

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

VINÍCIUS RODRIGUES VIEIRA

**ESPECIFICAÇÃO DE UM SISTEMA DE
POSICIONAMENTO EM AMBIENTE
FECHADO ATRAVÉS DO MÉTODO DA
DIREÇÃO DE CHEGADA**

**Alegrete
2022**

VINÍCIUS RODRIGUES VIEIRA

**ESPECIFICAÇÃO DE UM SISTEMA DE
POSICIONAMENTO EM AMBIENTE
FECHADO ATRAVÉS DO MÉTODO DA
DIREÇÃO DE CHEGADA**

Projeto de Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica como requisito parcial para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Alessandro Gonçalves Girardi

**Alegrete
2022**

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

V658e Vieira, Vinícius Rodrigues

Especificação de um sistema de posicionamento em ambiente
fechado através do método da direção de chegada / Vinícius
Rodrigues Vieira.

42 p.

Trabalho de Conclusão de Curso(Graduação)-- Universidade
Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2022.

"Orientação: Alessandro Gonçalves Girardi".

1. Processamento de Sinais. 2. IPS. 3. DOA. 4. MUSIC. I.
Título.

VINÍCIUS RODRIGUES VIEIRA

ESPECIFICAÇÃO DE UM SISTEMA DE POSICIONAMENTO EM AMBIENTE FECHADO ATRAVÉS DO MÉTODO DA DIREÇÃO DE CHEGADA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 10 de março de 2022.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Alessandro Gonçalves Girardi

Orientador

UNIPAMPA

Prof. Me. Fabiano Tondello Castoldi

UNIPAMPA

Prof. Dr. Lucas Compassi Severo

UNIPAMPA



Assinado eletronicamente por **ALESSANDRO GONCALVES GIRARDI, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 10/03/2022, às 12:11, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **LUCAS COMPASSI SEVERO, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 10/03/2022, às 12:11, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **FABIANO TONDELLO CASTOLDI, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 10/03/2022, às 12:11, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0749635** e o código CRC **7400170E**.

Universidade Federal do Pampa, Campus Alegrete
Av. Tiarajú, 810 – Bairro: Ibirapuitã – Alegrete – RS CEP: 97.546-550

Telefone: (55) 3422-8400

Dedico este trabalho ao meu pai, Fernando da Silva Vieira, minha mãe, Carmen Helena Rodrigues Vieira, e minha namorada, Pamela dos Santos Fagundes.

RESUMO

A necessidade de métodos precisos de estimativa de localização em ambiente fechado (*indoor*) é evidente, seja para localização de funcionários em uma indústria ou, até mesmo, visitantes em um museu ou *shopping*. Alguns dos fatores que potencializam isso são as necessidades da Indústria 4.0 e a utilização massiva da internet das coisas (IoT). No caso da área industrial, é essencial para otimização do fluxo de trabalho dos operários, através do monitoramento da movimentação dos mesmos. Em museus e *shoppings*, é interessante saber onde o usuário está para fornecer textos explicativos, via *smartphone*, sobre a arte exposta ou anúncios de lojas próximas, respectivamente. No entanto, tecnologias comumente utilizadas, como o sistema global de navegação por satélite (GNSS), apresentam baixa precisão para localização *indoor*, devido à falta de linha de visão entre os satélites e o usuário no interior do ambiente. Dessa forma, amplificaram-se pesquisas com o intuito da otimização de métodos já existentes que possibilitem alta precisão em ambiente *indoor*. O presente trabalho tem como intuito uma análise das tecnologias existentes, métodos e algoritmos, do estado da arte, para estimativa de posicionamento *indoor*. Dessa forma, foram definidas especificações para o projeto de um sistema para localização *indoor* utilizando o método de direção de chegada do sinal (DOA) e o classificador de múltiplos sinais (MUSIC), que consiste em um método de subespaço do sinal para a estimativa do DOA. Além disso, será utilizado um arranjo linear uniforme (ULA) de quatro elementos no receptor e um transmissor acoplado ao corpo do indivíduo que será localizado. O sistema completo é composto por 2 receptores e 1 transmissor.

Palavras-chave: Processamento de Sinais. IPS. DOA. MUSIC.

ABSTRACT

The need for accurate methods of indoor positioning system (IPS) is evident, whether for locating employees in an industry or even visitors in a museum or shopping mall. Some of the factors that boost this are the needs of the Industry 4.0 and the massive use on the Internet of Things (IoT). In the case of the industrial area, it is essential to optimize the workers' work flow, by monitoring their movement. In museums and shopping malls, it is interesting to know where the user is to provide explanatory texts, via smartphone, about the exhibited art or advertisements for nearby stores, respectively. However, commonly used technologies, like the Global Navigation Satellite System (GNSS), present low accuracy for indoor positioning, due to a gap on the line of sight between the satellites and the users inside the environment. Thus, researches was expanded with the aim of optimizing existing methods that provides high accuracy at indoor environment. The current work aims at an analysis of the existing technologies, methods and algorithms, of the state-of-the-art, for indoor positioning estimation. Thus, we defined specifications for the project of a system for indoor localization using the Direction of Arrival (DOA) method and the Multiple Signal Classifier (MUSIC), that consists into a method of the signal subspace for DOA estimative. In addition, a linear uniform array (ULA) of four elements will be used on the receiver and a transmitter coupled to the individual that is to be located. The complete system is composed of 2 receivers and 1 transmitter.

Keywords: Signal processing, IPS, DOA, MUSIC.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Trilateração via GNSS	13
Figura 2	Exemplo de localização <i>indoor</i>	15
Figura 3	Parâmetros de localização.....	16
Figura 4	Trilateração, usado no método RSS, em ambiente 2D.	18
Figura 5	Método DOA.	20
Figura 6	Algoritmos de Estimativa de Ângulos.	24
Figura 7	Sistema geral.....	27
Figura 8	Arquitetura geral do sistema proposto para o circuito da âncora.	28
Figura 9	Dimensões da sala e âncoras posicionadas.....	29
Figura 10	Relação transmissor-âncora.	30
Figura 11	Resultado da triangulação das âncoras 1 e 2 com ângulos de 5° e 25°, respectivamente, com erro de 2° na predição.	32
Figura 12	Resultado da triangulação das âncoras 1 e 2 com ângulos de 50° e 80°, respectivamente, com erro de 3° na predição.	32
Figura 13	Resultado da triangulação das âncoras 1 e 2 com ângulos de 75° e 105°, respectivamente, com erro de 3° na predição.	33
Figura 14	Resultado da triangulação das âncoras 1 e 2 com ângulos de 45° e 135°, respectivamente, com erro de 6° na predição.	33
Figura 15	Erro de predição do ângulo de 5° em função do número de bits.....	34
Figura 16	Erro de predição do ângulo de 25° em função do número de bits.....	35
Figura 17	Erro de predição do ângulo de 50° em função do número de bits.....	35
Figura 18	Erro de predição do ângulo de 80° em função do número de bits.....	35
Figura 19	Erro de predição do ângulo de 75° em função do número de bits.....	36
Figura 20	Erro de predição do ângulo de 105° em função do número de bits.....	36
Figura 21	Erro de predição do ângulo de 45° em função do número de bits.....	37
Figura 22	Erro de predição do ângulo de 135° em função do número de bits.....	37
Figura 23	Erro de predição dos ângulos de 5° a 175° variando o número de bits.	37
Figura 24	Erro de predição dos ângulos de 5° a 175° variando o ruído.	38
Figura 25	Erro de predição dos ângulos com sinal recebido pelas antenas com a adição de ruído branco com $-4.4dB$ de SNR.....	39
Figura 26	Atuação do sistema de navegação na correção do erro de estimativa de posição.	39

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 Pseudocódigo DOA MUSIC.....	26
--------------------------------------	----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AOA	<i>Angle of Arrival</i>
ADOA	<i>Angle Difference of Arrival</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BP	<i>Back Propagation</i>
CSI	<i>Channel State Information</i>
DOA	<i>Direction of Arrival</i>
DS	<i>Delay-and-Sum</i>
ESPRIT	<i>Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariant Techniques</i>
U-ESPRIT	<i>Unitary Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariant Techniques</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
FT	<i>Fourier Transform</i>
FTM	<i>Fine Time Measurement</i>
GNSS	<i>Global Navigation Satellite System</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
IMU	<i>Inertial Measurement Unit</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
LoS	<i>Line of Sight</i>
LSSVR	<i>Least Square Support Vector Regression</i>
MUSIC	<i>Multiple Signal Classifier</i>
MVDR	<i>Minimum Variance Distortionless Response</i>
NLoS	<i>Non Line of Sight</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PDOA	<i>Phase Difference of Arrival</i>
POA	<i>Phase of Arrival</i>

Root-MUSIC	<i>Root Multiple Signal Classifier</i>
RSRP	<i>Reference Signal Received Power</i>
RSRQ	<i>Reference Signal Received Quality</i>
RSS	<i>Received Signal Strength</i>
RSSI	<i>Received Signal Strength Indication</i>
RTOF	<i>Round Trip Time of Flight</i>
RTT	<i>Round Trip Time</i>
RX	Receptor
SNR	<i>Signal-to-noise ratio</i>
TDOA	<i>Time Difference of Arrival</i>
TOA	<i>Time of Arrival</i>
TOF	<i>Time of Flight</i>
TX	Transmissor
UWB	<i>Ultra Wideband</i>
ULA	<i>Uniform Linear Array</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
2 MÉTODOS DE POSICIONAMENTO EM AMBIENTES FECHADOS	15
2.1 Parâmetros de localização	16
2.1.1 Baseado em distância	16
2.1.2 Baseado na direção	17
2.1.3 Baseado no sinal	17
2.1.4 Baseado no tempo	18
3 METODOLOGIA PELO CÁLCULO DA DIREÇÃO DE CHEGADA (DOA)...	19
3.1 Modelo do sinal	20
3.1.1 Representação Matricial para o arranjo de dados	22
3.1.2 Autoestrutura da matriz de covariância espacial.....	23
3.2 Algoritmos de estimativa de ângulos	24
3.2.1 Classificador de múltiplos sinais (MUSIC)	25
4 ESPECIFICAÇÃO DA ARQUITETURA DE UM SISTEMA DE POSICIONAMENTO INDOOR	27
5 TRIANGULAÇÃO	29
5.1 Simulações do cálculo de posicionamento	31
5.1.1 Situações cujo erro do ângulo de chegada do sinal deve ser inferior a 2 graus	31
5.1.2 Situações cujo erro do ângulo de chegada do sinal deve ser inferior a 3 graus	31
5.1.3 Situações cujo erro do ângulo de chegada do sinal deve ser inferior a 6 graus	33
6 ANÁLISE DO ERRO DE PREDIÇÃO DO ÂNGULO EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE BITS DO SINAL DIGITALIZADO	34
6.1 Influência do ruído no sinal de entrada	38
6.2 Atuação do sistema de navegação na redução do erro	38
7 CONSIDERAÇÕES FINAIS	40
7.1 Trabalhos futuros	40
REFERÊNCIAS	41

1 INTRODUÇÃO

A busca por orientação sempre foi um anseio do ser humano. Hoje, com o avanço tecnológico, não é mais preciso a utilização de meios naturais ou até mesmo a bússola, já que através do sistema global de navegação por satélite (GNSS) é possível ter uma estimativa de localização altamente precisa.

Através de um cálculo chamado de ‘trilateração’ é possível estimar a posição de dispositivos distribuídos ao longo do globo. Para o cálculo de latitude e longitude é necessário ser avistado por apenas três satélites. Já para ter uma estimativa de altitude, no mínimo quatro satélites, como pode ser visto na Fig. 1.

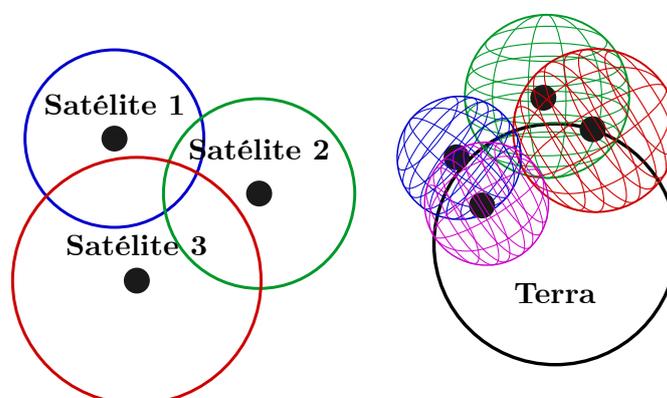


Figura 1 – Trilateração via GNSS. Fonte: Adaptado de Stroski (2018).

No entanto, para a localização *indoor*, o GNSS apresenta baixa precisão (NAWAWI et al., 2019), já que em ambientes fechados o sinal de GNSS apresenta perda de intensidade do sinal e linha de visão. Dessa forma, tecnologias *outdoor* não são adequadas para essa aplicação (XIONG; JAMIESON, 2013).

Técnicas utilizando unidade de medição inercial, rádiofrequência, infravermelho e ultrassom são empregadas para conseguir uma precisão superior, visto que podem ser empregadas mais facilmente em lugares fechados (RENAUDIN et al., 2019).

A unidade de medição inercial (IMU), módulo composto por acelerômetro, giroscópio e magnetômetro, pode ser usada para a detecção de passos, direção de movimento e velocidade angular (GEOK et al., 2021). Com isso em vista, é possível saber se o indivíduo está em movimento, qual a velocidade e para onde o mesmo está se movimentando.

No entanto, o IMU, diferente dos outros métodos, pode sofrer interferência eletromagnética e a condição chamada de *drift*. O *drift* ocorre quando através da integração dos dados do giroscópio é acumulado um erro, sucessivamente, causando a detecção de uma suave rotação que não está ocorrendo. Uma maneira de mitigar este erro é através da

fusão com os dados do magnetômetro.

Já no campo da radiofrequência, pode ser utilizado a intensidade do sinal recebido (RSS) via Wi-Fi e também banda ultralarga (UWB) para o cálculo de ângulo, tempo, direção de chegada e distância entre transmissor-receptor.

Entretanto, em ambientes fechados existem problemas que podem ocasionar perda de precisão, sendo alguns dos principais: multipercurso, atenuação, sombreamento e reflexão (GEOK et al., 2021; LIU et al., 2019).

Logo, além de tecnologias específicas, muitas vezes também é necessária a fusão de dados, fornecendo assim, maior confiabilidade aos dispositivos quando estão trabalhando em conjunto. A fusão de dados consiste em utilizar os benefícios de cada método, usando um como referência para o outro, de modo a efetuar comparações via algoritmo, detectando assim, quando um dos métodos está entregando dados pouco confiáveis, seja pela falta da linha de visão, como o tempo de chegada do sinal (TOA), ou pela perda de intensidade do sinal devido a obstruções ou interferências eletromagnéticas, como o RSS via Wi-Fi.

Alguns métodos utilizados na fusão de dados são baseados em inteligência artificial e redes neurais. É o caso de Ge, Jiang e Zhang (2019), que efetuam a fusão de dados obtidos via RSS e TOA com o auxílio de uma rede neural de retropropagação do erro (BP). Já Zhang et al. (2019) utilizam o método de máquinas de vetores de suporte de mínimos quadrados (LSSVR) para a fusão de dados do TOA e RSS.

O objetivo deste trabalho é definir técnicas para o desenvolvimento de uma proposta de sistema para localização *indoor*, reduzindo custos e obtendo uma precisão maior ou igual às já existentes. Além disso, especificar a arquitetura do sistema através do número mínimo de bits para o sinal digitalizado, ruído máximo para o número de bits definido e a influência do algoritmo de navegação na posição estimada.

O sistema consiste em dois receptores e um transmissor, e tem como objetivo a aplicação industrial, de modo que cada funcionário tenha um transmissor acoplado, no seu protetor auricular ou cinto, e receptores posicionados ao longo da indústria. Logo, através dos dados de posição do funcionário durante sua jornada de trabalho, é possível verificar quanto tempo o mesmo leva se deslocando e, entre quais áreas se locomove. Dessa forma, torna-se possível otimizar os espaços dentro da indústria, de maneira a reduzir o tempo de deslocamento durante o período de trabalho, aumentando a produtividade e, conseqüentemente, o lucro.

2 MÉTODOS DE POSICIONAMENTO EM AMBIENTES FECHADOS

A crescente necessidade de tecnologias e métodos para a localização em ambiente fechado (*indoor*) intensificou pesquisas na área de internet das coisas (IoT). *Shoppings*, museus, casas inteligentes, fábricas, depósitos, hospitais e estacionamentos, apresentam a necessidade de tecnologias para localização interna (GEOK et al., 2021).

No entanto, ambientes fechados necessitam de uma solução de baixo custo, fácil instalação e integração a sistemas já existentes, se necessário. É o caso das indústrias.

Um sistema de localização *indoor* consiste em, no mínimo, dois receptores (âncoras) e um transmissor (nó), no caso de sistemas, para ambiente 2D, que utilizem, por exemplo, o DOA. Isso ocorre porque através de duas âncoras é possível estimar o DOA para um ambiente bidimensional. No entanto, para utilização com o RSS, por exemplo, é necessário três âncoras, já que esse é o número mínimo para efetuar trilateração em ambiente 2D.

A localização *indoor*, diferentemente da *outdoor*, sofre muito mais com fenômenos como multipercurso, atenuação, sombreamento e reflexão, devido a interferências no sinal e obstáculos, já que grande parte dos métodos são baseados na transmissão e recepção de ondas eletromagnéticas.

Dessa forma, existe um grande escopo de tecnologias e métodos que podem ser aplicados em conjunto para melhorar a precisão de posicionamento indoor, já que, dependendo da área do ambiente, espera-se uma precisão na ordem de 1 metro.

Um exemplo de localização *indoor* utilizando um nó e diversas âncoras pode ser visto na Fig. 2. O número elevado de âncoras é para dar redundância no cálculo, já que através da formação de diversos conjuntos de âncoras é possível aumentar a precisão via comparação dos dados estimados em conjuntos diferentes. Além disso, o posicionamento das âncoras pode afetar o cálculo, já que o ideal é que o nó tenha visada de 3 âncoras em todos os pontos do ambiente.

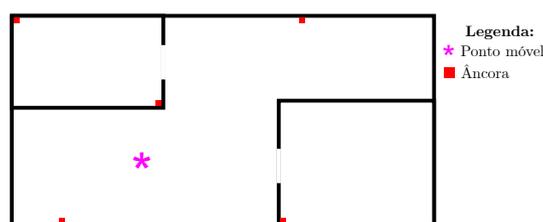


Figura 2 – Exemplo de localização *indoor*.

2.1 Parâmetros de localização

Os parâmetros de localização podem ser separados em dois grandes grupos: baseado em distância e baseado na direção. Os ‘baseados em distância’ podem ser subdivididos em baseado no sinal e baseado no tempo, como pode ser visto na Fig. 3.

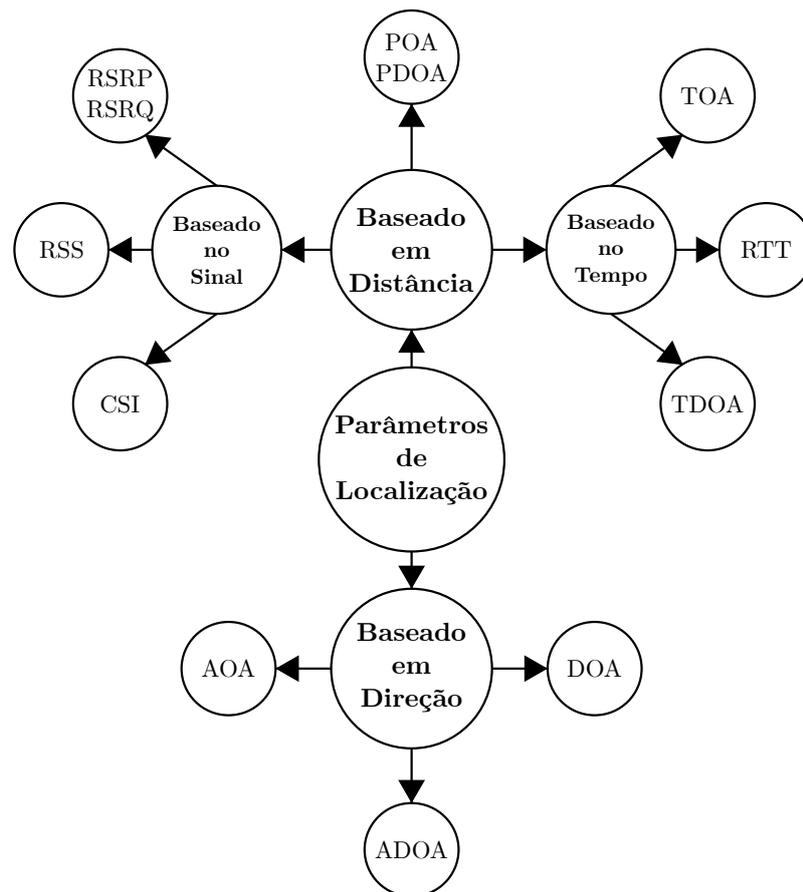


Figura 3 – Parâmetros de localização. Fonte: Adaptado de Geok et al. (2021).

2.1.1 Baseado em distância

No caso dos parâmetros de localização baseados em distância, temos: fase de chegada (POA) e diferença da fase de chegada (PDOA). Essas duas técnicas calculam a distância através da medição da fase da portadora do sinal (ZAFARI; GKELIAS; LEUNG, 2019). No entanto, para obter uma melhor precisão, a técnica de POA necessita de linha de visão (LoS) entre o transmissor e o receptor (GEOK et al., 2021), já que em ambientes com obstáculos pode ocorrer uma perda de energia da onda e até mesmo reflexão do sinal.

2.1.2 Baseado na direção

Já para os parâmetros baseados na direção, três das principais técnicas aplicadas são: ângulo de chegada (AOA), diferença do ângulo de chegada (ADOA) e direção de chegada (DOA).

Para o método envolvendo ângulos, um mínimo de dois arranjos de antenas é necessário para um ambiente 2D e três arranjos para um ambiente 3D (ZAFARI; GKELIAS; LEUNG, 2019). O uso de arranjo de antenas acontece devido à necessidade de comparação do sinal recebido entre os elementos presentes no arranjo, definindo assim, a defasagem entre cada elemento e, conseqüentemente, o ângulo. Através disso, é calculada, via triangulação, a posição do objeto desejado. Este cálculo é efetuado com base na variação de tempo ou de fase entre os sinais capturados (GEOK et al., 2021). DOA será abordado mais detalhadamente no capítulo 3.

2.1.3 Baseado no sinal

Para os parâmetros baseados no sinal, as principais técnicas aplicadas são: potência do sinal de referência recebido (RSRP), qualidade do sinal de referência recebido (RSRQ), intensidade do sinal recebido (RSS) e estado do canal de informação (CSI). A computação do RSRP é baseada no RSS. Já o RSRQ é obtido via RSS e RSRP. Ambos, RSRP e RSRQ, são dados das camadas físicas da tecnologia 4G de celulares (GEOK et al., 2021).

Já o RSS é mais simples de ser obtido, visto que é calculado através da potência do sinal entre transmissor (TX) e receptor (RX), medida em decibel miliwatt (dBm) (ZAFARI; GKELIAS; LEUNG, 2019). Além disso, é importante perceber que o raio da circunferência, mostrado na Fig. 4, é dado pela relação entre a potência do sinal, em dBm, e a distância, em metros (m).

O método CSI apresenta maior confiabilidade do que o RSS, já que utiliza muito mais dados para seu cálculo. Este é a resposta em frequência do canal de cada subportadora no sistema de multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM), dentro de um certo campo de frequência, ou seja, o método baseado no CSI usa a informação do estado do canal da camada física de um *link* de comunicação (GEOK et al., 2021).

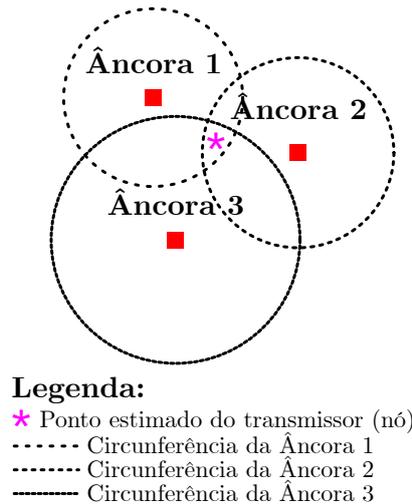


Figura 4 – Trilateração, usado no método RSS, em ambiente 2D.

2.1.4 Baseado no tempo

Nos parâmetros de localização baseados no tempo, as principais tecnologias utilizadas são: tempo de chegada (TOA), diferença do tempo de chegada (TDOA) e tempo de ida e volta (RTT).

Para o cálculo do TOA é necessário que seja enviada uma informação de tempo. Dessa forma, sabendo a velocidade que a onda se propaga, é possível obter a distância até o objeto. No entanto, para obter uma alta precisão é necessário visada (GEOK et al., 2021), já que a onda pode ser refletida ou ter seu coeficiente de propagação alterado naquele instante em que está atravessando o obstáculo.

Já para a TDOA é necessário enviar uma informação de tempo e calcular a variação de tempo entre o mesmo pacote de informação recebido por duas âncoras distintas. Este método precisa de, no mínimo, três âncoras com posição conhecida para o cálculo da localização do objeto (GEOK et al., 2021).

Para finalizar, o RTT de um sinal é baseado na medida fina de tempo (FTM) entre um nó e uma âncora, já que estima a distância pela hora da transmissão da mensagem FTM e a resposta reconhecida. Além disso, RTT não precisa de sincronização de tempo entre as âncoras, possibilitando assim, menor complexabilidade em relação ao TOA (GEOK et al., 2021).

Entre os métodos estudados, o que possui maior expectativa de produzir bons resultados é o DOA, já que para aplicação industrial é necessária maior robustez contra ruídos. Desta forma, o método será abordado com mais detalhes no capítulo seguinte.

3 METODOLOGIA PELO CÁLCULO DA DIREÇÃO DE CHEGADA (DOA)

Durante os últimos anos, problemas de estimativa envolvendo DOA vem recebendo muita atenção, devido à capacidade dos algoritmos de lidar com multipercursos. Em geral, muitas técnicas são baseadas no uso de um arranjo linear uniforme (ULA) de sensores. Essas técnicas são utilizadas em múltiplas aplicações, como sonar, radar, rádio, medicina, telecomunicações, astronomia e operações de defesa estratégica (militar) (BAI; PENG; BISWAS, 2008).

Além disso, seu uso também é muito comum em antenas inteligentes, conhecidas como arranjos de sensores de processamento de sinais adaptativos, já que, atualmente, são muito utilizadas em dispositivos móveis devido à sua capacidade em localizar usuários em movimento (HAKAM; SHUBAIR; SALAHAT, 2013).

Segundo Hakam, Shubair e Salahat (2013), antenas inteligentes constantemente introduzem uma solução para melhorar a performance dos sistemas de celulares utilizados, visto que os arranjos de sensores de processamento de sinais adaptativos fornecem robustez contra canais com ruído e diminuem a interferência colateral.

Grenier, Elahian e Blanchard-Lapierre (2016) também pontuam que em sistemas de processamento de espaço-tempo, características dos canais como DOA e TDOA são requeridas para melhorar a recepção do sinal transmitido.

Essa capacidade é benéfica em cenários de multipercursos, onde múltiplos sinais refletidos são combinados em um sinal direto. Estimando a direção e o tempo de chegada é possível dar pesos diferentes aos sinais recebidos de caminhos diferentes (sinal direto e múltiplos sinais refletidos), de modo a identificar o sinal mais forte (GRENIER; ELAHIAN; BLANCHARD-LAPIERRE, 2016).

As medições via DOA são baseadas no ângulo do sinal recebido pelo receptor, como pode ser visto na Fig. 5. Aproximações baseadas em DOA são mais simples que técnicas baseadas no tempo, já que apenas dois ângulos são necessários para estimar a posição em um ambiente bidimensional (BRÁS et al., 2012; SAEED et al., 2019; GEOK et al., 2021). No entanto, obter posições baseadas em DOA pode se tornar complicado, especialmente em condições sem visada (NLoS), ou seja, em ambientes que apresentam obstáculos (SAEED et al., 2019), já que o sinal pode sofrer reflexão, apresentando assim, certa dificuldade na interpretação correta do ângulo.

Uma das principais vantagens do DOA é que não é necessário sincronização de tempo entre as unidades, já que a análise é feita entre a diferença de fase dos sinais re-

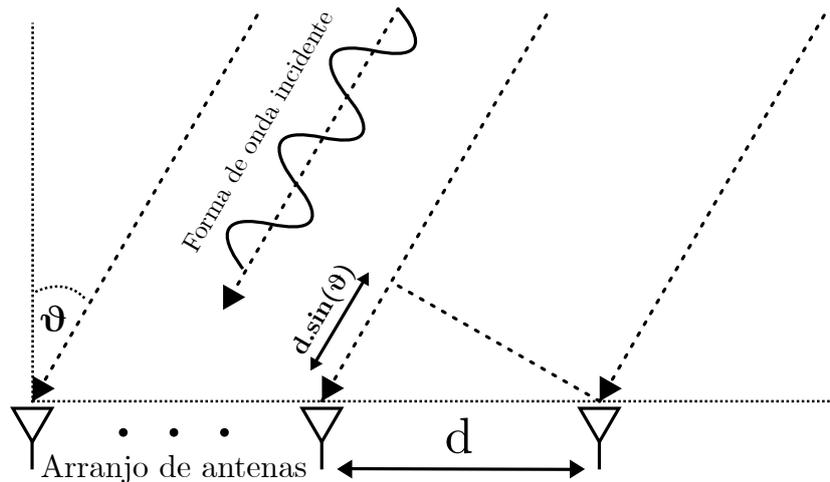


Figura 5 – Método DOA. Fonte: Adaptado de Zafari, Gkelias e Leung (2019).

cebidos em cada elemento da antena. No entanto, uma das desvantagens é a necessidade de circuitos complexos, além da diminuição de precisão a medida que o transmissor se afasta dos receptores (BRÁS et al., 2012). Entretanto, sistemas baseados em DOA podem ser melhorados através da integração com diferentes técnicas de medição como: RSS, TDOA, RTOF e TOF (GEOK et al., 2021).

Enfim, técnicas que utilizam DOA podem ser classificadas em duas categorias baseada em sua aplicações:

- *Online* DOA: Essas técnicas tem complexidade inferior e são usadas em aplicações que exigem localização em tempo real. No método *online* os ângulos são determinados pelo sinal recebido através do uso de relações geométricas (triangulação) entre a posição das âncoras (receptores) e a do nó (transmissor), obtendo, assim, a localização do nó (SAEED et al., 2019).
- *Offline* DOA. Essas técnicas tem alta complexidade e podem apenas ser usadas para aplicações *offline*. Logo, é similar a técnica de *fingerprinting*, onde as medições de DOA são calculadas diversas vezes e uma média dos valores é designada como o *fingerprint*. Logo, a fonte localiza ela mesma através da triangulação dos *fingerprints* (SAEED et al., 2019).

3.1 Modelo do sinal

Considere a utilização de um arranjo linear uniforme (ULA) com M sensores numerados $0, 1, 2, \dots, M - 1$ e uniformemente espaçados em d metros. Nos elementos da

ULA, o mesmo sinal de campo distante está direcionando em tempo diferente, como pode ser definido por:

$$s(t) = \text{Re}\{s_z(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (1)$$

onde s_z é o z -ésimo sinal fonte de banda estreita com o DOA a ser estimado e sua largura de banda $B \ll f_c$, onde f_c é a frequência da portadora. Dessa forma, podemos dizer que o atraso de tempo de chegada pode ser calculado de forma direta como (GENTILHO; SCALASSARA; ABRÃO, 2020):

$$\Delta t_k = \frac{kd}{c} \sin \vartheta \quad (2)$$

onde $c = \lambda f_c$ é a velocidade de propagação da onda, λ é o comprimento de onda e d a distância entre os elementos da antena. Essa distância tem de ser $d \geq \frac{\lambda}{2}$ [m] para evitar ambiguidade (GENTILHO; SCALASSARA; ABRÃO, 2020). Dessa forma, o sinal recebido pelo k -ésimo elemento da antena é dado por:

$$x_k(t) = \text{Re}\{s_z(t - \Delta t_k)e^{j2\pi f_c (t - \Delta t_k)}\} \quad (3)$$

Levando em consideração que o sinal recebido no k -ésimo elemento é convertido para a banda base, o sinal de banda base recebido é:

$$x_k(t) = s_z(t - \Delta t_k)e^{-j2\pi f_c \Delta t_k} \quad (4)$$

O sinal de banda base recebido é amostrado com um período de amostragem de T segundos

$$x_k(nT) = s_z(nT - \Delta t_k)e^{-j2\pi f_c \Delta t_k} \quad (5)$$

Logo, sabendo que nos sistemas digitais de comunicação *wireless* o período do símbolo T é muito maior que o atraso de propagação entre os elementos da antena:

$$T \gg \Delta t_k, \quad k = 0, 1, 2, \dots, M - 1 \quad (6)$$

Isso permite que a seguinte aproximação seja feita (GENTILHO; SCALASSARA; ABRÃO, 2020):

$$x_k(nT) \approx s_z(nT)e^{-j2\pi f_c \Delta t_k} \quad (7)$$

Uma notação de tempo discreto com índice de tempo n é agora introduzida. Logo, a eq. 7 pode ser reescrita como:

$$x_k[n] \approx s_z[n] e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} k d \sin \vartheta} = s_z[n] a_k(\vartheta) \quad (8)$$

onde $a_k(\vartheta) = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} k d \sin(\vartheta)}$, para $k = 0, 1, 2, \dots, M-1$

Supondo que tem γ DOA de sinais distantes para serem estimadas, o n -ésimo simbolo do z -ésimo sinal é escrito como $s_z[n]$ para $z = 0, 1, 2, \dots, \gamma-1$. Então, o sinal de banda base no k -ésimo elemento da antena pode ser representado como:

$$x_k[n] \approx \sum_{z=0}^{\gamma-1} s_z[n] a(\vartheta_z). \quad (9)$$

3.1.1 Representação Matricial para o arranjo de dados

Considerando os elementos da antena $k = 0, 1, 2, \dots, M-1$, a eq. 9 pode ser reescrita em uma forma matricial:

$$\mathbf{x}_n = [\mathbf{a}(\vartheta_0) \ \mathbf{a}(\vartheta_1) \ \dots \ \mathbf{a}(\vartheta_{\gamma-1})] \mathbf{s}_n + \mathbf{n}_n = \mathbf{A} \mathbf{s}_n + \mathbf{n}_n \quad (10)$$

onde \mathbf{x}_n é o vetor do sinal amostrado M -dimensional, \mathbf{A} é a matriz $M \times \gamma$ do arranjo, \mathbf{s}_n é o vetor do sinal recebido e $n_k[n]$ é o ruído aditivo considerado em cada elemento (GENTILHO; SCALASSARA; ABRÃO, 2020). Podemos notar que a matriz \mathbf{A} é formada pelos vetores coluna $\mathbf{a}(\vartheta_z)$, ou seja, o vetor de direção dos sinais $s_z(t)$ é definido por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\vartheta_0) & \dots & \mathbf{a}(\vartheta_z) & \dots & \mathbf{a}(\vartheta_{\gamma-1}) \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$\text{com } \mathbf{a}(\vartheta_z) = \begin{bmatrix} a_0(\vartheta_z) \\ \vdots \\ a_{M-1}(\vartheta_z) \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Logo, assumindo que o DOA dos γ sinais são diferentes, então os vetores formam um conjunto linearmente independente. O vetor \mathbf{n}_n representa o ruído térmico não correlacionado agregado aos M elementos da matriz da antena e os vetores de direção são uma função do DOA dos γ sinais fonte. Os ângulos podem ser calculados se os vetores de

direção são conhecidos ou se uma base para o subespaço abrangido por esse vetor pode ser determinada (GENTILHO; SCALASSARA; ABRÃO, 2020).

3.1.2 Autoestrutura da matriz de covariância espacial

Com os vetores \mathbf{s}_n e \mathbf{n}_n sendo considerados não correlacionados e \mathbf{n}_n amostras de ruído gaussiano branco aditivo (AWGN) com média zero e matriz de covariância $\sigma^2 \mathbf{I}$ (GENTILHO; SCALASSARA; ABRÃO, 2020). Podemos definir a matriz de correlação espacial como:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R} &= \mathbb{E}[\mathbf{x}_n \mathbf{x}_n^H] \\
 &= \mathbb{E}[(\mathbf{A}\mathbf{s}_n + \mathbf{n}_n)(\mathbf{A}\mathbf{s}_n + \mathbf{n}_n)^H] \\
 &= \mathbf{A}\mathbb{E}[\mathbf{s}_n \mathbf{s}_n^H] \mathbf{A}^H + \mathbb{E}[\mathbf{n}_n \mathbf{n}_n^H] \\
 &= \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{M \times M}
 \end{aligned} \tag{13}$$

Sendo \mathbb{E} o valor esperado e, sabendo que \mathbf{R} é Hermitiana, ela pode ser decomposta unitariamente com autovalores reais. Examinando seus autovetores e assumindo que M é grande o suficiente, ou seja, $M > \gamma$, qualquer vetor, \mathbf{q}_n , que é ortogonal as colunas de \mathbf{A} , é também um autovetor de \mathbf{R} (GENTILHO; SCALASSARA; ABRÃO, 2020). Logo, pode ser mostrado manipulando a equação característica:

$$\mathbf{R}\mathbf{q}_n = (\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I})\mathbf{q}_n = \mathbf{0} + \sigma^2 \mathbf{I}\mathbf{q}_n = \sigma^2 \mathbf{q}_n. \tag{14}$$

O autovalor correspondente para \mathbf{q}_s é igual a σ^2 . \mathbf{A} , de dimensão $M \times \gamma$, terá $M - \gamma$ vetores linearmente independentes com todos autovalores iguais à σ^2 . O espaço medido pelos $M - \gamma$ autovetores é chamado de subespaço de ruído (GENTILHO; SCALASSARA; ABRÃO, 2020). Se \mathbf{q}_s é um autovetor de $\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H$, então,

$$\mathbf{R}\mathbf{q}_s = (\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I})\mathbf{q}_s = \sigma_s^2 \mathbf{q}_s + \sigma^2 \mathbf{I}\mathbf{q}_s = (\sigma_s^2 + \sigma^2) \mathbf{q}_s. \tag{15}$$

Note que \mathbf{q}_s também é um autovetor de \mathbf{R} com autovalor $(\sigma_s^2 + \sigma^2)$, onde σ_s^2 é o autovalor de $\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H$. $\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H \mathbf{q}_s$ é uma combinação linear de colunas de \mathbf{A} , logo o autovetor \mathbf{q}_s encontra-se no espaço-coluna de \mathbf{A} . Esses são os γ autovetores linearmente independentes de \mathbf{R} . Logo, o espaço medido por esses γ vetores é o subespaço do sinal. O subespaço do sinal e do ruído são ortogonais entre si (GENTILHO; SCALASSARA; ABRÃO, 2020).

Enfim, a autodecomposição de \mathbf{R} pode ser escrita como

$$\mathbf{R} = \mathbf{Q}\mathbf{D}\mathbf{Q}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_s & \mathbf{Q}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sigma^2\mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_s & \mathbf{Q}_n \end{bmatrix}^H \quad (16)$$

A matriz \mathbf{Q} é particionada em uma matriz \mathbf{Q}_s de dimensão $M \times \gamma$ cujas colunas são compostas por γ autovetores correspondentes ao subespaço do sinal, e uma matriz \mathbf{Q}_n com dimensão $M \times (M - \gamma)$ cujas colunas correspondem aos autovetores do ruído. A matriz \mathbf{D} é uma matriz diagonal cujos elementos na diagonal são os autovalores de \mathbf{R} e é particionada em uma matriz diagonal \mathbf{D}_s de dimensão $\gamma \times \gamma$ cujos elementos são os autovalores do sinal e uma matriz identidade escalada, $\sigma^2\mathbf{I}$, de dimensão $(M - \gamma) \times (M - \gamma)$ cuja diagonal é composta por $(M - \gamma)$ autovalores do ruído (GENTILHO; SCALASSARA; ABRÃO, 2020).

3.2 Algoritmos de estimativa de ângulos

Podemos classificar os algoritmos de estimativa de ângulo em três grandes grupos: técnicas de busca extrema, técnicas de deslocamento matricial e técnicas de enraizamento polinomial. Além desses três grupos, ainda existem os algoritmos baseados em transformada de Fourier. Isto pode ser visto na Fig. 6.

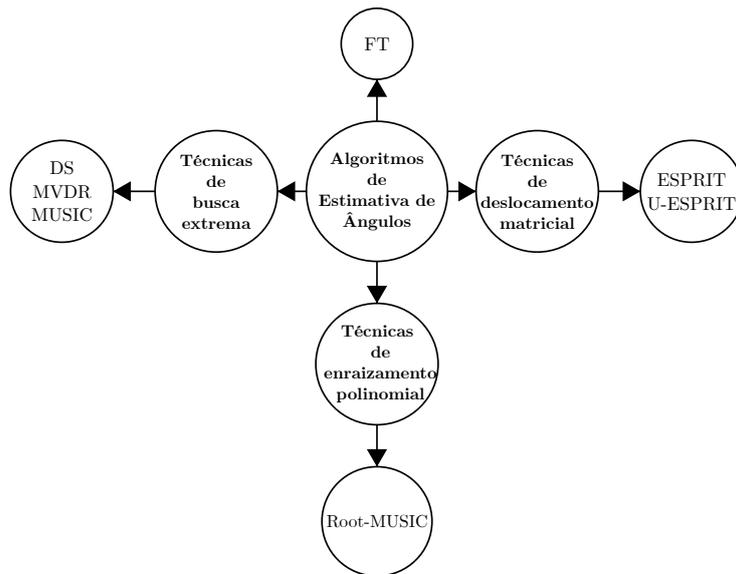


Figura 6 – Algoritmos de Estimativa de Ângulos.

As técnicas de deslocamento matricial são: *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariant Techniques* (ESPRIT) e *Unitary-ESPRIT* (U-ESPRIT).

Já as técnicas de busca extrema são: *Delay-and-Sum* (DS), *Minimum Variance Distortionless Response* (MVDR) e *Multiple Signal Classifier* (MUSIC)

Para finalizar, nas técnicas de enraizamento polinomial temos o *Root-MUSIC*.

No presente trabalho, a técnica escolhida para utilização foi o MUSIC, já que apresenta uma alta resolução. No entanto, existe um *trade-off*, visto que essa alta resolução implica em maior complexidade do algoritmo.

3.2.1 Classificador de múltiplos sinais (MUSIC)

O algoritmo MUSIC foi proposto para estimar a DOA de sinais não correlacionados ou parcialmente correlacionados (GRENIER; ELAHIAN; BLANCHARD-LAPIERRE, 2016). Segundo Vikas e D.Vakula (2017), MUSIC é um método de estimativa de DOA através do subespaço do sinal, já que a autoestrutura da matriz de autocorrelação do sinal recebido é utilizada para encontrar o subespaço do sinal e do ruído, como pode ser visto na seção 3.1.2. Além disso, os vetores de direção correspondente ao sinal incidente estão no subespaço do sinal, sendo, assim, ortogonais ao subespaço do ruído (GENTILHO; SCALASSARA; ABRÃO, 2020).

Uma maneira de estimar o DOA de múltiplas fontes de sinais é procurar através de todos os grupos de possíveis vetores de direção e encontrar os que são ortogonais ao subespaço do ruído, estratégia esta implementada no MUSIC. Logo, se $\mathbf{a}(\vartheta)$ é o vetor de direção correspondente a um dos sinais chegando, então $\mathbf{a}(\vartheta)^H \mathbf{Q}_n = 0$, onde \mathbf{Q}_n é a matriz do subespaço do ruído (GENTILHO; SCALASSARA; ABRÃO, 2020). Entretanto a função

$$P_{MUSIC}(\vartheta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{a}(\vartheta)} \quad (17)$$

implica em um valor muito grande quando ϑ é igual ao DOA relacionado a um dos sinais. $P_{MUSIC}(\vartheta)$ é conhecida como um pseudo "espectro" providenciado pelo algoritmo MUSIC.

Em termos de implementação, MUSIC primeiro estima uma base para o subespaço do ruído, \mathbf{Q}_n , e depois determina os picos γ na Eq. 17. Os ângulos associados providenciam a estimativa do DOA (GENTILHO; SCALASSARA; ABRÃO, 2020). Um pseudocódigo para o processo do DOA pode ser visto na Tabela 1, onde M é o número de âncoras, γ o número de transmissores, S o número de amostras e P o número de passos de escaneamento de $\vartheta \in \{0^\circ : 180^\circ\}$.

Tabela 1 – Pseudocódigo DOA MUSIC

$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{S} \sum_{n=0}^{S-1} \mathbf{x}_n \mathbf{x}_n^H$	▷ Matriz de autocorrelação - $SM^2 + M^2$
$\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{Q} \mathbf{D} \mathbf{Q}^H$	▷ Autodecomposição - $\frac{2M^3}{3}$
$\mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H$	▷ Multiplicação de autovetores - $M^3 + M^2\gamma$
$P_{MUSIC}(\vartheta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\vartheta) \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{a}(\vartheta)}$	▷ Escaneamento de ângulos - M^2M
Achar picos	▷ Determinar o DOA estimado - $4\gamma P$
▷ Complexidade total: $\frac{5}{3}M^3 + M^2(S + 1 + \gamma + M) + 4\gamma P$	

Fonte: Adaptado de Gentilho, Scalassara e Abrão (2020)

4 ESPECIFICAÇÃO DA ARQUITETURA DE UM SISTEMA DE POSICIONAMENTO *INDOOR*

O sistema proposto para localização *indoor* através de ondas de radiofrequência, consiste em duas âncoras (receptores) e um nó (transmissor), como pode ser visto na Fig. 7. Essas são condições mínimas para o funcionamento de um sistema DOA para medição de posição em um ambiente 2D.

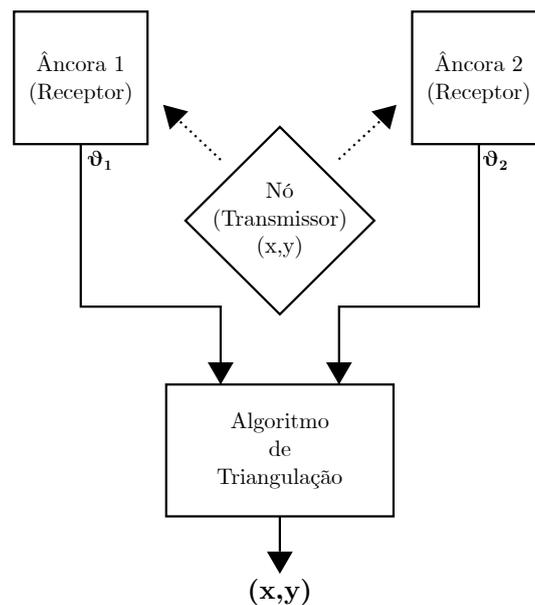


Figura 7 – Sistema geral.

Cada âncora consiste em um arranjo linear uniforme (ULA) composto por 4 elementos, como pode ser visto no sistema demonstrado pela Fig. 8.

O nó irá efetuar a transmissão dos dados em 2.4GHz, enquanto as âncoras irão receber os dados e, através do processamento dos mesmos, enviar o ângulo do sinal recebido (ϑ) para o algoritmo de triangulação.

O transmissor necessita ter, no mínimo, 6 horas de bateria, além de efetuar a transmissão de códigos para identificação do usuário, já que, cada pessoa apresentará um transmissor. Dessa forma, o sistema necessita saber quem está emitindo o sinal.

Enfim, como pôde ser visto no capítulo 3, é possível obter a posição em 2D do nó, já que duas âncoras são necessárias para uma posição 2D, enquanto que 3 âncoras são necessárias para uma posição em 3D.

A Fig. 8 apresenta a composição do sistema da âncora que pode ser dividido em três etapas: recepção, conversão e processamento de dados.

A primeira etapa tem início na captura dos dados através dos elementos da an-

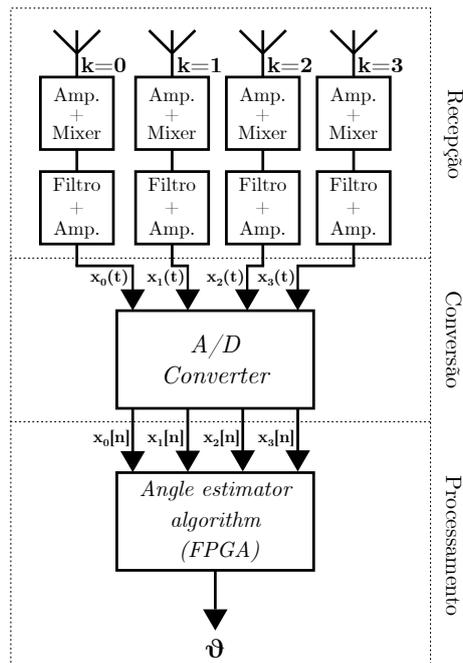


Figura 8 – Arquitetura geral do sistema proposto para o circuito da âncora.

tena (k). Após a captura é efetuada a amplificação destes e é utilizado um *mixer* para o deslocamento da frequência central para 20MHz.

Com a frequência central deslocada, o sinal passa por um filtro e é novamente amplificado, chegando assim, no final da etapa de recepção.

Na etapa de conversão, os dados obtidos através da etapa de recepção, em função do tempo, são convertidos de analógicos para digitais através de um conversor A/D. Logo, sendo amostrados em uma frequência de no mínimo 40MHz, devido ao critério de Nyquist.

Com a amostragem dos dados é possível iniciar a terceira e última etapa, chamada de etapa de processamento.

A etapa de processamento consiste no cálculo, através dos dados obtidos na saída do conversor A/D, do ângulo de chegada do sinal no arranjo de antenas. Com a utilização dos algoritmos de estimativa de ângulo espera-se obter alta precisão na detecção do sinal principal, já que grande parte dos sinais refletidos e ruídos são eliminados.

5 TRIANGULAÇÃO

Com o intuito do sistema ser utilizado em zonas industriais e, levando em conta que as áreas são amplas, o presente projeto será efetuado com objetivo de manter o erro de estimativa de posição inferior a 1 metro.

Para quesito de simplificação, serão utilizados 2 receptores (âncoras) e 1 transmissor, já que 2 âncoras é o número mínimo para efetuar a triangulação dos ângulos de chegada do sinal obtido em cada uma delas.

Um dos objetivos deste capítulo é a definição do erro máximo do ângulo de chegada do sinal na âncora, suportado para cada situação abordada, de modo a manter o erro inferior a 1 metro.

O local definido como exemplo para os testes consiste em uma sala de 20x20m, tamanho definido baseado no possível cenário de aplicação, já que salas industriais apresentam áreas grandes. Um esboço da sala pode ser visto na Fig. 9.

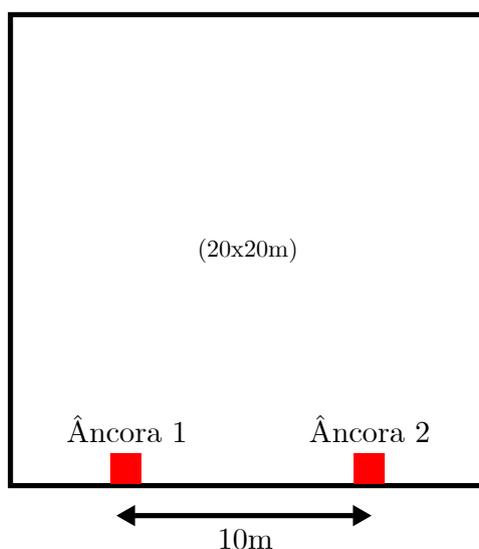


Figura 9 – Dimensões da sala e âncoras posicionadas

Com o intuito de simplificar a visualização da triangulação, ambas as âncoras foram posicionadas na mesma coordenada y e, em uma coordenada x arbitrária, mantendo um distanciamento de 10 metros entre elas.

Cada uma das âncoras apresentam uma reta imaginária, transmissor-âncora. Além disso, a inclinação da reta é dada pelo ângulo de chegada do sinal do transmissor na âncora. Dessa forma, através das posições conhecidos das âncoras e dos ângulos de chegada do sinal, é possível calcular a posição estimada do transmissor, que está no ponto de intersecção das duas retas, como pode ser visto na Fig. 10.

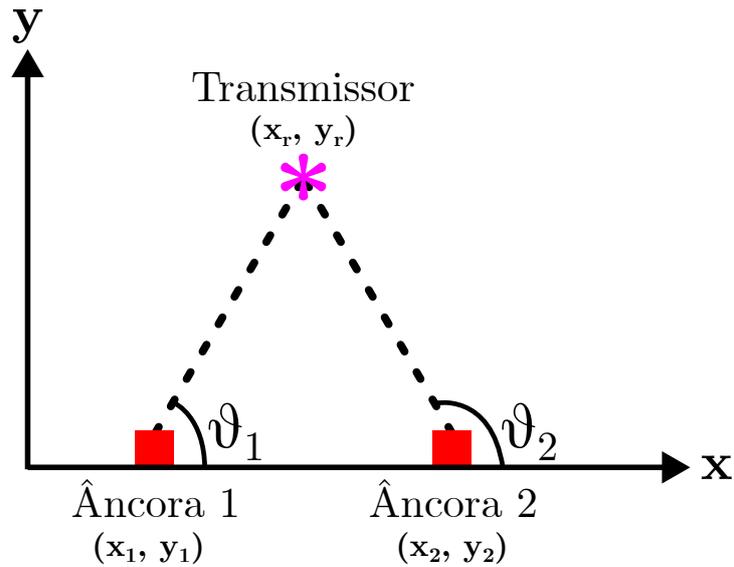


Figura 10 – Relação transmissor-âncora.

A equação da reta é dada por

$$y = mx + b \quad (18)$$

onde b é o coeficiente linear e m o coeficiente angular, que pode ser obtido por

$$m = \tan(\vartheta), \quad (19)$$

sendo ϑ o ângulo de inclinação da reta, neste caso, representado pelo ângulo de chegada do sinal na âncora.

Além disso, sabendo que as âncoras possuem a mesma coordenada y , podemos igualar as equações das retas, da âncora 1 e 2, da seguinte forma:

$$m_1 x_r + b_1 = m_2 x_r + b_2. \quad (20)$$

$$x_r = \frac{b_2 - b_1}{m_1 - m_2} \quad (21)$$

Após rearranjar (20) em (21) é possível obter a coordenada x da posição estimada, x_r .

Dessa forma, a coordenada y da posição estimada é obtida após aplicar x_r na equação da reta 1,

$$y_r = m_1 x_r + b_1. \quad (22)$$

5.1 Simulações do cálculo de posicionamento

Com o auxílio da linguagem *Python*, foram feitas todas simulações para o presente projeto. Para a definição do erro máximo, do ângulo de chegada do sinal na âncora, permitido é necessário simular as possíveis localizações que o transmissor poderá apresentar no interior da sala.

Após gerar diversos pontos aleatórios, foi possível verificar que os maiores erros ocorrem quando as retas estão mais próximas de estarem paralelas. Logo, qualquer pequena variação do ângulo de chegada do sinal já altera, consideravelmente, o valor da posição estimada do transmissor.

5.1.1 Situações cujo erro do ângulo de chegada do sinal deve ser inferior a 2 graus

Para o nosso caso, que permite no máximo 1 metro de erro de estimativa de posição, é permitido um erro angular inferior a 2° para a situação mostrada na Fig 11. que, com 2° de erro, a predição da posição do transmissor teve um erro, entre posição real e estimada, de $\approx 1.02m$.

Como dito anteriormente, as piores situações são as que as retas estão quase paralelas, evidenciando a necessidade de um erro bem inferior se comparado as outras situações que serão mostradas.

Neste caso, o indivíduo se localiza no canto inferior direito da sala, resultando em um ângulo do sinal de chegada de 5° , na primeira âncora, e 25° , na segunda âncora. Dessa forma, colocando as retas quase em paralelismo, logo, qualquer variação mínima no ângulo proporciona um grande erro de estimativa de posição.

5.1.2 Situações cujo erro do ângulo de chegada do sinal deve ser inferior a 3 graus

Com o transmissor posicionado no canto superior direito da sala, o erro máximo permitido, para o ângulo de chegada do sinal, já é aumentado, visto que, as retas apresentam ângulos de inclinação mais distantes entre si, logo, reduzindo a variação de posição estimada em função do ângulo de chegada do sinal.

No caso apresentado na Fig. 12, a âncora 1 e 2 possuem ângulos de chegada do sinal de 50° e 80° , respectivamente, resultando em um erro de $\approx 1.04m$, entre a posição

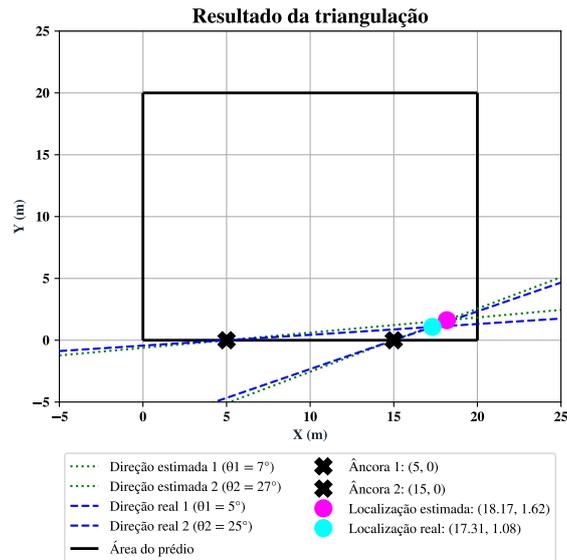


Figura 11 – Resultado da triangulação das âncoras 1 e 2 com ângulos de 5° e 25° , respectivamente, com erro de 2° na predição.

real e estimada, do transmissor.

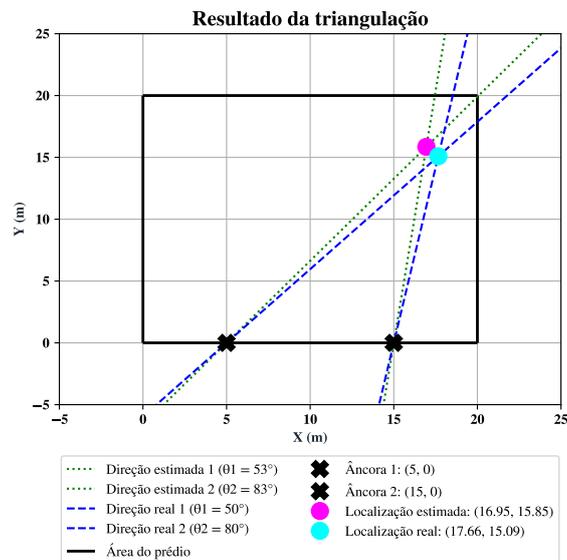


Figura 12 – Resultado da triangulação das âncoras 1 e 2 com ângulos de 50° e 80° , respectivamente, com erro de 3° na predição.

Com o transmissor localizado no canto superior, os ângulos seguem a mesma lógica de erro do teste anterior. Como as retas, âncora-transmissor, tem uma diferença maior do ângulo de chegada do sinal, entre âncoras, isto permite tolerar um erro com valor superior. Neste teste, a âncora 1 apresentou um ângulo de 75° e a âncora 2 um ângulo de 105° , possibilitando um erro de estimativa de posição de $\approx 1.04m$ com 3° de erro de ângulo, visto na Fig. 13.

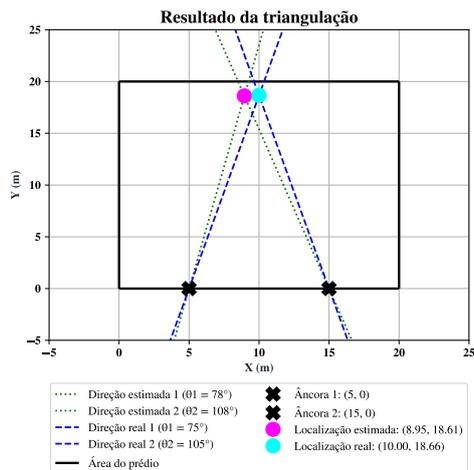


Figura 13 – Resultado da triangulação das âncoras 1 e 2 com ângulos de 75° e 105° , respectivamente, com erro de 3° na predição.

5.1.3 Situações cujo erro do ângulo de chegada do sinal deve ser inferior a 6 graus

Um dos casos que suporta maior erro de estimativa de posição é quando o transmissor localiza-se próximo das âncoras e, entre as mesmas, dessa forma, permitindo ângulos suplementares. Neste teste, a âncora 1 possui ângulo de chegada do sinal de 45° e a âncora 2, 135° , possibilitando um erro angular de até 6° com um valor de erro de estimativa de posição de $\approx 1.04m$, como pode ser visto na Fig. 14.

Logo, para evitar a pior situação possível, no cenário de testes, precisamos manter o erro inferior a 2° . Dessa forma, serão feitos testes no capítulo seguinte, de modo a especificar o número de bits mínimo necessário no conversor AD, para manter a predição, do transmissor, dentro do erro de posição estimado de $1m$.

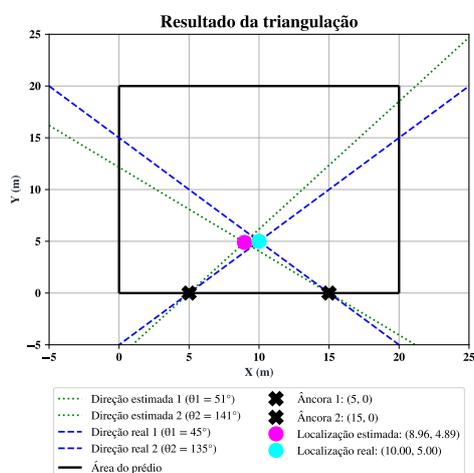


Figura 14 – Resultado da triangulação das âncoras 1 e 2 com ângulos de 45° e 135° , respectivamente, com erro de 6° na predição.

6 ANÁLISE DO ERRO DE PREDIÇÃO DO ÂNGULO EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE BITS DO SINAL DIGITALIZADO

A análise da influência do número de bits na predição de ângulo do algoritmo MUSIC consistiu em limitar a precisão dos sinais digitalizados em um número de bits específico. O número de bits sofreu uma variação de 6 até 16 bits de precisão, na busca da opção que melhor contempla o presente projeto.

Além disso, os testes foram feitos variando o ângulo de chegada do sinal de 5° até 175° , de modo a verificar a influência do número de bits na precisão do ângulo estimado. Ao total, foram feitas 7 repetições do teste completo e efetuada a média dos resultados, com intuito de proporcionar maior credibilidade nos ângulos de chegada do sinal encontrados.

Para contemplar o cenário da subseção 5.1.1, que necessita um erro máximo do ângulo de chegada do sinal de 2° , foram obtidos os erros para a predição do ângulo de chegada do sinal de 5° , como pode ser visto na Fig. 15, e os erros para a predição do ângulo de chegada do sinal de 25° , como pode ser visto na Fig. 16. Nesse caso, até 6 bits de precisão já é suficiente para alcançar o ângulo objetivo.

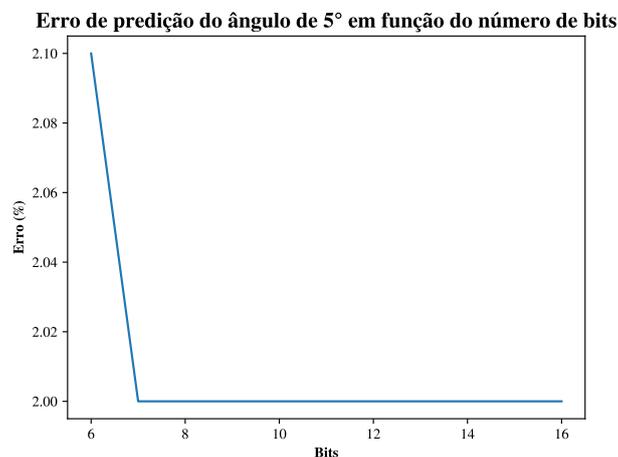


Figura 15 – Erro de predição do ângulo de 5° em função do número de bits.

Os casos da subseção 5.1.2, suportam um erro máximo de predição do ângulo de chegada do sinal de até 3° , para os ângulos de 50° , 80° , 75° , 105° , com resultados apresentados nas Fig. 17, 18, 19 e 20, respectivamente. Logo, analisando os gráficos, pode-se perceber que, para essa situação, 6 bits de precisão atenderia nosso requisito, já que apresentou erro máximo de 0.0363% para um ângulo de chegada do sinal de 105° .

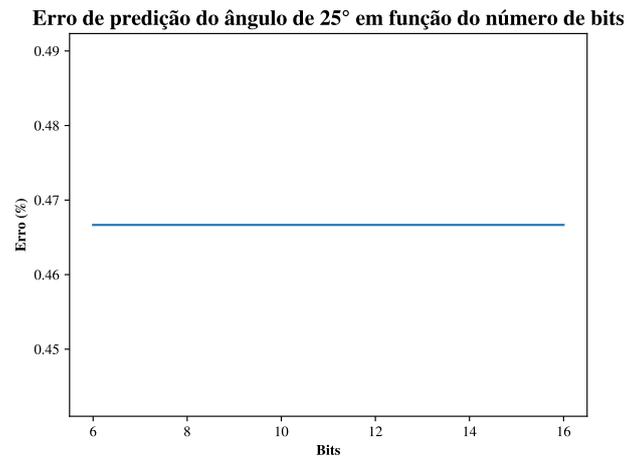


Figura 16 – Erro de predição do ângulo de 25° em função do número de bits.

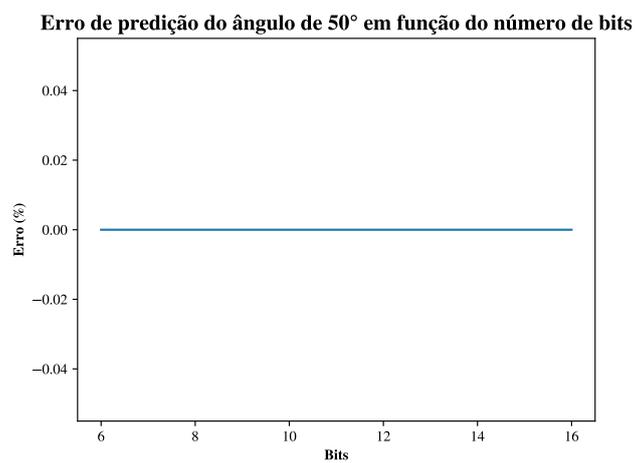


Figura 17 – Erro de predição do ângulo de 50° em função do número de bits.

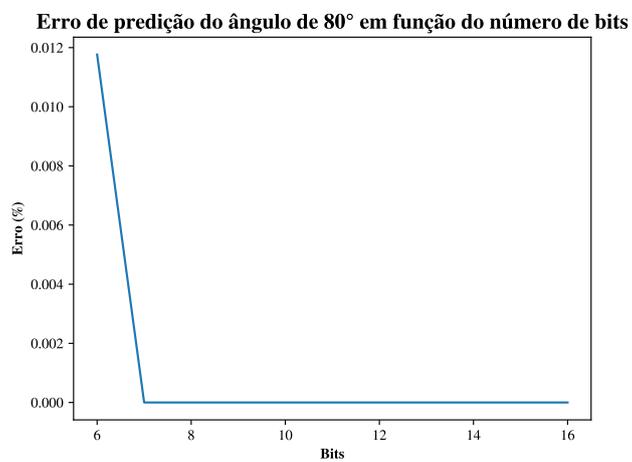


Figura 18 – Erro de predição do ângulo de 80° em função do número de bits.

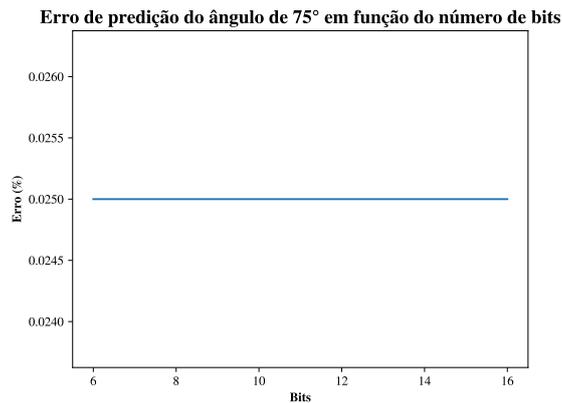


Figura 19 – Erro de predição do ângulo de 75° em função do número de bits.

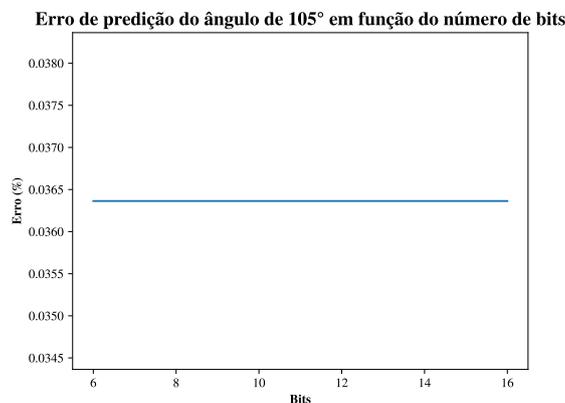


Figura 20 – Erro de predição do ângulo de 105° em função do número de bits.

Enfim, para o caso da subseção 5.1.3, que suporta um erro maior que os casos anteriores, foram utilizados ângulos de chegada do sinal de 45° e 135°. Logo, obtendo os resultados apresentados na Fig. 21, para o ângulo de 45° e, na Fig. 22, para o ângulo de 135°. Com base nisso, é possível verificar que 6 bits atenderia os requisitos de erro máximo.

Dessa forma, o sinal digitalizado pode ser representado utilizando precisão de 6 até 16 bits, que contemplará todas situações apresentadas, além de outras que podem ocorrer, dependendo da localização do transmissor.

Uma análise do erro em função do ângulo de chegada do sinal foi feita, para todo o alcance de bits analisados, e demonstrou que certos ângulos podem apresentar um erro bem superior, principalmente na extremidade inferior, próximo de 5°. Além disso, picos de erro ocorrem perto do ângulo de 90°, como pode ser visto na Fig. 23.

Logo, para o presente projeto, serão utilizados 6 bits de precisão para o sinal digitalizado, já que é possível satisfazer todas as situações simuladas.

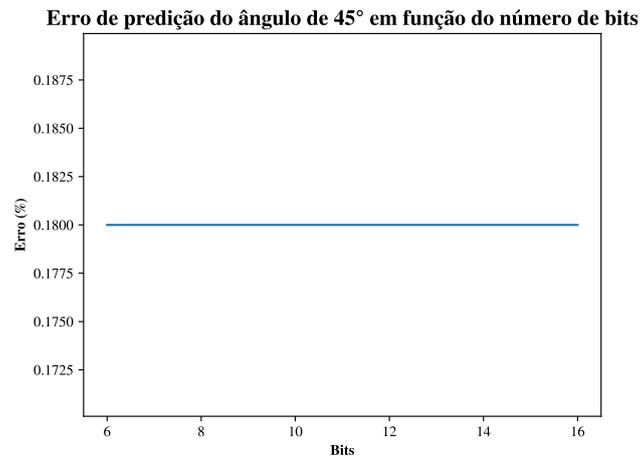


Figura 21 – Erro de predição do ângulo de 45° em função do número de bits.

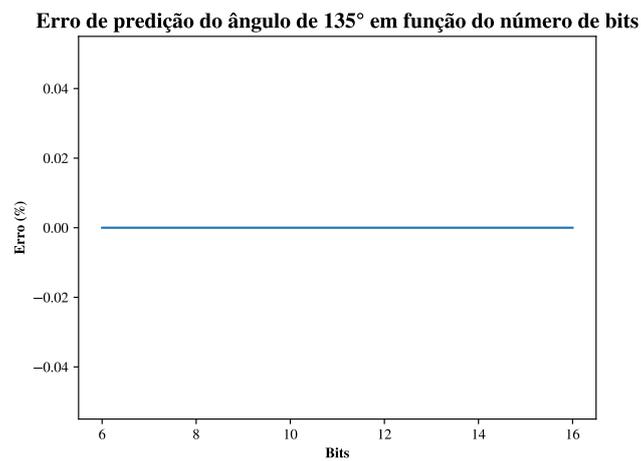


Figura 22 – Erro de predição do ângulo de 135° em função do número de bits.

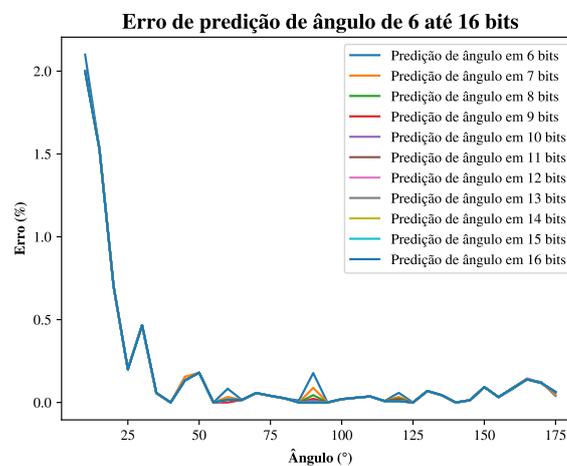


Figura 23 – Erro de predição dos ângulos de 5° a 175° variando o número de bits.

6.1 Influência do ruído no sinal de entrada

Com a precisão do projeto definida para 6 bits, foram feitos testes para ver a influência do ruído no sinal digitalizado. Logo, pondo em evidência o ruído máximo suportado para que a precisão estabelecida mantenha um erro inferior a 1 metro na estimativa da posição do transmissor.

Para simulação do ruído, foi adicionado ao sinal de entrada um ruído branco estimado através de uma distribuição normal com média 0 e desvio padrão de $n\sqrt{10^{-1}}$, onde n é o multiplicador utilizado para testar o máximo ruído suportado.

Através de uma variação de n , apresentando valores de: 2, 4, 5, 6, 8 e 10, foram obtidos os resultados apresentados na Fig. 24 e seus respectivos valores de SNR (relação sinal-ruído).

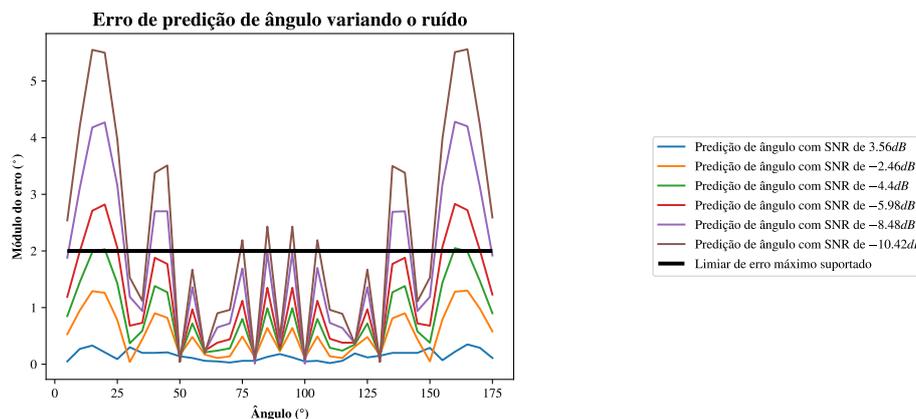


Figura 24 – Erro de predição dos ângulos de 5° a 175° variando o ruído.

Logo, através dos testes feitos no capítulo 5, foi possível verificar que a pior situação necessita um erro, de estimativa do ângulo de chegada do sinal, inferior a 2° para manter a estimativa de posição com erro inferior a 1 metro.

Dessa forma, verificando a Fig. 24, é possível perceber que o ruído máximo suportado, para manter o erro de posição estipulado, precisa ter um SNR superior a $-4.4dB$, como pode ser visto na Fig. 25.

6.2 Atuação do sistema de navegação na redução do erro

O sistema de navegação consiste em um algoritmo para posicionar o ponto estimado dentro de um cenário já conhecido. Dessa forma, colocando o ponto entre as paredes que delimitam a área e fora de objetos presentes no local. Logo, é capaz de

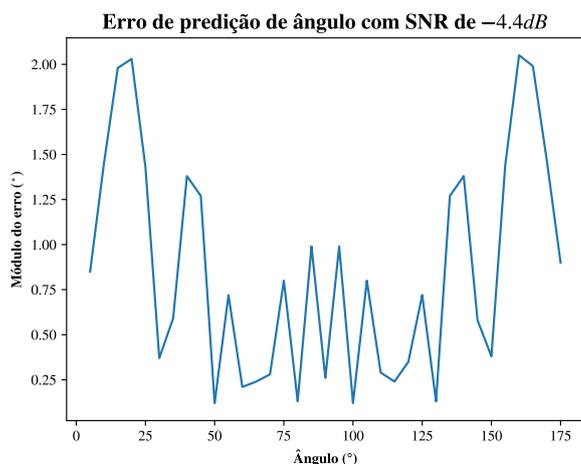


Figura 25 – Erro de predição dos ângulos com sinal recebido pelas antenas com a adição de ruído branco com $-4.4dB$ de SNR.

identificar quando o ponto estimado é coerente com o cenário já conhecido.

Um exemplo simples da atuação do sistema de navegação pode ser visto na Fig. 26, onde a posição estimada foi projetada para fora da sala, no entanto, o transmissor só pode estar dentro, dessa forma, a posição é corrigida para o interior de forma arbitrária, através do deslocamento da coordenada x da posição estimada para o valor máximo antes do limite.

Logo, fica evidente a importância do sistema de navegação na correção de possíveis erros. No entanto, vale ressaltar que essa correção não representa de forma fidedigna a posição real do transmissor, já que é apenas ajustado para dentro dos limites.

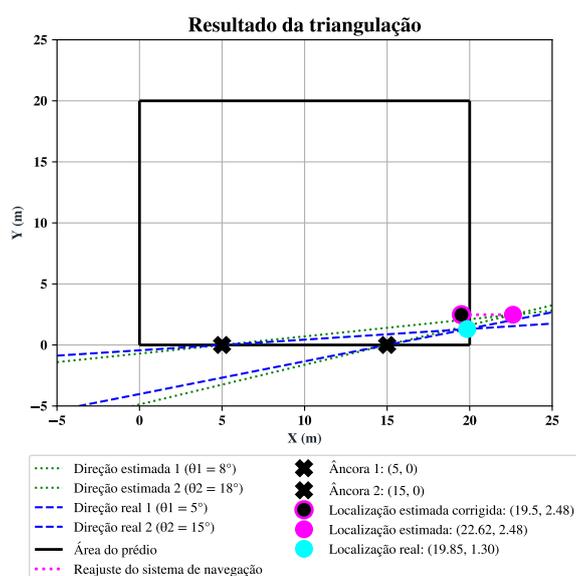


Figura 26 – Atuação do sistema de navegação na correção do erro de estimativa de posição.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O intuito deste trabalho foi avaliar as tecnologias existentes, métodos e algoritmos, a fim de definir como será feita a aplicação, na indústria, de um sistema de posicionamento *indoor*. Além disso foi definido o projeto e a arquitetura do sistema, visando uma precisão de, aproximadamente, um metro, utilizando DOA e MUSIC.

Para este projeto, foram definidos requisitos mínimos de 6 bits para o sinal digitalizado. No entanto, levando em consideração que o ruído gaussiano máximo que é suportado, via simulação, possui média 0 e desvio padrão de $5\sqrt{10^{-1}}$, apresentando um *SNR* de $-4.4dB$. Além disso, para auxiliar na correção do erro de estimativa de posição deve ser utilizado um sistema de navegação ou até mesmo um número maior de âncoras.

O cálculo de localização em ambiente fechado (*indoor*) não possui um método ideal. Para o aumento da precisão, muitas vezes, é necessário efetuar fusão de dados entre diversas técnicas e, se necessário, utilizar inteligência artificial para gestão dos dados recebidos. Além disso, um *trade-off* entre consumo de energia, complexidade, preço e precisão deverá ser feita, já que cada tecnologia apresenta seus prós e contras.

7.1 Trabalhos futuros

O presente trabalho efetuou as especificações de algoritmos e parâmetros do sistema. Como continuação, devem ser feitas calibrações e, após comprovada a calibração do algoritmo, efetuar testes com um microcontrolador efetuando a captura dos dados e enviando via Wi-Fi para o computador efetuar o processamento.

Após os testes, efetuar a implementação do algoritmo de DOA MUSIC em uma FPGA.

REFERÊNCIAS

BAI, L.; PENG, C. Y.; BISWAS, S. Association of DOA estimation from two ULAs. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, IEEE, v. 57, n. 6, p. 1094–1101, 2008. ISSN 00189456.

BRÁS, L. et al. A review of antennas for indoor positioning systems. **International Journal of Antennas and Propagation**, v. 2012, 2012. ISSN 16875869.

GE, H.; JIANG, F.; ZHANG, Z. A hybrid localization algorithm of RSS and TOA based on an ensembled neural network. **Proceedings of 2019 IEEE 8th Joint International Information Technology and Artificial Intelligence Conference, ITAIC 2019**, p. 1280–1284, 2019.

GENTILHO, E.; SCALASSARA, P. R.; ABRÃO, T. Direction-of-Arrival Estimation Methods: A Performance-Complexity Tradeoff Perspective. **Journal of Signal Processing Systems**, v. 92, n. 2, p. 239–256, 2020. ISSN 19398115.

GEOK, T. K. et al. Review of indoor positioning: Radio wave technology. **Applied Sciences (Switzerland)**, v. 11, n. 1, p. 1–44, 2021. ISSN 20763417.

GRENIER, D.; ELAHIAN, B.; BLANCHARD-LAPIERRE, A. Joint delay and direction of arrivals estimation in mobile communications. **Signal, Image and Video Processing**, v. 10, n. 1, p. 45–54, 2016. ISSN 18631711.

HAKAM, A.; SHUBAIR, R. M.; SALAHAT, E. Enhanced DOA estimation algorithms using MVDR and MUSIC. **Proceedings of the 2013 International Conference on Current Trends in Information Technology, CTIT 2013**, IEEE, n. 4, p. 172–176, 2013.

LIU, W. et al. A calibrated-RSSI/PDR/Map intergrated system based on a novel particle filter for indoor navigation. **2019 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, IPIN 2019**, IEEE, p. 1–8, 2019.

NAWAWI, L. H. et al. Location and Position Estimation of Wireless Devices. **2019 IEEE 6th International Conference on Smart Instrumentation, Measurement and Application, ICSIMA 2019**, IEEE, n. August, p. 27–29, 2019.

RENAUDIN, V. et al. Evaluating Indoor Positioning Systems in a Shopping Mall: The Lessons Learned from the IPIN 2018 Competition. **IEEE Access**, v. 7, p. 148594–148628, 2019. ISSN 21693536.

SAEED, N. et al. A State-of-the-Art Survey on Multidimensional Scaling-Based Localization Techniques. **IEEE Communications Surveys and Tutorials**, IEEE, v. 21, n. 4, p. 3565–3583, 2019. ISSN 1553877X.

STROSKI, P. N. **Como funciona o GPS?** 2018. Disponível em: <<https://electricalelibrary.com/2018/03/23/como-funciona-o-gps/>>. Acesso em: 14 set. 2021.

VIKAS, B.; D.VAKULA. Performance Comparision of MUSIC and ESPRIT Algorithms in Presence of Coherent Signals for DoA Estimation. p. 403–405, 2017.

XIONG, J.; JAMIESON, K. ArrayTrack: A fine-grained indoor location system. **Proceedings of the 10th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation, NSDI 2013**, n. 279976, p. 71–84, 2013.

ZAFARI, F.; GKELIAS, A.; LEUNG, K. K. A Survey of Indoor Localization Systems and Technologies. **IEEE Communications Surveys and Tutorials**, IEEE, v. 21, n. 3, p. 2568–2599, 2019. ISSN 1553877X.

ZHANG, L. et al. Three-dimensional localization algorithm for WSN nodes based on RSSI-TOA and LSSVR method. **Proceedings - 2019 11th International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation, ICMTMA 2019**, IEEE, p. 498–503, 2019.