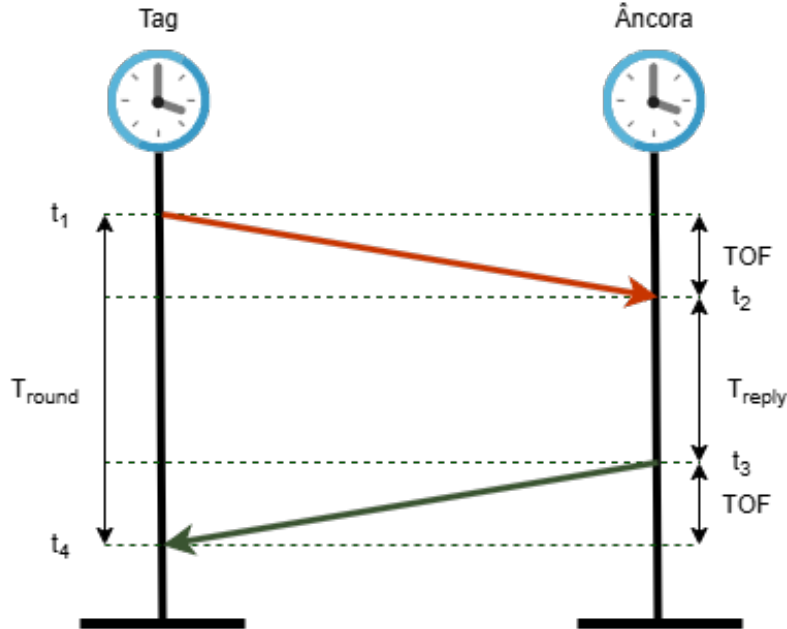


Figura 5: Esquema representativo da técnica Single-Sided Two-Way Ranging (TWR).

2.2.4.2 Double-Sided TWR (DS-TWR)

O método *Double-Sided Two-Way Ranging* (**DS-TWR**) é uma extensão do **SS-TWR**, concebida para reduzir os erros introduzidos pelo desfasamento dos relógios (*clock drift*) entre a *tag* e a âncora. Neste método, é realizada uma segunda troca de mensagens que permite compensar o *clock drift* e eventuais atrasos internos não calibrados, conseguindo estimativas de distância mais precisas [30].

O processo tem início quando a *tag* transmite uma mensagem de pedido (*poll*) no instante t_1 , registado no seu próprio relógio interno. A âncora recebe esta mensagem no instante t_2 e, após um tempo de processamento interno $t_{\text{reply1}} = t_3 - t_2$, envia uma mensagem de resposta (*response*) no instante t_3 . Esta é recebida pela *tag* no instante t_4 , que, por sua vez, processa a informação durante $t_{\text{reply2}} = t_5 - t_4$ antes de enviar uma terceira mensagem (*final*) no instante t_5 . A âncora recebe esta última mensagem no instante t_6 .

A partir destes tempos, definem-se os intervalos:

$$\begin{aligned} T_{\text{round1}} &= t_4 - t_1 && \text{(tempo total da primeira comunicação)} \\ T_{\text{round2}} &= t_6 - t_3 && \text{(tempo total da segunda comunicação)} \\ T_{\text{reply1}} &= t_3 - t_2 && \text{(tempo de processamento da âncora)} \\ T_{\text{reply2}} &= t_5 - t_4 && \text{(tempo de processamento da tag)} \end{aligned}$$

Este método divide-se em duas variantes principais: uma utilizada em casos **simétricos** (*Symmetric Double-Sided Two-Way Ranging* (**SDS-TWR**)) e outra utilizada em casos **assimétricos** (*Asymmetric Double-Sided Two-Way Ranging* (**ADS-TWR**)) [31]:

- **SDS-TWR**: Quando os tempos de resposta e as condições de propagação são praticamente iguais nos dois sentidos, e o desvio de relógio é desprezável, a fórmula pode ser simplificada. Nesse caso, a medição é feita assumindo simetria, pelo que o cálculo se simplifica conforme demonstrado na Equação 5.

$$\text{ToF} = \frac{(T_{\text{round1}} - T_{\text{reply1}}) + (T_{\text{round2}} - T_{\text{reply2}})}{4}. \quad (5)$$

- **ADS-TWR**: Esta forma é recomendada quando os tempos de resposta das mensagens não são idênticos ou quando o *clock drift* entre dispositivos é

significativo. Esta abordagem compensa as diferenças assimétricas de tempo, resultando numa medição de **ToF** mais precisa, conforme definido na Equação 6.

$$\text{ToF} = \frac{T_{\text{round1}} \cdot T_{\text{round2}} - T_{\text{reply1}} \cdot T_{\text{reply2}}}{T_{\text{round1}} + T_{\text{round2}} + T_{\text{reply1}} + T_{\text{reply2}}}. \quad (6)$$

Ao aplicar a Equação 4 aos resultados das Equações 5 ou 6, o **ToF** é multiplicado pela velocidade da luz, obtendo-se a distância (d) entre a *tag* e a âncora.

A Figura 6 apresenta o diagrama temporal correspondente à técnica DS-TWR. Apesar de implicar um maior número de mensagens e, consequentemente, um aumento no tempo de medição e no consumo energético, esta abordagem oferece maior robustez contra desvios de relógio e atrasos fixos de hardware, sendo recomendada para aplicações que exijam maior precisão.

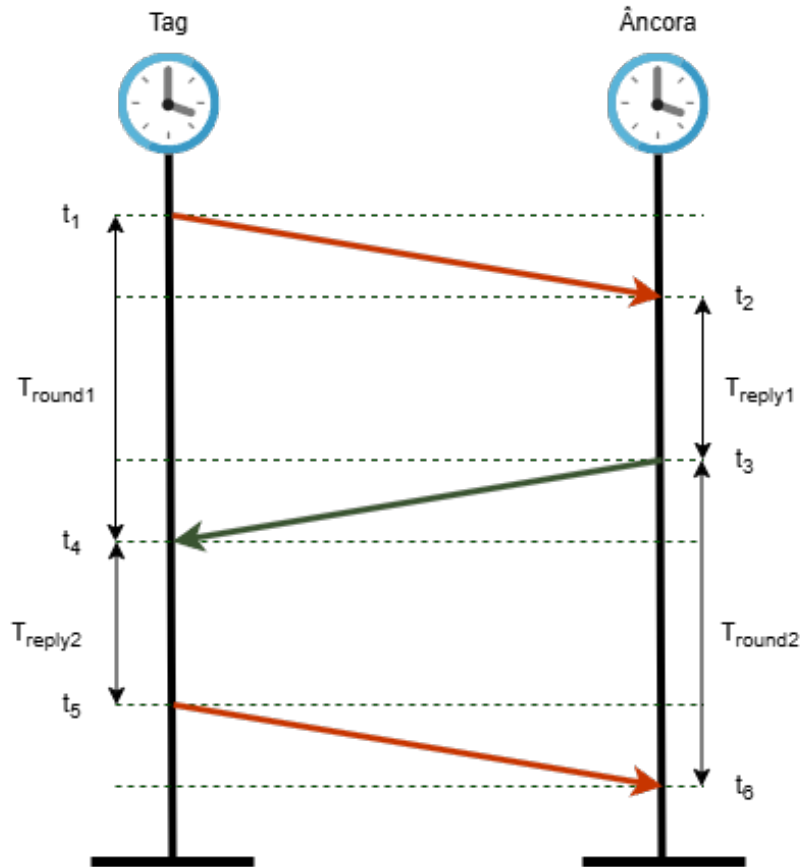


Figura 6: Esquema representativo da técnica Double-Sided Two-Way Ranging (DS-TWR).

Em síntese, o **TWR** constitui uma alternativa prática ao **ToA**, ao dispensar a necessidade de sincronização absoluta entre dispositivos, oferecendo assim uma

solução mais acessível em termos de requisitos de hardware. A sua principal limitação reside no aumento do número de mensagens trocadas, que se traduz em maior consumo energético e latência, especialmente em cenários com múltiplas *tags*. Apesar disso, variantes como o [DS-TWR](#) e o [ADS-TWR](#) conseguem mitigar erros de relógio e atrasos fixos de hardware, tornando o método adequado para aplicações em ambientes interiores que exigem elevada precisão, mas onde a escalabilidade não é o fator principal.

2.2.5 Técnica baseada na diferença dos tempos de chegada

A técnica *Time Difference of Arrival* ([TDoA](#)), ou diferença de tempo de chegada, baseia-se na medição da diferença entre os instantes em que um mesmo sinal, transmitido por uma *tag*, é recebido por diferentes âncoras (ver Figura 7) [25].

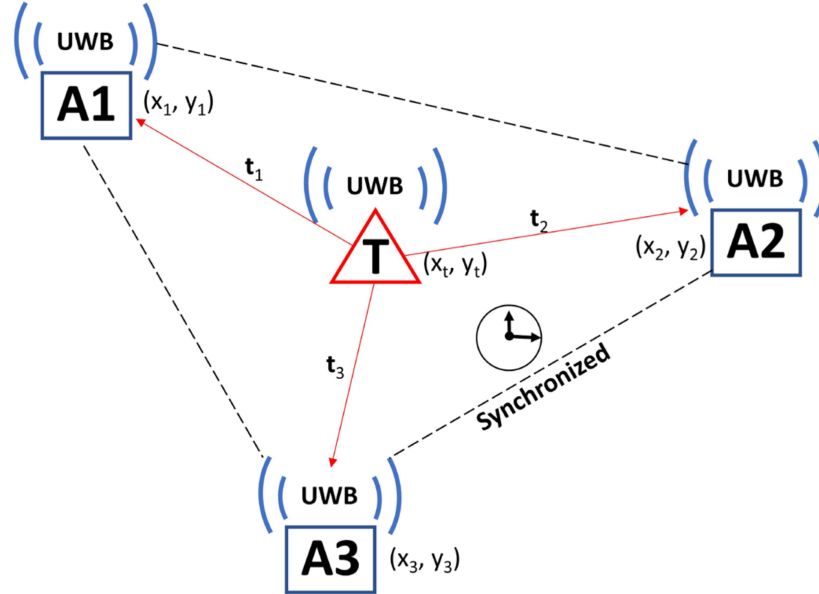


Figura 7: Esquema ilustrativo do funcionamento da técnica [TDoA](#) [28].

Ao contrário do método [ToA](#), que estima o tempo absoluto de propagação entre a âncora e a *tag*, o [TDoA](#) utiliza apenas diferenças de tempos de chegada entre pares de âncoras. Assim, não é necessária sincronização entre a *tag* e as âncoras, mas apenas entre as próprias âncoras, o que reduz a complexidade e o consumo energético na *tag*.

No método **TDoA**, para duas âncoras A_i e A_j que recebem o sinal nos instantes $t_{rx,i}$ e $t_{rx,j}$, a diferença de tempos de chegada é dada pela Equação 7.

$$\Delta t_{ij} = t_{rx,j} - t_{rx,i}. \quad (7)$$

Considerando que a *tag* se encontra na posição (x, y) e que as âncoras A_i e A_j estão posicionadas em (x_i, y_i) e (x_j, y_j) , o instante de chegada do sinal em cada âncora é determinado pela distância euclidiana percorrida dividida pela velocidade de propagação da luz no vácuo. Assim, para a âncora A_i , o tempo de recepção ($t_{rx,i}$) é definido pela Equação 8.

$$t_{rx,i} = \frac{\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}}{c}. \quad (8)$$

Da mesma forma, substituindo em 7, obtém-se a expressão da diferença de tempos entre duas âncoras, conforme apresentado na Equação 9.

$$\Delta t_{ij} = \frac{\sqrt{(x - x_j)^2 + (y - y_j)^2} - \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}}{c}. \quad (9)$$

Multiplicando a diferença de tempos obtida pela velocidade de propagação da luz no vácuo, obtém-se a diferença de distâncias entre a *tag* e o par de âncoras. Geometricamente, esta relação descreve uma hipérbole com focos nas posições das âncoras A_i e A_j , conforme expresso na Equação 10.

$$\Delta d_{ij} = \sqrt{(x - x_j)^2 + (y - y_j)^2} - \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}. \quad (10)$$

A posição da *tag* resulta, então, da interseção das hipérboles definidas por vários pares de âncoras.

Visto que se pretende determinar a posição da *tag*, são utilizados diferentes algoritmos, cada um com as suas vantagens, tais como [32]:

- método dos mínimos quadrados (*Least Squares* (LS)), que determina a posição ao minimizar o erro quadrático entre as distâncias medidas e estimadas, proporcionando uma solução simples e eficiente;

- algoritmo de Chan, que converte as equações não lineares em lineares para obter uma estimativa inicial e, posteriormente, refina a posição através de uma segunda aplicação do **LS** ponderado, aumentando a precisão;
- algoritmo de Taylor, que utiliza uma abordagem iterativa baseada na expansão em série de Taylor, ajustando progressivamente a posição estimada até à convergência, o que permite maior precisão especialmente quando se dispõe de uma boa estimativa inicial.

A escolha do algoritmo ideal depende de fatores como o número de âncoras disponíveis, a precisão exigida, a complexidade computacional e a robustez desejada face a medições ruidosas, pelo que a seleção deve ser feita consoante o contexto da aplicação.

Um dos maiores desafios práticos na implementação do **TDoA** consiste em garantir uma sincronização precisa entre as âncoras [33, 34]. Para isso, podem ser utilizados métodos como a sincronização por cabo, o uso de tramas de referência ou protocolos dedicados para sincronização sem fios, que visam minimizar o erro de relógio e assegurar a integridade das medições temporais [9, 35].

Em resumo, o **TDoA** destaca-se como uma técnica particularmente adequada para sistemas de localização em larga escala, uma vez que reduz o consumo energético e a complexidade computacional nas *tags*, concentrando a maior parte do processamento nas âncoras. A sua principal limitação reside na necessidade de uma sincronização rigorosa entre âncoras, cuja degradação pode introduzir erros significativos na estimativa de posição, bem como na sua sensibilidade a fenómenos de multipercurso em ambientes interiores. Ainda assim, devido à sua escalabilidade e eficiência, o **TDoA** é amplamente aplicado em sistemas de **IoT** e localização em tempo real, sendo frequentemente preferido em cenários com elevado número de dispositivos móveis.

2.2.6 *Análise comparativa das técnicas*

Nas secções anteriores foram apresentadas, de forma sucinta, as principais técnicas utilizadas em sistemas de localização em tempo real, destacando-se os diferentes princípios que orientam o seu funcionamento. No entanto, a mera descrição individual de cada técnica não é suficiente para evidenciar plenamente os respetivos pontos fortes e limitações, sendo necessária uma análise comparativa que permita compreender melhor as diferenças de desempenho entre elas.

Assim, de modo a fornecer uma visão mais clara, a Tabela 2 apresenta uma análise comparativa entre as técnicas mais relevantes: RSSI, ToA, TWR, TDoA e AoA [2, 6, 10, 11]. Esta comparação sintetiza os princípios de cada técnica, as suas vantagens práticas e as principais limitações identificadas na literatura. Observa-se que cada abordagem apresenta compromissos em termos de precisão, custo, requisitos de sincronização e robustez face a ambientes com multipercurso ou obstruções, sendo a escolha fortemente condicionada pelo cenário de aplicação e pelas restrições de hardware.

Face às características apresentadas, optou-se por utilizar as técnicas TWR e TDoA. O TWR permite medições de elevada precisão sem necessidade de sincronização absoluta entre dispositivos, assegurando maior robustez perante desvios de relógio. Já o TDoA destaca-se pela escalabilidade e baixo consumo energético na *tag*, permitindo explorar cenários próximos de sistemas de localização em larga escala.

Tabela 2: Comparação entre as principais técnicas de localização.

Técnica	Princípio	Vantagens	Limitações
RSSI	Estima a distância pela intensidade do sinal recebido.	Simples; baixo custo; não requer sincronização.	Sensível a variações de potência; afetado por multipercurso e obstruções.
ToA	Mede o tempo absoluto de chegada do sinal.	Simples; fácil de implementar; alta precisão em condições controladas.	Requer sincronização precisa entre dispositivos; afetado por NLOS.
TWR	Mede o ToF do sinal através da troca de mensagens bidirecionais.	Alta precisão; não requer sincronização absoluta; robusto a diferenças de clock.	Maior tempo de medição devido à troca de mensagens; maior consumo de energia.
TDoA	Mede a diferença de tempos de chegada do sinal em múltiplas âncoras.	Não requer sincronização entre <i>tag</i> e âncoras; escalável; baixo consumo na <i>tag</i> .	Requer sincronização precisa entre âncoras; sensível a NLOS; algoritmos de processamento complexos.
AoA	Mede o ângulo de chegada do sinal usando múltiplas antenas.	Alta precisão de localização; não requer sincronização.	Requer <i>arrays</i> de antenas; processamento complexo; sensível a multipercurso; precisão diminui com a distância.

LOCALIZAÇÃO USANDO A TECNOLOGIA UWB

Neste capítulo é apresentada uma descrição detalhada da tecnologia **UWB**, explorando os princípios físicos e os parâmetros que a tornam adequada para sistemas de localização de alta precisão. São igualmente analisadas as normas IEEE 802.15.4 que definem a camada física **UWB** e os principais componentes do módulo DWM1001C, que serve de base experimental para o presente trabalho. Esta análise permite compreender os fundamentos técnicos que sustentam as medições de tempo e distância empregues nas técnicas de posicionamento implementadas nas secções seguintes.

3.1 ULTRA-WIDE BAND

A tecnologia **UWB**, já introduzida na Secção 2.1.7, caracteriza-se pela utilização de larguras de banda superiores a 500 MHz e pela operação em frequências entre 3,1 e 10,6 GHz. Esta elevada largura de banda garante uma resolução temporal na ordem de nano segundos, permitindo medições de **ToF** extremamente precisas, o que torna a **UWB** particularmente adequada para aplicações de localização em tempo real. Esta característica distingue a **UWB** de outras tecnologias sem fios convencionais, como o Wi-Fi ou o Bluetooth, que operam em bandas muito mais estreitas. [36].

Nesta secção são descritos em maior detalhe os aspetos técnicos da camada física, fundamentais para a compreensão do funcionamento dos módulos utilizados no presente trabalho. Serão abordados os canais disponíveis, esquemas de modulação, taxas de dados suportadas e a estrutura das *frames* de comunicação, que constituem a base para as técnicas de posicionamento implementadas.

3.1.1 Evolução da camada física UWB na norma IEEE 802.15.4

A introdução do suporte **UWB** na norma IEEE 802.15.4 ocorreu em 2007, com a extensão 802.15.4a, que definiu dois perfis distintos de camada física: o *High-Rate Pulse* (**HRP**) e o *Low-Rate Pulse* (**LRP**). O **HRP** foi concebido para aplicações de maior débito, conseguindo suportar nativamente medições de *ranging* com resolução

temporal na ordem dos nano segundos. Este perfil operava com taxas de dados de 110 kbps, 850 kbps e 6,81 Mbps, com Pulse Repetition Frequency (PRF) de 4, 16 ou 64 MHz, e modulação BPSK combinada com Burst Position Modulation (BPM). Já o LRP foca-se em baixo consumo e simplicidade, com taxas de 31,25 kbps, 250 kbps e até 1 Mbps, utilizando modulações mais simples como OOK e PPM [22, 23].

A revisão 802.15.4-2011 consolidou a extensão 802.15.4a, incorporando formalmente o *UWB PHY* nos detalhes da norma. Manteve os dois perfis (HRP e LRP) e clarificou aspetos relacionados com a estrutura dos preâmbulos, sincronização e formatos das *frames*. As taxas de dados permaneceram inalteradas, mas definiu-se de forma mais clara a organização dos canais UWB na faixa de 3,1–10,6 GHz, com larguras de banda de aproximadamente 499,2 MHz [22, 23].

A versão 802.15.4-2015 introduziu melhorias importantes, mantendo os perfis anteriores, mas melhorando a robustez da sincronização, a coexistência em cenários multi-utilizador e a eficiência energética, aspetos críticos para aplicações IoT. Esta revisão também reforçou o suporte a *ranging* baseado em HRP, consolidando o uso da UWB em sistemas de localização de precisão [22, 23].

A extensão 802.15.4z-2020 trouxe avanços significativos em termos de segurança, robustez e flexibilidade. No HRP, surgiram novos modos de operação: *Base PRF* (BPRF) e *High PRF* (HPRF), com frequências de repetição de impulsos de até 256 MHz. De modo a entender melhor a separação entre estes modos de operação em HRP, na Figura 8 é apresentado um esquema sobre os modos de operação usados por esta versão da norma. Estes modos permitem taxas superiores (incluindo 6,8; 7,8 e 27,2), recorrendo a esquemas de codificação mais robustos, como códigos convolucionais com $K = 7$ e LDPC (Low-Density Parity-Check) em perfis de maior débito. Além disso, foi introduzido o mecanismo de Scrambled Timestamp Sequence (STS), que garante proteção contra ataques de repetição e falsificação de medições, tornando o *ranging* seguro. O LRP também foi expandido, com suporte para taxas de até 10 Mbps e com modulações PBFSK + PPM [22, 23].

Em resumo, a evolução da camada física UWB na norma IEEE 802.15.4 reflete um movimento gradual desde a simples introdução do UWB em 2007 até à consolidação da sua utilização em sistemas de localização de alta precisão e comunicações seguras em IoT, antes de surgir a versão 802.15.4z que viabilizou a adoção massiva em aplicações industriais e móveis. A Tabela 3 resume as principais diferenças ao longo das versões da norma.

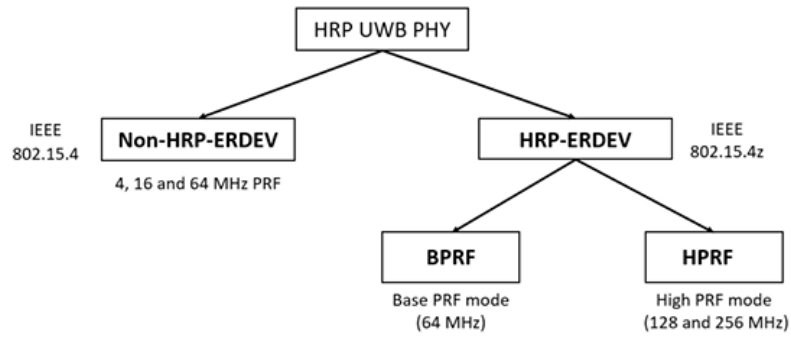


Figura 8: Esquema dos diferentes modos de operação [22].

Tabela 3: Evolução das características PHY UWB ao longo das revisões da norma IEEE 802.15.4

Versão	Taxa de dados	Modulação	Codificação (FEC)	Novidade chave
802.15.4a (2007)	HRP: 110 kbps, 850 kbps, 6,81 Mbps LRP: 31,25 kbps, 250 kbps, 1 Mbps	HRP: BPM-BPSK LRP: OOK, PPM	SECDED + Convolutio-nal (K=3)	Introdução do suporte UWB (HRP e LRP)
802.15.4-2011	Mesmas taxas de 2007	—	—	Clarificação dos preâmbulos, SFD e canais
802.15.4-2015	Sem alteração significativa	—	—	Melhorias na sincronização e eficiência energética
802.15.4z (2020)	HRP: 6,8; 7,8; 27,2 Mbps LRP: até 10 Mbps	HRP: BPM-BPSK, STS LRP: PBFSK + 8/16/32 PPM	Convolutio-nal (K=7), LDPC	Segurança (STS), novos modos BPRF/ HPRF, débitos elevados

3.1.2 Canais UWB no IEEE 802.15.4a/z

O UWB definido no IEEE 802.15.4a/z opera em bandas de frequência entre 3,1 GHz e 10,6 GHz, divididas em 16 canais com largura típica de 499,2 MHz, sendo que alguns canais possuem larguras superiores (até 1354,97 MHz) para suportar a transmissão de taxas de dados mais elevadas.

A Tabela 4 apresenta a lista de canais definidos, incluindo a frequência central e a largura de banda ocupada. O canal 0 é reservado para uso proprietário e não faz parte da norma oficial. Na prática, os canais mais utilizados em soluções comerciais (como os módulos Qorvo/Decawave) são os canais 5 (6489.6 MHz) e 9 (7987.2 MHz), devido ao compromisso entre robustez, alcance e menor interferência com Wi-Fi. Os dados da tabela foram adaptados do *White Paper* da Qorvo [24].

Canais de maior largura (4, 7, 11 e 15) são indicados para aplicações que exigem maiores taxas de dados, enquanto os canais de 499,2 MHz são os mais comuns em aplicações de *ranging* e posicionamento de alta precisão.

3.1.3 Potência de transmissão e limites regulamentares

A potência de transmissão é um parâmetro crítico na operação de sistemas UWB, pois influencia diretamente o alcance, a precisão do *ranging* e a coexistência com outras tecnologias sem fio. No padrão IEEE 802.15.4a/z, essa potência é expressa em termos de *Effective Isotropic Radiated Power* (EIRP), sendo os limites máximos determinados por regulamentos regionais para evitar interferências com outros sistemas. De acordo com os regulamentos da FCC e da ETSI (European Telecommunications Standards Institute), as transmissões UWB estão limitadas a uma densidade espectral de potência de aproximadamente $-41,3$ dBm/MHz, o que corresponde a uma potência total de cerca de -14 dBm para um sinal UWB com largura de banda de 500 MHz [24, 37].

A escolha da potência de transmissão adequada deve ser equilibrada tendo em conta o alcance e o consumo energético. Potências mais elevadas permitem maior cobertura e melhor relação sinal-ruído, mas aumentam o consumo de energia e podem violar restrições regulamentares, sobretudo em cenários com elevada densidade de utilizadores. Em contrapartida, potências mais baixas favorecem a eficiência energética e reduzem as interferências, embora limitem o alcance efetivo do processo de *ranging*.

Tabela 4: Canais UWB definidos pelo IEEE 802.15.4a/z com regiões de operação. [24]

Canal	Frequência central (MHz)	Largura de banda (MHz)	Região
0	499.2	499.2	Proprietário
1	3494.4	499.2	USA, EU
2	3993.6	499.2	USA, EU, JP, KOR
3	4492.8	499.2	USA, EU, JP, KOR
4	3993.6	1331.2	USA, EU
5	6489.6	499.2	USA, EU, China
6	6988.8	499.2	USA, EU, China
7	6489.6	1081.6	USA
8	7488.0	499.2	USA, EU, KOR, China
9	7987.2	499.2	USA, EU, JP, KOR, China
10	8486.4	499.2	USA, EU, JP, KOR, China
11	7987.2	1331.2	USA, JP, KOR
12	8985.6	499.2	USA, JP, KOR
13	9484.6	499.2	USA, JP, KOR
14	9984.0	499.2	USA, JP, KOR
15	9484.8	1354.97	USA, JP, KOR

3.1.4 Estrutura das tramas

No âmbito das comunicações **UWB** definidas pelo padrão IEEE 802.15.4a, a estrutura das tramas (*frames*) desempenha um papel fundamental na organização e transmissão da informação pelo canal. Os dispositivos **HRP** comunicam através de formatos de tramas designados por *PHY Protocol Data Unit (PPDU)*, que consistem em três componentes principais: o *Synchronization Header (SHR)*, o *PHY Header (PHR)* e a *PHY Service Data Unit (PSDU)*. A Figura 9 ilustra a composição deste formato segundo a norma IEEE 802.15.4a [22].

Com a introdução da norma IEEE 802.15.4z, foram estabelecidas quatro estruturas de tramas distintas, podendo integrar até cinco campos, conforme exemplificado na Figura 10. Embora uma das variantes mantenha a compatibilidade com o padrão anterior (802.15.4a), as restantes distinguem-se pela inclusão do campo *Scrambled Timestamp Sequence (STS)*. Este campo visa proporcionar medições temporais mais precisas e reforçar a segurança contra ataques de repetição de tramas. Essas inovações conferem à norma 802.15.4z uma maior flexibilidade para cenários que exijam elevada precisão e robustez energética, preservando simultaneamente a interoperabilidade com o formato tradicional [22].

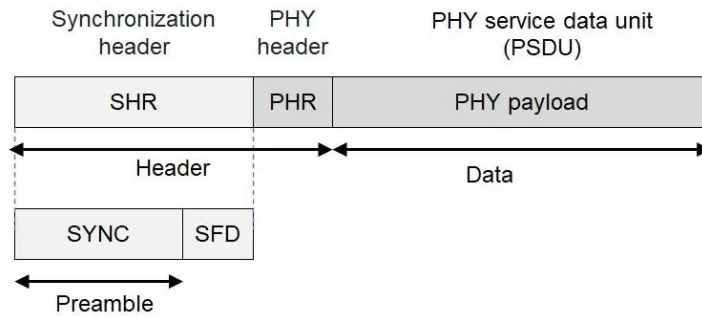


Figura 9: Estrutura simplificada de uma *frame* UWB segundo a norma IEEE 802.15.4a [38].

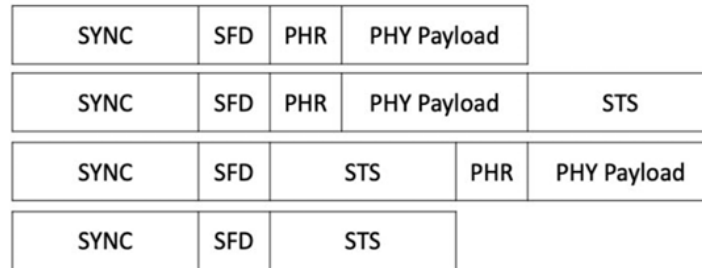


Figura 10: Possíveis *frames* UWB segundo a norma IEEE 802.15.4z [22].

Para que a comunicação seja possível entre dois dispositivos **UWB**, é necessário que ambos estejam configurados com a mesma estrutura de *frame*. Dispositivos que suportam apenas o IEEE 802.15.4a não conseguem utilizar o campo **STS** e, consequentemente, não podem operar com as três novas variantes de *frames* introduzidas pelo IEEE 802.15.4z. Este é o caso do transceptor DW1000 utilizado neste trabalho, o qual, sendo compatível apenas com a norma 802.15.4a, exige o alinhamento do formato tradicional de *frame* (sem STS) para garantir a interoperabilidade entre as âncoras e as *tags* [22].

A estrutura das tramas **UWB** é projetada para equilibrar a robustez da sincronização física com a flexibilidade da camada de ligação de dados. Segue-se uma análise funcional dos campos que compõem a trama segundo as normas IEEE 802.15.4a e 802.15.4z.

3.1.4.1 Sincronização e Controlo da Camada Física (*SHR* e *PHR*)

O cabeçalho inicial da transmissão é o **SHR**, cuja função é estabelecer a ligação temporal entre dispositivos. Dentro deste cabeçalho encontram-se os seguintes parâmetros: o *preamble sequence* que utiliza códigos ternários (+1, 0, -1) com propriedades de baixa correlação cruzada, para que múltiplos sistemas co-existam no mesmo canal sem interferências significativas na fase de detecção; e o **SFD** (Delimitador de início de *frame*), que atua como um marcador crítico de tempo. A detecção do **SFD** sinaliza o fim da sincronização e o início **PHR** sendo o ponto de referência para a geração dos tempos essenciais necessários para as medições de distância [22, 39].

Subjacente ao **SHR**, o **PHR** (detalhado na Figura 11) funciona como o centro de configuração da transmissão. Este campo fornece ao recetor os parâmetros indispensáveis para o processamento da restante trama, nomeadamente a taxa de dados, o comprimento do *payload* e a indicação de validade da mensagem para operações de *ranging*. Em termos de robustez, o **PHR** inclui mecanismos de correção de erros baseados em **SECDED** (Single Error Correction, Double Error Detection), uma técnica que permite corrigir erros de um único bit e detetar erros de dois bits em cada palavra de código. Adicionalmente, sob a norma IEEE 802.15.4z, este campo foi expandido para suportar tramas de maiores dimensões, até 4096 bytes, assegurando simultaneamente a compatibilidade com dispositivos baseados em revisões anteriores da norma [22].

Bits: 0–1	2–8	9	10	11–12	13–18
Data Rate	Frame Length	Ranging	Reserved	Preamble Duration	SECDED

Figura 11: Estrutura do campo PHR segundo a norma IEEE 802.15.4 [22].

3.1.4.2 *Segurança e Integridade Temporal (STS)*

Uma das inovações mais relevantes da norma IEEE 802.15.4z é a introdução do campo STS. Consiste em transmitir uma sequência pseudo-aleatória de pulsos que aumenta a precisão temporal e a segurança da transmissão, prevenindo ataques de repetição. A sua utilização requer que o transmissor e o receptor partilhem as chaves e parâmetros de geração, sendo essencial em aplicações de acesso seguro e rastreamento crítico [22].

3.1.4.3 *Unidade de Dados e Estrutura MAC (PSDU)*

A estrutura geral de uma mensagem MAC é composta por três blocos funcionais (Figura 12), o cabeçalho (MAC Header — MHR), os dados (MAC Payload) e o rodapé (MAC Footer — MFR). O rodapé contém a Frame Check Sequence (FCS), que utiliza um código de redundância cíclica (CRC) para detetar eventuais erros de transmissão e garantir a integridade dos dados [22, 39].

No MAC Header, o elemento central é o campo Frame Control (2 octetos), que define as regras de interpretação da trama pelo hardware e pelo software. Com base na configuração dos bits deste campo (Figura 13), destacam-se as seguintes operações críticas para o sistema de localização [22, 39]:

1. Identificação do tipo de trama: Através dos bits 0 a 2 (*Frame Type*), o sistema distingue mensagens de *Data* (usadas para transportar timestamps), mensagens de *Acknowledgement* (ACK) ou comandos MAC.
2. Controlo e confirmação: O bit de *ACK Request* (bit 5) determina se o recetor deve enviar automaticamente uma confirmação de receção. Se ativado, e caso a trama passe nos filtros de endereçamento, o DW1000 pode gerar e enviar o ACK de forma autónoma, reduzindo a latência do sistema.
3. Gestão de endereçamento e compressão: Os campos de *Addressing Mode* (bits 10-11 e 14-15) definem se os endereços de origem e destino estão ausentes, ou se utilizam o formato curto (16 bits) ou estendido (64 bits). Adicionalmente, o bit de *PAN ID Compression* permite otimizar o tamanho do cabeçalho

quando os dispositivos pertencem à mesma rede, omitindo o *Source PAN ID* se este for idêntico ao de destino.

4. Segurança e espera de mais dados: O bit *Security Enabled* verifica se a trama possui um cabeçalho auxiliar de segurança. O bit *Frame Pending* é igualmente sinalizado para indicar ao recetor a existência de mais dados para transmissão.
5. Versão da norma: O campo *Frame Version* (bits 12-13) especifica a versão da norma IEEE 802.15.4 utilizada.

Complementarmente, o cabeçalho integra o *Sequence Number* (1 octeto), que fornece um identificador único para cada trama, facilitando a deteção de duplicados. Por fim, encontram-se os campos de endereçamento (*Addressing Fields*), cuja presença e dimensão variam consoante as definições do *Frame Control*, podendo incluir o identificador da rede (*PAN ID*) e os endereços específicos dos dispositivos intervenientes na comunicação [22, 39].

MAC Header (MHR)							MAC Payload	MAC Footer (MFR)
Frame Control	Sequence Number	Destination PAN Identifier	Destination Address	Source PAN Identifier	Source Address	Aux Security Header	Frame Payload	FCS
2 octets	1 octet	0 or 2 octets	0, 2 or 8 octets	0 or 2 octets	0, 2 or 8 octets	0, 5, 6 10 or 14 octets	Variable number of octets	2 octets

Figura 12: Estrutura genérica da MAC Frame com indicação dos subcampos e respetiva largura em octetos (1 octet = 8 bits = 1 byte) [39].

Bits 0 to 2	Bit 3	Bit 4	Bit 5	Bit 6	Bits 7 to 9	Bits 10 & 11	Bits 12 & 13	Bits 14 & 15
Frame Type	Security Enabled	Frame Pending	ACK Request	PAN ID Compress	Reserved	Dest. Address Mode	Frame Version	Source Address Mode

Figura 13: Estrutura do campo *Frame Control* com indicação dos subcampos e respetiva largura em bits [39].

3.2 MÓDULO DESENVOLVIDO PELA QORVO/DECAWAVE (DWM1001C)

O módulo DWM1001C da *Qorvo*, apresentado na Figura 14, é um componente integrado que combina diversos elementos essenciais para a implementação de [RTLS](#) baseados em [UWB](#). Estruturalmente, o módulo integra [40]:

- Transceptor UWB (DW1000): suporte para a camada física [UWB](#) definida na norma IEEE.802.15.4-2011 (HRP), operando tipicamente a 6,8 Mbit/s e compatível com os canais 1, 2, 3, 4, 5 e 7, apresentados na Tabela 4.
- MCU e conectividade 2.4 GHz: Inclui um Nordic nRF52832 (ARM Cortex-M4F) responsável pelo controlo do módulo, bem como conectividade [BLE](#) utilizada para configuração, *debug* e comunicação com aplicações móveis ou *gateways*.
- Antenas e circuito RF: O módulo integra antenas dedicadas para [UWB](#) (otimizadas para o canal 5) e para [BLE](#). Inclui ainda um oscilador de cristal de 38,4 MHz de alta precisão, calibrado de fábrica.
- Sensor de movimento: Inclui um acelerómetro/IMU integrado, que fornece informação adicional ao sistema de localização, permitindo funcionalidades como *motion-aware ranging* (suspender medições quando a *tag* está imóvel), filtragem de *outliers* e melhor interpretação do estado dinâmico da *tag*.



Figura 14: Módulo DWM1001C [41].

Trata-se de uma versão certificada do módulo DW1001, concebida para reduzir o tempo de desenvolvimento (*time-to-market*) de sistemas de localização em tempo real. Na prática, o DWM1001C permite criar *tags* e âncoras com complexidade significativamente reduzida, tanto ao nível de RF como ao nível do *firmware*.

Para simplificar o processo de integração, a Qorvo disponibiliza a *Positioning and Networking Stack* (PANS), uma biblioteca pré-compilada para o nRF52. Esta biblioteca implementa as funcionalidades essenciais de um sistema [RTLS](#), incluindo algoritmos de *ranging* ([TWR](#)), protocolos de gestão de rede e suporte para diferentes papéis operacionais, tais como *tag*, *anchor*, *gateway/bridge* e *listener*. A PANS disponibiliza ainda uma API acessível tanto por um *host* externo como pela

aplicação residente no nRF52. Esta abordagem permite o desenvolvimento rápido de um sistema [RTLS](#) totalmente funcional, reservando flexibilidade para extensões e personalizações, como a inclusão de dados no *payload* das mensagens ou a integração de sensores adicionais.

Complementarmente à biblioteca PANS, a Qorvo disponibiliza, através do seu repositório oficial no GitHub, um conjunto de recursos e exemplos práticos que facilitam o desenvolvimento customizado [42]. Estes exemplos são fundamentais para compreender a interação com a *stack* PANS através da sua API em C, permitindo aos programadores expandir as funcionalidades nativas do módulo. Através destes recursos, é possível realizar o ajuste fino de parâmetros operacionais e personalizar o comportamento da *tag* ou da âncora de acordo com os requisitos específicos da aplicação de localização. Desta forma, os exemplos disponibilizados serviram de base para a implementação e teste dos algoritmos de localização explorados no âmbito deste trabalho.

3.2.1 *Relógio interno e contador de 40 bits*

O DW1000, presente no módulo DWM1001C, utiliza um relógio interno cuja frequência deriva diretamente do *chipping rate* de 499,2 MHz, definido pela norma IEEE 802.15.4-2011. Este valor serve de referência para os principais relógios do sistema, enquanto o relógio de sistema opera a 124,8 MHz (frequentemente arredondado para 125 MHz), o relógio dedicado ao processo de *ranging* é obtido através da subdivisão de cada intervalo de *chip* por um fator de 128. Esta multiplicação resulta numa frequência de amostragem de 63,8976 GHz ($499,2 \text{ MHz} \times 128$), definindo a unidade mínima do sistema com uma resolução temporal de aproximadamente 15,65 ps [39, 43].

3.2.2 *Métodos de obtenção de Timestamps*

Para garantir medições precisas, os módulos DWM1001C utilizam o conceito de RMARKER, tanto na transmissão como na receção das tramas. O RMARKER é o instante nominal definido pela norma IEEE 802.15.4 [UWB](#) para a marcação temporal das mensagens [39].

Durante a transmissão de uma trama, o evento nomeado pela norma IEEE 802.15.4 para a marcação temporal é o início do PHR (*PHY Header*). O instante em

que o primeiro símbolo do PHR lançado pela antena é definido como RMARKER e constitui o *timestamp* de transmissão efetivo.

O circuito digital do DW1000 regista o valor do contador do relógio do sistema como *raw transmit timestamp* no momento em que inicia o envio do PHR. A este valor é somado o atraso da antena de transmissão (*Transmit Antenna Delay*), configurado nos registos do dispositivo, resultando no *antenna adjusted transmit timestamp*, que é o valor final utilizado para os cálculos de *ranging* [39].

Durante a receção de uma *frame*, o evento de deteção do SFD (que marca o fim do preâmbulo e o início do PHR) constitui o ponto para a marcação temporal. De acordo com a norma IEEE 802.15.4 UWB, o instante em que este RMARKER chega à antena é o evento significativo a ser registado.

O circuito digital do DW1000 obtém inicialmente um *timestamp* aproximado do símbolo em que ocorre o RMARKER e aplica diversos fatores de correção para determinar o instante exato da chegada à antena. Este processo inclui a subtração do atraso da antena de receção (*Receive Antenna Delay*) e a adição de um fator de correção calculado pelo algoritmo de deteção do primeiro caminho (*Leading Edge Detection*), integrado no próprio chip. O valor final, totalmente ajustado, é então armazenado no registo de *timestamp* de receção [39].

A API disponibilizada pela Qorvo fornece funções específicas para a leitura desses valores, tanto em formato de 32 como de 40 bits [44]:

- dwt_readtxtimestamplo32: devolve os 32 bits menos significativos do *timestamp* de transmissão.
- dwt_readtxtimestampphi32(): devolve os 32 bits mais significativos do *timestamp* de transmissão.
- dwt_readtxtimestamp(): devolve os 40 bits completos do *timestamp* de transmissão.
- dwt_readrxtimestamplo32(): devolve os 32 bits menos significativos do *timestamp* de receção.
- dwt_readrxtimestampphi32(): devolve os 32 bits mais significativos do *timestamp* de receção.
- dwt_readrxtimestamp(): devolve os 40 bits completos do *timestamp* de receção.
- dwt_readsysimestampphi32(): devolve os 32 bits mais significativos do system time.

- dwt_readsystemstamplo32(): devolve os 32 bits menos significativos do system time.
- dwt_readsystemtime(): devolve o *timestamp* do relógio interno do sistema (40 bits), representando o tempo absoluto do DW1000.

Estas funções permitem escolher entre leituras rápidas (32 bits, úteis em sistemas com congestionamento de tempo) ou leituras completas (40 bits), que asseguram maior precisão temporal nas operações de localização.

SISTEMA DE LOCALIZAÇÃO PROPOSTO

Neste capítulo apresenta-se o processo de implementação dos sistemas de localização. Inicialmente, estabelecem-se as configurações comuns a ambos os cenários, abrangendo o *software* e os protocolos de aquisição de dados. Em seguida, detalham-se as arquiteturas específicas (TWR e TDoA), focando nas configurações dos módulos e nos algoritmos de posicionamento utilizados.

4.1 CONFIGURAÇÃO GERAL

Para garantir a comparabilidade dos resultados entre as arquiteturas TWR e TDoA, foram definidas configurações comuns para todos os dispositivos. Apresentam-se aqui o ambiente de desenvolvimento, a parametrização dos módulos de comunicação e a metodologia de calibração do hardware, estabelecendo as condições de referência para os testes experimentais subsequentes.

4.1.1 *Software utilizado*

Para o desenvolvimento do software funcional, tanto para os sistemas de TWR como de TDoA, foi utilizado o ambiente de compilação *SEGGER Embedded Studio*, responsável pela construção, gestão e *debug* do código executado nos módulos UWB.

A comunicação de dados entre os dispositivos e o computador foi realizada através de um *script* em Python desenvolvido especificamente para este propósito. Durante a transição do sistema TWR para o TDoA, foi necessário adaptar o código, ajustando identificadores e a nomenclatura dos ficheiros *.csv* para garantir a compatibilidade com o novo formato de dados.

Para o sistema TWR, após os dados serem guardados no ficheiro *.csv*, é possível, através de ferramentas de tratamentos de dados, gerar os gráficos de bigodes (*boxplots*) correspondentes para uma posterior análise dos resultados.

Por sua vez, para o sistema [TDoA](#), foi desenvolvido um *script* em Python capaz de importar automaticamente os ficheiros de dados de cada cenário de teste. O programa procede à verificação e sincronização temporal dos dados, garantindo a sua correção antes do processamento. Posteriormente, calcula a posição estimada da *tag* e gera representações gráficas que incluem a disposição das âncoras, as hipérboles de diferença de tempo, os mapas de dispersão e a estimativa final de posição.

4.1.2 Parâmetros de comunicação UWB

Os módulos DWM1001C permitem configurar diferentes parâmetros físicos da comunicação [UWB](#) através da API disponibilizada pela Qorvo.

Estes parâmetros permitem ajustar o sistema conforme o objetivo da aplicação, seja para alcançar maiores distâncias, aumentar a robustez da comunicação ou maximizar a taxa de transmissão. Por isso, é importante encontrar um compromisso que ofereça um bom desempenho sem comprometer a fiabilidade.

Na Tabela 5 apresentam-se os valores definidos para os casos de estudo apresentados nas secções [4.2](#) e [4.3](#).

Tabela 5: Configurações de rádio utilizadas nos casos de estudo.

Parâmetro	Valor Utilizado
Canal UWB	5
PRF (<i>Pulse Repetition Frequency</i>)	64 MHz
Data rate	6,8 Mbps
PAC (<i>Preamble Acquisition Chunk</i>)	8 símbolos
Preamble Length	128 símbolos
Preamble code (TX e RX)	10
SFD mode	padrão (IEEE 802.15.4a)
PHY Header mode	padrão (IEEE 802.15.4a)
SFD timeout	Preamble Length + 1 + SFD length – PAC size

A seleção do canal 5 deve-se à otimização da antena PCB para esta banda de frequência, bem como à conformidade com as certificações internacionais ([FCC](#)

e ETSI). Relativamente ao PRF (*Pulse repetition frequency*) optou-se pela configuração a 64 MHz com o objetivo de maximizar a precisão temporal, dado que frequências de PRF mais elevadas permitem medições de tempo mais precisas. Foi escolhida uma taxa de dados (*data rate*) de 6,8 Mbps por oferecer baixa latência na troca de mensagens, reduzindo o tempo total do protocolo TWR, ainda que com menor robustez contra multipercursos em comparação com valores mais baixos. O comprimento do preâmbulo escolhido foi de 128 símbolos, constituindo um compromisso entre fiabilidade de sincronização e tempo de ocupação do canal. O valor de PAC (*Preamble Acquisition Chunk*) foi definido em 8 símbolos, de acordo com a recomendação do fabricante para comprimentos de preâmbulo curtos, permitindo uma aquisição mais rápida do sinal sem comprometer a robustez da deteção. O *preamble code* para transmissão e receção escolhido foi 10, por este se encontrar entre os códigos válidos para o canal 5, garantindo a compatibilidade com a norma IEEE 802.15.4a. O modo de SFD e o cabeçalho PHY foram mantidos na configuração padrão definida pela norma IEEE 802.15.4a, assegurando conformidade com a mesma. Por fim, o valor de SFD *timeout* foi ajustado de acordo com a fórmula recomendada, que relaciona o comprimento do preâmbulo, a duração do SFD e o tamanho do PAC, garantindo assim que a janela de deteção permaneça ativa durante o intervalo adequado.

Estes parâmetros foram definidos utilizando as funções da API disponibilizada pela Qorvo, nomeadamente através das estruturas de configuração de rádio fornecidas nos exemplos oficiais (`dwt_config()`).

É importante salientar que todos os dispositivos devem ser programados com a mesma estrutura de configuração (`dwt_config()`), uma vez que diferentes configurações dos parâmetros impedem a comunicação entre os dispositivos.

4.1.3 Parâmetros de configuração da UART

A interface UART constitui o principal meio de comunicação entre os módulos e o computador de controlo, permitindo a transmissão dos dados das medições. Para assegurar uma ligação estável, os parâmetros de comunicação foram configurados de modo a ficarem compatíveis entre o módulo DWM1001C e o terminal de receção no computador, conforme apresentado na Tabela 6.

A configuração adotada corresponde ao formato de comunicação série mais comum (8N1) e assegura compatibilidade com as ferramentas de monitorização utilizadas no computador, como terminais série ou scripts em Python. A ligação USB, através do

Tabela 6: Parâmetros de configuração da interface UART.

Parâmetro	Valor
Taxa de transmissão (<i>baud rate</i>)	115 200 bps
Número de bits de dados	8
Paridade	Nenhuma
Bits de <i>stop</i>	1
Controlo de fluxo	Desativado

J-Link integrado, expõe a interface UART como uma porta COM virtual, permitindo a recolha dos dados de forma estruturada para posterior processamento.

4.1.4 Calibração dos dispositivos

A calibração dos módulos DWM1001 é um processo essencial para garantir a exatidão das medições baseadas em tempo de voo. Mesmo pequenas variações no *hardware*, como diferenças no caminho do sinal de rádio frequência, nos conectores ou nas características das antenas, podem introduzir atrasos sistemáticos que afetam a medição da distância. Sem uma calibração adequada, estes desvios acumulam-se, comprometendo a precisão do sistema, especialmente em aplicações de localização.

No módulo DWM1001, é possível ajustar diversos parâmetros internos para compensar estes efeitos. Entre os registos mais relevantes encontram-se os relacionados com os atrasos de antena, definidos separadamente para a transmissão e para a receção:

- `tx_antenna_delay` : compensa o atraso temporal entre o instante em que o sinal é preparado para transmissão e o momento em que é efetivamente irradiado pela antena;
- `rx_antenna_delay` : compensa o atraso entre a receção física do sinal na antena e o instante em que este é registado internamente pelo dispositivo.

Ao nível do *firmware*, estes valores são configurados através das funções disponibilizadas pela API da Decawave:

- `dwt_settxantennadelay(uint16 delay);`
- `dwt_setrxantennadelay(uint16 delay);`

Estas funções permitem definir os atrasos de antena em unidades temporais do dispositivo, sendo chamadas após a inicialização do módulo e antes do início das operações de medição. Os valores de calibração podem ser determinados empiricamente e armazenados no código-fonte, garantindo a consistência entre sessões.

4.1.4.1 Aplicação do método de calibração

Para aplicar o método de calibração, posicionaram-se os dispositivos de medição (uma âncora e uma *tag*) a distâncias conhecidas de 1 metro e 15 metros. O objetivo foi quantificar o erro entre a distância real e a distância medida, utilizando os valores de `rx_antenna_delay` e `tx_antenna_delay` (16 300) definidos por omissão pelo fabricante.

A Figura 15 apresenta as medições iniciais, obtidas a partir de uma aquisição de 255 medições para cada ponto. Para avaliar cada parâmetro e sistema, e seguindo a metodologia adotada ao longo de todo este trabalho, a análise quantitativa destes erros foi realizada recorrendo à métrica *Root Mean Square Error* (RMSE), cujos detalhes e formulação teórica se encontram apresentados no Apêndice A.

Para a distância de 1 metro, o erro RMS foi de 1,27 m, enquanto para a distância de 15 metros, o erro aumentou para 1,87 m.

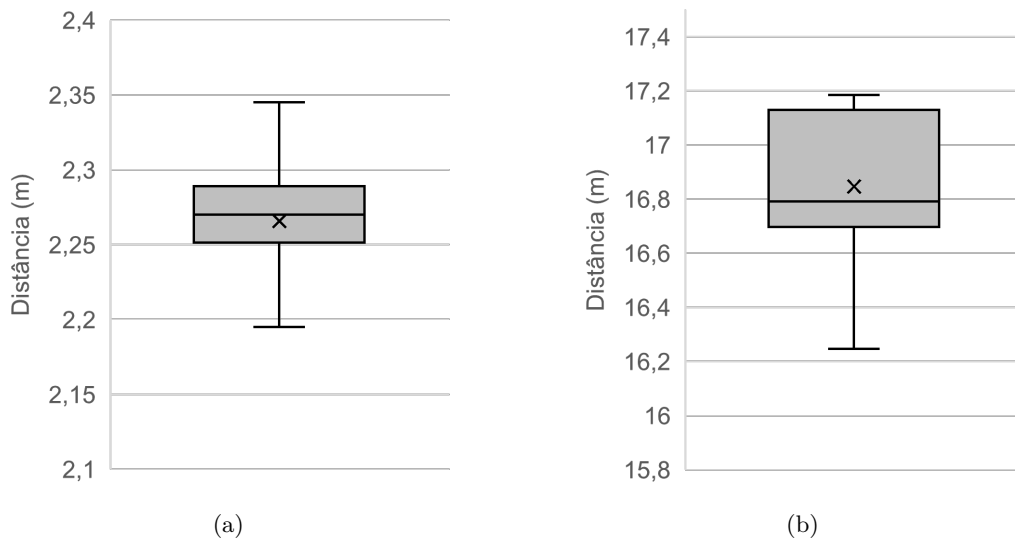


Figura 15: Medição das distâncias obtidas antes de calibrar os dispositivos (valor padrão de 16 300): (a) dispositivos a 1 metro; (b) dispositivos a 15 metros.

De modo a minimizar este erro, procederam-se a 3 tipos de calibração: a 1 metro, a 2 metros e a 5 metros, variando os parâmetros de atraso de antena e avaliando o impacto na precisão da medição a 15 metros de modo a validar o método. A escolha

dos valores para estes parâmetros foi efetuada de forma a conseguir o menor erro entre a distância medida e a distância real.

Os resultados apresentados na Figura 16 ilustram o comportamento do sistema para diferentes configurações de atraso quando a distância real é de 1 metro:

- **antenna_delay** definido para 16 400: Valores dispersos maioritariamente entre 1,25 e 1,30 m (Erro **RMS**: 0,28 m);
- **antenna_delay** definido para 16 450: Gama dos valores entre 0,74 e 0,80 metros (Erro **RMS**: 0,24 m);
- **antenna_delay** definido para 16 430: Valores concentrados entre 0,98 e 1,03 m (Erro **RMS**: 0,03 m).

Observou-se que o valor 16430 proporciona estimativas mais próximas da distância real e o menor erro **RMS** entre as configurações testadas, sendo este o valor selecionado para a calibração a 1 metro.

Posteriormente, replicou-se o estudo para a distância de 2 metros. Os resultados, ilustrados na Figura 17, foram os seguintes:

- **antenna_delay** definido para 16 430: Valores entre 2,05 e 2,11 m (Erro **RMS**: 0,09 m);
- **antenna_delay** definido para 16 445: Valores entre 1,87 e 1,92 m (Erro **RMS**: 0,11 m);
- **antenna_delay** definido para 16 440: Valores entre 1,95 e 1,99 m (Erro **RMS**: 0,04 m);
- **antenna_delay** definido para 16 435: Valores entre 1,98 e 2,02 m (Erro **RMS**: 0,02 m).

Após análise, verificou-se que o valor de calibração 16435 proporcionou as medições mais exatas face à distância real, sendo este o valor selecionado para a calibração a 2 metros.

Por fim, efetuou-se a calibração à distância de 5 metros. Os resultados, ilustrados na Figura 18, foram os seguintes:

- **antenna_delay** definido para 16 430: Valores entre 5,17 e 5,23 m (Erro **RMS**: 0,20 m);
- **antenna_delay** definido para 16 450: Valores entre 4,97 e 5,04 m (Erro **RMS**: 0,03 m).

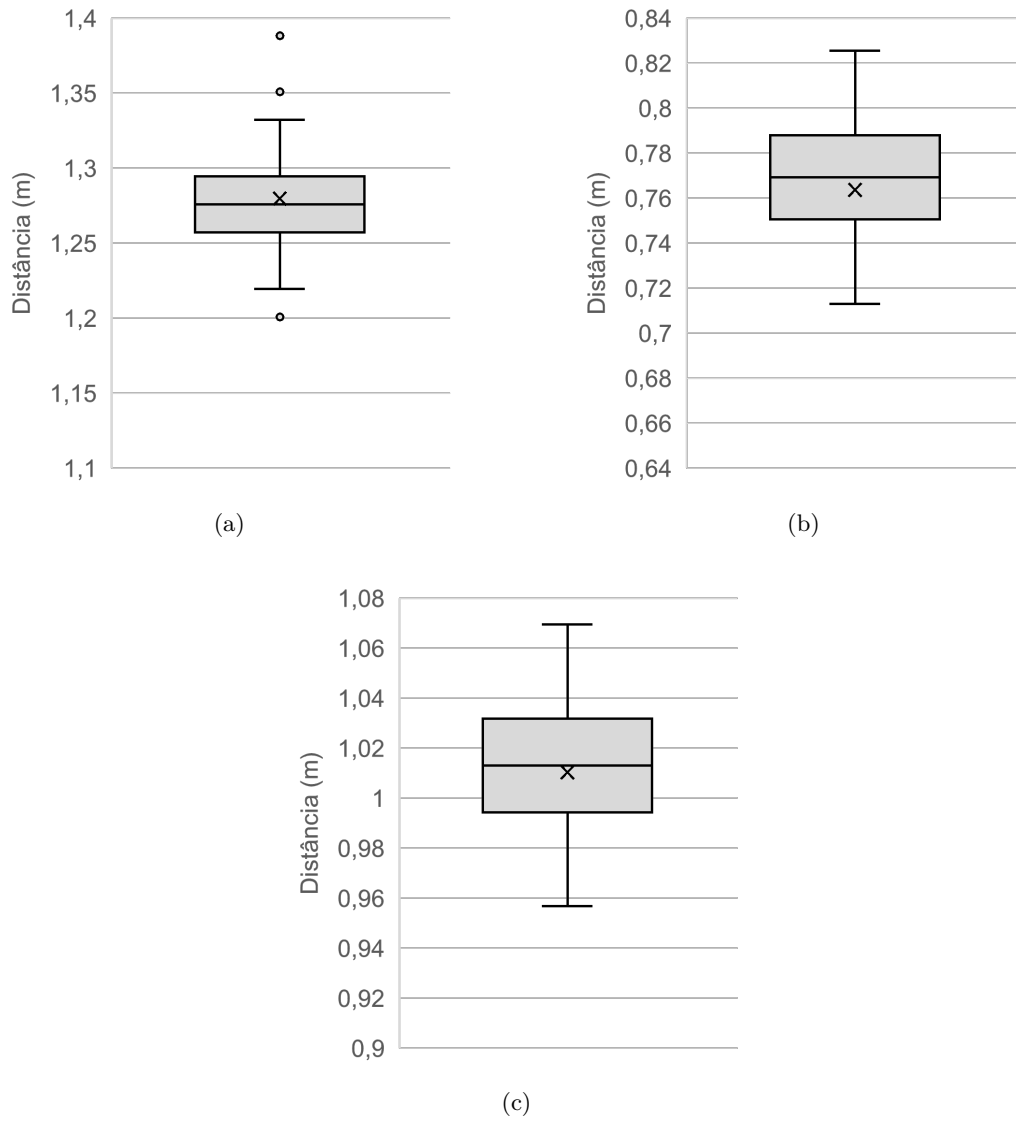


Figura 16: Diagramas de bigodes resultantes das medições para diferentes valores do registo de calibração a 1 metro: (a) antenna_delay definido para 16400; (b) antenna_delay definido para 16450; (c) antenna_delay definido para 16430.

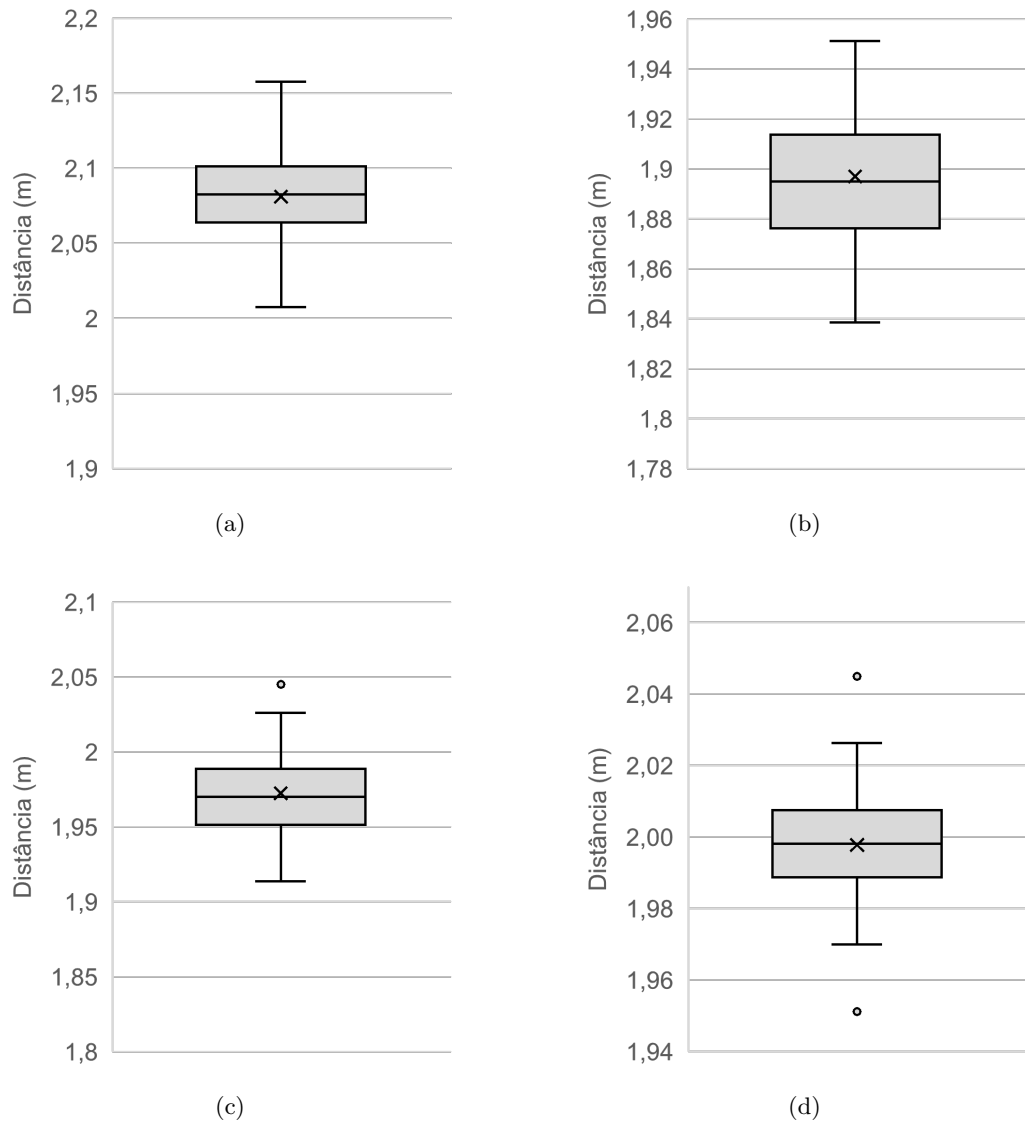


Figura 17: Diagramas de bigodes resultantes das medições para diferentes valores do registro de calibração a 2 metros: (a) antenna_delay definido para 16430; (b) antenna_delay definido para 16445; (c) antenna_delay definido para 16440; (d) antenna_delay definido para 16435.

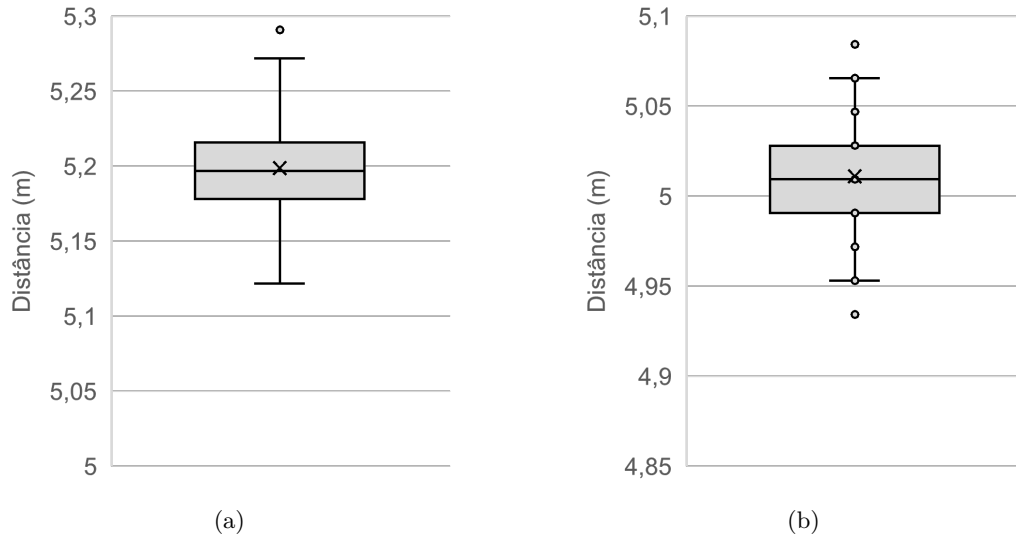


Figura 18: Diagramas de bigodes resultantes das medições para diferentes valores do registro de calibração: (a) `antenna_delay` definido para 16430; (b) `antenna_delay` definido para 16450.

Observou-se que o valor de calibração 16450 resultou nas medições mais próximas da distância real, tendo sido este o valor selecionado para a calibração a 5 metros.

Para determinar qual a distância de calibração que garante melhor precisão em alcances superiores, realizou-se um teste de validação colocando os dispositivos a 15 metros. Foram efetuadas novas medições aplicando os parâmetros ótimos obtidos anteriormente (a 1, 2 e 5 metros). A Figura 19 apresenta os resultados comparativos:

- Calibração efetuada a 1 metro: Valores entre 15,2 e 15,3 m com *outliers* entre os 15,6 e os 15,8 m (Erro **RMS**: 0,29 m);
- Calibração efetuada a 2 metros: Valores entre 15,3 e 15,5 m com *outliers* entre os 15,7 e os 16,2 m (Erro **RMS**: 0,51 m);
- Calibração efetuada a 5 metros: Valores entre 15,05 e 15,15 m com *outliers* entre 14,35 e os 15,6 (Erro **RMS**: 0,20 m).

A Tabela 7 sintetiza os erros **RMS** obtidos durante a seleção do melhor valor de calibração, proporcionando uma comparação direta entre os diferentes ajustes de atraso da antena. A análise dos dados revela um compromisso entre a exatidão a curta e a longa distância. Enquanto as calibrações entre 16430-16435 minimizam o erro para 1 e 2 metros (atingindo 0,03 m e 0,02 m, respectivamente), estas sofrem uma degradação mais acentuada a 15 metros.

Em contrapartida, e com base nesta análise, selecionou-se o valor de calibração 16450 como configuração final do sistema. Esta escolha justifica-se pela prioridade

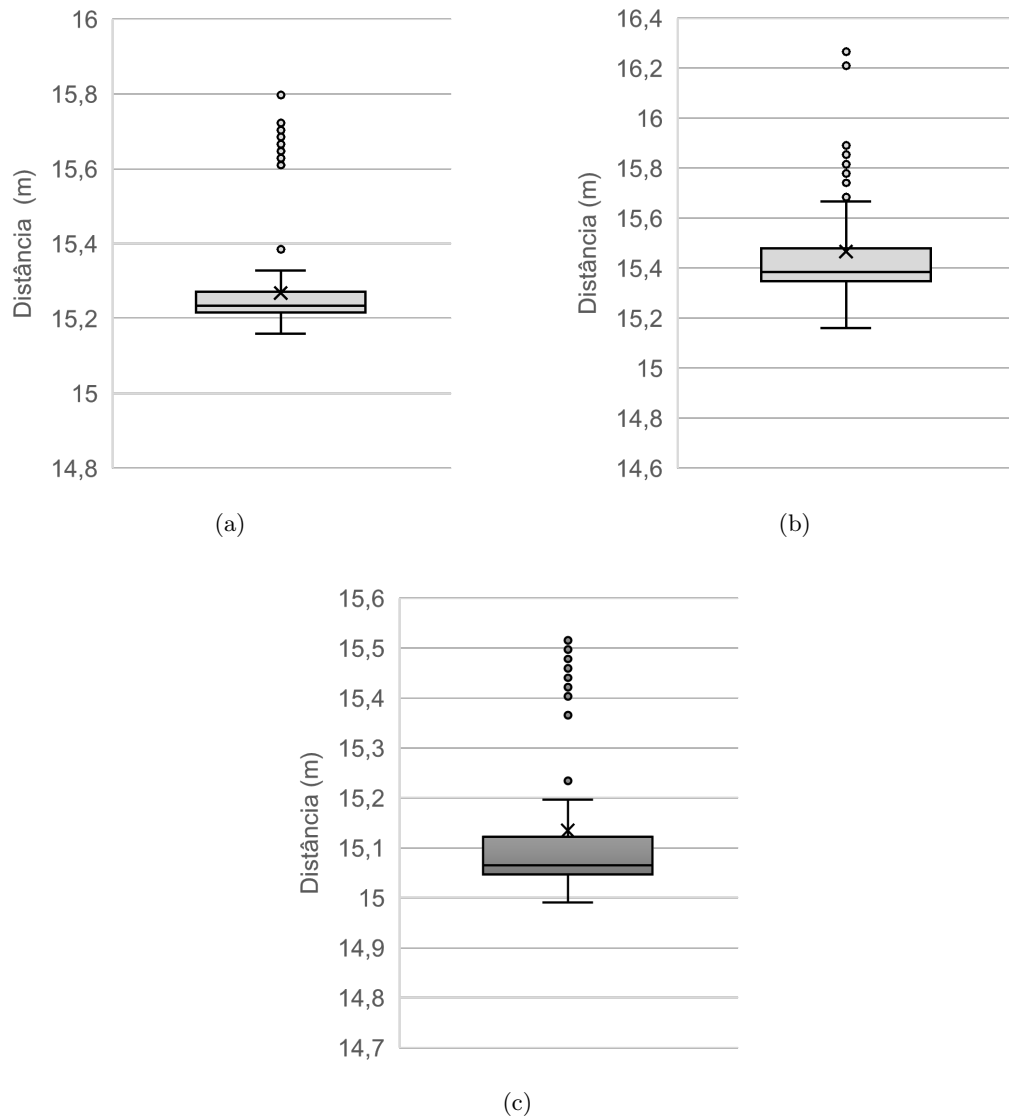


Figura 19: Diagramas de bigodes resultantes das medições a 15 metros para diferentes calibrações: (a) Com a calibração efetuada a 1 metro; (b) Com a calibração efetuada a 2 metros; (c) Com a calibração efetuada a 5 metros.

em minimizar o erro em distâncias maiores (0,2 m de erro a 15 m), garantindo uma maior consistência em toda a gama de operação. Embora esta configuração introduza um maior erro a curta distância, oferece a melhor performance a 15 m e apresenta uma distribuição de valores mais centralizada, contendo os *outliers* numa faixa mais próxima do valor real.

Tabela 7: Comparação do erro RMS (m) para diferentes calibrações.

Calib. Dist.	16300	16400	16430	16435	16440	16445	16450	16460
1 m	1,27	0,28	0,03	-	-	-	0,23	-
2 m	1,25	-	0,09	0,02	0,04	0,11	0,11	-
5 m	1,43	-	0,20	-	-	-	0,03	0,12
15 m	1,87	-	0,29	0,51	-	-	0,20	-

4.2 PRIMEIRO CASO DE ESTUDO: SISTEMA TWO-WAY RANGING (TWR)

4.2.1 Visão geral do sistema

O primeiro caso de estudo, apresentado na Figura 20, consistiu numa montagem **SS-TWR**, composta por uma *tag* e uma âncora. Para a sua implementação, recorreu-se às funções da API disponibilizadas pela Qorvo, complementadas com adaptações baseadas nos exemplos fornecidos pela mesma.

Embora, por definição, o protocolo **TWR** seja iniciado pela *tag*, neste trabalho optou-se por inverter o processo, atribuindo à âncora a função de iniciar as transmissões. Esta decisão prende-se com o fato de que, no **SS-TWR**, os dados relevantes permanecem normalmente do lado do dispositivo que inicia a comunicação. Assim, evita-se a sobreposição de transmissões e garante-se que a informação crítica é recolhida diretamente pela âncora, simplificando o processamento subsequente.

Além disso, esta abordagem permite uma transferência de dados mais eficiente do módulo DWM1001C para o computador, uma vez que a âncora executa localmente os cálculos necessários e transmite os resultados de forma direta através da interface UART.

O estudo e desenvolvimento deste primeiro caso revelou-se essencial para compreender detalhadamente o processo de troca de mensagens, incluindo a recolha dos *timestamps* de envio e receção, a inicialização das transmissões rádio e a configuração

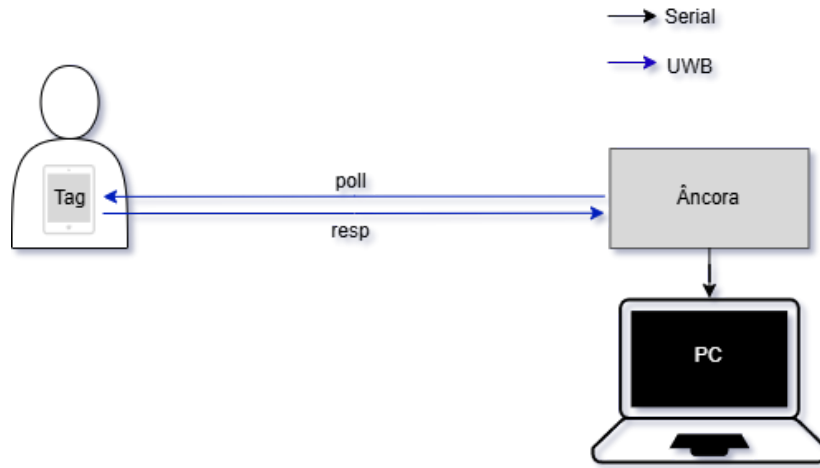


Figura 20: Configuração do primeiro caso de estudo.

dos parâmetros do sistema. Estes elementos constituem a base para uma correta implementação do método **TWR**, servindo de suporte à sua posterior integração e evolução no contexto do **TDoA**.

Nas subsecções seguintes é apresentada a análise do funcionamento interno de cada dispositivo, recorrendo aos respetivos diagramas de fluxo para descrever, passo a passo, o comportamento da âncora e da *tag* durante o processo de medição **SS-TWR**.

4.2.2 Estrutura das mensagens do sistema TWR

No sistema desenvolvido neste trabalho, as mensagens trocadas entre a âncora (*initiator*) e a tag (*responder*) seguem a estrutura geral das tramas de dados IEEE 802.15.4, ilustrada na Figura 21, mas foram customizadas para o procedimento de **SS-TWR**. As duas mensagens principais utilizadas são a *Poll* (enviada pelo initiator) e a *Response* (enviada pelo responder).

Poll, Response, or Final Message	Frame buffer indices: 0, 1		2	3, 4	5 to 6	7 to 8	9 and up
	2 octet		1 octet	2 octets	2 octets	2 octets	Variable # octets
	Frame Control (FC)		Sequence Number	PAN ID	Destination Address	Source Address	Poll, Response, or Final Message
	0x41	0x88		0xCA 0xDE			FCS

Figura 21: Estrutura geral de uma trama IEEE 802.15.4 utilizado como base para as mensagens de ranging [30].

As mensagens são iniciadas com um cabeçalho mínimo de 10 *bytes*, conforme definido no padrão IEEE 802.15.4, incluindo o campo de controlo da trama (*Frame*

Control), o número de sequência, o identificador de (PAN ID) e os endereços de origem e destino. Nesta implementação são usados endereços curtos de 16 bits, codificados como caracteres ASCII ('W' 'A' e 'V' 'E'), definidos especificamente para identificação dos dispositivos.

A identificação do tipo de mensagem é feita através de um byte adicional no *payload*, que contém um código de identificação, 0xE0 para a mensagem *Poll* e 0xE1 para a *Response*.

A mensagem *Response* inclui ainda 10 *bytes* adicionais no *payload*, correspondentes aos dois *timestamps* necessários para o cálculo do tempo de voo: o instante de recepção do *Poll* e o instante programado para a transmissão da *Response*.

Apesar de seguirem a codificação e a estrutura básica das tramas IEEE 802.15.4, estas mensagens são personalizadas e não correspondem a formatos padronizados para [RTLS](#), como os descritos na ISO/IEC 24730-62. Foram concebidas especificamente para simplificar o fluxo de comunicação no contexto de [SS-TWR](#) [30].

4.2.3 Fluxograma de funcionamento da âncora

A *âncora* foi configurada para operar como *initiator* na técnica [SS-TWR](#), cujo funcionamento global é representado nos fluxogramas das Figuras 22 e 23. O fluxograma da Figura 22 apresenta uma visão geral do sistema, abrangendo as etapas de inicialização, configuração do módulo e preparação do ambiente de execução, incluindo a utilização do *FreeRTOS*, onde se configuram tanto as tarefas como o escalonador das mesmas. Já o fluxograma da Figura 23 detalha o comportamento cíclico da função `ss_init_run()`, responsável por coordenar a sequência de transmissão e recepção de mensagens, calcular o tempo de voo e determinar a distância entre os dispositivos.

Durante a fase de arranque, a *âncora* executa a configuração do módulo [UWB](#), conforme descrito em 4.1.2. Esta configuração inclui a definição dos parâmetros rádio utilizados na comunicação como o canal utilizado, o [PRF](#), o tamanho do preâmbulo, o tipo de [SFD](#), o *data rate*, os atrasos de antena (*antenna delays*) e os tempos de espera (*timeouts*) de recepção e transmissão. Nesta etapa, são igualmente inicializadas as interfaces SPI e UART, utilizadas, respetivamente, para a comunicação com o transceptor e para o envio de mensagens de *debug* e resultados de medição. Concluída a configuração, a *âncora* encontra-se pronta para iniciar o ciclo de *ranging*.

O funcionamento principal ocorre na função `ss_init_run()`, sendo executada de forma contínua, quer em modo autónomo, quer como tarefa do *FreeRTOS*. Em cada iteração, a *âncora* prepara o processo de medição escrevendo a mensagem de *poll* no *buffer* de transmissão através das funções `dwt_writetxdata()` e `dwt_writetxfctrl()`. O envio é efetuado pela função `dwt_starttx()`, configurada com os parâmetros `DWT_START_TX_IMMEDIATE | DWT_RESPONSE_EXPECTED`. Esta configuração permite que, logo após a transmissão, o módulo transite automaticamente para o modo de receção, aguardando a resposta da *tag*.

Durante o período de espera, o sistema monitoriza os registos de estado para identificar a origem da interrupção. Caso seja detetado um erro de receção (`SYS_STATUS_ALL_RX_ERR`) ou um *timeout* (`SYS_STATUS_ALL_RX_TO`), as respetivas *flags* são limpas e é efetuado um *reset* ao recetor do módulo através de `dwt_rxreset()`, terminando a iteração atual para garantir um estado limpo.

Se, por outro lado, for confirmada uma receção válida (`SYS_STATUS_RXFCG`), o estado é limpo e o conteúdo da mensagem é lido para um *buffer* local através da função `dwt_readrxdata()`. A validação lógica da mensagem é realizada comparando o seu cabeçalho com o formato esperado através da função `memcmp()`, com os parâmetros `rx_buffer`, `rx_resp_msg` e `ALL_MSG_COMMON_LEN`. Apenas se a mensagem for identificada como uma resposta válida (`RESPONSE`) é que o processamento continua, caso contrário, a trama é descartada.

Uma vez validada a mensagem, são extraídos os *timestamps* de transmissão e receção. Os valores correspondentes da *âncora* são obtidos diretamente dos registos do módulo com as funções `dwt_readtxtimestamplo32()` e `dwt_readrxtimestamplo32()`, enquanto os valores incluídos pela *tag* na mensagem de resposta são recuperados por meio da função auxiliar `resp_msg_get_ts()`.

Para mitigar o erro causado pelo desvio de frequência entre os osciladores da *tag* e das âncoras, o sistema estima o desvio relativo em tempo real. Este processo baseia-se na leitura do valor do integrador da portadora de receção (*carrier*), extraído através da função da API `dwt_readcarrierintegrator()`. Este valor bruto é então multiplicado pelas constantes de calibração do sistema, o multiplicador de desvio de frequência C_{offset} (`FREQ_OFFSET_MULTIPLIER`) e a constante de conversão de Hertz para PPM específica para o canal 5, C_{ppm} (`HERTZ_TO_PPM_MULTIPLIER_CHAN_5`), para determinar a relação de desvio de relógio θ (`clockOffsetRatio`). O cálculo, normalizado por um fator de escala de 10^6 , é definido pela Equação 11.

$$\theta = carrier \times \left(\frac{C_{offset} \cdot C_{ppm}}{10^6} \right) \quad (11)$$

Com base nestes dados, o sistema calcula o tempo de voo e, conseqüentemente, a distância entre os dispositivos. Os resultados são formatados e enviados via UART para o computador utilizando a função `send_uart_data()`, permitindo o registo e análise dos valores medidos.

Assim, os fluxogramas sintetizam este processo contínuo: a *âncora* configura o módulo para operar com os parâmetros adequados, transmite a trama de *poll*, aguarda e valida a resposta, processa os *timestamps*, calcula o tempo de voo e envia os resultados. Este ciclo garante medições sucessivas e de elevada precisão, assim como uma baixa complexidade de processamento.

4.2.4 Fluxograma de funcionamento da Tag

A *tag* foi configurada para operar como *responder* na técnica [SS-TWR](#), cujo funcionamento global é representado no fluxograma da Figura 24. Este diagrama ilustra o comportamento cíclico e orientado a eventos da *tag*, cuja principal função consiste em aguardar a receção de uma mensagem de *poll* enviada pela âncora e, em seguida, enviar uma mensagem de resposta contendo as informações temporais necessárias para o cálculo do tempo de voo e, conseqüentemente, da distância.

No arranque do sistema, a *tag* realiza a mesma etapa de configuração do módulo [UWB](#) apresentada em 4.1.2, garantindo que todos os parâmetros rádio são definidos de forma compatível com a âncora. Após esta configuração, e tal como na âncora, são inicializadas as interfaces SPI e UART para comunicação com o transceptor e saída de *debug*. A principal diferença é que, ao terminar a configuração, a *tag* entra imediatamente em modo de receção contínua através da função `dwt_rxenable(DWT_START_RX_IMMEDIATE)`, permanecendo à escuta das tramas enviadas pelas âncoras.

O ciclo principal de operação consiste na espera indefinida pela receção de uma mensagem válida. Assim que uma trama é detetada, verifica-se o estado dos registos internos de receção (`SYS_STATUS_RXFCG`), identificando se a trama foi recebida corretamente ou se ocorreu algum erro (ER) ou *timeout* (TO). Se a trama foi recebida com sucesso, lê-se o seu comprimento e guarda-se o conteúdo num *buffer* local para processamento posterior, procedendo-se de seguida à limpeza dos registos

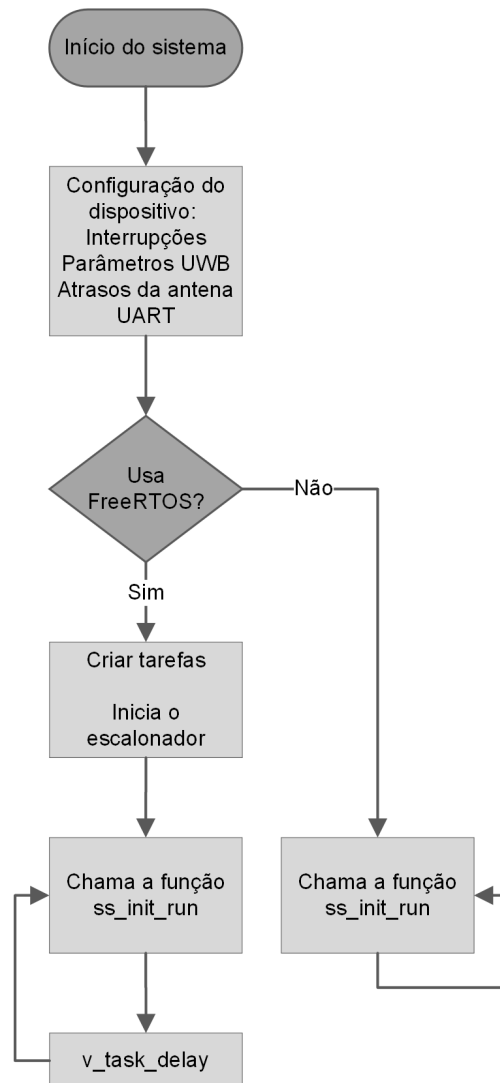


Figura 22: Fluxograma do funcionamento da Âncora (parte 1).

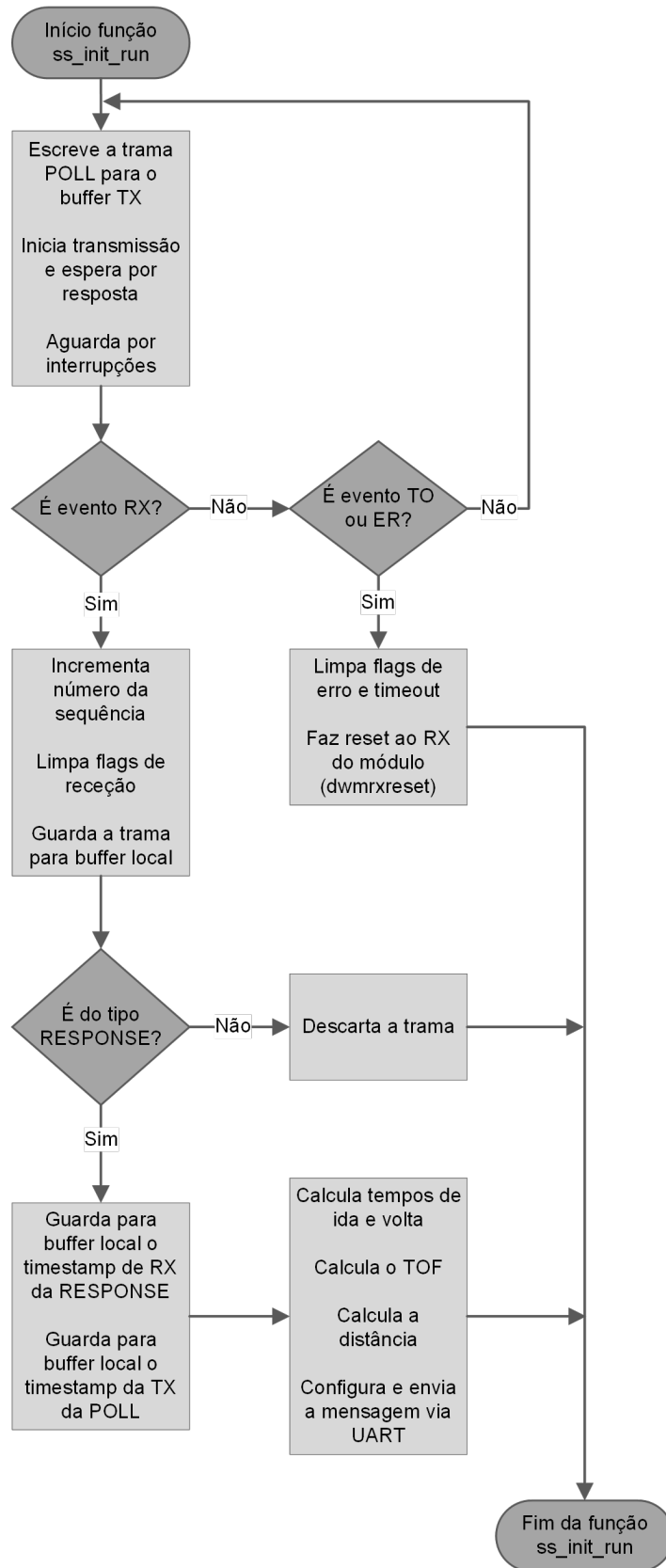


Figura 23: Fluxograma do funcionamento da Âncora (parte 2).

de RX. Caso tenha ocorrido algum erro ou o tempo de espera tenha esgotado, é efetuada a limpeza dos registos de *timeout* e de erro, retornando o sistema ao modo de receção.

Confirmada a receção com sucesso, é efetuada uma nova verificação para validar se a trama recebida é uma mensagem POLL, comparando o cabeçalho com o formato esperado através de `memcmp(rx_buffer, rx_poll_msg, ALL_MSG_COMMON_LEN)`. Caso não se trate deste tipo de trama, é descartada e o sistema retorna ao estado inicial. Caso se trate de uma mensagem POLL, a *tag* procede à leitura do timestamp da receção. A função `dwt_readrxtimestamp()` obtém o valor em 40 bits, que é convertido internamente para 64 bits e armazenado na variável `poll_rx_ts`. Com base neste valor, calcula-se o instante de envio da resposta adicionando o atraso fixo `POLL_RX_TO_RESP_TX_DLY_UUS()`. Este tempo futuro é programado no transceptor através de `dwt_setdelayedtrxtime()`.

Antes da transmissão, a *tag* atualiza a mensagem de resposta com os valores de *timestamp* obtidos através da função auxiliar `resp_msg_set_ts()`, que preenche os campos correspondentes no vetor `tx_resp_msg`. São incluídos tanto o instante de receção da trama de *poll* (`poll_rx_ts`) como o instante de transmissão da resposta (`resp_tx_ts`). A mensagem também incorpora o número de sequência (`frame_seq_nb`) para assegurar o controlo de ordem das tramas.

A mensagem é preparada através das funções `dwt_writetxdata()` e `dwt_writetxctrl()`, que escrevem os dados no *buffer* e configuram o tamanho e tipo de trama. A transmissão inicia-se com `dwt_starttx(DWT_START_TX_DELAYED)`, usando o tempo programado. O sistema verifica, então, o sucesso do envio através do sinal `SYS_STATUS_TXFRS`. Se confirmado, o número de sequência é incrementado e a *tag* regressa ao modo de receção.

Caso ocorra alguma falha no envio (isto é, se a operação `dwt_starttx()` devolver um erro ou o tempo programado expirar), o sistema executa um procedimento de recuperação, onde o módulo de receção é reinicializado através da função `dwt_rxreset()`. Este processo limpa as *flags* de receção e transmissão, garantindo que o dispositivo retorna a um estado estável e preparado para processar a próxima trama.

Por fim, o fluxograma apresentado sintetiza este ciclo de operação, onde a *tag* inicia a configuração, entra em modo de receção contínua, valida a trama recebida, calcula e armazena o *timestamp*, prepara e envia a resposta e regressa ao modo de receção, completando assim o ciclo de medição [SS-TWR](#).

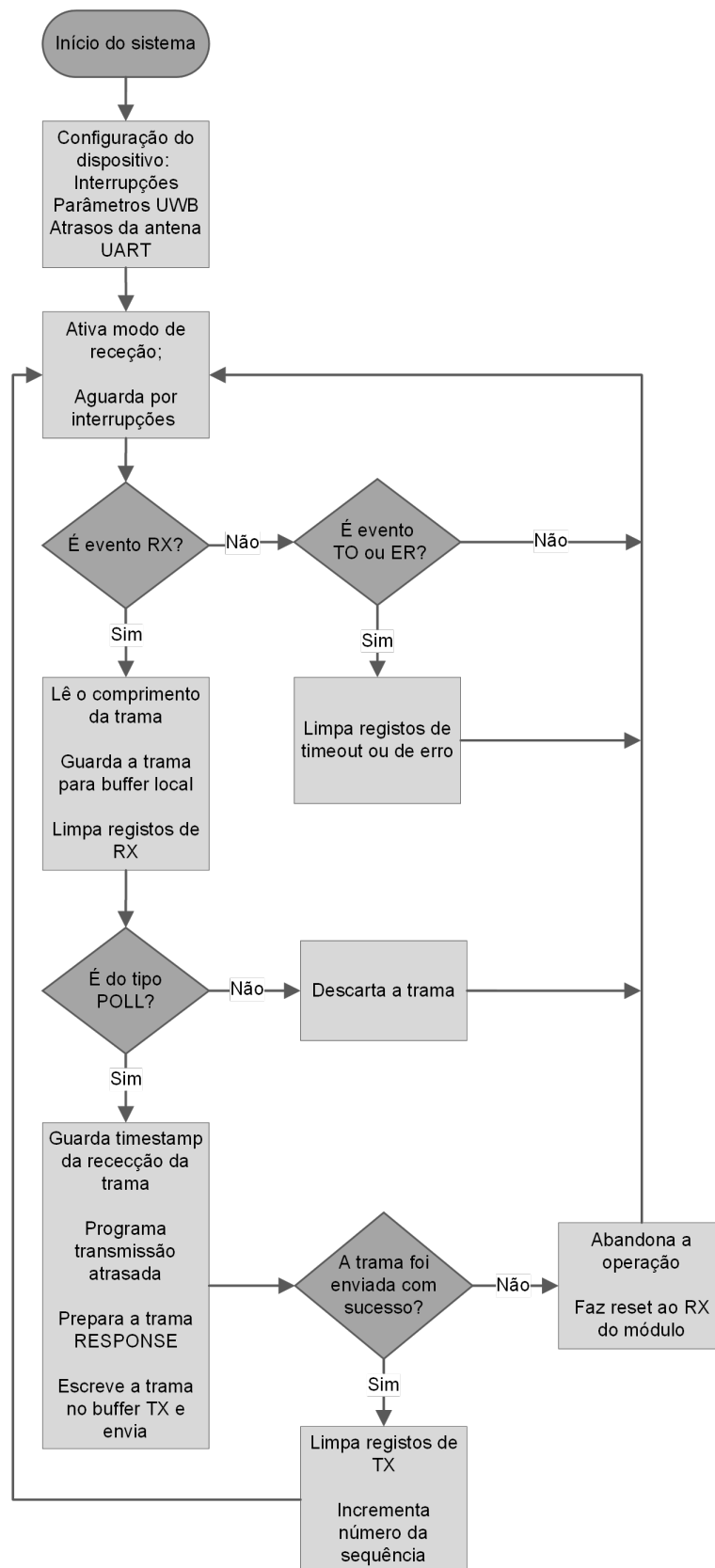


Figura 24: Fluxograma do funcionamento da Tag.

4.2.5 Cálculo da distância

O cálculo da distância entre a âncora e a *tag* é realizado com base nos instantes temporais (*timestamps*) recolhidos durante a troca de mensagens do protocolo **SS-TWR**. Estes instantes são extraídos diretamente dos registos internos do módulo, utilizando as funções de leitura de timestamps acima mencionadas.

A Figura 25 apresenta o diagrama temporal da troca de mensagens, permitindo visualizar os intervalos utilizados nos cálculos do algoritmo **TWR**. Durante uma iteração completa do ciclo de medição, são registados quatro instantes temporais fundamentais:

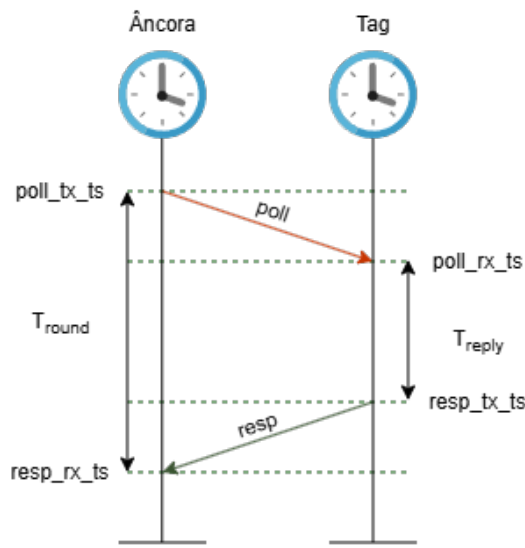


Figura 25: Diagrama ilustrativo da troca de mensagens do sistema TWR.

- poll_tx_ts — instante de transmissão da mensagem *poll* pela âncora.
- poll_rx_ts — instante de receção da mensagem *poll* pela *tag*.
- resp_tx_ts — instante de transmissão da mensagem de resposta pela *tag*.
- resp_rx_ts — instante de receção da mensagem de resposta pela âncora.

Com base nestes tempos, a âncora calcula dois intervalos de tempo fundamentais. O primeiro, chamado T_{round} , representa o tempo total decorrido entre o envio do *poll* e a receção da resposta pela âncora. O segundo, T_{reply} , corresponde ao tempo de processamento da *tag*, definido pelo intervalo entre a receção do *poll* e a transmissão da resposta. Estes intervalos são definidos pelas diferenças entre os registos temporais de transmissão e receção, conforme expresso nas Equações 12 e 13, respetivamente.

$$T_{\text{round}} = \text{resp_rx_ts} - \text{poll_tx_ts}. \quad (12)$$

$$T_{\text{reply}} = \text{resp_tx_ts} - \text{poll_rx_ts}. \quad (13)$$

Assumindo a simetria do tempo de propagação (atraso de ida e volta idêntico), o cálculo do **ToF** é realizado através da subtração do tempo de resposta da *tag* (T_{reply}) ao tempo total de ida e volta medido pela âncora (T_{round}). Nesta etapa, aplica-se a compensação do desvio do relógio (θ) para ajustar o intervalo à frequência da âncora. O tempo de voo, expresso em unidades internas do dispositivo (DTU), é definido pela Equação 14.

$$ToF_{\text{DTU}} = \frac{T_{\text{round}} - T_{\text{reply}} \cdot (1 - \theta)}{2}. \quad (14)$$

Para converter o valor resultante da Equação 14 para segundos, aplica-se o fator de escala definido pelo fabricante, o qual está relacionado com o relógio interno do dispositivo, conforme apresentado na Equação 15.

$$t_{\text{unit}} = \frac{1}{499,2 \times 10^6 \times 128} \approx 15,65 \text{ ps} \approx 15,65 \times 10^{-12} \text{ s}. \quad (15)$$

Desta forma, o tempo de voo final em segundos (ToF_s) é obtido através do produto entre o intervalo compensado em unidades internas e o fator de escala, integrando as Equações 14 e 15 conforme se apresenta na Equação 16.

$$ToF_s = ToF_{\text{DTU}} \times t_{\text{unit}}. \quad (16)$$

Finalmente, a distância (d) entre os dispositivos é determinada multiplicando o tempo de voo pela velocidade de propagação da luz no vácuo ($c \approx 299\,792\,458 \text{ m/s}$), conforme a Equação 4.

4.2.6 Exportação dos dados via UART

A inicialização da interface é efetuada pela função `uart_init()`, que configura o periférico UART0 do nRF52832 de acordo com os parâmetros definidos na Secção 4.1.3. A transmissão dos dados é realizada pela função `uart_send()`, que utiliza a função da API, `nrf_drv_uart_tx()`, para enviar o conteúdo de um *buffer* de texto. A formatação da mensagem é feita pela função `send_uart_data()`, que junta as informações como o número de sequência, contadores de transmissão e receção, tempo de voo e distância.

O sinal UART é encaminhado para o computador através do *J-Link* integrado no módulo de desenvolvimento DWM1001-DEV, que atua como uma ponte entre a UART do microcontrolador e a interface USB. Desta forma, o dispositivo é reconhecido pelo sistema operativo como uma porta série virtual (por exemplo, COM10).

Cada linha transmitida segue um formato estruturado, facilitando a leitura e o registo dos dados no computador. Um exemplo do formato enviado é apresentado abaixo:

```
Frame: 152 | ToF: 1.582345 us | Distance: 0.474 m
```

No computador, os dados podem ser visualizados em tempo real através de um terminal série (como o SEGGER RTT Viewer, PuTTY ou Tera Term) ou automaticamente recolhidos por um *script* Python que lê as mensagens da interface série e armazena os resultados num ficheiro `.csv` para posterior análise.

4.2.7 Recolha e validação de dados

Para automatizar o processo de registo e garantir a recolha do mesmo número de tramas, foi desenvolvido um *script* em Python executado no computador. Este *script* monitoriza a porta série virtual em tempo real, processa os dados provenientes da UART e armazena as informações num ficheiro estruturado em formato `.csv`.

Uma funcionalidade crítica implementada neste *script* é a validação da qualidade de sinal entre a *tag* e a âncora. O algoritmo extrai o número de sequência de cada mensagem recebida e compara-o com o da mensagem anterior. Esta verificação permite detetar descontinuidades na numeração, que correspondem a perdas de tramas durante o ciclo de medição do [TWR](#).

Para garantir a qualidade estatística dos testes, definiu-se um critério de aceitação para a taxa de perda de tramas. Isto é, caso ultrapasse os 5%, o programa interrompe automaticamente a recolha e notifica o utilizador. Este mecanismo assegura que os *datasets* utilizados na análise de resultados (Capítulo 5) representam uma amostra contínua e estável, descartando medições onde a comunicação rádio tenha sofrido problemas de estabilidade.

4.3 SEGUNDO CASO DE ESTUDO: SISTEMA TDOA

4.3.1 Visão geral do sistema

O segundo caso de estudo baseia-se num sistema de localização utilizando a técnica de TDoA. Neste sistema, a *tag* transmite periodicamente mensagens do tipo *blink*, recorrendo à tecnologia UWB. Para a receção e sincronização foram utilizadas cinco âncoras: quatro dedicadas exclusivamente à receção das tramas e uma quinta âncora com a função especial de atuar como âncora de referência. A Figura 26 apresenta o cenário de estudo final, com identificação das âncoras, da âncora de referência e da *tag* com envio de *blinks*.

A âncora de referência (*reference node*) recebe cada *blink* emitido pela *tag* e, após um intervalo de tempo previamente definido, transmite uma sequência de quatro mensagens de referência. Estas mensagens são enviadas com espaçamentos temporais conhecidos e programados. O objetivo desta sequência é permitir que as restantes quatro âncoras ajustem os seus relógios internos a um tempo comum, tornando possível a sincronização necessária para o cálculo das diferenças de tempo de chegada.

Desta forma, as quatro âncoras recebem tanto os *blinks* da *tag* como as quatro tramas de referência enviadas pela âncora de referência. A combinação dessas receções, o instante de chegada do *blink* e a informação temporal derivada das mensagens de referência possibilita que cada âncora estime o tempo de receção do *blink* baseado no relógio da âncora de referência, permitindo, posteriormente, calcular as diferenças de tempo entre âncoras e, conseqüentemente, a posição da *tag*.

A validação, ajuste e cálculos a efetuar para a sincronização dos relógios são efetuados no computador através de um *script* em Python, após cada âncora enviar

via UART o *timestamp* de recepção do *blink*, os *timestamps* de recepção da trama de referência e o *timestamp* recebido no *payload* do mesmo.

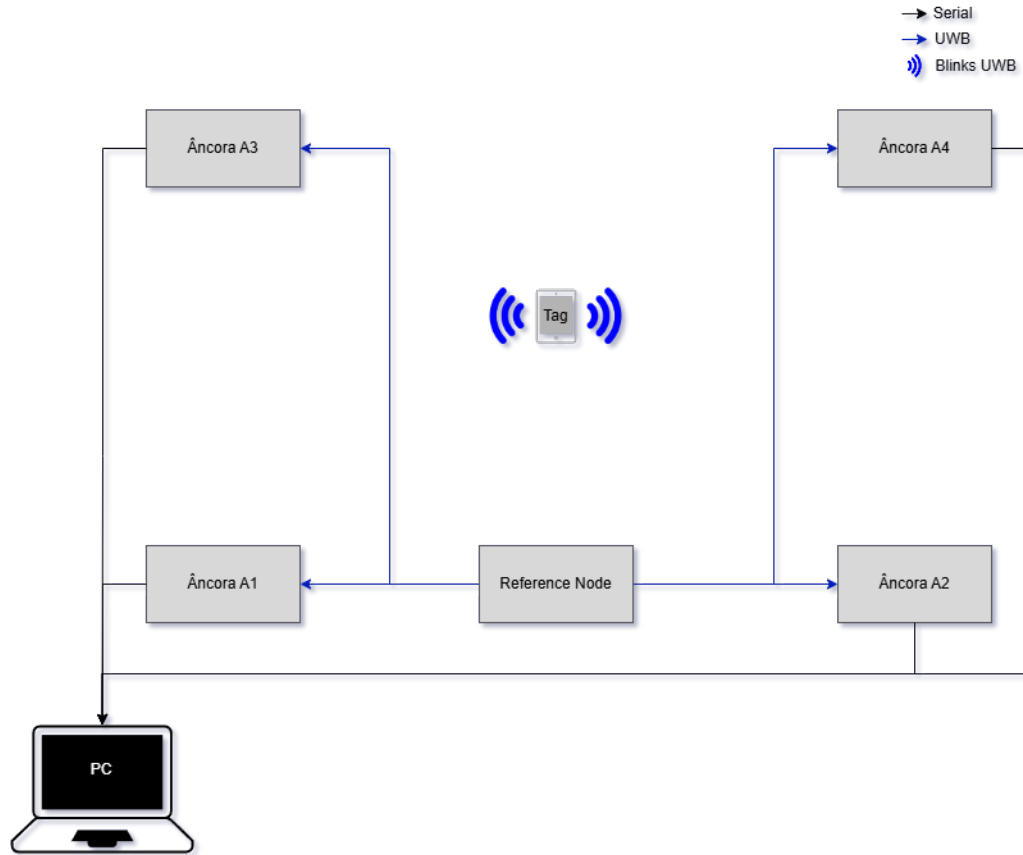


Figura 26: Configuração final do segundo caso de estudo.

4.3.2 Estrutura da trama enviada pela âncora de referência

A estrutura da trama transmitida pela âncora de referência para as restantes âncoras baseia-se no formato das mensagens utilizadas no modo **TWR**. A Tabela 8 detalha a constituição desta trama, detalhando os tipos de variáveis e os respectivos valores atribuídos.

A trama é composta por campos estáticos, dados que o valor não altera ao longo das iterações, e campos dinâmicos, cujo valor se alterará ao longo das iterações. Entre os campos estáticos, destaca-se o **frameCtrl** (2 bytes), definido como 0x8841 para a identificação deste tipo de trama, e o identificador da rede (**panID**), definido como 0x1234. No endereçamento, o endereço de destino (**destAddr**) assume o valor 0xFFFF para transmissões em *broadcast* (para todos). Já o endereço de origem (**srcAddr**), embora seja um campo de 16 bits, identifica a âncora de referência com

o valor 0x0030. Este valor corresponde à representação hexadecimal do carácter ASCII '0' (8 bits), mapeado para o byte menos significativo do campo de endereço, com o byte mais significativo preenchido a zeros.

No que respeita aos campos variáveis, o número de sequência (*seqNum*) replica diretamente o valor recebido na trama *blink*, garantindo a coerência temporal da comunicação. O campo *payload* possui um tamanho total de 2 bytes, em que o primeiro byte transporta o valor da variável *send_count*. Por fim, o campo *timestamp*, composto por 5 bytes, contém o instante programado para a transmissão da mensagem.

Tabela 8: Parâmetros da estrutura da trama enviada pela âncora de referência.

Tipo de variável	Variável	Valor atribuído
uint16_t	frameCtrl	0x8841
uint8_t	seqNum	depende da iteração
uint16_t	panID	0x1234
uint16_t	destAddr	0xFFFF
uint16_t	srcAddr	0x30
uint8_t	payload[2]	depende da iteração
uint8_t	timestamp[5]	depende da iteração

4.3.3 Estrutura da trama enviada pela Tag

Com base na informação disponibilizada pela Qorvo [45], é utilizado apenas um formato de trama de transmissão **UWB** no *software* da Tag, correspondente ao *blink frame*. Embora siga as convenções das mensagens IEEE, este formato não corresponde a uma mensagem **RTLS** padrão. A sua definição encontra-se em processo de normalização no âmbito da norma ISO/IEC 24730-62, dedicada a sistemas **RTLS** baseados em IEEE 802.15.4 UWB. Na Figura 27 apresenta-se a trama *blink*, que consiste em uma trama de 12 bytes, sem *payload*, sendo constituído apenas pelos campos essenciais à identificação da Tag [45].

1 octet FC	1 octet	8 octets	2 octets
0xC5	Seq. Num	64-bit Tag ID	FCS

Figura 27: Trama *blink* definida pelo IEEE [45].

A Tabela 9 apresenta os campos que constituem a estrutura implementada neste trabalho.

Tabela 9: Parâmetros da estrutura da trama *Blink* enviada pela Tag.

Tipo de variável	Variável	Valor atribuído
uint8_t	frameCtrl	0xC5
uint8_t	seqNum	depende da iteração
uint8_t	tagID[8]	0x00 0x01 ... 0x06 0x07

O campo *frameCtrl* define o tipo de trama e as suas propriedades de controlo, permitindo distinguir mensagens do tipo *blink* de outros tipos de tramas *UWB*. O campo *seqNum* corresponde ao número de sequência, garantindo a identificação única de cada trama transmitida e facilitando a deteção de perdas ou repetições. Por fim, o campo *tagID* contém o identificador único da Tag, fundamental para que as âncoras possam distinguir diferentes dispositivos na rede.

Importa referir que o FCS (*Frame Check Sequence*) não é explicitamente incluído nesta estrutura, dado que a API utilizada trata automaticamente da sua geração através da função `dwt_writetxfctrl()`.

4.3.4 Funcionamento da âncora de referência

A âncora de referência (*reference node*) foi utilizada neste caso de estudo com o objetivo de manter a sincronização temporal das restantes âncoras, desempenhando uma tarefa crucial no sistema de localização baseado em *TDoA*. Este dispositivo alterna entre a receção e o envio de tramas, necessitando configurar o transceptor para o modo de transmissão em instantes específicos. O seu funcionamento baseia-se na escuta de tramas vindas da *tag* (*blinks*). Após a receção válida destas tramas, é acionado um temporizador que, após um tempo estipulado, ativa o envio das tramas de referência (*Reference Packets*) para todas as âncoras. O funcionamento global está detalhado no fluxograma da Figura 28.

No arranque do sistema, a âncora executa a inicialização dos periféricos essenciais, definindo os parâmetros do rádio **UWB** (conforme detalhado em 4.1.2) e da interface UART (apresentados em 4.1.3). Adicionalmente, é configurado o periférico **Timer1**, responsável por controlar a periodicidade do envio das tramas de referência. A inicialização deste temporizador é efetuada através da função **nrf_drv_timer_init**, onde se define a operação em modo de 32 bits e a frequência de 16 MHz. Posteriormente, o valor de comparação foi configurado através da função **nrf_drv_timer_extended_compare** para 3 200 000 *ticks*, resultando na geração de uma interrupção a cada 200 ms.

Concluída a fase de configuração, a âncora entra em modo de receção contínua, permanecendo à espera de eventos, sejam eles a chegada de tramas via **UWB** ou interrupções do temporizador. Quando uma trama é recebida com sucesso, a *flag rx_int_flag* é ativada. O sistema procede à leitura do comprimento da trama e transfere o conteúdo do *buffer* de receção para um *buffer* local. A validação da trama é realizada comparando o primeiro byte do cabeçalho com o identificador definido para uma trama *blink* (0xC5).

Confirmando-se que se trata de uma trama *blink*, o sistema inicia o temporizador de 200 ms e chama a função **receive_blink()**. Dentro desta função, o procedimento inicia-se com a leitura do instante de chegada da trama (*timestamp*) através da função **dwt_readrxtimestamp()**. Uma vez que este registo possui originalmente 40 bits, efetua-se a conversão para 64 bits através da extensão de zeros na parte mais significativa. De seguida, o número de sequência extraído e o *timestamp* devidamente formatado são armazenados num *buffer* local, sendo posteriormente transmitidos via UART para a unidade de processamento externa através da função **send_uart()**. Concluídas estas etapas, o sistema limpa a *flag* de interrupção de receção (**rx_int_flag**) e retorna ao estado de espera. Caso a trama recebida não seja do tipo *blink*, esta é descartada e a *flag* é igualmente limpa.

Na ausência de uma receção válida, o sistema verifica a ocorrência de outras interrupções. Caso a *flag* ativa seja a de *timeout* (**to_int_flag**), tal indica que o tempo limite de espera foi excedido, procedendo-se à limpeza do registo e retorno ao estado inicial. Por outro lado, caso a interrupção gerada seja a de erro (**er_int_flag**), significa que ocorreram falhas na receção da trama, sendo este ignorado e os registos de erro limpos.

Quando o evento do temporizador é acionado, o sistema procede à limpeza da respetiva *flag* de interrupção e incrementa a variável de controlo **send_count**. Enquanto o valor desta variável se mantiver inferior a 4, é chamada a função

`send_reference_packet`. Caso a contagem atinja o valor 5, a variável é reiniciada e o temporizador é desativado, ficando o sistema a aguardar a receção da próxima trama *blink* para reiniciar o ciclo de temporização.

O funcionamento da função de envio (`send_reference_packet`) inicia-se com a colocação do transceptor em estado inativo através de `dwt_forcetrxoff`, permitindo a sua reconfiguração. De seguida, constrói-se a trama de referência, definindo o cabeçalho de controlo (0x8841), o identificador de rede (PAN ID) e o endereço de destino em *broadcast* (0xFFFF). Para manter a coerência, o número de sequência atribuído é o mesmo do último *blink* recebido, sendo ainda incluído no *payload* o valor de `send_count`. Na fase de agendamento, o sistema calcula o instante futuro para o envio e insere este *timestamp* agendado na própria trama (num campo de 5 bytes). O envio é então realizado através da função `DWT_START_TX_DELAYED`. O sistema aguarda pela confirmação de sucesso (`tx_int_flag`) para limpar os registos de transmissão e reativar a receção contínua, caso ocorra falha, é chamada a função `dwt_rxreset()` para repor a estabilidade do transceptor.

4.3.5 Funcionamento das âncoras de receção

As restantes âncoras, identificadas na Figura 26 como "A1", "A2", "A3" e "A4", foram programadas de forma distinta da âncora de referência. Estas operam exclusivamente em modo de receção, captando tanto as tramas *blink* como as tramas transmitidas pela âncora de referência. Consequentemente, não é necessário alternar entre os estados de transmissão e receção, nem utilizar o periférico Timer1. A função principal destas âncoras consiste em registar os tempos de chegada das tramas *blink* e *reference*, extraíndo deste último o *payload* que contém informação crítica, nomeadamente o `send_count` e o *timestamp* programado de envio da âncora de referência. Posteriormente, os dados são transmitidos via UART para processamento externo. Este processamento é realizado por um *script* em Python, responsável por verificar a integridade dos dados, calcular as diferenças temporais entre as âncoras e gerar as hipérboles de localização, conforme as equações descritas na Secção 2.2.5. O fluxograma apresentado na Figura 29 ilustra a lógica de funcionamento e o ciclo de decisão implementado no *firmware* das âncoras.

No arranque do sistema é efetuado todo o tipo de configuração do dispositivo, como já antes apresentado, desde os parâmetros UWB (conforme detalhado em 4.1.2), a configuração da interface UART (apresentados em 4.1.3) assim como os atrasos da antenas e as interrupções.

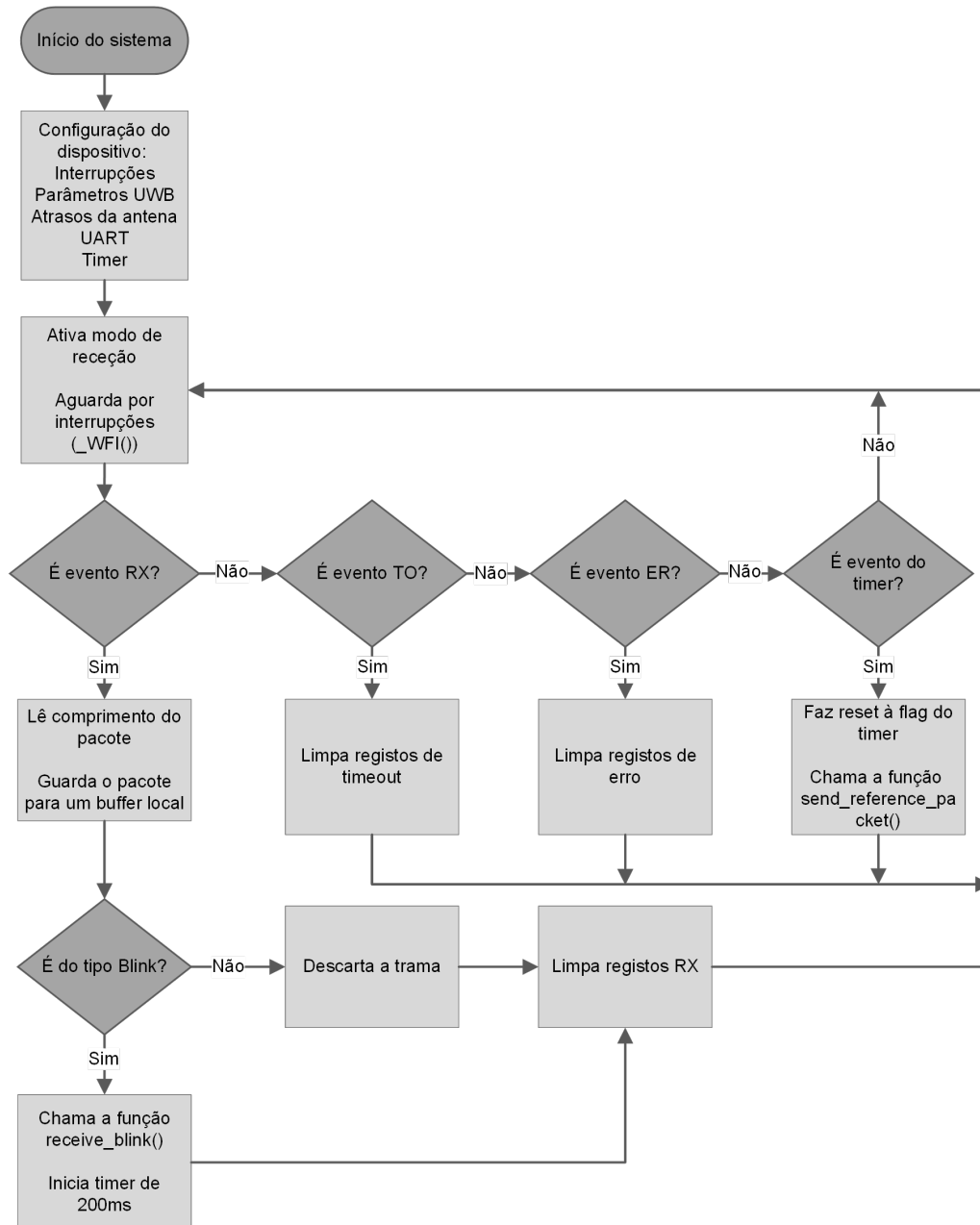


Figura 28: Fluxograma do funcionamento da âncora de referência.

Concluída esta fase, o dispositivo é colocado em modo de receção contínua e em baixo consumo através da função `_WFI`, que significa *waitting for interruptions*. O dispositivo vai ficar neste ponto até receber uma nova interrupção, podendo ser uma interrupção do evento RX, evento TO ou ER.

Caso seja recebido uma nova trama `UWB`, é ativada a interrupção do evento RX, e consequentemente é lido o comprimento da trama. É guardado num *buffer* e é registado o *timestamp* de receção do mesmo. De seguida é lido o cabeçalho da trama, de modo a identificar de qual trama (*blink* ou *reference*) se trata. Caso se trate de uma trama vinda da *tag*, isto é, um *blink*, é chamada a função `receive_blink()`, que trata de escrever para a consola o número da sequência (`rx_buffer[1]`, valor recebido da trama *blink* de acordo com a estrutura apresentada na Secção 4.3.3) e o momento da receção da trama. Dentro desta função é ainda configurado um *buffer* onde é alocado tanto o número da sequência como o *timestamp*, sendo posteriormente enviado via UART para o computador. Caso se trate de uma trama vinda da âncora de referência, ou seja, uma trama de *reference*, é chamada a função `receive_reference()`, que de forma semelhante à trama *blink*, imprime e guarda valores para um *buffer* e posteriormente trata do envio dos mesmos via UART. Os valores mais relevantes que são guardados, são o número da sequência, o número da variável `send_count` recebida, assim como o *payload* recebido que corresponde ao *timestamp* da âncora de referência e o momento da receção da trama de referência. Caso não seja possível identificar qual o tipo de trama, este é descartado e são limpos os registos de RX possibilitando a receção da próxima trama.

Caso a interrupção acionada seja a de *timeout*, o dispositivo limpa os registos da interrupção e continua a aguardar pela próxima interrupção. Se for um evento de erro, este limpa os registos de erro e retorna a um estado estável para receber a próxima interrupção. Caso a interrupção não esteja dentro destas enumeradas, é ignorada permanecendo o dispositivo em modo de receção contínua até ao acionamento da próxima interrupção.

4.3.6 Funcionamento da Tag

A *tag* foi configurada para este caso de estudo, a fim de enviar tramas pequenas (*blinks*) periodicamente. O funcionamento lógico detalhado da mesma é apresentado no fluxograma da Figura 30. O processo é cíclico, consistindo na preparação, transmissão e confirmação do envio, com gestão de energia baseada em interrupções.

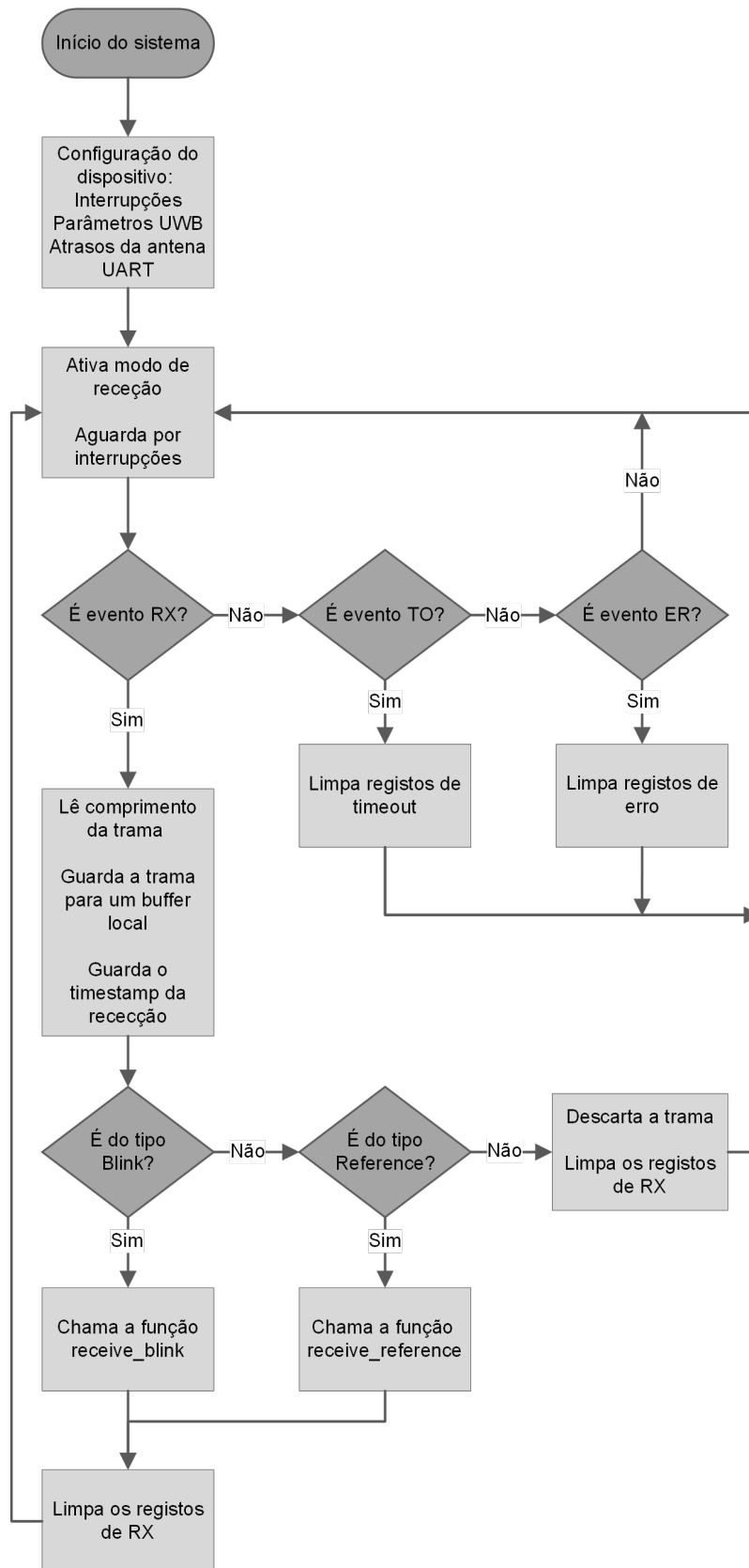


Figura 29: Fluxograma do funcionamento das âncoras.

No arranque do sistema, é iniciado o processo de configuração da *tag*, onde são definidos os parâmetros de operação **UWB** e UART. Para controlar a periodicidade dos envios, é utilizado o periférico Timer1. A inicialização deste temporizador é efetuada através da função `nrf_drv_timer_init`, onde se define a operação em modo de 32 bits e a frequência de 16 MHz. Posteriormente, o valor de comparação foi configurado através da função `nrf_drv_timer_extended_compare` para 16 000 000 *ticks*, resultando na geração de uma interrupção a cada segundo.

Após a configuração, o sistema aguarda por interrupções, permanecendo em baixo consumo até que ocorra um evento. Ao ser detetada uma interrupção, o sistema verifica a sua origem. Caso se trate de uma interrupção do temporizador, o dispositivo passa para a etapa de transmissão. Caso a interrupção não provenha do temporizador, esta é ignorada e o sistema retorna ao estado anterior, onde continua a aguardar por interrupções.

Ao confirmar o evento do temporizador, a *flag* do mesmo é limpa e é chamada a função `send_blink()`, responsável por preparar e enviar a trama *blink*. Nesta função, é preparada a trama *blink*, definindo o `frameCtrl`, o número de sequência (`seqNum`) e o ID da *tag*, apresentado em detalhe na Secção 4.3.3. De seguida, os dados são escritos no *buffer* de transmissão através da função `dwt_writetxdata()` e a transmissão é iniciada através da função `dwt_starttx()`.

Durante a transmissão, a função entra num ciclo de verificação, monitorizando o registo `SYS_STATUS_ID` para detetar o sucesso (`SYS_STATUS_TXFRS`), o erro (`SYS_STATUS_TXERR`) ou timeout de segurança (`TX_TIMEOUT_CNT`). Se a transmissão for bem-sucedida, a *flag* `SYS_STATUS_TXFRS` é limpa e o ciclo de verificação termina, caso contrário, em situações de erro ou *timeout*, é limpa a *flag* `SYS_STATUS_TXERR`, evitando o bloqueio do sistema.

Em ambos os casos, o número de sequência é incrementado. Adicionalmente, se a *tag* estiver conectada a uma porta COM e o envio tiver sido bem-sucedido, é impressa uma mensagem de confirmação. A *tag* retorna, então, ao estado inicial, aguardando pela próxima interrupção do temporizador.

4.3.7 Extração dos dados via UART

Nesta secção, detalha-se a estrutura dos dados transmitidos através da interface UART para o registo dos dados relevantes. À semelhança do sistema **TWR**, a inicialização do periférico é realizada pela função `uart_init()`. A transmissão é

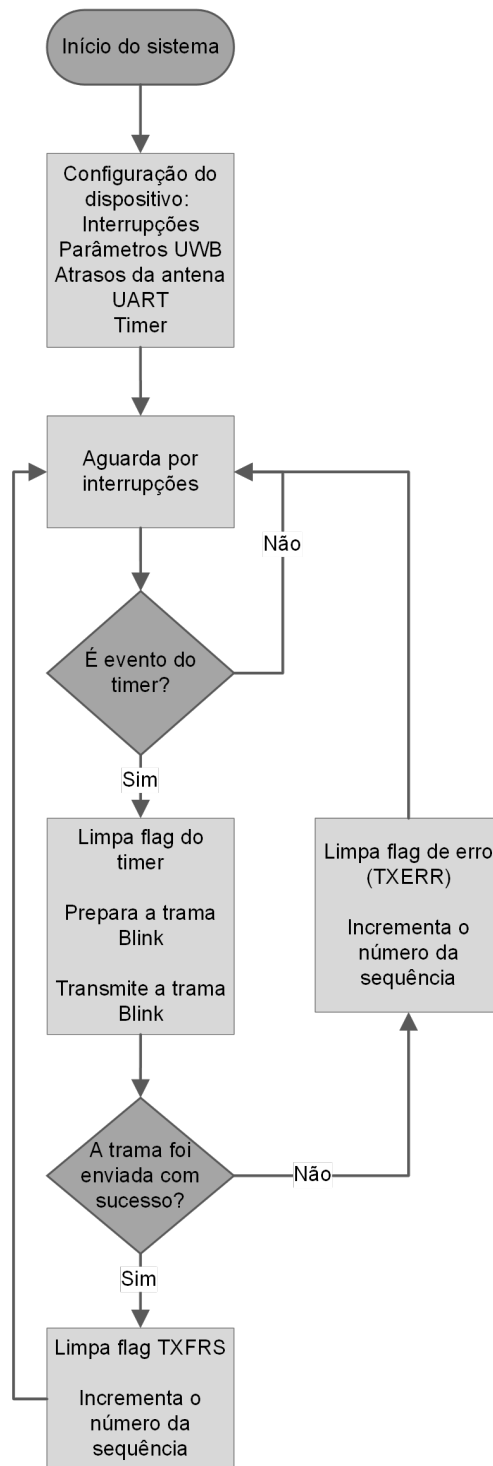


Figura 30: Fluxograma do funcionamento da tag para o sistema TDoA.

assegurada pela função `uart_send()`, que recebe como argumentos o *buffer* de dados e o respetivo tamanho.

No contexto deste caso de estudo, a interface UART é utilizada para recolher os dados brutos de todas as âncoras recetoras. Estes dados são armazenados externamente em ficheiros `.csv`, permitindo, numa fase posterior, a validação, filtragem e sincronização dos *timestamps*, passos essenciais para a resolução das equações do algoritmo [TDoA](#).

O formato dos dados varia consoante o tipo de trama recebido:

- Receção da Trama de Blink: Quando uma âncora deteta uma trama *blink* da *tag*, regista o número de sequência e o *timestamp* local da receção. O formato da mensagem enviada é o seguinte:

Seq: 13 BLINK: 470389917526

- Receção da Trama de Referência: Ao receber uma trama de referência proveniente da âncora de referência, a âncora regista quatro elementos fundamentais:
 1. O número de sequência (coerente com o último *blink*);
 2. O valor de `send_count` (índice da trama de referência);
 3. O *timestamp* de transmissão (contido no *payload* da mensagem);
 4. O *timestamp* de receção local.

O formato da mensagem transmitida apresenta-se da seguinte forma:

Seq: 13 SEND_COUNT: 1 REFERENCE: 44210982426 Time_slave: 483187370747

4.3.8 Validação e ajuste dos *timestamps*

Nesta secção é detalhado todo o processo, desde o ponto onde os dados mais relevantes apresentados na secção acima são guardados em ficheiros `.csv`, até ao ponto onde os *timestamps* das âncoras estão todos corrigidos e alinhados *frame* a *frame*. Para efetuar todo este processo, e de forma a automatizar a parte da validação e ajuste dos *timestamps*, foi escolhido realizar um *script* em Python.

O processo inicia-se com a leitura dos registos provenientes das quatro âncoras. Dado que as tramas *Blink* possuem uma estrutura diferente das tramas de referência, recorre-se a expressões regulares (*Regex*) para classificar cada linha em duas categorias e ser possível montar o *DataFrame* correspondente:

- BLINK: Trama enviado pela *Tag* (contém apenas o número da sequência e o *timestamp* de chegada).
- REFERENCE: Trama de referência enviado pela âncora de referência (RN), contendo o número da sequência, o contador de envio (`SEND_COUNT` de 1 a 4), o *timestamp* de envio original e o *timestamp* de recepção local.

Após a classificação, identificou-se que o contador de sequência original (`Frame`) possui um funcionamento cíclico de 8 bits (0-255). Para resolver a ambiguidade temporal causada pelo reinício periódico do contador (*rollover*) e o desalinhamento entre âncoras, implementou-se um algoritmo de linearização. Este método gera uma nova variável contínua, `Frame Global`, detetando as transições de ciclo e acumulando-as. Posteriormente, esta variável substitui a original, garantindo uma referência temporal contínua para todas as operações subsequentes.

De seguida, é introduzida uma variável de indexação denominada `grupo_id`, responsável pelo agrupamento das amostras. O algoritmo percorre sequencialmente as linhas do *DataFrame* e utiliza a deteção de uma trama *Blink* como evento para incrementar o `grupo_id`. Este valor é atribuído ao próprio *Blink* e propagado automaticamente às quatro tramas *Reference* subsequentes, consolidando o conjunto (1 *Blink* + 4 *References*) numa única estrutura lógica.

Contudo, a comunicação via rádio é suscetível a perdas de tramas, o que resulta em grupos incompletos. Se, por exemplo, uma âncora perder o segundo *Reference* de sincronização, a indexação dos dados fica comprometida em relação às restantes âncoras. Para mitigar este problema e assegurar a correta estrutura dos dados, é executada uma verificação grupo a grupo. Caso o algoritmo detete que um grupo possui menos de 5 elementos (1 *Blink* + 4 *Reference*), aciona um mecanismo de inserção de dados, sendo inseridas linhas artificiais no *DataFrame* para preencher e sinalizar as posições das tramas em falta. Estas linhas preservam os dados do grupo (número de sequência), mas é-lhes atribuído um valor nulo (`None`) no campo correspondente ao *timestamp*, sendo este valor responsável por sinalizar quais os grupos que apresentam inconsistências.

De seguida, para assegurar a existência de grupos válidos e comuns em todas as âncoras, implementou-se um algoritmo de deteção e filtragem dos dados. Este algoritmo opera em dois passos:

1. Deteção de Inconsistências: O sistema percorre individualmente cada âncora em busca de valores inválidos, especificamente valores nulos (`NaN`) no campo *timestamp* ou falhas na atribuição do identificador de grupo (`grupo_id`).

Qualquer *Frame* sinalizado com erro numa única âncora é marcado para remoção global.

2. Interseção de Conjuntos e Filtragem: É calculado o subconjunto de *Frames* que são, simultaneamente, válidos e comuns a todas as âncoras ($S_{final} = S_{A1} \cap S_{A2} \cap \dots \cap S_{An}$). Isto elimina não só as *frames* sinalizadas com erros, mas também *frames* que existam numa âncora e faltem noutra.

Após este procedimento, todos os *DataFrames* passam a conter exclusivamente grupos completos e mutuamente existentes, resultando em um alinhamento entre todas as âncoras, isto é, todas iniciam e terminam o *DataFrame* exatamente nos mesmos identificadores de *Frame*.

4.3.9 Ajuste dos relógios

O último passo do pré-processamento consiste no ajuste dos relógios para um tempo comum entre todos. Na Figura 31 é apresentado o diagrama temporal de um ciclo de medições dos dispositivos (apresentado apenas para a âncora 1 e 2, mas expande-se para as seguintes da mesma forma), de modo a conseguir perceber de que modo são compensados através do ajuste detalhado abaixo. Visto que cada âncora opera com um oscilador local independente, existem desvios de frequência (*clock drift*) que resultam numa contagem de tempo não uniforme entre os dispositivos.

Para mitigar este problema, utiliza-se a âncora de referência (RN) como elemento sincronizador. O algoritmo executa quatro passos essenciais para cada "grupo de sincronização" (constituído por um *Blink* da *tag* e as tramas de *Reference* associadas):

1. Determinação do intervalo mestre (ΔT_{mestre}): O sistema extrai a diferença temporal ideal entre duas tramas de referência consecutivos. Este valor é calculado com base nos *timestamps* de envio originais reportados pela própria Referência, representando o "tempo verdadeiro" do sistema.
2. Cálculo dos intervalos locais: Recorrendo ao relógio interno da âncora recetora, medem-se dois tipos de intervalos, o primeiro intervalo (Δt_{bruto}) mede a duração entre a chegada do *Blink* e a primeira trama de referência, e o segundo intervalo (Δt_{local}) as durações entre as sucessivas tramas de referência recebidas.
3. Verificação de reinício de contador (*Rollover*): Verifica-se a integridade do contador de hardware de 40 *bits*. Caso algum intervalo apresente um valor negativo (indicando que o contador reiniciou durante a medição), é adicionado o valor de 2^{40} para restaurar a magnitude correta do tempo.

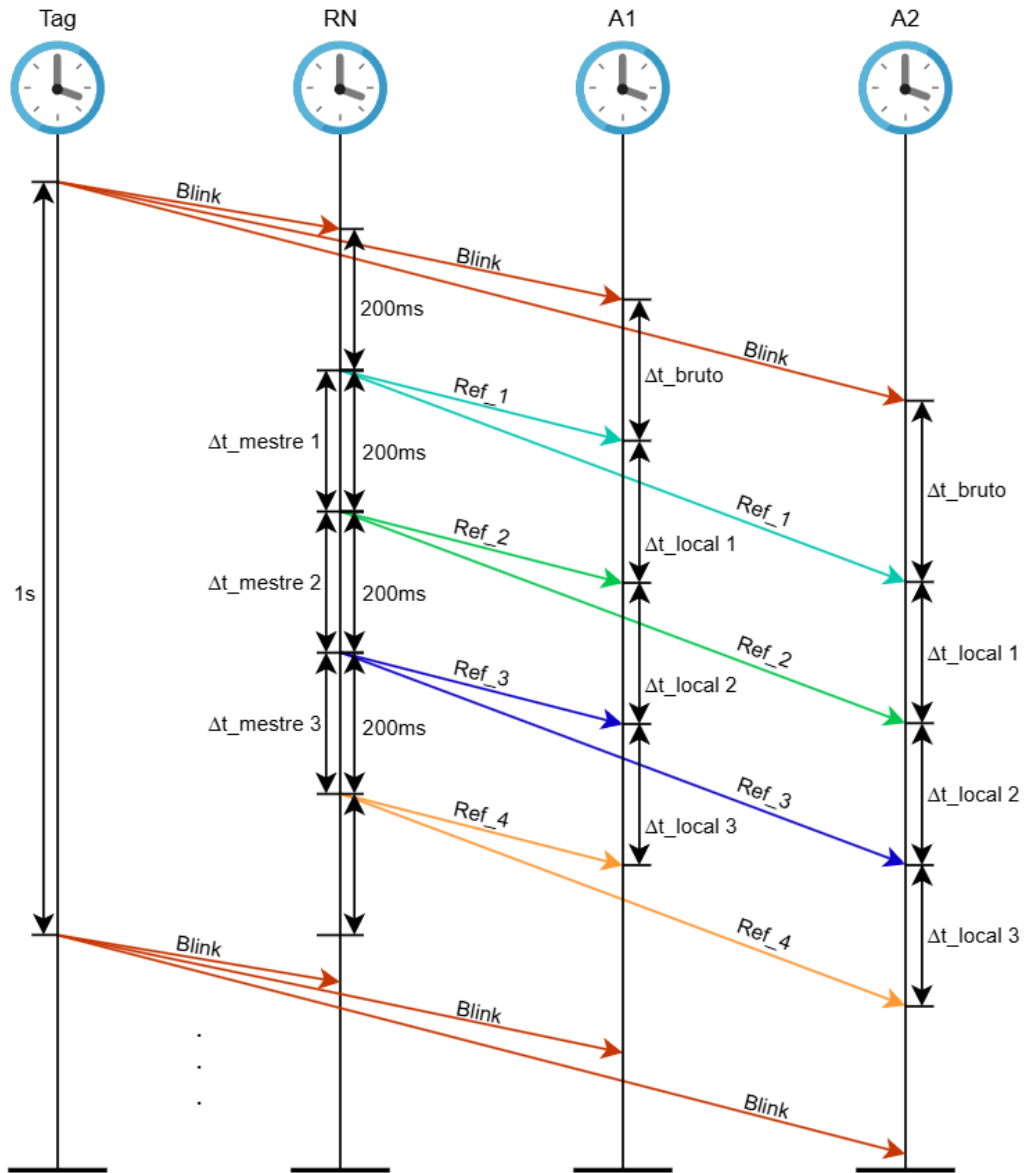


Figura 31: Diagrama temporal dos relógios do sistema.

4. Aplicação do fator de correção (τ): O último passo consiste em aplicar a correção. De forma a maximizar a robustez do cálculo e minimizar o ruído, utiliza-se a média aritmética tanto para os intervalos medidos localmente como para os intervalos de referência vindos da âncora de referência. A relação matemática é aplicada por 17.

$$\tau = \Delta t_{bruto} \times \frac{\overline{\Delta T}_{mestre}}{\overline{\Delta t}_{local}}, \quad (17)$$

onde:

- τ : Representa o intervalo de tempo ajustado.
- Δt_{bruto} : É o intervalo medido pelo relógio local (Blink $\rightarrow$ 1º Referência).
- $\overline{\Delta T}_{mestre}$: É a média dos intervalos reportados pela Referência.
- $\overline{\Delta t}_{local}$: É a média dos intervalos medidos localmente.

Com os dados devidamente calibrados, encontram-se reunidas as condições para proceder à estimação da posição da *tag*.

4.3.10 Cálculo do TDoA e estimativa da posição

Esta secção descreve o algoritmo responsável por transformar os intervalos temporais calibrados em coordenadas espaciais (x, y) . O processo divide-se em três fases, pré-processamento e alinhamento de dados, formulação matemática do TDoA, e resolução numérica do sistema de equações.

O algoritmo percorre a lista de pares de âncoras (P_i, P_j) . Uma vez que a âncora de referência (RN) não se encontra à mesma distância de todas as âncoras, o tempo de voo da trama de referência varia para cada recetor. Este fenómeno introduz uma assimetria temporal que deve ser subtraída para alinhar virtualmente os instantes de receção. Para quantificar o atraso de propagação mencionado (d_{offset}), calcula-se a diferença de distâncias entre a âncora de referência (P_{RN}) e as âncoras do par (P_i e P_j), utilizando a distância Euclidiana, conforme apresentado na Equação 18.

$$d_{offset} = \|P_{RN} - P_i\| - \|P_{RN} - P_j\|. \quad (18)$$

Esta diferença de distância é convertida para unidades temporais (t_{offset}) considerando a velocidade da luz no vácuo (c) e a resolução temporal do dispositivo (t_{unit}), definida pelo *hardware* em aproximadamente 15,65 ps. Esta conversão permite obter o desvio em unidades internas do sistema, conforme expresso na Equação 19.

$$t_{offset} = \frac{d_{offset}}{c \cdot t_{unit}}. \quad (19)$$

De seguida, calcula-se a diferença do tempo de chegada para cada trama k . Sendo τ_i e τ_j os intervalos de tempo corrigidos nas âncoras i e j , estes valores representam o tempo de espera entre a chegada do sinal da *tag* (Blink $\rightarrow$ 1º Referência).

Uma vez que a sincronização é efetuada via rádio, a trama emitida pela âncora de referência propaga-se à velocidade da luz, atingindo as âncoras P_i e P_j em instantes distintos, proporcionais às suas distâncias físicas à origem ($d(RN, P_i)$ e $d(RN, P_j)$). Consequentemente, a âncora mais distante registaria o sinal de sincronização com um atraso superior, introduzindo um erro sistemático na medição do intervalo τ . Ao integrar o desvio calculado através da Equação 19 no cálculo final, o sistema compensa este atraso de propagação, normalizando as medições como se o sinal de sincronização atingisse ambas as âncoras em simultâneo, conforme apresentado na Equação 20.

$$TDoA_{P_i, P_j}(k) = t_{offset} - (\tau_i(k) - \tau_j(k)). \quad (20)$$

Desta forma, a operação anula a componente geométrica fixa do *setup* (a posição da Referência), isolando apenas a diferença de tempos de voo proveniente da *tag*.

A estimativa da posição $p = (x, y)$ é formulada como um problema de otimização não-linear. Inicialmente, calcula-se a média aritmética das medições de TDoA (previamente compensadas pela Equação 20), convertendo-os posteriormente em metros para obter a diferença média das distâncias. Considerando a resolução temporal do *hardware* (t_{unit}) e a velocidade de propagação da luz (c), a conversão baseada na média das N amostras é definida pela Equação 21.

$$\overline{d_{TDoA_{P_i, P_j}}} = \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N TDoA_{P_i, P_j}(k) \right) \cdot t_{unit} \cdot c. \quad (21)$$

Posteriormente, definem-se as equações de resíduo $r_{i,j}(p)$ para todos os pares de âncoras. Considerando que $p = (x, y)$ representa o vetor da posição estimada da *tag* e que P_i e P_j correspondem às coordenadas fixas das respectivas âncoras, o resíduo quantifica o erro entre a diferença de distâncias geométrica (teórica) e a medição média obtida, conforme expresso na Equação 22.

$$r_{i,j}(p) = \|p - P_i\| - \|p - P_j\| - \overline{d_{TD o A_{P_i P_j}}}. \quad (22)$$

Para determinar a posição final, o algoritmo utiliza o método dos Mínimos Quadrados Não-Lineares (*Non-linear Least Squares*), implementado através da biblioteca `SciPy`. O método recebe como parâmetros as equações de resíduo definidas na Equação 22 para cada par de âncoras e uma estimativa inicial p_0 , (calculada através da média das posições das quatro âncoras). O objetivo consiste em encontrar a coordenada p que minimize a soma global dos quadrados dos erros para o conjunto de todos os pares de âncoras disponíveis ($\mathcal{P}$), conforme apresentado na Equação 23.

$$\min_p F(p) = \frac{1}{2} \sum_{(i,j) \in \mathcal{P}} (r_{i,j}(p))^2. \quad (23)$$

Finalmente, os resultados são apresentados visualmente através de três abordagens complementares, permitindo avaliar a exatidão e a precisão da solução encontrada.

Através da representação geométrica, o sistema utiliza as médias das diferenças de distância ($\overline{d_{TD o A_{P_i P_j}}}$) para traçar as hipérboles correspondentes a cada par de âncoras. O ponto de intersecção destas curvas representa a posição estimada média da *tag*.

Dado que a média não reflete a variabilidade os valores, o algoritmo expande a análise iterando sobre a totalidade das amostras recolhidas ($k = 1, \dots, N$). O método dos Mínimos Quadrados é aplicado individualmente a cada amostra, gerando uma "nuvem" de posições estimadas. O gráfico de dispersão permite comparar estas estimativas com a posição real da *tag* e identificar visualmente a precisão do sistema e eventuais *outliers*.

Finalmente, para interpretar a tendência na nuvem de pontos, é gerado um mapa de calor utilizando a Estimativa de Densidade de Kernel (*Kernel Density Estimation* - KDE) gaussiana. O algoritmo calcula a densidade de estimativas numa grelha sobre a área de interesse, normalizando os valores para representar as probabilidades

de ocorrência. As zonas de cor mais intensas indicam a região de localização mais provável da *tag*, proporcionando uma leitura robusta da precisão do sistema.

CENÁRIOS DE ESTUDO E RESULTADOS OBTIDOS

Neste capítulo, são apresentados os cenários experimentais utilizados para a validação dos sistemas de localização desenvolvidos, bem como a análise crítica dos resultados obtidos. Este capítulo encontra-se dividido em duas secções principais, correspondendo às duas abordagens implementadas.

Inicialmente, avalia-se o desempenho do sistema baseado em [TWR](#), focando a análise na precisão da medição de distância em função do afastamento e da obstrução causada pelo corpo humano. Posteriormente, aborda-se o sistema de posicionamento [TDoA](#), onde se avalia a capacidade de estimativa de coordenadas (x,y) através da análise geométrica das hipérboles, dispersão das estimativas e densidade de probabilidade.

5.1 SISTEMA BASEADO NA TÉCNICA TWR

O cenário principal considerado para este sistema consistiu numa configuração ponto-a-ponto entre uma âncora fixa e uma *tag* móvel. O objetivo principal foi caracterizar a precisão e estabilidade das medições da distância num ambiente controlado.

5.1.1 Metodologia de teste

Para garantir a consistência e a validação dos resultados, definiu-se um método experimental. A âncora foi instalada num tripé a uma altura fixa de 0,8 m. A *tag* foi colocada no peito do utilizador, a uma altura aproximada de 1,4 m.

As medições foram realizadas num corredor amplo e sem obstruções, variando a distância entre a âncora e o utilizador desde 2 até 20 metros, com incrementos de 2 metros. Para cada ponto de foram recolhidas 100 amostras consecutivas.

O estudo centrou-se em três posições distintas, de modo a avaliar o impacto da precisão para cada ponto de distância distinto:

1. Frente: O utilizador posicionou-se de frente para a âncora, representando a condição ideal de propagação, sem obstruções.
2. Lado: O utilizador posicionou-se de lado.
3. Costas: O utilizador posicionou-se de costas para a âncora, onde o corpo humano atua como um obstáculo para a propagação do sinal.

Adicionalmente, numa última fase de testes, avaliou-se a robustez do sistema através de uma avaliação da precisão do sinal em relação a dois obstáculos (duas pessoas) colocados entre os dispositivos.

5.1.2 *Análise dos Resultados (2 a 10 metros)*

A Figura 32 ilustra a distribuição das medições para as distâncias compreendidas entre 2 e 10 metros, enquanto a Tabela 10 apresenta as métricas utilizadas para medir a exatidão através do erro RMS e a precisão das medições através do desvio padrão.

A análise dos resultados permite distinguir dois comportamentos fundamentais do sistema. Nos cenários de Frente e de Lado, o sistema demonstrou elevada exatidão nas medições efetuadas, conseguindo valores bastante próximos e aceitáveis em relação à distância real. No cenário de Frente, o erro RMS manteve-se consistentemente abaixo dos 0,08 m. Comparando especificamente com a distância de 5 metros, verifica-se um ligeiro aumento do erro em relação às condições ideais de calibração, subindo de 0,03 m (Tabela 7) para 0,06 m, uma variação esperada face à alteração da geometria do cenário. O cenário Lado, apesar de apresentar um ligeiro agravamento, manteve o erro abaixo dos 0,12 m em todas as distâncias, com desvios padrão reduzidos ($< 0,04$ m), o que indica uma elevada precisão das medições.

Em contrapartida, o cenário de Costas evidencia a vulnerabilidade da tecnologia UWB à presença de obstáculos (NLoS). Observa-se uma degradação da precisão e da exatidão em praticamente todos os testes efetuados, com o erro RMS a variar entre 0,22 m e 0,56 m. É relevante destacar o comportamento anómalo nas distâncias curtas (2 m e 4 m), onde a discrepância de valores foi substancialmente superior. Este fenómeno justifica-se pela geometria da obstrução a curta distância, onde o corpo humano provoca um efeito de bloqueio de sinal elevado devido à falta de multi percurso.

Com base nesta degradação de desempenho, estabeleceu-se os 10 metros como o limite operacional para testes com obstrução. Para distâncias superiores, a taxa

de perda de tramas no cenário de Costas ultrapassou o limite de aceitação de 5%, inviabilizando a realização de testes para distâncias acima deste valor.

Em conclusão, para estas medições o sistema obteve um erro médio de 0,16 m. Este valor deve ser interpretado com precaução, pois resulta da média entre o ótimo desempenho em linha de vista e a degradação acentuada provocada pela obstrução severa.

Numa análise crítica, o sistema demonstra uma precisão notável, mantendo desvios padrão consistentemente inferiores a 0,05 m em condições com linha de vista, perdendo estabilidade apenas no cenário de Costas (chegando a apresentar valores acima de 0,2 m). Em termos de exatidão, valida-se a boa fiabilidade do sistema, com erros sistemáticos mantidos abaixo dos 0,11 m em praticamente todos os cenários com visibilidade. Contudo, é evidente o impacto da introdução do corpo humano no caminho da comunicação rádio. Este fator degradou a exatidão das medições, introduzindo uma penalização de aproximadamente 0,30 m em praticamente todos os testes.

Para compreender a diferença nos valores obtidos sob obstrução, procedeu-se a uma análise do comportamento do sinal ao atravessar o corpo humano. Em condições ideais, a propagação é direta ($\epsilon_r = 1$), contudo, a presença de um meio dielétrico denso (o utilizador) altera a velocidade de propagação da onda eletromagnética [46].

A distância medida pelo sistema é o resultado do tempo de voo (Δt) multiplicado pela velocidade de propagação (v_p), conforme descrito na Equação 24.

$$\Delta x = v_p \cdot \Delta t. \quad (24)$$

Quando o sinal atravessa o corpo humano, a sua velocidade de propagação diminui conforme a permissividade dielétrica relativa (ϵ_r) do meio, de acordo com a Equação 25.

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (25)$$

Esta redução de velocidade é interpretada pelo sistema como um aumento na distância, fenómeno conhecido como atraso de propagação em cenários com obstrução. Para quantificar este efeito, assumiu-se uma espessura média do corpo humano (Δx_2)

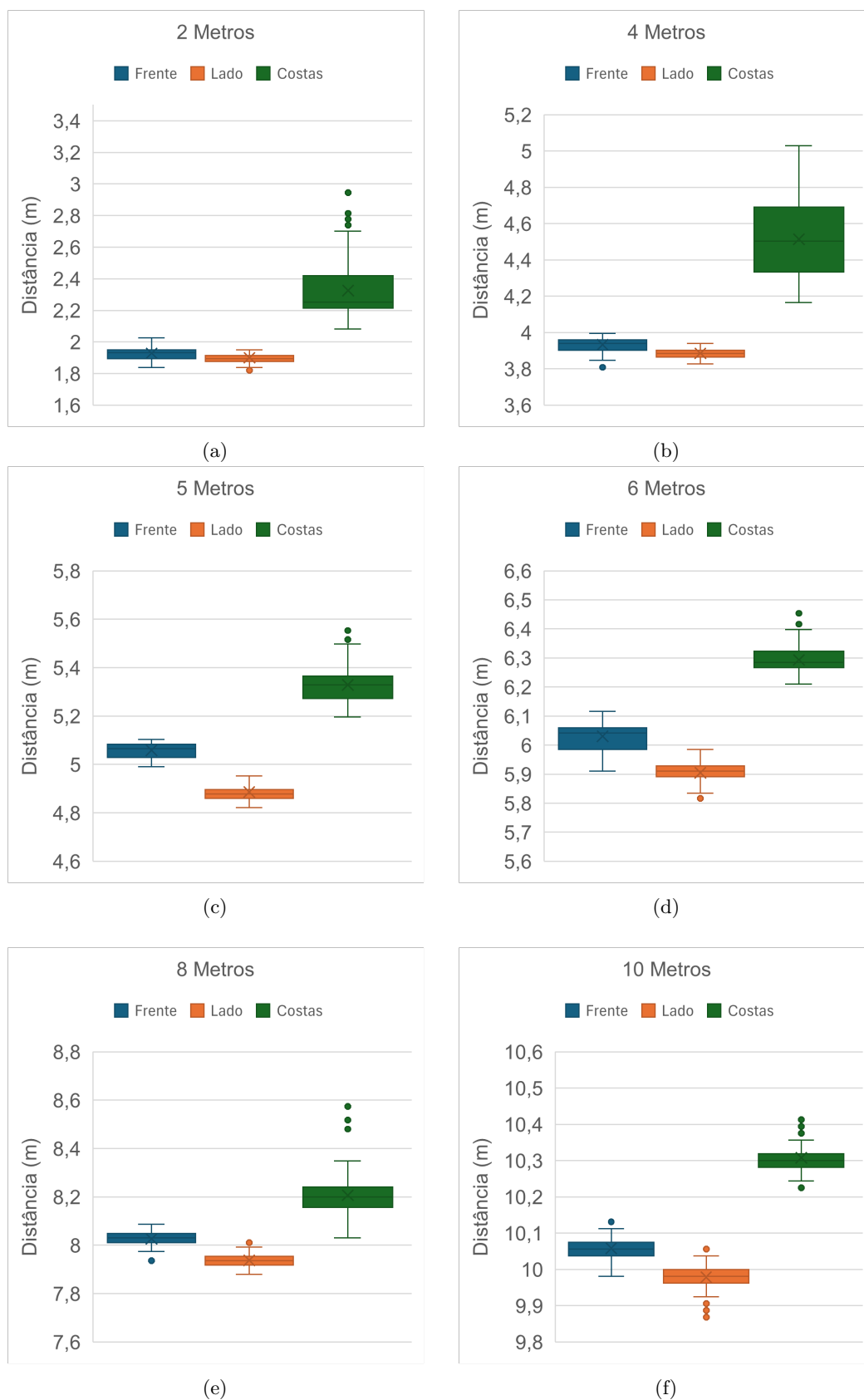


Figura 32: Resultados das medições efetuadas entre os 2 e 10 m.

Tabela 10: Erro RMS e desvio padrão para as distâncias compreendidas entre 2 e 10 m.

Distância Real	Cenário	RMSE (m)	Desvio Padrão (m)
2 m	Frente	0,08	0,04
	Lado	0,10	0,03
	Costas	0,36	0,16
4 m	Frente	0,07	0,03
	Lado	0,12	0,02
	Costas	0,56	0,23
5 m	Frente	0,06	0,03
	Lado	0,12	0,02
	Costas	0,34	0,07
6 m	Frente	0,06	0,05
	Lado	0,10	0,03
	Costas	0,30	0,04
8 m	Frente	0,04	0,03
	Lado	0,07	0,03
	Costas	0,22	0,09
10 m	Frente	0,06	0,03
	Lado	0,04	0,04
	Costas	0,31	0,04

de 20 cm, permitindo decompor o tempo de voo total (Δt_T) em dois segmentos: o percurso no ar e o percurso através do corpo, conforme expresso na Equação 26.

$$\frac{\Delta x_1 - \Delta x_2}{c} + \frac{\Delta x_2 \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c} = \Delta t_T, \quad (26)$$

onde Δx_1 representa a distância em espaço livre e c a velocidade da luz no vázio.

Após a observação dos resultados da Tabela 11, tornam-se evidentes vários pontos críticos que merecem atenção.

Os valores do ϵ_r não são constantes, variando entre 3,61 e 15,17. Esta variação prova que o corpo humano não se comporta como um dielétrico homogéneo e estático, tornando-se assim num elemento complexo de analisar. O corpo é composto por tecidos com diferentes ϵ_r (músculo, gordura, osso e ar nos pulmões), e pequenas variações na postura do utilizador ou na orientação da *tag* alteram o volume de tecido atravessado pelo sinal [47, 48, 49, 50].

O erro introduzido no cenário de Costas varia tipicamente entre 30 cm e 50 cm. Em sistemas UWB, quando o caminho em linha de vista é severamente atenuado pelo corpo, o recetor pode detetar uma reflexão (*multipath*) no chão ou numa parede próxima como sendo o primeiro caminho (*first path*). Isto explica por que o valor de ϵ_r aos 4 metros (15,17) é muito superior, sendo provável que, nesse ponto, o sinal tenha sofrido uma reflexão em vez de atravessar ou contornar o corpo [51, 52].

Os resultados obtidos no cenário de Frente servem como evidência do bom funcionamento do sistema. Uma vez que as medições em linha de vista apresentam uma exatidão elevada (com erros residuais mínimos), confirma-se que os parâmetros de calibração do sistema, nomeadamente o *antenna delay*, estão corretamente ajustados. Este facto é fundamental, pois permite isolar o erro observado no cenário de Costas, comprovando que o desvio medido não deriva de uma falha do sistema, mas sim do fenómeno físico de *body shadowing* (atraso provocado pela propagação do sinal através do corpo do utilizador) [53].

Conclui-se que os testes demonstram que a tecnologia UWB, embora extremamente precisa em linha de vista, é limitada pelas obstruções. O erro sistemático de aproximadamente 30–40 cm identificado no cenário de Costas é um valor realista e expectável em aplicações práticas.

Tabela 11: Comparação entre Distância Real e Medida (LOS vs NLOS) entre 2 m e 10 m.

Distância Real	Cenário	Δx (m)	Δt (ns)	ϵ_r
2 m	Frente (Δx_1)	1,93	6,43	9
	Costas (Δx_T)	2,33	7,77	
4 m	Frente (Δx_1)	3,93	13,10	15,17
	Costas (Δx_T)	4,51	15,03	
5 m	Frente (Δx_1)	5,06	16,87	5,55
	Costas (Δx_T)	5,33	17,77	
6 m	Frente (Δx_1)	6,03	20,10	5,29
	Costas (Δx_T)	6,29	20,97	
8 m	Frente (Δx_1)	8,03	26,87	3,61
	Costas (Δx_T)	8,21	27,37	
10 m	Frente (Δx_1)	10,06	33,53	5,06
	Costas (Δx_T)	10,31	34,37	

5.1.3 *Análise dos Resultados (12 a 20 metros)*

Nesta segunda fase experimental, o alcance da avaliação foi aumentado para o intervalo entre 12 e 22 metros. Os resultados, ilustrados na Figura 33 e detalhados na Tabela 12, revelam uma boa robustez do sistema UWB.

Numa análise comparativa, constata-se que as discrepâncias de desempenho entre os cenários de Frente e de Lado são estatisticamente negligenciáveis nesta gama de distâncias. Embora se registre um ligeiro aumento pontual do erro na posição dos 16 m, possivelmente atribuível a reflexões ou ligeiras oscilações na postura do utilizador, tal não compromete a fiabilidade do sistema. Ambos os cenários demonstraram elevada consistência, mantendo a precisão num intervalo reduzido, onde a variação máxima entre medições consecutivas não excedeu os 0,04 cm (no pior caso).

Ao comparar os resultados na posição de 15 m, verifica-se uma discrepância de aproximadamente 0,10 m entre o erro registado na fase de calibração e o obtido nos testes experimentais. Esta variação é estatisticamente justificável pela maior incidência de *outliers* observada na Figura 19, os quais penalizam desproporcionalmente o cálculo do erro RMS. Contudo, uma análise focada na distribuição inter-quartil (onde se concentra a maioria das amostras válidas) confirma a elevada consistência do sistema entre as duas fases. A gama de valores centrais nestas medições situa-se entre 15,06 m e 15,10 m, um intervalo extremamente próximo do observado na referência inicial (15,04 m a 15,12 m), demonstrando que a precisão do sistema se manteve inalterada.

Em termos de exatidão global, o sistema demonstrou competência para posicionamento em grandes espaços. O erro RMS máximo registado foi de aproximadamente 0,13 m (aos 18 metros), um valor perfeitamente enquadrado nos requisitos para posicionamento. Destaca-se a consistência das medições. O desvio padrão manteve-se baixo, oscilando entre 0,2 m e 0,04 m ao longo de praticamente todos os testes. Isto indica que, independentemente da distância ou da ligeira variação da orientação do utilizador, o sistema consegue apresentar um bom desempenho.

Por fim, de um modo global, o sistema apresentou um erro médio de 0,13 m, sendo um valor bastante aceitável e coerente de acordo com os resultados obtidos na primeira sessão de testes, onde os erros para os cenários de Costas aumentaram drasticamente este erro.

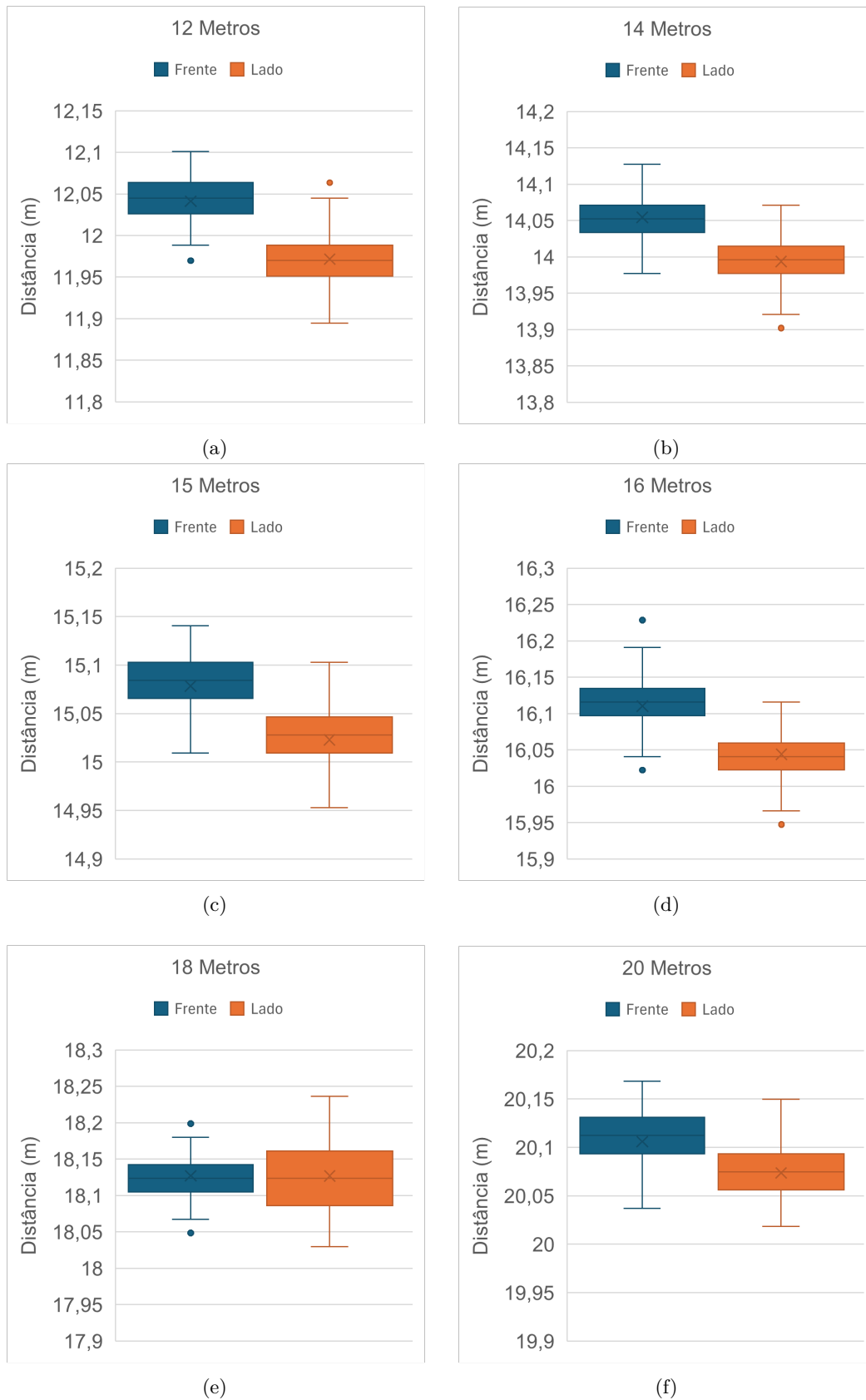


Figura 33: Resultados das medições efetuadas entre os 12 e 20 m.

Tabela 12: Erro RMS e desvio padrão para as distâncias compreendidas entre 12 e 20 m.

Distância Real	Cenário	RMSE (m)	Desvio Padrão (m)
12 m	Frente	0,05	0,03
	Lado	0,04	0,03
14 m	Frente	0,06	0,03
	Lado	0,03	0,03
15 m	Frente	0,08	0,03
	Lado	0,04	0,03
16 m	Frente	0,12	0,04
	Lado	0,05	0,03
18 m	Frente	0,13	0,03
	Lado	0,13	0,04
20 m	Frente	0,11	0,03
	Lado	0,08	0,02

5.1.4 *Análise dos Resultados (dupla obstrução)*

Nesta fase experimental, foram efetuadas medições a simular a dupla obstrução, colocando uma pessoa de costas e outra encostada de modo a aumentar o meio por onde a onda eletromagnética passa até chegar ao recetor.

Na Figura 34 apresenta-se a comparação deste teste juntamente com os testes anteriores relativos ao cenário de Frente e de Costas (1 obstáculo), de modo a apresentar uma visão global de como o sistema tende a reagir com o aumento das obstruções. Na Tabela 13 são apresentados tanto os valores de erro obtidos como os valores de desvio padrão para esta fase experimental.

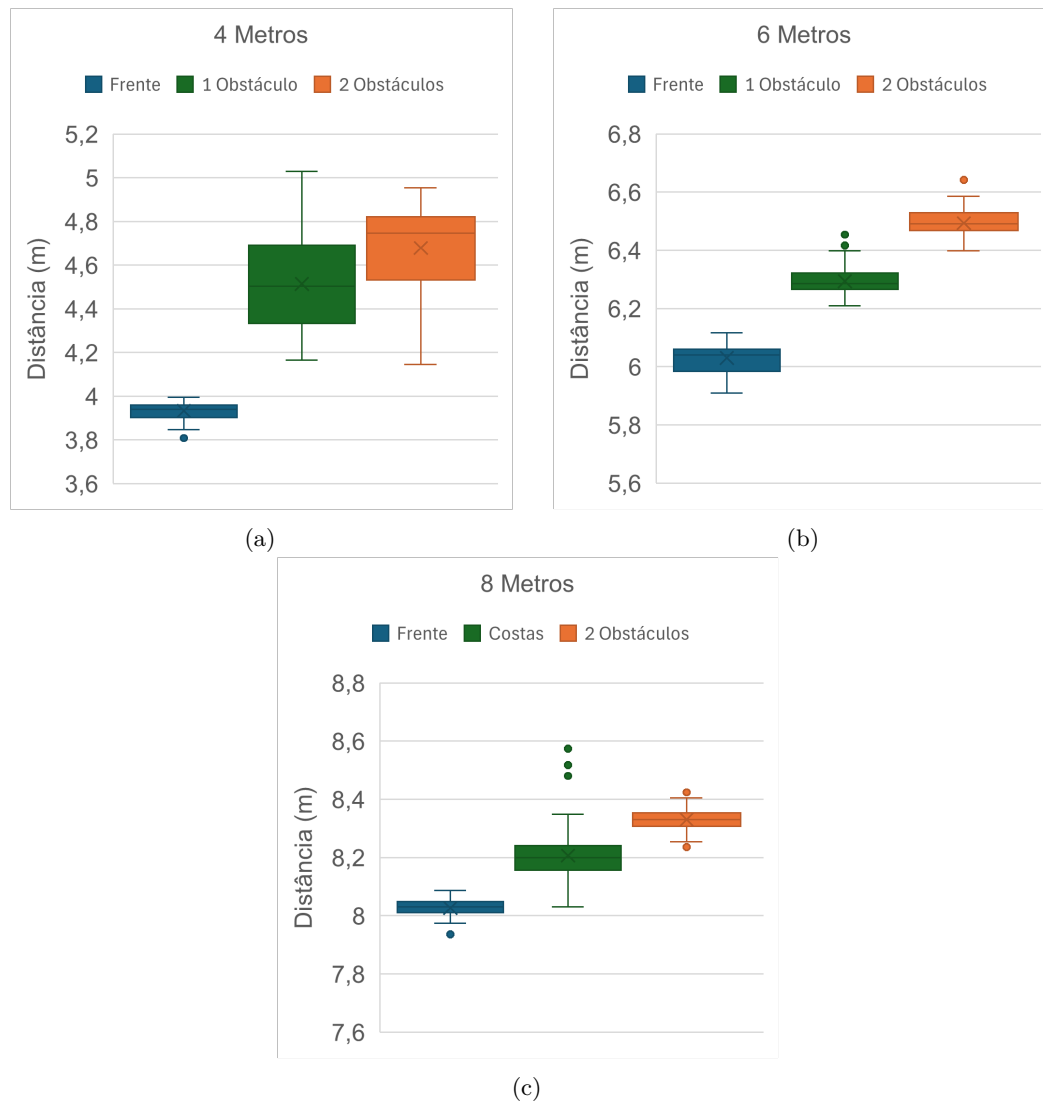


Figura 34: Resultados das medições efetuadas com dupla obstrução.

Tabela 13: Erro RMS e desvio padrão para as medições efetuadas com dupla obstrução.

Distância Real	Cenário	RMSE (m)	Desvio Padrão (m)
4 m	Frente	0,07	0,03
	1 Obstáculo	0,56	0,23
	2 Obstáculos	0,71	0,20
6 m	Frente	0,06	0,05
	1 Obstáculo	0,30	0,05
	2 Obstáculos	0,50	0,04
8 m	Frente	0,04	0,03
	1 Obstáculo	0,22	0,09
	2 Obstáculos	0,33	0,04

Como se pode observar nas figuras e na tabela, o erro do sistema tende a agravar-se. Tal é expectável, visto que a introdução de um obstáculo com permitividade (ϵ_r) superior à do ar faz com que o sinal se propague mais lentamente nesse meio, aumentando o tempo de voo medido.

Para a distância de 4 m, o sistema evidencia uma instabilidade significativa, registando um desvio padrão de 0,20 m, bem como uma degradação acentuada da exatidão, refletida num erro **RMS** de 0,70 m. Estes resultados revelam-se inferiores aos obtidos nas distâncias subsequentes (6 e 8 m). Esta discrepância justifica-se pela geometria crítica do cenário, isto é, a curta distância, juntamente com a dupla obstrução corporal, impõe uma atenuação drástica ao sinal.

Com o aumento da distância, observa-se uma mitigação do impacto dos obstáculos. Este comportamento justifica-se pelo surgimento de multi-percursos ou de difrações sobre o corpo humano; isso acontece devido à maior separação entre dispositivos, o que favorece a receção de reflexões nas superfícies envolventes que contornam o corpo, reduzindo, conseqüentemente, a dependência da propagação através do bloqueio.

5.2 SISTEMA BASEADO NA TÉCNICA TDOA

A validação experimental do sistema desenvolvido baseou-se na implementação progressiva de diversos cenários de teste, permitindo isolar e avaliar o desempenho de cada componente do algoritmo.

A complexidade dos cenários aumenta gradualmente, iniciando-se com configurações mínimas de duas âncoras até sistemas completos de quatro âncoras. A Figura 35 ilustra as configurações geométricas dos quatro cenários iniciais. O cenário final (Cenário 5), de maior complexidade, é detalhado posteriormente na Figura 40.

É fundamental notar que, em configurações compostas por apenas um par de âncoras (Cenários 1, 2 e 3), o sistema TDoA permite calcular apenas uma diferença de tempos de chegada, o que resulta numa única hipérbole de posição. Consequentemente, estas configurações são insuficientes para determinar as coordenadas pontuais (x,y) da *tag*, servindo primariamente para validar a precisão da medição temporal e a estabilidade das hipérbolas.

Os Cenários 1 e 2 foram desenhados para avaliar o sistema em condições onde a âncora de referência (RN) se encontra à mesma distância das âncoras (A1 e A2), minimizando erros de sincronização devido à localização dos dispositivos.

No Cenário 1, a *tag* foi posicionada em três localizações distintas, conforme ilustrado nas Figuras 36a, 36b e 36c. Para a primeira posição de teste, onde a *tag* se encontra geometricamente centrada entre as âncoras (posição (1,0)), o valor teórico de TDoA é nulo (0 m). Experimentalmente, obteve-se um TDoA médio de 0,09 m, correspondendo a um erro RMS de 0,16 m. Nas restantes posições do Cenário 1, onde a *tag* foi deslocada lateralmente para as coordenadas (0,5,0) e (1,5,0), o sistema manteve a consistência nas medições. Observa-se que, para uma diferença de distância teórica simétrica de 1 m e -1 m, os valores médios obtidos experimentalmente (0,94 m e $-1,13$ m, respetivamente) aproximam-se do esperado. O sistema demonstrou uma exatidão para estes pontos entre 0,12 m e 0,17 m.

Relativamente ao Cenário 2, verifica-se que mantém uma boa exatidão global das estimativas. Na posição central (1,1), o desvio entre o TDoA simulado e o obtido foi praticamente nulo (isto acontece devido à média entre todas as amostras), resultando num erro RMS de 0,11 m. Mesmo nas posições simétricas (0,1) e (2,1), onde o TDoA teórico aumenta para $\pm 1,24$ m, o sistema conseguiu demonstrar uma boa exatidão nas estimativas, apresentando erros RMS abaixo dos 0,15 m.

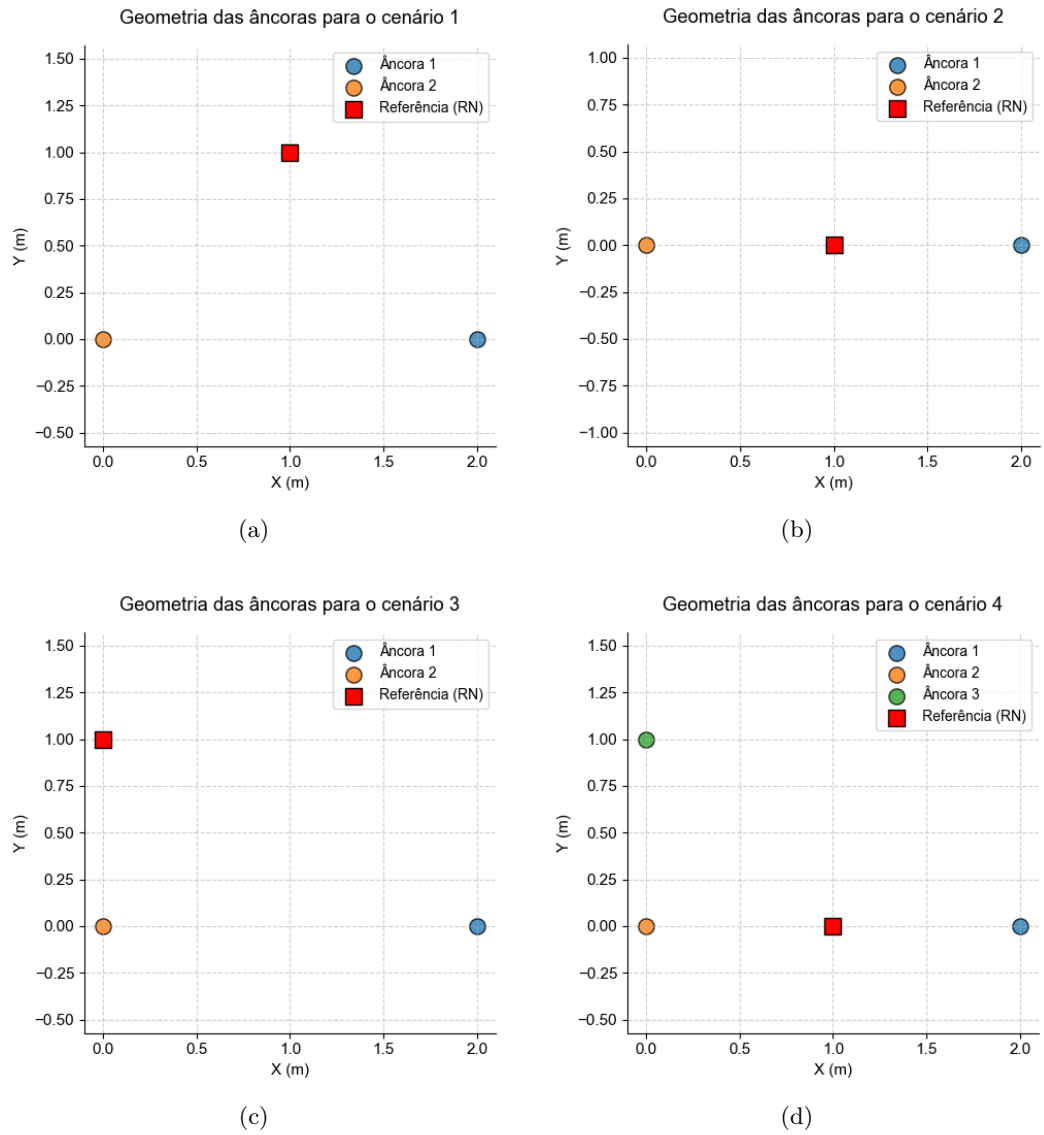


Figura 35: Configurações das âncoras para os diferentes cenários de teste TDoA.

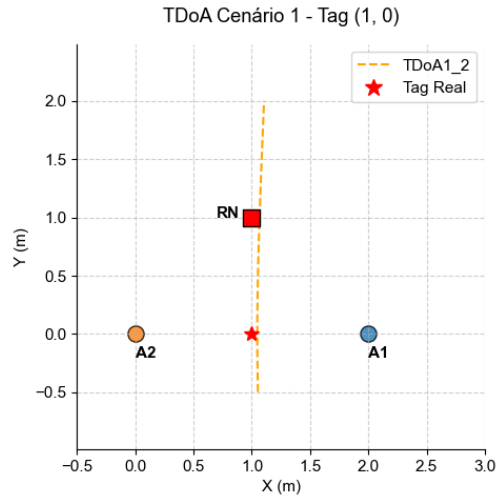
No Cenário 3, foi implementado o parâmetro de compensação geométrica para mitigar a assimetria do cenário. Ao contrário dos cenários anteriores, as âncoras (A1 e A2) encontram-se a distâncias distintas da âncora de referência (RN), o que introduz um atraso diferencial na recepção das tramas de referência. Neste caso, dado que a âncora A1 se encontra a uma distância superior, recebe a trama da RN mais tarde do que a âncora A2. Para corrigir este desvio temporal no cálculo do TDoA, aplicou-se um fator de compensação definido pela diferença entre as distâncias teóricas de propagação, $(\sqrt{2^2 + 1^2} - 1)$ m, onde o primeiro termo corresponde à distância euclidiana RN-A1 e o segundo à distância RN-A2. Com a compensação devidamente aplicada, o sistema anulou o erro geométrico sistemático, resultando num TDoA médio de $-0,03$ m e numa exatidão de $0,11$ m.

A Tabela 14 sintetiza os resultados obtidos para os três cenários descritos. Importa referir que, para garantir a significância estatística dos resultados, cada valor de erro apresentado foi calculado com base em 190 amostras por posição. A análise global dos dados demonstra a consistência do sistema perante diferentes geometrias, com o erro RMS a manter-se num intervalo reduzido (entre $0,10$ m e $0,17$ m), validando a precisão das medições temporais.

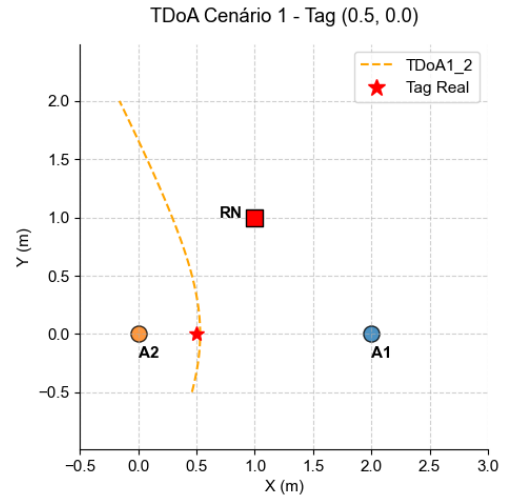
Tabela 14: Comparação entre valores simulados e obtidos para os cenários 1, 2 e 3.

Cenário	Pos. Tag	TDoA Simulado		TDoA Obtido		RMSE
		(ns)	(m)	(ns)	(m)	
1	(1,0)	0	0	-0,31	0,09	0,16
1	(0.5,0)	3,34	1	3,13	0,94	0,12
1	(1.5,0)	-3,34	-1	-3,76	-1,13	0,17
2	(1,1)	0	0	-0,01	-0	0,11
2	(0,1)	4,12	1,24	4,23	1,27	0,10
2	(2,1)	-4,12	-1,24	-4,50	-1,35	0,14
3	(1,0)	0	0	-0,09	-0,03	0,11

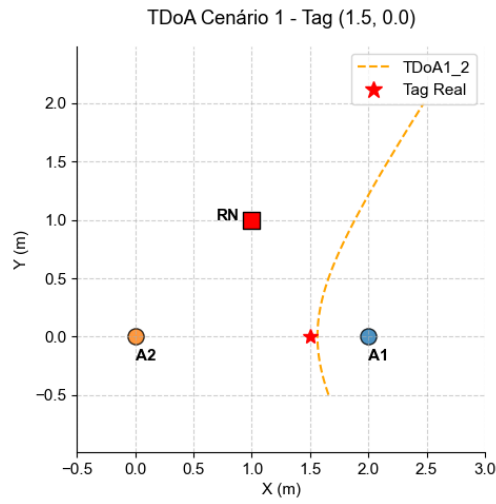
No Cenário 4, a complexidade do sistema foi aumentada para uma configuração de três âncoras (A1, A2 e A3), permitindo, pela primeira vez, a determinação das coordenadas bidimensionais (x,y) da tag através da interseção de hipérbolas. A geometria deste cenário apresenta um desafio de sincronização distinto dos anteriores, a âncora de referência (RN), posicionada em $(1,0)$, não se encontra à



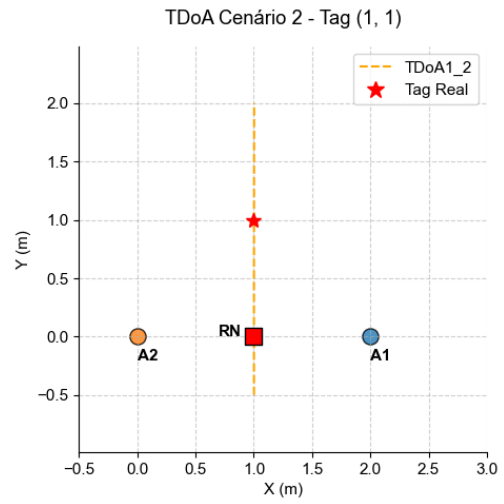
(a)



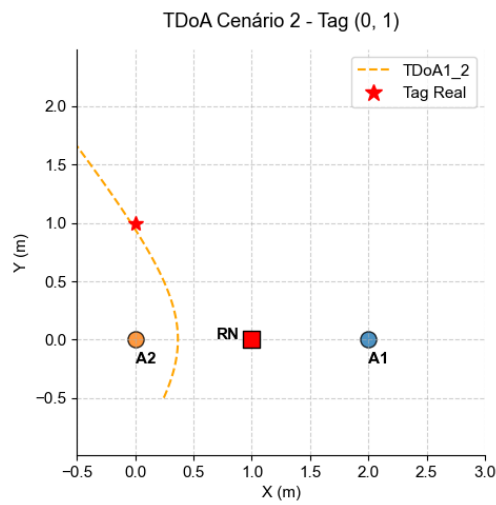
(b)



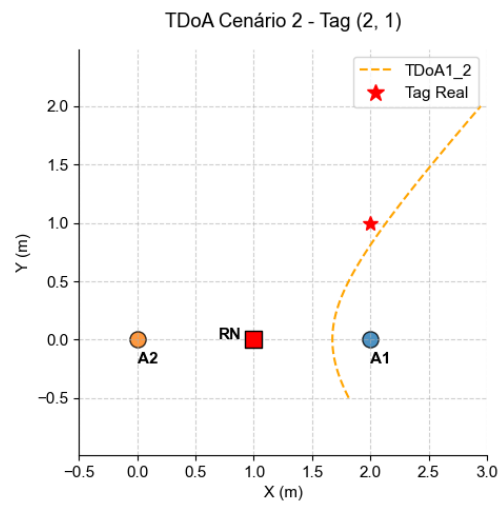
(c)



(d)



(e)



(f)

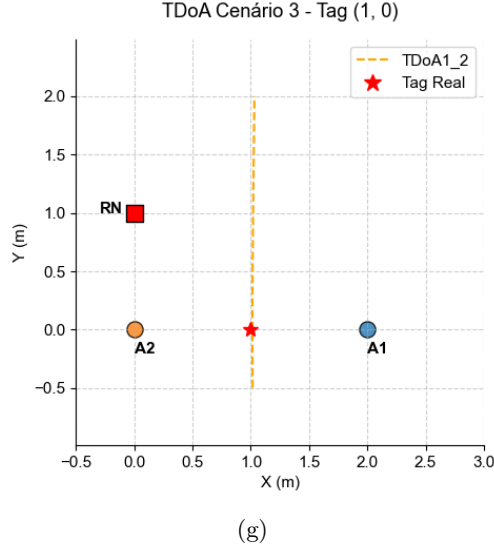


Figura 36: Resultados obtidos para as posições dos cenários 1, 2 e 3.

mesma distância de todas as âncoras. As âncoras A1 (2, 0) e A2 (0, 0) encontram-se a uma distância simétrica de 1 m do RN. A âncora A3 (0, 1) encontra-se a uma distância superior, dada pela hipotenusa $\sqrt{1^2 + 1^2} \approx 1,41$ m.

Devido a esta assimetria, as tramas de referência enviadas pela RN chegam à âncora A3 com um atraso de propagação adicional em comparação com o par A1/A2. Para corrigir este efeito, foi aplicada uma compensação geométrica específica às medições envolvendo a âncora A3, $(1 - \sqrt{2} \approx -0,41$ m), este valor é negativo dado que a âncora A1 se encontra mais perto da âncora RN.

A Tabela 15 apresenta os resultados de estimativa obtidos. Para a primeira posição, onde a *tag* se encontra no ponto (1, 1), o sistema demonstrou um desempenho robusto, com uma estimativa de posição de (0,99, 1,06) e uma exatidão de 0,30 m. Contudo, ao deslocar a *tag* para uma posição extrema (2, 1), observou-se uma degradação na exatidão, com o erro RMS a aumentar para 0,50 m.

Para complementar a análise quantitativa, a distribuição espacial das estimativas de posição é ilustrada nos gráficos de dispersão das Figuras 38a e 39a. As nuvens de pontos permitem visualizar a variância das amostras em torno da posição real da *tag*. É possível observar que, para a posição (1; 1), o sistema apresenta uma boa estabilidade, com as estimativas perto da zona central e com poucos *outliers*. Em contrapartida, na posição (2; 1), nota-se uma dispersão mais acentuada e a presença de *outliers*, o que leva a uma degradação do erro RMS calculado anteriormente.

Através da análise do mapa de calor da Figura 38b, para a posição (1; 1) é possível observar que grande parte das estimativas se encontram próximo do valor real, e

para os piores casos a 0,5 m da posição real. Na Figura 39b, para a posição (2; 1), é possível concluir que as estimativas não se centram em um grupo de pontos, mas numa mancha ao longo de todo o gráfico, apresentando uma elevada instabilidade, mas que através da média dos pontos, resultaram numa estimativa da *tag* bastante próxima da real.

Tabela 15: Resultados obtidos para o Cenário 4.

Posição da Tag	Posição da Tag estimada	RMSE (m)	Desvio Padrão (m)
(1, 1)	(0,99; 1,06)	0,30	0,28
(2, 1)	(1,94; 0,90)	0,50	0,50

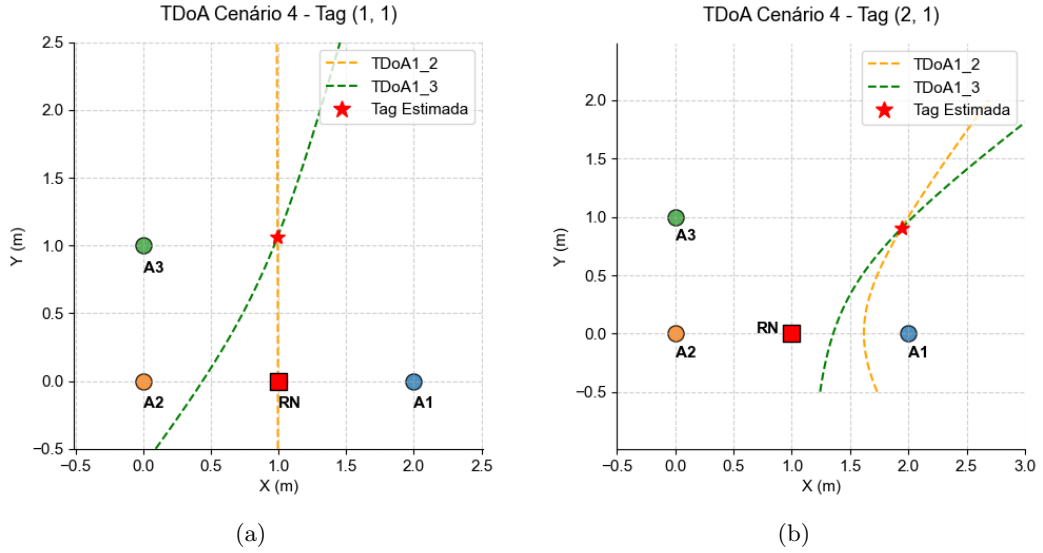


Figura 37: Resultados obtidos para as posições do Cenário 4.

O Cenário 5 representa a configuração mais complexa do sistema, pretendendo avaliar o desempenho do algoritmo numa área alargada com uma geometria retangular completa. A disposição experimental consiste em quatro âncoras (A1 a A4) posicionadas nos vértices de um retângulo de $4,5 \times 5,7$ m, conforme ilustrado na Figura 40. A âncora de referência (RN) foi colocada no ponto médio da base do retângulo entre A1 e A2, coordenadas (2,25; 0), de modo a garantir linha de vista para todos os módulos.

Embora a RN esteja centrada entre A1 e A2, a sua posição introduz distâncias de propagação distintas para as âncoras superiores (A3 e A4), exigindo uma compensação geométrica. Enquanto a trama de referência atinge A1 e A2 simultaneamente (2,25 m de distância), o percurso até A3 e A4 é superior ($\sqrt{2,25^2 + 5,7^2} \approx 6,13$ m).

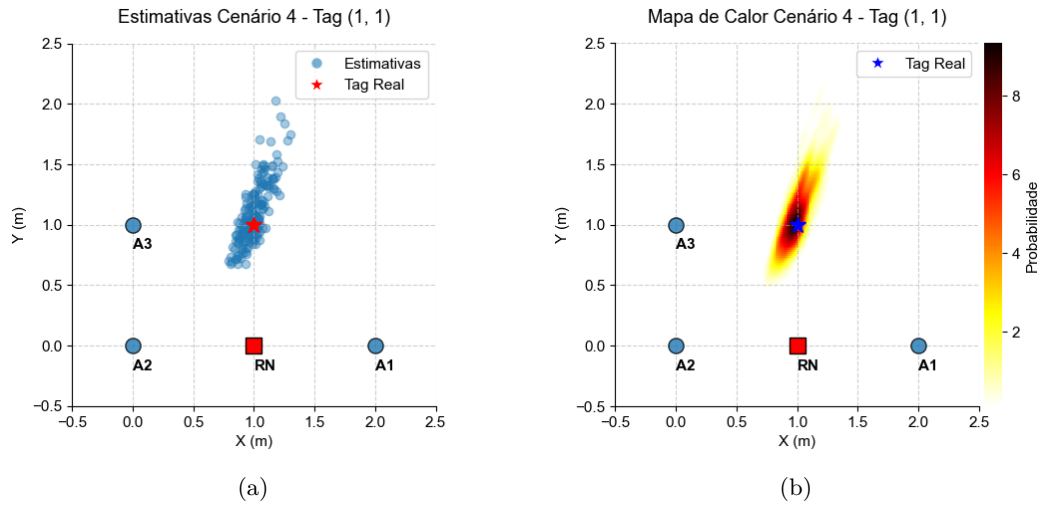


Figura 38: Estimativas e mapa de calor para a posição (1,1) - Cenário 4.

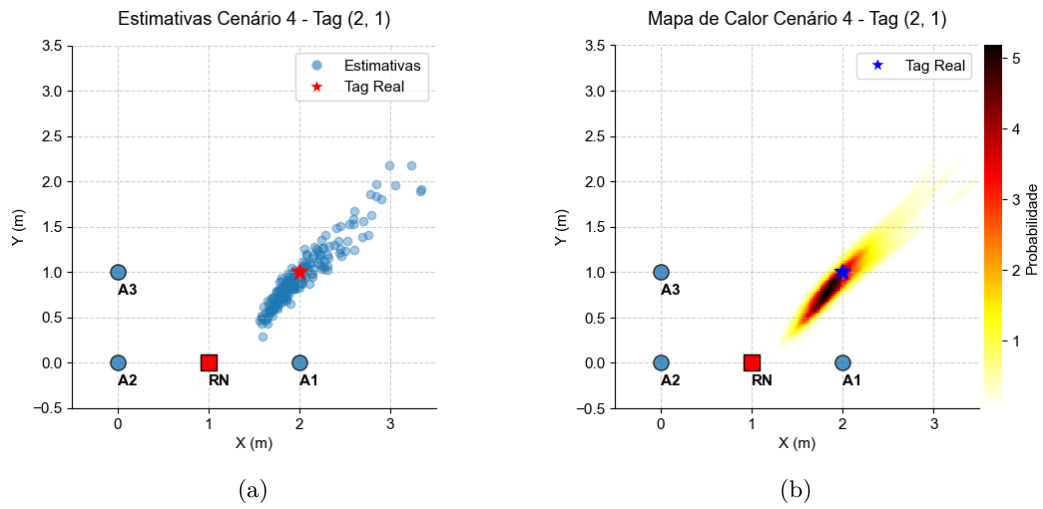


Figura 39: Estimativas e mapa de calor para a posição (2,1) - Cenário 4.

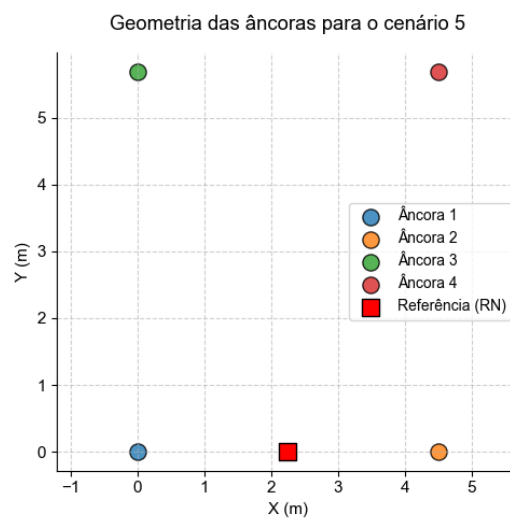


Figura 40: Configuração das âncoras para o cenário 5.

Esta diferença de percurso de aproximadamente 3,88 m foi compensada através do algoritmo no cálculo das diferenças temporais, garantindo que todas as hipérboles partilhem a mesma referência temporal virtual.

Para avaliar a exatidão e a precisão em toda a área de cobertura, definiram-se pontos de medição sequenciais com espaçamento de 1 m, percorrendo a área do ponto (0,1) ao (4,5). A Tabela 16 sintetiza os resultados, comparando as coordenadas reais com as estimadas, incluindo o erro RMS e o desvio padrão. Para simplificar a exposição, foram selecionados os três melhores e os três piores casos para análise detalhada na Figura 41, estando os restantes dados disponíveis no Apêndice B.

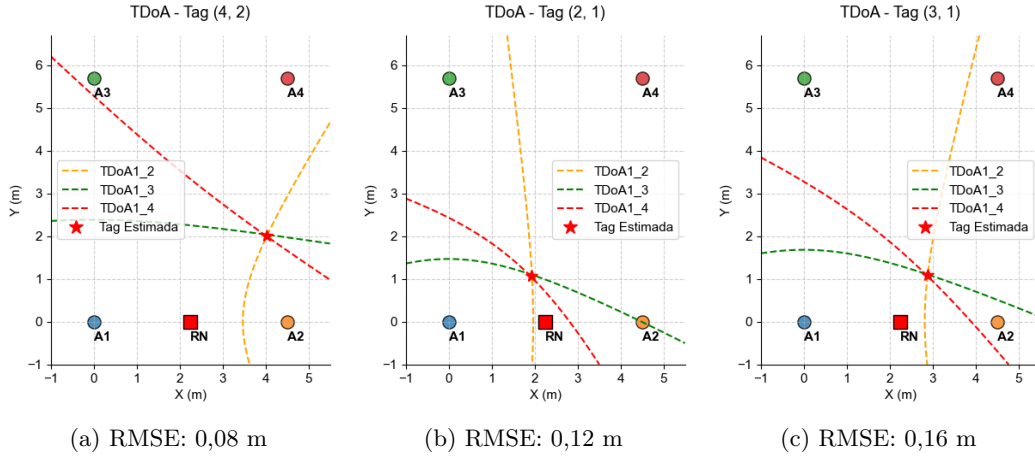
A metodologia fundamentou-se numa recolha de 1500 mensagens UWB por coordenada durante 5 minutos. Estas mensagens permitiram gerar cerca de 300 estimativas de posição por coordenada (considerando o ciclo de 5 tramas por estimativa).

Um dos aspetos mais reveladores da robustez do sistema é a sua estabilidade temporal. O facto de cada ponto ter sido monitorizado durante 5 minutos permite validar o algoritmo de compensação de relógio. Em sistemas UWB, os cristais de quartzo apresentam desvios de frequência naturais que, sem sincronização contínua, resultariam num desvio ou numa dispersão linear das estimativas ao longo do tempo. A observação das nuvens de pontos nos *subplots* (Figuras 43 a 67) reforça o sucesso da implementação, a dispersão mantém uma forma concentrada em vez de uma distribuição alongada, provando que o sistema de sincronização baseado em tramas de referência consegue corrigir o relógio de forma dinâmica e estável.

Relativamente à dispersão das medições, o desvio padrão manteve-se consistentemente reduzido, variando maioritariamente entre 7 cm e 15 cm. Esta métrica evidencia a elevada repetibilidade do sistema e a estabilidade das leituras. Contudo, a exatidão global, com um erro médio de 28 cm, revela que o sistema é mais preciso do que exato. Como ilustrado na Figura 41, o rigor das estimativas é elevado no centro do cenário com exatidões notáveis de menos de 16 cm, degradando-se à medida que a *tag* se afasta da âncora de referência ou atinge as extremidades do polígono, onde o erro pode chegar aos 60 cm. Um comportamento crítico observado durante os testes foi a direcionalidade da dispersão nos pontos de fronteira. Notou-se uma tendência sistemática das estimativas se projetarem para o exterior da área delimitada, isto é quando a *tag* se encontra nos limites esquerdos do cenário, a nuvem de pontos dispersa ligeiramente para a esquerda; inversamente, nos limites direitos, a tendência de dispersão é para o lado direito.

Estes resultados mostram-se competitivos perante soluções comerciais de referência, como as da Zebra e Sewio, que reportam erros típicos de posicionamento na ordem dos 30 cm [54, 55]. Adicionalmente, o sistema proposto apresenta um desempenho favorável quando comparado com outras implementações, nomeadamente em [56] onde se reporta um erro 2D no percentil 99 (Q99%) de 30 cm, utilizando sincronização baseada no protocolo *NTP* (Network Time Protocol). Já em [57] são comparadas implementações sem correção, com correção sem fios (wireless) e com correção por cabo (wired), resultando em erros médios de 0,68 m, 0,25 m e 0,18 m, respetivamente. Esta comparação realça que o esquema de sincronização desenvolvido atinge uma elevada precisão, sendo comparável com infraestruturas sincronizadas através de cabos, ao mesmo tempo que mantém a flexibilidade de uma implementação baseada numa sincronização sem fios.

Melhores resultados



Piores Casos

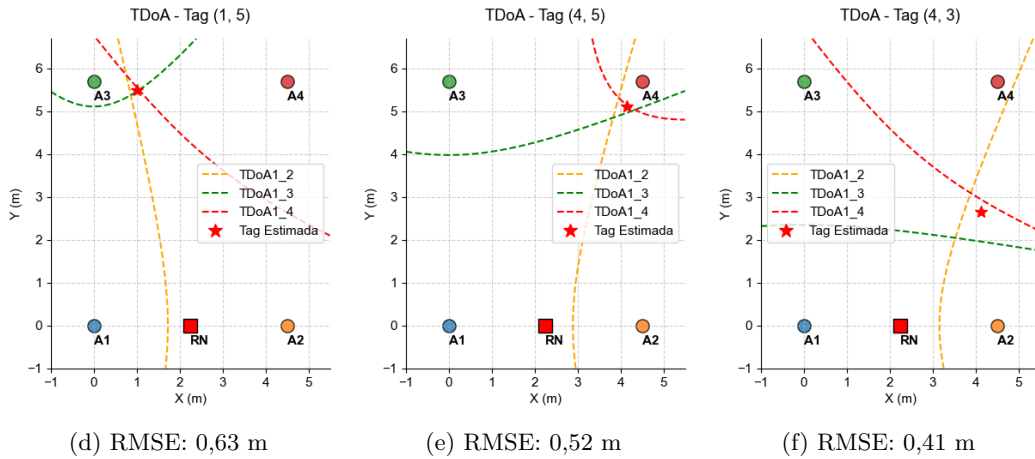


Figura 41: Análise visual dos melhores e piores resultados de localização obtidos no Cenário 5.

Tabela 16: Resultados obtidos para o Cenário 5.

Figura	Posição da Tag	Posição da Tag estimada	RMSE (m)	Desvio Padrão (m)
42a	(0, 1)	(-0.08, 0.99)	0,17	0,14
42b	(0, 2)	(-0.15, 1.97)	0,21	0,14
42c	(0, 3)	(-0.10, 3.03)	0,19	0,15
42d	(0, 4)	(-0.19, 4.10)	0,28	0,18
42e	(0, 5)	(-0.15, 5.20)	0,36	0,22
42f	(1, 1)	(0.82, 1.08)	0,20	0,07
41b	(2, 1)	(1.93, 1.07)	0,12	0,07
41c	(3, 1)	(2.88, 1.09)	0,16	0,07
42g	(4, 1)	(4.19, 1.05)	0,24	0,14
42h	(1, 2)	(0.83, 2.07)	0,20	0,08
42i	(2, 2)	(1.79, 2.20)	0,30	0,09
42j	(3, 2)	(2.84, 2.19)	0,31	0,20
41a	(4, 2)	(4.02, 2.01)	0,08	0,08
42k	(1, 3)	(0.90, 3.23)	0,27	0,10
42l	(2, 3)	(1.84, 3.17)	0,25	0,09
42m	(3, 3)	(2.89, 3.27)	0,30	0,09
41f	(4, 3)	(4.13, 2.65)	0,41	0,18
42n	(1, 4)	(1.02, 4.29)	0,31	0,11
42o	(2, 4)	(1.91, 4.25)	0,28	0,09
42p	(3, 4)	(2.99, 4.24)	0,26	0,10
42q	(4, 4)	(4.09, 4.31)	0,34	0,11
41d	(1, 5)	(1.01, 5.49)	0,63	0,35
42r	(2, 5)	(1.92, 5.22)	0,25	0,09
42s	(3, 5)	(2.98, 5.15)	0,18	0,09
41e	(4, 5)	(4.14, 5.12)	0,52	0,47

CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO

6.1 CONCLUSÃO

O principal objetivo deste trabalho consistiu no estudo da implementação de um sistema de localização em tempo real utilizando a tecnologia [UWB](#) e a técnica [TDoA](#). A investigação iniciou-se com o estudo aprofundado do sistema Decawave/Qorvo e do método [TWR](#), permitindo compreender o funcionamento dos módulos DW1000. O maior desafio consistiu no desenvolvimento de um mecanismo de sincronização *wireless* via [UWB](#), capaz de mitigar as discrepâncias entre os relógios internos dos módulos. Esta proposta permitiu garantir uma base temporal comum sem a necessidade de cablagem física ou protocolos de rede de elevada complexidade, mantendo a flexibilidade da infraestrutura.

Para a avaliação do sistema baseado em [TWR](#), utilizou-se um modelo de dois dispositivos (iniciador e *responder*), focando-se em testes de medição 1D. Nesta fase, a calibração do *antenna delay* revelou-se um passo crítico para a exatidão do sistema. Optou-se por efetuar esta calibração à distância de 5 m, uma decisão estratégica fundamentada num cenário de aplicação para atletas em atividades desportivas praticadas em ambiente interior, onde as distâncias de operação tendem a ser superiores ao curto alcance, exigindo que o desvio sistemático do *hardware* fosse compensado para escalas métricas mais realistas.

A avaliação do sistema baseado em [TWR](#) foi fundamental para estabelecer a linha de base do *hardware* e quantificar o impacto de obstruções físicas no canal de rádio. Em condições ideais de linha de vista, o sistema demonstrou uma exatidão elevada, de 0,13 m, após a calibração do *antenna delay* a 5 m. Contudo, os testes revelaram a sensibilidade da tecnologia a cenários com obstrução, a introdução do corpo humano como obstáculo resultou num aumento do erro de aproximadamente 0,30 m, devido à atenuação e ao atraso de propagação através dos tecidos. Em cenários de obstrução mais severa, com a colocação de dois obstáculos físicos entre os dispositivos, o erro sofreu um aumento adicional de cerca de 1/3 em relação ao valor anterior, evidenciando como a densidade dos obstáculos corrompe a estimativa direta da distância.

Na transição para o sistema baseado em **TDoA**, a complexidade do *setup* aumentou para um total de seis dispositivos, quatro âncoras fixas ligadas ao sistema de recolha via portas COM e dois dispositivos móveis (a âncora RN e a *tag*) alimentados de forma autónoma por pilhas. Esta configuração permitiu validar a principal vantagem do **TDoA**, a capacidade de a *tag* operar de forma assíncrona, necessitando apenas de emitir uma trama *blink* sem estar vinculada à sincronização de qualquer outro dispositivo. A coordenação temporal de todo o sistema foi assegurada pelo envio de tramas de referência de uma âncora comum, servindo para sincronizar os relógios das restantes âncoras escravas.

A evolução dos testes 2D, que partiu de um cenário inicial com apenas 2 âncoras até à configuração final de 4 âncoras (Cenário 5), permitiu analisar o comportamento do sistema num retângulo de $4,5 \times 5,7$ m. A metodologia de recolha intensiva, 1500 mensagens por ponto durante 5 minutos, foi determinante para testar a robustez do sistema. O facto de a nuvem de pontos não apresentar um desvio temporal confirma que o algoritmo de sincronização consegue ajustar o desvio de frequência dos osciladores de forma contínua.

Criticamente, os resultados demonstram um sistema com elevada precisão (desvio padrão entre 7 cm e 15 cm) e uma exatidão global satisfatória, com um erro médio de 0,281 m. Observou-se que a exatidão é sensível à geometria da localização dos dispositivos no cenário, com os erros a aumentarem nas extremidades da área de cobertura (até 63 cm no pior caso). A tendência das estimativas se dispersarem ligeiramente para o exterior nos limites laterais confirma as limitações teóricas das interseções hiperbólicas em zonas de fronteira. Em suma, o trabalho prova que é possível implementar um sistema **TDoA** robusto e estável, com *hardware* de baixo custo, garantindo métricas compatíveis com as exigências de monitorização em contextos desportivos em ambientes interiores.

6.2 TRABALHO FUTURO

Embora os resultados obtidos confirmem a viabilidade e a estabilidade do sistema **TDoA** desenvolvido, foram identificadas diversas oportunidades de melhoria e expansão que poderão elevar a robustez do sistema em cenários reais. As principais sugestões de investigação futura incluem:

- Desacoplamento Físico e Conetividade *Wireless*: A dependência atual de interfaces USB para a extração de dados limita a mobilidade e o alcance do sistema. Propõe-se a integração de módulos Wi-Fi ou protocolos de rede para a

transmissão dos dados das âncoras para um servidor centralizado. A utilização de protocolos como o MQTT permitiria a monitorização remota e em tempo real sem a necessidade de uma infraestrutura física de cablagem.

- Otimização Dinâmica da Sincronização: O equilíbrio entre a taxa de atualização e o consumo energético é crítico. Testes futuros deverão focar-se na adaptação adaptativa dos intervalos de envio de *blinks* e de tramas de referência.
- Processamento Avançado de Sinal e Filtragem: Para mitigar o ruído de medição e suavizar as trajetórias estimadas, é imperativa a implementação de algoritmos de filtragem avançados. O desenvolvimento de um Filtro de Kalman Estendido (EKF) revela-se uma boa solução para lidar com a natureza não-linear das equações hiperbólicas do TDoA. Adicionalmente, a aplicação de algoritmos de média móvel ponderada poderá ajudar a eliminar *outliers*.
- Mitigação de Erros NLOS e Fusão Sensorial: Tendo em conta o impacto de 0,30 m detetado na presença do corpo humano, torna-se necessário implementar técnicas de deteção de *Non-Line-of-Sight* (NLOS). Futuros desenvolvimentos poderão incluir a fusão de sensores entre o UWB e Unidades de Medição Inercial (IMU) presentes na *tag*. A integração de dados de acelerómetros e giroscópios permitiria ao sistema prever a posição durante breves períodos de oclusão total do sinal de rádio, aumentando a resiliência da localização.
- Algoritmos de Auto-Calibração: De modo a simplificar a instalação em novos cenários, poderá ser desenvolvido um algoritmo de auto-localização das âncoras. Isto permitiria que o sistema calculasse as suas próprias coordenadas relativas no momento da ativação, reduzindo o erro humano associado à medição manual das posições das âncoras e ao ajuste do *antenna delay*.

BIBLIOGRAFIA

- [1] K. Pahlavan, Xinrong Li e J.P. Makela. «Indoor geolocation science and technology». Em: *IEEE Communications Magazine* 40.2 (2002), pp. 112–118. DOI: [10.1109/35.983917](https://doi.org/10.1109/35.983917).
- [2] Abdulrahman Alarifi et al. «Ultra Wideband Indoor Positioning Technologies: Analysis and Recent Advances». Em: *Sensors* 16.5 (2016). ISSN: 1424-8220. DOI: [10.3390/s16050707](https://doi.org/10.3390/s16050707). URL: <https://www.mdpi.com/1424-8220/16/5/707>.
- [3] Tesfay Gidey Hailu, Xiansheng Guo e Haonan Si. «Indoor Positioning Systems as Critical Infrastructure: An Assessment for Enhanced Location-Based Services». Em: *Sensors* 25.16 (2025). ISSN: 1424-8220. DOI: [10.3390/s25164914](https://doi.org/10.3390/s25164914). URL: <https://www.mdpi.com/1424-8220/25/16/4914>.
- [4] Hui Liu et al. «Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems». Em: *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)* 37.6 (2007), pp. 1067–1080. DOI: [10.1109/TSMCC.2007.905750](https://doi.org/10.1109/TSMCC.2007.905750).
- [5] Mohammad Rafi Rashidi e Suchismita Chinara. «A Comprehensive Study and Performance Evaluation of Indoor Positioning Methods in BLE and UWB Technologies». Em: *IEEE Internet of Things Journal* 12.22 (2025), pp. 46475–46499. DOI: [10.1109/JIOT.2025.3611794](https://doi.org/10.1109/JIOT.2025.3611794).
- [6] Ning Xu, Mingyang Guan e Changyun Wen. «A survey on Ultra Wide Band based localization for mobile autonomous machines». Em: *Journal of Automation and Intelligence* 4.2 (2025), pp. 82–97. ISSN: 2949-8554. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jai.2025.02.001>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2949855425000061>.
- [7] S. Gezici et al. «Localization via ultra-wideband radios: a look at positioning aspects for future sensor networks». Em: *IEEE Signal Processing Magazine* 22.4 (2005), pp. 70–84. DOI: [10.1109/MSP.2005.1458289](https://doi.org/10.1109/MSP.2005.1458289).
- [8] Vitomir Djaja-Josko e Jerzy Kolakowski. «A new method for wireless synchronization and TDOA error reduction in UWB positioning system». Em: *2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*. 2016, pp. 1–4. DOI: [10.1109/MIKON.2016.7492077](https://doi.org/10.1109/MIKON.2016.7492077).

- [9] Louis Adriaens et al. «High-Precision Wireless Synchronization: When Wi-Fi meets UWB». Em: *2025 IEEE/SICE International Symposium on System Integration (SII)*. 2025, pp. 1509–1515. DOI: [10.1109/SII59315.2025.10870915](https://doi.org/10.1109/SII59315.2025.10870915).
- [10] Fuhu Che et al. «Indoor Positioning System (IPS) Using Ultra-Wide Bandwidth (UWB)—For Industrial Internet of Things (IIoT)». Em: *Sensors* 23.12 (2023). ISSN: 1424-8220. DOI: [10.3390/s23125710](https://doi.org/10.3390/s23125710). URL: <https://www.mdpi.com/1424-8220/23/12/5710>.
- [11] Faheem Zafari, Athanasios Gkelias e Kin K. Leung. «A Survey of Indoor Localization Systems and Technologies». Em: *IEEE Communications Surveys & Tutorials* 21.3 (2019), pp. 2568–2599. DOI: [10.1109/COMST.2019.2911558](https://doi.org/10.1109/COMST.2019.2911558).
- [12] Luca Mainetti, Luigi Patrono e Ilaria Sergi. «A survey on indoor positioning systems». Em: *2014 22nd International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*. 2014, pp. 111–120. DOI: [10.1109/SOFTCOM.2014.7039067](https://doi.org/10.1109/SOFTCOM.2014.7039067).
- [13] Lyu-Han Chen et al. «Intelligent Fusion of Wi-Fi and Inertial Sensor-Based Positioning Systems for Indoor Pedestrian Navigation». Em: *IEEE Sensors Journal* 14.11 (2014), pp. 4034–4042. DOI: [10.1109/JSEN.2014.2330573](https://doi.org/10.1109/JSEN.2014.2330573).
- [14] Jie Xiong e Kyle Jamieson. «ArrayTrack: A Fine-Grained Indoor Location System». Em: abr. de 2013, pp. 71–84.
- [15] Grigorios Koulouras, Stylianos Katsoulis e Fotios Zantalis. «Evolution of Bluetooth Technology: BLE in the IoT Ecosystem». Em: *Sensors* 25.4 (2025). ISSN: 1424-8220. DOI: [10.3390/s25040996](https://doi.org/10.3390/s25040996). URL: <https://www.mdpi.com/1424-8220/25/4/996>.
- [16] Bluetooth SIG. *Part A — Radio Specification (Volume 2: BR/EDR Controller)*, *Bluetooth Core Specification v6.0*. URL: <https://www.bluetooth.com/wp-content/uploads/Files/Specification/HTML/Core-60/out/en/br-edr-controller/radio-specification.html>.
- [17] Bluetooth SIG. *Part A — General description*, *Bluetooth Core Specification v6.0*. URL: <https://www.bluetooth.com/wp-content/uploads/Files/Specification/HTML/Core-60/out/en/architecture,-change-history,-and-conventions/architecture.html>.
- [18] Jacopo Tosi et al. «Performance Evaluation of Bluetooth Low Energy: A Systematic Review». Em: *Sensors* 17.12 (2017). ISSN: 1424-8220. DOI: [10.3390/s17122898](https://doi.org/10.3390/s17122898). URL: <https://www.mdpi.com/1424-8220/17/12/2898>.

- [19] Bluetooth SIG. *Part A. Physical Layer Specification, Volume 6. Low Energy Controller*. URL: <https://www.bluetooth.com/wp-content/uploads/Files/Specification/HTML/Core-60/out/en/low-energy-controller/physical-layer-specification.html>.
- [20] Bluetooth SIG. *Part B — Baseband Specification, Bluetooth Core Specification v6.0*. URL: <https://www.bluetooth.com/wp-content/uploads/Files/Specification/HTML/Core-60/out/en/br-edr-controller/baseband-specification.html#UUID-1531d0b4-0ace-0191-573d-0a09efbb06a4>.
- [21] Filippo Milano et al. «BLE-Based Indoor Localization: Analysis of Some Solutions for Performance Improvement». Em: *Sensors* 24.2 (2024). ISSN: 1424-8220. DOI: [10.3390/s24020376](https://doi.org/10.3390/s24020376). URL: <https://www.mdpi.com/1424-8220/24/2/376>.
- [22] Dieter Coppens et al. «An Overview of UWB Standards and Organizations (IEEE 802.15.4, FiRa, Apple): Interoperability Aspects and Future Research Directions». Em: *IEEE Access* 10 (2022), pp. 70219–70241. DOI: [10.1109/ACCESS.2022.3187410](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3187410).
- [23] Petr Sedlacek, Martin Slanina e Pavel Masek. «An Overview of the IEEE 802.15.4z Standard its Comparison and to the Existing UWB Standards». Em: *2019 29th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*. 2019, pp. 1–6. DOI: [10.1109/RADIOELEK.2019.8733537](https://doi.org/10.1109/RADIOELEK.2019.8733537).
- [24] Qorvo. *Getting Back to Basics with Ultra-Wideband (UWB)*. 2021. URL: <https://www.qorvo.com/resources/d/qorvo-getting-back-to-basics-with-ultra-wideband-uw-White-Paper>.
- [25] Waltenegus Dargie e Christian Poellabauer. *Fundamentals of Wireless Sensor Networks: Theory and Practice*. Chichester, U.K.: Wiley, 2010. ISBN: 978-0-470-03601-3.
- [26] Nikita Petukhov et al. «Adaptive Kalman Filtering for Hybrid ToA/AoA Navigation System». Em: *2020 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT)*. 2020, pp. 0318–0321. DOI: [10.1109/USBREIT48449.2020.9117659](https://doi.org/10.1109/USBREIT48449.2020.9117659).
- [27] N Reddy e B Sujatha. «TDOA computation using multicarrier modulation for sensor networks». Em: *Int. J. Comput. Sci. Commun. Netw* 1.1 (2011), pp. 85–90.

- [28] Mohammed Faeik Ruzaij Al-Okby et al. «UWB-Based Real-Time Indoor Positioning Systems: A Comprehensive Review». Em: *Applied Sciences* 14.23 (2024). ISSN: 2076-3417. DOI: [10.3390/app142311005](https://doi.org/10.3390/app142311005). URL: <https://www.mdpi.com/2076-3417/14/23/11005>.
- [29] Cung Lian Sang et al. «Numerical and Experimental Evaluation of Error Estimation for Two-Way Ranging Methods». Em: *Sensors* 19.3 (2019). ISSN: 1424-8220. DOI: [10.3390/s19030616](https://doi.org/10.3390/s19030616). URL: <https://www.mdpi.com/1424-8220/19/3/616>.
- [30] Decawave / Qorvo. *The Implementation of Two-Way Ranging with the DW1000, Application Note APS013 Version 2.4*. Rel. téc. APS013. Version 2.4. Qorvo, Inc., 2024. URL: <https://www.qorvo.com/products/d/da008448>.
- [31] C. Phoojaroenchanachai et al. «An Extendable Auto-Position for UWB-Based Indoor Positioning Systems». Em: *2021 25th International Computer Science and Engineering Conference (ICSEC)*. Chiang Rai, Thailand: IEEE, 2021, pp. 334–339. DOI: [10.1109/ICSEC53205.2021.9684658](https://doi.org/10.1109/ICSEC53205.2021.9684658).
- [32] Yun Cheng e Taoyun Zhou. «UWB Indoor Positioning Algorithm Based on TDOA Technology». Em: *2019 10th International Conference on Information Technology in Medicine and Education (ITME)*. 2019, pp. 777–782. DOI: [10.1109/ITME.2019.00177](https://doi.org/10.1109/ITME.2019.00177).
- [33] Yik-Chung Wu, Qasim Chaudhari e Erchin Serpedin. «Clock Synchronization of Wireless Sensor Networks». Em: *IEEE Signal Processing Magazine* 28.1 (2011), pp. 124–138. DOI: [10.1109/MSP.2010.938757](https://doi.org/10.1109/MSP.2010.938757).
- [34] M. M. Saad et al. «High accuracy location estimation for a Mobile Tag using one-way UWB signaling». Em: *2012 Ubiquitous Positioning, Indoor Navigation, and Location Based Service (UPINLBS)*. 2012, pp. 1–8. DOI: [10.1109/UPINLBS.2012.6409769](https://doi.org/10.1109/UPINLBS.2012.6409769).
- [35] Ciarán McElroy, Dries Neiryneck e Michael McLaughlin. «Comparison of wireless clock synchronization algorithms for indoor location systems». Em: *2014 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC)*. 2014, pp. 157–162. DOI: [10.1109/ICCW.2014.6881189](https://doi.org/10.1109/ICCW.2014.6881189).
- [36] G.R. Aiello e G.D. Rogerson. «Ultra-wideband wireless systems». Em: *IEEE Microwave Magazine* 4.2 (2003), pp. 36–47. DOI: [10.1109/MMW.2003.1201597](https://doi.org/10.1109/MMW.2003.1201597).
- [37] Hans-Juergen Pirch e Frank Leong. *Introduction to Impulse Radio UWB Seamless Access Systems*. White Paper. Darmstadt, Germany: FiRa Consortium / Fraunhofer SIT, 2020. URL: <https://www.firaconsortium.org/sites/>

- default/files/2020-04/fira-introduction-impulse-radio-uwbp-wp-en.pdf.
- [38] Eric Hsu. *An Overview of the IEEE 802.15.4 HRP UWB Standard*. 2021. URL: <https://www.keysight.com/blogs/en/tech/rfmw/2021/07/28/an-overview-of-the-ieee-802154-hrp-uwbp-standard>.
 - [39] Decawave Ltd. *DW1000 User Manual: How to Use, Configure and Program the DW1000 UWB Transceiver*. Versão 2.18. 2017. URL: <https://www.qorvo.com/products/d/da007967>.
 - [40] Decawave Ltd. *DW1000 Data Sheet*. Versão 1.7. 2017. URL: <https://www.qorvo.com/products/d/da007946>.
 - [41] Mouser. *DW1001c kr mouser*. URL: <https://www.mouser.kr/images/marketingid/2020/img/164616132.png?v=061025.0741>.
 - [42] Qorvo/Decawave. *DWM1001-Examples: C code examples for DWM1001-Dev board and PANS library*. <https://github.com/Decawave/dwm1001-examples>. Acedido em: 13 de fevereiro de 2026. 2025.
 - [43] Decawave Ltd. *DW1000 API Guide and Source Code Documentation*. 2016. URL: <https://forum.qorvo.com/uploads/short-url/fPJbrN3ctkaWvPsatdg33N6qxLA.pdf>.
 - [44] Qorvo. *DW1000 DEVICE DRIVER APPLICATION PROGRAMMING INTERFACE (API) GUIDE*. URL: <https://www.qorvo.com/products/d/da008000>.
 - [45] Qorvo. *DWM1004C: TDoA TAG SOFTWARE GUIDE*. URL: <https://www.qorvo.com/products/d/da007998>.
 - [46] Alexander Vorobyov e Alexander Yarovoy. «Human Body Impact on UWB Antenna Radiation». Em: *Progress In Electromagnetics Research M* 22 (jan. de 2012), pp. 259–269. DOI: [10.2528/PIERM11112306](https://doi.org/10.2528/PIERM11112306).
 - [47] IT'IS Foundation. *Dielectric Properties*. <https://itis.swiss/virtual-population/tissue-properties/database/dielectric-properties/>.
 - [48] IT'IS Foundation. *Tissue Frequency Chart*. <https://itis.swiss/virtual-population/tissue-properties/database/tissue-frequency-chart/>.
 - [49] Elena Pancera et al. «UWB antennas optimization for in-body radiation». Em: *2011 German Microwave Conference*. 2011, pp. 1–4.

- [50] S. Ghosh et al. «Effects of Dielectric Properties of Human Body on Communication Link Margins and Specific Absorption Rate of Implanted Antenna System». Em: *Sensors* 25.11 (mai. de 2025), p. 3498. DOI: [10.3390/s25113498](https://doi.org/10.3390/s25113498). URL: <https://doi.org/10.3390/s25113498>.
- [51] Decawave Ltd. *APS006 Part 2: NLOS Operation and Optimization*. Application Note. Decawave, 2014. URL: <https://www.qorvo.com/products/d/da007963>.
- [52] Matteo Ridolfi et al. «Experimental Evaluation of UWB Indoor Positioning for Sport Postures». Em: *Sensors* 18.1 (2018). ISSN: 1424-8220. DOI: [10.3390/s18010168](https://doi.org/10.3390/s18010168). URL: <https://www.mdpi.com/1424-8220/18/1/168>.
- [53] Yakup Kiliç et al. «The effect of human-body shadowing on indoor UWB TOA-based ranging systems». Em: *2012 9th Workshop on Positioning, Navigation and Communication*. 2012, pp. 126–130. DOI: [10.1109/WPNC.2012.6268751](https://doi.org/10.1109/WPNC.2012.6268751).
- [54] Zebra Technologies. *UWB Portfolio: Ultra-Wideband (UWB) Solutions*. Fact Sheet. 2024. URL: https://www.zebra.com/content/dam/zebra_dam/en/fact-sheet/uwb-portfolio-spec-sheet-en-us.pdf.
- [55] Sewio Networks. *UWB Tags: Precise Indoor Tracking and Localization*. Website. 2026. URL: <https://www.sewio.net/uwb-tags/>.
- [56] Janis Tiemann, Fabian Eckermann e Christian Wietfeld. «ATLAS - an open-source TDOA-based Ultra-wideband localization system». Em: *2016 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*. 2016, pp. 1–6. DOI: [10.1109/IPIN.2016.7743707](https://doi.org/10.1109/IPIN.2016.7743707).
- [57] Bernhard Großwindhager et al. «SnapLoc: An Ultra-Fast UWB-Based Indoor Localization System for an Unlimited Number of Tags». Em: *2019 18th ACM/IEEE International Conference on Information Processing in Sensor Networks (IPSN)*. 2019, pp. 61–72.

MÉTRICAS DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO

A avaliação do desempenho de um sistema de localização em tempo real requer a utilização de métricas estatísticas robustas que permitam quantificar a discrepância entre a posição estimada pelo sistema e a posição real da *tag*. A validação experimental desta dissertação compreendeu duas fases distintas, a caracterização da medição da distância (sistema **TWR**) e a avaliação da estimativa da posição (sistema **TDoA**). Consequentemente, as métricas de erro foram adaptadas à dimensão de cada problema. Neste apêndice, detalham-se as formulações para o erro unidimensional (1D) e bidimensional (2D), bem como a definição de precisão estatística.

A.1 ERRO QUADRÁTICO MÉDIO (RMSE)

A.1.1 *RMSE 1D (Escalar) - Caso TWR*

No contexto do **TWR**, o objetivo é avaliar a exatidão do sensor na medição de distâncias. O erro **RMS** é calculado numa única dimensão (a linha que une os dois dispositivos). Sendo d_{real} a distância real e $d_{est,i}$ a i -ésima distância estimada, o erro é dado por (27).

$$RMSE_{1D} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (d_{est,i} - d_{real})^2}, \quad (27)$$

onde N é o número de pontos considerados.

A.1.2 *RMSE 2D (Posicional) - Caso TDoA*

No sistema de localização **TDoA**, o erro é vetorial, pois a estimativa ocorre no plano cartesiano (x, y) . O erro de cada amostra não é uma simples subtração, mas sim a distância euclidiana entre a posição estimada (x_i, y_i) e a posição real (x_{real}, y_{real}) .

A exatidão global do sistema é dada pelo RMSE, que agrega os erros euclidianos de todas as amostras, conforme se mostra em (28).

$$RMSE_{2D} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [(x_i - x_{real})^2 + (y_i - y_{real})^2]}, \quad (28)$$

onde N é o número de pontos considerados.

Um valor de **RMS** baixo indica que, em média, as estimativas do sistema estão próximas da posição real.

A.2 DESVIO PADRÃO (σ)

Enquanto o **RMS** avalia o quão próximo o resultado está do valor verdadeiro (exatidão), o desvio padrão quantifica a precisão ou a capacidade de repetição do sistema. Esta métrica quantifica a dispersão dos dados em torno da média das estimativas, ignorando a posição real. Para o seu cálculo, determina-se em primeiro lugar o erro de posição individual e_i de cada amostra i , dado pela distância euclidiana, conforme mostrado em (29).

$$e_i = \sqrt{(x_i - x_{real})^2 + (y_i - y_{real})^2}, \quad (29)$$

onde (x_i, y_i) são as coordenadas reais e (x_{real}, y_{real}) e as coordenadas estimadas do ponto.

Sendo $\bar{e}$ a média aritmética dos diversos e_i , o desvio padrão σ é obtido pela Eq. 30.

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (e_i - \bar{e})^2}, \quad (30)$$

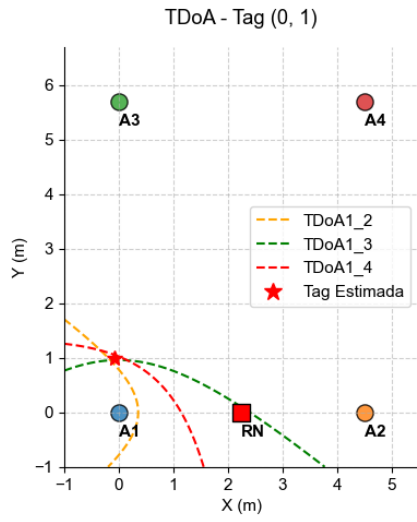
onde N é, novamente, o número de pontos considerados.

Em sistemas de localização **UWB**, o desvio padrão é fundamental para analisar a estabilidade do sinal. Um desvio padrão baixo indica que o sistema é consistente (as estimativas estão agrupadas), mesmo que esteja deslocado da posição real. Um

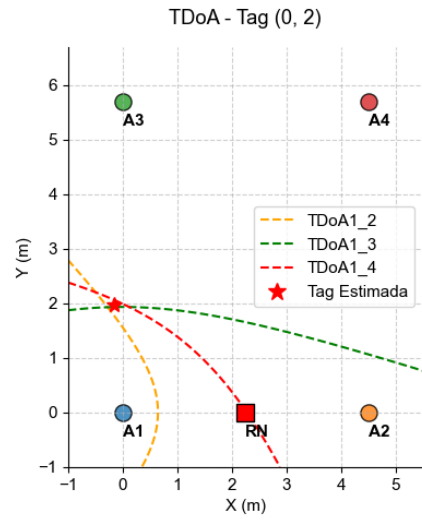
desvio padrão elevado indica que o sistema é ruidoso ou instável, resultando numa nuvem de pontos muito dispersa.

RESULTADOS OBTIDOS PARA O SISTEMA TDOA

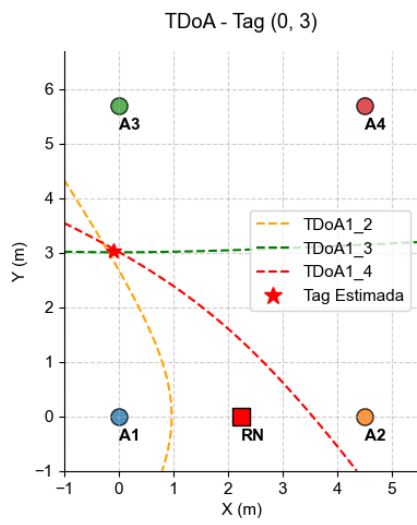
Este apêndice apresenta os resultados detalhados obtidos para o sistema de localização com a técnica [TDoA](#) no âmbito do Cenário 5, servindo de complemento à análise efetuada no Capítulo 5. Este apêndice apresenta, para cada coordenada testada, uma análise composta por gráficos de dispersão (*scatter plots*), que ilustram a distribuição espacial das amostras, e mapas de densidade baseados em *Kernel Density Estimation* (KDE). Estas ferramentas permitem visualizar com clareza a probabilidade de ocorrência das estimativas, facilitando a identificação de tendências de erro e da precisão estatística do sistema em cada ponto específico.



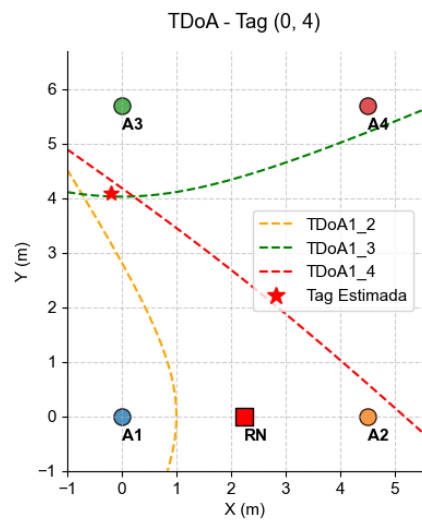
(a)



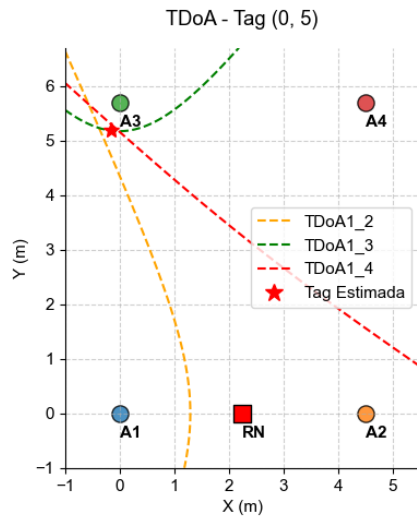
(b)



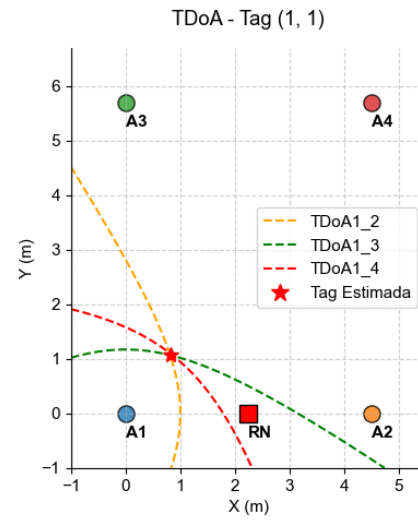
(c)



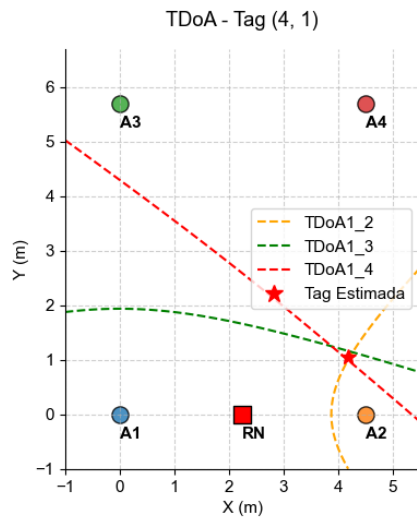
(d)



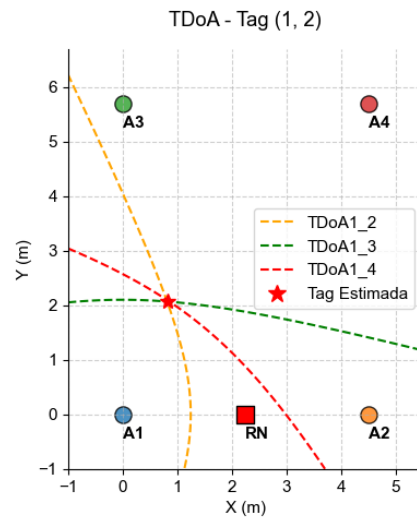
(e)



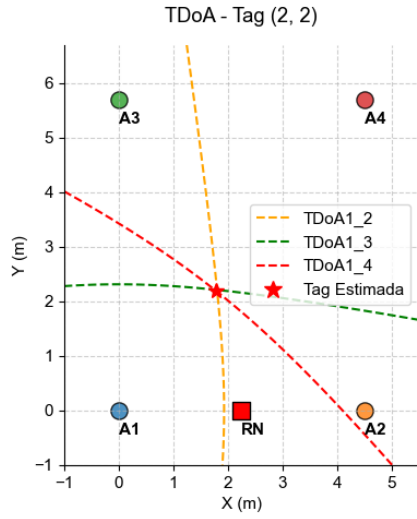
(f)



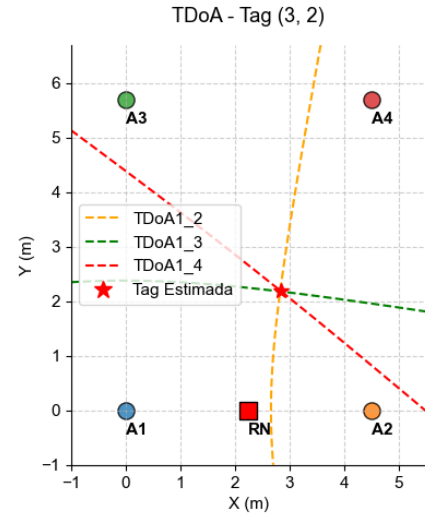
(g)



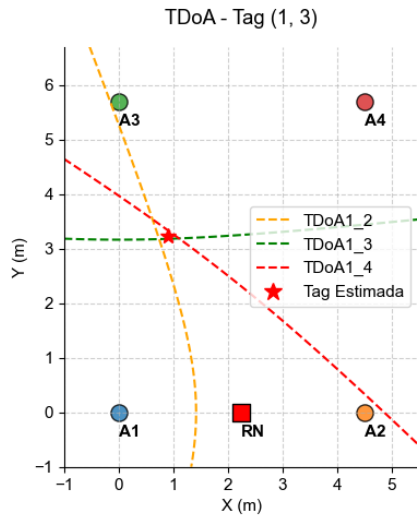
(h)



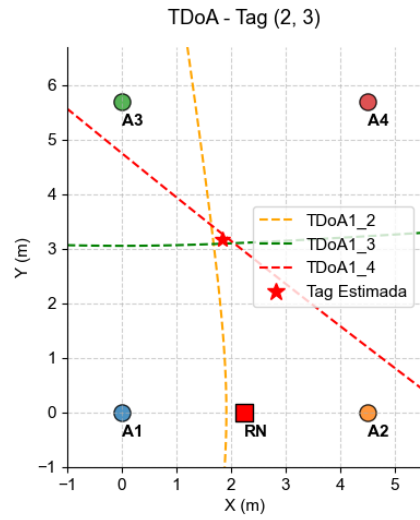
(i)



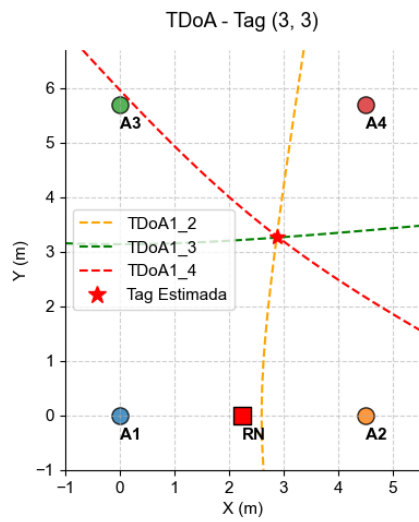
(j)



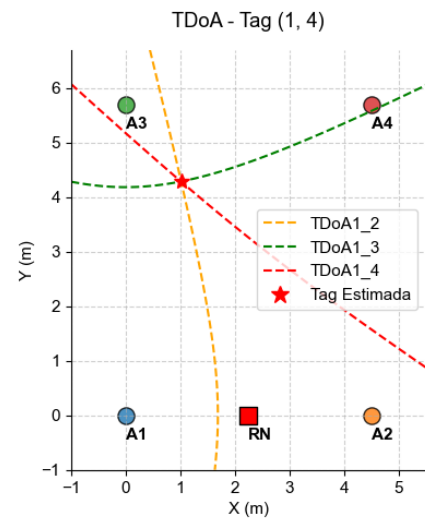
(k)



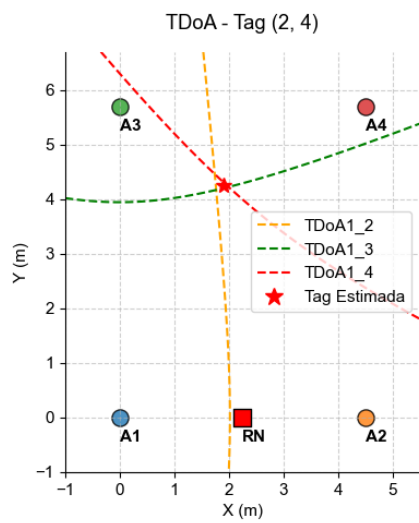
(l)



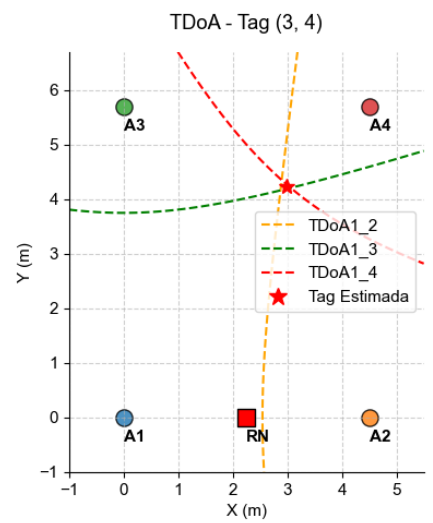
(m)



(n)



(o)



(p)

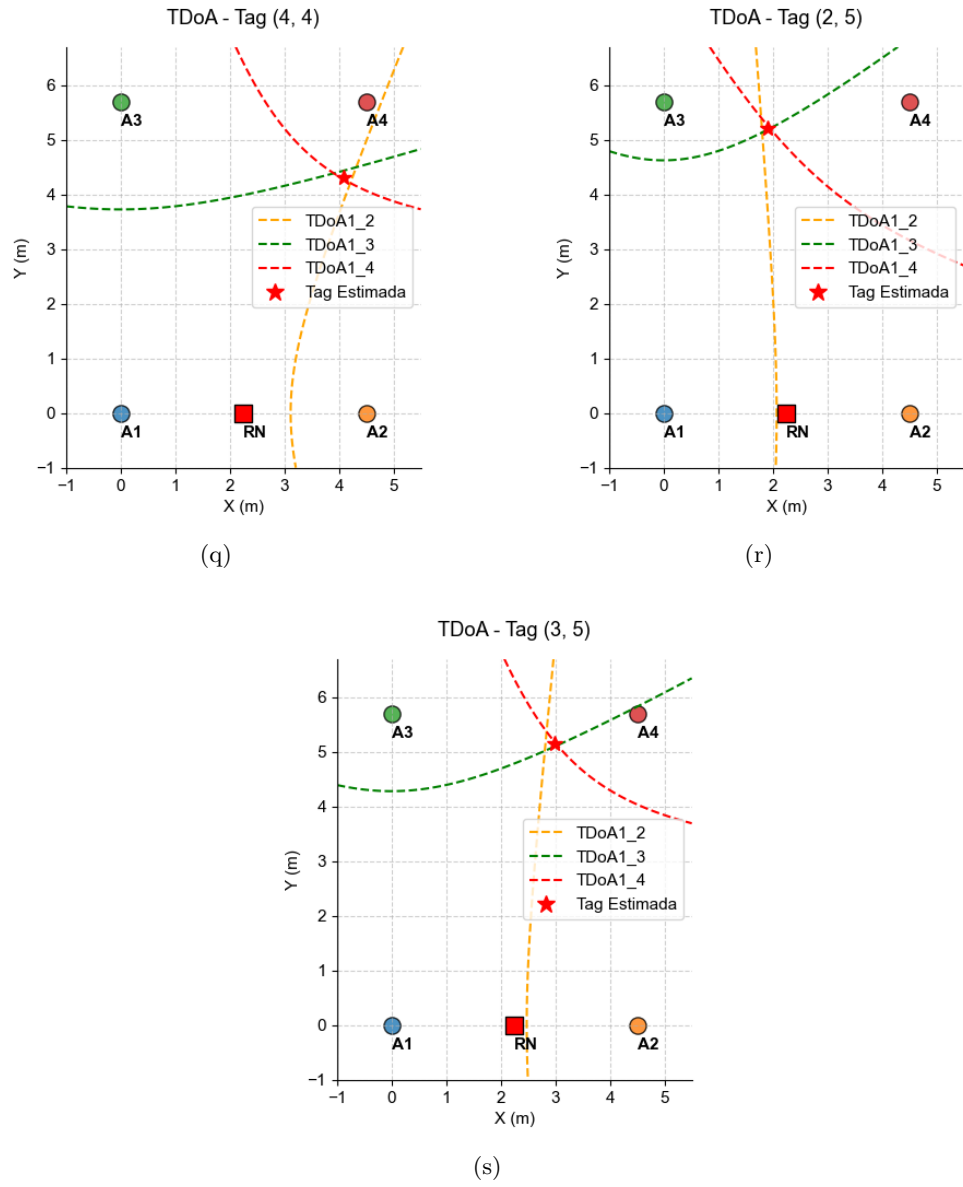


Figura 42: Resultados TDoA Cenário 5.

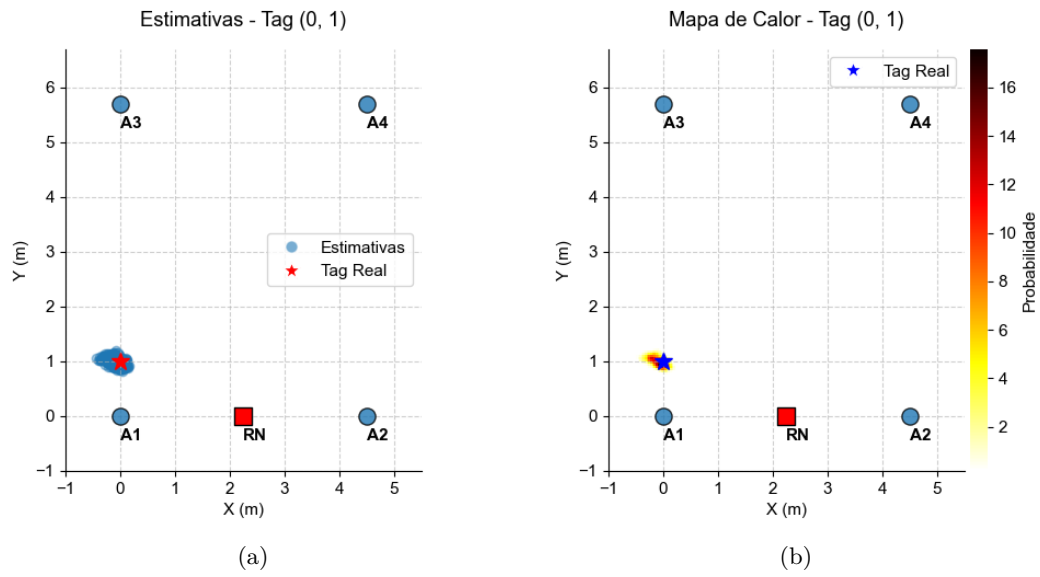


Figura 43: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (0,1) - Cenário 5.

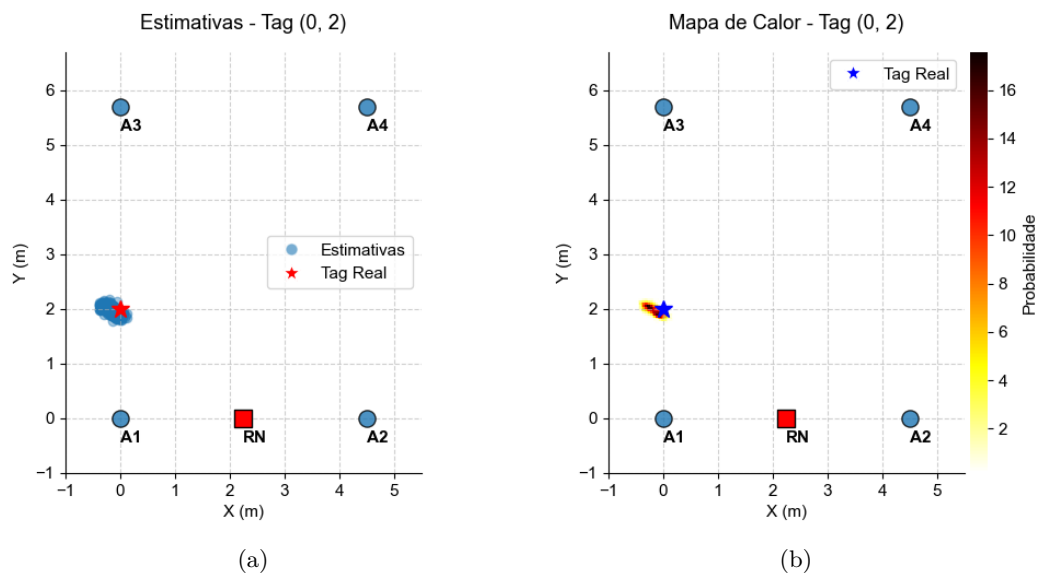


Figura 44: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (0,2) - Cenário 5.

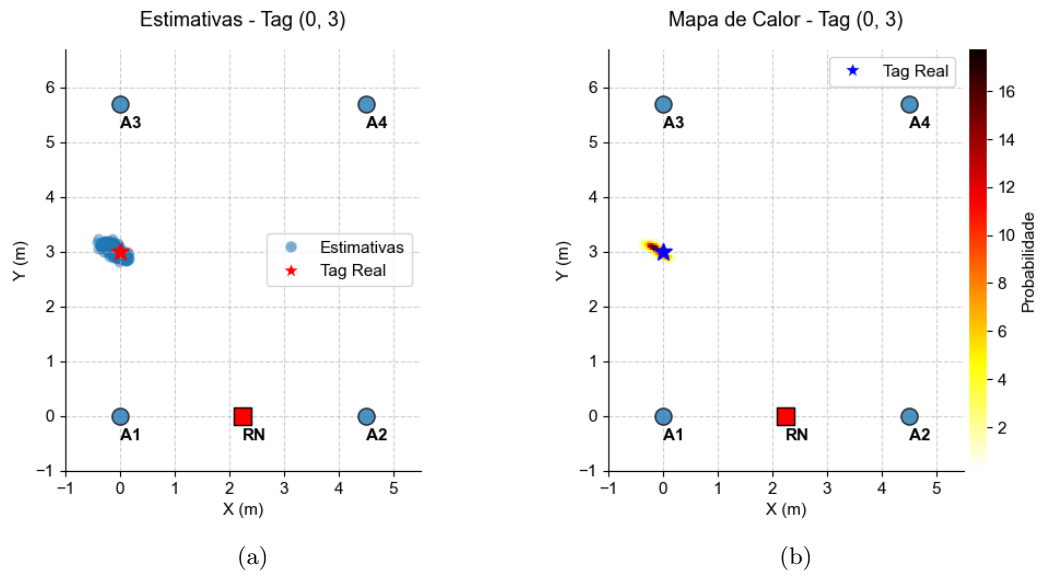


Figura 45: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (0,3) - Cenário 5.

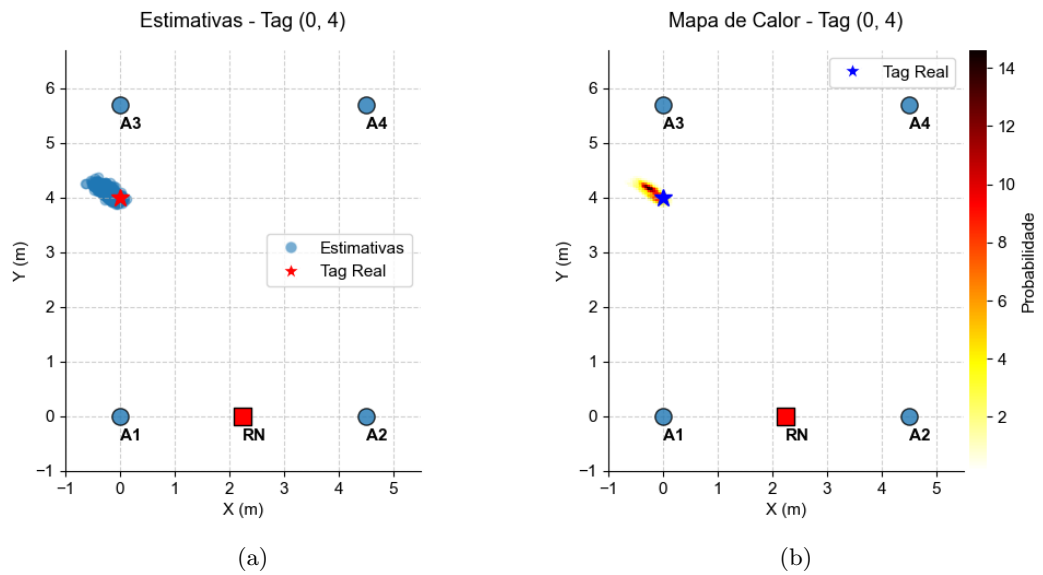


Figura 46: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (0,4) - Cenário 5.

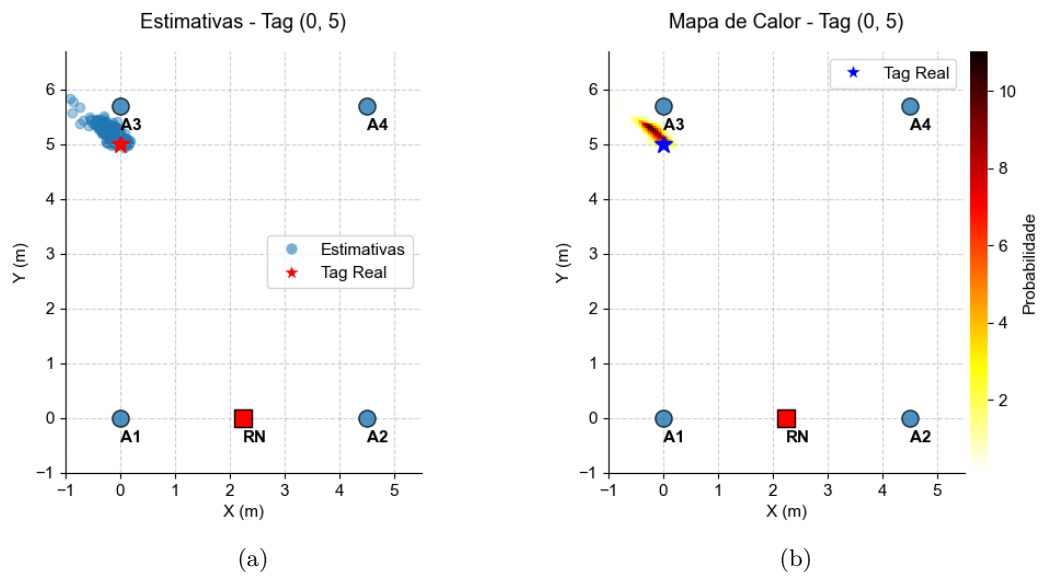


Figura 47: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (0,5) - Cenário 5.

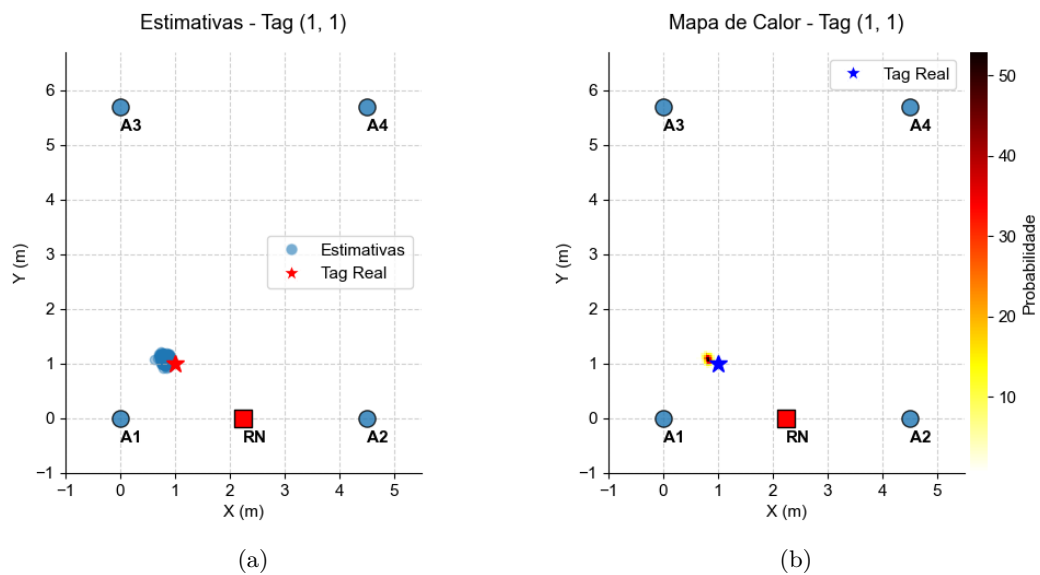


Figura 48: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (1,1) - Cenário 5.

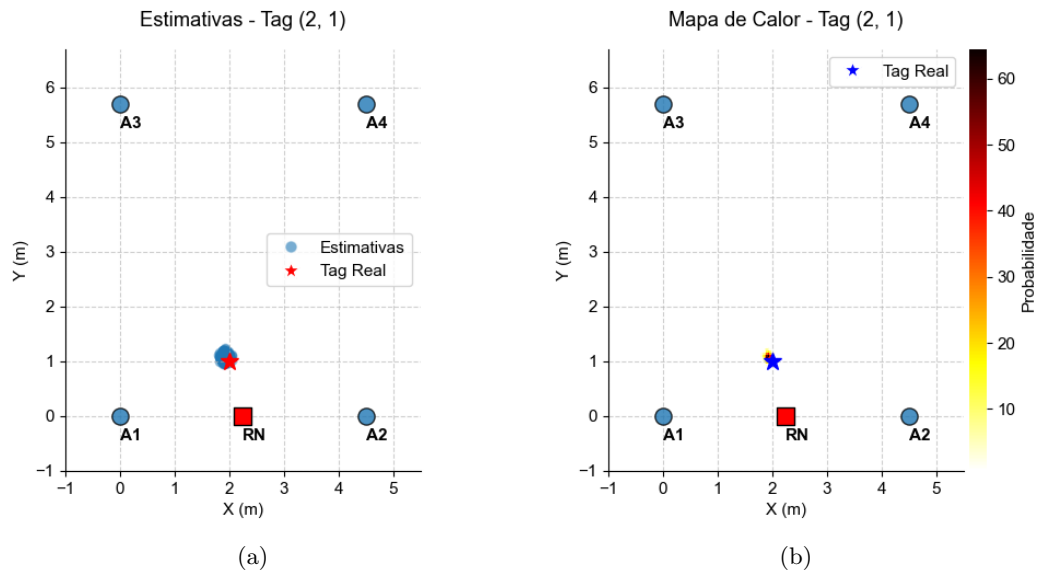


Figura 49: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (2,1) - Cenário 5.

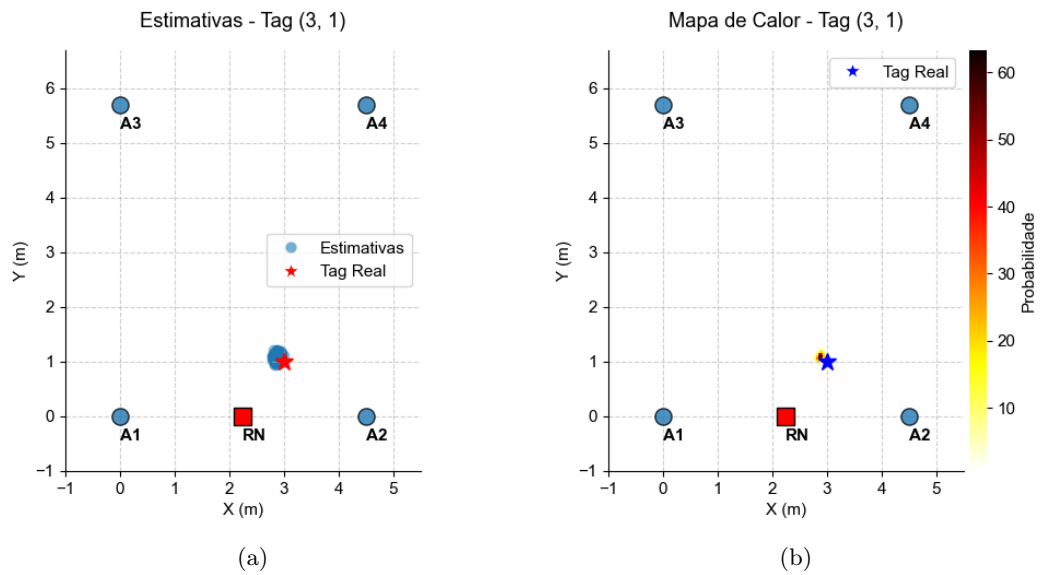


Figura 50: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (3,1) - Cenário 5.

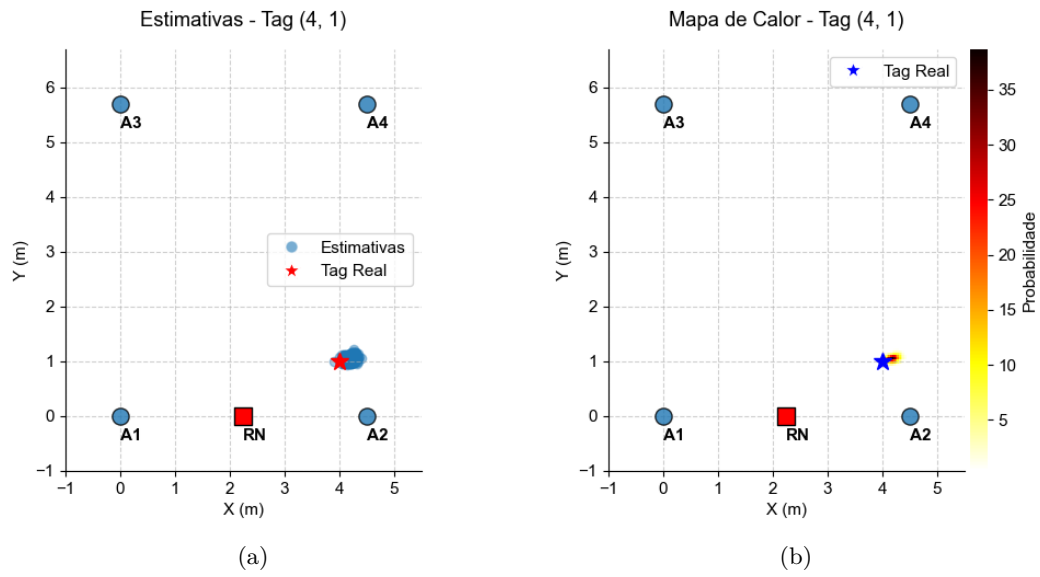


Figura 51: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (4,1) - Cenário 5.

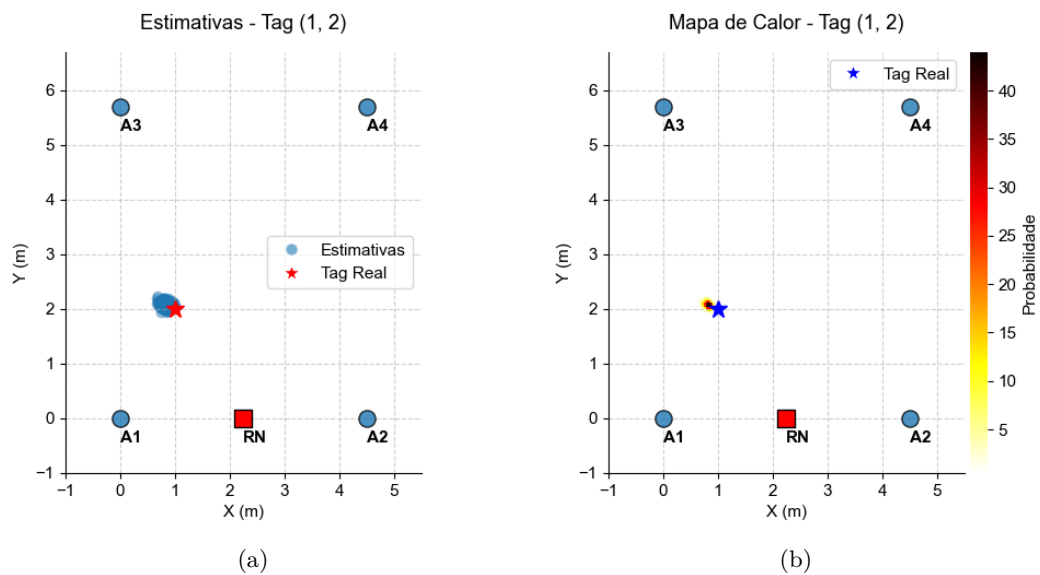


Figura 52: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (1,2) - Cenário 5.

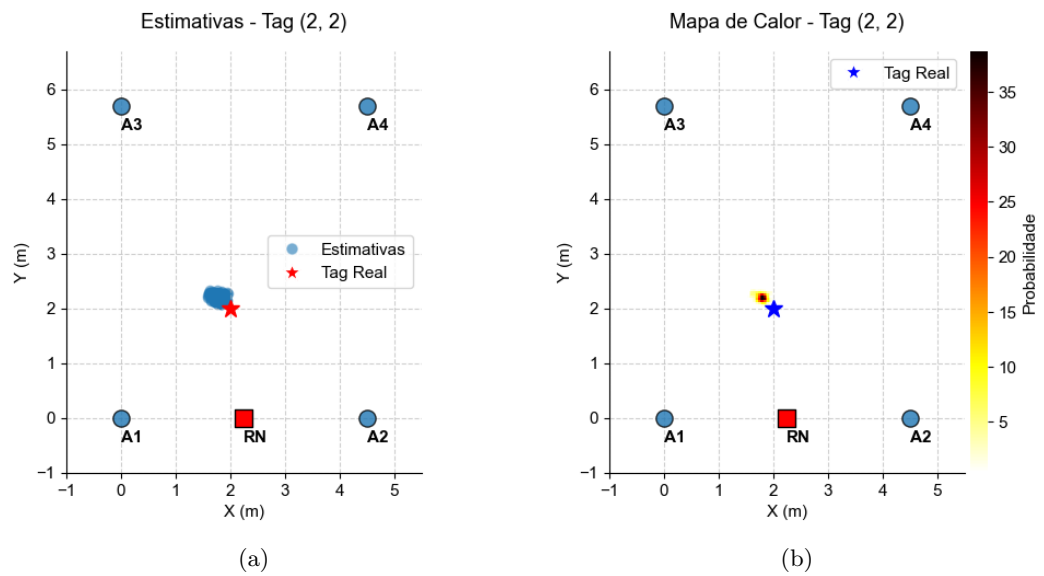


Figura 53: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (2,2) - Cenário 5.

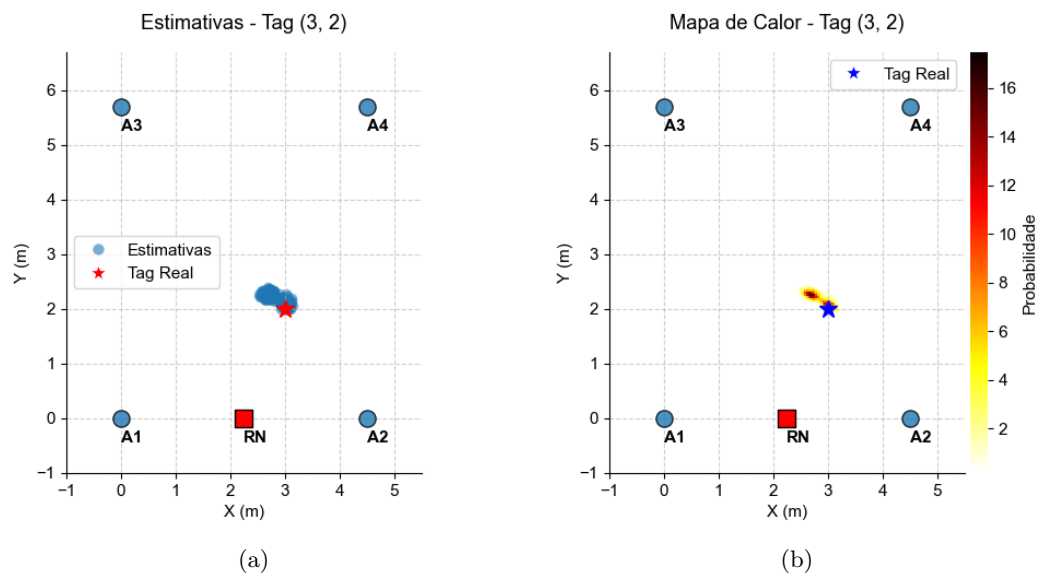


Figura 54: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (3,2) - Cenário 5.

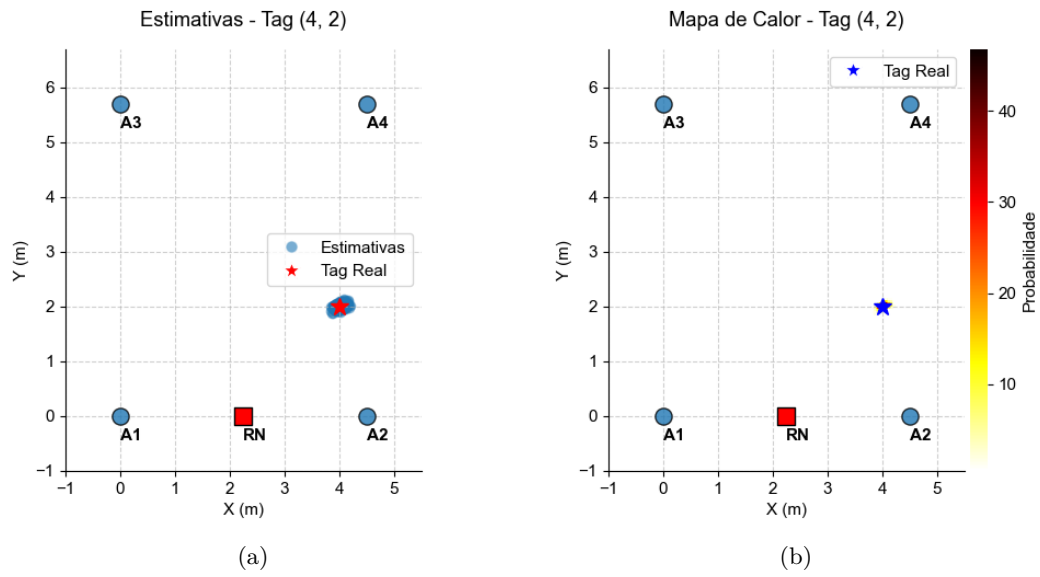


Figura 55: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (4,2) - Cenário 5.

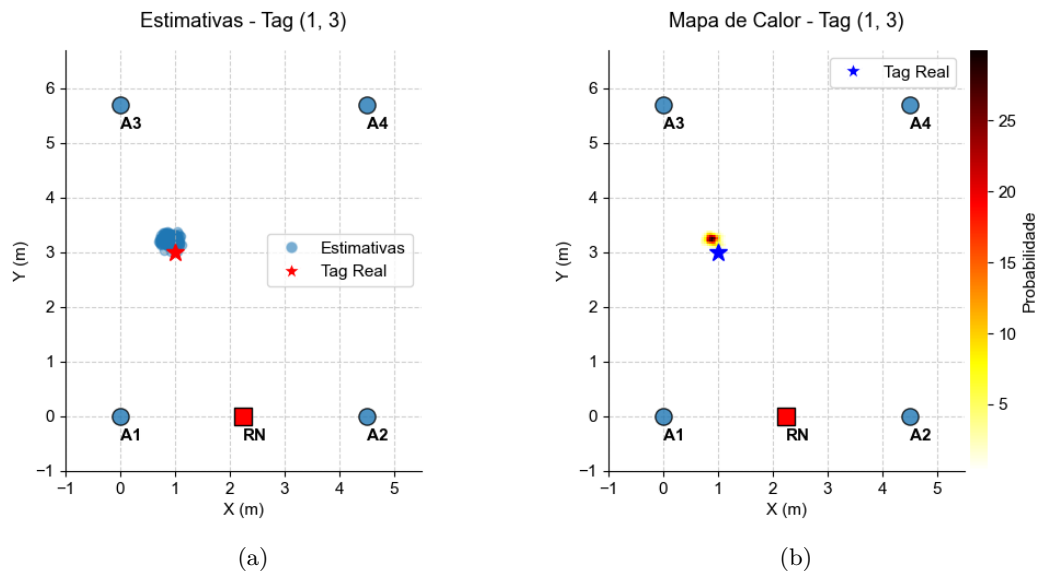


Figura 56: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (1,3) - Cenário 5.

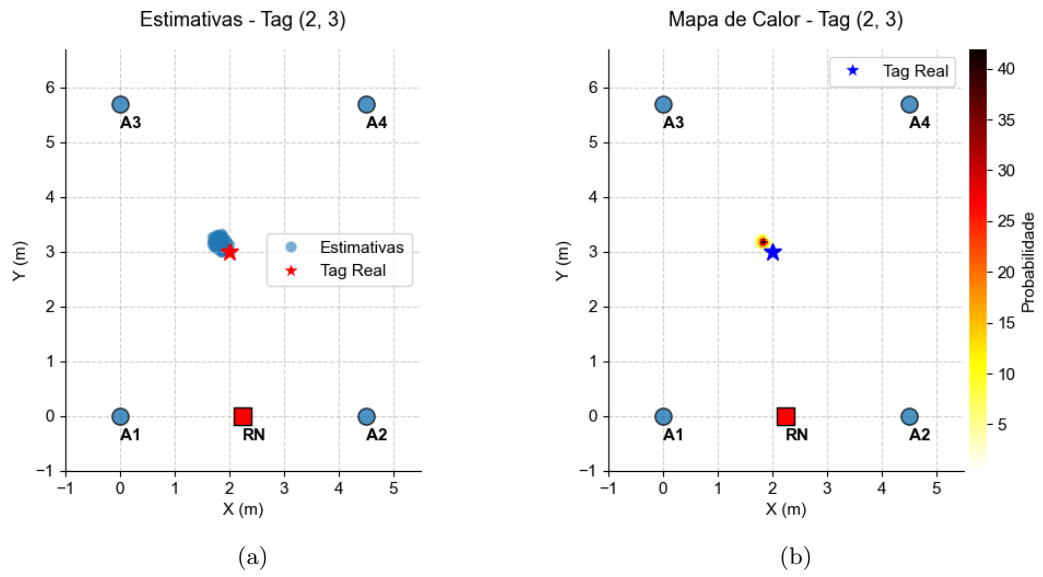


Figura 57: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (2,3) - Cenário 5.

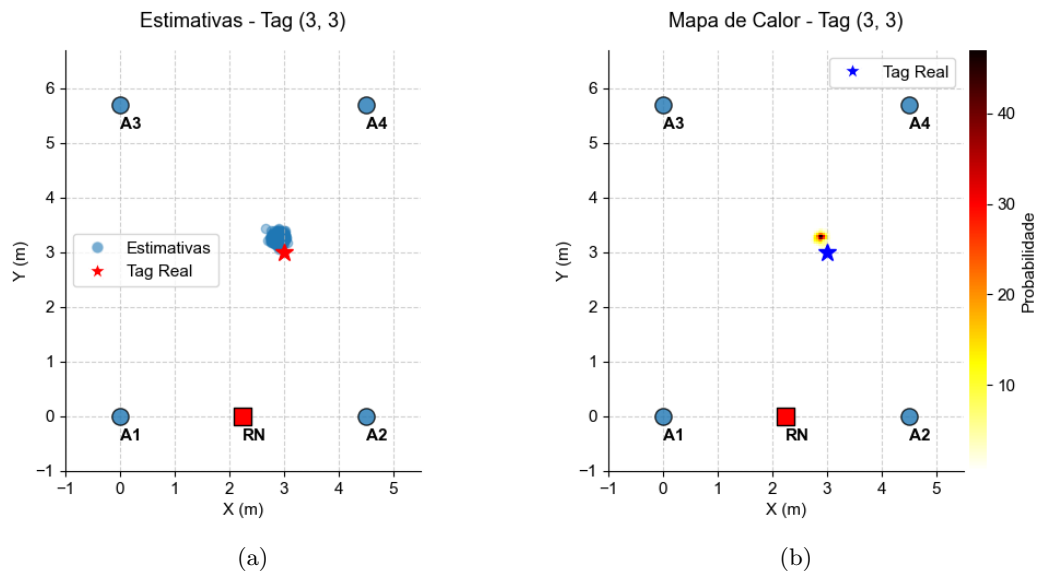


Figura 58: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (3,3) - Cenário 5.

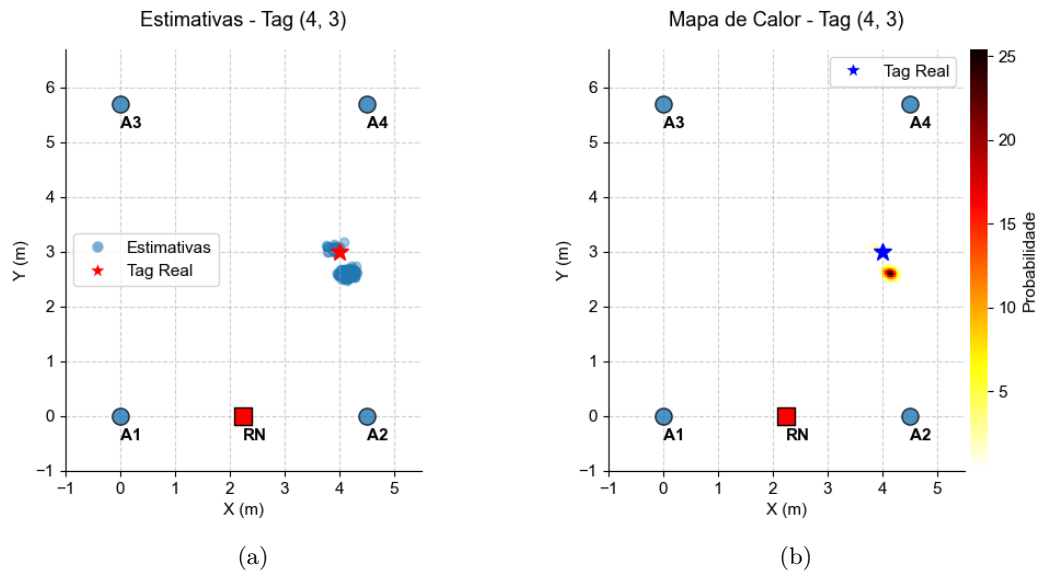


Figura 59: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (4,3) - Cenário 5.

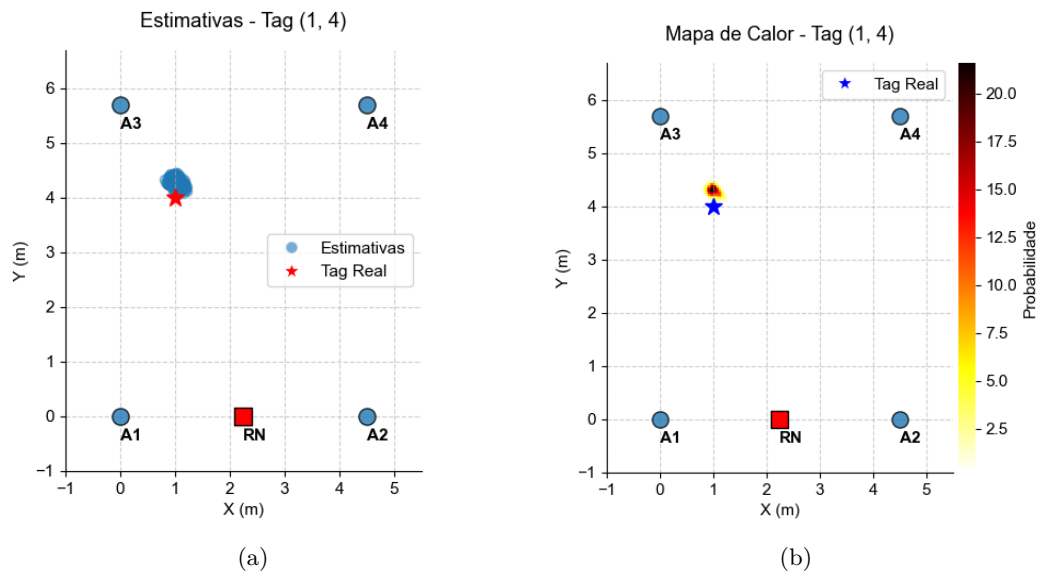


Figura 60: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (1,4) - Cenário 5.

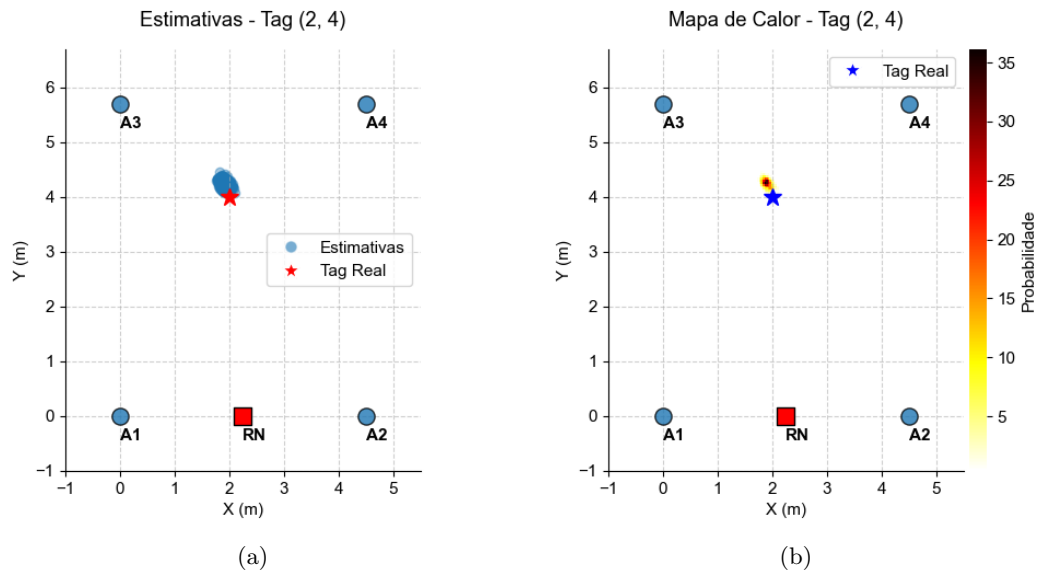


Figura 61: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (2,4) - Cenário 5.

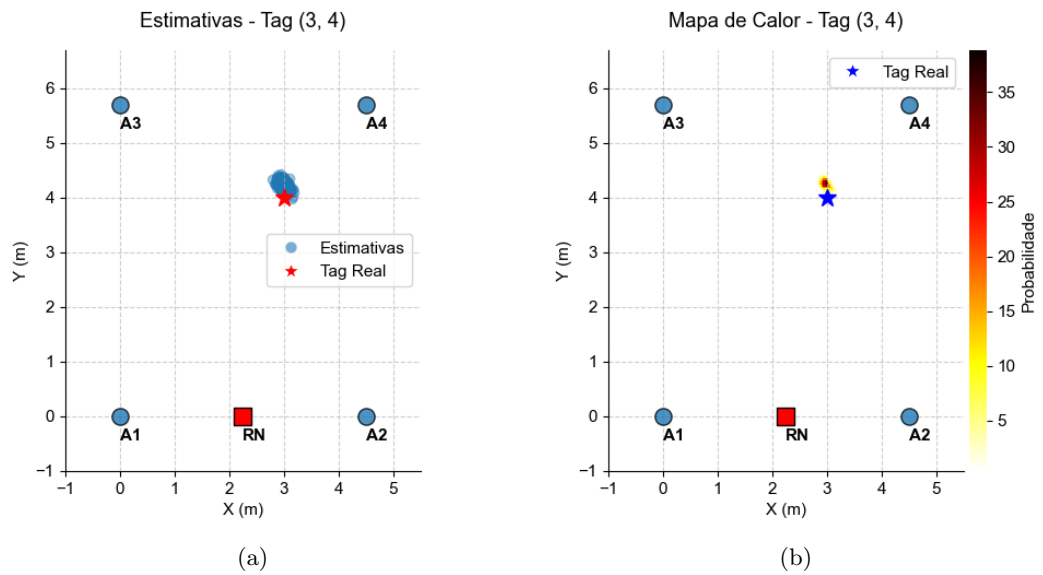


Figura 62: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (3,4) - Cenário 5.

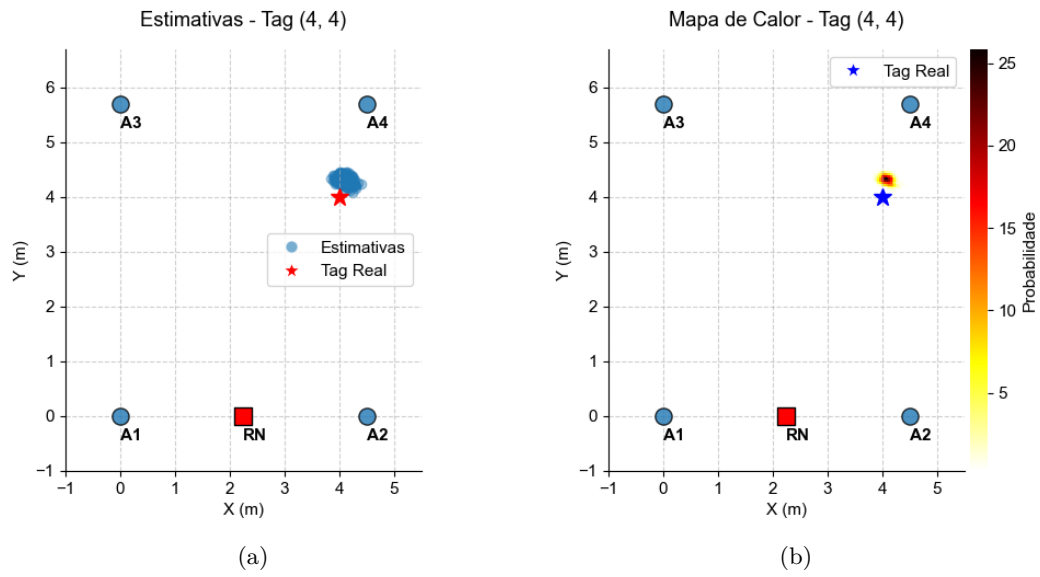


Figura 63: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (4,4) - Cenário 5.

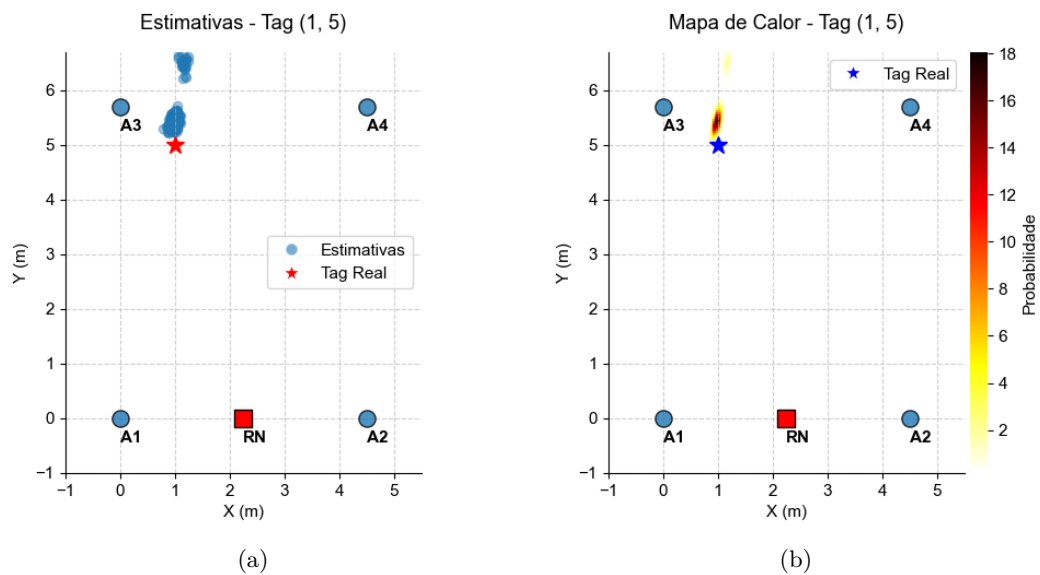


Figura 64: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (1,5) - Cenário 5.

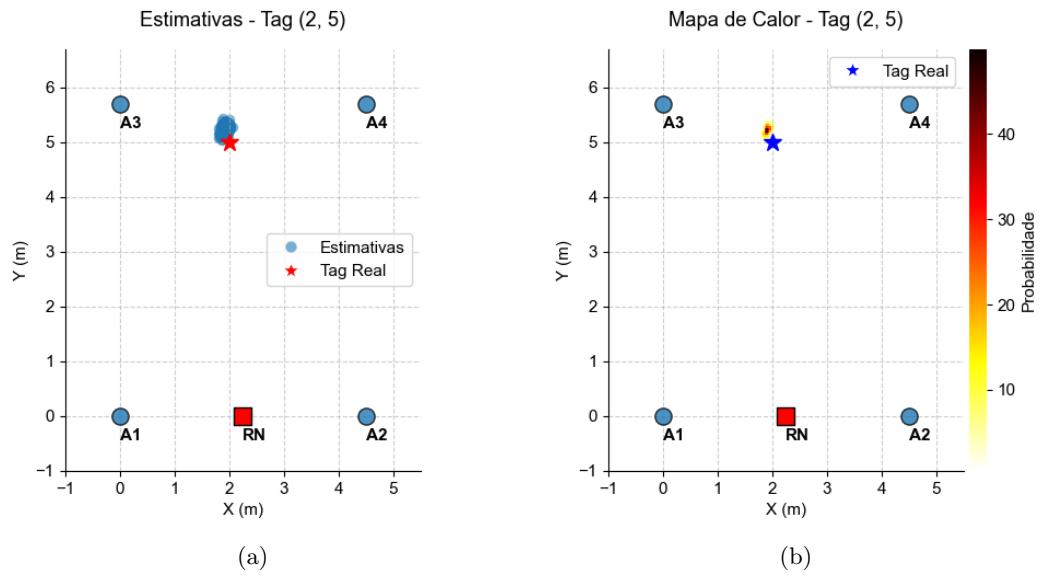


Figura 65: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (2,5) - Cenário 5.

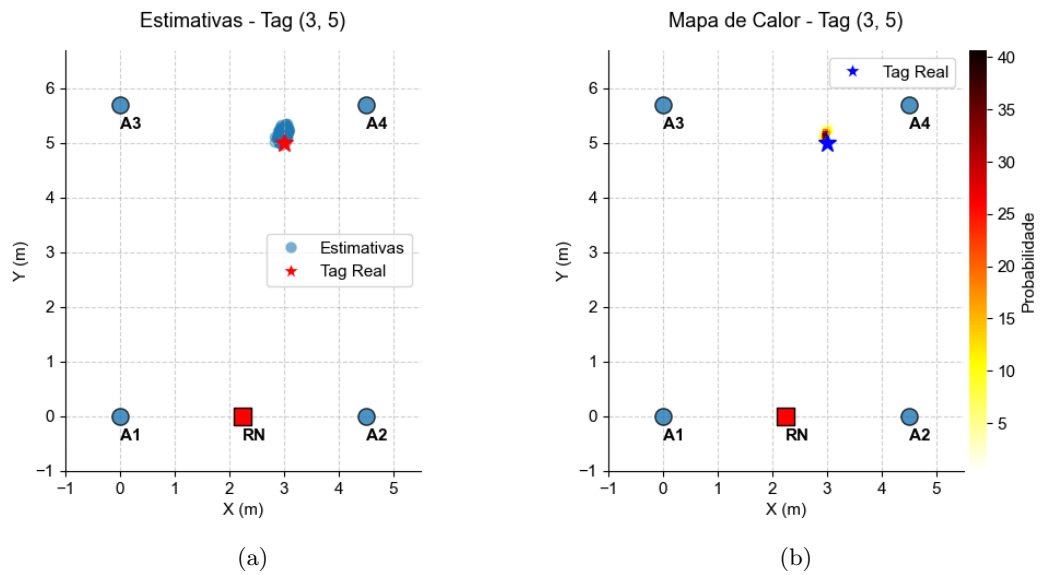


Figura 66: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (3,5) - Cenário 5.

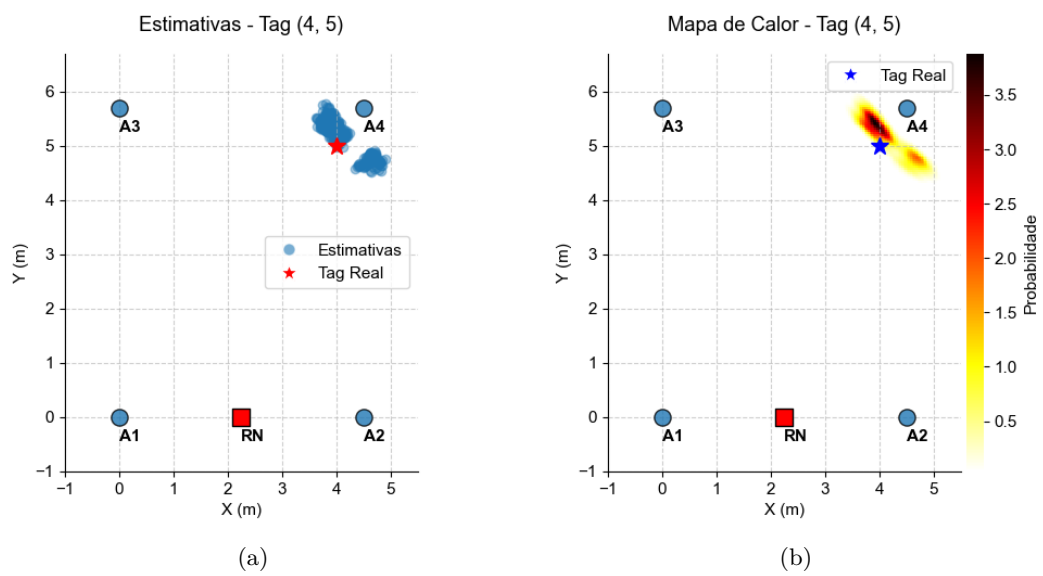


Figura 67: Dispersão e probabilidade de ocorrência de cada estimativa para posição (4,5) - Cenário 5.

DECLARAÇÃO

Declaro, sob compromisso de honra, que o trabalho apresentado nesta dissertação, com o título “*Sincronização de Âncoras Sem Fios em Sistemas RTLS Baseados em UWB*”, é original e foi realizado por Bruno Filipe Julião Inácio (2232620) sob orientação do Sérgio Manuel Maciel de Faria, e Telmo Rui Carvalhinho Cunha Fernandes .

Bruno Filipe Julião Inácio