



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Claudio Mori Junior

**Sistema de Multilateração com Antenas Monopolo
Impressas**

Campinas
2017

Claudio Mori Junior

SISTEMA DE MULTILATERAÇÃO COM ANTENAS MONOPOLO IMPRESSAS

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Hugo Enrique Hernandez Figueroa

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno, e orientado pelo Prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa

Campinas
2017

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): Não se aplica.

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

M824s Mori Junior, Claudio, 1991-
Sistema de multilateração com antenas monopolo impressas / Claudio Mori Junior. – Campinas, SP : [s.n.], 2017.

Orientador: Hugo Enrique Hernández Figueroa.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Monopolos magnéticos. 2. Antenas. 3. Internet das coisas. I. Hernández-Figueroa, Hugo Enrique, 1959-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Multilateration system with printed monopole antennas

Palavras-chave em inglês:

Magnetic monopoles

Antennas

Internet of Things

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Hugo Enrique Hernandez Figueroa

Eduardo José Sartori

Luciano Prado de Oliveira

Data de defesa: 30-06-2017

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Candidato: Claudio Mori Junior **RA:** 162689

Data da defesa: 30 de Junho de 2017

Título da Tese: Sistema de Multilateração com Antenas Monopolo Impressas.

Prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Eduardo José Sartori (UNISAL)

Prof. Dr. Luciano Prado de Oliveira (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

Dedico esta dissertação ao meu saudoso pai *Claudio Mori*, que sempre foi o meu espelho e continuará sendo.

Agradecimentos

Agradeço,

primeiramente a Deus por ser o amigo que preciso em todos os momentos, me trazendo alegria e aos meus familiares, que com isso consegui chegar até este momento.

Agradeço a minha mãe *Margô* e minha irmã Raissa, por me incentivarem em todos os anos que estive na universidade, e também por batalharem junto a mim mesmo com muita necessidade financeira.

Agradeço a minha namorada *Franciele* por ser minha companheira durante estes anos, e também aos meus sogros *Zilda* e *Amarildo*, por serem minha segunda família.

Prof. Hugo aos dois anos de valorosa orientação e a oportunidade de chegar até aqui, onde finalmente pude encontrar o meu verdadeiro caminho.

Ao LEMAC por favorecer um ambiente de trabalho e pesquisa, disponibilizando profissionais qualificados que estão dispostos para nos ensinar, especialmente ao doutor Luciano.

à FEEC/UNICAMP a ótima estrutura que oferece aos estudantes e pesquisadores.

à CAPES, pela bolsa de estudos e suporte ao longo da jornada, e pelo seu portal de periódicos eletrônicos, que permitiu acesso rápido e eficiente ao conhecimento científico.

Enfim, meu eterno agradecimento a todos que contribuíram para a realização deste trabalho, seja de forma direta ou indireta.

“Às vezes, são as pessoas de quem menos esperamos que fazem coisas que ninguém poderia esperar.

Alan Turing

Resumo

A principal contribuição desta dissertação é a proposta de uma metodologia para localização de diferentes objetos, em locais abertos ou fechados, através do método de Multilateração com efetividade no processamento do sinal recebido, utilizando de Antenas Monopolo Impressas com Chanfro no Plano Terra, dimensionadas também em tese, como uma das principais ferramentas do processo. O método de Multilateração consiste na parametrização das soluções da posição, pré-determinadas por uma *Central de Processamento*, que recebe a potência das *Componentes localizadas* pelas denominadas *Componentes de Canto*, e as envia para uma *Central de Ênfase*, a qual possui uma velocidade maior de processamento para efetuar os devidos cálculos. Para a construção de um sistema de solução da posição com um erro mínimo, um procedimento baseado em resoluções de problemas de otimização e de algoritmos do método de Multilateração é proposto, resultando em sequências de relaxações que convergem para uma solução adequadamente aplicável em ambientes abertos ou fechados. Problemas de análise robusta são analisados em detalhes para as antenas aplicadas ao sistema. Várias especificações numéricas são apresentadas ilustrando a eficiência dos métodos propostos em termos da acurácia dos resultados e do esforço computacional quando comparados com outros métodos da literatura.

Palavras-chave: Antenas Monopolo Impressas com Chanfro no Plano Terra. Sistema de Localização. Sistema de Localização em Ambiente Aberto. Sistema de Localização em Ambiente Fechado. Internet das Coisas. IoT. Localização IoT. Método de Trilateração. Método de Multilateração. Equação de Friss. Perda no Espaço Livre. Perda no Terreno Plano.

Abstract

This dissertation proposes, as main contribution, a new methodology to locating different objects, in open or closed places, through the Multilateration method with effectiveness in the processing of the received signal, using Printed Monopole Antenna with Shape at Ground Plane, dimensioned also in thesis, as one of the main tools of the process. The Multilateration method consists of the parameterization of the solutions of the position, pre-determined by a *Processing Center*, which receives the power of the localized components by the so-called *Corner Components*, and sends them to a *Emphasis Central*, which has a higher processing speed to make the necessary calculations. For the construction of a positioning system with a minimum error, a procedure based on resolutions of optimization problems and algorithms of the Multilateration method is proposed, resulting in sequences of relaxations that converge to a solution appropriately applicable in open or closed environments. Problems of analysis are analyzed in detail for the antennas applied to the system. Numerical specifications are presented illustrating the efficiency of the proposed methods in terms of accuracy of results and computational effort when compared with other methods in the literature.

Key-words: Printed Monopole Antenna with Shape at Ground Plane. Location System. Open Location System. Closed Location System. Internet of Things. IoT. Location IoT. Method of Trilateration. Multilateration Method. Friss Equation. Loss in Free Space. Ground Loss Plan.

Lista de Figuras

1.1	Imagem objetiva do projeto.	18
2.1	Antena de microfita circular e retangular.	21
2.2	Dimensões antena monopolo impressa com chanfro de forma triangular no plano-terra (a) frente com o elemento radiador (b) verso com o plano-terra.	22
2.3	Linha de microfita. (a) Geometria. (b) Linhas de Campo Elétrico e Magnético.	23
2.4	Protótipo da antena monopolo impressa com chanfro no plano-terra (Vista elemento radiador e plano-terra).	25
2.5	Perda de retorno simulada, via CST Design Studio, e medida para a antena monopolo impressa com chanfro no plano-terra, com limiar em -10dB.	28
2.6	Perda de retorno simulada, via CST Design Studio, e medida para a antena monopolo impressa com chanfro no plano terra, com limiar em -15dB.	28
2.7	Padrão de radiação 3D (Ganho Real) simulado, via CST Design Studio, da antena de microfita em 2,4 GHz (a) vista elemento radiador (b) plano-terra.	29
2.8	Padrão de radiação simulado via CST Design Studio, nos planos E e H, em 2,4418 GHz.	30
3.1	Área de cobertura com quatro antenas localizadoras.	31
3.2	Variações no nível do sinal recebido pela estação móvel.	33
3.3	(a) Reflexão e Refração, (b) Difração, (c) Espalhamento.	37
3.4	Local aberto, localizado na Zona Rural de Campestre-MG, onde foram medidos as potências entre CCAN's e CLOC.	39
3.5	Local fechado, localizado na cidade de Campestre-MG, onde foram medidos as potências entre CCAN's e CLOC.	39
3.6	Indicações das variáveis de separação por terreno plano entre CCAN e CLOC.	40
3.7	Comparação da Potência Recebida entre os métodos e medidas em um ambiente interno.	41
3.8	Comparação da Potência Recebida entre os métodos e medidas em um ambiente externo.	42
3.9	Mediana do Erro encontrado com a análise do Banco de Dados em relação a distância interno.	43
3.10	Mediana do Erro encontrado com a análise do Banco de Dados em relação a distância externo.	44
4.1	Processo de Trilateração, onde CCAN1, CCAN2 e CCAN3 são as Componentes de Canto, e CLOC a Componente Localizada.	47

4.2	Processo de Multilateração, onde CCAN1, CCAN2, CCAN3 e CCAN4 são as Componentes de Canto, e CLOC a Componente Localizada.	48
4.3	Componentes produzidas através da tese (a) Pedestal CLOC e CCAN com <i>zoom</i> da caixa das componentes; (b) antena interligada a placa de processamento e microcontroladora (Arduino UNO R3), formando a componente CCAN e CLOC; (c) Central de Processamento com Antena GSM; (d) Central de Ênfase com Antena GSM e saída USB.	49
4.4	Fluxograma das componentes do sistema.	50
4.5	Pontos fixos e estimados para o ambiente interno.	51
4.6	Pontos fixos e estimados para o ambiente externo.	52
4.7	Mapa de erro médio (a) ambiente externo; (b) ambiente interno.	52
5.1	Proposta de trabalho futuro.	55
D.1	Arquitetura distribuída para um serviço de localização sem fio	69
D.2	Módulo WiFi ESP8266 ESP-01.	74
D.3	Módulo WiFi ESP8266 ESP-07.	74
E.1	Fluxograma de um sistema em comunicação com banco de dados.	75
E.2	Aplicativo de configuração de uma rede multilateração SLAAP, (a) tela inicial sem funcionamento; (b) configuração CCAN; (c) configuração CP; (d) acionamento de medidas; (e) medida inicial já com recebimento da informação.	76

Lista de Tabelas

2.1	VSWR em relação ao parâmetro de coeficiente de reflexão, perda de retorno e potência refletida.	27
3.1	Perdas de penetração em obstáculos em 2,4GHz.	35
4.1	Medidas e posições entre CCAN e CLOC em ambiente externo.	50
4.2	Medidas e posições entre CCAN e CLOC em ambiente interno	51
C.1	Tabela de conversão de potência de transmissão (dBm para watt e milliwatt).	66
D.1	Tabela de características padrão da camada física IEEE802.11b/g/n.	73

Lista de Acrônimos e Notação

3G	Sistemas de terceira Geração da tecnologia de telecomunicação móvel sem fio
4G	Sistemas de quarta Geração da tecnologia de telecomunicação móvel sem fio
5G	Sistemas de quinta Geração da tecnologia de telecomunicação móvel sem fio
AP	Access Point
APIs	Application Programming Interface
BW	Bandwidth
CC	Corrente Contínua
CDMA	Code Division Multiple Access
CLOC	Componente Localizada
CP	Central de Processamento
CCAN	Componente de Canto
CE	Central de Ênfase
CSMA	Carrier Sense Media Access
CA	Collision Avoidance
DBMS	Data Base Management System
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
ERB	Estação Rádio Base
FEEC	Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
FR4	Glass-reinforced epoxy laminate sheets
GPS	Global Position System
GSM	Global System for Mobile Communications
GPRS	General Packet Radio Service
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISM	Industrial Scientific and Medical
ITU	International Telecommunications Union
LAN	Local Area Network
LLC	Logical Link Layer
LME	Layer Management Entity
MAC	Media Access Control
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PCB	Printed Circuit Board
PHY	Camada Física de Rede

RF	Radio Frequency
RFID	Radio-Frequency IDentification
RL	Return Loss
RP	Reflected Power
RSSI	Received Signal Strength Indication
SGBD	Sistema de Gerenciamento de Banco de Dados
SS	Frequency Hopping Spread Spectrun
SSID	Service set Identifier
SQL	Structured Query Language
TE	Transversal Electric
TEM	Transversal Electro-Magnetic
TM	Transversal Magnetic
TLM	Transmission Line Modelling
UNICAMP	Universidade Estadual de Campinas
UWB	Ultra-wave Band
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WLAN	Wireless Local Area Network

Sumário

1	Introdução Geral	17
	Introdução Geral	17
1.1	Objetivos e Disposição do Trabalho	18
2	Antenas monopolo impressas com chanfro triangular no plano-terra	20
2.1	Introdução	20
2.2	Projeto da antena de microfita	22
2.3	Largura de Banda	26
2.4	Padrão de radiação	29
3	Métodos de Predição de Cobertura	31
3.1	Introdução	31
3.2	Caracterização do canal de comunicação	32
3.2.1	Dependência com a distância	32
3.2.2	Influência no sinal pelo efeito de sombreamento	33
3.2.3	Influência no sinal pelo efeito de multipercurso	33
3.2.4	Espalhamento por atraso	34
3.2.5	Outros mecanismos e efeitos de propagação	35
3.3	Modelos teóricos de predição da perda de propagação do sinal	37
3.3.1	Perda por propagação no espaço livre	38
3.3.2	Perda por propagação no terreno plano	39
3.3.3	Relação entre os métodos e medidas	41
3.3.4	Otimização pelo sistema com banco de dados e algoritmo	42
3.4	Projeto	42
4	Cálculo da posição	45
4.1	Características pontuais em localização sem fio	45
4.2	Introdução	45
4.3	Método de Trilateração	46
4.4	Multilateração	47
4.5	Projeto	48
4.6	Resultados	50
5	Conclusões e Trabalhos Futuros	54
	Bibliografia	56

Apêndices	60
A Equipamentos e softwares utilizados neste trabalho	61
B Modelo de linha de transmissão Impressa	63
C Conversão de unidades de Potência do Sinal	66
D Definição e normalização da infraestrutura aplicada a uma localização sem fio	68
D.1 Arquitetura de localização sem fio	68
D.2 Normalização IEEE802.11	69
D.2.1 Subcamada MAC	69
D.2.2 A interface MAC-PHY e a obtenção da RSSI	71
D.3 Extensões da especificação 802.11	72
D.4 Redes sem fio no módulo ESP8266-01 e ESP8266-07	73
E Funcionamento do sistema geral	75

Capítulo 1

Introdução Geral

Sistemas de localização sem-fio têm sido utilizados como componentes de suma importância em aplicações móveis. A maioria das pesquisas sobre o assunto foca em ambientes fechados (Bahl 2000, Moura 2007, Lyapunov 1992, Berna & Pfenning 2003, Ladd & Kavraki 2002, Hill 2017), já que o GPS (Global Positioning System) (B. Hofmann-Wellenhof & Collins 1992) atende a implementação para ambientes abertos, porém, os dados com base em satélites podem ser difíceis de serem acessados quando um usuário está dentro de um local fechado.

A rede sem-fio Wi-Fi é uma marca registrada da *Wi-Fi Alliance*. É utilizada por produtos certificados que pertencem à classe de dispositivos WLAN (Wireless Local Area Network) baseados no padrão IEEE 802.11 (IEEE 2012a). Por causa do relacionamento íntimo com seu padrão de mesmo nome, o termo Wi-Fi é usado frequentemente como sinônimo para a tecnologia IEEE 802.11. O nome, para muitos, sugere que se deriva de uma abreviação de *Wireless Fidelity*, ou “Fidelidade sem Fio”, mas não passa de uma brincadeira com o termo Hi-Fi, designado para qualificar aparelhos de som com áudio mais confiável, que é usado desde a década de 1950 (Alecrim 2008). A rede Wi-Fi é atualmente a com mais dispositivos conectados, com maior número de produtos com suporte de rede, e por conta disto, surge uma maior necessidade de novos padrões de banda (Roytblat 2017).

Como a tecnologia Wi-Fi possui comunicação de baixa potência, baixo preço, o seu uso está se tornando cada vez mais importante para a segurança pública ou serviços como a navegação interior (Hill 2017). De acordo com o Diretor Sênior da *Wi-Fi Alliance* e Kevin Robinson, vice-presidente de marketing da WFA, “o *Wi-Fi* realmente se destaca como uma tecnologia que é um candidato óbvio para melhorar as capacidades de localização no interior” (Hill 2017). Porém para se obter o cálculo das coordenadas espaciais de pontos desconhecidos de suas distâncias a outros pontos conhecidos é necessário uma operação comum, conhecida como interação entre diferentes ações, ou Multilateração.

O cenário em que a banda de frequência Wi-Fi, é de 2,4 a 2,484 GHz (IEEE 802.11b/g/n), permite que as antenas planares impressas possam ser adotadas. Porém, a relação entre as dimensões de uma antena com a sua frequência de operação, pode ser deduzida a partir das dimensões dos elementos impressos, como o elemento radiador. Para se reduzir as dimensões, são necessários a adoção de substratos com constantes dielétricas maiores, porém, de forma negativa, isto afeta o desempenho da antena, aumentando o efeito da propagação de ondas eletromagnéticas superficiais, o que resulta em perda de parte da

potência que deveria ser radiada (Balanis 2005, Alves S. 2004).

Para o projeto da antena planar, os recursos atraentes das antenas monopolos impressas se combinam muito bem com o de interesse do sistema de comunicação, pois essa plataforma pode oferecer pequenas dimensões, baixo perfil, ampla largura de banda, baixo custo de fabricação, entre outros fatores (Gilliard 2012).

A tecnologia RFID, ou identificação por radiofrequência, é uma outra forma interessante de localizar objetos (Hightower J. 2001, Priyantha N. 2000). A mesma utiliza de etiquetas transmissoras ou receptoras com identificações únicas, as quais são identificadas através de uma comunicação com um leitor RFID. O leitor interligado a um processador de informações do sinal, recebe além de sua identificação, a potência recebida e o tempo de resposta, e assim através de métodos de predição, é possível determinar o ponto em que o objeto está (Rappaport 2002b, Yacoub 1993).

1.1 Objetivos e Disposição do Trabalho

Já existem em publicações científicas de um projeto de uma antena monopolo impressa aplicada a faixa de frequência da banda ISM (Gilliard 2012). Porém, o projeto da dissertação, visa o desenvolvimento de uma aplicação prática da antena monopolo impressa, utilizando método teórico de localização sem-fio, denominado como Multilateração.

Para uma aplicação prática, e tendo em mente futuras aplicações comerciais, a nomenclatura aos elementos se tornam necessárias, e as mesmas foram determinadas conforme sua usabilidade, onde, a componente a ser localizada recebeu a sigla CLOC (Componente Localizada), a componente que capta a potência recebida da Componente Localizada de CCAN (Componente de Canto), a componente de processamento CP, faz com que as informações obtidas possam ser enviadas a uma central de ênfase, denominada como CE, a qual faz todo processamento e armazenamento da posição estimada. A Figura 1.1, demonstra a configuração do sistema do projeto, exibindo a alocação das componentes utilizadas, e suas nomenclaturas.

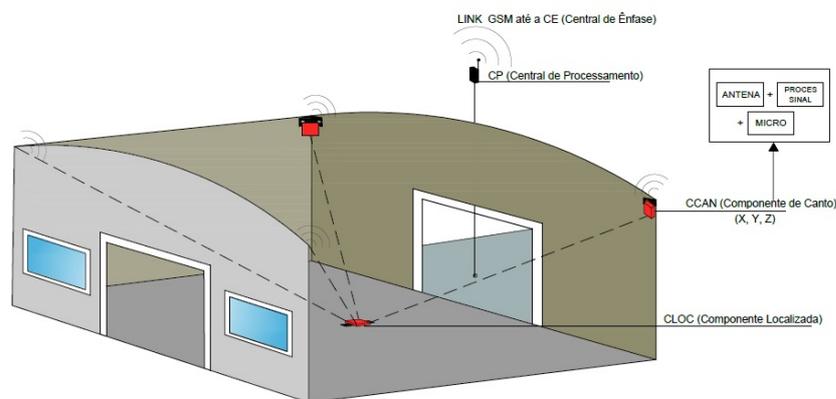


Figura 1.1: Imagem objetiva do projeto.

De forma geral, o objetivo da dissertação é de se utilizar a antena monopolo impressa com chanfro no plano-terra, operando na frequência da banda ISM, as CCAN's e CLOC,

que através da comunicação entre essas componentes, a potência recebida da CLOC possa ser comparada a distância, quando requisitada através de um aplicativo a uma CE.

Para tratar dos assuntos, os próximos capítulos desta dissertação abordarão como se deu o desenvolvimento de um sistema de localização utilizando o método de multilateração com antenas monopolo impressas. O capítulo 2 apresenta a teoria da antena monopolo impressa com chanfro no plano terra. As antenas são analisadas através de simulações por softwares e medidas em um analisador de rede, quanto ao parâmetro de perda de retorno, ao padrão de radiação, e ao ganho apenas para simulações. É demonstrado que a sua utilização é conceituavelmente aplicada com uma ampla largura de banda.

Já os capítulos 3 e 4 apresentam, medidas e posicionamento de acordo com a potência recebida. No capítulo 3, são apresentados os métodos convencionais do cálculo da perda de propagação no terreno plano e espaço livre, demonstrando através das formulações as variáveis necessárias para os devidos cálculos, como a potência recebida e a distância. No capítulo 4, é visto uma comparação entre os métodos teóricos e a prática com a inserção do sistema com banco de dados (Apêndice E), onde com uma breve introdução do método de trilateração é possível verificar a aplicabilidade do método de multilateração, concluindo, assim, a dissertação.

Para aplicação da dissertação, a tecnologia adequada ao menor custo de aplicação, é o Wi-Fi, sendo assim, a tecnologia RFID será indicada como possível estudos em trabalhos futuros, e não será comentada nos próximos capítulos.

Capítulo 2

Antenas monopolo impressas com chanfro triangular no plano-terra

2.1 Introdução

As antenas planares de microfita ou do tipo *patch*, foram propostas por Deschamps (1953), e somente na década de 70 começaram a ser fabricadas (Howell 1972, Munson 1974). A partir desse momento, esse tipo de estrutura começou a ser amplamente pesquisada, dando origem em diferentes tipos de formatos, onde que na atualidade a antena e os diferentes modelos são amplamente utilizados em sistemas de telecomunicações pelas características interessantes, como pouco peso e volume, baixo custo de fabricação, dimensões reduzidas e facilidade de instalação (Balanis 2005, Pozar 1988, Pozar 2012, Kraus 1988). Os fatores eletromagnéticos, como Largura de Banda, Perda de Retorno, Diretividade, Ganho, Eficiência de Radiação e Eficiência Total, também são interessantes para as aplicações, pois os mesmos podem ser encontrados com formulações aproximadas de alto nível (Balanis 2005, Garg 2001, Kraus 1988).

Uma aplicação de um tipo de antena planar, a um sistema de multilateração em uma faixa de frequências específicas, deve atender os requisitos básicos de implementações, como largura de banda, ganho e padrão de radiação. A aplicação *Wi-Fi* é padronizada de acordo com a normatização IEEE802.11/b/g/n (IEEE 2012a) (Apêndice D), a qual indica a largura de banda para uma frequência central específica. Com a utilização dos equipamentos descritos nos apêndices D e E, consideramos o pior limiar de recepção, cerca de -70 dBm a uma distância de 55 metros, assim, os requisitos básicos para atender a aplicação da antena monopolo impressa a uma faixa de frequências do padrão IEEE802.11/b/g/n são:

- Padrão de Radiação Omnidirecional ou Direcional;
- Ganho de 3 dBi;
- Perda de Retorno mínima de -10 dB;
- Frequência de Ressonância Central de 2,4418 GHz;
- Faixa de frequência de 83,5 MHz.

Para se obter ou alterar algumas características das antenas, diferentes formas do elemento radiador e do plano-terra de uma antena planar podem ser construídas (Balanis 2005, Garg 2001), uma delas é a utilização de um elemento radiador circular, retangular ou elíptico (Garg 2001, Ray 2008, Hiroyuki KOBAYASHI 2008, Thomas & Lenin 2006, Jianxin Liang & Clive G. Parini 2005, Zainul Ihsan 2009). Estruturas periódicas, como as EBG (Electromagnetic Band-Gap), denominada como band-gap, apresentam características únicas dentro de uma faixa de frequências, como reflexão em fase das ondas eletromagnéticas e supressão das ondas eletromagnéticas superficiais, assim tais características são interessantes para aplicação a esse tipo de estrutura em antenas. (Alves S. 2004). Na dissertação, os estudos são relacionados às formas elípticas com deformação circular no elemento radiador, com chanfro de forma triangular no plano-terra, e alimentação através de uma linha de microfita, que até onde foi possível pesquisar, este tipo de antena é a candidata adequada, pois a mesma atende a todos requisitos descritos nos tópicos anteriores (Gilliard 2012, Gilliard N. Malheiros Silveira 2015, Balanis 2005, Garg 2001).

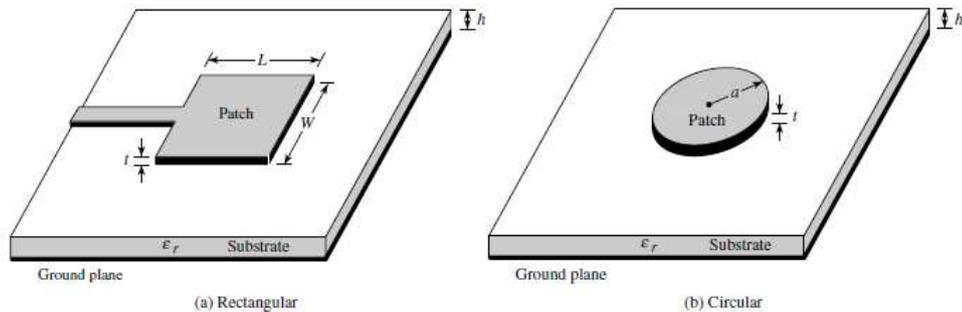


Figura 2.1: Antena de microfita circular e retangular.

A ideia de utilizar essa estrutura em antenas de microfita não é nova, alguns trabalhos descrevem a mesma (Garg 2001, Ray 2008, Hiroyuki KOBAYASHI 2008, Thomas & Lenin 2006, Jianxin Liang & Clive G. Parini 2005, Zainul Ihsan 2009), e fazem comparação da antena em diferentes faixas de frequências, demonstrando que a largura de banda de uma antena monopolo impressa pode chegar em até 9 GHz, utilizando como base a banda ISM (Gilliard N. Malheiros Silveira 2015). A intenção da aplicação da atena monopolo impressa ao método de Multilateração (Mori Junior 2016b, Norrdine 2012, Awange & Grafarend 2002, Strang & Borre 1997, J. Blankenbach 2011, G.X. Zhang 2003), até onde foi possível pesquisar, não foi encontrado nada parecido.

Nas seções seguintes, são apresentadas as definições e análises das características estudadas para as antenas projetadas nesta dissertação, assim como os projetos, protótipos e resultados simulados e medidos. Para as simulações eletromagnéticas e cálculos, foram utilizados os softwares CST (Computer Simulation Technology) Design Studio, Matlab (Apêndice A). Os protótipos foram construídos na máquina fresadora LPKF modelo S43 e CNC Router 1610 GRBL Controle Diypp (Apêndice A).

2.2 Projeto da antena de microfita

De maneira geral as antenas impressas planares são compostas basicamente em duas placas metálicas condutoras de espessura t ($t \ll \lambda$), paralelas, ligadas a um substrato dielétrico isolador, tal como uma placa de circuito impresso FR-4 com altura h ($h \ll \lambda$), onde as placas representam o elemento radiador e o plano-terra (Balanis 2005, Garg 2001). A Figura 2.1 (a) apresenta a geometria de uma antena de microfita retangular com uma alimentação de linha *microstrip*.

Como mencionado anteriormente o elemento radiador pode, teoricamente, ter qualquer formato geométrico (Balanis 2005, Garg 2001), porém, formas geométricas simples, como a retangular, elíptica e a circular, são de simples construção e com forte embasamento teórico (Balanis 2005, Garg 2001, Alves S. 2004). No entanto, outros formatos mais complexos, como, por exemplo, a antena monopolo impressa com chanfro de forma triangular no plano-terra (Gilliard N. Malheiros Silveira 2015), são estudadas no intuito de melhorar algumas de suas características, como a deste trabalho, buscando uma largura de banda maior. A forma semi-elíptica e o plano-terra, são apresentadas na Figura 2.2(a) e 2.2(b).

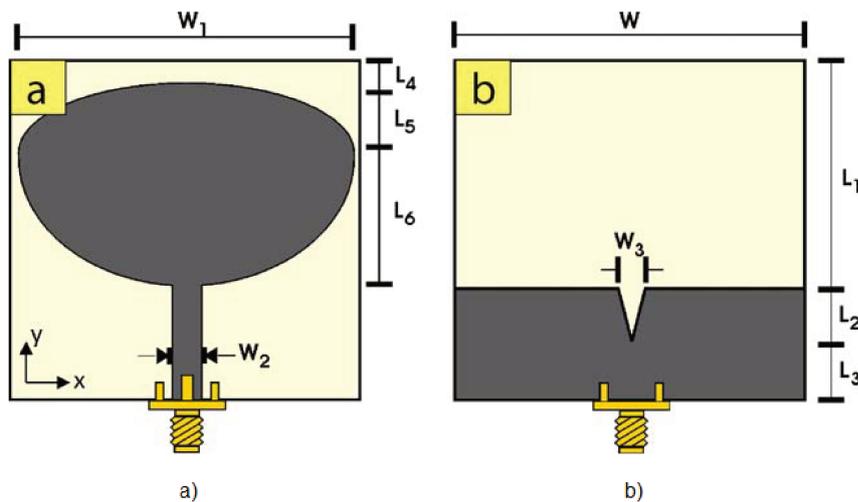


Figura 2.2: Dimensões antena monopolo impressa com chanfro de forma triangular no plano-terra (a) frente com o elemento radiador (b) verso com o plano-terra.

A geometria da antena monopolo impressa com chanfro de forma triangular no plano terra foi inspirada na geometria anterior de antenas conhecidas como antena monopolo elíptica impressa (Ray 2008), a qual é apresenta características interessantes para sistemas UWB. Entretanto, com o elemento radiador do monopolo formado pela intersecção de duas semi-elipses distintas por seus eixos principais, e o plano-terra separado pelo substrato, fazem com que a configuração não tenha uma boa adaptação de impedância em antenas UWB, assim, o plano-terra necessita um sulco em forma triangular cujo centro está alinhado com a alimentação pela linha de microfita da antena monopolo.

Existem várias técnicas para se alimentar uma antena monopolo impressa, como por alimentação acoplada, via cabo coaxial, alimentação por linha de microfita (Apêndice B), a qual melhor adapta a antena projetada, pelo motivo na facilidade de construção (Balanis 2005).

A Figura 2.3 apresenta as linhas de campo elétrico e magnético da linha de microfita. Como na microfita, parte das linhas de campo penetra no substrato, gerando ondas superficiais, que resultam em perda, por efeito Joule, de parte da potência que se deseja radiar pela antena (Garg 2001). Porém na antena monopolo impressa, o comprimento da linha de transmissão é o que indica o comprimento do plano-terra.

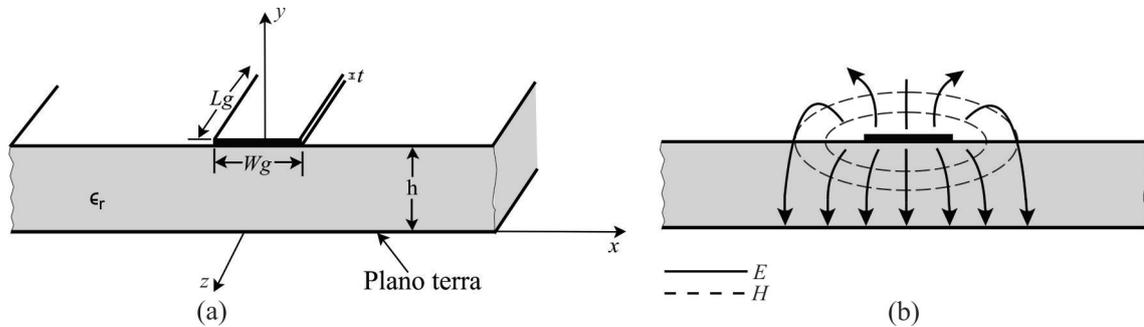


Figura 2.3: Linha de microfita. (a) Geometria. (b) Linhas de Campo Elétrico e Magnético.

A escolha da permissividade elétrica do substrato para uma antena de microfita é o um parâmetro com grande influência para a sua frequência de ressonância (Garg 2001). Essa escolha influencia, também, nas dimensões da antena, como exemplo, se uma aplicação exige uma antena de dimensões reduzidas, uma solução poderia ser a de se adotar um substrato com permissividade alta (Alves S. 2004). Essa solução, porém, afeta negativamente a eficiência e, conseqüentemente, o ganho, pois haverá uma maior concentração de linhas de campo no substrato do que no ar, agravando o fenômeno de aparecimento de ondas superficiais. Tendo em vista isso, a escolha do substrato é de suma importância para poder haver um equilíbrio entre as características de funcionamento desejadas e as dimensões apropriadas da antena para determinadas aplicações. Normalmente, são adotados para a construção de antenas de microfita, substratos com constante dielétrica variando entre 2,1 a 10 (Balanis 2005, Garg 2001).

As dimensões das linhas de transmissão de microfita podem ser calculadas através de modelos aproximados de alto nível, como o apresentado em (Pozar 2012). O modelo adotado neste trabalho, é apresentado no Apêndice C, onde as dimensões resultantes para um substrato FR4 de permissividade elétrica $\epsilon_r = 3,65$ e tangente de perdas $\delta = 0,0127$, com uma impedância de entrada $Z_0 = 50\Omega$ e altura $h = 1,58mm$, é de $W_g = 2,90mm$ e $L_g = 21,28mm$. Não necessariamente esses valores foram os calculados pelo método no Apêndice B, pois a configuração da antena possui uma redução em seu plano terra, denominada de chanfro ou entalhe, o qual necessita de otimização no Software CST para adequar-se aos resultados necessários. Porém, de maneira geral, podemos dizer que o chanfro altera no máximo 20% nos cálculos da linha de microfita.

Para o chanfro, posicionado no plano-terra separado do elemento radiador por um substrato FR-4, temos, de acordo com Hiroyuki KOBAYASHI (2008), que o mesmo é útil para se reduzir o elemento radiador e a largura da linha de microfita, do qual foi examinado uma técnica de plano-terra com chanfro. Ao diminuir gradualmente o chanfro no plano-terra, foi demonstrado que a antena é de banda larga. O estudo de KOBAYASHI foi apresentado em detalhes uma antena de monopolo elíptica impressa com um plano-

terra, sendo assim foram considerandos os efeitos do comprimento e da largura do chanfro, para determinar a configuração apropriada para o mesmo.

$$L_2 = 6,25mm \approx L_g/3, \quad (2.1)$$

$$W_2 = W_g = W_3, \quad (2.2)$$

onde, L_2 é o comprimento do *chanfro* e W_3 a largura, a qual é igual a W_g da microstrip-line.

O plano-terra é uma referência do elemento radiador, onde o mesmo em posição apenas da linha de microfita, fornece ao elemento radiador a melhoria na quase omnidirecionalidade, e assim a radiação é compacta para quase todas as direções. Já a largura do plano-terra é dada de acordo com a largura do substrato, descrito em termos seguintes. Sendo assim, temos as seguintes relações.

$$W_{gnd} = W_{sub} = 65,10mm, \quad (2.3)$$

$$L_g = L_{gnd} = L_1 + L_2 = 6,25 + 13,04 = 19,79mm, \quad (2.4)$$

Para o projeto do elemento radiador, existem formulações clássicas (Balanis 2005, D. K. Trivedi 1977), que podem simplificar os cálculos, e assim são denominadas como regras de ouro. Essas regras fornecem uma boa aproximação dos valores iniciais, que podem ser otimizados, posteriormente, através de softwares de simulação. A regra para o cálculo do raio efetivo do círculo do elemento radiador, mostrado na Figura 2.2, como sendo uma Elipse Duplamente Fundida, que é a dimensão pode influenciar na frequência de ressonância, é determinada com um valor inicial a partir de uma antena de microfita circular, onde para as microfitas circulares a frequência de ressonância é determinada a partir do modo de ressonância dominante TM_{110}^Z , o qual é suportado principalmente por ter a altura do substrato pequena em relação ao comprimento de onda no vácuo ($h \ll \lambda$) (Balanis 2005, D. K. Trivedi 1977):

$$(f_r)_{110} = \frac{1,8412}{2\pi a_{ef} \sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1,8412v_0}{2\pi a_{ef} \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2.5)$$

onde v_0 é a velocidade da luz no espaço livre e a_{ef} é o raio efetivo do radiador circular. A frequência de ressonância anterior não leva em consideração o efeito de franja, como é aplicado a linha de microfita ou radiador retangular, dado que efeito de franja faz o microfita ter maior concentração elétrica, e assim é levado em consideração ao introduzir uma correção de comprimento fator (Balanis 2005). Assim, para o *patch* circular, um corretor é introduzido por usando um raio efetivo a_e , para substituir o raio real a , dado por:

$$a_{ef} = a \left(1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1,7726 \right] \right)^{0,5}, \quad (2.6)$$

Com base na formulação do modelo anterior, denominado microfita de cavidade, descreve-se um procedimento que leva a um projeto prático da antena de microstrip circular para o modo de ressonância TM_{110}^Z dominante. O procedimento pressupõe que a

informação especificada inclui a constante dielétrica do substrato (ϵ_r), a frequência de ressonância (f_r) e a altura do substrato h , e assim é dado que o raio otimizado da cavidade é de $a = 16,55mm$ conforme a seguir:

$$a = \frac{F}{\left(1 + \frac{2h}{\pi\epsilon_r F} \left[\ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1,7726\right]\right)^{0,5}}, \quad (2.7)$$

onde a frequência é dada em Hz , a altura em cm , e F como sendo o fator complementar para encontrar a , dado pela seguinte Equação.

$$F = \frac{8,791e^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2.8)$$

Para o elemento radiador, composto com duas semi-elipses, o valor otimizado é dados pelas seguintes equações, onde que as devidas representações podem ser visualizadas na Figura 2.2.

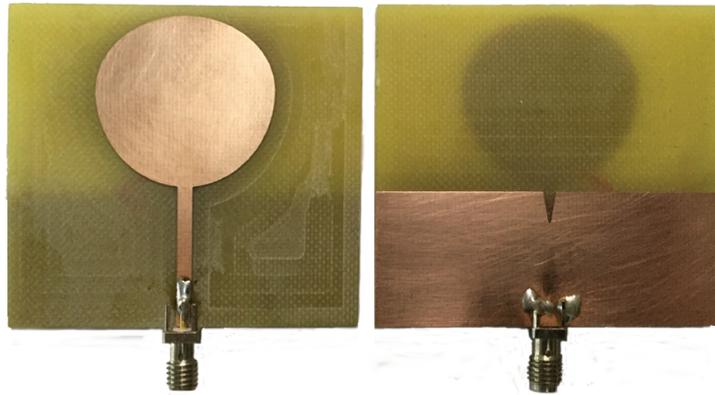


Figura 2.4: Protótipo da antena monopolo impressa com chanfro no plano-terra (Vista elemento radiador e plano-terra).

$$L_6 = \frac{a}{1,18}, \quad (2.9)$$

$$L_5 = \frac{a}{1,52}. \quad (2.10)$$

Já para a largura elíptica do elemento radiador W_1 , temos a dependência do raio do elemento circular calculado e otimizado, assim temos,

$$W_1 = 2a = 33,10mm. \quad (2.11)$$

L_4 é o espaço entre elemento radiador e borada superior da da antena, o qual foi um valor otimizado e aproximado.

$$L_4 = 3,00mm. \quad (2.12)$$

O Comprimento do Substrato foi otimizado através pelo software de simulação CST, conforme alguns dos itens anteriores, e o seu valor é de $L = 47,08mm$. O protótipo foi

confeccionado na máquina fresadora LPKF Modelo S43 e também em uma CNC Router 1610 GRBL Controle DIY (Apêndice A), sendo suas dimensões totais 65,10mm x 47,08mm.

2.3 Largura de Banda

A largura de banda é uma característica bastante importante no projeto de uma antena, e é definida como “uma faixa de frequência estipulada através de uma perda de retorno, sobre uma frequência de ressonância” (Balanis 2005). Ou critério a se adotar é o VSWR (Taxa de onda estacionária), o qual deve ser menor que um valor estipulado. Por dependência o VSWR é analisado de acordo com o coeficiente de reflexão Γ , e o mesmo é proporcional a impedância característica da linha de transmissão Z_0 e da impedância de entrada Z_c da carga ou da antena (Hayt 2013).

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0}. \quad (2.13)$$

O VSWR é uma taxa de amplitude máxima de tensão sobre a amplitude mínima de tensão, a qual indica de forma análoga como está o casamento de impedância entre a linha de transmissão e o elemento radiador. Caso uma antena não esteja casada com a linha de transmissão, a potência transmitida não será totalmente transmitida, assim teremos a perda por Reflexão, ou seja, perda de parte do sinal, que acaba retornando, e por esse motivo denomina-se de Perda de Retorno. O efeito resultante causa um padrão de onda estacionária na linha, que pode ser medido e que demonstra o grau de casamento entre a linha de transmissão e a antena. Se considerarmos uma linha de transmissão com pouca reflexão, o VSWR seria de 1:1, ou seja, quase toda a potência chegaria ao seu destino. Adota-se um VSWR de 1,92:1 para garantir que na faixa de frequências na qual $VSWR < 1,92$, chamada de largura de banda da antena, pelo menos 90% da potência de entrada da antena seja radiada (Balanis 2005, Hayt 2013). Assim podemos relacionar o coeficiente de reflexão em relação ao critério VSWR, conforme a seguinte equação.

$$|\Gamma| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}, \quad (2.14)$$

e, em termos do coeficiente da perda de retorno, temos o critério VSWR como:

$$VSWR = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}. \quad (2.15)$$

A perda de retorno é uma forma de se medir o casamento de impedâncias dada em dB, que compara a potência refletida da antena com a injetada. Sua relação com o coeficiente de reflexão é dada por (Balanis 2005):

$$RL(dB) = 20 \log |\Gamma|. \quad (2.16)$$

A RP (Potência refletida) é a maneira em que podemos identificar quanto de potência foi entregue à antena e quanto foi refletido, assim sua representação nos mostra a eficiência

do casamento de impedância (Hayt 2013).

$$RP(\%) = 100 \left(\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right)^2, \quad (2.17)$$

Tabela 2.1: VSWR em relação ao parâmetro de coeficiente de reflexão, perda de retorno e potência refletida.

VSWR	Γ	RL(dB)	RP(%)
1,00:1	0	- inf	0
1,50:1	0,20	-13,97	4,00
1,92:1	0,32	-10,03	9,93
2,00:1	0,33	-9,54	11,11
3,00:1	0,50	-6,02	25,00
4,00:1	0,60	-4,44	36,00

Das relações equacionadas anteriormente, adotando um VSWR 1,92:1, o critério para a perda de retorno é de aproximadamente -10,03 dB, ou seja, a largura de banda da antena deve ser a faixa de frequências cujo valor da perda de retorno seja menor ou igual a -10,03 dB. Outros critérios, apresentados na Tabela 2.1 poderiam ser adotados, como o VSWR 3:1 ou o 1,5:1, dos quais são dependentes de como o meio receptor é capaz de selecionar a informação. A frequência de ressonância é, então, a frequência que apresenta o menor valor de perda de retorno, ou seja, a frequência na qual se tem o melhor casamento de impedâncias entre a linha de transmissão e a antena. A largura de banda, pode ser dada tanto no seu valor absoluto (usualmente em MHz) quanto em valor percentual. Para o valor absoluto, a largura de banda é definida como:

$$BW(MHz) = f_2 - f_1, \quad (2.18)$$

e, para o valor percentual, como:

$$BW(\%) = 100 \frac{f_2 - f_1}{f_0}. \quad (2.19)$$

onde, f_0 , f_1 e f_2 são, respectivamente, a frequência de ressonância, frequência máxima e a mínima frequência de operação. Nesta dissertação, ambos serão adotados quanto for necessário, para uma melhor percepção da comparação dos resultados.

Visto isso, pode-se começar a analisar os resultados da antena projetada. As Figuras 2.5 e 2.6 apresenta o gráfico da perda de retorno simulada comparada com a medição da antena monopolo impressa. Para realizar as medições do parâmetro de perda de retorno, foi utilizado um analisador de rede ENA Series E5071C - Agilent Technologies (Apêndice A).

De acordo com a Expressif (Espressif 2017), o limiar da perda de retorno com que o ESP8266-07, consegue decifrar é de -10 dB, tendo ai um VSWR aproximado de 1,92:1, porém por efeitos de comparação, utilizaremos o mesmo e também a análise em $-15dB$.

A frequência de ressonância medida e simulada, estabelece normatização de acordo com o padrão IEEE802.11bn(IEEE 2012a), em 2,4418 GHz, e sua faixa de frequências de 2,4GHz a 2,4835GHz.

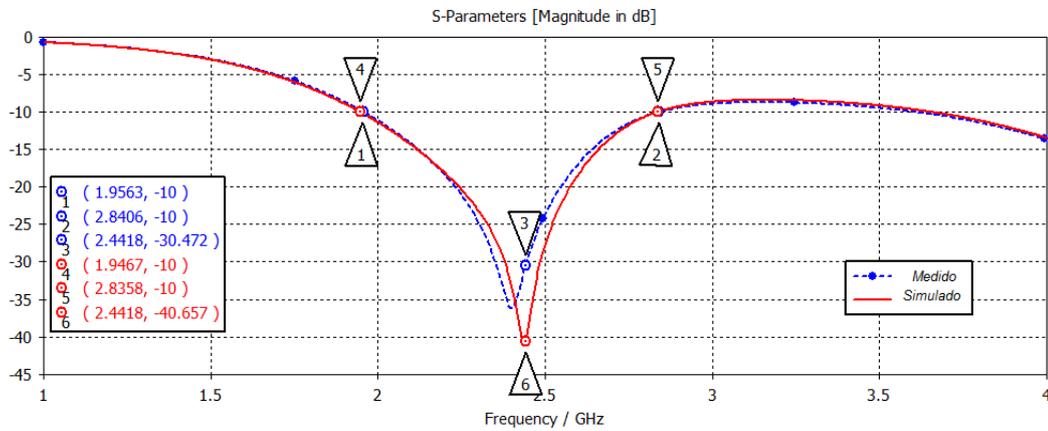


Figura 2.5: Perda de retorno simulada, via CST Design Studio, e medida para a antena monopolo impressa com chanfro no plano-terra, com limiar em -10dB.

Na Figura 2.5, o valor aproximado em simulação para largura de banda é de 889,1 MHz, e em valor percentual de 36,49%. Já a largura de banda medida é de 884,3 MHz, ou seja, 0,54%, menor do que a largura de banda simulada. A antena monopolo impressa é considerada uma antena de banda larga, indicada conforme (Gilliard 2012) uma largura de banda variando de 20 a 40%.

Considerando que o limiar seja de $-15dB$, a Figura 2.6 indica que o valor central aproximado em simulação é de 2,4367 GHz e a sua largura de banda é de 541,5 MHz, que equivale a 22,22%. A frequência de ressonância medida é de 2,3992GHz e a largura de banda de 518,5 MHz, em um valor percentual de 21,61%.

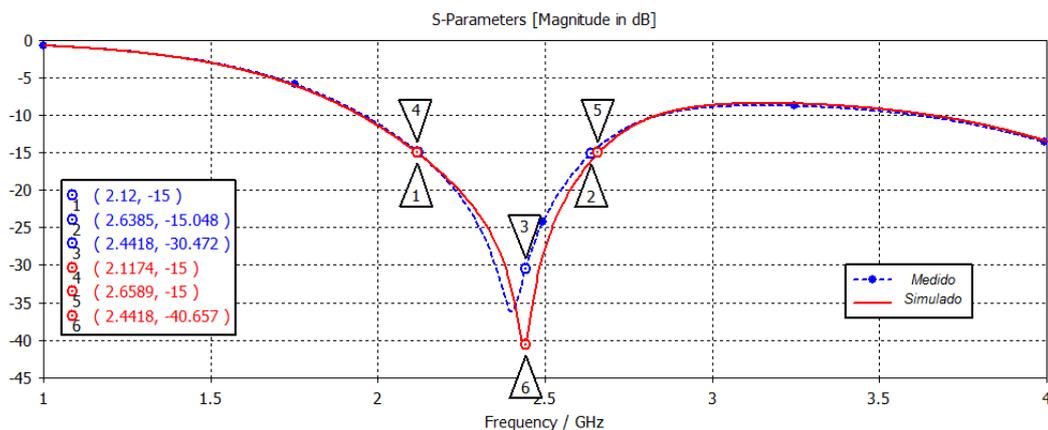


Figura 2.6: Perda de retorno simulada, via CST Design Studio, e medida para a antena monopolo impressa com chanfro no plano terra, com limiar em -15dB.

Comparando os limiares, entre as antenas simuladas e medidas, temos que ambas atenderam os valores desejados, chegando ser 90% maior em relação a banda desejada em um VSWR 1,92:1. Considerando que a componente de reconhecimento do sinal, ou

o ESP8266-07, tenha um limiar de no máximo -10 dB, podemos garantir que a perda de retorno em toda a faixa de frequência desejada, garante que o sinal seja reconhecido pelo limiar do componente.

2.4 Padrão de radiação

O padrão de radiação de uma antena ou padrão da antena é definido como “uma função matemática ou uma representação gráfica das propriedades de radiação da antena como uma função de coordenadas espaciais. O padrão de radiação é determinado na região do campo distante e é representado como uma função das coordenadas direcionais. As propriedades de radiação incluem a densidade do fluxo de energia, a intensidade da radiação, a intensidade do campo, a diretividade, a fase ou a polarização” (Balanis 2005).

As antenas em geral, possuem um padrão de radiação tridimensional (3D), mas, sua representação pode ser no formato bidimensional (2D), geralmente, na forma polar.

Para as antenas monopolo impressas com chanfro no plano-terra, o eixo z(+) como sendo o sentido do elemento radiador, exposto no sistema de eixos apresentado na 2.2a, e assim define-se o plano E, como o plano formado pelos eixos Y-Z e o plano H, como o plano dos eixos X-Z. O padrão de radiação 3D simulado da antena monopolo é apresentado na Figura 2.7.

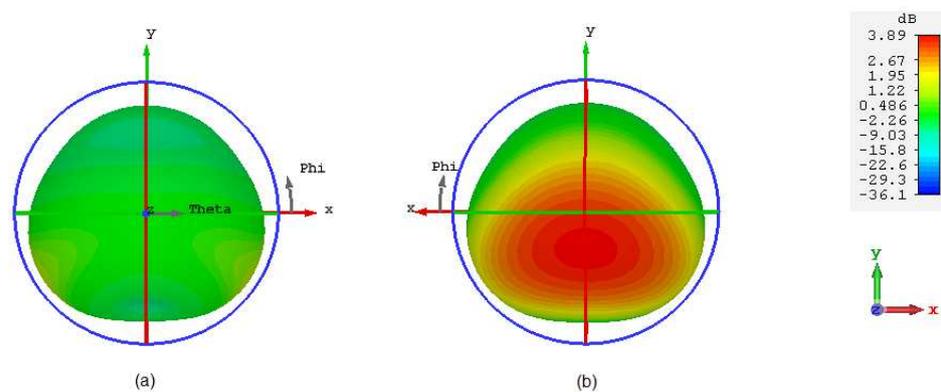


Figura 2.7: Padrão de radiação 3D (Ganho Real) simulado, via CST Design Studio, da antena de microfita em 2,4 GHz (a) vista elemento radiador (b) plano-terra.

Os padrões de radiação das antenas estudadas nesta dissertação foram apenas simulados, sendo apresentados na forma 2D e 3D, estando em conformidade com os apresentados em artigos (Gilliard N. Malheiros Silveira 2015). Do gráfico de padrão de radiação, pode-se retirar a relação frente-costas. A relação frente-costas é a relação do nível do sinal no centro do feixe principal com o nível do sinal radiado na sua direção oposta (Alves S. 2004).

Para o plano E, o qual é mostrado na Figura 2.8a, a relação frente-costas simulada é de, aproximadamente, 17,7 dB. O resultado da simulação via CST, segue o formato do obtido em medidas por (Gilliard N. Malheiros Silveira 2015), validando a mesma. O que

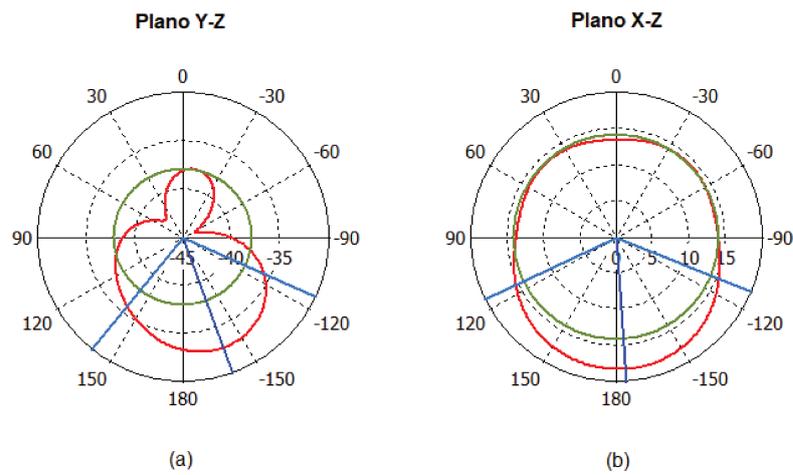


Figura 2.8: Padrão de radiação simulado via CST Design Studio, nos planos E e H, em 2,4418 GHz.

também é válido é o plano H, Figura 2.8b, onde a relação frente-costas simulada é de 17,9 dB, e seu formato segue o da prática por (Gilliard N. Malheiros Silveira 2015).

Caso a antena fosse medida, as diferenças entre os padrões ocorrem, principalmente, devido às interferências construtivas e destrutivas que um ambiente em campo aberto apresenta. Essas interferências no ambiente de campo aberto podem aparecer devido a reflexões do sinal em paredes próximas, em árvores ou outros obstáculos, que se encontram próximos ao local de medidas, e/ou em automóveis que possam estar estacionados ou de passagem, no momento da medida. Mesmo com esses empecilhos, os resultados esperados são considerados satisfatórios (Gilliard N. Malheiros Silveira 2015).

Capítulo 3

Métodos de Predição de Cobertura

3.1 Introdução

Para se estimar um ponto ou uma área de cobertura, é necessário entender sobre a perda e a propagação do sinal no ambiente em que se deseja trabalhar, relacionando a potência de transmissão, ganho das antenas e sensibilidade do receptor, com estimativas para uma determinada distância (Rappaport 2002b, Yacoub 1993). A Figura 3.1 apresenta um ambiente problema, com quatro conjuntos localizadores, denominados CCAN's (Componentes de Canto), separados de forma que a hipotenusa em relação ao espaçamento dos mesmos seja d_{ex} (distância extrema de comunicação). As antenas localizadoras possuem um ganho real de 3,89 dB, conforme os resultados obtidos no capítulo de Antenas Monopolo, e se comunicam com uma placa de processamento do sinal *ESP8266-07* da empresa *Expressif* (Apêndice A), e um microprocessador ATMEL-ATMEGA328P-PU (Sauer 2011), formando um conjunto denominado como CCAN.

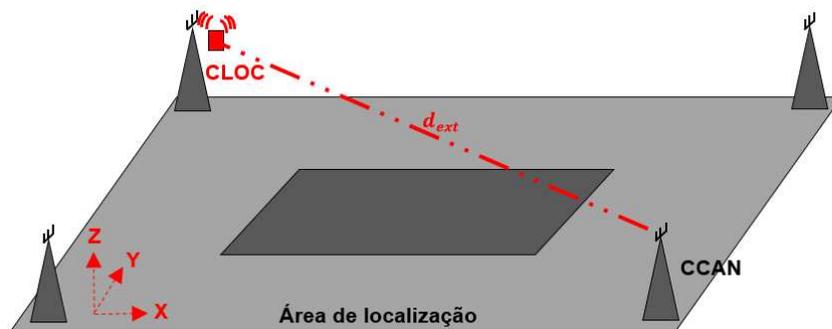


Figura 3.1: Área de cobertura com quatro antenas localizadoras.

Já a componente a ser localizada é denominada CLOC (Componente Localizada), a mesma possui a mesma antena e placa de processamento do sinal *ESP8266-07* (Apêndice A), diferenciando da CCAN na questão do microcontrolador, pois a mesma utiliza a própria placa de processamento para definir o SSID. As componentes estão separadas em uma estrutura 3D (X,Y,Z), com $Z = 1,25m$, por um comprimento $X = d_{Lac}$ e $Y = d_{Wac}$. A definição do padrão e funcionamento das placas utilizadas no projeto da dissertação, estão definidas no Apêndice D.

$$d_{ex} = \sqrt{d_{Lac}^2 + d_{Wac}^2}. \quad (3.1)$$

Os métodos de predição de cobertura juntamente com métodos pontuais, são desenvolvidos com base em medições em campo, e buscam estimar a posição de acordo com os dados obtidos em uma comunicação. Com os dados, é possível determinar formulações matemáticas capazes de representar aproximadamente os efeitos da propagação dos sinais eletromagnéticos, assim, quanto mais informações for possível representar nestas equações, mais precisa será a caracterização do meio e seus efeitos (Rappaport 2002b, Yacoub 1993). O que se deve considerar em campo, onde são estudadas características do ambiente e os efeitos que elas causam às ondas, são as perdas no espaço livre, desvanecimentos por multipercurso ou sombreamento, tempo de resposta e, é claro, as interferências do ambiente (Rappaport 2002b, Yacoub 1993).

3.2 Caracterização do canal de comunicação

Para os ambientes denominados como internos ou externos, o canal de comunicação sofre efeitos basicamente segundo três características principais: a dependência do nível de sinal com a distância percorrida e pelos efeitos de sombreamento e multipercurso (Rappaport 2002b, Yacoub 1993).

3.2.1 Dependência com a distância

A dependência com a distância significa dizer que, conforme o sinal se propaga, o seu nível de potência tende a reduzir com o quadrado da distância entre a *CCAN* e a *CLOC*, devido somente ao espalhamento do sinal no espaço, sem outros efeitos. Porém, principalmente em ambientes fechados, isso nunca ocorre, pois existem obstáculos que influenciam no nível de sinal (Rappaport 2002b, Yacoub 1993).

De forma a quantificar esta atenuação, é que são realizadas medidas onde a perda média do sinal é calculada e representada por meio de arquivos teóricos, como o apresentado por Theodore S. Rappaport (2002b).

Fazendo ainda, uma análise mais profunda, é possível identificar duas situações a respeito desta perda média. Cada uma destas situações apresenta características diferentes, ou seja, apresenta um grau de atenuação do sinal com a distância maior ou menor. É possível observar que o decaimento do sinal é mais acentuado no início de uma análise, mas que em seguida, após um ponto divisório, este decaimento é mais lento.

Em geral, a atenuação cresce lentamente com o quadrado da distância, correspondendo a uma propagação em espaço livre até o ponto de quebra. Em alguns casos, a atenuação pode crescer com valores inferiores a 2 ($n = 1, 43$), sendo n o índice do meio em que está sendo analisado, indicando confinamento do sinal. Após o ponto de quebra, o expoente aumenta para valores comumente situados entre 3 e 9, indicando espalhamento do sinal. Portanto, a distância d_{qbr} , em que ocorre o ponto de quebra em um modelo de traçado de raios é a distância para a qual o primeiro elipsoide de Fresnel é obstruído, seja pelo solo ou por uma parede, por exemplo. Desta maneira, a localização do ponto de quebra é dependente, para um mesmo ambiente, das menores distâncias ao solo ou à parede.

Para o caso em que a dependência ocorrer com relação ao solo, deve-se considerar as alturas das antenas transmissora e receptora, e, além disso, a frequência de operação (Rappaport 2002b, Yacoub 1993):

$$d_{qbr} \approx \frac{2h_t h_r}{\lambda}. \quad (3.2)$$

onde,

h_t - Altura da Antena Transmissora (metros);

h_r - Altura da Antena Receptora (metros);

λ - Comprimento de onda (metros);

3.2.2 Influência no sinal pelo efeito de sombreamento

Um outro fator que influencia no nível do sinal é o efeito de sombreamento, ou também conhecido como variabilidade de larga escala. Este é caracterizado por um período de duração maior, porém mais suaves que o de multipercurso. Ele está associado a flutuações ou variações do nível de potência do sinal em torno do seu valor médio, em razão das características físicas do ambiente, como objetos que obstruem o sinal transmitido, a exemplo das árvores ou do relevo para ambientes externos e de pessoas para ambientes internos. O efeito é modelado por uma distribuição *Log-normal* ou *Gaussiana* (Rappaport 2002b, Yacoub 1993). Analisando a Figura 3.2 (Rappaport 2002b) abaixo, é possível observar que a mesma mostra uma medida do sinal recebido em função da distância, onde o tracejado mais forte representa a variação média do sinal, caracterizando o sombreamento.

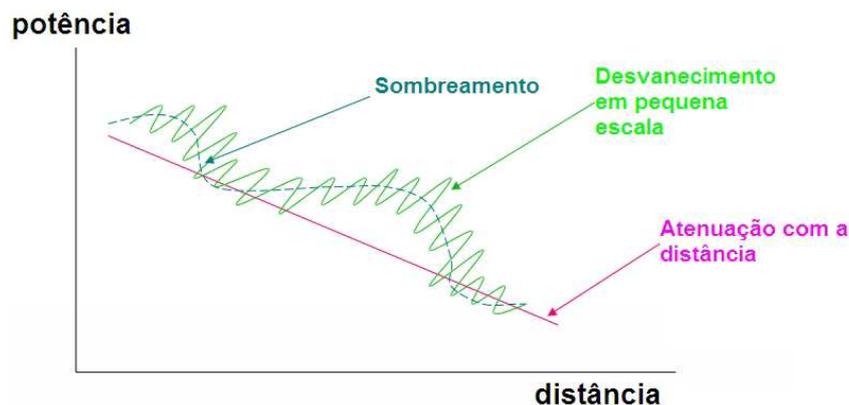


Figura 3.2: Variações no nível do sinal recebido pela estação móvel.

3.2.3 Influência no sinal pelo efeito de multipercurso

A influência pelo efeito de multipercurso, se dá por diferentes caminhos entre a CCAN e a CLOC que implicam em que os sinais cheguem ao destino com amplitudes e fases diferentes, onde a amplitude é bem descrita por uma função de Rayleigh (Yacoub 1993). Com respeito à fase, pode-se dizer que a mesma é mais sensível a pequenos deslocamentos

quanto maior for a frequência do sinal em operação. Nas faixas de 2,4 e 5,2GHz, em que o comprimento de onda é da ordem de poucos centímetros (12,5cm e 5,7cm, respectivamente), uma variação de posicionamento dos equipamentos transmissor ou receptor nesta ordem de centímetros pode levar a uma situação tal, que cause grandes desvanecimentos no sinal recebido, porém de curta duração, de maneira oposta aos desvanecimentos por multipercurso. Se por exemplo, for considerado um impulso que é transmitido ao longo do canal rádio, quando este chegar ao receptor, não será mais um impulso, mas sim um pulso com uma ampla largura que é chamada de espalhamento por atraso. Este atraso limitará a máxima taxa de transmissão do sinal digital. Assim, caso dois ou mais sinais próximos no espectro de frequência sofram este atraso, os mesmos podem tornar-se correlacionados. Assim, quando a amplitude ou a fase dos dois sinais recebidos são correlacionados, a banda por ele ocupada é definida como largura de banda de coerência. Isto é, a banda de coerência é a faixa de frequências na qual um canal apresenta o mesmo comportamento sobre todas as frequências. O canal, dentro da banda de coerência, é considerado plano, isto é, todas as componentes espectrais atravessam o canal sofrendo o mesmo ganho e com variação linear de fase. Isso significa dizer que, quaisquer duas componentes de frequência situadas na banda de coerência terão uma alta correlação, ou seja, é muito provável que os efeitos impostos pelo canal sejam os mesmos para ambas as frequências. A diversidade de antenas corresponde ao uso de mais de uma antena nos equipamentos de rede sem fio de forma a se alcançar o melhor resultado possível na qualidade da comunicação, e é utilizada principalmente para evitar ao máximo o efeito de multipercurso. Entre os tipos de diversidade possíveis estão as diversidades de espaço, a de frequência e a de polarização. Destas, a amplamente utilizada é a diversidade em espaço, onde um terminal com duas antenas recebe os sinais captados e os combina de forma que o melhor resultado obtido pela combinação é o utilizado pelo receptor.

3.2.4 Espalhamento por atraso

Em um canal com multipercurso, cada componente do sinal originadas pelo efeito percorrem um caminho diferente entre CCAN e CLOC e, portanto, o tempo de chegada de cada componente ao receptor será diferente. Assim sendo, o sinal resultante será composto por um conjunto do sinal enviado, cada parte do conjunto com atrasos diferenciados entre si. O sinal sofre espalhamento no tempo, sua potência e o instante de tempo de chegada é denominado de perfil de atraso de potência. A partir do perfil de atraso de potência pode-se extrair parâmetros importantes, como:

- Atraso Excedido Médio (Mean Excess Delay);
- Espalhamento de Propagação Excedido (Excess Delay Spread);
- Espalhamento de Propagação RMS (RMS Delay Spread);

O atraso excedido médio é dado pela diferença das componentes em relação à primeira componente que chega ao receptor. O Espalhamento Temporal RMS mede o espalhamento temporal do Perfil de Retardos em torno do Retardo Excedido Médio (valores

típicos são da ordem de microsegundos em canais móveis *outdoor* e da ordem de nanosegundos em canais móveis *indoor*) (Rappaport 2002b, Yacoub 1993). Em sistemas digitais, o Espalhamento Temporal rms provoca interferência intersimbólica (ISI - Inter-Symbolic Interference), limitando a taxa de símbolos máxima a ser utilizada no canal. Por último, o Espalhamento Temporal Excedido indica o retardo máximo, relativo à primeira componente recebida, para o qual a energia cai XdB (pré-definido) abaixo do maior nível recebido. Todos estes três parâmetros são muito importantes para a análise do desempenho da comunicação quanto à taxa de erros.

3.2.5 Outros mecanismos e efeitos de propagação

Além das características próprias do canal de comunicação que acabaram de ser apresentadas nestas últimas sessões, existem diversos outros fatores que causam efeitos de perda do nível de sinal transmitido em um ambiente de comunicação. Cada um deles é comentado a seguir em tópicos.

Perda por penetração

Considerando que um sinal saia da CCAN e tenha seu percurso até a CLOC, ou vice-versa, se o mesmo sinal atravessa um objeto, sendo obstruído pelo mesmo, este sinal sofre com uma redução do seu nível de potência, correspondendo estas perdas, às perdas por penetração. A perda de penetração é inclusive dependente da constituição do material o qual compõe o objeto. Obstáculos como paredes e janelas, por exemplo, apresentam valores diferentes de perdas de penetração. Assim, procura-se demonstrar para efeitos de informação, através da Tabela 3.1, os valores relativos às perdas para as frequências de 2,4GHz medidos pelo European COST 231 (Rappaport 2002b, Yacoub 1993) para os obstáculos mais comuns em ambientes internos e externos (D. Dres 1999, Y. E. Mohammed 2003).

Tabela 3.1: Perdas de penetração em obstáculos em 2,4GHz.

Obstáculo	Perda Adicional (dB)
Espaço Livre	0,0
Janela (tinta não metálica)	3,0
Janela (tinta metálica)	5,0 a 8,0
Parede Média (madeira)	10,0
Parede Espessa (aprox. 15 cm)	15,0 a 20,0
Parede Espessa (aprox. 30 cm)	20,0 a 25,0
Piso/Teto Espesso	15,0 a 20,0
Piso/Teto Muito Espesso	20,0 a 25,0

Através desta tabela, é fácil concluir que quanto mais espesso for o obstáculo, maior será a perda causada por ele ao sinal incidente. Vale observar também que para a faixa de 5GHz do padrão IEEE802.11n (IEEE 2012a), as perdas são mais acentuadas do que para mais baixas frequências.

Multipercurso

Outro fator, já comentado em texto, é o multipercurso, o qual é originado pelo fenômeno da reflexão, da difração, da refração e do espalhamento do sinal em propagação. Estes fenômenos, quando combinados, acabam por fazer com que o sinal percorra diversos caminhos da origem até o destino, cada qual levando um tempo diferente até atingir a CLOC ou CCAN. No receptor, estes sinais são combinados e podem interferir prejudicialmente (degradando o nível de sinal no receptor) ou construtivamente (melhorando o nível do sinal) pois, se trata de uma soma vetorial. Os sinais que chegam ao receptor podem ainda estar contando, quando existir, com o sinal de visada direta.

a) Reflexão - ocorre quando a onda rádio incide sobre um objeto de proporções maiores que o comprimento da onda incidente, e que por suas características constituintes, reflete o sinal em várias direções. Pode haver ou não penetração de parte do sinal incidente, dependendo da constituição da superfície refletora. Existem dois tipos de reflexão, a especular e a difusa, que possui as características do espalhamento descrito adiante. O critério de Rayleigh (Rappaport 2002b, Yacoub 1993) é uma função do comprimento de onda e do ângulo de incidência e é capaz de identificar o tipo de reflexão em uma dada superfície, onde são considerados o parâmetro σ como sendo a rugosidade do solo e α que é o ângulo de incidência da onda sobre a superfície.

b) Difração - esta ocorre quando uma onda em propagação é obstruída por um objeto em sua extremidade para altas frequências, porém para baixas frequências o sinal é desviado de sua trajetória original atingindo uma região que antes não seria coberta pelo mesmo, ou seja, provavelmente seria uma região de sombra. Este mecanismo de propagação faz uso do princípio de Huygens (Rappaport 2002b), onde cada ponto de uma frente de onda se comporta como uma fonte pontual irradiando para todas as direções.

c) Refração - este efeito ocorre quando uma onda penetra em um meio cuja densidade é diferente do meio em que se propagava e tem sua trajetória alterada e seu nível de potência reduzido, pois parte do sinal será refletido. Cada material tem seu coeficiente de reflexão e o de refração.

d) Espalhamento - quando uma onda incide sobre um objeto cujas dimensões são da mesma ordem ou menores que o comprimento de onda do sinal incidente, ocorre a atenuação no sinal e reflexão do mesmo em diversas direções. É por este motivo que as comunicações satélite que utilizam faixas de frequências bastante elevadas, como as bandas Ku e Ka, sofrem com as atenuações provocadas por chuvas e por gases respectivamente, dentre outros males por assim dizer. Em regiões do globo terrestre, como a América do Sul, não é empregada a comunicação satélite para bandas Ka e superiores principalmente devido a grande incidência de chuvas e umidade que interrompem a comunicação. O mesmo motivo retardou a entrada de sistemas em banda Ku, que somente se tornou realidade após anos de desenvolvimento tecnológico. A Figura 3.3 procura exemplificar estes efeitos de forma bem direta.

Efeito da umidade A grande incidência de chuvas eleva a umidade local e este efeito natural causa maior perda de potência no sinal quando o mesmo se propaga ao longo de um ambiente carregado de umidade, pois faz com que se aumente o coeficiente de absorção do mesmo. Objetos como aquários, quando presentes, são bastante prejudiciais para a

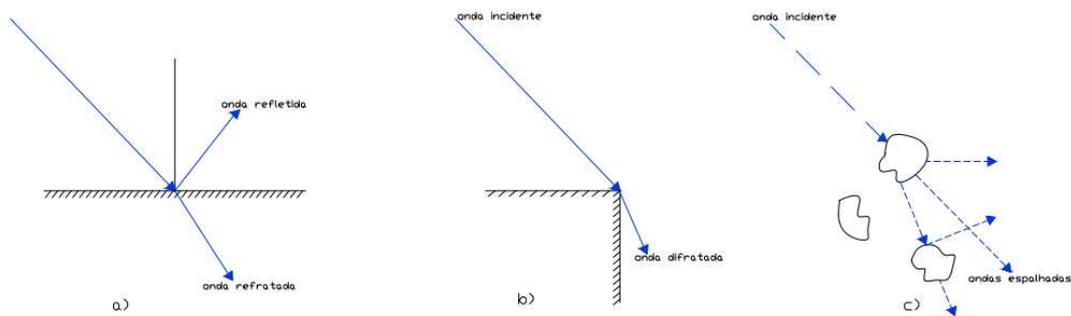


Figura 3.3: (a) Reflexão e Refração, (b) Difração, (c) Espalhamento.

propagação das ondas, pois a água é um grande absorvedor de energia. Sendo assim, objetos úmidos, causam uma perda de penetração cerca de 10 porcentos (Rappaport 2002b, Sung Jin Hong 1998, Rappaport 2002a) maior que o valor quando os mesmos estão mais secos. Ainda, quanto maior a frequência de operação, maior será a perda também diante deste efeito, desta maneira, sistemas Wi-Fi IEEE802.11n tendem a apresentar maior susceptibilidade ao efeito da umidade no ambiente. Um efeito interessante e que talvez mereça algum comentário no momento, diz respeito à propagação outdoor onde uma fonte externa origina sinais que chegam a ambientes internos, ou *indoors* em edifícios ou construções. A penetração em andares baixos talvez receba bastante obstrução devido aos objetos próximos ao solo, mas para andares mais elevados, caso haja um receptor próximo a uma janela, por exemplo, a perda por penetração será menor nestes andares, pois os mesmos estarão mais livres de obstruções. Um estudo sobre este caso em específico e bastante detalhado pode ser encontrado em (Sung Jin Hong 1998).

3.3 Modelos teóricos de predição da perda de propagação do sinal

Para o estudo da propagação das ondas no canal de comunicação, é necessário o entendimento de modelos de predição. Modelos estes, que apresentam características em situações empíricas e teóricas. De forma empírica, a base das informações vem de medidas realizadas em campo em diferentes tipos de ambientes, situações e efeitos, com o objetivo de se caracterizar da melhor maneira possível. A forma teórica é dada por equações que regem a propagação das ondas eletromagnéticas em um meio, sendo para isso, consideradas as condições de contorno do ambiente. Não é muito difícil perceber que os modelos que contemplam além das equações das ondas eletromagnéticas, as medidas realizadas em campo, trazem resultados mais próximos da realidade e são, portanto mais confiáveis quando se deseja utilizá-los para o planejamento de uma rede *wireless*. É possível adiantar que, de acordo com os estudos realizados por diversos pesquisadores, a variação do sinal dentro de um edifício ou ambiente internos obedece aproximadamente à distribuição de Rayleigh para o caso sem visibilidade, ao passo que se ajusta à distribuição de Rice no caso em visibilidade (Rappaport 2002b, Yacoub 1993). Em um trabalho futuro, os mesmos podem ser aprimorados e implementados, não em um só ambiente, porém em

diferentes ambientes afim de que as variáveis da distribuição possam ser pré-estabelecidas, difundindo ainda o tempo de sincronismo entre as CCAN's e CLOC.

Os modelos utilizados no projeto de dissertação visam demonstrar o comportamento da potência recebida com a distância calculada, o papel de uma distribuição, que visa mapear o ambiente de acordo com a potência, é fornecido pelo sistema com banco de dados, pois antes de uma determinação, é feito uma varredura do ambiente com as mesmas componentes. Assim de forma simples, são exibidos gráficos e demonstrações da perda de propagação através Equação de Friis que representa a perda por atenuação no espaço livre, e com uma reflexão através do terreno, o modelo se estende ao método do terreno plano (Rappaport 2002b, Yacoub 1993). Por fim, na seção de análise com o sistema com banco de dados, são apresentados os erros determinados de acordo com a correta posição.

3.3.1 Perda por propagação no espaço livre

Dado que duas antenas estão separadas por uma distância d , mencionadas como d_{ex} (distância extrema), conforme a introdução deste capítulo, estabelecemos de forma teórica uma visada direta sem interferência de obstáculos, operando em uma frequência f , a relação entre a potência recebida e transmitida na condição de propagação no espaço livre é dada pela equação de Friis 3.3. (Rappaport 2002b, Yacoub 1993).

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{ex}} \right)^2 \frac{G_t G_r}{F_s}, \quad (3.3)$$

onde P_r é a potência recebida em watts, P_t potência do transmissor em watts, G_t ganho da antena transmissora, G_r ganho da antena receptora, $\lambda = c_0/f$ é o comprimento de onda no espaço livre, e F_s o fator de perda do sistema, onde será considerado como unitário para o sistema. Dado através da equação de Friis, temos a relação que a potência cai com o quadrado da distância de separação entre CCAN e CLOC.

Para se usar a Equação 3.3, o ganho da antena não pode estar em unidades de decibéis, e as unidades de comprimento de onda e distância devem ser iguais. A equação que retorna a potência em dBm é dada por 3.4. Caso o meio em que se calcula for sem perdas e antenas isotrópicas, temos ($G_t = G_r = 1$).

$$P_r(dBm) = 10 \log P_r(mW), \quad (3.4)$$

Dos métodos teóricos, conforme (Rappaport 2002b, Yacoub 1993), o método de Friis se baseia em um local sem obstáculos, porém em prática isto não é aplicável, e o mais parecido para o problema em tese é o método terreno plano, pois grande parte da distância de que a CLOC está da CCAN, esta com separação de um terreno plano (Figura 3.4). No gráfico da Figura 3.7 da próxima seção, é apresentado uma comparação entre o método de Friis e do terreno plano em ambiente aberto, e externo, pela Figura 3.8.



Figura 3.4: Local aberto, localizado na Zona Rural de Campestre-MG, onde foram medidos as potências entre CCAN's e CLOC.



Figura 3.5: Local fechado, localizado na cidade de Campestre-MG, onde foram medidos as potências entre CCAN's e CLOC.

3.3.2 Perda por propagação no terreno plano

O método de predição de cobertura no terreno plano, leva em consideração que duas antenas estão separadas de uma distância d_{ex} , sobre uma superfície plana, operando em uma frequência f , o que é considerado próximo ao problema. O que também deve ser ressaltado é que o intuito da dissertação não é comparar os métodos que são considerados adequados para ambiente aberto e fechado, e sim utilizar um método já existente para comparação ao sistema com banco de dados de varredura.

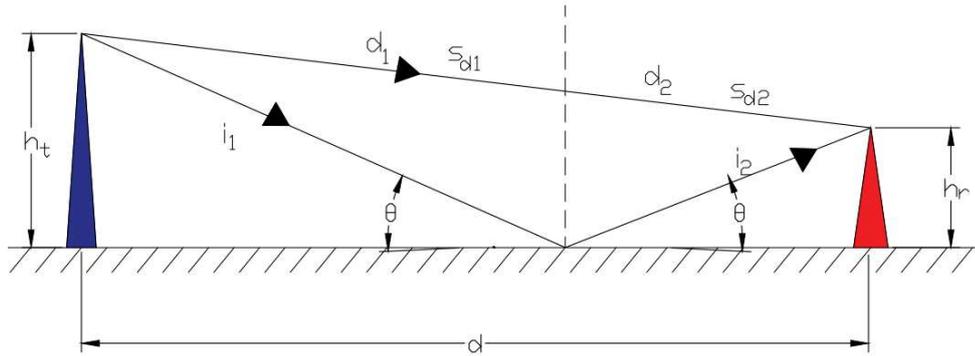


Figura 3.6: Indicações das variáveis de separação por terreno plano entre CCAN e CLOC.

$$L_{plan} = G_r G_t \left(\frac{\lambda}{4d_{ext}\pi} \right)^2 |1 + \rho e^{j\Delta\phi} + (1 - \rho)Ae^{j\Delta\phi} + \dots|^2, \quad (3.5)$$

A equação anterior relaciona a potência recebida e transmitida na condição de propagação no terreno plano, representando a equação de Friis multiplicada pela relação da perda do sinal (Rappaport 2002b, Yacoub 1993), onde, L_{plan} é a perda devido o terreno plano, ρ é o coeficiente de reflexão, $\Delta\phi$ é a defasagem devido a reflexão, A é o fator de atenuação, e K é a relação de reflexão entre a superfície e o ar.

$$\rho = \frac{\text{sen}\theta - K}{\text{sen}\theta + K}, \quad (3.6)$$

Para distâncias d_{ex} grandes, temos os ângulos $\theta \approx 0$ e $\rho \approx -1$. Além disso, ondas de superfícies são sentidas apenas a pequenas distâncias do solo, temos $A \approx 0$.

$$L_{plan} = G_r G_t \left(\frac{\lambda}{4d_{ext}\pi} \right)^2 |1 - e^{j\Delta\phi}|^2, \quad (3.7)$$

A defasagem devido a reflexão é dada pela diferença da distância do sinal direto ($d_{sd} = d_{sd1} + d_{sd2}$) e refletido ($i_r = i_{r1} + i_{r2}$) dividido pelo comprimento de onda no espaço livre.

$$\Delta\phi = 2\pi \frac{\Delta C}{\lambda} = 2\pi \frac{(i_1 + i_2) - (d_{sd1} + d_{sd2})}{\lambda}, \quad (3.8)$$

Tendo a relação $(h_t + h_r)/d_{sd}$ pequena, podemos mostrar que a aproximação seguinte é válida.

$$\Delta\phi \approx 4\pi \frac{h_t h_r}{\lambda d_{ext}}. \quad (3.9)$$

Logo,

$$|1 - e^{j\Delta\phi}|^2 = 4\text{sen}^2 \frac{\Delta\phi}{2} \approx 4 \left(\frac{\Delta\phi}{2} \right)^2, \quad (3.10)$$

E por fim teremos a perda por propagação no terreno plano em relação a distâncias grandes ($d_{ext} \gg \sqrt{h_t h_r}$).

$$L_{plan} = G_r G_t \left(\frac{h_t h_r}{d_{ext}^2} \right)^2. \quad (3.11)$$

3.3.3 Relação entre os métodos e medidas

A partir da análise dos métodos e medidas em ambiente externo e interno (Figuras 3.4 e 3.5), onde, as medidas pontuais médias foram feitas com uma variação da distância entre CCAN e CLOC de 0,1m, são apresentadas pelas Figuras 3.7 e 3.8.

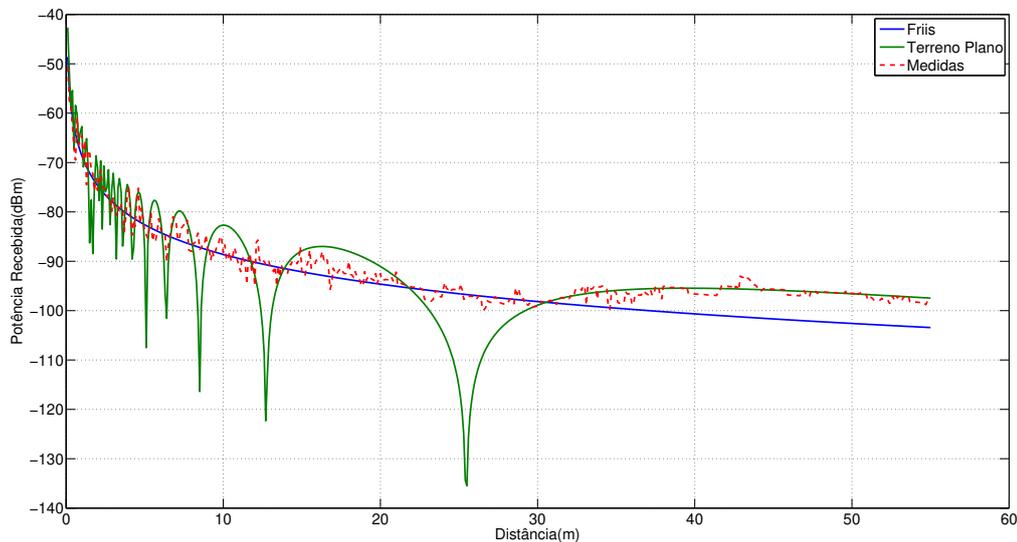


Figura 3.7: Comparação da Potência Recebida entre os métodos e medidas em um ambiente interno.

Para o ambiente interno, devido aos diversos fatores comentados neste capítulo, que implicam em um valor da potência recebida, notamos um comportamento com muitas variações na potência recebida, chegando a quase 15% em relação aos primeiros 10 metros de distância. Após 16 metros, verificamos um variação entre os -90 dBm e -100 dBm, o que demonstra uma probabilidade de erro maior, pois temos uma pequena variação da potência comparada a uma grande variação na distância. Podemos dizer que o comportamento da representação gráfica das medidas, não segue com precisão os modelos, porém ela tem aproximações com o terreno plano após 32 metros, e decaimento de acordo com o espaço livre até cerca de 28 metros.

Já em ambiente externo, os fatores que contribuem para que o valor da potência recebida seja diferente do esperado, são menores, pois conforme a Figura 3.4, verificamos poucos obstáculos em uma proporção de medidas. A curva de medidas, segue aproximadamente a perda no espaço livre nos primeiros 6m, após isto, verificamos uma variação

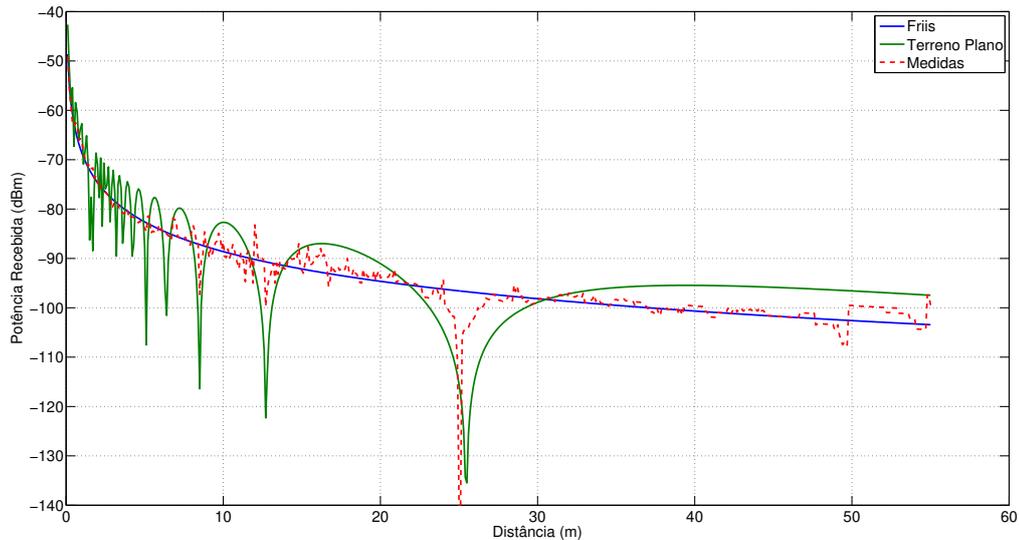


Figura 3.8: Comparação da Potência Recebida entre os métodos e medidas em um ambiente externo.

entre -80 dBm e -110 dBm, exibindo ainda pontos de quebra do sinal (sem recepção de dados), entre alguns pontos de 25 a 26 metros. Outro fato que acontece nas medidas, é que a potência recebida tem variação menor do que -100 dBm, demonstrando uma probabilidade menor de erro em relação ao ambiente fechado, já que a variação da potência é maior para a variação da distância.

3.3.4 Otimização pelo sistema com banco de dados e algoritmo

Em um mundo com a tecnologia cada vez mais presente na rotina diária de desenvolvimento, consideramos que a utilização da mesma é de suma importância para o desenvolvimento dos cálculos e comparação de valores por aspecto computacional. Assim o método de busca é utilizado para reduzir o erro do valor obtido, e determinar a partir de todos os pontos armazenados no banco de dados, com precisão, qual a distância que a CLOC está da CCAN.

O sistema com banco de dados de varredura é alocado em todos os pontos, armazenando a potência recebida com variação de 0,1 metros entre CCAN e CLOC, para que quando for requisitado a localização, o sistema indique de acordo com a comparação com o banco de dados. No ponto em que a variação média é alta ($> 10\%$) em relação aos métodos, tem-se um acréscimo ao número de medidas, para que tenha uma precisão maior ao armazenar no banco de dados.

3.4 Projeto

Nesta seção vamos analisar os resultados obtidos com distâncias fixas entre cada CCAN, onde a variação ocorre com uma variação de 0,1m, e então o valor obtido da potência recebida por cada CCAN em relação a CLOC, é introduzida a uma seção de cál-

culos, o qual é demonstrado pelas figuras dos diferentes métodos, e assim a comparação com o sistema com banco de dados é deduzida.

Para o problema em tese, exposto na Figura 1.1, é necessário se fazer cálculos e análises referente a d_{ex} , pois ela representa a distância máxima em que pode ter uma separação entre CCAN e CLOC. Assim para um local interno, de comprimento $d_{Lac} = 50m$ e largura $d_{Wac} = 30m$, identificamos então $d_{ex} \approx 58,3m$. As devidas medições foram feitas até 55 m.

Para se determinar a distância adequada, é necessário verificar que a potência recebida seja aquela que quando inserida nos métodos teóricos, indica a distância correta em que a CCAN esta da CLOC. Porém, devido aos diferentes efeitos aleatórios, é difícil mensurar a distância correta com a potência recebida, assim, o que é feito em muito dos casos, é uma varredura e adaptação do sistema com banco de dados, o que pode ser otimizado com utilização de mais de uma CCAN, o que será feito no próximo capítulo.

Em relação as medidas, a separação entre CCAN e CLOC foram alocadas de maneira que se determine a distância de acordo com a potência recebida, comparando a mesma com banco de dados. No caso das representações, se a distância for menor do que a correta temos um erro menor do que o esperado, e se for maior um erro maior do que o esperado.

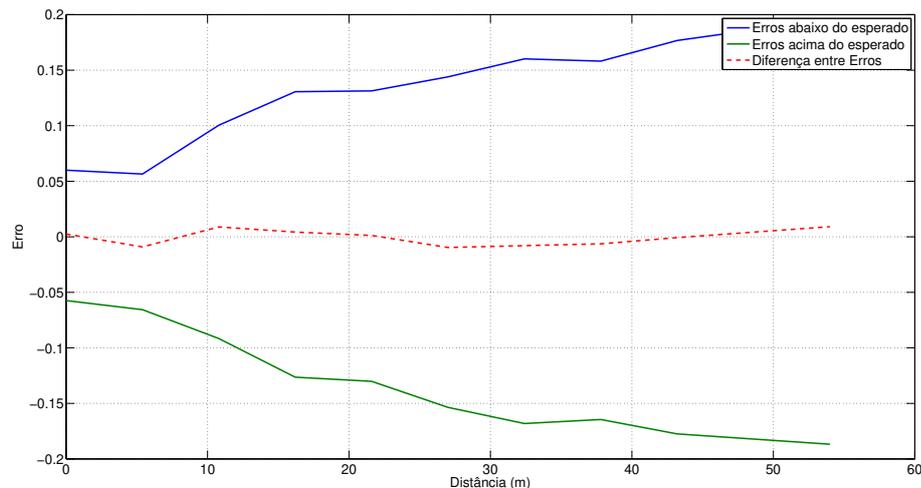


Figura 3.9: Mediana do Erro encontrado com a análise do Banco de Dados em relação a distância interno.

Verificamos através das Figuras 3.9 e 3.10, que o erro é compactado em no máximo 20%, o que demonstra uma aproximação pouco interessante para a prática, o que é decorrente da utilização de apenas uma antena transmissora e uma receptora (CCAN e CLOC). Em distâncias maiores par ao ambiente interno o erro aumenta, o que é de se esperar, já que a variação da potência em relação a distância é baixa em um delta de 35 metros. Porém no começo das medidas, temos um erro considerado, cerca de 6% até uma distância de 7 metros.

Já em um ambiente externo, o erro tem uma variação na sua porcentagem, indicando que em cerca de 16m o erro mínimo é demonstrado, o que pode ser comprovado pelo valores práticos que entre aquelas valores, há uma considerada variação da potência recebida,

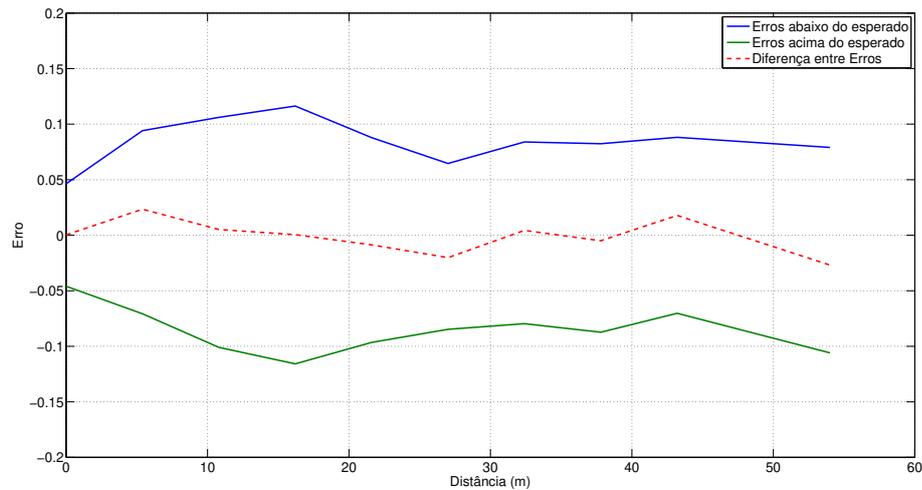


Figura 3.10: Mediana do Erro encontrado com a análise do Banco de Dados em relação a distância externa.

indicando que o sistema com banco de dados teve dificuldade de terminar qual era a posição correta para o delta. Outro aspecto interessante é em relação ao ponto de quebra, pois representa a aplicação teórica, onde que de acordo com perda no terreno plano, em alguns pontos pode ter a quebra do sinal (Rappaport 2002b, Yacoub 1993).

Os equipamentos utilizados no projeto da dissertação, como foram mencionados anteriormente, foram fabricados em proposta de suprir toda necessidade de comunicação do sistema e leitura da informação, e como a aplicação de todos os componentes é necessária somente para o próximo capítulo, a sua representação pode ser visualizada pela 4.4. O fato de que o ESP8266 exibe um valor inteiro da potência recebida, tende a prejudicar as medições, porém o que deve ser feito para reduzir o fato, é varias medidas no mesmo ponto e armazenar no banco de dados.

Capítulo 4

Cálculo da posição

Uma compreensão das características de um problema é essencial para a obtenção de sua solução. A primeira seção deste capítulo descreve as características do problema de localização, das CCAN's (Componente de Canto) fazendo uso dos sinais recebidos da CLOC (Componente Localizada), indicando quais são suas possibilidades e limitações, enviando as informações desejadas para uma CP (Central de Processamento), que através de um link GSM, envia as informações a uma CE (Central de Ênfase), onde será processado os cálculos em um máquina com processador i7 (Apêndice A), e armazenado no banco de dados a posição prevista, para que o acesso via aplicativo ou web possa ser feito. São então descritas técnicas de localização baseadas em sinais de localização sem fio, e por fim, é apresentado uma comparação das técnicas utilizadas, e uma aplicação prática para o projeto.

4.1 Características pontuais em localização sem fio

Quando uma pessoa caminha pela rua, ela estima sua localização identificando referências e aproximando uma distância dos pontos, com embase no ângulo de visão. O mesmo princípio está por trás de qualquer sistema de localização. Um dispositivo que deseja se localizar deve possuir um ou mais sensores que captam as informações de pontos de referência no ambiente. No sistema proposto, temos como sendo os pontos de referência, as CCAN's, as quais recebem a informação de uma componente localizada, a CLOC. No capítulo anterior, descrevemos a utilização de apenas uma CCAN em comunicação com uma CLOC, já nesta seção teremos a implementação de uma comunicação entre três ou mais CCAN's, e uma CLOC.

4.2 Introdução

Os métodos por interações é muito usual em diferentes sistemas de comunicações, como a GPS (Hofmann-Wellenhof 1992), pois o mesmo se baseia em conhecer a posição de três ou mais referências e a distância dessas três referências até o ponto que se deseja estimar. É comumente empregado para estudar movimentos graduais na crosta terrestre em áreas sujeitas à atividade sísmica ou tectônica, testar e construir instalações de defesa e científicas e em projetos de engenharia de alta precisão. Também é usado na expansão de

controle ou densificação para o futuro crescimento metropolitano; controle do litoral; vias navegáveis interiores; extensão de controle; densificação para subdivisões e construção de terrenos; e levantamentos de deformações de barragens, áreas geotérmicas, estruturas, tectônica regional/local e deslizamentos de terra (Hofmann-Wellenhof 1992, Strang & Borre 1997). O cálculo das coordenadas espaciais de pontos desconhecidos de suas distâncias a outros pontos conhecidos é uma operação comum, conhecida como interação entre diferentes ações, ou Multilateração. Diferentes trabalhos (Norrdine 2012, Awange & Grafarend 2002, Strang & Borre 1997, J. Blankenbach 2011) referem-se a uma série de procedimentos, e apresentam uma abordagem algébrica da solução das equações do cálculo da posição. Porém vamos nos espelhar em Norrdine, pois o mesmo se refere a uma aplicação prática com outro tipo de sistema de posicionamento interior. O método sugerido é descrito na seção de Multilateração, com uma visão inicial para o problema de trilateração, o qual é descrito na seguinte seção que sucede esta. Subsequentemente, como mostrado na seção de Multilateração, usando uma aproximação do quadrado mínimo recursivo (Norrdine 2012) as medições adicionais da escala podem ser adicionadas gradualmente para conduzir a uma solução equilibrada. Nas seções seguintes da Multilateração, resultados práticos e teóricos são demonstrados e comentados.

4.3 Método de Trilateração

O Método de Trilateração é baseado em, no mínimo, três pontos de referência, ou três CCAN's, e é um processo para determinar localizações relativas de pontos específicos, usando geometrias como círculos, esferas ou triângulos (Norrdine 2012, G.X. Zhang 2003). O processo, apresentado pela Figura 4.1, onde são conhecidas as posições (X_n, Y_n, Z_n) de ao menos três CCAN's de referência e as distâncias $(d_1, d_2$ e $d_3)$ entre a CLOC e as de referência fixas (XYZ, onde XY são as coordenadas de separação 2D, e Z a altura).

Para estimar o ponto desejado, devemos obter a solução para três pontos de referência. Analisando a Figura 4.1, são dados os três pontos de referência $P_1(X_1, Y_1, Z_1)$, $P_2(Y_2, Y_2, Y_2)$ e $P_3(X_3, Y_3, Z_3)$ e as distâncias d_1, d_2 e d_3 até o ponto N (Local da CLOC). Para determinar as coordenadas (X_n, Y_n, Z_n) do ponto N, temos que é o mesmo que encontrar as soluções para o sistema de equações quadráticas abaixo:

$$\begin{cases} (X - X_1)^2 + (Y - Y_1)^2 + (Z - Z_1)^2 = d_1^2, \\ (X - X_2)^2 + (Y - Y_2)^2 + (Z - Z_2)^2 = d_2^2, \\ (X - X_3)^2 + (Y - Y_3)^2 + (Z - Z_3)^2 = d_3^2, \end{cases} \quad (4.1)$$

Reorganizando todas as equações, para que as variáveis desejadas fiquem indicadas,

$$\begin{cases} (X^2 + Y^2 + Z^2) - 2X_1X - 2Y_1Y - 2Z_1Z = d_1^2 - X_1^2 - Y_1^2 - Z_1^2, \\ (X^2 + Y^2 + Z^2) - 2X_2X - 2Y_2Y - 2Z_2Z = d_2^2 - X_2^2 - Y_2^2 - Z_2^2, \\ (X^2 + Y^2 + Z^2) - 2X_3X - 2Y_3Y - 2Z_3Z = d_3^2 - X_3^2 - Y_3^2 - Z_3^2. \end{cases} \quad (4.2)$$

Ou também representamos pela forma matricial,

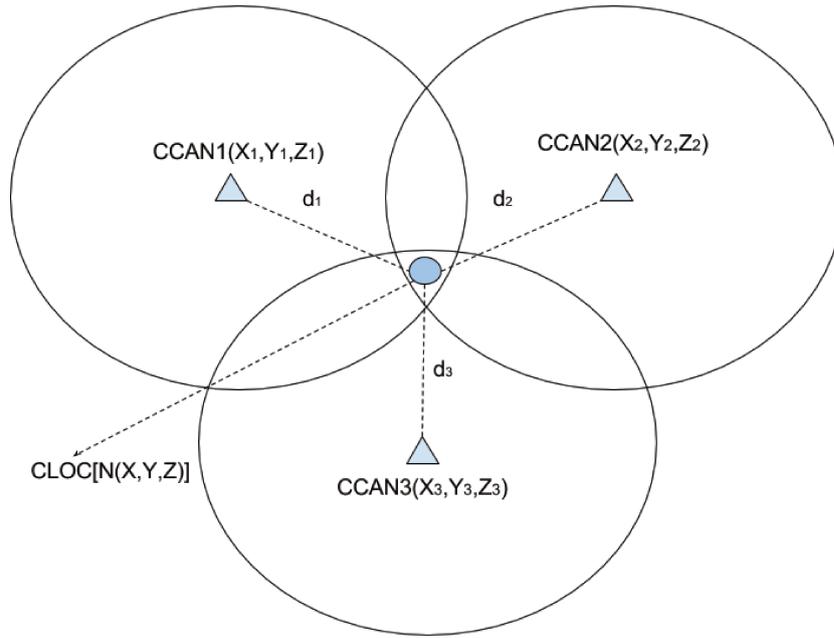


Figura 4.1: Processo de Trilateração, onde CCAN1, CCAN2 e CCAN3 são as Componentes de Canto, e CLOC a Componente Localizada.

$$\begin{bmatrix} 1 & -2X_1 & -2Y_1 & -2Z_1 \\ 1 & -2X_2 & -2Y_2 & -2Z_2 \\ 1 & -2X_3 & -2Y_3 & -2Z_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X^2 + Y^2 + Z^2 \\ X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1^2 & -X_1^2 & -Y_1^2 & -Z_1^2 \\ d_2^2 & -X_2^2 & -Y_2^2 & -Z_2^2 \\ d_3^2 & -X_3^2 & -Y_3^2 & -Z_3^2 \end{bmatrix}, \quad (4.3)$$

Representando em uma forma resumida, temos a matriz anterior dada como,

$$A_0 X_0 = B_0. \quad (4.4)$$

onde A_0 e B_0 representam os valores fornecidos para análise matricial, e X_0 os valores a serem determinados.

4.4 Multilateração

O Método de Multilateração, é basicamente uma continuação de pontos do método de Trilateração (Norrdine 2012, G.X. Zhang 2003), e é baseado em mais de três pontos de referências, ou seja n pontos, e é um processo para determinar localizações relativas de pontos específicos, usando geometrias como círculos, esferas ou triângulos (Norrdine 2012, G.X. Zhang 2003). O processo, apresentado pela Figura 4.2, onde são conhecidas as posições (X_n, Y_n, Z_n) de quatro CCAN's de referência e as distâncias $(d_1, d_2, d_3$ e $d_4)$ entre a CLOC e as de referência fixas.

Os princípios matemáticos são semelhantes. A diferença, entretanto, é que se obtém um sistema linear sobre-determinado, pois existem mais equações do que variáveis, como mostra a Figura 4.2. Os métodos para a solução são os mesmos citados para a trilateração,

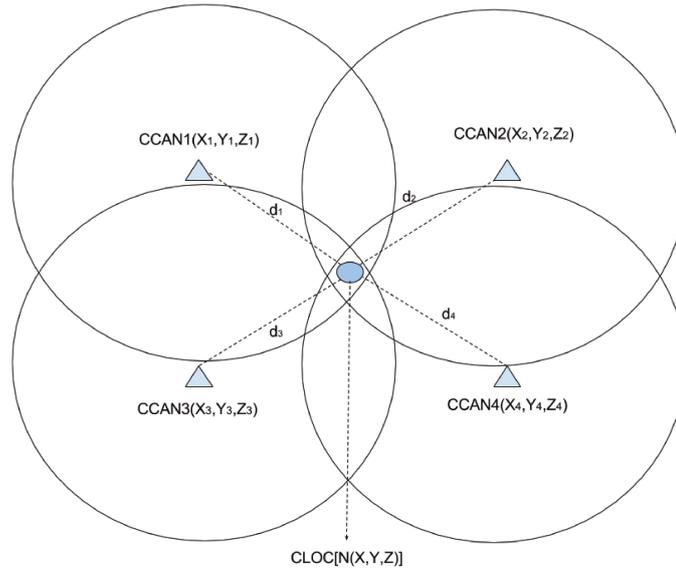


Figura 4.2: Processo de Multilateração, onde CCAN1, CCAN2, CCAN3 e CCAN4 são as Componentes de Canto, e CLOC a Componente Localizada.

incluindo novas variáveis no equacionamento, assim a representação temos as seguintes equações matriciais.

$$\begin{bmatrix} 1 & -2X_1 & -2Y_1 & -2Z_1 \\ 1 & -2X_2 & -2Y_2 & -2Z_2 \\ 1 & -2X_3 & -2Y_3 & -2Z_3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & -2X_n & -2Y_n & -2Z_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X^2 + Y^2 + Z^2 \\ X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1^2 & -X_1^2 & -Y_1^2 & -Z_1^2 \\ d_2^2 & -X_2^2 & -Y_2^2 & -Z_2^2 \\ d_3^2 & -X_3^2 & -Y_3^2 & -Z_3^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ d_n^2 & -X_n^2 & -Y_n^2 & -Z_n^2 \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

Com isto, temos a solução que minimiza a soma quadrada de erro do ponto candidato N (Norrdine 2012),

$$\min_N \{ (\|N - P_1\|^2 - d_1^2)^2 + \dots + (\|N - P_n\|^2 - d_n^2)^2 \}. \quad (4.6)$$

4.5 Projeto

Tendo quatro componentes localizadoras em um ambiente fechado ou aberto, as quais são denominadas CCAN (componente de canto) e são separadas entre si de forma retangular. A separação entre CCAN's permite que uma CLOC (componente Localizada) seja localizada através das informações (SSID e Potência Recebida) captadas pela CCAN. Uma CP (Central da Propriedade) é incluída ao sistema para que as informações coletadas pelas CCAN's possam ser armazenadas e enviadas para uma CE (Central de Ênfase), que calcula a aproximada localização e armazena ao banco de dados.

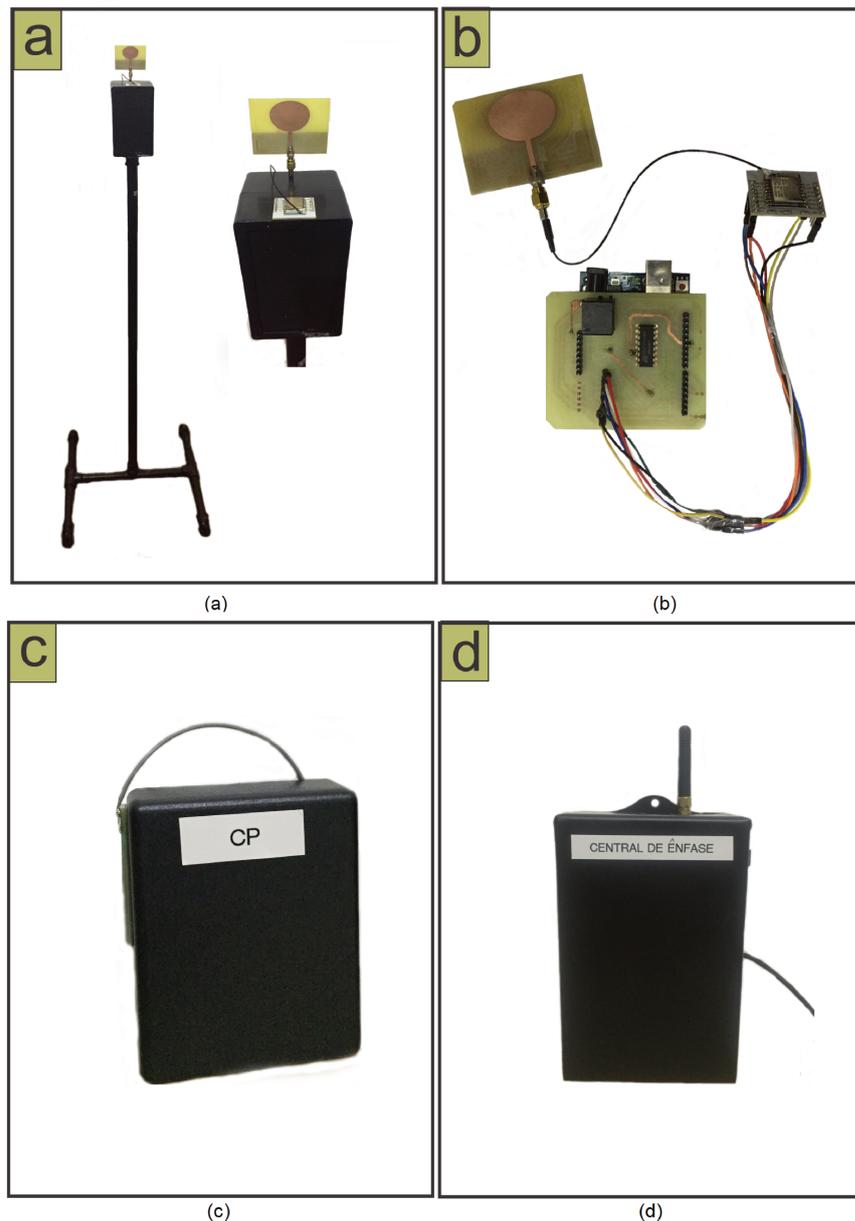


Figura 4.3: Componentes produzidas através da tese (a) Pedestal CLOC e CCAN com *zoom* da caixa das componentes; (b) antena interligada a placa de processamento e microcontroladora (Arduino UNO R3), formando a componente CCAN e CLOC; (c) Central de Processamento com Antena GSM; (d) Central de Ênfase com Antena GSM e saída USB.

O Sistema é constituído por vários componentes interligados e funcionando constantemente. De maneira geral, o seu funcionamento é necessário para localizar e relatar componentes alocadas em pontos fixos. O fluxograma do sistema de comunicação é apresentado pela Figura 4.4, onde se deve por uma comunicação da central da propriedade a central de ênfase através de um método já existente de comunicação (Norrdine 2012).

De forma resumida, temos a captação da potência recebida da CLOC pela CCAN, a captação de todas as potências recebidas pelas CCAN's é feita pela CP, que as envia para a CE, a qual exerce o papel de processando do ponto localizado. A CE e CP estão separadas pelo motivo de que se houver necessidade de separação em uma aplicação distante, basta

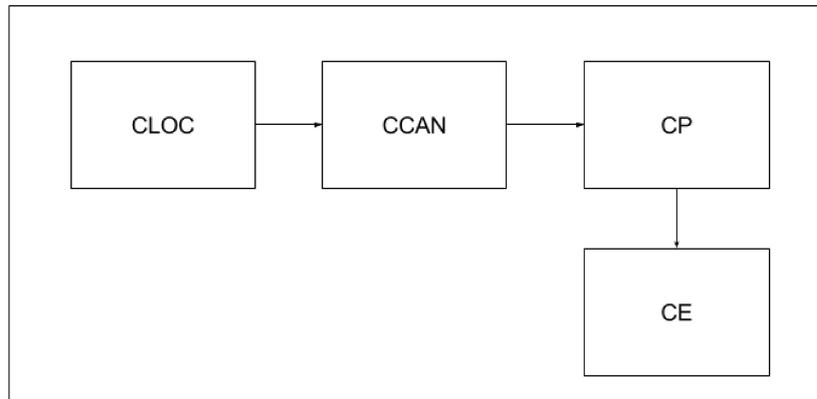


Figura 4.4: Fluxograma das componentes do sistema.

apenas incluímos ao meio de comunicação GSM para os dados serem enviados.

4.6 Resultados

De acordo com o capítulo anterior, a utilização da equação da perda no terreno plano segue um padrão que na maioria das vezes não é a que melhor representa uma comunicação em um determinado ambiente, sendo assim, uma análise de comparação ao banco de dados com um sistema (Apêndice E) pode ser útil. Utilizaremos o conceito da comparação com os valores armazenados no banco de dados, para determinar a distância com a potência recebida por cada CCAN, e a partir delas obter o ponto CLOC(X,Y,Z) pelo método de multilateração. A separação entre CCAN's foi considerada em ambiente fechado de acordo com os pontos: CCAN1(-22,5; -15,5; 2,225); CCAN2(22,5; -15,5; 2,225); CCAN3(-22,5; 15,5; 2,225); CCAN4(22,5; 15,5; 2,225). Para efeitos de comparação foram considerados os mesmos pontos para o ambiente aberto. A Tabela 4.1 apresenta a comparação entre os valores reais e medidos para o ambiente externo.

Tabela 4.1: Medidas e posições entre CCAN e CLOC em ambiente externo.

CCAN	$d_m(m)$	$d_r(m)$	$d_{mp}(m)$	$d_{rp}(m)$	$d_{mq}(m)$	$d_{rq}(m)$	$d_e(m)$	$erro_m(\%)$
1	27,10	27,32	1,40	1,56	44,30	44,04	0,21	3,89
2	27,70	27,32	43,10	43,91	26,20	26,57	0,52	1,54
3	26,90	27,32	29,00	29,92	37,30	37,62	0,55	1,82
4	27,00	27,32	53,90	53,12	9,40	9,60	0,43	1,57

Onde, os termos d_m e d_r representam a distância medida e real em linha reta até a CLOC, e d_e a diferença média entre as distâncias medidas e as fixas. Os valores descritos na tabela por d_e e $erro_m$, representam o erro médio em metros e percentual. Outros dois pontos p e q foram estipulados como ponto crítico $N_p(-21,4; -14,4; 2,225)$ e qualquer $N_q(14,7; 9,9; 2,225)$, para comparação de um ponto qualquer no sistema e um ponto crítico, ou aquele que esteja na distância extrema de comunicação. A distância real e mensurada por cada ponto são representadas por d_{mp} , d_{mq} , d_{rp} e d_{rq} , e podem ser visualizadas nas tabelas anteriores, e seguintes figuras 4.5 e 4.6.

Tabela 4.2: Medidas e posições entre CCAN e CLOC em ambiente interno

CCAN	$d_m(m)$	$d_r(m)$	$d_{mp}(m)$	$d_{rp}(m)$	$d_{mq}(m)$	$d_{rq}(m)$	$d_e(m)$	$erro_m(\%)$
1	28,00	27,32	1,30	1,56	42,10	44,04	0,96	7,85
2	28,10	27,32	42,00	43,91	25,60	26,57	1,22	3,62
3	28,10	27,32	28,00	29,92	37,00	37,62	1,11	3,64
4	26,10	27,32	54,50	53,12	9,20	9,60	1,00	3,74

A segunda parte dos resultados foram encontrados com o sistema a um ambiente fechado (Figura 3.4) com poucos obstáculos. A separação entre CCAN's foi considerada a mesma do que em ambiente interno.

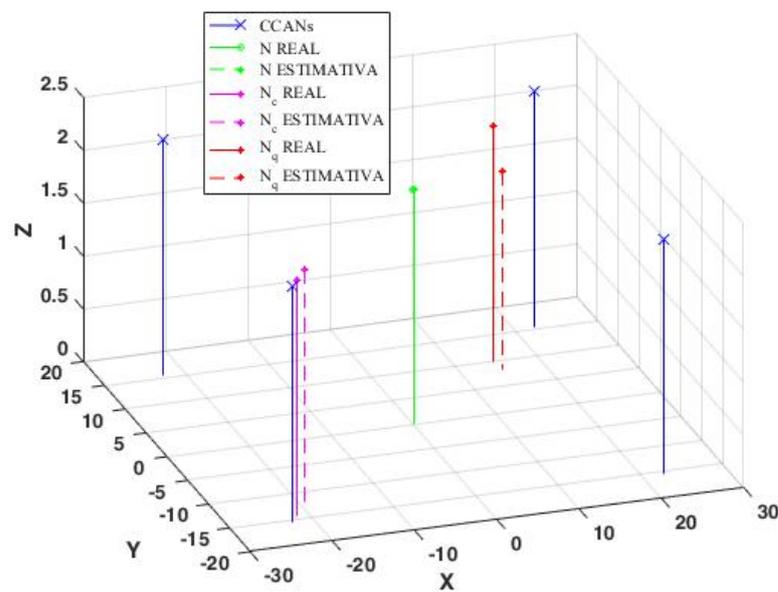


Figura 4.5: Pontos fixos e estimados para o ambiente interno.

O algoritmo e o sistema com banco de dados de multilateração (Mori Junior 2016b, Norrdine 2012) demonstrou que o ponto N, ou o ponto de alocação da CLOC estimado é $N_e(0; 0; 2,25)$, $N_{pe}(-19,63; -12,62; 2,225)$ e $N_{qe}(14,92; 8,20; 1,8755)$.

A resolução para o ambiente aberto foi estipulada igualmente a do ambiente fechado, sendo a definição pontual para o ponto central $N_{ea}(-0,36; 0,13; 2,225)$, já o ponto crítico, aquele com estimativa próxima a uma CCAN, $N_{pea}(-20,57; -13,53; 2,225)$ e o ponto qualquer como $N_{qea}(14,61; 9,43; 2,125)$. A 4.6 representa a demonstração estimada e real da localização CLOC para um ambiente aberto, sendo que a definição do ambiente aberto para tal experimento é de que ele está livre de obstáculos na comunicação entre CCAN's, e a distância de obstáculos ao redor do sistema em teste é desprezível comparado ao raio máximo de comunicação entre uma CCAN e o ponto crítico.

De acordo com os resultados das tabelas e figuras anteriores da seção resultados, verificamos que o sistema de comparação com o banco de dados, permitiu localizar três pontos distintos com um erro o erro médio, foi de 0,43m ou 2,21% em relação aos pontos, já para o ambiente fechado, 1,07m ou 4,71%

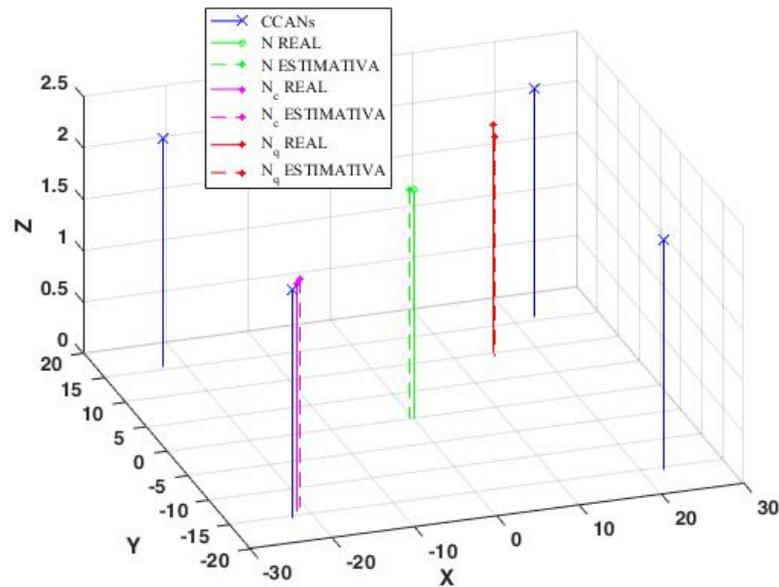


Figura 4.6: Pontos fixos e estimados para o ambiente externo.

Em relação aos erros, verificamos uma relação percentual maior para o ambiente interno, indicando que o ambiente externo apresenta um erro menor comparado a distância fixa, o que era de se esperar, pois o mesmo possui poucos obstáculos, e assim o erro tende a ser menor do que o em ambiente fechado. Comparando com o capítulo anterior, onde apenas uma CCAN se comunica com uma CLOC, notamos que o erro médio é muito diferente em comparação ao sistema de multilateração, o que indica que a lógica sistêmica tem vantagem com mais de um localizador.

Através dos dados armazenados no banco de dados, e com as medidas feitas em ambiente aberto e externo, foi possível gerar um mapeamento do erro médio em relação a correta posição e a determinada pelo sistema, o qual é representando pela Figura 4.7. As medidas foram feitas em pontos separados de 0,1 metros em duas dimensões, e nos pontos próximos a cada CCAN, o número de medidas foram maiores, por conta de que o local é considerado como distância extrema na comunicação entre duas CCAN's ortogonais.

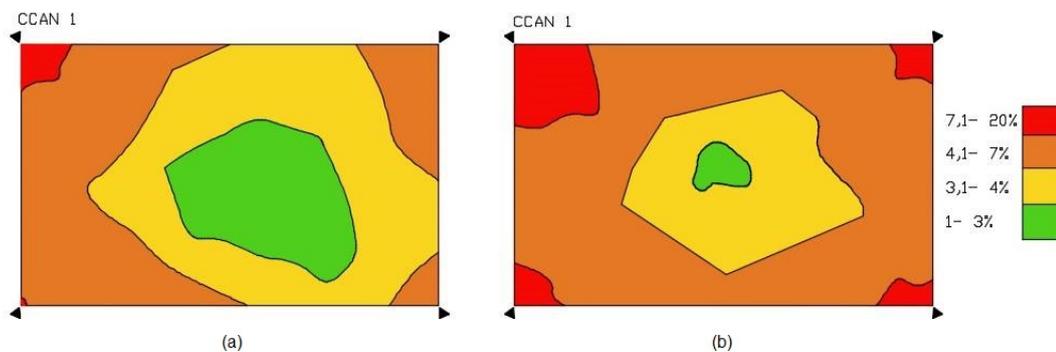


Figura 4.7: Mapa de erro médio (a) ambiente externo; (b) ambiente interno.

O mapeamento de erro, indica o percentual do erro em relação a correta posição. Com

quatro faixas de variações, podemos definir quatro tipo de erros, sendo de 1 a 3% o erro baixo, 3,1 a 4% razoável, 4,1 a 7% ruim, e de 7,1 a 20% preocupante. Para o erro baixo, verificamos o prologamento da intersecção de comunicação central de todas as CCAN's e CLOC, ou seja, a partir do ponto central da área, se estende uma área centralizada de baixo erro, que acontece pelo fato de que a comparação da potência recebida de quatro CCAN's em relação ao ponto real, ter boa proximidade.

Já para o erro razoável, a área correspondente do mesmo é definida pela envolta do erro baixo, representando uma extensão do erro baixo com um pequeno deficit da comparação da potência recebida com a correta posição.

Os erros ruins e preocupantes, cobrem todo o restante da área, e representam um erro a ser solucionado com mais CCAN's, ou até mesmo com mais CLOC's, o que será estipulado por uma proposta de trabalho futuro. O motivo dos erros serem ruins e preocupantes, se deve ao fato de que, o local tem distância extrema de uma CCAN, o caso de ser nas quinas, e quando está em média distância de duas CCAN's e em linha reta entre as demais, no caso dos cantos.

Comparando a área de erros para o ambiente interno e externo, verificamos que não há uma compensação de que se aumentar um área a outra diminui. Verificamos também que, o erro para o ambiente externo possui uma área pequena para o erro preocupante em relação ao ambiente interno, o que tem a possibilidade de não acontecer, se a diretividade da antena nas medidas de comparação afetarem. As demais áreas de erros em comparação aos ambientes, fortalecem os efeitos que uma propagação sofre em uma comunicação entre antenas.

Capítulo 5

Conclusões e Trabalhos Futuros

Neste trabalho, foram apresentados o projeto e caracterização de um novo modelo de antena monopolo compacta, com aplicações na faixa de frequências da banda ISM. A formulação do projeto de dissertação é simples, porém, pelos resultados obtidos na caracterização das antenas, foi comprovado que é uma ótima aproximação. Foi mostrado, também, que a altura da estrutura, modifica a largura da borda em relação ao elemento radiador e a placa, pois conforme os resultados obtidos pelas referências teóricas, para uma altura menor, se utiliza uma borda com espaçamento menor entre o elemento radiador e o fim do substrato. A faixa de frequências utilizadas foram de 2,4 a 2,4835 GHz, com frequência central de ressonância em 2,4418 GHz, para que fosse possível utilizar a mesma em aplicações de localização sem-fio, em tecnologias aplicadas de acordo com o padrão *IEEE802.11b/g/n*, como o padrão Wi-Fi. O aumento da faixa de frequências utilizadas em simulações e na prática, permitiu visualizar a grande aplicabilidade da antena, que conforme as referências teóricas, é possível aplicá-la em até 9GHz de largura de banda, porém no projeto da dissertação, determinamos em um limiar de -10dB, uma largura de banda de quase 890 MHz, onde a mesma se difere de muitas outras antenas impressas. O valor da constante dielétrica, interfere de forma significativa nos parâmetros da antena, pois ao decorrer dos testes, verificou-se, que conforme um valor de ϵ_r era diferente, a frequência de ressonância se deslocava, demonstrando assim uma perda de retorno para a frequência desejada, maior do que -5 dB, o que não é possível reconhecer com os equipamentos utilizados.

Outros parâmetros como o Padrão de Radiação, Diretividade, Ganho, Eficiência de Radiação e Eficiência Total, permitiram através de simulações, principalmente, o padrão de radiação, um ganho real de aproximadamente 3,89 dB.

Com a aplicação de antenas monopolo impressas em um sistema de localização, na faixa de frequências Wi-Fi do padrão *IEEE802.11b/g/n*, verificamos tanto em ambiente externo como interno, déficits quando se trata de apenas duas componentes se localizando, pois conforme os métodos teóricos aplicados a favor de descobrir qual a distância relacionada a uma potência recebida, diferentes fatores influenciaram no valor final, e os erros foram demonstrados de forma aleatória. O sistema com banco de dados melhorou os resultados quando integrado em um sistema de multilateração, onde o mesmo necessita de mais de três componentes para localizar uma outra, e assim com o banco de dados foi possível reduzir os valores que pareceram ser indesejáveis ao processo.

Como continuação deste trabalho, propõe-se análises em diferentes meios de armazenamento de cargas, como por exemplo de estoques de sacas de café, pois através deste tipo de aplicação, é possível armazenar dados com diversos obstáculos. Em continuação a aplicação, acredita-se na possibilidade de se criar uma rede inteligente de localização, onde que com a inserção de uma CLOC a cada saca, é possível que as mesmas se comuniquem, assim a CLOC que localiza uma outra, se torna uma CCAN. A Figura 5.1 apresenta as cargas armazenadas com indicativos de comunicação entre outras cargas e a CCAN.

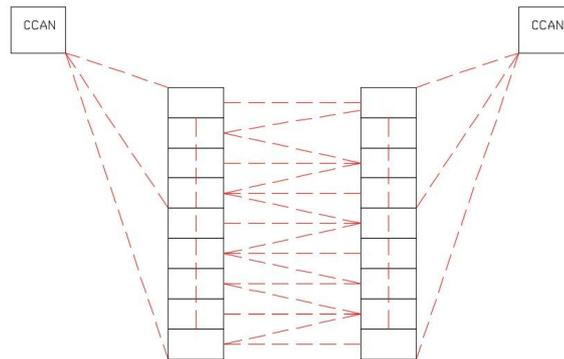


Figura 5.1: Proposta de trabalho futuro.

O sistema não somente corresponde a uma aplicação interna, podendo ser aplicado em locais abertos, assim pode-se difundi-lo para necessidade de localização externa em alguns locais, como por exemplo em localização de animais em uma fazenda, por isso o sistema se torna interessante também em tal ponto. O que também poderia ser implementado para tal trabalho, seria um arranjo de antenas monopolo impressas, pois a definição de um arranjo de antenas é viável para se aumentar o ganho, o que seria interessante em uma área grande.

Os satélites, e os receptores GPS, possuem um relógio interno que marca as horas com uma precisão incrivelmente grande em nano segundos. Quando o satélite emite o sinal para o receptor, o horário em que ele saiu do satélite também é enviado. Esta ideia pode ser difundida e aplicada ao sistema, diminuindo o erro, fazendo com que a precisão na localização aumente consideravelmente.

Em geral, o sistema se tornou aplicável em diferentes meios que necessitam de uma segurança ou logística, e assim a sua difusão para um meio comercial não pode ser descartada, e por isso foram submetidos registro de patentes e produtos, registrados em patente, um sistema de localização denominado SLAAP, e seus decorrentes equipamentos, definidos em tese, foram registrados com a mesma nomenclatura.

O trabalho rendeu apresentação e publicação no Brazilian Technology Symposium 2016, e no VII Workshop de Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais, *campus* em Poços de Caldas.

Bibliografia

- Abraham Silberschatz, H. F. K. e. S. S. (2012). Sistema de banco de dados, *Campus* .
- Alecrim, E. (2008). O que é wi-fi (ieee 802.11)?, *INFO WESTER* .
- Alves S., A. M. P. (2004). Tecnologia de estruturas ebg - electromagnetic band-gap - aplicada a antenas para comunicações móveis, *Dissertação de mestrado à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas* .
- Arduino (2017). About arduino, *Arduino Publication 2017* .
- Awange, J. & Grafarend, E. (2002). Algebraic solution of gps pseudo-range equations. journal of gps solutions 5, *International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation* pp. **20 ? 32**.
- B. Hofmann-Wellenhof, H. L. & Collins, . (1992). Global positioning system - theory and practice, *Springer-Verlag Wi en New York* .
- Bahl, P.; PADMANABHAN, V. N. (2000). Radar: An in-building rfbased user location and tracking system, *INFOCOM (2)* pp. 775–784.
- Balanis, C. A. (2005). Antenna theory: Analysis and design, *A JOHN WILEY and SONS, INC., PUBLICATION* .
- Berna, M., S. B. L. B. T. S. G. G. & Pfenning, F. (2003). A learning algorithm for localizing people based on wireless signal strength that uses labeled and unlabeled data, *Proc. of the 16th International Joint Conference on Artificial Intelligence - IJCAI* .
- Brian P. Crow, Indra Widjaja, J. G. K. P. T. S. (1999). Ieee 802.11 wireless local area networks, *IEEE Communications Magazine* .
- D. Dres, D. Vouyioukas, D. T. P. C. (1999). Building penetration measurements for 2,4 ghz bradcasting cdma system, *IEEE* .
- D. K. Trivedi, Bahl, I. (1977). A designer?s guide to microstrip line, *Artech House* .
- de Telecomunicações, A. N. (1999). Relatório da anatel 2014. brasília, *Relatório ANATEL* .
- Deschamps, G. A. (1953). Microstrip microwave antennas, *USAF Symposium on Antennas* .

-
- Espressif (2017). About esp8266, *ESP8266 Publication 2017* .
- Garg, R., B. P. B. I. e. I. A. (2001). Microstrip antenna design handbook, *Artech House* .
- Gilliard, N. Malheiros Silveira, R. T. Y. J. E. B. e. F. H. E. H. F. (2012). Novel monopole antenna for bluetooth and uwb applications, *Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Chicago, Illinois* pp. 1–2.
- Gilliard N. Malheiros Silveira, Ricardo T. Yoshioka, J. E. B. H. E. H. F. (2015). Printed monopole antenna with triangular-shape groove at ground plane for bluetooth and uwb application, *Microwave and Optical Technology Letters* **57**(1): 28–31.
- Goncalves, E. (2007). Desenvolvendo aplicativos web com netbeans ide 5.5, *DFJUG* .
- G.X. Zhang, X.H. LI, Y. L. S. L. X. L. X. L. J. G. Z. Q. S. Z. C. J. Y. F. (2003). A study on the optimal design of laser-based multi-lateration systems, *Journal of Location Based Services* **52**(1): 427–430.
- Hayt (2013). Eletromagnetismo, (8).
- Heuser, C. A. (2008). Projeto de banco de dados, *bookman* .
- Hightower J., B. G. (2001). Location sensing techniques.
- Hill, K. (2017). Indoor positioning data is increasingly important for services, testing, *RCR Wireless News* .
- Hiroyuki KOBAYASHI, Takayuki SASAMORI, T. T. K. A. K. K.-s. K. (2008). Miniaturization of printed elliptical disc monopole antennas for uwb applications, *iWAT2008, Chiba, Japan* p. P318.
- Hofmann-Wellenhof, B. (1992). Global positioning system - theory and practice, *Springer-Verlag Wien* .
- Howell, J. Q. (1972). Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays, *Microstrip antennas, IEEE AP-S Int. Symp. Digest* pp. 177–180.
- IEEE (2012a). Ieee standard for information technology, *IEEE Std 802.11* .
- IEEE (2012b). Ieee standard for information technology - telecommunications and information exchange between systems local and metropolitan area networks? specific requirements part 11: Wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications, *Revision of IEEE Std 802.11-2007* .
- J. Blankenbach, A. N. (2011). Mobile building information systems based on precise indoor positioning, *Journal of Location Based Services* **5**.
- Jianxin Liang, Student Member, I. C. C. C. S. M.-I. X. C. M. I. & Clive G. Parini, Member, I. (2005). Study of a printed circular disc monopole antenna for uwb systems, *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION* **53**(11).

-
- Kraus, J. D. (1988). *Antennas, McGraw-Hill* **2**.
- Ladd, A. M., B. K. E. M. G. R. A.-W. D. S. & Kavraki, L. E. (2002). Using wireless ethernet for localization, *Proc. of the 2002 IEEE/RJS - International Conference on Intelligent Robots and Systems* pp. 402–408.
- Lyapunov, A. M. (1992). The general problem of the stability of motion, *International Journal of Control* **55**(3): 531–534.
- Mori Junior, C., d. S. F. J. B. P. V.-L. F. D. (2016a). Location guide dv, *IEEE BRASIL RFID 2014* .
- Mori Junior, C., H. E. H.-F. (2016b). Localização sem fio com método de trilateração, *BRAZILIAN TECHNOLOGY SYMPOSIUM* .
- Moura, A. I. (2007). Wbls: um sistema de localização de dispositivos móveis em redes wi-fi, *Dissertação de Mestrado - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Computação e Sistemas Digitais* .
- Munson, R. E. (1974). Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* pp. AP–22: 74–78.
- Norrindine, A. (2012). An algebraic solution to the multilateration problem, *International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation* .
- Pozar, D. M. (1988). *Microwave engineering*, **3**.
- Pozar, D. M. (2012). *Microwave engineering*, **4**.
- Priyantha N., Chakraborty A., e. B. H. (2000). The cricket location-support systema, *6^o ACM/IEEE MOBICOM* pp. 32–43.
- Rappaport, O. L. M. F. T. (2002a). In situ microwave reflection coefficient measurements for smooth and rough exterior wall surfaces, *Vehicular Technology Conference, 1993., 43rd IEEE* .
- Rappaport, T. S. (2002b). *Wireless communications principles and practice, PRENTICE HALL COMMUNICATIONS ENGINEERING AND EMERGING TECHNOLOGIES SERIES* .
- Ray, K. (2008). Design aspect of printed monopole antennas for ultra-wide band application, *International Journal of Antennas and Propagation* **2008**: 8.
- Roytblat, A. (2017). Wi-fi® study reveals need for additional unlicensed spectrum, *Wi-Fi Alliance* .
- Sauer, P. (2011). 32-bit microcontrollers for automotive applications, *ATMEL* .
- SCHILLING, D. L, P. R. L. M. L. B. (1990). Spread spectrum goes commercial, *IEEE Spectrum* **27**: 40–44.

- Smyth, N. (2017). Android studio 2.3 development essentials, *Payload Media* .
- Strang, G. & Borre, K. (1997). Linear algebra, geodesy, and gps, *Wellesley-Cambridge Press* .
- Sung Jin Hong, Kyung Jae Kim, J. R. L. B. S. P. I. T. L. (1998). Moisture effects on the penetration loss through exterior building walls, *Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98. 48th IEEE* .
- Thomas, K. G. & Lenin, N. (2006). Ultra wideband printed monopole antenna, *SAMEER-Centre for Electromagnetics, CIT Campus, 2nd Cross Road, Taramani, Chennai-600113, India* .
- Y. E. Mohammed, A. S. Abdallah, Y. A. L. (2003). Characterization of indoor penetration loss at ism band, *Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics* .
- Yacoub, M. D. (1993). Foundations of mobile radio engineering, *CRC Press* .
- Zainul Ihsan, K. S. (2009). Ultra-wideband printed circular monopole antenna array, *Proceedings of the 6th European Radar Conference* .

Apêndices

Apêndice A

Equipamentos e softwares utilizados neste trabalho

Equipamentos:

- Arduino MEGA2560 R3;
- Arduino UNO R3;
- Arduino Intel Galileo Gen2;
- ATMEGA328P-PU - Microcontrolador de 8 bits da família *ATMEL*;
- Buffer CD4050;
- Cabo UFL to SMA;
- CCAN - Componente de Canto;
- CE - Central de Ênfase;
- CLOC - Componente Localizada;
- CNC Router 1610 GRBL Controle DIY;
- CP - Central de Processamento;
- ESP8266-01 - Placa de processamento de sinal com normalização IEEE802.11b/g/n;
- ESP8266-07 - Placa de processamento de sinal com normalização IEEE802.11b/g/n;
- Intel Core I5 2,4 GHz - 8 Gb de RAM;
- Intel Core I5 2,4 GHz - 16 Gb de RAM;
- Intel Core I7 2,4 GHz - 64 Gb de RAM;
- Intel Quark SoC X1000 Application Processor, Microcontrolador de 32 bits;

- LPKF Modelo S43;
- Network Analyser - ENA Series E5071C - Agilent Technologies;
- SAMSUNG GALAXY GRAND PRIME G530 - Android 4.4.4;
- SIM800L - Módulo GSM e GPRS;
- SIM808 - Módulo GSM e GPRS;

Softwares utilizados neste trabalho:

- Adobe Acrobat Reader DC Versão 2017.009.20044 ;
- Android Studio Versão 2.2.2 ;
- Android 4.4.4 ;
- CST (Computer Simulation Technology) Design Studio 2016;
- EAGLE Cad Soft Layout Editor 7.6.0 ;
- MiKTeX 2.9 ;
- Matlab 2016a ;
- Netbeans 8.0.2 ;
- SciDAVis 1.17 ;
- TEXaide 4.0 - LATEX Equation Editor;

Apêndice B

Modelo de linha de transmissão Impressa

Como mencionado no capítulo da projeção da antena monopolo, a linha de Microstrip é bastante popular, pois sua fabricação se origina juntamente com o elemento radiador, e com separação do plano terra através de um substrato. A geometria da linha de microfita é demonstrada na Figura 2.3(a). A linha condutora possui espessura t , comprimento L_g , e largura W_g , e é impressa sobre um substrato de altura h , onde o substrato de constante dielétrica ϵ_r , separa a linha do plano terra. O esboço das linhas de campo produzidas são demonstrados na Figura 2.3(b).

Se o substrato dielétrico não estivesse presente ($\epsilon_r = 1$), teríamos uma linha de dois fios constituída por um condutor de tira plana sobre um plano terra, incorporado em um meio homogêneo (ar) (Pozar 1988). Isto constituiria uma simples linha de transmissão TEM com velocidade de fase $v_f = c$, e constante de propagação $\beta = k_0$.

A presença do dielétrico na região $0 \leq y \leq h$, faz com que a maioria das linhas de campo fiquem na região entre os elementos radiador e plano terra. Por essa razão, a linha de microstrip não suporta uma onda TEM pura, uma vez que a velocidade de fase dos campos TEM na região dielétrica seria $c/\sqrt{\epsilon_r}$, enquanto que a velocidade de fase dos campos TEM na região do ar seria c , pelo que uma condição de casamento de fase na interface dielétrico a ar seria impossível de aplicar.

Podemos dizer em meio prático, quando $h \ll \lambda$, que os campos são quase-TEM. Em outras palavras, os campos são essencialmente os mesmos que do caso estático (DC). Assim, boas aproximações para a velocidade de fase, a constante de propagação e a impedância característica podem ser obtidas a partir de soluções estáticas ou *quase estáticas*. Assim, a velocidade de fase e a constante de propagação podem ser expressas conforme as seguintes expressões.

$$v_f = \frac{c}{\epsilon_{ef}}, \quad (\text{B.1})$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{ef}}, \quad (\text{B.2})$$

onde ϵ_{ef} é a constante dielétrica efetiva da linha de microstrip. Como algumas linhas de campo estão no dielétrico e algumas estão no ar, a constante dielétrica efetiva satisfaz a relação,

$$1 < \epsilon_{ef} < \epsilon_r \quad (\text{B.3})$$

a qual é dependente da frequência, espessura do substrato, constante dielétrica do substrato, e largura do condutor.

De maneira geral, as aproximações para a constante dielétrica efetiva, impedância característica, e atenuação da linha microstrip, foram baseadas em resultados de aproximações através de curvas e soluções quase estáticas apresentadas por Pozar (Pozar 2012, D. K. Trivedi 1977, Garg 2001), onde a constante dielétrica efetiva da linha microstrip é dada pela seguinte aproximação,

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12}{\gamma}}}. \quad (\text{B.4})$$

Assim definimos a constante dielétrica efetiva como a constante dielétrica de um meio homogêneo que substitui de forma equivalente as regiões ar e dielétrico da linha microstrip, onde $\gamma = W_g/h$.

De acordo com (Pozar 2012, Garg 2001, Balanis 2005), podemos encontrar a impedância característica da linha dado a largura da linha e altura do substrato.

$$Z_0(\gamma \leq 1) = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left(\frac{8}{\gamma} + \frac{\gamma}{4} \right), \quad (\text{B.5})$$

$$Z_0(\gamma \geq 1) = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}}[\gamma + 1, 393 + 0,667 \ln(\gamma + 1, 444)]}, \quad (\text{B.6})$$

Para uma dada impedância característica e uma constante dielétrica ϵ_r , a relação W_g/h pode ser encontrada como,

$$\frac{W_g}{h}(\gamma < 2) = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}, \quad (\text{B.7})$$

$$\frac{W_g}{h}(\gamma > 2) = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\}, \quad (\text{B.8})$$

onde,

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right), \quad (\text{B.9})$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (\text{B.10})$$

Considerando uma linha microstrip como uma linha quase-TEM, podemos determinar a atenuação devida à perda dielétrica como

$$\alpha_d = \frac{k_0\epsilon_r(\epsilon_{ef} - 1)\tan\delta}{2\sqrt{\epsilon_{ef}}(\epsilon_r - 1)}, \quad (\text{B.11})$$

A atenuação devida à perda do condutor é dada (Garg 2001),

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W_g}, \quad (\text{B.12})$$

onde a resistividade superficial do condutor é dada por (Garg 2001),

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}}, \quad (\text{B.13})$$

Para a maioria dos substratos de separação entre a linha microstrip e o plano terra, a perda do dielétrico é menos significativa do que a perda no condutor; Excepções podem ocorrer, em alguns substratos de semicondutores. Para o comprimento da linha, utilizamos a relação de 1/4 de λ_g , dado que λ_g é o comprimento guiado de acordo com a constante de propagação.

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta}. \quad (\text{B.14})$$

Apêndice C

Conversão de unidades de Potência do Sinal

A potência total da transmissão ou recepção é medida em dBm (decibel milliwatt), enquanto o ganho da antena é medido em dBi (decibel isotrópico). Em ambos os casos, é usado o decibel como unidade de medida, mas o parâmetro de comparação é diferente, daí o uso de duas siglas distintas.

Para se expressar a relação da potência em dBm através de uma potência em milliwatt, utilizamos a Equação C.1 com a potência P em Watts. No caso da potência de transmissão, o parâmetro de comparação é um sinal de 1 milliwatt.

$$P_{dBm} = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{1mW} \right), \quad (C.1)$$

O dBm às vezes chamado de dBmW ou Decibel-miliwatts é uma abreviatura para a relação de potência em decibéis (dB) da potência medida referenciada a um miliwatts (mW). Ele é usado como medida conveniente de absoluto poder, por causa de sua capacidade de expressar os valores bem grandes ou extremamente pequenos de uma forma curta.

$$P_{dBm} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{Watt}}{1Watt} \right), \quad (C.2)$$

$$P_{Watt} = \frac{10^{\frac{P_{dBm}}{10}}}{1000}. \quad (C.3)$$

Dentro da escala, um sinal de 1 milliwatt corresponde a 0 dBm. A partir daí, cada vez que é dobrada a potência do sinal, são somados aproximadamente 3 decibéis, já que, dentro da escala, um aumento de 3 decibéis corresponde a um sinal duas vezes mais forte.

Tabela C.1: Tabela de conversão de potência de transmissão (dBm para watt e milliwatt).

dBm	-100	-90	-70	-30	-20	-10	0	3	6	9	12
milliwatt	$1e^{-10}$	$1e^{-9}$	$1e^{-7}$	$1e^{-3}$	$1e^{-2}$	$1e^{-1}$	1	1,995	3,98	7,94	15,85
Watt	$1e^{-13}$	$1e^{-12}$	$1e^{-10}$	$1e^{-6}$	$1e^{-5}$	$1e^{-4}$	$1e^{-3}$	0.0019	0.0039	0.0079	0.0158

O ganho da antena, por sua vez, é medido em relação a um radiador isotrópico, um modelo teórico de antena, onde o sinal seria transmitido igualmente em todas as direções. Um radiador isotrópico seria uma esfera perfeita, sem diferença alguma de polarização em toda a superfície. Ele é impossível de construir na prática (já que a presença do conector já tornaria a esfera imperfeita) e não seria muito útil de qualquer forma, pois mandaria muito sinal para o céu e para a terra e menos sinal para os clientes que devem recebê-lo.

Apêndice D

Definição e normalização da infraestrutura aplicada a uma localização sem fio

Conhecer sobre os detalhes importantes da infraestrutura utilizada por um serviço de localização sem fio, contribui para a compreensão mais abrangente do problema de localizar uma CLOC (Componente Localizada). Algumas questões levantadas no texto serão discutidas aqui, como as causas de falhas nos sinais das CCAN's (Componentes de Canto) e o efeito das redes transmitindo em canais vizinhos numa mesma área. Este apêndice começa com algumas das partes mais relevantes da arquitetura da localização, e logo em seguida com a especificação IEEE 802.11b/g/n (IEEE 2012a) para redes sem fio, responsável por especificar o funcionamento da infraestrutura que dá suporte ao serviço de localização. Por isso são feitas algumas considerações sobre a infraestrutura de software e de hardware existente que implementa a especificação.

D.1 Arquitetura de localização sem fio

Um serviço de localização é um conjunto de códigos, que são executados em primeiro plano em placas de processamento dos sinais recebidos, fornecendo a uma Central de Processamento a informação de localização da componente desejada, que no caso em tese é a CLOC. A sua implementação se baseia em uma arquitetura que permite a comunicação com os componentes de um nível mais alto, como comandos e placas de rede sem fio (ESP8266-01 e ESP8266-07) que, por sua vez, fornecem a informação da RSSI através de um interface Arduino (Sauer 2011, Arduino 2017, Espressif 2017), ou qualquer outra do tipo. A arquitetura de um serviço de localização em uma rede sem fio, pode ser centralizada apenas na CLOC, que teria então que armazenar o mapa de RSSI e fazer todo o processamento do algoritmo de localização. As vantagens de se fazer isso seria principalmente a escalabilidade e os erros de localização, porém as desvantagens se concentram na alocação de cada algoritmo para as componentes, manutenção, consumo excessivo de bateria, e na velocidade do processamento da informação. Quando alocamos o serviço de localização em uma central, com um processador core i7 de 2,4 GHz, reduzimos drasticamente os cálculos e indicamos com alta eficiência a localização de uma CLOC, além de

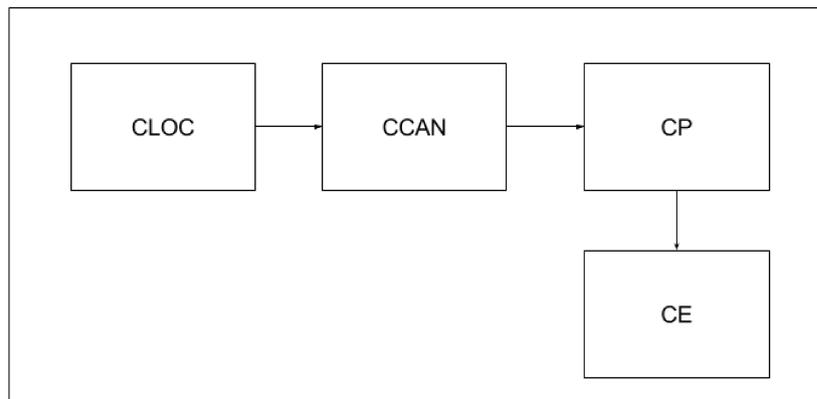


Figura D.1: Arquitetura distribuída para um serviço de localização sem fio

reduzir o consumo de bateria das mesmas, pois a CE (Central de Ênfase) necessita apenas da RSSI e SSID, assim uma CLOC pode funcionar em *stand-by*. A atual arquitetura consegue realizar 1000 cálculos da posição, através da indicação das CCAN's (componentes de canto), as quais recebem a informação RSSI da CLOC e repassam para a CP, onde a mesma através de um link de comunicação GSM ou GPRS, envia as informações para serem armazenadas e calculadas pela CE.

D.2 Normalização IEEE802.11

A IEEE 802.11 é um conjunto de especificações para as camadas física (PHY), sendo as mais comuns: FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum), DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) e OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), e tendo subcamada MAC (Media Access Control). Para implementar uma comunicação WLAN (Wireless Local Area Network - Rede de área local sem-fio), são utilizadas as bandas de frequência de 900 MHz e 2,4, 3,6, 5 e 60 GHz. O padrão foi criado e é mantido pelo IEEE (Instituto de Engenharia Elétrica e Eletrônica) LAN/MAN Standards Committee (IEEE 2012b). A versão base da norma foi lançada em 1997 e teve subsequentes alterações. O padrão e as alterações fornecem a base para produtos de rede sem fio que usam a marca Wi-Fi (Roytblat 2017). Embora cada alteração seja revogada oficialmente quando incorporada na versão mais recente da norma, o mundo corporativo tende a comercializar as revisões porque elas denotam de forma concisa capacidades de seus produtos. Como resultado, no mercado, cada revisão tende a se tornar seu próprio padrão. O padrão divide-se em várias partes, porém, para aplicações práticas do projeto, foram estipuladas as quais o sistema reconhece, das quais serão apresentadas na seção *Extensões da especificação 802.11*.

D.2.1 Subcamada MAC

A função da subcamada MAC é basicamente receber quadros que vêm da rede através da camada PHY (Física), repassando-os para a LLC (Logical Link Layer) se, de acordo com o endereço constante no quadro, este for destinado ao dispositivo; e controlar o

momento de enviar quadros de dados para a rede quadros que a LLC tenha lhe passado com esse propósito de acordo com uma política de acesso ao meio que procura evitar que dois dispositivos enviem dados ao mesmo tempo. A interface entre a LLC (Logical Link Layer) e a MAC é bastante simples, consistindo basicamente de primitivas de passagem de quadros em ambas as direções. No entanto, a MAC envia à rede mais do que quadros de dados (Moura 2007). Há duas outras classes de quadros que a MAC utiliza: quadros de gerenciamento, e quadros de controle. Elas serão descritas nos itens a seguir.

Configuração das camadas inferiores

Para que se possa entender melhor os quadros de gerenciamento é importante saber como funciona o processo de configuração das camadas inferiores de um modelo de interconexão Wi-Fi. O usuário de um dispositivo Wi-Fi normalmente tem acesso à LME (Layer Management Entity) através de um programa de gerenciamento. De alguma forma (que pode ser simplesmente iniciar o programa, executar um comando ou clicar em um botão), o usuário pede a ela um rastreamento das redes disponíveis para associação (conexão é o termo mais usado entre usuários de redes Wi-Fi, mas escolheu-se associação por ser esse o termo usado na especificação). Esse pedido é repassado à MAC através de uma determinada interface (que é descrita em detalhes na especificação). Depois de um intervalo de tempo, a MAC retorna à LME identificações das redes disponíveis, cada qual com seu respectivo indicador de potência de sinal entre outros dados, e essa informação chega ao usuário. Ele escolhe então uma rede para se associar, fazendo esse pedido à LME (de novo, através do programa de gerenciamento) que, por sua vez, repassa o novo pedido à MAC. Só a partir do momento em que a MAC estabelece a associação é que os dados passados da LLC para a MAC são encaminhados para a rede (antes a MAC retornaria uma mensagem de erro para a LLC). O mesmo acontece com os quadros de dados que chegam da PHY para serem transferidos à LLC. Fazer rastreamento de redes disponíveis e se associar a alguma delas entre outras coisas são processos que a MAC executa através da troca de quadros de gerenciamento.

Rastreamento de redes Wi-Fi

O processo de rastreamento de redes tem particular importância para a localização Wi-Fi, pois ele é a forma mais simples e direta de se obter as RSSIs necessárias para o processo de localização. Segue assim uma breve descrição. A MAC de um dispositivo que funciona como AP (Access Point) em uma rede Wi-Fi, de tempos em tempos, envia para a rede um quadro de gerenciamento chamado Beacon (Moura 2007), que contém a identidade da rede assim como algumas de suas características. Todo Beacon que chega e é passado à MAC, vem com endereço de broadcast, por isso sempre é lido. Um processo de rastreamento passivo consiste ou em ficar esperando por um tempo a chegada de Beacons que forneçam informação sobre as redes presentes, ou simplesmente em retornar as informações armazenadas de Beacons recebidos recentemente. Esse tipo de rastreamento pode ser incerto demais, ou ser muito demorado, por isso existe a alternativa de se fazer um rastreamento ativo. Ele consiste de enviar para rede um quadro de broadcast chamado Probe Request. A MAC de um AP, ao receber um Probe Request, retorna imediatamente

à rede um Probe Response cujo conteúdo é basicamente o mesmo de um Beacon para o endereço MAC do quadro original. Assim o processo ca mais ágil e preciso. Dispositivos Wi-Fi transmitem e recebem sinais numa faixa de RF específica (que pode ser diferente para diferentes extensões da especificação). Essa faixa é dividida em alguns canais de banda larga de forma que, para haver comunicação entre dois dispositivos Wi-Fi um AP e um dispositivo móvel, por exemplo, ambos devem estar recebendo e transmitindo no mesmo canal. Um processo de rastreamento completo, portanto, deve rastrear canal por canal, o que faz com que o rastreamento ativo seja o mais indicado.

Controle de acesso ao meio

A terceira classe de quadros que a MAC utiliza é a de quadros de controle. Eles são usados pela MAC no processo de controle de acesso ao meio que é feito de forma distribuída, ou seja, sem um controlador central (existe na especificação uma política de controle central, mas como detalhes não são relevantes ao escopo deste trabalho ela não será descrita). Simplificadamente, o que cada dispositivo faz é ficar sentindo o meio para saber se alguém está transmitindo. Se ele deseja iniciar uma transmissão, ele primeiro espera o meio ficar desocupado. A partir do instante em que detecta a desocupação do meio, ele espera por um intervalo de tempo pré-determinado acrescido de um intervalo de tempo aleatório. Só depois dessa espera, se o meio ainda estiver livre, ele inicia a transmissão, política esta que busca evitar a ocorrência de colisões que é o que acontece quando dois dispositivos tentam transmitir ao mesmo tempo. O processo é mais complexo que isso, mas detalhes não são importantes para o entendimento do problema que este trabalho está tratando. O que importa saber é que há uma coordenação e essa se baseia em sentir o meio e evitar colisões (daí o nome da política: CSMA/CA Carrier Sense Media Access / Collision Avoidance). O principal exemplo de situações onde se usam os quadros de controle é o que segue.

Ao iniciar uma transmissão, um dispositivo envia um quadro de controle RTS (Request To Send) para o destinatário dos dados que serão transmitidos. Esse quadro contém a informação da duração da transmissão. O dispositivo destinatário retorna então um CTS (Clear To Send). Todos os outros dispositivos sabem assim quanto tempo o meio deverá ficar ocupado. Ao final do envio dos dados, o destinatário deve enviar um quadro ACK (Acknowledge), dizendo que os dados chegaram bem. Se essa mensagem não for recebida pelo dispositivo que está enviando os dados, ele inicia um reenvio da mensagem antes de passar o intervalo de tempo padrão que todos os dispositivos esperam, garantindo assim o controle do meio até que sua operação seja bem sucedida (Moura 2007).

D.2.2 A interface MAC-PHY e a obtenção da RSSI

Para realizar suas tarefas, a MAC tem que se comunicar com a PHY, seja para enviar ou receber dados que devem ser transmitidos entre dispositivos através da rede, seja para passar comandos de controle entre as camadas. Duas primitivas simples para passar dados da MAC para a PHY (transmissão) e vice-versa (recepção) servem para o primeiro propósito. Já para o segundo propósito são necessárias mais primitivas: da MAC para a PHY pedido de início de transmissão e aviso de final; e da PHY para a MAC indicação

da ocupação do meio (enviada toda vez que o estado, ocupado ou desocupado, muda), indicação de início de recebimento de dados e aviso de final de recebimento (Moura 2007). Particularmente para um serviço de localização Wi-Fi, é interessante conhecer como funciona a recepção de um quadro MAC envolvendo as duas camadas. Isso porque é nesse processo que a PHY passa à MAC a informação da RSSI. Quando percebe uma alteração na energia do meio, ultrapassando um determinado patamar, a PHY passa à MAC uma indicação de que o meio está agora ocupado. Em seguida, a PHY examina o cabeçalho referente à sua camada no quadro que está chegando. Se essa análise concluir que o cabeçalho é válido e o quadro não está corrompido, a PHY envia à MAC a indicação de início de recebimento. Essa indicação é passada juntamente com um vetor de informações dentre as quais está a RSSI percebida pela PHY naquele quadro específico. O processo de recebimento então tem sequência com a passagem dos dados que chegam da PHY para a MAC, até que, por fim, a primitiva de final de recebimento é enviada. A RSSI é, portanto, observada na PHY a cada quadro que chega, e essa informação é sempre transmitida à MAC. No entanto, não há na especificação uma determinação de como a MAC deve usá-la. Poder-se-ia esperar que a informação sobre a RSSI associada a uma rede informação que é passada à LME depois de uma requisição de rastreamento fosse a RSSI do último quadro Beacon ou Probe Response que tenha sido recebido dessa mesma rede. No entanto, isso não é o que se observa quando se trabalha com os drivers existentes (Moura 2007).

D.3 Extensões da especificação 802.11

As extensões mais implementadas e, por isso, mais importantes para este trabalho são: 802.11b, 802.11g, 802.11n (IEEE 2012a). Todas as três especificam uma ou mais formas de aumentar a taxa de transmissão de dados utilizando banda larga com espalhamento espectral. A terceira difere das outras duas por utilizar uma faixa de frequência diferente, acima de 5GHz (8 canais entre 5,150MHz e 5,350MHz, e 4 canais entre 5,725MHz e 5,825MHz segundo o padrão americano), o que implica menor interferência (inclusive pelo fato de que, dentro desta faixa, os canais de transmissão foram especificados de forma a apresentar menos sobreposição), mas que tem a desvantagem de ser mais facilmente absorvida por obstruções no caminho, o que restringe seu uso a espaços mais abertos ou a células menores. Além de não apresentar essas desvantagens, a 802.11b aos poucos tomou conta do mercado pelo fato de utilizar uma tecnologia parecida com a CDMA (Code Division Multiple Access, ou Acesso Múltiplo por Divisão de Código) utilizada em celulares (IEEE 2012b, Brian P. Crow 1999, SCHILLING 1990, de Telecomunicações 1999) o que garantia uma infra-estrutura para produção de chipsets que podia ser aproveitada. No entanto, a taxa de transmissão que se atingia com 802.11b era cerca de 5 vezes menor que aquela que se atingia com 802.11a (que, por sua vez, tem uma taxa relativamente alta devido à modulação empregada - OFDM). Uma evolução foi então a extensão 802.11g, que usava a mesma faixa de RF da 802.11b (2,4GHz) e ao mesmo tempo implementava a tecnologia de transmissão da 802.11a (com modulação OFDM). Para entrar no mercado, no entanto, dispositivos que implementam 802.11g garantem compatibilidade com 802.11b, o que tem uma consequência: se houver na rede algum dispositivo usando 802.11b, todos que usam 802.11g passam a funcionar com a modulação mais lenta. O conjunto de taxas

de transmissão suportadas por cada uma das extensões é diferente. A especificação 802.11 original previa duas taxas de transmissão possíveis: de 1Mbits/s e 2Mbits/s. Com o esquema de modulação proposto, a extensão 802.11a especifica taxas de transmissão que vão do 6Mbits/s a 54Mbits/s. Já a 802.11b, especifica uma modulação que permite taxas de 5.5Mbits/s e 11Mbits/s. Já a extensão 802.11g fornece as mesmas taxas de transmissão especificadas em 802.11a e 802.11b, além de algumas outras intermediárias. Por fim, a extensão 802.11n tem possibilita no aumento da taxas de transmissão especificadas em 802.11b e 802.11g, chegando na média 50Mbits/s na frequência de 2,4 GHz e a 130Mbits/s em 5 GHz. Para que um dispositivo perceba o sinal de um determinado AP, mesmo que sua placa seja compatível com todas as extensões, o AP deve transmitir segundo a mesma extensão para a qual o dispositivo está configurado. É possível alterar dinamicamente a configuração do modo de transmissão e recepção da placa, possibilitando o rastreamento de redes em cada uma das extensões, mas isso torna o processo mais dispendioso e praticamente inviável para o emprego em um serviço de localização. Portanto, ao desenvolver um serviço de localização em redes Wi-Fi é importante garantir que todos os PAs do ambiente trabalhem com a mesma extensão. De forma resumida a tabela D.1 indica o informativo dos padrões utilizados no trabalho.

Tabela D.1: Tabela de características padrão da camada física IEEE802.11b/g/n.

Protocolo 802.11	b	g	n
Data de Publicação	Setembro de 1999	Junho 2003	Outubro 2009
Frequência de Operação (GHz)	2,4	2,4	2,4/5
Largura de Banda (MHz)	83,5	83,5	83,5/910
Largura do Canal (MHz)	22	20	20/40
Taxa de Transmissão Média (Mbit/s)	8	24	30/60

D.4 Redes sem fio no módulo ESP8266-01 e ESP8266-07

A implementação da especificação 802.11 é feita através de placas Wi-Fi e seus respectivos *firmwares*. Os *firmwares* costumam corresponder as camadas de comunicação, e muita das vezes veem pré-configurados de fabrica.

Duas são as características mais importantes para definir a qualidade de uma placa Wi-Fi de dispositivo móvel e seu módulo comunicador para ser usada em um serviço de localização: a exatidão das medidas de RSSI e a sensibilidade de recepção do sinal.

Como já foi dito neste trabalho, a potência de um determinado sinal tem um comportamento bastante imprevisível. Assim, é muito difícil medir a exatidão das medidas de RSSI de um determinado módulo comunicador. Além disso, essa informação não é particularmente relevante para o usuário comum e por isso ela é uma característica que nunca é descrita nas especificações técnicas.

A sensibilidade de recepção que corresponde à mínima potência que deve ter um sinal ao chegar na antena receptora para que o módulo comunicador consiga identificá-lo já é

uma informação que se encontra em algumas das especificações, mas não em todas. Seria possível testar o desempenho de um conjunto de módulo comunicador em relação a essa característica, mas para isso seria necessária uma disponibilidade de hardware e de tempo que excedia as condições deste trabalho. Para definir então a escolha do hardware a ser usado no desenvolvimento de experimentos seria necessário recorrer a outras referências. Um dispositivo recomendado por ser algo de baixo custo e compacto é o produzido pela empresa Espressif. Em sua lista, a Espressif mostra dois segmentos de dispositivos Wi-Fi, o ESP8266-01 e ESP8266-07.

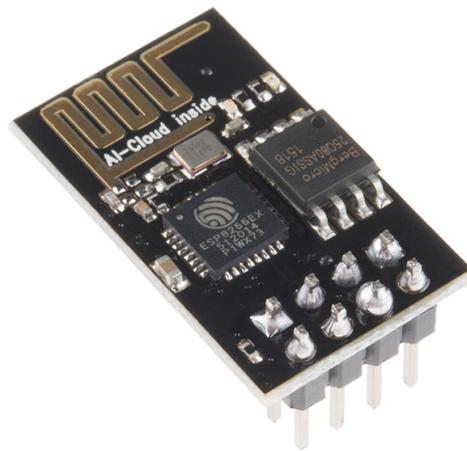


Figura D.2: Módulo WiFi ESP8266 ESP-01.

Os dispositivos Wi-Fi da Espressif se adaptam aos padrões IEEE802.11b/g/n (IEEE 2012a, de Telecomunicações 1999), e sua compactação é usual em termos de tamanho e custo benefício. Além de fornecerem a normalização adequada a uma localização Wi-Fi, a versão 07 fornece a opção de uma antena externa, a qual é essencial para a adaptação em tese, pois a utilização de antenas impressas com chanfro no plano terra necessita de uma conexão.



Figura D.3: Módulo WiFi ESP8266 ESP-07.

Apêndice E

Funcionamento do sistema geral

Um Sistema de Gerenciamento de Banco de Dados (SGBD), é um conjunto de programas de computador (softwares) responsáveis pelo gerenciamento de um banco de dados. Seu principal objetivo é retirar da aplicação cliente a responsabilidade de gerenciar o acesso, a persistência, a manipulação e a organização dos dados (Abraham Silberschatz 2012, Heuser 2008). O SGBD disponibiliza uma interface para que seus clientes possam incluir, alterar ou consultar dados previamente armazenados. Em bancos de dados relacionais a interface é constituída pelas APIs (Application Programming Interface) ou drivers do SGBD, que executam comandos na linguagem SQL (Structured Query Language).

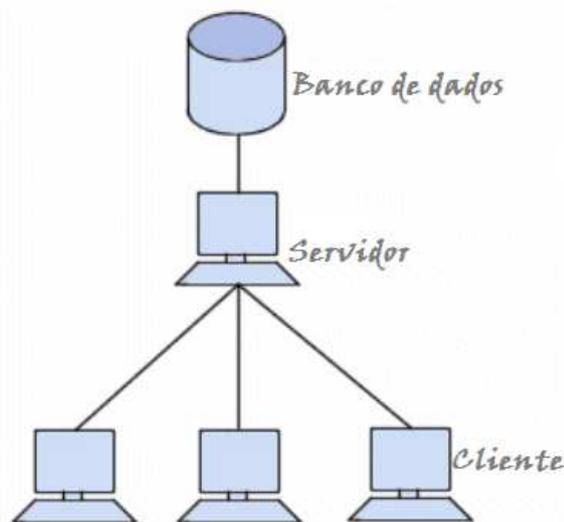


Figura E.1: Fluxograma de um sistema em comunicação com banco de dados.

De maneira resumida, o banco de dados é um local onde o servidor armazena suas informações para consulta por meio web ou aplicativo, onde que no projeto em tese, utilizamos um software sem interface (Goncalves 2007), com apenas o modelo de multilateração e análises integrado. O software é responsável por armazenar, coletar e receber as informações, e com isto temos a denominação do conjunto da CE (Central de Ênfase).

Através de um aplicativo, denominado como SLAAP, feito através do Android Studio 2.2.2 (Apêndice A) (Smyth 2017), as configurações no local da medição são feitas, e quando é iniciado a transmissão das informações, o software da central de ênfase começa

a receber as informações e calcular a posição correta de acordo com as estimativas no banco de dados, quando todas as medidas são enviadas, o software faz a mediana e envia a informação para o banco de dados, onde este dados é acessado pelo aplicativo ??.

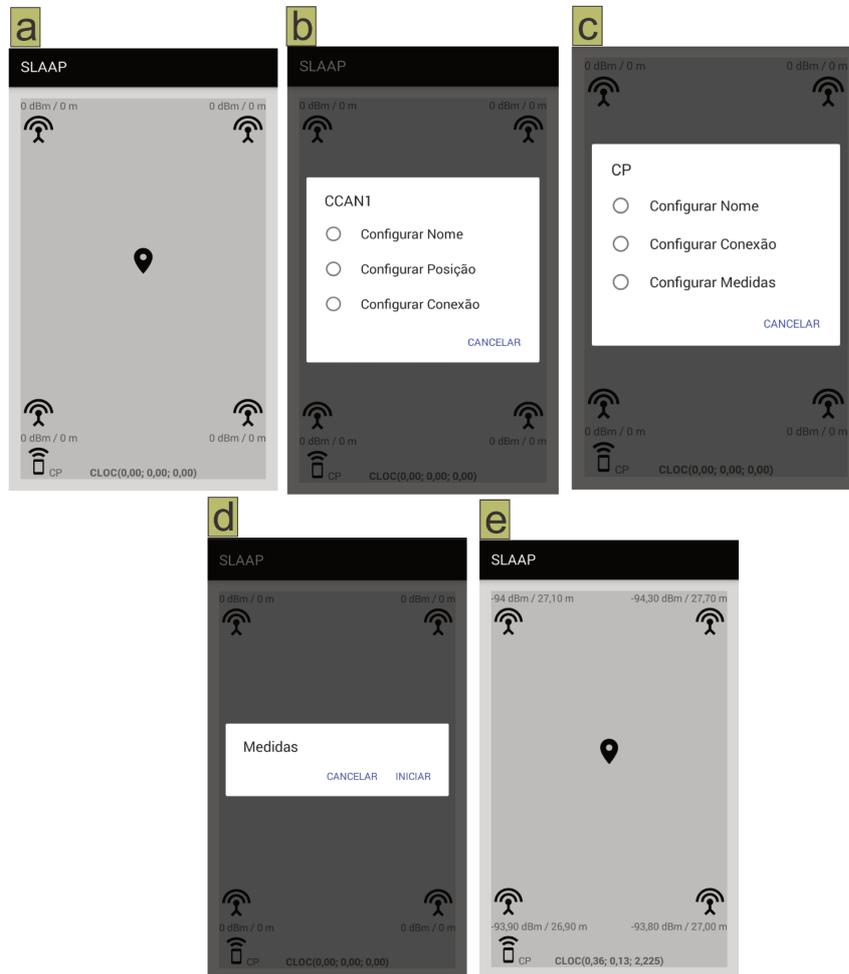


Figura E.2: Aplicativo de configuração de uma rede multilateração SLAAP, (a) tela inicial sem funcionamento; (b) configuração CCAN; (c) configuração CP; (d) acionamento de medidas; (e) medida inicial já com recebimento da informação.

As estimativas lógicas no banco de dados são feitas conforme a potência recebida chega, porém, no trabalho temos duas analogias diferentes, uma para comunicação entre uma CCAN e uma CLOC, e a outra em relação a mais de quatro CCAN's com uma CLoC.

A analogia para uma CCAN e uma CLOC, leva em conta o primeiro valor recebido, assim o sistema de localização única se adapta conforme a inicial em relação as outras, ou seja, de acordo com o banco de dados, para uma distância X , temos a potência recebida Y , e assim com um delta de $0,1\text{m}$ teremos a potência próxima em relação a distância $X + \text{delta}$.

Já para o ambiente com aspecto multilateração, temos o início uma potência adequada as quatro CCAN's, assim a analogia fica mais fácil, pois de forma lógica, temos quatro valores que devem direcionar apenas uma posição, porém teremos quatro distâncias, e buscando isto ao banco de dados fica de fácil identificação quando já foi mapeado o ambiente.