Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEL

Associação ampla UFSJ / CEFET-MG

Análise de Difração em Múltiplos Obstáculos

Isabel Ramos Henriques Oliveira

São João del-Rei, 2019.

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEL
Associação ampla UFSJ / CEFET-MG

Análise de Difração em Múltiplos Obstáculos

Isabel Ramos Henriques Oliveira

Dissertação apresentada à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, associação ampla entre a Universidade Federal de São João del-Rei e o Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Gláucio Lopes Ramos

Coorientador: Paulo Tibúrcio Pereira

São João del-Rei, 2019.

Ficha catalográfica elaborada pela Divisão de Biblioteca (DIBIB)
e Núcleo de Tecnologia da Informação (NTINF) da UFSJ,
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

O48a

Oliveira, Isabel Ramos Henriques.
Análise de Difração em Múltiplos Obstáculos / Isabel Ramos Henriques Oliveira ; orientador Gláucio Lopes Ramos; coorientador Paulo Tibúrcio Pereira. -- São João del-Rei, 2019.
79 p.

Dissertação (Mestrado - Engenharia Elétrica) -- Universidade Federal de São João del-Rei, 2019.

1. Propagação. 2. Sistema de comunicação 5G. 3. Difração devido aos múltiplos obstáculos. 4. Equação de Walfisch-Bertoni. I. Ramos, Gláucio Lopes, orient. II. Pereira, Paulo Tibúrcio, co-orient. III. Título.

Dedico este trabalho a Deus, a minha família e amigos.

Agradecimentos

Dedico este trabalho a Deus, o qual sempre esteve comigo e me proporcionou sabedoria e saúde nos momentos de angústia e desânimo.

Agradeço à minha mãe Lucirene pelas inúmeras orações feitas e dedicadas a mim, ao meu pai Raimundo por todo o incentivo e apoio durante esta caminhada.

Ao professor Gláucio Lopes Ramos e ao professor Paulo Tibúrcio pela orientação, pelo apoio e por todas as sugestões, na qual foram fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos Doutores Pekka Kyösti, Veikko Hovinen, Matti Latva-aho por fornecerem os dados das medições feitas na Universidade de Oulu na Finlândia, para que eu pudesse realizar este trabalho.

Ao meu esposo Silas, que me acompanhou durante todos os momentos deste trabalho e não mediu esforços para me ajudar a alcançar meus objetivos acadêmicos.

A todos os meus amigos, em especial as minhas amigas da república FOURmigas, Cíntia, Natália e Rayane, por todos os momentos de convivência, vocês tornaram o percurso mais leve.

A todos os professores e técnicos, que colaboraram na evolução deste trabalho.

Ao professor Doutor Carlos Renato Borges pelo auxílio no desenvolvimento do trabalho.

A CAPES, pelo apoio financeiro.

A Universidade Federal de São João del-Rei (UFSJ) junto ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEL) por me proporcionar a oportunidade de me tornar mestre e aperfeiçoar meus conhecimentos.

A todos que de alguma forma me acompanharam ao longo dessa caminhada e contribuíram para que eu conseguisse chegar até aqui, os meus sinceros agradecimentos.

"Por vezes sentimos que aquilo que fazemos não é senão uma gota de água no mar. Mas o mar seria menor se lhe faltasse uma gota".

Madre Teresa de Calcutá

Resumo

A faixa de frequência das ondas centimétricas é utilizada nas bandas de frequência dos sistemas de comunicação móveis atuais em seu espectro mais baixo (faixa de até 2 GHz) e algumas bandas de frequência superior vem sendo estudadas para o uso nos futuros sistemas sem fio 5G. A necessidade de trabalhar em frequências mais elevadas pode ser explicada pelas maiores taxas de dados necessárias para esses futuros sistemas. Várias campanhas de medição de propagação foram feitas em todo o mundo na banda de frequência acima de microondas, porém estas não são exatamente relacionadas aos cenários que envolvem múltiplos obstáculos. Vendo a necessidade do trabalho de medições de propagação de ondas em faixas de frequências maiores e envolvendo múltiplos obstáculos, este trabalho vem complementar um estudo feito na Universidade de Oulu na Finlândia por Ramos et al. (2017), que envolve a medição e análise da difração em múltiplos obstáculos na faixa de frequência de 10 a 18 GHz. O objetivo deste trabalho é utilizar uma metodologia de cálculo do parâmetro de Fresnel diferente à utilizada por Ramos et al. (2017) para calcular a perda de difração devido aos múltiplos obstáculos. Os resultados obtidos mostraram que com o aumento de painéis, usados para simular obstáculos, os parâmetros obtidos se assemelham mais à expressão de Walfisch and Bertoni (1988) e que, para as frequências analisadas (10 a 18 GHz), é necessário o ajuste nos parâmetros de Walfisch-Bertoni, pois este foi modelado para até 1 GHz.

Palavras-chave: Propagação, Sistema de comunicação 5G, Difração devido aos múltiplos obstáculos, Equação de Walfisch-Bertoni.

Abstract

The frequency range of the cetimetric waves is used in the frequency bands of the current mobile communication system in its lower spectrum (range up to 2 GHz) and some higher frequency bands have been studied for application in future 5G wireless systems. The need to work at higher frequencies can be explained by the higher data rates required for these future systems. Many propagation measurement campaigns considering the microwaves frequency band have been placed around the world, but still they are not related to scenarios involving multiple obstacles. Considering the need of propagation measurements in higher frequency bands with the presence of multiple obstacles, this work complements a study done at the University of Oulu in Finland by Ramos et al. (2017) that involves the measurement and analysis of diffraction in multiple obstacles in the frequency range of 10-18 GHz. This work aims to use a different Fresnel parameter calculation methodology used by Ramos et al. (2017) to calculate the diffraction loss due to multiple obstacles. The obtained results showed the increase of screens, used to simulate obstacles, the parameters obtained are more similar to Walfisch and Bertoni (1988) expression, and for the analyzed frequencies (10-18 GHz) it is necessary to adjust the Walfisch-Bertoni parameters, as it was modeled to 1 GHz.

Keywords: Propagation, 5G communication system, Multiple obstacles diffraction, Walfisch-Bertoni equation.

Lista de Figuras

2.1 Elementos de um sistema de comunicação sem fio. 12

2.2 Parâmetros de difração de Fresnel. 16

2.3 Zona de Fresnel na região interna do elipsoide. 16

3.1 Configuração geral de medições. 22

3.2 Antena Dual-Ridged Horns utilizada nas medições. 22

3.3 Distância entre os Painéis para: (a) 3 painéis, (b) 5 painéis e (c) 10 painéis. . . . 23

3.4 Imagem panorâmica do cenário de medições. 23

3.5 *kit* de calibração 85058B. 25

3.6 Curva de calibração dos cabos. 26

3.7 Analisador de rede utilizado. 26

3.8 Resultado gráfico do processamento dos dados medidos, no domínio da frequência. 28

3.9 Resultado gráfico do processamento dos dados medidos, no domínio do tempo. 28

4.1 Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a três obstáculos para as frequências (a) 10 e (b) 11 GHz. 32

4.2 Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a três obstáculos para as frequências (a) 12 e (b) 13 GHz. 32

4.3 Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a três obstáculos para as frequências (a) 14 e (b) 15 GHz. 32

4.4 Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a três obstáculos para as frequências (a) 16, (b) 17 e (c) 18 GHz. 33

4.5 Perda total de propagação do sistema com 3 painéis e diferentes alturas da antena TX. 36
4.6 Perda devido à: (a) difração total, (b) difração em três obstáculos - Análise I (Ramos et al., 2017) e (c) difração em três obstáculos - Análise II (análise feita no presente trabalho). 36
4.7 Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a cinco obstáculos para as frequências (a) 10 e (b) 11 GHz. 37
4.8 Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a cinco obstáculos para as frequências (a) 12 e (b) 13 GHz. 37
4.9 Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a cinco obstáculos para as frequências (a) 14 e (b) 15 GHz. 38
4.10 Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a cinco obstáculos para as frequências (a) 16, (b) 17 e (c) 18 GHz. 38
4.11 Perda total de propagação do sistema com 5 painéis e diferentes alturas da antena Tx. 40
4.12 Perdas devido à difração: (a) total, (b) em cinco obstáculos segundo a análise feita por Ramos et al. (2017) e (c) em cinco obstáculos (análise feita no presente trabalho). 41
4.13 Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a dez obstáculos para as frequências (a) 10 e (b) 11 GHz. 42
4.14 Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a dez obstáculos para as frequências (a) 12 e (b) 13 GHz. 42
4.15 Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a dez obstáculos para as frequências (a) 14 e (b) 15 GHz. 42
4.16 Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a dez obstáculos para as frequências (a) 16, (b) 17 e (c) 18 GHz. 43
4.17 Perda total de propagação do sistema com 10 painéis e diferentes alturas da antena Tx. 44
4.18 Perda medida devido à difração: (a) total, (b) em dez obstáculos segundo a análise feita por Ramos et al. (2017) e (c) em dez obstáculos (análise feita no presente trabalho). 45

Lista de Tabelas

3.1 Configurações dos cenários de medições. 22

4.1 Coeficientes *a* e *b* de Bertoni segundo Ramos et al. (2017) para uma configuração de medições com 3 painéis. 34

4.2 Coeficientes *a* e *b* de Bertoni estimados neste trabalho para uma configuração de medições com 3 painéis. 34

4.3 Coeficientes *a* e *b* de Bertoni segundo Ramos et al. (2017) para uma configuração de medições com 5 painéis. 39

4.4 Coeficientes *a* e *b* de Bertoni estimados neste trabalho para uma configuração de medições com 5 painéis. 40

4.5 Coeficientes *a* e *b* de Bertoni segundo Ramos et al. (2017) para uma configuração de medições com 10 painéis. 44

4.6 Coeficientes *a* e *b* de Bertoni estimados neste trabalho para uma configuração de medições com 10 painéis. 44

Lista de Símbolos

μ:	Permeabilidade	H/m
ϵ:	Permissividade	F/m
λ:	Comprimento de onda	m
ρ:	Densidade de carga elétrica	A/m^3
θ:	Ângulo de elevação	rad
D	Densidade de fluxo elétrico	C/m^2
H	Campo magnético	A/m
E	Campo elétrico	V/m
B	Densidade de Fluxo magnético	$Webbers/m$
J	Densidade de corrente elétrica	A/m^2
P_t	Potência transmitida	W
P_r	Potência recebida	W
G_t	Ganho da Antena transmissora	dBi
G_r	Ganho da Antena receptora	dBi
L	Perdas	dB
L_{fs}	Perda de espaço livre	dB
L_{ke}	Perda gume de faca	dB
S	Densidade de potência	W/m^2
A_{ef}	Área efetiva do receptor isotrópico	m^2
ν	Parâmetro de Fresnel	$-$

E_d	Campo difratado	V/m
E_i	Campo incidente	V/m
$C_{(v)}$	Integral de Seno de Fresnel	$-$
$S_{(v)}$	Integral de cosseno de fresnel	$-$
d_1	Distância entre transmissor e obstáculo	m
d_2	Distância entre receptor e obstáculo	m
h	Altura do obstáculo que ultrapassa a linha de visada direta	m
d_{av}	Distância média entre os obstáculos	m
A	Perda de difração em excesso	$-$
r	Distância	m

Lista de Acrônimos

$3GPP$	*3rd Generation Partnership Project*
LTE	*Long-Term Evolution*
IoT	*Internet of Things*
UHF	*Ultra High frequency*
VHF	*Very High frequency*
$METIS$	*Mobile and wireless communications Enablers for Twenty-twenty Information Society*
$VSWR$	*Voltage Stading Wave Ratio*
EM	Eletromagnética
VNA	*Vector Network Analyzer*
$IFFT$	*Inverse Fast Fourier Transform*
RX	Estação Receptora
TX	Estação Transmissora
RF	Radiofrequência
$WRC-15$	*World Radiocommunication Conference 2015*
$5G$	Quinta Geração
$AMPS$	*Advanced Mobile Phone Service*
SMS	*Short Menssage Service*
$SISO$	*Single Input Single Output*

Sumário

1 Introdução **1**

1.1 Contextualização 1

1.2 Objetivos 5

1.3 Organização do trabalho 6

2 Fundamentação teórica **7**

2.1 Propagação de ondas eletromagnéticas 7

2.2 Polarização 10

2.3 Perda de propagação 11

2.4 Modelo para cálculo da perda de propagação devido à difração 13

2.5 Método de Walfisch-Bertoni 17

3 Equipamentos e Métodos **21**

3.1 *Setup* de medições 21

3.2 Analisador de rede 24

3.3 Calibração 25

3.4 Processamento de dados 27

3.5 Determinando os parâmetros a e b da equação de Walfisch-Bertoni 29

4 Resultados **31**

4.1 Configuração com 3 obstáculos 31

4.2 Configuração com 5 obstáculos 37

4.3 Configuração com 10 obstáculos 41

5 Conclusões **47**

5.1 Proposta de Continuidade 48

5.2 Trabalho Publicado 48

Referências Bibliográficas **49**

A Rotinas Computacionais **53**

A.1 Algoritmo para cálculo da perda de difração 53

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 Contextualização

As comunicações móveis tornaram-se um bem cotidiano. Nas últimas décadas estas evoluíram de uma tecnologia dispendiosa para alguns indivíduos selecionados para os sistemas onipresentes de hoje usados pela grande maioria da população mundial. Desde os primeiros experimentos com radiocomunicação de Guglielmo Marconi na década de 1890, o caminho para a verdadeira comunicação por rádio móvel tem sido bastante longo. Para entender os complexos sistemas de comunicação móvel de hoje, é importante entender de onde eles vieram e como os sistemas celulares evoluíram. A tarefa de desenvolver tecnologias móveis também mudou, de ser uma preocupação nacional ou regional, para se tornar uma tarefa cada vez mais complexa. Essas são empreendidas por organizações de desenvolvimento de padrões globais como o Projeto de Parceria de Terceira Geração (3GPP) e envolvendo milhares de pessoas (Dahlman et al., 2013).

As tecnologias de comunicação móvel são frequentemente divididas em gerações, sendo 1G os sistemas de rádio móvel analógico dos anos 80, 2G os primeiros sistemas móveis digitais e 3G os primeiros sistemas móveis que manipulam dados de banda larga. O *Long-Term Evolution* (LTE) é frequentemente chamado de “4G”, mas muitos também afirmam que o lançamento do LTE 10, também conhecido como *LTE-Advanced*, é o verdadeiro passo da evolução 4G. Essa corrida contínua de números crescentes de sequências de gerações de sistemas móveis é, na verdade, apenas uma questão de rótulos. O mais importante são as capacidades reais dos sistemas e como elas evoluíram (Dahlman et al., 2013).

Cada geração tem alguns padrões, capacidades técnicas e novos recursos que o diferenciam

de gerações anteriores, com a introdução do sistema de comunicação móvel 1G a telefonia móvel sofreu mudanças significativas e teve uma taxa de crescimento de usuários de aproximadamente 40%. O sistema de comunicação móvel sem fio da primeira geração era analógico, que foi baseado em uma tecnologia conhecida como *Advanced Mobile Phone Service*(AMPS) e, segundo Sharma (2013) foi utilizado transmissão analógica para serviços de voz.

O sistema 2G de segunda geração, lançado no final dos anos 80 e finalizado no final dos anos 90, foi planejado principalmente para transmissão de voz com sinal digital e velocidades de até 64 kbps (Shukla et al., 2013). Os serviços de celulares móveis sem fio 2G estavam um passo à frente dos serviços 1G, fornecendo a facilidade do serviço de mensagens curtas (SMS), oferecendo recursos especiais como *roaming* mais avançado, diferentemente do 1G, que tinha seu foco principal na comunicação por voz (Kumar et al., 2010).

A implementação da tecnologia 3G se tornou evidente devido à necessidade de aumento da capacidade de transmissão de dados, além de novas frequências de transmissão (De Vriendt et al., 2002). No final dos anos 90, com a previsão de um crescimento da tecnologia 3G, foi preciso um investimento maciço para a construção de uma nova infraestrutura, permitindo aos usuários a utilização de serviços móveis de valor agregado, com comunicações de dados de alta velocidade como mensagens multimídia, áudio e vídeo em um ambiente sem fio. A tecnologia 3G provocou uma mudança revolucionária no mundo da tecnologia de telecomunicação móvel, pois além de aumentar a velocidade de comunicação, o objetivo desta tecnologia foi o fornecimento de vários serviços de valor agregado, como por exemplo chamadas de vídeo, transmissões ao vivo, acesso à internet móvel, etc. Estes serviços são possíveis porque o espectro 3G fornece a largura de banda necessária (Tondare et al., 2014).

A quarta geração, chamada 4G, é uma evolução do sistema de serviço e internet móvel, permitindo computação difusa, ininterruptamente, com conexões simultâneas em redes de alta velocidade em toda área geográfica. Toda essa mudança e evolução fez com que as operadoras de telefonia móvel se vissem obrigadas a atualizarem suas redes, para que aumentasse a quantidade de tráfego de dados, atendendo com qualidade aos seus usuários. Os autores explicam que a implementação da tecnologia 4G foi importante para fechar uma lacuna existente em diversas áreas como assistência médica, educação, comércio eletrônico, pagamento móvel, entre outros, e segundo Ibrahim (2002), o conceito-chave é integrar as capacidades do 4G com todas as tecnologias móveis existentes por meio de tecnologias avançadas. Adaptabilidade, aplicação

e ser altamente dinâmica são as principais características dos serviços 4G de interesse para os usuários (Ricardo and Silveira, 2016).

Segundo Kumar and Gupta (2017) até o ano de 2020 o consumo de dados deverá aumentar em 30%, o que não mais poderá ser suportado pelas tecnologias atuais, como o 3G e 4G. Portanto, há necessidade de um sistema de comunicação sem fio de última geração. Estudos prevem que o sistemas 5G esteja disponível comercialmente no ano de 2020. Essa tecnologia vai abrir uma nova era em tecnologia de comunicação móvel, pois os telefones móveis 5G terão acesso às diferentes tecnologias sem fios ao mesmo tempo e o terminal deve ser capaz de combinar diferentes fluxos de diferentes tecnologias. A previsão é de que seja uma tecnologia inteligente, capaz de interligar todo o mundo sem limites (Sahoo et al., 2014), e segundo Sharma (2013), as tecnologias 5G incluem todo o tipo de funcionalidades avançadas que fazem do 5G a tecnologia móvel mais poderosa e em grande demanda no futuro próximo. Ao mesmo tempo, há uma demanda crescente das indústrias, setores de saúde e dos setores educacionais para utilizar a vantagem da comunicação sem fio 5G. Esse tipo de inovação dará uma motivação à *Internet of Things* (IoT). Alguns dos requisitos técnicos do 5G listados por Kumar and Gupta (2017) são:

- Dados móveis milhares de vezes mais rápidos, do que as atuais redes 4G;
- Taxas de transferência de dados superiores a 1 Gbps;
- De 10 a 100 vezes mais dispositivos conectados em comparação com as atuais redes 4G;
- Maior autonomia da bateria nos dispositivos;
- Cerca de 5 vezes menos latência em comparação à rede 4G.

O aumento da demanda por maiores taxas de transferências de dados, nas redes de comunicação sem fio, tem atraído a atenção dos setores acadêmico e industrial. Além de alcançar altas taxas de transferência de dados, esses setores buscam aumentar a eficiência nos recursos energéticos. Com o eminente desenvolvimento dos padrões e parâmetros para a tecnologia de comunicação móvel celular 5G, há uma necessidade de aprimoramento dos canais de transferência de dados atuais (Rezende, 2017).

As atuais redes de dados em telefonia celular ocupam faixas no espectro de frequências que vão desde o *Ultra High Frequency* (UHF) até as faixas de microondas. Estudos recentes

mostram que os futuros sistemas 5G podem demandar canais de 1 a 2 GHz de banda (Rappaport et al., 2014). Com espectro amplamente disponível, as faixas de ondas centimétricas (3-30 GHz) e milimétricas (30-300 GHz) tornam-se possíveis faixas de operação para esses sistemas (Mogensen et al., 2014).

Um modelo de canal semi-determinístico para avaliação de sistemas 5G foi desenvolvido e proposto pelo projeto METIS em Nurmela et al. (2015). O METIS prevê um futuro onde o acesso e o compartilhamento de informações estão disponíveis em qualquer lugar e a qualquer hora para qualquer pessoa e para qualquer coisa. A futura sociedade da informação receberá uma variedade de aplicações e serviços, incluindo aplicações industriais e profissionais completamente novas, com diversos requisitos. Para atender a esses requisitos, a METIS define a meta técnica geral para fornecer um conceito de sistema que, em relação aos dias atuais, suporta um volume de dados móveis 1000 vezes maior por área, um número 10 a 100 vezes maior de dispositivos conectados e 10 a 100 vezes maiores taxas de dados e 5 vezes menos latências de ponta, a um custo e dissipação de energia semelhantes aos de hoje. Na fase inicial do projeto METIS foram identificados 5 novos cenários e 12 casos de teste, que criaram novos desafios para os componentes da tecnologia 5G. Um desafio específico é fornecer os modelos de propagação de rádio realistas e de alta qualidade, que um desenvolvimento e uma otimização bem-sucedidos desses componentes de tecnologia exigem (Nurmela et al., 2015).

A Conferência Mundial de Radiocomunicações 2015 (WRC-15) identificou uma série de bandas de frequências entre 24 e 86 GHz como frequências candidatas para futuras redes celulares (Salous et al., 2016). O modelo introduzido aborda uma variedade de requisitos definidos para um modelo de canal 5G, por exemplo, uma faixa de frequência extremamente ampla (até 86 GHz e além) e elevadas faixas de larguras de banda (centenas de MHz). Um aspecto importante do modelo é o conceito de objetos aleatórios. Sabe-se que o bloqueio é um efeito de propagação proeminente nas frequências mais altas e que os modelos 4G existentes não estão cobrindo suficientemente este efeito. No modelo os objetos, representando obstáculos menores, como postes de luz, humanos e carros, causam o bloqueio nos caminhos de propagação (Ramos et al., 2017). Em Nurmela et al. (2015), para o efeito de sombreamento, os objetos são aproximados como painéis retangulares condutivos. A atenuação devida a um objeto é modelada com a difração de gume de faca entre as quatro bordas do painel. Isso oferece um método relativamente simples para calcular o efeito de sombreamento em função da frequência e da

geometria.

No caso de um ambiente com objetos bem distribuídos e espaçados, a perda de propagação devido aos vários objetos pode ser calculada simplesmente pela soma das perdas individuais de todos os objetos em unidades de decibéis (dB). No caso de densas populações de objetos, por exemplo, com muitos humanos em um festival ao ar livre, a soma correspondente a cada objeto resultará em perda excessiva. Portanto, Nurmela et al. (2015) introduziu uma emenda especial para vários sombreamentos do painel. Este propõe que a difração de gume de faca seja aplicada apenas para o objeto dominante, ou seja, o objeto mais próximo da antena receptora. O modelo é complementado por uma perda de difração adicional devido aos múltiplos obstáculos, aproximada pelo modelo de Walfisch-Bertoni, apresentado em Walfisch and Bertoni (1988).

No entanto, o modelo Walfisch-Bertoni original foi derivado de um conjunto de medições conduzidas em meados de 1980, com frequências abaixo de 1 GHz e com dezenas de quilômetros de distâncias de enlace. Assim, pode não ser totalmente adequado às frequências mais altas, distâncias de enlace muito menores e distâncias entre objetos mais curtas. Sendo assim, a motivação original do trabalho de Ramos et al. (2017) foi avaliar, por medidas, se o modelo original de Walfisch-Bertoni é adequado para complementar o modelo de bloqueio do 5G de Nurmela et al. (2015) e encontrar uma parametrização atualizada para ele, se necessário. Este trabalho vem complementar o trabalho de Ramos et al. (2017), constatando a real necessidade de ajuste do modelo de Walfisch-Bertoni ao se trabalhar em faixas maiores de frequências, sendo estas faixas de frequências as possivelmente necessárias para os futuros sistemas 5G.

1.2 Objetivos

Este trabalho tem por objetivo analisar o comportamento da perda de propagação devido à difração em múltiplos obstáculos de um enlace de telecomunicações operando nas frequências de 10 a 18 GHz, baseando-se em uma campanha de medições do sinal de radiofrequência realizada na Universidade de Oulu na Finlândia por Ramos et al. (2017).

Este trabalho propõe, também, uma nova abordagem no processamento dos dados de medição, para comparação e complementação dos resultados obtidos para a perda de propagação total e devido à difração em múltiplos obstáculos, com os obtidos por Ramos et al. (2017).

A principal diferença entre a metodologia utilizada neste trabalho é que Ramos et al. (2017)

utiliza semelhança de triângulo para encontrar a altura utilizada no cálculo da difração de Fresnel, para então obter os parâmetros da expressão de Walfisch-Bertoni. Já neste trabalho de dissertação é atribuído o valor da altura do obstáculo que excede a linha de visada direta entre a antena transmissora e receptora.

Uma contribuição importante desse trabalho, consiste em analisar se o modelo original de Walfisch-Bertoni é adequado para complementar o modelo de bloqueio de 5G de Nurmela et al. (2015), encontrar uma parametrização atualizada para ele, se necessário, e comparar com a parametrização proposta por Ramos et al. (2017).

1.3 Organização do trabalho

Este trabalho está organizando em cinco capítulos, incluindo este capítulo introdutório.

No Capítulo 2 são apresentados aspectos de relevância no contexto desta dissertação. São abordados conceitos sobre propagação de ondas eletromagnéticas, perda de propagação e por fim é abordado a teoria do modelo para cálculo da perda de difração em múltiplos obstáculos de Walfisch-Bertoni.

O Capítulo 3 descreve o cenário de medições configurado para a realização prática do trabalho de Ramos et al. (2017), os equipamentos utilizados e apresenta o procedimento utilizado para processamento dos dados coletados.

No Capítulo 4 são apresentados os resultados obtidos nesse trabalho e estes são comparados aos obtidos no trabalho de Ramos et al. (2017). São apresentados os resultados obtidos da perda de propagação total, perda de propagação devido à difração e perda de propagação devido à difração em múltiplos obstáculos, os resultados são mostrados para três configurações de medições: com três, cinco e dez painéis.

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões deste trabalho, assim como propostas de continuidade para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

Fundamentação teórica

2.1 Propagação de ondas eletromagnéticas

A energia eletromagnética na forma de ondas de rádio se propaga no meio tendo como ponto de partida uma antena transmissora e existem várias maneiras pelas quais essas ondas se propagam, dependendo amplamente da frequência de transmissão. As ondas que se propagam pela refração nas camadas da ionosfera são conhecidas como ondas ionosféricas ou ondas celestes. Aquelas que se propagam sobre outros caminhos na baixa atmosfera (a troposfera) são denominadas ondas troposféricas, e aquelas que se propagam muito próximas da superfície da terra são conhecidas como ondas terrestres. As ondas terrestres podem ser convenientemente divididas em ondas espaciais e ondas de superfície. As ondas espaciais podem ser subdivididas em ondas diretas, que se propagam através do caminho direto entre as antenas transmissoras e receptoras, e as ondas refletidas no solo, que alcançam a antena receptora após a reflexão na terra (Parsons, 2000).

Uma das diferenças entre esses tipos de ondas é que alguns de seus mecanismos de propagação são mais expressivos do que outros. Um exemplo é a propagação das ondas celestes, que é fortemente afetada pelos mecanismos da refração e da absorção. Diferentemente, a propagação das ondas terrestres sofre maior influência pela difração e reflexão (Vasconselos, 2017).

Dentre os vários mecanismos de propagação pode-se destacar os mais importantes: reflexão, refração, difração, absorção, espalhamento, múltiplo percurso, cintilação, dispersão de frequência e desvanecimento. Devido a essa variedade de mecanismos, nos estudos de propagação é importante destacar as situações em que eles são mais ou menos expressivos, quais deles predominam e quais deles não ocorrem (Vasconselos, 2017).

O que define os mecanismos de propagação que estarão presentes em alguma situação são as condições do meio de propagação e a frequência de operação. Para isso, pode-se saber se o meio é ionizado (como a ionosfera) ou se existe alguma superfície refletora próxima (transmissões próximas da Terra). Estas informações são importantes para considerar, ou não, a absorção ou a reflexão nos cálculos. O comprimento de onda pode indicar ocorrência de difração nos objetos que estão no percurso de propagação (Ghasemi et al., 2016).

Quando a propagação é em áreas de terreno irregular, é provável que não exista visada direta entre o transmissor e o receptor. Então, para que ainda ocorra a comunicação, as frequências utilizadas devem estar em uma faixa na qual é possível ocorrer a difração nas obstruções, mas que, ao mesmo tempo, minimize as perdas inerentes ao fenômeno.

Segundo Parsons (2000) as faixas de frequências VHF e UHF são ideais para aplicação nos sistemas terrestres pelos seguintes motivos:

- o comprimento de onda, nessas frequências, permite a difração na maioria das obstruções encontradas;
- a cobertura é, essencialmente, local (bairros e/ou cidades);
- é possível realizar, com eficácia, o reuso de frequência, tanto na mesma cidade (sistema celular), quanto em cidades diferentes, desde que não existam condições anormais de propagação (existência de dutos, por exemplo)
- a largura de banda disponível é tal que serviços de FM de alta qualidade, canais de telefonia celular e canais de televisão podem ser acomodados facilmente;
- nessas bandas, as antenas são relativamente pequenas fisicamente e podem ser montadas em torres a muitos comprimentos de onda acima do solo e, também, podem ser montadas dentro de dispositivos portáteis;
- é possível realizar, com eficácia, o reuso de frequência, tanto na mesma cidade (sistema celular), quanto em cidades diferentes, desde que não existam condições anormais de propagação (existência de dutos, por exemplo).

Uma vez definidas as faixas de frequências e quais os serviços que operam nelas, deve-se estudar como é a propagação nessas condições.

É muito importante entender como as ondas de rádio frequência se propagam. A parte do espectro eletromagnético que inclui frequências de rádio se estende de cerca de 30 kHz a 300 GHz, embora a propagação das ondas de rádio seja realmente possível apenas até algumas dezenas de Gigahertz. Por acordo internacional, o espectro de radiofrequências é dividido em bandas e cada banda recebe uma designação, por exemplo, *Very High Frequency* (VHF), *Ultra High Frequency* (UHF), *Super High Frequency* (SHF), *Extra High Frequency* (EHF), etc (Parsons, 2000). As medições realizadas neste trabalho abrangeram as frequências de 10 à 18 GHz, portanto, a banda de frequências trabalhada é a SHF, esta compreende as frequências de 3 a 30 GHz.

As ondas eletromagnéticas podem ser consideradas como uma espinha dorsal dos sistemas de comunicação sem fio, ou seja, elemento fundamental. Desde a descoberta das ondas eletromagnéticas no século XIX, rápidos e crescentes avanços no desenvolvimento de tecnologias de comunicação sem fio vem sendo desenvolvidos. O estudo da propagação de ondas é necessário para analisar e projetar qualquer modelo de propagação, seja ela *indoor* ou *outdoor*. As ondas eletromagnéticas são geradas por campos elétricos e magnéticos variáveis no tempo e excitados por uma fonte adequada. As informações existentes nessas ondas poderão ser transmitidas através de linhas de transmissão, cabos coaxiais, ou até mesmo no espaço livre, entre uma antena transmissora e outra receptora (Regmi, 2016).

Campos elétricos e magnéticos são grandezas vetoriais que possuem magnitude e direção. As relações e variações dos campos elétricos e magnéticos, cargas e correntes associadas às ondas eletromagnéticas são governadas por leis físicas, conhecidas como equações de Maxwell. Estas equações foram obtidas por meio de vários experimentos realizados por diferentes pesquisadores, mas elas foram colocadas em sua forma final por James Clerk Maxwell, um físico e matemático escocês. Elas podem ser escritas na forma diferencial ou integral. A forma diferencial das equações de Maxwell é uma representação amplamente usada para resolver problemas eletromagnéticos com condições de fronteira (Balanis, 2012).

As equações de Maxwell são derivadas em torno de quatro grandezas, são elas: densidade do fluxo elétrico D, força do campo magnético H, vetor força do campo elétrico E e densidade do fluxo magnético B. As equações de Maxwell na forma diferencial são apresentadas (Hayt Jr and Buck, 2013):

$$\nabla.D = \rho, \tag{2.1}$$

$$\nabla.B = 0, \tag{2.2}$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t}, \tag{2.3}$$

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t}, \tag{2.4}$$

em que as equações 2.1, 2.3 e 2.4 representam a lei de Gauss, a lei de Faraday e a lei circuital de Ampère, respectivamente. Na lei de Gauss a densidade de fluxo elétrico D é dada em (C/m^2) e a densidade de carga elétrica ρ em (A/m^3). Na lei de Faraday o vetor de campo elétrico E é dado em (V/m) e a densidade do fluxo magnético B é dada em $(Webers/m)$. Finalmente, na lei circuital de Ampère a densidade de corrente elétrica J é dada em (A/m^2). A relação entre as intensidades de campo e as densidades de fluxo, limitadas a alguns meios, pode ser obtida por suas propriedades elétricas e magnéticas conforme a seguir (Hayt Jr and Buck, 2013):

$$D = \epsilon E, \tag{2.5}$$

$$B = \mu H, \tag{2.6}$$

em que ϵ é a permissividade do meio dado em (F/m) e μ é a permeabilidade (H/m).

2.2 Polarização

As ondas do plano eletromagnético consistem em campos elétricos e magnéticos variáveis no tempo, que são perpendiculares entre si e perpendiculares à direção de propagação. Em um sistema prático de comunicação, o vetor de campo elétrico da onda plana viajando na direção z pode ter ambos os componentes, x e y, que podem oscilar independentemente, dependendo da natureza da fonte geradora da onda eletromagnética (EM). Dependendo da orientação dos vetores de campo elétrico, o comportamento das ondas EM pode ser determinado. Esse com-

portamento é definido como a polarização da onda (Regmi, 2016).

A polarização de uma antena em uma dada direção é definida por Balanis (2016) como a polarização da onda irradiada pela antena. Quando a direção não é indicada, a polarização é tomada como sendo na direção do ganho máximo. A polarização da antena receptora deve ser a mesma da chegada da onda para receber a máxima potência. No caso de diferentes polarizações de recepção e transmissão de antenas, a maior parte da energia é perdida, assim, menos energia será recebida. Esta condição é chamada de incompatibilidade de polarização e a perda de energia, neste caso, chamada de perda de polarização.

A polarização de uma onda pode ser definida em termos de uma onda irradiada ou recebida por uma antena em uma determinada direção. A polarização de uma onda irradiada por uma antena em uma direção especificada, em um ponto no campo distante, definida como a polarização da onda plana que é usada para representar a onda irradiada naquele ponto. Em qualquer ponto do campo distante de uma antena, a onda irradiada pode ser representada por uma onda plana, cuja intensidade de campo elétrico é a mesma da onda e cuja direção de propagação está na direção radial da antena. À medida que a distância radial se aproxima do infinito, o raio de curvatura da frente de onda da onda irradiada também se aproxima do infinito e, assim, em qualquer direção especificada, a onda aparece localmente como uma onda localmente plana (Balanis, 2016).

A polarização pode ser classificada como linear, circular ou elíptica. Se o vetor que descreve o campo elétrico em um ponto no espaço em função do tempo é sempre dirigido ao longo de uma linha, o campo é dito ser linearmente polarizado. Em geral, no entanto, a imagem que o campo elétrico traça é uma elipse, e o campo é dito ser elipticamente polarizado. Polarizações lineares e circulares são casos especiais de elíptico e podem ser obtidas quando a elipse se torna uma linha reta ou um círculo. A imagem do campo elétrico é traçado no sentido horário ou anti-horário. O sentido horário de rotação do vetor de campo elétrico também é designado como polarização a direita e anti-horária como polarização a esquerda (Balanis, 2016).

2.3 Perda de propagação

A perda de percurso entre um par de antenas é a relação entre a potência transmitida e a potência recebida, geralmente expressa em decibéis. Ela inclui todos os possíveis elementos de

perda associados as interações entre a onda propagante e quaisquer objetos entre as antenas de transmissão e de recepção. Para definir adequadamente a perda de percurso, as perdas e ganhos no sistema devem ser considerados. Os elementos existentes em uma comunicação sem fio são mostrados na Figura 2.1 (Saunders and Aragón-Zavala, 2007).

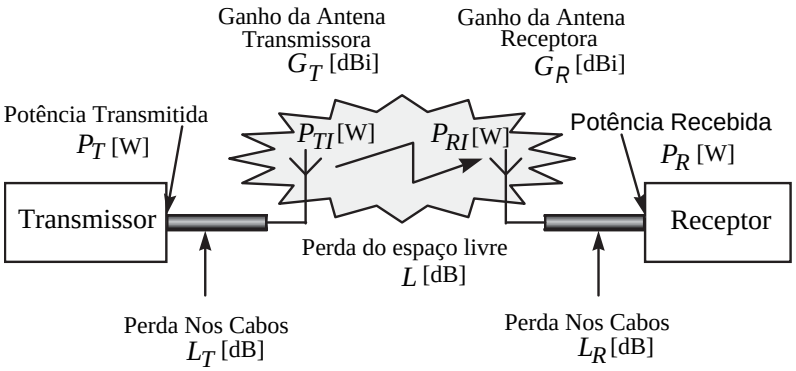


Figura 2.1: Elementos de um sistema de comunicação sem fio.
Fonte: Adaptado de Saunders and Aragón-Zavala (2007).

A potência que aparece nos terminais de entrada do receptor, P_r em Watts, é expressa por Saunders and Aragón-Zavala (2007) como:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r}{L_t L L_r} \tag{2.7}$$

onde cada parâmetro é detalhado na Figura 2.1, sendo a potência recebida P_r dada em Watts. Os ganhos da antena transmissora G_t e da antena receptora G_r são dados em dBi, e as unidades das perdas de espaço livre L e as perdas nos cabos (L_t e L_r) em dB.

Quando as ondas eletromagnéticas se propagam de uma antena de transmissão para uma antena de recepção, através do espaço livre, a atenuação da densidade de potência diminui em $1/r^2$. Este fator decrescente não leva em consideração as condições atmosféricas e irregularidades do sistema. Assim, a potência recebida é dada pela equação de espaço livre de Friis. Para determinar o fator de atenuação do espaço livre, analisa-se primeiramente a densidade de potência transmitida, obtida a uma distância r, do transmissor isotrópico, apresentada pela Eq. 2.8 de Parsons (2000), em que o ganho da antena transmissora G_t é igual a unidade.

$$S = \frac{P_t G_t}{4\pi r^2} \tag{2.8}$$

A potência recebida (P_r) é obtida relacionando a densidade de potência transmitida S em

(W/m^2) à área efetiva do receptor isotrópico A_{ef} dada em m^2. Essa relação resulta na Eq. 2.9 apresentada por Parsons (2000), em que o ganho G_r é igual a unidade e λ em metros é o comprimento da onda.

$$A_{ef} = \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} \tag{2.9}$$

Logo, relacionando as Equações 2.8 e 2.9, obtém-se a Eq. 2.10 que representa a relação entre as potências recebida e transmitida, conhecida como Equação de Friis e apresentada por Parsons (2000) da seguinte forma:

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \tag{2.10}$$

onde P_r é a potência recebida e P_t é a potência transmitida, dados em Watts, G_t é o ganho do transmissor e G_r o ganho do receptor, dados em , λ é o comprimento de onda, r é a distância do transmissor até o receptor. A potência transmitida será sempre menor que a energia fornecida à antena de transmissão e será sempre maior que a potência recebida. Da mesma forma, a potência recebida será sempre menor que a energia fornecida à antena receptora. Isso se deve as perdas no sistema, que são causadas por incompatibilidade de impedância, incompatibilidade de polarização, orientação das antenas (se as antenas estiverem focadas em um ângulo incorreto), espalhamento e reflexos (Regmi, 2016).

2.4 Modelo para cálculo da perda de propagação devido à difração

A conectividade sem fio entre duas estações fixas, separadas por uma grande distância na Terra, é muito utilizada e pode atuar como a principal conexão entre essas estações ou como um link de retorno para um sistema cabeado. O uso extensivo da tecnologia sem fio levou a um estudo abrangente da propagação de ondas de rádio em vários tipos de ambientes. Nas áreas urbanas, com presença de edifícios altos e estruturas complexas, o projeto do sistema de comunicação sem fio deve levar em conta uma série de efeitos de propagação. A propagação não depende apenas da linha de visada direta, uma vez que as ondas são obstruídas por vários obstáculos de construções.

É muito utilizado realizar a conectividade sem fio entre duas estações fixas separadas por uma grande distância na Terra. Isso pode atuar como a principal conectividade entre essas

estações ou pode atuar como um link de retorno para um sistema cabeado. O uso extensivo da tecnologia sem fio levou a um estudo abrangente da propagação de ondas de rádio em vários tipos de ambientes. Na área urbana, em grande parte povoada com edifícios altos e estruturas internas de edifícios complexos, o projeto do sistema de comunicação sem fio deve levar em conta uma série de efeitos de propagação. A propagação não depende apenas da linha de visada direta, uma vez que as ondas se deparam com vários obstáculos de construções. Assim, a propagação é explicada por vários mecanismos, como difração, reflexão, transmissão e refração.

A propagação é afetada por alguns fenômenos como: difração, reflexão, transmissão e refração. A difração gume de faca tem sido utilizada para estimar os efeitos do bloqueio do sinal transmitido devido aos obstáculos existentes nos ambientes de propagação. As técnicas de previsão de perda de trajetória baseadas no mecanismo de difração geralmente consideram a difração esférica suave e a difração de gumes. A difração esférica suave é aplicável quando o terminal receptor é localizado a uma determinada distância do terminal transmissor e não há obstruções nesse meio. Quando o caminho direto entre os locais de transmissão e recepção é obstruído por ao menos um obstáculo, isso constitui uma propagação de gumes, que poderá ser única ou múltipla, dependendo do número de obstáculos existentes no caminho de propagação do sinal (Rao et al., 1999).

Algumas vezes a presença de um obstáculo pode levar ao aumento da força do sinal no receptor, o que é conhecido como ganho de difração. Isso ocorre quando o caminho de difração múltipla com alta perda é transformado em um único caminho de difração gume de faca com menos perda. Porém em circunstâncias normais o sinal espalhado devido ao obstáculo será suficientemente atenuado, de modo que a energia no receptor seja menor na presença de um obstáculo do que na ausência dele (Rao et al., 1999).

Utiliza-se o princípio de Huygen para prever a difração de uma onda plana sobre um plano absorvente ou mais comumente chamado de gume de faca (*knife-edge*). O princípio de Huygen pode ser aplicado em sua forma matemática para prever a força real do campo que é difratada pelo gume. As contribuições de um número infinito de fontes secundárias na região acima das bordas dos obstáculos são somadas, levando em consideração suas amplitudes e fases relativas (Saunders and Aragón-Zavala, 2007). O resultado final, conforme visto em Saunders and Aragón-Zavala (2007) e representado na Eq. 2.11, pode ser expresso como uma perda de propagação devido ao gume de faca (L_{ke}), que expressa a redução na intensidade de campo devido ao

processo de difração gume de faca, em decibéis (dB), em termos de um parâmetro de difração, ν.

$$L_{ke} = -20 \log \left(\left| \frac{E_d}{E_i} \right| \right) = -20 \log |F(\nu)| , \tag{2.11}$$

em que E_d é o campo difratado e E_i é o campo incidente, ambos em V/m. $F(\nu)$ é obtido da seguinte forma (Saunders and Aragón-Zavala, 2007):

$$F(\nu) = \frac{1+j}{2} \int_{\nu}^{\infty} exp\left(\frac{-j\pi t^2}{2} \right) dt \tag{2.12}$$

ou

$$|F(\nu)| = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} + C^2(\nu) - C(\nu) + S^2(\nu) - S(\nu) \right) , \tag{2.13}$$

em que $C(v)$ e $S(v)$ são as integrais de seno e cosseno de Fresnel.

O parâmetro ν, segundo Saunders and Aragón-Zavala (2007), pode ser expresso em termos dos parâmetros mostrados na Figura 2.2 e Eq. 2.14:

$$\nu = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}}, \tag{2.14}$$

em que h é a altura do obstáculo que ultrapassa a linha de visada direta entre o transmissor e o receptor (em metros); d_1 e d_2 são as distâncias entre transmissor-obstáculo e receptor-obstáculo, respectivamente, também em metros. Para muitos casos práticos, quando d_1 e d_2 são muito maiores que h, então o parâmetro de difração ν pode ser aproximado em termos das distâncias medidas ao longo do solo, ao invés de ao longo da linha de visada direta (Saunders and Aragón-Zavala, 2007).

Para se calcular o parâmetro h da Eq. 2.14 primeiramente deve-se encontrar o valor de x_1. Para isso faz-se a semelhança de triângulos, onde h_{tx} e h_{rx} são as alturas das antenas Tx e Rx em metros, respectivamente:

$$x_1 = \frac{h_{tx} - h_{rx}}{d_1 + d_2} \times d_2, \tag{2.15}$$

logo a altura que excede a linha de visada direta (h) é:

$$h = h_{painel} - (h_{rx} + x_1), \tag{2.16}$$

em que h_{painel} é altura dos painéis utilizados nas medições. A principal diferença do trabalho de Ramos et al. (2017) é que para o cálculo do parâmetro de Fresnel foi utilizado $h = x_1$, já neste trabalho de dissertação utilizou-se a Eq. 2.16.

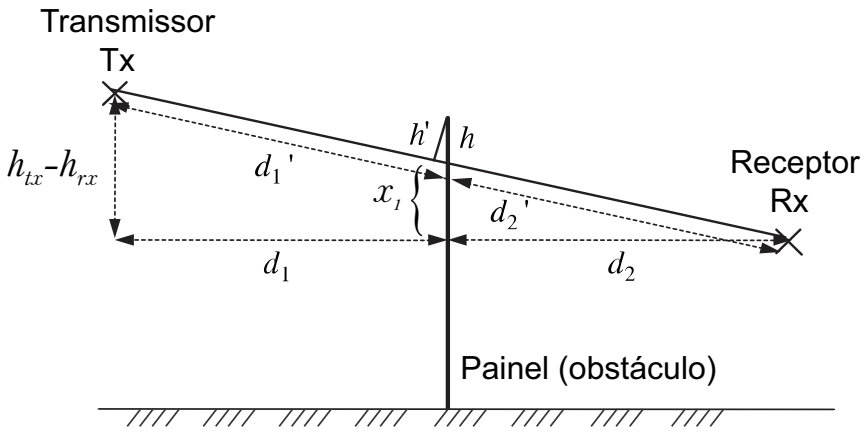


Figura 2.2: Parâmetros de difração de Fresnel.
Fonte: Adaptado de Saunders and Aragón-Zavala (2007).

A zona de Fresnel é formada por elipsoides que contêm a principal energia de propagação de uma onda. As contribuições dentro da primeira zona estão todas em fase, portanto quaisquer obstruções absorventes que não entrem nessa zona terão pouco efeito no sinal recebido (Saunders and Aragón-Zavala, 2007). O elipsoide de Fresnel possui n zonas formando um círculo de raio r_n, como pode ser observado na Figura 2.3.

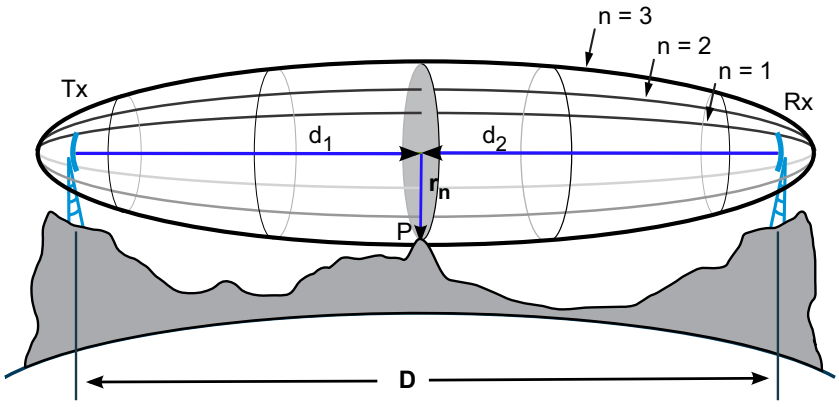


Figura 2.3: Zona de Fresnel na região interna do elipsoide.
Fonte: Adaptado de Tomasi (2001).

Se houver mais de uma obstrução do sinal dentro do elipsoide de Fresnel, um problema de difração múltipla deve ser resolvido. Não é correto simplesmente adicionar as perdas de obs-

trução de cada borda individualmente, uma vez que cada borda perturba o campo, produzindo frentes de onda incidentes na próxima borda que não são planas, contrariando as suposições da teoria de uma única borda (Saunders and Aragón-Zavala, 2007). A abordagem mais utilizada para prever a difração gume de faca múltipla usa um método aproximado que simplifica a geometria do caminho, utilizando construções geométricas simples para calcular uma perda de difração total em termos de combinações de difração de borda única entre bordas adjacentes (Saunders and Aragón-Zavala, 2007).

A fim de solucionar os problemas em que a obstrução do sinal se dá por mais de um obstáculo no caminho, este trabalho propõe a aplicação do método de Walfisch Bertoni para o cálculo da perda de difração devido aos múltiplos obstáculos.

2.5 Método de Walfisch-Bertoni

Muitas cidades consistem de edifícios de altura relativamente uniforme espalhados por regiões que compreendem muitos blocos quadrados, exceto por aglomerados isolados de prédios altos. Nesta área urbana circundante, os edifícios existentes nas ruas são adjacentes uns aos outros ou têm passagens entre si que são mais estreitas do que a largura dos próprios edifícios. Ao longo das ruas estes ficam organizados em filas que são quase paralelas. Próximo ao nível da rua, os campos que emanam de uma antena transmissora fixa elevada são sombreados pelos edifícios. Exceto ao longo de ruas ocasionais, alinhadas com o transmissor ou em intervalos muito próximos, a antena de transmissão não é visível a partir do nível da rua. Assim, a propagação deve ocorrer através dos edifícios, entre eles, ou sobre os telhados, com o campo difratado nos telhados até o nível da rua (Walfisch and Bertoni, 1988).

No estudo apresentado por Walfisch and Bertoni (1988) um modelo físico do processo de propagação que ocorre em ambientes urbanos fora do núcleo urbano de grande altura, é demonstrado. O modelo descreve a influência de edifícios em bairros compostos por edifícios residenciais, comerciais e industriais que ocupam a maior parte da área urbana. Uma antena transmissora fixa a uma altura mais elevada, dita como estação base, é vista como campos radiantes que se propagam sobre os telhados por um processo de múltiplas linhas de difração de edifícios, que atuam como obstáculos cilíndricos. Como as filas de edifícios têm a forma de obstáculos cilíndricos no chão, a propagação sobre os telhados envolve a difração de uma

série de cilindros paralelos com dimensões maiores, em comparação com o comprimento de onda. Em cada cilindro, uma parte do campo difratará em direção ao solo. Uma parte do campo difratada por cada fila de edifícios chega próximo ao nível da rua, onde pode ser detectada pelos celulares. Com isso, um modelo de propagação global é obtido de acordo com os valores observados da intensidade média do sinal dentro de alguns dB (Walfisch and Bertoni, 1988).

O modelo obtido, denominado modelo de Walfisch-Bertoni, representa um ambiente de difração múltipla. Neste, uma avaliação numérica da integral de Kirchhoff-Huygens foi realizada e uma equação foi obtida para avaliar os campos difratados após uma série de obstáculos (Ramos et al., 2017). A razão entre o campo difratado e as amplitudes de campo incidentes, que podem ser consideradas como a perda de difração em excesso, dada em ~~colocar unidade~~ e definida como (Walfisch and Bertoni, 1988):

$$A \approx 0{,}1 \left(\frac{\theta}{0{,}03} \sqrt{\frac{d_{av}}{\lambda}} \right)^{0{,}9} = 2{,}35 \left(\theta \sqrt{\frac{d_{av}}{\lambda}} \right)^{0{,}9}, \tag{2.17}$$

em que θ é o ângulo de elevação da antena transmissora a partir do topo do último obstáculo, em radianos; d_{av} é a distância média entre os obstáculos e λ é o comprimento de onda do espaço livre, ambos dados em metros. Esta equação é responsável por estimar a perda de difração devido aos múltiplos obstáculos existentes e esta poderá ser aplicada quando $0{,}03 \leq t \leq 0{,}4$, onde $t = \theta\sqrt{\frac{d_{av}}{\lambda}}$, e também requer um grande número de obstáculos, particularmente quando θ é pequeno (Ramos et al., 2017).

Esta formulação será avaliada, neste trabalho, e irá considerar a necessidade de ajuste da formulação para algumas condições ambientais que provavelmente ocorrerão em futuros sistemas de quinta geração (5G). Em particular para muitos objetos próximos entre o transmissor e o receptor e para valores pequenos de θ, onde a Eq. 2.17 foi simplificada por Ramos et al. (2017) para a seguinte forma:

$$A \approx a \left(\theta \sqrt{\frac{d_{av}}{\lambda}} \right)^{b} \tag{2.18}$$

Neste método, para o cálculo da perda total de difração, a difração gume de faca é calculada apenas para o objeto dominante (mais próximo da antena receptora) e o valor obtido é complementado por uma perda de difração adicional devido aos múltiplos obstáculos, aproximada pelo modelo de Walfisch-Bertoni (Ramos et al., 2017). No entanto, o método de Walfisch-

Bertoni original foi derivado de um conjunto de medições conduzidas em meados de 1980, em frequências abaixo de 1 GHz e com distâncias muito longas entre os obstáculos (Km) (Walfisch and Bertoni, 1988). Assim, pode não ser totalmente adequada a utilização deste para frequências mais altas e distâncias entre objetos mais curtas, cenário este das medições realizadas no trabalho de Ramos et al. (2017) e complementado aqui.

Este capítulo apresentou o ferramental teórico, necessário para o desenvolvimento deste trabalho. No próximo capítulo serão apresentados os materiais utilizados no trabalho prático de medições e a metodologia desenvolvida para realização prática e do processamento dos dados.

CAPÍTULO 3

Equipamentos e Métodos

Este capítulo apresenta o cenário de medições, configurado para a realização prática do trabalho de Ramos et al. (2017). São mostrados os equipamentos e o procedimento utilizado para processamento dos dados coletados. As medições realizadas por Ramos et al. (2017), na universidade de Oulu na Finlândia foram feitas com o propósito de comparar os resultados obtidos com os resultados calculados pelo método de Walfisch Bertoni. Este método é utilizado para o calcular a perda devido à difração em múltiplos obstáculos. Caso os resultados dessa comparação não sejam satisfatórios, deverão ser proposto ajustes do método para se trabalhar na faixa de frequência do presente trabalho.

3.1 *Setup* de medições

A configuração geral de medição é ilustrada na Figura 3.1. Em seu trabalho, Ramos et al. (2017) utilizou diferentes cenários de medições, variando tanto o ângulo de incidência quanto o espaçamento entre os painéis. Para realização destas medições, foram confeccionados dez painéis (placas de metal envolvida por um suporte de madeira), estas com dimensões 130 x 100 x 105 $\times$ 10^{-4} cm. Foram Utilizadas duas antenas diretivas, similares as da Figura 3.2. A antena transmissora (TX) utilizada foi uma SH-2000 Dual-Ridged Satimo Horn (2 - 32 GHz) e a receptora (RX) SH-4000 Dual-Ridged Satimo Horn (4 - 40 GHz), com ganhos entre 7,3 e 10,7 dBi e 10,3 e 13,1 dBi respectivamente, com VSWR menor que 1,9. Ambas as antenas foram orientadas para polarização principal vertical. Foi utilizado também um analisador de rede de 4 portas da Keysight modelo N5227A, conhecido como analisador vetorial de redes, *Vector Network Analyzer* (VNA), para registar os parâmetros de dispersão (parâmetros S_{21})

no domínio da frequência. Este foi configurado com potência de transmissão de 10 dBm e o número de pontos foi configurado para 3201.

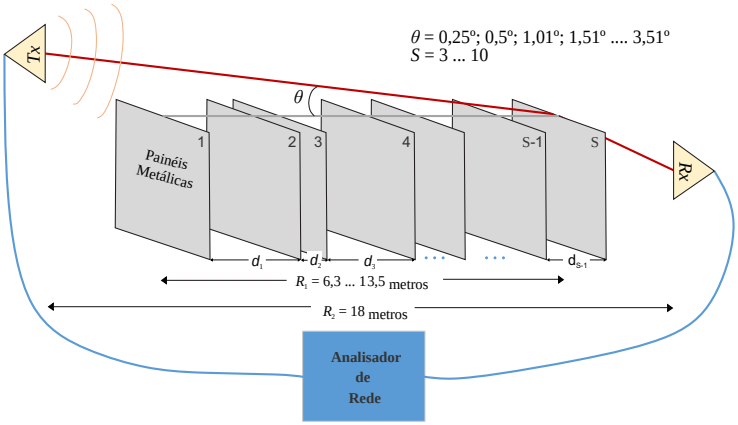


Figura 3.1: Configuração geral de medições.
Fonte: Adaptado de (Ramos et al., 2017).

Figura 3.2: Antena Dual-Ridged Horns utilizada nas medições.
Fonte: (Microwave Vision Group, 2016).

Três diferentes cenários foram montados para realização das medições, estes diferem em quantidades de painéis entre as antenas transmissora e a receptora e também quanto ao espaçamento entre eles. A Tabela 3.1 apresenta o número de painéis existentes em cada configuração e a distância média entre eles. Apenas a posição do painel mais próximo da antena RX foi fixada a uma distância de 1,5 m desta antena, os demais painéis foram posicionados em distâncias aleatórias conforme mostra a Figura 3.3 . A distância total do transmissor (TX) ao receptor (RX) foi de 18 m.

Tabela 3.1: Configurações dos cenários de medições.

Configuração	Número de Painéis	Distância Média (d_{av})
1	3	6,75
2	5	3,38
3	10	1,28

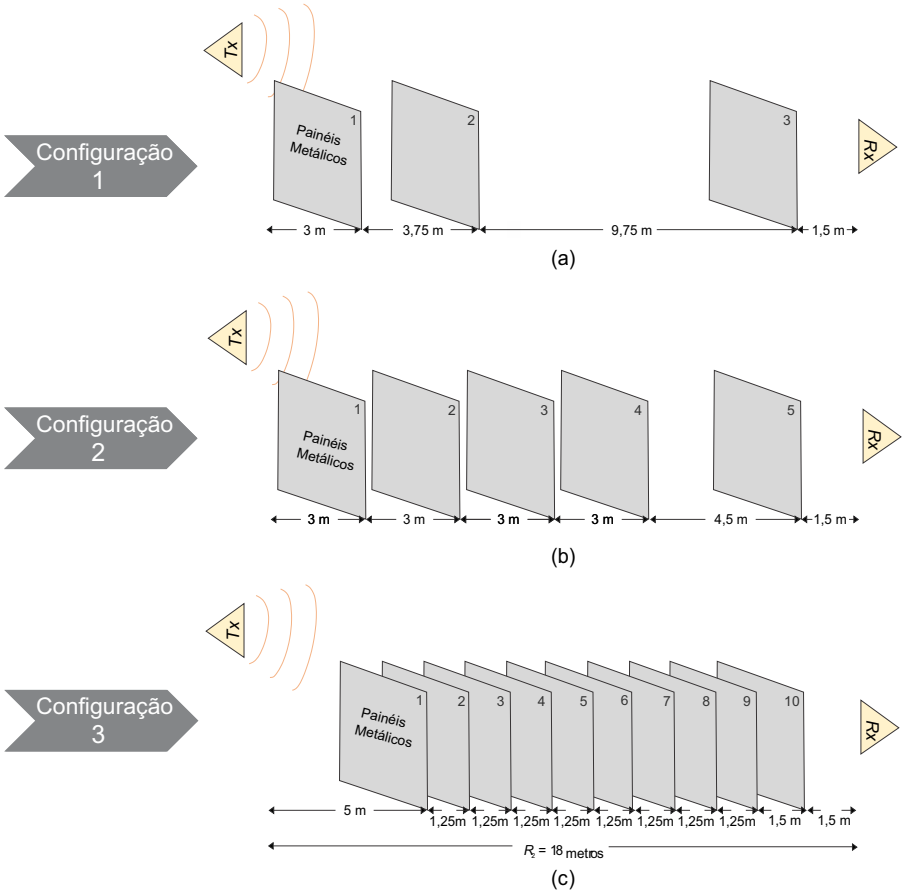


Figura 3.3: Distância entre os Painéis para: (a) 3 painéis, (b) 5 painéis e (c) 10 painéis.

A configuração da antena possui uma entrada e uma saída, do inglês (SISO) *Single Input Single Output*. A altura da antena RX fixada em 1,147 m e a altura da antena TX variou entre 1,37, 1,59, 1,74, 1,88, 2,02, 2,165 e 2,31 m. A largura de banda medida de 8 GHz (10 GHz - 18 GHz). O objetivo do experimento foi investigar apenas os caminhos difratados nos painéis. Para isso absorvedores foram colocados em ambos os lados da primeira e do último painel para suprimir a propagação através das bordas do painel vertical. Uma fotografia panorâmica do ambiente de medição pode ser vista na Figura 3.4.

Figura 3.4: Imagem panorâmica do cenário de medições.
Fonte: (Ramos et al., 2017).

3.2 Analisador de rede

Sistemas de medição, utilizados em inspeção de propriedades de materiais, contam com um equipamento de medição para coletar os dados medidos. Sistemas de medição exigem um dispositivo com capacidade de armazenar as respostas de saída e exibir os resultados com base em algum parâmetro padrão. Medições em frequências mais baixas podem ser feitas utilizando ferramentas simples, como gerador de onda senoidal, medidor de tensão e medidor de corrente. Com a crescente complexidade dos sistemas de comunicação, vem aumentando, também, a frequência de operação destes. Portanto, dispositivos de medição mais complexos tornaram-se necessários (Regmi, 2016).

VNAs modernos são projetados para resolver e executar cálculos complexos de dispositivos de alta frequência ativos e passivos. O VNA é um dispositivo capaz de avaliar as respostas do circuito com base no sinal alimentado na rede. Um VNA também armazena as respostas e as exibe na tela do instrumento. É um dispositivo bastante complexo capaz de realizar cálculos matemáticos complexos com base nas respostas da rede. Assim, o VNA caracteriza esses dispositivos sob teste, medindo os parâmetros de rede, como o de espalhamento (parâmetros-S). Portanto, um analisador de rede é o único dispositivo que pode medir as propriedades de materiais, componentes e vários circuitos e sistemas com precisão na frequência de microondas (Regmi, 2016).

A capacidade de separar ondas incidentes e refletidas é um elemento crítico da análise de rede, não só porque identifica quanta energia é absorvida pela carga, mas porque revela informações sobre sua impedância. Como resultado, uma das funções mais importantes de um VNA é separar essas ondas incidentes e refletidas por meio de acopladores ou pontes, a fim de medir cada uma dessas ondas independentemente. Enquanto simples medidores de tensão e de corrente são capazes de determinar as impedâncias e funções de transferência de circuitos em baixas frequências, a medição de características similares em frequências mais altas requer a medição de ondas incidentes e refletidas. De fato, o VNA é capaz de medir as diferenças de amplitude e fase entre as ondas individuais, usando uma das ondas como referência. Os VNAs modernos são capazes de medir essas propriedades de maneira absoluta, em vez de maneira relativa. Medições em radiofrequência (RF) e microondas são feitas de forma simples por este equipamento. Sua estrutura básica consiste em uma fonte, dispositivos de separação de sinais e detectores (National Instruments, 2013).

Os parâmetros de espalhamento (parâmetros-S) descrevem o comportamento linear completo de um dispositivo ou circuito de alta frequência no modo de operação linear. A principal função de um analisador de rede vetorial é fornecer parâmetros-S em função da frequência. Os parâmetros-S descrevem a magnitude e a relação de fase entre as ondas incidentes, refletidas e transmitidas em função da frequência. Eles são numerados de acordo com o local de onde uma onda se origina e para onde ela se propaga. A medição ou extração do parâmetro-S de uma rede é a maneira mais precisa de encontrar as características da rede elétrica, como impedância, atenuação, propriedades dielétricas e VSWR (National Instruments, 2013).

3.3 Calibração

Muitos erros ao longo do processo de medição podem surgir, haja vista que as propriedades dos equipamentos podem mudar devido aos efeitos ambientais. Portanto, a calibração adequada dos equipamentos é necessária antes de cada medição, para garantir que todos os possíveis erros dos instrumentos sejam removidos e a perda devido aos cabos seja retirada. Os cabos atuam como a linha de transmissão nos sistemas de medições. Muitas incertezas e erros nas medições surgem devido as dobras nos cabos, danos e outros fatores-chave como atenuação, incompatibilidade de impedância e deslocamento de fase. Estes efeitos podem ser significativos nos dados de medição caso não sejam retirados antes, através de uma calibração (Regmi, 2016).

No trabalho de Ramos et al. (2017) o *kit* de calibração 85058B da Keysight foi utilizado para calibração dos cabos. Com esse *kit* é possível calcular matematicamente as respostas dos cabos e compará-las aos padrões comuns predefinidos, para remover as respostas indesejadas destes cabos. A calibração dos cabos foi ainda analisada, verificando a conexão *"through"* entre os cabos. A Figura 3.5 apresenta uma imagem similar ao *kit* de calibração utilizado. Nela pode ser visto alguns conectores utilizados para conexão dos cabos ao analisador e às antenas.

Figura 3.5: *kit* de calibração 85058B.
Fonte: (Keysight Technologies, 2019).

Após a calibração dos cabos, os dados são extraídos do analisador. A curva da perda dos cabos versos frequência foi plotada com o auxílio do *software* MATLAB, conforme pode ser visto na Figura 3.6. Nesta curva pode-se observar um erro na faixa de frequência entre 15 e 16 GHz, portanto durante as medições todos os resultados compreendidos entre essa faixa de frequência foram excluídos.

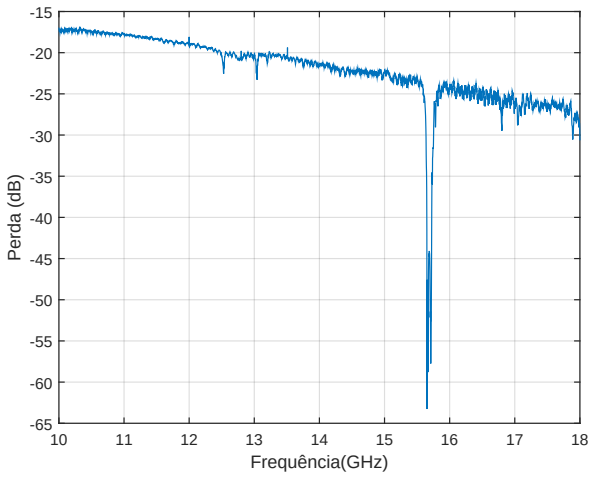


Figura 3.6: Curva de calibração dos cabos.

O VNA também pode introduzir erros devido as diferenças de temperatura em seus componentes internos. Portanto, foi assegurado que este fosse ligado em média 5 minutos antes da calibração, de modo que os erros provocados pela diferença de temperatura dos vários componentes fossem minimizados. Existem outros ruídos no sinal dos componentes do VNA e do ambiente que não podem ser removidos. Felizmente, eles não contribuem significativamente nas respostas, a menos que a medição seja realizada em ambientes impróprios para propagação de ondas. A Figura 3.7 apresenta uma imagem similar ao do analisador de rede N5227A utilizado no trabalho.

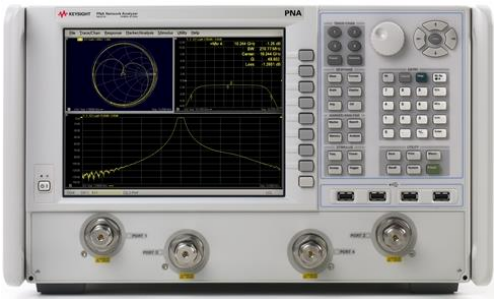


Figura 3.7: Analisador de rede utilizado.
Fonte: (Keysight Technologies, 2019).

3.4 Processamento de dados

Conforme mencionado, este trabalho procura complementar o estudo feito por Ramos et al. (2017). Com isso, os dados coletados nas medições feitas na Universidade de Oulu na Finlândia foram processados novamente na implementação desta dissertação. A análise dos dados foi feita por meio do *software* MATLAB®. A rotina utilizada no *software* é apresentada no Apêndice A.

O VNA utilizado nas medições opera com amostras de frequência discretas igualmente espaçadas sobre o domínio da frequência de medição. Os dados no domínio da frequência são representados em termos de funções de transferência, ou seja, mostra o quanto de sinal está dentro de cada frequência ao longo de um intervalo de frequências. Já a análise no domínio do tempo representa a mudança nos dados como respostas impulsivas em termos de diferenças de tempo, ou seja, atrasos ou distâncias de propagação (Lathi, 2006).

A análise dos dados foi feita após transformá-los do domínio da frequência para o atraso, pois ao trabalhar no domínio do atraso é possível identificar todas as componentes multipercurso do sinal medido e tendo calculado previamente a distância que se encontra a componente desejada, neste trabalho a componente de difração, consegue-se identificá-la facilmente nas análises. Para transformar os dados coletados no domínio da frequência para o domínio do atraso aplicou-se a transformada inversa de Fourier, (IFFT) *Inverse Fast Fourier Transform*.

As configurações de medição usando uma largura de banda de 8 GHz (10 a 18 GHz) fornecem um atraso de resolução de 0,125 ns (obtido por $1/8{\times}10^{9}$), um comprimento máximo detectável de 120 m ($0{,}125{\times}10^{-9} \times 3201 \times 3{\times}10^{8}$) e uma resolução de percurso de 3,75 cm (obtido por 120/3201 pontos). Uma vez obtido o domínio de atraso do canal medido, o caminho difratado foi selecionado assumindo-se que o primeiro componente multipercurso detectado é o difratado. O comprimento deste caminho da antena TX para a antena RX também foi verificado para cada configuração.

As Figuras 3.8 e 3.9 apresentam os resultados do processamento de uma simulação com três painéis, no domínio da frequência e no domínio do tempo, respectivamente.

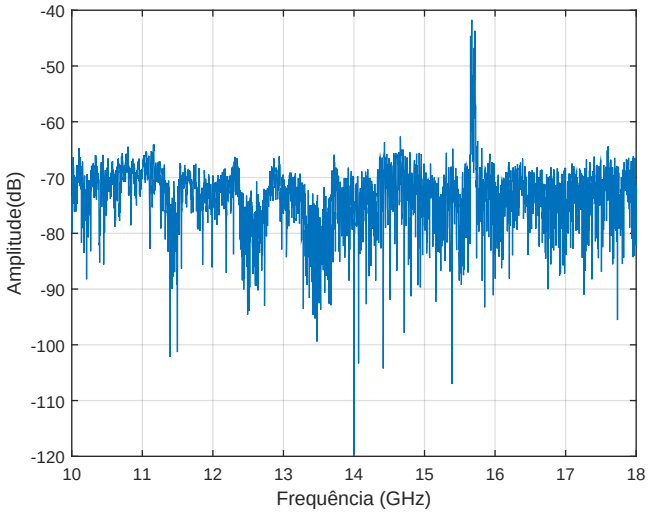


Figura 3.8: Resultado gráfico do processamento dos dados medidos, no domínio da frequência.

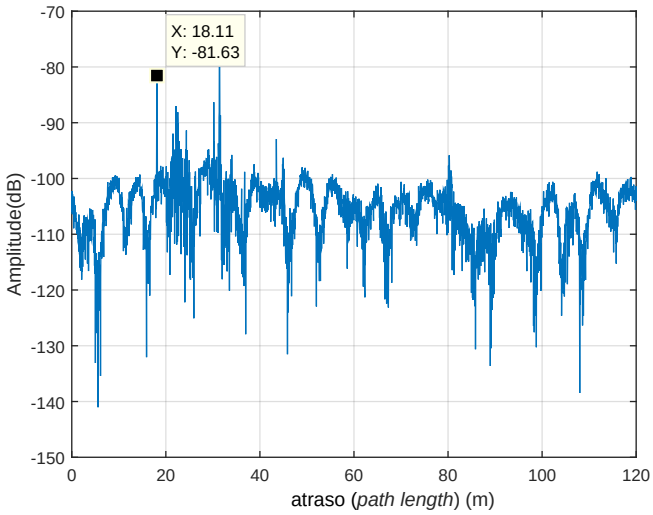


Figura 3.9: Resultado gráfico do processamento dos dados medidos, no domínio do tempo.

Como observado, é difícil interpretar o comportamento dos dados nos gráficos no domínio da frequência. No gráfico no domínio do tempo, um pico significativo pode ser observado; este é o ponto de interesse da análise. Assim, o controle no domínio do tempo é aplicado para selecionar a resposta interessada, conforme será mostrado e explicado na próxima seção.

As amostras dos sinais coletadas são discretas, enquanto a IFFT opera em sinais contínuos. Com isso, a transformada aplicada pode fornecer o valor do sinal convertido diferente do valor original, pois existem algumas descontinuidades presentes no sinal convertido que não estão presentes no sinal original. Isso acontece devido ao vazamento de energia gerado entre uma frequência e outra (Regmi, 2016).

A fim de minimizar o erro causado ao aplicar a IFFT a um sinal discreto, aplica-se um filtro, neste trabalho o filtro utilizado foi uma janela do tipo Kaiser-Besel com parâmetro $\beta = 5$, esta foi aplicada ao sinal coletado do analisador, e após aplicou-se a IFFT. A janela Kaiser-Bessel, a qual utiliza uma função de Bessel de ordem zero modificada é bem versátil. A seleção de um valor adequado de β $(0 \leq \beta \leq 10)$ permite um ajuste da janela de acordo com o tipo de aplicação desejada. Assim, o janelamento é capaz de suprimir os componentes fora do intervalo dado e destacar a região de interesse. O janelamento pode ser entendido como a multiplicação do sinal original por uma função de janela de comprimento finito, resultando em um sinal de comprimento finito (Lathi, 2006).

No modelo de sombreamento de múltiplos obstáculos o primeiro painel de sombreamento dominante, mais próximo de RX, aproximado usando o modelo de difração gume de faca e a perda de difração adicional devido aos múltiplos obstáculos é estimada usando a Eq. 2.18 de Walfisch-Bertoni. Portanto, ao processar os dados medidos para cada configuração de painel, o primeiro nível de potência de pico é obtido. Os ganhos das antenas G_{rx} e G_{tx}, a perda de espaço livre L_{fs1}, assim como a perda de difração gume de faca L_{ked} para o painel mais próximo de RX, são compensadas. O efeito remanescente é assumido como sendo a perda em excesso, devido aos múltiplos obstáculos existentes no percurso.

3.5 Determinando os parâmetros *a* e *b* da equação de Walfisch-Bertoni

Uma vez que a perda de difração em excesso tenha sido obtida separadamente para cada configuração de painel (para diferentes ângulos de incidência e frequências em análises), uma busca pelos coeficientes a e b da Eq. 2.18 de Walfisch-Bertoni, também pode ser realizada. Para cada configuração de painéis, a busca pelos coeficientes é feita para diferentes valores de frequência em análise utilizando a ferramenta *Curve Fitting do software* MATLAB®. Esta fornece funções para ajuste das curvas e superfícies de dados e permite executar análises exploratórias de dados, pré-processar e pós-processar dados, comparar modelos e remover valores discrepantes. É possível conduzir a análise de regressão usando a biblioteca de modelos lineares e não lineares fornecida ou especificar suas próprias equações personalizadas (MathWorks, 2019).

A ferramenta de ajuste será implementada utilizando a função de equação customizada (*Cus-*

tom Equation), onde é inserida a Eq. 2.18 em decibéis, a fim de encontrar os valores de a e b por meio de uma ferramenta de estatística adequada.

Os parâmetros e configurações mostrados neste capítulo são utilizados para testar a metodologia apresentada neste trabalho, utilizando simulações computacionais. O capítulo a seguir irá apresentar os resultados obtidos após o processamento dos dados. As análises da perda total de propagação, perda total de propagação devido à difração e o excesso de perda devido aos múltiplos obstáculos são apresentadas em forma de gráficos e comparadas com os resultados encontrados no trabalho de Ramos et al. (2017) e com o modelo de Walfish-Bertoni.

CAPÍTULO 4

Resultados

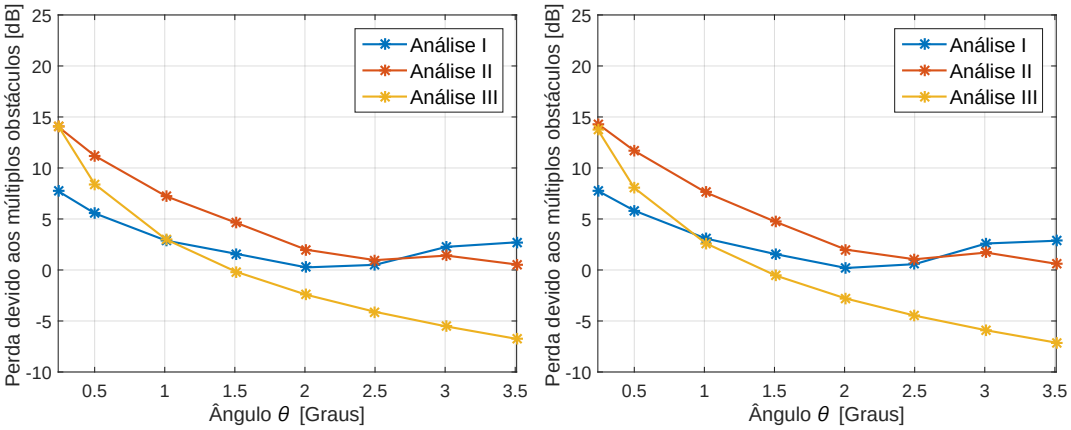
Este capítulo apresenta os resultados obtidos ao processar os dados das medições realizadas por Ramos et al. (2017) para as configurações com 3, 5 e 10 painéis. Os dados foram processados de duas formas diferentes: a análise de Ramos et al. (2017) utiliza a semelhança de triângulo para encontrar a altura h, necessária no cálculo do parâmetro ν de Fresnel; a análise proposta neste trabalho atribui o valor da altura do obstáculo que excede a linha de visada direta entre a antena transmissora e a antena receptora ao parâmetro h. Desta forma, é realizada uma comparação dos resultados obtidos e também comparando-os aos resultados teóricos. Este capítulo apresenta em forma de gráficos e tabelas estes resultados.

4.1 Configuração com 3 obstáculos

Quando se deseja analisar o comportamento da perda de propagação obtida pelos dados de medição, é comum propor-se a utilização de modelos de predição, para se realizar uma análise numérico-computacional do comportamento dos sinais obtidos. Conforme mencionado no capítulo 3 o modelo de Walfisch-Bertoni foi implementado computacionalmente a fim de comparar os resultados obtidos da perda de propagação, devido à difração em múltiplos obstáculos, com os resultados apresentados no trabalho de Ramos et al. (2017).

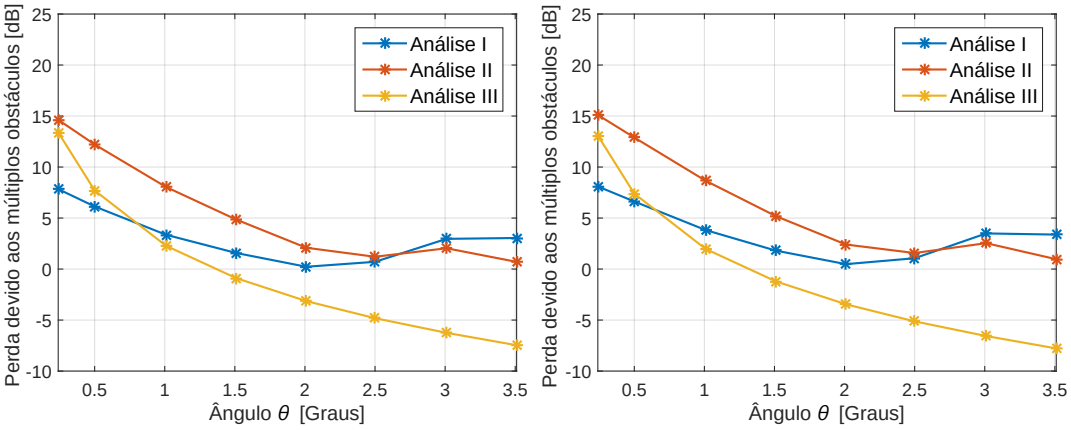
A primeira análise feita se refere ao excesso de perda de propagação medida, causada pela difração nos múltiplos obstáculos, em um ambiente com 3 obstáculos, versus o ângulo θ (ângulo de elevação da antena Tx a partir do topo do último obstáculo), para as frequências de 10 a 18 GHz. Nas Figuras 4.1 à 4.4 podem ser observadas três curvas denominadas de Análise I, Análise II e Análise III. A Análise I representa o resultado dos dados medidos e processados seguindo a abordagem feita por Ramos et al. (2017), na curva da Análise II pode ser visto o resultado

ao processar os dados utilizando a abordagem proposta neste trabalho e a terceira curva, ou Análise III, apresenta o resultado teórico, calculado pelo método de Walfisch-Bertoni.



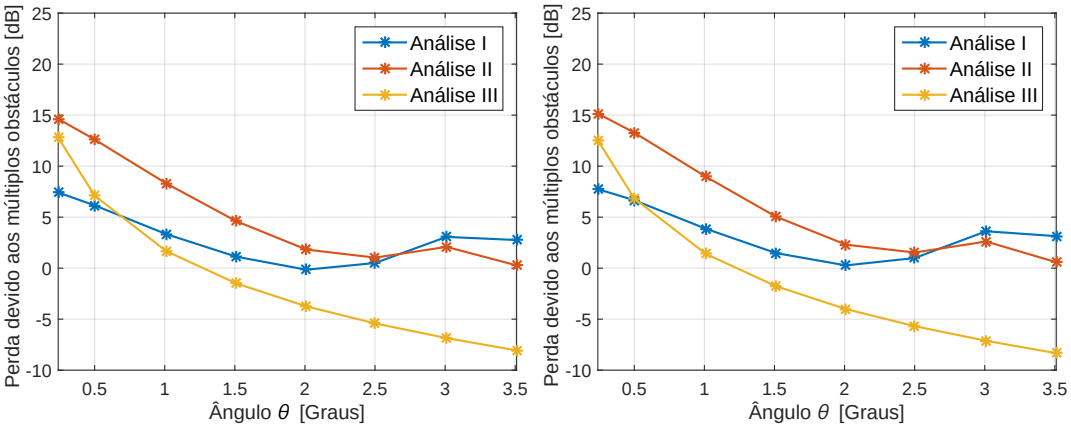
(a) (b)

Figura 4.1: Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a três obstáculos para as frequências (a) 10 e (b) 11 GHz.



(a) (b)

Figura 4.2: Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a três obstáculos para as frequências (a) 12 e (b) 13 GHz.



(a) (b)

Figura 4.3: Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a três obstáculos para as frequências (a) 14 e (b) 15 GHz.

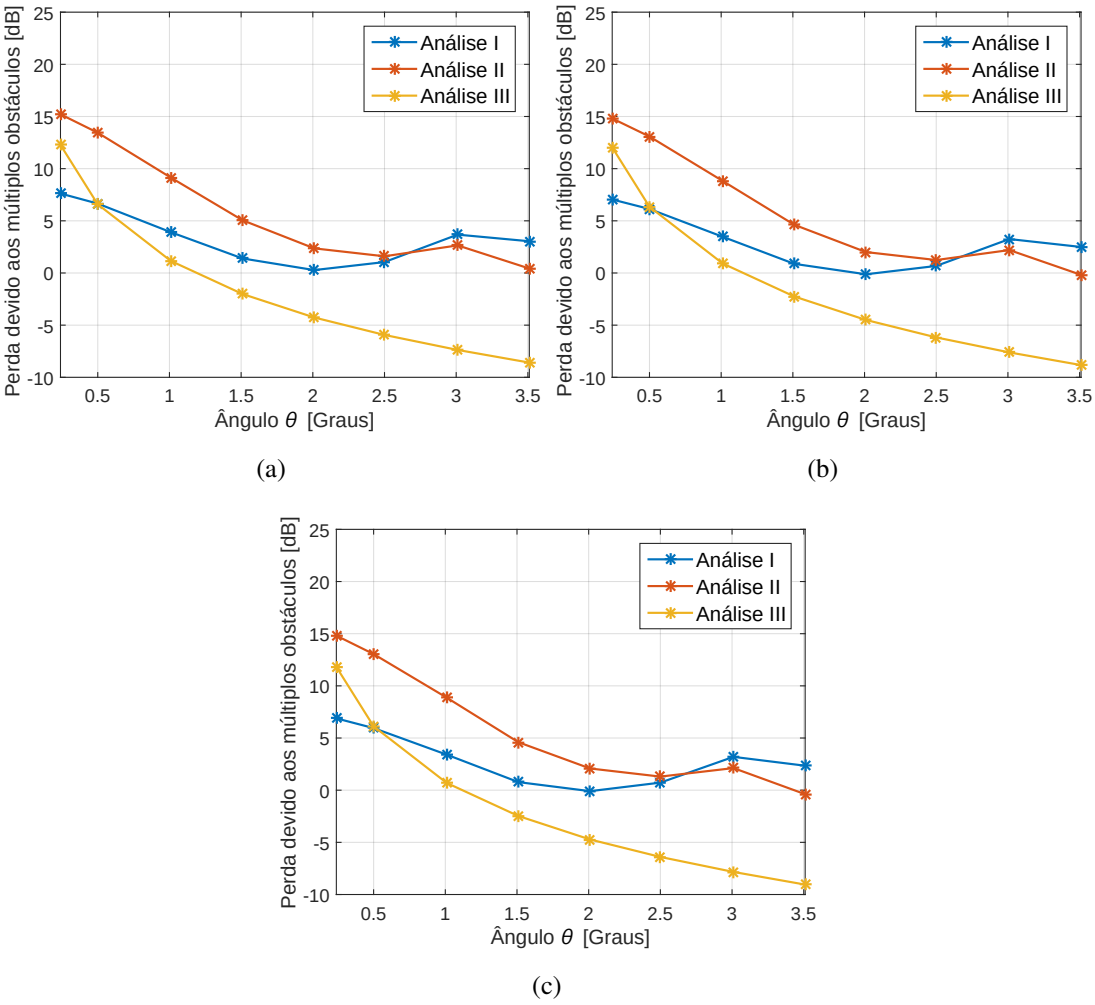


Figura 4.4: Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a três obstáculos para as frequências (a) 16, (b) 17 e (c) 18 GHz.

Conforme pode-se observar nas Figuras 4.1 à 4.4, um comportamento bem parecido das curvas é mantido nas diferentes frequências em análise (10 a 18 GHz). Pode-se destacar o comportamento das curvas ao verificar o aumento do valor do ângulo θ. Observa-se que a perda diminui. Isso acontece pois, em ângulos θ maiores, em que a altura da antena transmissora também é maior, os obstáculos podem não mais estar obstruindo a zona de Fresnel, logo a perda por difração diminui significativamente à medida que o caminho fica desobstruído.

Com $\theta = 0{,}24°$, há bloqueio da linha de visada direta para os primeiros dois painéis, resultando em uma perda entre 5 e 15 dB, com $\theta = 3{,}5°$, há um bloqueio da linha de visada direta de apenas um painel. Isso resulta em uma perda entre 0 e 5 dB dos valores medidos e em uma perda negativa (ganho) do valor calculado. Isto pode ser explicado pela contribuição dos outros painéis (difração para a zona iluminada) que em média gera um ganho de difração ao considerar as contribuições completamente.

A proposta deste trabalho é realizar uma análise dos resultados e observar a necessidade ou não de um ajuste dos coeficientes *a* e *b* da Eq. 2.18 de Walfisch-Bertoni ao trabalhar em frequências maiores do que as utilizadas nas medições feitas por Bertoni (até 1 GHz). Uma vez que a perda de difração em excesso é obtida separadamente para cada ângulo de incidência e cada frequência sob análise, uma busca pelos coeficientes da perda de Walfisch-Bertoni, Eq. 2.18, também é realizada. Os resultados foram processados e um melhor ajuste para os coeficientes *a* e *b* foram obtidos para cada frequência em análise. Conforme mencionado no capítulo 3 este ajuste foi feito utilizando a ferramenta *Curve Fitting do Software* MATLAB com a equação no formato da Eq. 2.18, em unidades de decibéis. As Tabelas 4.1 e 4.2 apresentam os valores encontrados para a configuração de medições com três painéis, para o trabalho de Ramos et al. (2017) e para os resultados obtidos nesse trabalho.

Tabela 4.1: Coeficientes *a* e *b* de Bertoni segundo Ramos et al. (2017) para uma configuração de medições com 3 painéis.

Frequência	*a*	*b*
10 GHz	1,0531	0,6695
11 GHz	1,0211	0,6695
12 GHz	0,9911	0,6695
13 GHz	0,9034	0,6685
14 GHz	0,9412	0,6695
15 GHz	0,8728	0,6776
16 GHz	0,8536	0,6842
17 GHz	0,8799	0,6891
18 GHz	0,8668	0,6924
Média	0,9313	0,6757

Tabela 4.2: Coeficientes *a* e *b* de Bertoni estimados neste trabalho para uma configuração de medições com 3 painéis.

Frequência	*a*	*b*
10 GHz	0,947	0,2697
11 GHz	0,921	0,2686
12 GHz	0,892	0,2675
13 GHz	0,845	0,2661
14 GHz	0,892	0,2641
15 GHz	0,838	0,2613
16 GHz	0,830	0,2576
17 GHz	0,866	0,2527
18 GHz	0,864	0,2468
Média	0,877	0,2329

Para uma mesma configuração de medições, diferenças nos valores dos parâmetros a e b podem ser observadas da Tabela 4.1 para a 4.2. Essa diferença ocorre pois, na análise de Ramos et al. (2017) para encontrar os valores dos parâmetros a e b, ao calcular o parâmetro ν de Fresnel, Eq. 2.14, o valor atribuído ao parâmetro h da fórmula foi o valor obtido da semelhança de triângulos. Já a análise proposta neste trabalho atribui o valor da altura do obstáculo que excede a linha de visada direta entre a antena transmissora e a antena receptora ao parâmetro h, ver Figura 2.2.

Ao realizar a análise dos dados utilizando o valor do parâmetro h, conforme proposto por Ramos et al. (2017), observa-se na Tabela 4.1 que os valores ficam mais próximos aos da fórmula de Walfisch-Bertoni ($a = 2{,}35$ e $b = 0{,}9$) apresentados em Walfisch and Bertoni (1988) do que ao utilizar o parâmetro h da forma proposta neste trabalho. Porém, principalmente o parâmetro a, ainda está muito distante dos valores padrões da fórmula. Essa diferença pode ser explicada por um conjunto de motivos: o ambiente de medições é muito diferente, os obstáculos são painéis metálicos uniformes de $1{,}3$ metros de altura, em vez de um ambiente urbano heterogêneo ao ar livre com prédios feitos na sua grande maioria de concreto; certamente não houve difração de gume de faca nas medidas originais de Walfisch-Bertoni, em vez disso, a condição era a difração de cunha da construção de telhados e estruturas de telhado; a faixa de frequência em análise neste trabalho é mais de uma década maior em comparação com as medições originais de Walfisch-Bertoni.

A partir dos resultados da potência recebida, obtidos nas medições, aplicam-se os conceitos apresentados no capítulo 2, para que se possa obter a perda de propagação (ou *path loss*), do ambiente de medições. A perda total de propagação do sistema configurado com 3 painéis e diferentes alturas da antena Tx é mostrada na Figura 4.5. Observa-se que quanto mais baixa a antena Tx está, maior é a perda de propagação. Também pode-se observar que à medida que a frequência aumenta a perda também aumenta. Com a antena mais baixa, mais obstáculos são encontrados e estes estão obstruindo a zona de Fresnel. Com isso o sinal chega à unidade receptora através do mecanismo de difração, porém este chegará com uma intensidade reduzida, devido às perdas ocorridas no caminho de propagação. Quanto menos obstáculos houverem neste caminho, menores serão as perdas.

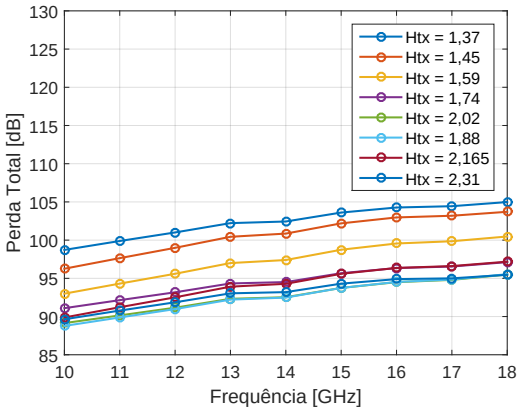


Figura 4.5: Perda total de propagação do sistema com 3 painéis e diferentes alturas da antena TX.

Uma análise da perda devido à difração, em que são compensados ao sinal medido os ganhos das antenas e a perda teórica de espaço livre, é feita e comparada com a perda devido à difração nos múltiplos obstáculos, conforme mostra a Figura 4.6. Para o caso da perda de difração devido aos múltiplos obstáculos, além dos ganhos e da perda teórica do espaço livre, também é feita a compensação da perda de difração gume de faca do primeiro painel, o mais próximo da antena Rx.

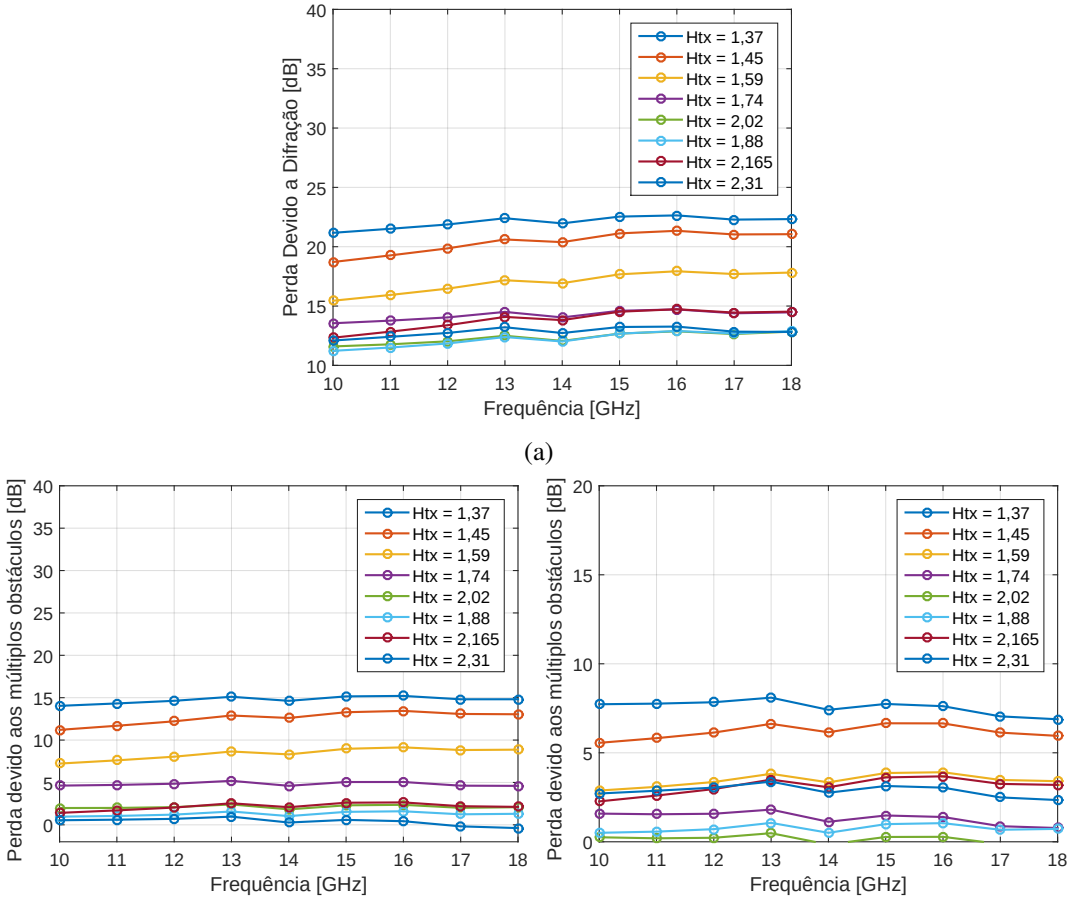


Figura 4.6: Perda devido à: (a) difração total, (b) difração em três obstáculos - Análise I (Ramos et al., 2017) e (c) difração em três obstáculos - Análise II (análise feita no presente trabalho).

Quanto mais baixa a antena transmissora está, maior é o bloqueio de linha de visada ocasionando assim uma perda maior, tanto da perda de difração total quanto da perda devido à difração nos múltiplos obstáculos. Essas perdas vão diminuindo à medida que o sinal fica menos obstruído, ou seja, quando a antena transmissora está mais alta. A diferença nos valores das perdas observado na Figura 4.6 (b) e (c) se deve ao fato já mencionado em que Ramos et al. (2017) utilizou uma forma diferente, da proposta neste trabalho, para o cálculo do parâmetro ν de Fresnel.

4.2 Configuração com 5 obstáculos

A mesma análise da perda de propagação medida é, agora, realizada em um ambiente com 5 obstáculos. Nas Figuras 4.7 à 4.10 podem ser observados os valores encontrados na análise dessa nova configuração de dados, também para as frequências de 10 a 18 GHz.

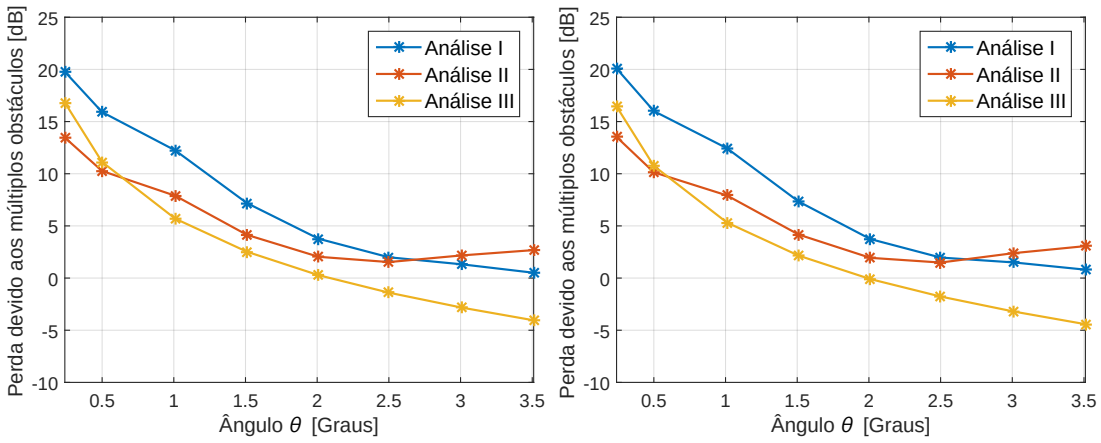


Figura 4.7: Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a cinco obstáculos para as frequências (a) 10 e (b) 11 GHz.

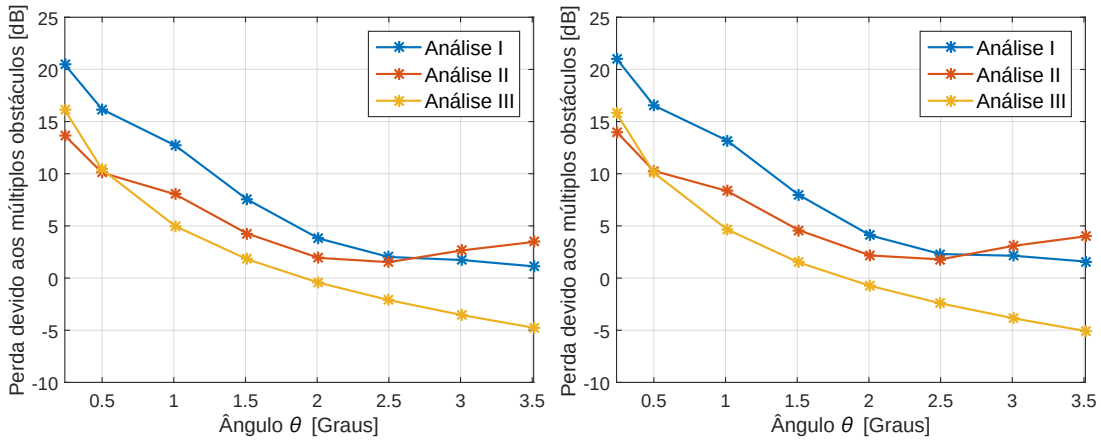
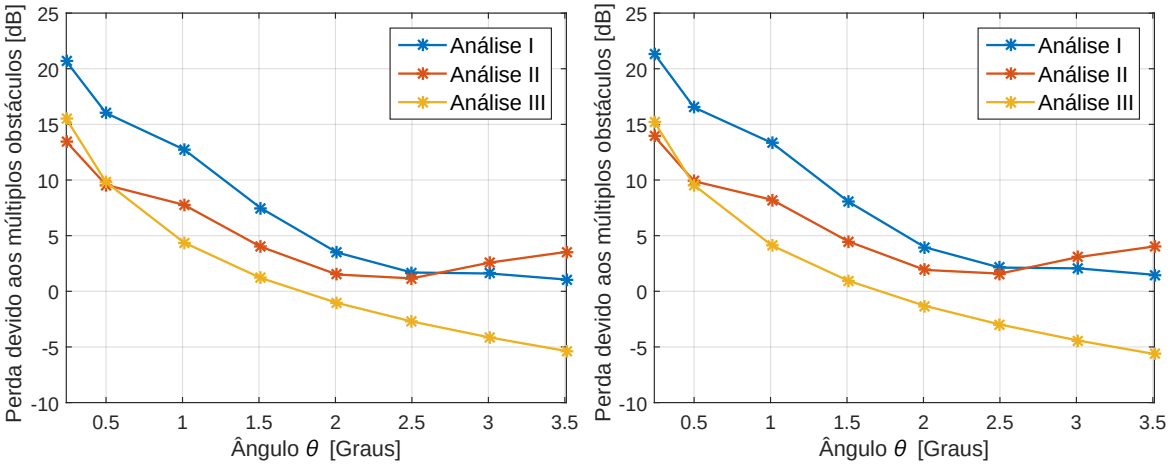
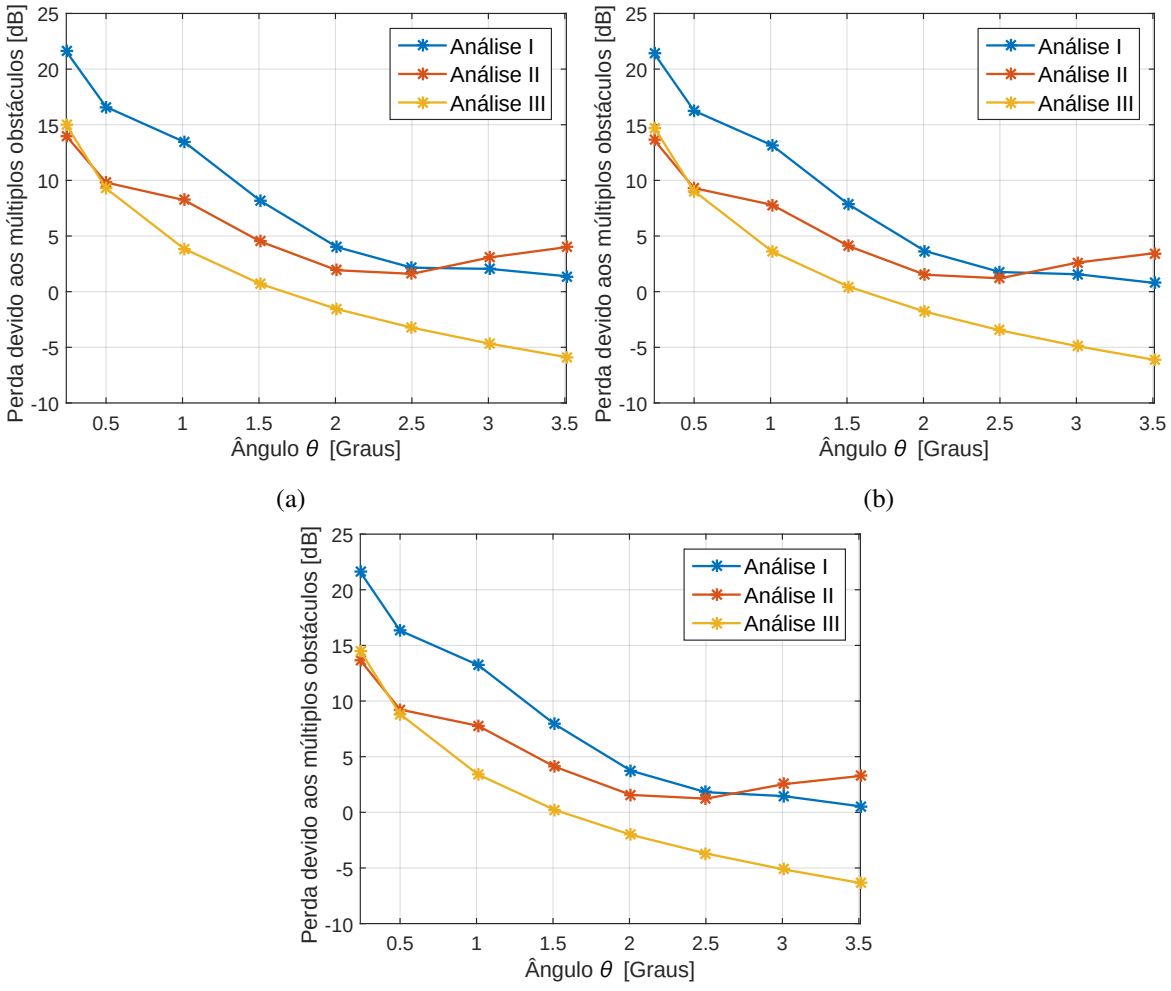


Figura 4.8: Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a cinco obstáculos para as frequências (a) 12 e (b) 13 GHz.



(a) (b)

Figura 4.9: Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a cinco obstáculos para as frequências (a) 14 e (b) 15 GHz.



(a) (b)

(c)

Figura 4.10: Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a cinco obstáculos para as frequências (a) 16, (b) 17 e (c) 18 GHz.

Ao comparar os resultados desta configuração com 5 painéis com os resultados apresentados na configuração anterior com 3 painéis, observa-se que as curvas apresentam um comportamento bem parecido. Porém para esta configuração as perdas são maiores, resultados já esperado devido à inserção de mais obstáculos. A perda está em média 5 dB maior do que a medida na configuração anterior. Nas frequências menores observa-se que as curvas dos valores medidos (Análise I e Análise II) estão bem mais próximas da curva do valor teórico (Análise III). As curvas continuam se diferenciando de forma mais significativa apenas para os ângulos maiores que $2{,}5°$. Isso fica mais evidente comparando com a curva da Análise II, obtida com o cálculo do parâmetro de Fresnel utilizando o valor de h da forma proposta neste trabalho.

O mesmo comportamento do bloqueio da linha de visada, em relação ao ângulo θ, observado anteriormente, é também analisado nesta configuração. Agora com $\theta = 0{,}24°$, há bloqueio da linha de visada direta para as primeiras quatro painéis, resultando em uma perda entre 13 e 22 dB, com $\theta = 3{,}5°$. O bloqueio da linha de visada direta continua sendo apenas de um painel, resultando em uma perda entre 0 e 5 dB dos valores medidos e em uma perda negativa (ganho) do valor calculado.

Fazendo uma nova busca pelos coeficientes *a* e *b* de Walfisch-Bertoni, pode-se perceber, pelos dados das Tabelas 4.3 e 4.4, que para essa configuração com mais painéis o coeficiente *b* se aproximou mais do valor da fórmula de Walfisch-Bertoni (a = 0,9), em relação aos valores encontrados na configuração anterior. Já os valores encontrados para o coeficiente *a*, nesta configuração, foram um pouco maiores, porém ainda estão bem abaixo do valor da fórmula de Walfisch-Bertoni (b = 2,35).

Tabela 4.3: Coeficientes *a* e *b* de Bertoni segundo Ramos et al. (2017) para uma configuração de medições com 5 painéis.

Frequência	*a*	*b*
10 GHz	1,48	0,89
11 GHz	1,34	0,89
12 GHz	1,26	0,89
13 GHz	1,17	0,91
14 GHz	1,21	0,91
15 GHz	1,12	0,92
16 GHz	1,09	0,93
17 GHz	1,12	0,95
18 GHz	1,09	0,95
Média	1,171	0,91

Tabela 4.4: Coeficientes *a* e *b* de Bertoni estimados neste trabalho para uma configuração de medições com 5 painéis.

Frequência	*a*	*b*
10 GHz	1,12	0,535
11 GHz	1,07	0,526
12 GHz	1,02	0,518
13 GHz	0,97	0,512
14 GHz	0,99	0,508
15 GHz	0,93	0,506
16 GHz	0,92	0,506
17 GHz	0,95	0,509
18 GHz	0,94	0,513
Média	0,98	0,512

A perda total de propagação do sistema configurado com 5 painéis e diferentes alturas da antena Tx é mostrado na Figura 4.11. O comportamento do gráfico da perda total desta configuração também é bastante similar ao da configuração anterior. Observa-se que quanto mais baixa a antena Tx está, maior é a perda de propagação. Também pode-se observar que à medida que a frequência aumenta a perda também aumenta. Porém ao adicionar mais painéis a perda total, para os casos em que a antena transmissora estava mais baixa, aumentou em média 5 dB. Já para as alturas maiores de Tx não há diferenças significativa nos valores de perda de uma configuração para a outra.

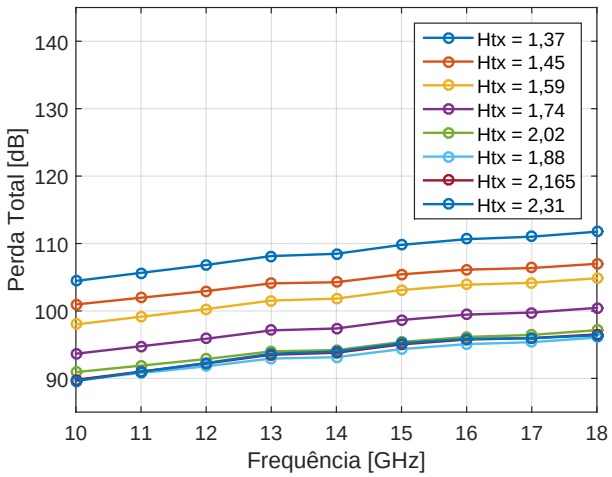


Figura 4.11: Perda total de propagação do sistema com 5 painéis e diferentes alturas da antena Tx.

A análise da perda devido à difração comparada com a perda devido à difração nos múltiplos obstáculos é mostrada na Figura 4.12.

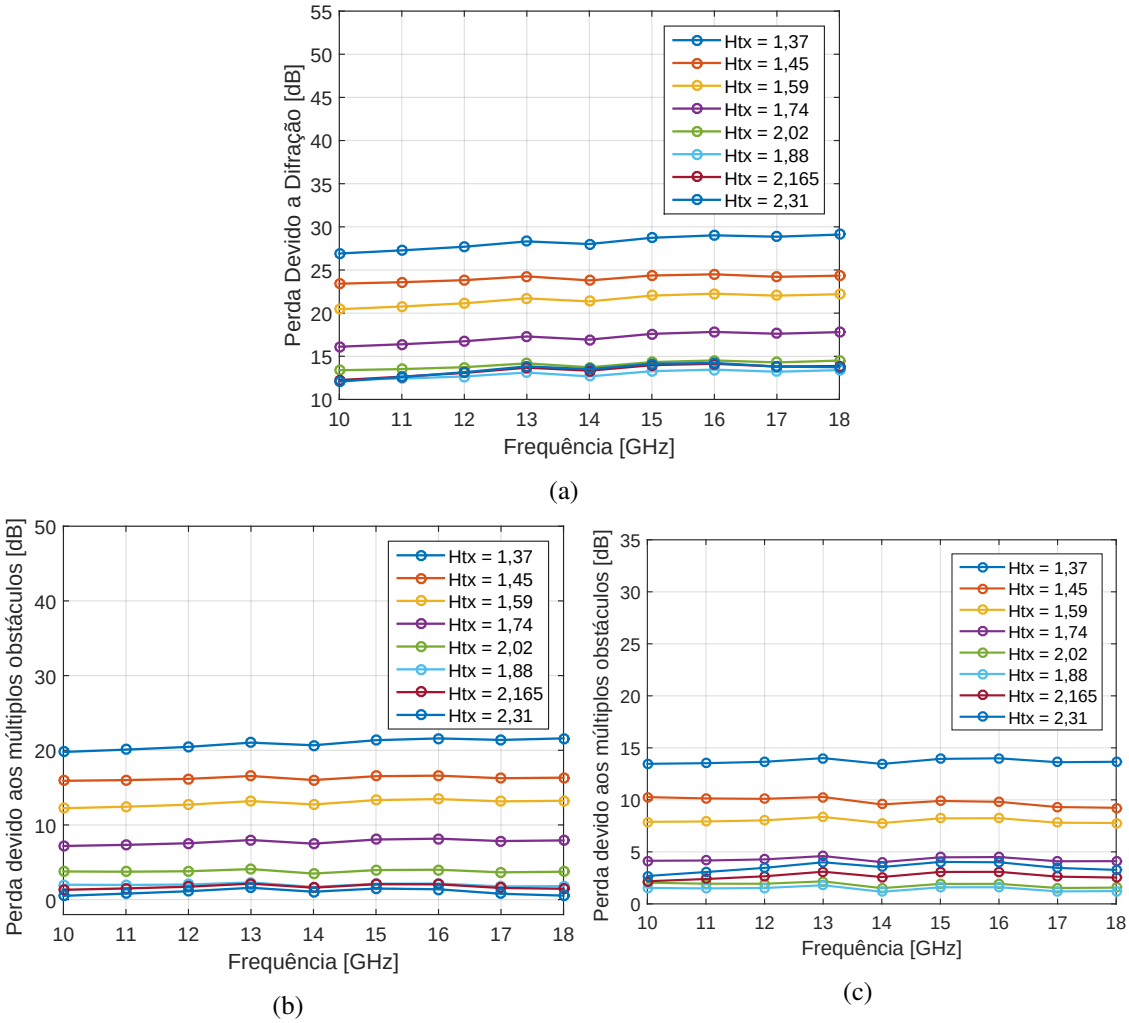
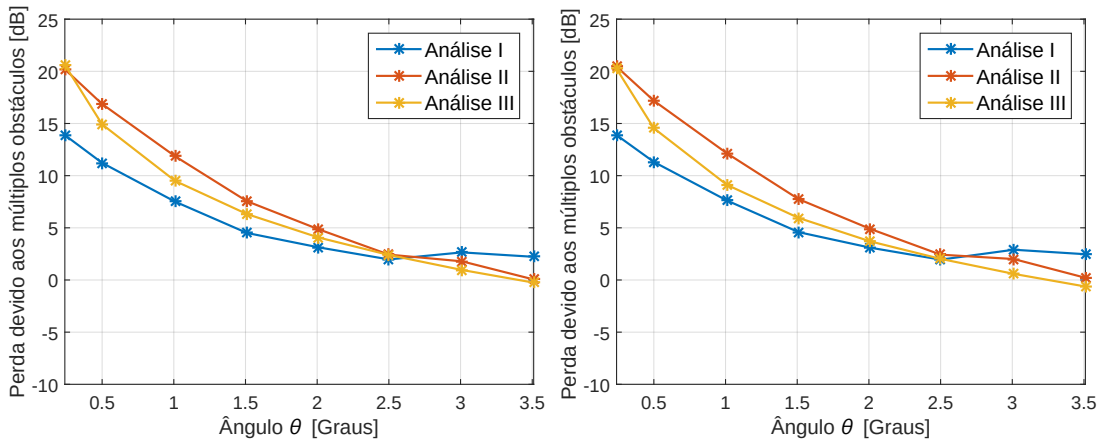


Figura 4.12: Perdas devido à difração: (a) total, (b) em cinco obstáculos segundo a análise feita por Ramos et al. (2017) e (c) em cinco obstáculos (análise feita no presente trabalho).

Conforme pode ser visto a perda devido à difração total e devido à difração em múltiplos obstáculos aumentou significativamente em relação a configuração com três painéis. Isso se explica pelo fato desta configuração possuir mais obstáculos entre a antena transmissora e a receptora do que a configuração anterior e com isso a propagação ocorrer através da difração nos inúmeros gumes de faca existentes.

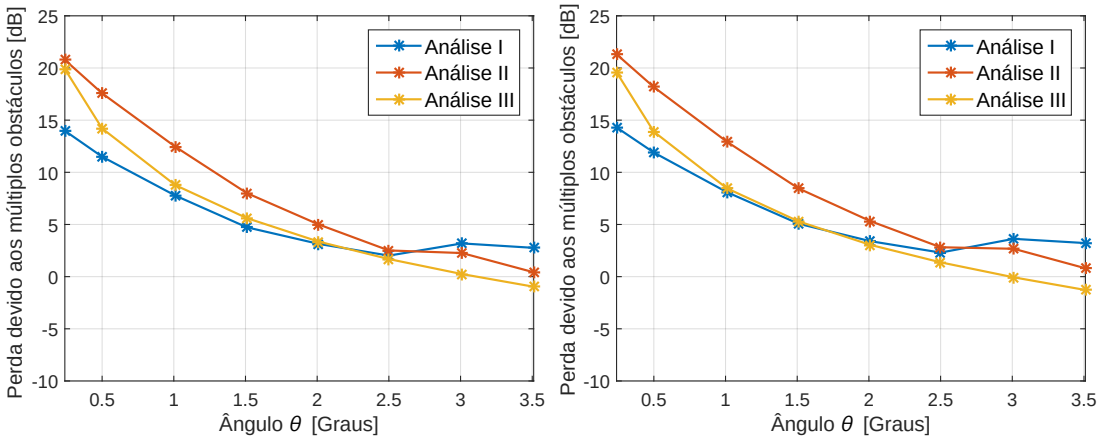
4.3 Configuração com 10 obstáculos

Por fim, as análises foram repetidas para a configuração com 10 painéis. Nas Figuras 4.13 à 4.16 podem ser observadas as curvas obtidas ao processar dos dados medidos e calculados para esta configuração.



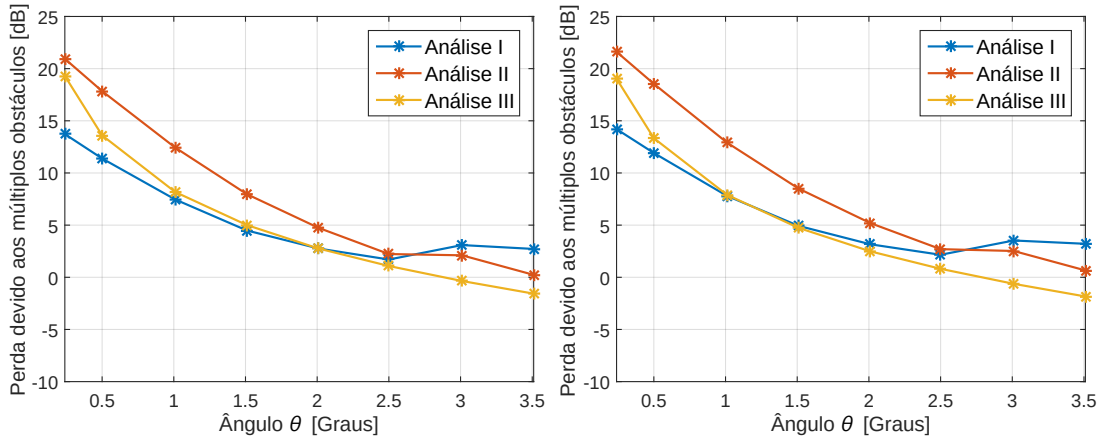
(a) (b)

Figura 4.13: Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a dez obstáculos para as frequências (a) 10 e (b) 11 GHz.



(a) (b)

Figura 4.14: Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a dez obstáculos para as frequências (a) 12 e (b) 13 GHz.



(a) (b)

Figura 4.15: Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a dez obstáculos para as frequências (a) 14 e (b) 15 GHz.

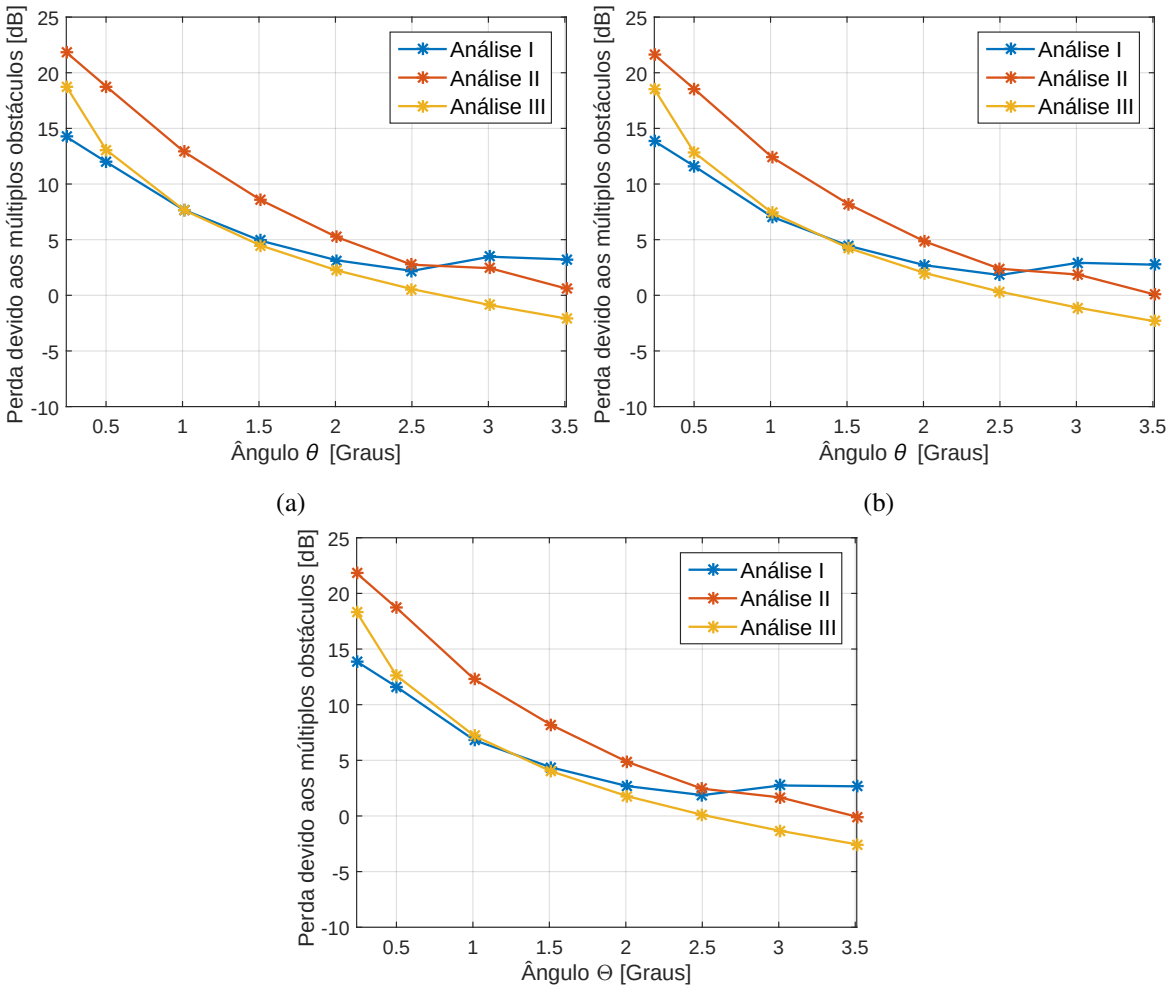


Figura 4.16: Comparação dos resultados, medidos e teóricos, da perda de difração devido a dez obstáculos para as frequências (a) 16, (b) 17 e (c) 18 GHz.

Ao comparar os resultados desta configuração com 10 painéis com os resultados apresentados nas configurações anteriores, com 3 e 5 painéis, pode-se observar que a perda não aumentou significativamente em relação aos valores encontrados para a configuração com 5 painéis, porém a curva teórica se aproxima ainda mais das curvas dos valores medidos. Esse fato ocorre principalmente nas frequências mais baixas. Isso se justifica pelo fato do ambiente de medições ser mais parecido com o ambiente original de medições de Walfisch-Bertoni, isto é com mais obstáculos (painéis) e em frequências mais baixas.

Fazendo uma nova busca pelos coeficientes a e b de Walfisch-Bertoni, percebe-se pelos dados das Tabelas 4.5 e 4.5 que os valores encontrados para o coeficiente b estão praticamente iguais ao teórico e o coeficiente a melhorou significativamente, principalmente nas frequências mais baixas. Já com os dados mostrados na Tabela 4.6 observa-se uma melhora de ambos os coeficientes, em relação as configurações anteriores. Apesar disso ainda se há uma grande

necessidade de ajuste deste parâmetros para se trabalhar nesta faixa de frequência.

Tabela 4.5: Coeficientes *a* e *b* de Bertoni segundo Ramos et al. (2017) para uma configuração de medições com 10 painéis.

Frequência	*a*	*b*
10 GHz	2,144	0,906
11 GHz	2,041	0,914
12 GHz	1,939	0,923
13 GHz	1,811	0,933
14 GHz	1,888	0,945
15 GHz	1,757	0,957
16 GHz	1,729	0,971
17 GHz	1,795	0,983
18 GHz	1,782	0,996
Média	1,811	0,945

Tabela 4.6: Coeficientes *a* e *b* de Bertoni estimados neste trabalho para uma configuração de medições com 10 painéis.

Frequência	*a*	*b*
10 GHz	1,435	0,5513
11 GHz	1,368	0,5454
12 GHz	1,313	0,5415
13 GHz	1,220	0,5394
14 GHz	1,277	0,5392
15 GHz	1,193	0,5416
16 GHz	1,178	0,5432
17 GHz	1,229	0,5467
18 GHz	1,226	0,5502
Média	1,229	0,5432

Os resultados encontrados para a perda total de propagação do sistema, configurado com 10 painéis e diferentes alturas da antena Tx, são bem similares aos resultados encontrado na configuração de medições com 5 painéis, conforme pode ser visto na Figura 4.17.

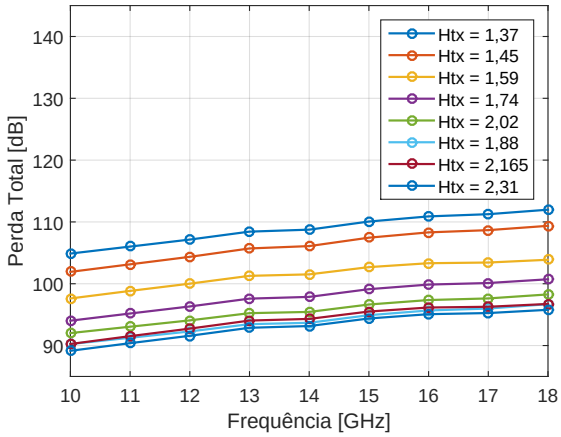


Figura 4.17: Perda total de propagação do sistema com 10 painéis e diferentes alturas da antena Tx.

A análise da perda devido à difração comparada com a perda devido à difração nos múltiplos obstáculos é mostrada na Figura 4.18.

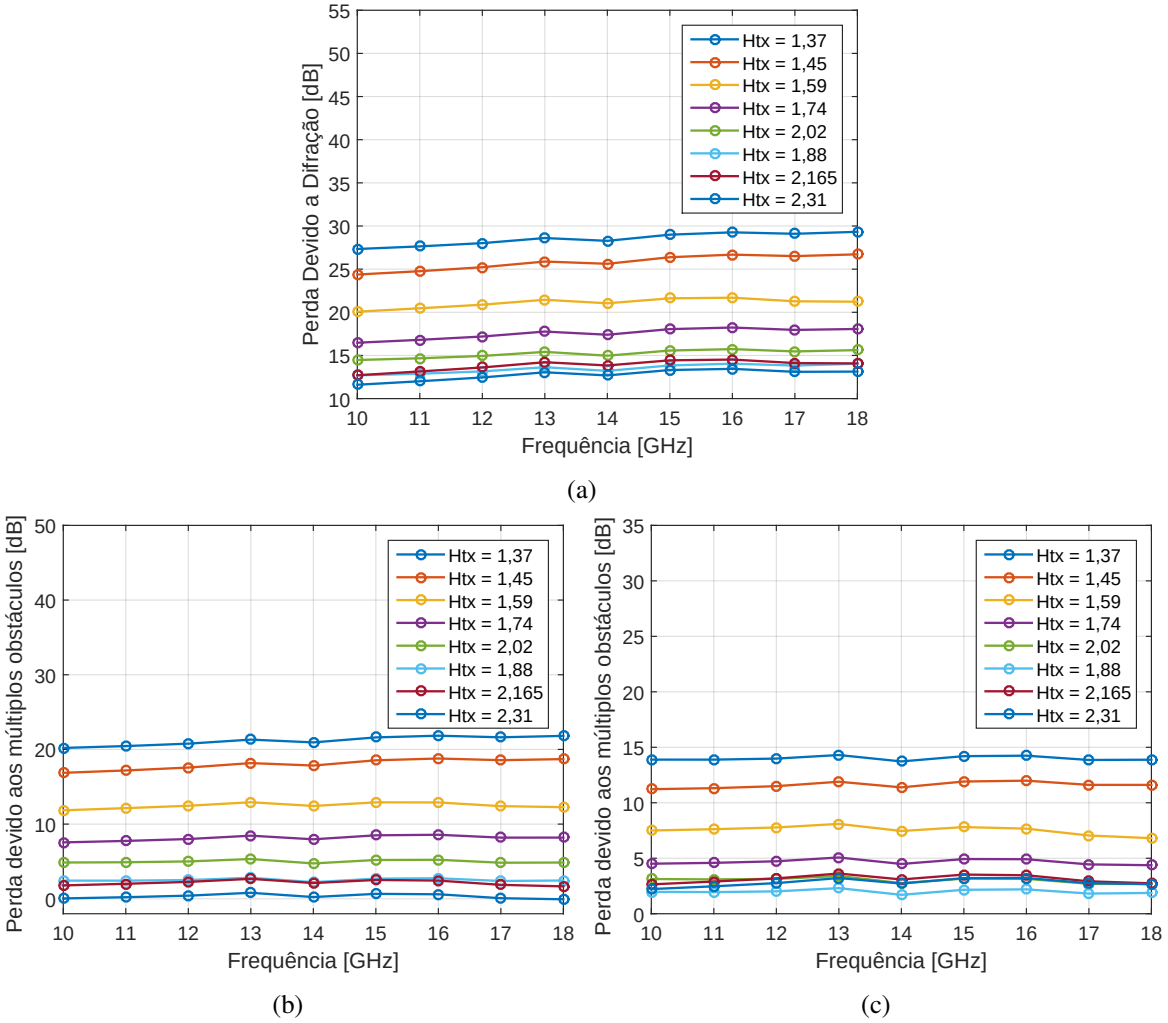


Figura 4.18: Perda medida devido à difração: (a) total, (b) em dez obstáculos segundo a análise feita por Ramos et al. (2017) e (c) em dez obstáculos (análise feita no presente trabalho).

Novamente o resultado se manteve bem parecido com o da configuração anterior, logo conclui-se que a inserção de mais painéis não tem impacto significativo na análise da difração devido aos múltiplos obstáculos. Percebe-se que para análises e comparações com este método não é interessante utilizar configurações com poucos obstáculos. Quanto mais obstáculos puderem ser inseridos, mais próximo ficará do cenário original de medições de Walfisch-Bertoni e, portanto, resultados mais próximos de sua fórmula serão alcançados.

Comparando os resultados obtidos nas três configurações de medição e vendo que as configurações com 5 e 10 painéis são as mais indicadas para comparar com o modelo proposto, este trabalho propõe uma atualização dos parâmetros de Walfisch-Bertoni na Eq. 2.18, utilizando os

valores médios obtidos de $a = 1{,}229$ e $b = 0{,}5432$.

A necessidade deste ajuste pode ser explicada por um conjunto de motivos. O ambiente utilizado no trabalho de Ramos et al. (2017) é muito diferente do ambiente em que foram feitos os testes deste trabalho. A principal diferença são os obstáculos utilizados em Ramos et al. (2017), que são painéis metálicos uniformes de 1,3 metros de altura, em vez de um ambiente urbano heterogêneo ao ar livre, com prédios feitos geralmente de concreto. Possivelmente, não houve difração gume de faca nas medidas originais de Walfisch-Bertoni. Em vez disso, a condição era a difração de cunha da construção de telhados e estruturas de telhados. Outro fator importante é que a frequência no trabalho atual é mais de uma década acima em comparação com as medições originais de Walfisch-Bertoni.

Esse capítulo mostrou os resultados computacionais e análises realizadas de acordo com os dados de medições referente as três diferentes configurações. O próximo capítulo mostra as conclusões deste trabalho e também as propostas de continuidade.

CAPÍTULO 5

Conclusões

O intuito de uma campanha de medições na faixa de frequência abordada neste trabalho é fornecer dados que possam ser úteis quando considerados na predição de RF para os novos sistemas de comunicação 5G, especialmente para o efeito de bloqueio.

Para realizar as medições, uma configuração de medição de canal de rádio usando um VNA, antenas TX e RX diretivas e até dez painéis metálicos foi configurada em um espaço aberto e a perda de difração em excesso foi extraída das medições. O objetivo principal destas medições eram verificar e atualizar os coeficientes de perda de difração de Walfisch-Bertoni, que originalmente têm os valores de $a = 2{,}35$ e $b = 0{,}9$, quando aplicados às previsões de bandas de frequências de ondas centimétricas e milimétricas e com distâncias entre as antenas e os painéis substancialmente menores do que as consideradas no modelo original.

Os resultados mostraram que os parâmetros a e b se aproximaram mais dos parâmetros da expressão de Walfisch-Bertoni para a configuração com 10 painéis, se comparado às configurações com 5 e 3 painéis. Isso ocorreu devido às diferenças mencionadas do experimento que Walfisch and Bertoni (1988) utilizou para obter a expressão (frequências menores e distâncias maiores entre as antenas).

Com as análises feitas verificou-se que é necessário fazer uma calibração na fórmula da perda de difração por excesso de Walfisch-Bertoni, ao aplicá-lo nas bandas de frequências de ondas centimétricas e milimétricas, em um ambiente de múltiplos objetos, visando bloquear modelagens com obstáculos de tamanhos relativamente pequenos (em metros). A análise feita na Finlândia por Ramos et al. (2017) sugeriu novos coeficientes, com valores de $a = 1{,}419$ (que difere substancialmente da equação original) e $b = 0{,}976$. Estes valores de a e b são valores médios, obtidos das frequências de 10 a 18 GHz. Os valores sugeridos neste trabalho para o

caso com 10 painéis é de $a = 1{,}229$ e $b = 0{,}5432$.

5.1 Proposta de Continuidade

Algumas sugestões para a continuidade desse trabalho são apresentadas:

- Realizar campanhas de medições abrangendo bandas de frequências maiores e menores do que as que foram utilizadas neste trabalho;
- Utilizar mais painéis com diferentes dimensões e maiores distâncias entre estas;
- Realizar medições com antenas polarizadas vertical e horizontalmente, e diferentes alturas das antenas Tx e Rx.
- Para aperfeiçoamento do método sugere-se realizar medições e análises com painéis de alturas menores do que as utilizadas neste trabalho;
- Realizar simulações computacionais com diferentes números de painéis e verificar uma quantidade ótima do número que irá aproximar ao modelo de Walfisch-Bertoni.

5.2 Trabalho Publicado

A pesquisa desenvolvida neste trabalho de dissertação gerou a seguinte publicação:
RAMOS, G. L.; BATISTA, C. G.; OLIVEIRA, I. R. H.; PEREIRA, P. T.; TAMI, D.; GONÇALVES, S. T. M.; REGO, C. G.; SILVA, E. J. *Analysis of multiple screen diffrection at microwave frequencies*. COMPUMAG, Paris, 2019.

Referências Bibliográficas

Balanis, C. A. (2012). *Advanced engineering electromagnetics*. John Wiley & Sons.

Balanis, C. A. (2016). *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & sons.

Dahlman, E., Parkvall, S., and Skold, J. (2013). *4G: LTE/LTE-advanced for mobile broadband*. Academic press.

De Vriendt, J., Lainé, P., Lerouge, C., and Xu, X. (2002). Mobile network evolution: a revolution on the move. *IEEE Communications magazine*, 40(4):104–111.

Ghasemi, A., Abedi, A., and Ghasemi, F. (2016). *Propagation Engineering in Wireless Communications*. Springer International Publishing, 2 edition.

Hayt Jr, W. H. and Buck, J. A. (2013). *Eletromagnetismo*. Bookman Editora.

Keysight Technologies (2019). Keysight 2-Port and 4-Port PNA Network Analyzer, "Data Sheet and Technical Specifications". https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/N5227-90002.pdf?id=2080076. Online; acessado em 05 de maio de 2019.

Kumar, A. and Gupta, M. (2017). A review on activities of fifth generation mobile communication system. *Alexandria Engineering Journal*, 57(2):1125–1135.

Kumar, A., Liu, Y., Sengupta, J., et al. (2010). Evolution of mobile wireless communication networks 1G to 4G. *International Journal of electronics & communication technology*, 1(1):68–72.

Lathi, B. P. (2006). *Sinais e Sistemas Lineares*. Bookman.

MathWorks (2019). Fit curves and surfaces to data using regression, interpolation, and smoothing. https://www.mathworks.com/products/curvefitting.html. Online; acessado em 16 de maio de 2019.

Microwave Vision Group (2016). Dual-Ridge Horns. https://www.mvg-world.com/en/system/files/dual-ridge_horns_03_19_bd2.pdf. Online; acessado em 05 de maio de 2019.

Mogensen, P., Pajukoski, K., Tiirola, E., Vihriala, J., Lahetkangas, E., Berardinelli, G., Tavares, F. M., Mahmood, N. H., Lauridsen, M., Catania, D., et al. (2014). Centimeter-wave concept for 5G ultra-dense small cells. In *2014 IEEE 79th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pages 1–6. IEEE.

National Instruments (2013). Introduction to Network Analyzer Measurements: Fundamentals and Background. http://download.ni.com/evaluation/rf/Introduction_to_Network_Analyzer_Measurements.pdf. Online; acessado em 13 de março de 2019.

Nurmela, V., Karttunen, A., Roivainen, A., Raschkowski, L., Hovinen, V., Omaki, N., Kusume, K., Hekkala, A., Weiler, R., et al. (2015). Deliverable D1.4 METIS Channel Models. In *Proc. Mobile Wireless Commun. Enablers Inf. Soc.(METIS)*, page 1.

Parsons, J. D. (2000). *The mobile radio propagation channel*. John Wiley & sons.

Ramos, G. L., Kyösti, P., Hovinen, V., and Latva-aho, M. (2017). Multiple-screen diffraction measurement at 10-18 GHz. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16:2002–2005.

Rao, T. R., Rao, S. V. B., Prasad, M., and Sarkar, S. (1999). Single knife edge diffraction propagation studies over a hilly terrain. *IEEE transactions on broadcasting*, 45(1):20–29.

Rappaport, T. S., Heath Jr, R. W., Daniels, R. C., and Murdock, J. N. (2014). *Millimeter wave wireless communications*. Pearson Education.

Regmi, A. (2016). Reflection measurement of building materials at microwaves. Master's thesis, University of Oulu.

Rezende, M. (2017). Estudo e análise de propagação de sinais de RF na faixa de ondas centimétricas. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de São João-del Rei.

Ricardo, S. C. and Silveira, M. (2016). A evolução do sistema da tecnologia de telefonia móvel como geradora de comunicação ubíqua e pervasiva. In *V Simpósio Internacional de Gestão de Projetos, Inovação e Sustentabilidade - São Paulo – SINGEP*.

Sahoo, S. S., Hota, M. K., and Barik, K. K. (2014). 5G network a new look into the future: Beyond all generation networks. *American Journal of Systems and Software*, 2(4):108–112.

Salous, S., Degli Esposti, V., Fuschini, F., Thomae, R. S., Mueller, R., Dupleich, D., Haneda, K., Garcia-Pardo, J.-M. M., Garcia, J. P., Gaillot, D. P., et al. (2016). Millimeter-wave propagation: Characterization and modeling toward fifth-generation systems.[wireless corner]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 58(6):115–127.

Saunders, S. and Aragón-Zavala, A. (2007). *Antennas and propagation for wireless communication systems*. John Wiley & Sons.

Sharma, P. (2013). Evolution of mobile wireless communication networks-1G to 5G as well as future prospective of next generation communication network. *International Journal of Computer Science and Mobile Computing*, 2(8):47–53.

Shukla, S., Khare, V., Garg, S., and Sharma, P. (2013). Comparative study of 1G, 2G, 3G and 4G. *J. Eng. Comput. Appl. Sci*, 2(4):55–63.

Tomasi, W. (2001). *Electronic Communication Systems: Fundamentals through Advanced*. Prentice Hall, 4 edition.

Tondare, S., Panchal, S., and Kushnure, D. (2014). Evolutionary steps from 1G to 4.5G. *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, 3(4):6164.

Vasconselos, L. S. (2017). Comportamento de modelos de cálculo de difração sobre terrenos irregulares nas faixas de VHF e UHF. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Uberlândia.

Walfisch, J. and Bertoni, H. L. (1988). A theoretical model of UHF propagation in urban environments. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 36(12):1788–1796.

APÊNDICE A

Rotinas Computacionais

A.1 Algoritmo para cálculo da perda de difração

```
function [Medido1 Medido11 Asettled1] = Seq302

A = load('302_.mat'); %Dados medidos
a = A.Data(:,1);
b = 8e9/(length(a)-1);
e = 10e9:b:18e9;
tam = length(a);

B = load('MSS_normalization_main_200916.mat');%Dados de normalizacao
c = B.SParameters(:,1);

f = 8e9;   %largura de banda
T = 1/f;   %Periodo de amostragem
n = tam-1; %numero de amostras
t = n.*T;  %tempo total
vel = 0:T:t;
d = vel.*3e8;

teta = 0.004242;
dav = 3.38;
```

```
ht = 1.37;  %Altura da antena TX
hr = 1.147; %Altura da antena RX
d1 = 16.5;  %Distancia(da visada direta) entre onde ocorre a difracao
            %gume de faca e a antena Tx
d2 = 1.5;   %Distancia(da visada direta) entre onde ocorre a difracao
            %gume de faca e a antena Rx

d3 = d1+d2;
x1 = ((ht-hr)*d2)/18.11;  %semelhanca de triangulo
h = 1.30-(hr+x1);         %Diferenca de altura entre o ponto onde ocorre a difracao
                          %e o ponto de visada direta

w = kaiser(6401,5);   %Janela Kaiser
w1 = 3201:-400:1;     %ponto de inicio da janela
w2 = w1+3200;         %ponto final da janela

X = a./c;             %Normalizacao

posicao = 1;
for i = 1:9

    f1(i) = e(posicao);     %frequencias em analise
    posicao = posicao+400;

    janela = ((w(w1(i):w2(i)))/sum(w(w1(i):w2(i)))*length(w(w1(i):w2(i)))).*X;
    s = ifft(janela,3201); %aplicando ifft no sinal com janelamento
    sifft = 20*log10(abs(s));

    pind = 480:490;       % encontrado o pico de difracao proximo a 18 m
    [PrPt1(i),maxInd] = max(sifft(pind));

    lamb(i) = 3e8/f1(i);                                %Comprimento de onda

    Gt = [10.33 10.97 11.16 11.62 12.19 12.47 12.88 12.96 13.14];%Ganho da antena Tx
    Gr = [7.26 7.56 8.33 9 8.62 9.55 9.9 10.14 10.69]; %Ganho da Antena Rx

%Calculando Difracao de Fresnel
    v(i) = h.*(sqrt((2.*(d1+d2))./(lamb(i).*d1.*d2))); %parametro v de difracao
```

```
    fun1 = @(x) cos((pi/2).*x.^2);              %Funcao de Fresnel C(v)

    Cv(i) = integral(fun1,0,v(i));              %Ingregral da funcao C(v) de Fresnel

    fun2 = @(x) sin((pi/2).*x.^2);              %Funcao de Fresnel S(v)

    Sv(i) = integral(fun2,0,v(i));              %Ingregral da funcao S(v) de Fresnel

    Fv(i) = ((1+j)/2)*((1/2 - Cv(i)) - j*(1/2 - Sv(i)));

    Lke1(i) = 20*log10(abs(Fv(i))); %Perda de propagacao devido a difracao gume
                                    %de faca no ultimo obstaculo

    %Calculando da perda no espaco livre
    Lfe(i) = 10*log10(((4.*pi.*18)/lamb(i))^2); %Perda devido ao espaco livre
%
    Medido1(i) = -PrPt1(i) + Gt(i) + Gr(i) - Lfe(i) + Lke1(i);%Perda por difracao
    %medida devido aos multiplo obstaculos

    %Calculando Bertoni
    Asettled1(i) = -20*log10(2.35*((teta.*(sqrt(dav/lamb(i)))).^0.9));
```