



Universidade Federal de Uberlândia
Faculdade de Engenharia Elétrica
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

LORENÇO SANTOS VASCONCELOS

**COMPORTAMENTO DE MODELOS DE CÁLCULO DE DIFRAÇÃO SOBRE
TERRENOS IRREGULARES NAS FAIXAS DE VHF E UHF**

Uberlândia
2017

Universidade Federal de Uberlândia
Faculdade de Engenharia Elétrica
Núcleo de Processamento Digital de Sinais

LORENÇO SANTOS VASCONCELOS

**COMPORTAMENTO DE MODELOS DE CÁLCULO DE DIFRAÇÃO SOBRE
TERRENOS IRREGULARES NAS FAIXAS DE VHF E UHF**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

Orientador: Gilberto Arantes Carrijo

Assinatura do Orientador

Uberlândia
2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

V331c Vasconcelos, Lorenço Santos, 1993-
2017 Comportamento de modelos de cálculo de difração sobre terrenos
irregulares nas faixas de VHF e UHF / Lorenço Santos Vasconcelos. -
2017.

170 f. : il.

Orientador: Gilberto Arantes Carrijo.
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Sistemas de comunicação móvel -
Teses. 3. Difração - Teses. I. Carrijo, Gilberto Arantes. II. Universidade
Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica. III. Título.

CDU: 621.3

LORENÇO SANTOS VASCONCELOS

**COMPORTAMENTO DE MODELOS DE CÁLCULO DE DIFRAÇÃO SOBRE
TERRENOS IRREGULARES NAS FAIXAS DE VHF E UHF**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

Uberlândia, 07 de fevereiro de 2017

Banca examinadora

Prof. Dr. Alexandre Coutinho Mateus

Prof. Dr. Edgar Silva Júnior

Prof. Dr. Gilberto Arantes Carrijo

Uberlândia
2017

Dedico este trabalho aos meus pais Marival e Elza

AGRADECIMENTOS

A Deus, pelo cuidado e por me sustentar em todas as atividades.

Ao Prof. Gilberto Arantes Carrijo, por ter aceitado o desafio da orientação deste trabalho, se fazendo presente e auxiliando em todo o desenvolvimento.

A Lara de Lima Braz, pela revisão deste trabalho e pelo amor, companheirismo e carinho.

Ao Tiago Nunes Santos, que, gentilmente, cedeu alguns dados importantes para a realização deste trabalho.

A Prof.^a. Edna Lúcia Flores, pelas dicas e contribuições no decorrer deste trabalho.

Ao Prof. Geraldo Caixeta Guimarães, pela amizade, auxílio e pelo importante papel no meu crescimento acadêmico.

À minha família, por todo o apoio, incentivo nos estudos e amor.

Aos meus amigos e a todas as pessoas que me apoiaram na realização deste trabalho.

RESUMO

VASCONCELOS, L. S. Comportamento de modelos de cálculo de difração sobre terrenos irregulares nas faixas de VHF e UHF. 2017. 170 p. Dissertação (Mestrado) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2017.

Neste trabalho, são comparados cinco diferentes métodos de cálculo de difração sobre múltiplos gumes de faca em terreno irregular. Os modelos de Bullington, Epstein-Peterson, Japonês, Deygout e Giovaneli foram implementados no MATLAB® e os quatro primeiros métodos foram avaliados em relação ao modelo de Giovaneli, pois, em geral, esse modelo fornece resultados mais próximos da solução rigorosa obtida por Vogler. Além disso, esta dissertação apresenta o desenvolvimento de um software para o cálculo da atenuação por difração sobre múltiplos gumes de faca, cálculo de campo elétrico e predição de área de cobertura nas faixas de VHF e UHF sobre terrenos irregulares. A metodologia é baseada nos métodos de Bullington, Epstein-Peterson, Japonês, Deygout e Giovaneli e na utilização de bancos de dados topográficos do perfil do terreno. Constatou-se que o método de Bullington fornece os piores resultados e que o modelo de Deygout é, muitas vezes, pessimista. Por outro lado, os modelos de Epstein-Peterson e o Japonês são muito próximos do método de Giovaneli e podem ser utilizados em diversas situações. Esses resultados fornecem uma base importante na escolha de métodos para se fazer análises de difração em situações práticas de enlaces de rádio em VHF e UHF. Por fim, é proposta uma correção para o método de Bullington que faz com que os seus resultados se aproximem dos resultados do método de Giovaneli, mas que não aumenta a complexidade do método.

Palavras chave: Bullington, Deygout, difração, Epstein-Peterson, Giovaneli, gume de faca, Japonês, terreno irregular.

ABSTRACT

VASCONCELOS, L. S. **Behavior of diffraction calculation models over irregular terrain in VHF and UHF bands.** 2017. 170 p. Dissertação (Mestrado) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2017.

This paper compares five different methods for multiple knife-edge diffraction calculation on irregular terrain. Bullington, Epstein-Peterson, Japanese, Deygout and Giovaneli models were implemented in MATLAB® and the first four methods were compared with respect to the Giovaneli model because, in general, this model provides closer results to the rigorous Vogler solution. In addition, this paper presents the development of a software to calculate the attenuation of multiple knife-edge diffraction, electric field calculation and prediction of coverage area in the VHF and UHF bands on irregular terrain. The methodology is based on the Bullington, Epstein-Peterson, Japanese, Deygout and Giovaneli methods and on the use of topographic databases of terrain profile. It was found that the Bullington method provides the worst results and that Deygout model is often pessimistic. Moreover, Epstein-Peterson and Japanese models are very close to Giovaneli and can be used in many situations. These results provide an important base in the choice of methods to do diffraction analysis in practical radio links in the VHF and UHF bands. Finally, a correction is proposed for the Bullington model to make the results closer to the Giovaneli results, but without increasing the complexity of the method.

Keywords: Bullington, Deygout, *diffraction*, Epstein-Peterson, Giovaneli, *irregular terrain*, Japanese, *knife-edge*.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Atribuição das faixas de frequência no Brasil.	25
Figura 2 – Alocação de frequências das faixas de VHF e UHF no Brasil.	26
Figura 3 – Legenda das Figuras 1 e 2.....	27
Figura 4 – Onda direta e onda refletida pelo solo.	29
Figura 5 – Regiões de campo próximo e de campo distante.	34
Figura 6 – Propagação sobre terreno esférico de raio efetivo r_e	35
Figura 7 – Divergência dos raios refletidos por uma superfície esférica.	40
Figura 8 – Modelo de dois raios da propagação em terreno plano.	41
Figura 9 – Variação da intensidade do sinal recebido para o modelo de terreno plano.	44
Figura 10 – Comunicação que ocorre em razão da difração.	46
Figura 11 – Princípio de Huygens na propagação de uma onda esférica.....	47
Figura 12 – Princípio de Huygens na propagação de uma onda plana.	48
Figura 13 – Propagação de uma onda plana.	48
Figura 14 – Difração de uma onda plana na quina de um obstáculo semi-infinito.....	50
Figura 15 – Família de circunferências das zonas de Fresnel.	51
Figura 16 – Definição das zonas de Fresnel.	54
Figura 17 – Elipsoides das zonas de Fresnel.....	54
Figura 18 – Três cenários diferentes de obstáculo posicionado entre Tx e Rx.....	56
Figura 19 – Difração por gume de faca: (a) h e v positivos; (b) h e v negativos.	57
Figura 20 – Perda da difração por gume de faca em função do parâmetro v	59
Figura 21 – Difração em gume de faca com reflexões no solo.	60
Figura 22 – Construção do equivalente de Bullington.	66
Figura 23 – Construção do modelo de Epstein-Peterson.....	67
Figura 24 – Construção do modelo Japonês.....	68
Figura 25 – Construção do modelo de Deygout.	70
Figura 26 – Construção do modelo de Giovaneli.	72
Figura 27 – Fluxograma do funcionamento geral do programa desenvolvido.	80
Figura 28 – Exemplo de <i>datasheet</i> de linha de transmissão.	82
Figura 29 – Exemplo de diagrama de radiação.	82
Figura 30 – Ilustração do <i>beam-tilt</i> para antena com polarização horizontal.	83
Figura 31 – Exemplo de área de recepção.	84

Figura 32 – Representação esquemática de uma resposta da <i>Google Elevation API</i> a uma solicitação de caminho.	94
Figura 33 – Ilustração da utilização do raio efetivo da Terra.....	95
Figura 34 – Perfil do terreno original e corrigido pela curvatura real da Terra e atmosfera padrão.	96
Figura 35 – Exemplo de perfil de terreno	97
Figura 36 – Aplicação do algoritmo de busca de gumes de faca.....	97
Figura 37 – Aplicação do algoritmo de busca de gumes de faca.....	97
Figura 38 – Aplicação do algoritmo de busca de gumes de faca.....	98
Figura 39 – Aplicação do algoritmo de busca de gumes de faca.....	98
Figura 40 – Áreas de recepção em Uberlândia: (a) área 1 e (b) área 2 da Tabela 4.....	101
Figura 41 – Áreas de recepção em Frutal: (a) área 3 e (b) área 4 da Tabela 4.....	101
Figura 42 – Áreas de recepção em Patos de Minas: (a) área 5 e (b) área 6 da Tabela 4 ...	102
Figura 43 – Número de gumes entre o transmissor e cada ponto da área de recepção 1. .	120
Figura 44 – Desvio padrão das diferenças entre cada método e Giovaneli.....	120
Figura 45 – Desvio entre o modelo de Bullington e o de Giovaneli.....	124
Figura 46 – Desvio entre o modelo de Epstein-Peterson e o de Giovaneli.....	124
Figura 47 – Desvio entre o modelo Japonês e o de Giovaneli.....	125
Figura 48 – Desvio entre o modelo de Deygout e o de Giovaneli.	125
Figura 49 – Desvio entre os modelos de Epstein-Peterson, Japonês e Deygout relativo a Giovaneli.....	127
Figura 50 – Desvio padrão das diferenças entre os modelos de Epstein-Peterson, Japonês e Deygout e o modelo de Giovaneli.	128
Figura 51 – Comparação entre: (a) desvio ajustado e (b) desvio real de Bullington.....	132
Figura 52 – Comparação entre: (a) desvio ajustado e (b) desvio real de Epstein-Peterson.	133
Figura 53 – Comparação entre: (a) desvio ajustado e (b) desvio real Japonês.....	133
Figura 54 – Comparação entre: (a) desvio ajustado e (b) desvio real de Deygout.	134
Figura 55 – Comparação entre: (a) desvios ajustados e (b) desvios reais.	134
Figura 56 – Comparação entre: (a) desvio corrigido e (b) desvio original de Bullington.....	136
Figura 57 – Comparação entre: (a) desvio corrigido e (b) desvio original de Epstein-Peterson.	136
Figura 58 – Comparação entre: (a) desvio corrigido e (b) desvio original Japonês.	137
Figura 59 – Comparação entre: (a) desvio corrigido e (b) desvio original de Deygout.	137
Figura 60 – Comparação entre: (a) desvios corrigidos e (b) desvios originais.	138
Figura 61 – Comparação entre: (a) desvio padrão dos desvios corrigidos e (b) desvio padrão dos desvios originais.	138

Figura 62 – Localização dos pontos onde os testes foram feitos.....	140
Figura 63 – Redondezas do ponto 1	141
Figura 64 – Redondezas do ponto 2	141
Figura 65 – Redondezas do ponto 3	142
Figura 66 – Redondezas do ponto 4	142
Figura 67 – Redondezas do ponto 5	143
Figura 68 – Redondezas do ponto 6	143
Figura 69 – Diagrama de elevação da antena ISD082822TT Pol. H.	145
Figura 70 – Diagrama de azimute da antena ISD0828222TT Pol. H.	146
Figura 71 – Atenuação da linha de transmissão LCF158-50JA.....	146
Figura 72 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 1 e o ponto de recepção 1.	147
Figura 73 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 1 e o ponto de recepção 2.	148
Figura 74 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 1 e o ponto de recepção 3.	148
Figura 75 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 1 e o ponto de recepção 4.	149
Figura 76 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 1 e o ponto de recepção 5.	149
Figura 77 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 1 e o ponto de recepção 6.	150
Figura 78 – Diagrama de elevação da antena ISDC043222UT Pol. H.	152
Figura 79 – Diagrama de azimute da antena ISDC043222UT Pol. H.	152
Figura 80 – Atenuação da linha de transmissão HCA158-50J.....	153
Figura 81 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 2 e o ponto de recepção 1.	153
Figura 82 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 2 e o ponto de recepção 2.	154
Figura 83 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 2 e o ponto de recepção 3.	154
Figura 84 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 2 e o ponto de recepção 4.	155
Figura 85 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 2 e o ponto de recepção 5.	155
Figura 86 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 2 e o ponto de recepção 6.	156
Figura 87 – Curvas de intensidade de campo elétrico calculado pelo método de Giovaneli para a Emissora 2 na área de recepção 1.	157
Figura 88 – Mancha de intensidade de campo elétrico calculado pelo método de Giovaneli para a Emissora 2 na área de recepção 1.	158
Figura 89 – Curvas de intensidade de campo elétrico calculado pelo método de Bullington corrigido para a Emissora 2 na área de recepção 1.....	159
Figura 90 – Mancha de intensidade de campo elétrico calculado pelo método de Bullington corrigido para a Emissora 2 na área de recepção 1.....	160
Figura 91 – Diferenças entre os resultados do método de Giovaneli e do método de Bullington corrigido.	161

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Designação das bandas de frequência.....	22
Tabela 2 – Distâncias máximas para utilização do modelo de terreno plano.....	45
Tabela 3 – Relação dos fatores de difração e propagação dos modelos.....	74
Tabela 4 – Áreas de recepção utilizadas.....	101
Tabela 5 – Amostra dos resultados: área 1 e altura de antena Tx 10 m.....	103
Tabela 6 – Frequências utilizadas nos testes.....	121
Tabela 7 – Amostra dos resultados para toda a faixa de frequências utilizada.....	122
Tabela 8 – Coeficientes das superfícies ajustadas aos desvios de cada método.....	132
Tabela 9 – Localização dos pontos onde os testes foram feitos.....	140
Tabela 10 – Dados do sistema de transmissão da Emissora 1.....	145
Tabela 11 – Resultados obtidos para a Emissora 1.....	150
Tabela 12 – Dados do sistema de transmissão da Emissora 2.....	151
Tabela 13 – Resultados obtidos para a Emissora 2.....	156

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 – Desvio relativo a Giovaneli: área 1 e altura da antena Tx 10 m.	105
Gráfico 2 – Desvio relativo a Giovaneli: área 1 e altura da antena Tx 20 m.	105
Gráfico 3 – Desvio relativo a Giovaneli: área 1 e altura da antena Tx 50 m.	106
Gráfico 4 – Desvio relativo a Giovaneli: área 1 e altura da antena Tx 100 m.	106
Gráfico 5 – Desvio relativo a Giovaneli: área 2 e altura da antena Tx 10 m.	107
Gráfico 6 – Desvio relativo a Giovaneli: área 2 e altura da antena Tx 20 m.	107
Gráfico 7 – Desvio relativo a Giovaneli: área 2 e altura da antena Tx 50 m.	108
Gráfico 8 – Desvio relativo a Giovaneli: área 2 e altura da antena Tx 100 m.	108
Gráfico 9 – Desvio relativo a Giovaneli: área 3 e altura da antena Tx 10 m.	109
Gráfico 10 – Desvio relativo a Giovaneli: área 3 e altura da antena Tx 20 m.	109
Gráfico 11 – Desvio relativo a Giovaneli: área 3 e altura da antena Tx 50 m.	110
Gráfico 12 – Desvio relativo a Giovaneli: área 3 e altura da antena Tx 100 m.	110
Gráfico 13 – Desvio relativo a Giovaneli: área 4 e altura da antena Tx 10 m.	111
Gráfico 14 – Desvio relativo a Giovaneli: área 4 e altura da antena Tx 20 m.	111
Gráfico 15 – Desvio relativo a Giovaneli: área 4 e altura da antena Tx 50 m.	112
Gráfico 16 – Desvio relativo a Giovaneli: área 4 e altura da antena Tx 100 m.	112
Gráfico 17 – Desvio relativo a Giovaneli: área 5 e altura da antena Tx 10 m.	113
Gráfico 18 – Desvio relativo a Giovaneli: área 5 e altura da antena Tx 20 m.	113
Gráfico 19 – Desvio relativo a Giovaneli: área 5 e altura da antena Tx 50 m.	114
Gráfico 20 – Desvio relativo a Giovaneli: área 5 e altura da antena Tx 100 m.	114
Gráfico 21 – Desvio relativo a Giovaneli: área 6 e altura da antena Tx 10 m.	115
Gráfico 22 – Desvio relativo a Giovaneli: área 6 e altura da antena Tx 20 m.	115
Gráfico 23 – Desvio relativo a Giovaneli: área 6 e altura da antena Tx 50 m.	116
Gráfico 24 – Desvio relativo a Giovaneli: área 6 e altura da antena Tx 100 m.	116
Gráfico 25 – Desvio relativo a Giovaneli médio de todas as áreas de recepção e alturas de antena transmissora.	118
Gráfico 26 – Desvio geral relativo a Giovaneli.	119
Gráfico 27 – Dados do Gráfico 26 corrigidos.	135

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3G	Terceira Geração
4G	Quarta Geração
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
API	<i>Application Programming Interface</i>
EDGE	<i>Enhanced Data Rates for GSM Evolution</i>
EHF	<i>Extremely High Frequency</i>
EIRP	<i>Effectively Isotropic Radiated Power</i>
ELF	<i>Extremely Low Frequency</i>
E_{rms}	Valor quadrático médio do campo elétrico
ERP	<i>Effectively Radiated Power</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
GLOBE	<i>Global One-km Base Elevation</i>
GLONASS	Глобальная навигационная спутниковая система
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
GTD	<i>Geometrical Theory of Diffraction</i>
HF	<i>High Frequency</i>
HTTP	<i>HyperText Transfer Protocol</i>
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
ITU	<i>International Telecommunications Union</i>
JSON	<i>JavaScript Object Notation</i>
LF	<i>Low Frequency</i>
LMA	<i>Levenberg-Marquadt Algorithm</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MDE	Modelo Digital de Elevação
MF	<i>Medium Frequency</i>
MG	Minas Gerais
RF	Radiofrequênciа

Rx	Receptor
SHF	<i>Super High Frequency</i>
SRTM	<i>Shuttle Radar Topography Mission</i>
TV	Televisão
TVD	Televisão Digital
Tx	Transmissor
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
URL	<i>Uniform Resource Locator</i>
UTD	<i>Uniform Theory of Diffraction</i>
VHF	<i>Very High Frequency</i>
VLF	<i>Very Low Frequency</i>
WARC	<i>World Administrative Radio Conference</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
WWAN	<i>Wireless Wide Area Network</i>
XML	<i>eXtensible Markup Language</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Introdução	17
1.2	Motivação	19
1.3	Objetivos	20
1.4	Estrutura deste Trabalho	20
1.5	Considerações Finais	21
2	FUNDAMENTOS DE PROPAGAÇÃO EM VHF E UHF	22
2.1	Introdução	22
2.2	A Faixa de Frequências	23
2.3	Propagação em VHF e UHF	29
2.3.1	<i>Propagação no espaço livre</i>	29
2.3.2	<i>Propagação em terreno esférico</i>	35
2.3.3	<i>Propagação em terreno plano</i>	41
2.3.4	<i>Propagação por difração</i>	46
2.4	Considerações Finais	61
3	PROPAGAÇÃO EM TERRENOS IRREGULARES	62
3.1	Introdução	62
3.2	Rugosidade do Terreno	62
3.3	Difração em Terreno Irregular	63
3.4	Difração Sobre Múltiplos Gumes de Faca	64
3.4.1	<i>O modelo de Bullington</i>	65
3.4.2	<i>O modelo de Epstein-Peterson</i>	66
3.4.3	<i>O modelo Japonês</i>	68
3.4.4	<i>O modelo de Deygout</i>	69
3.4.5	<i>O modelo de Giovaneli</i>	70
3.4.6	<i>Discussão sobre os modelos apresentados</i>	73
3.5	O Perfil do Terreno	74
3.6	Considerações Finais	76

4	METODOLOGIA UTILIZADA	78
4.1	Introdução	78
4.2	O MATLAB®	78
4.3	Funcionamento Geral do Programa.....	79
4.4	Informações do Sistema de Transmissão.....	80
4.5	Identificação da Área de Recepção.....	83
4.6	Obtenção dos Dados do Terreno	84
4.6.1	<i>Limites de Uso</i>	86
4.6.2	<i>Solicitações.....</i>	86
4.6.3	<i>Formatos de Saída</i>	87
4.6.4	<i>Parâmetros</i>	87
4.6.5	<i>Especificando locais</i>	88
4.6.6	<i>Especificando Caminhos</i>	88
4.6.7	<i>Respostas da Google Elevation API.....</i>	89
4.6.8	<i>Exemplos</i>	90
4.6.9	<i>Interpretação dos dados obtidos.....</i>	92
4.7	Correção do Perfil do Terreno	94
4.8	Representação por Gumes de Faca.....	96
4.9	Considerações Finais.....	99
5	RESULTADOS	100
5.1	Introdução	100
5.2	Avaliação em função do terreno de propagação.....	100
5.2.1	<i>Área de recepção 1.....</i>	105
5.2.2	<i>Área de recepção 2.....</i>	107
5.2.3	<i>Área de recepção 3.....</i>	109
5.2.4	<i>Área de recepção 4.....</i>	111
5.2.5	<i>Área de recepção 5.....</i>	113
5.2.6	<i>Área de recepção 6.....</i>	115
5.2.7	<i>Discussão</i>	117
5.2.8	<i>Outras observações.....</i>	119
5.3	Análise em Função da Frequência de Operação	121
5.4	Proposta de Correção	128
5.4.1	<i>O algoritmo de Levenberg-Marquadt.....</i>	130
5.4.2	<i>Superfícies ajustadas.....</i>	131

5.4.3	<i>Verificação experimental</i>	139
5.5	Considerações Finais	162
6	CONCLUSÕES E CONTRIBUIÇÕES	164
6.1	Conclusões	164
6.2	Contribuições	166
6.3	Sugestões para Trabalhos Futuros	167
	REFERÊNCIAS	168

1 INTRODUÇÃO

1.1 Introdução

Em 1899, baseado em estudos de Nikola Tesla, Guglielmo Marconi demonstrou que era possível estabelecer contato contínuo entre a terra e barcos que navegavam no canal da Mancha por meio de ondas de rádio [1]. Desde então, a capacidade de estabelecer comunicação sem fio se desenvolveu bastante e novos métodos e serviços foram criados e adotados no mundo todo.

Alguns exemplos são: comunicação celular (GSM, EDGE, LTE), redes sem fio (WWAN e WLAN), difusão de rádio e televisão, sistemas de posicionamento e navegação global (GPS, GLONASS, GALILEO, COMPASS), telefonia via satélite, entre outros. Hoje, vários desses sistemas são utilizados diariamente por grande parte da população mundial e a tendência é que novas tecnologias de comunicação sem fio sejam desenvolvidas.

Dentre as várias modalidades de sistemas de comunicação sem fio, pode-se destacar os sistemas de comunicação terrestre, que são utilizados por uma grande variedade de aplicações, tanto nas cidades como nas regiões rurais. Um exemplo de sistema terrestre é a radiodifusão de televisão. Em sistemas desse tipo, os receptores mais distantes da estação base estão, geralmente, a cerca de 20 ou 30 km desta. Já em um sistema celular, por outro lado, os raios de cobertura das células chegam a ser menores que 1 km [2].

Embora cada sistema de comunicação terrestre possua suas peculiaridades, como raio de cobertura, modulação e polarização, todos eles têm algo em comum: suas ondas eletromagnéticas propagam sobre uma superfície irregular. E, embora não pareça, essa característica exerce influência direta sobre a qualidade da comunicação.

A propagação de ondas de rádio em terrenos irregulares pode encontrar uma variedade de obstáculos que bloqueiam a visada direta entre os terminais de transmissão e recepção ou que obstruem a primeira zona de Fresnel do enlace. Quando alguma dessas situações ocorre, a difração no topo desses obstáculos deve ser considerada nos cálculos de propagação.

Normalmente, quantificar os efeitos da difração nas irregularidades do terreno é uma tarefa muito complexa, principalmente devido à grande variedade e aleatoriedade de cenários que podem existir. Mas, embora esses obstáculos

possam apresentar formas e tamanhos muito variados, em frequências como VHF (*Very High Frequency*) e UHF (*Ultra High Frequency*), eles podem ser representados por planos absorvedores semi-infinitos, os chamados gumes de faca. Essa simplificação tende a diminuir a complexidade do problema, mas incorre em alguma perda de fidelidade nos resultados.

A perda por difração em um gume de faca é calculada analiticamente pelas equações de Fresnel-Kirchhoff ou pelas equações da UTD (Teoria Uniforme da Difração) e da GTD (Teoria Geométrica da Difração). No entanto, quando se deseja calcular a atenuação em virtude de uma série de gumes de faca (representação de um terreno real de propagação), o cálculo se torna muito mais complicado e desafiador.

Então, devido à alta complexidade dos cálculos analíticos, foram criados vários métodos simplistas, mas que não têm grandes comprovações teóricas do seu funcionamento. Dentre eles, os modelos mais difundidos são: Bullington, Epstein-Peterson, Japonês, Deygout e Giovaneli. Esses métodos são muito utilizados nas análises de difração em enlaces de rádio com o intuito de se fazer previsões da atenuação do sinal e determinar possíveis regiões de sombra na área de cobertura.

Portanto, tendo em vista a existência de vários métodos diferentes para o cálculo da atenuação por difração sobre múltiplos gumes de faca, é interessante realizar estudos comparativos entre eles e compreender os fatores que influenciam os seus resultados. Esse tipo de estudo fornece um ponto de partida para guiar projetistas de sistemas na escolha de quais métodos utilizar nas suas análises.

Sendo assim, ao longo deste trabalho serão discutidos a propagação em terreno irregular e alguns métodos para o cálculo e previsão da intensidade do sinal em tais circunstâncias, bem como a utilização de bancos de dados do terreno para viabilizar as previsões. Além disso, esta dissertação mostra o desenvolvimento de uma ferramenta computacional capaz de realizar o cálculo da atenuação por difração com os métodos de Bullington, Epstein-Peterson, Japonês, Deygout e Giovaneli.

1.2 Motivação

A predição e o cálculo de intensidade de campo elétrico (ou da perda de propagação) são imprescindíveis na instalação e manutenção de qualquer sistema de telecomunicações sem fio. O cálculo da atenuação é muito importante no projeto de tais sistemas, pois, a partir das predições de intensidade de campo, pode-se determinar (ou predizer) várias características do seu desempenho, como a área de cobertura, os contornos interferentes, áreas de sombra, entre outros. Pode-se, ainda, fazer estudos e simulações da intensidade do sinal em uma dada área, alterando a posição do transmissor, a fim de estimar o melhor local para instalar uma estação base.

Na grande área de comunicação sem fio, pode-se destacar alguns sistemas terrestres importantes como os de difusão de rádio e televisão, seja analógica ou digital, e os sistemas de comunicações móveis, principalmente a tecnologia celular. No atual contexto de migração do sistema televisivo analógico para o digital e, também, das migrações de tecnologia 3G para LTE (4G), muitas emissoras e operadoras deverão modificar suas instalações e/ou instalar novas bases de transmissão, o que, sem dúvida, irá requerer estudos da intensidade de campo (atenuação do sinal). Também é importante ressaltar que o cálculo de campo é necessário para a regulamentação desses serviços nos padrões da Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) e do Ministério das Comunicações.

Há vários métodos para realizar predições e cada um tem sua peculiaridade, complexidade e aplicação, mas, independente do método, é certo que a sua utilização é bastante importante em situações de projeto e de avaliação de desempenho dos sistemas. No caso de sistemas com cobertura suburbana e rural, a propagação se dá, principalmente, sobre terrenos irregulares e, portanto, envolve a atenuação causada pela difração nos vários obstáculos do terreno. Portanto, as análises e predições de intensidade de campo desses sistemas devem ser feitas com métodos próprios de cálculo da atenuação por difração em terrenos irregulares.

Como existem vários métodos que realizam essa função, é interessante realizar estudos comparativos que caracterizem o comportamento de cada um deles e que ajudem a compreender os fatores que influenciam os resultados.

1.3 Objetivos

A maioria dos métodos criados para o cálculo de difração sobre terreno irregular não tem comprovações matemáticas e seu comportamento não é muito bem definido. Com isso, o objetivo principal deste trabalho é comparar os métodos de Bullington, Epstein-Peterson, Japonês, Deygout e Giovaneli, a fim de determinar o comportamento e as vantagens/desvantagens de cada um deles em relação aos outros e, assim, formar uma base que ajude na escolha correta da utilização dos métodos.

Para se chegar ao objetivo final, alguns objetivos específicos devem ser atingidos. São eles: a implementação computacional e eficaz dos modelos selecionados e a sua aplicação em vários percursos reais de propagação em terreno irregular em diferentes frequências nas faixas de VHF e UHF.

Ao final, espera-se obter análises que caracterizem o comportamento de cada um dos modelos selecionados e forneçam uma base importante para projetistas de sistemas na escolha de métodos de cálculo de difração sobre terreno irregular em enlaces de rádio em VHF e UHF.

1.4 Estrutura deste Trabalho

A estrutura desta dissertação foi dividida em seis capítulos, com os respectivos títulos:

1. Introdução (este capítulo);
2. Fundamentos de Propagação em VHF e UHF;
3. Propagação sobre Terrenos Irregulares;
4. Metodologia Utilizada;
5. Resultados;
6. Conclusões e Contribuições.

A Introdução do Capítulo 1 tem por objetivo delimitar e apresentar os objetos de estudo deste trabalho, bem como justificar e dar relevância para as questões pesquisadas. Além disso, ela ambienta o leitor à estrutura que será observada nos capítulos seguintes.

O Capítulo 2, Fundamentos de Propagação em VHF e UHF, visa apresentar e caracterizar as faixas de frequências VHF e UHF, e, portanto, justificar a sua escolha como um dos objetos de estudo desta dissertação. Além disso, esse capítulo mostra as bases matemáticas dos principais mecanismos de propagação que ocorrem quando se utiliza tais bandas para comunicações terrestres. Todo cálculo de predição de atenuação, ou intensidade de campo, parte das bases apresentadas nesse capítulo.

Uma vez que os conhecimentos básicos foram apresentados no Capítulo 2, o Capítulo 3, Propagação em Terrenos Irregulares, busca caracterizar a propagação de ondas quando o terreno é irregular, aplicando os conhecimentos do Capítulo 2. Além disso, esse capítulo apresenta os métodos estudados nessa pesquisa para o cálculo da atenuação por difração em terrenos irregulares e comenta sobre a importância dos dados topográficos nesse tipo de cálculo.

O Capítulo 4, por sua vez, descreve toda a metodologia que foi aplicada para se obter os resultados. Também é apresentado o desenvolvimento de uma ferramenta computacional capaz de realizar todos os cálculos requeridos pelas análises feitas nesta dissertação.

O quinto capítulo, intitulado Resultados, apresenta, de maneira organizada, os dados que foram obtidos a partir da aplicação da metodologia do Capítulo 4. À medida que os resultados são apresentados, também são feitas ponderações e conclusões sobre os objetos estudados.

Por fim, o Capítulo 6 realiza o fechamento da dissertação, por meio da conclusão de tudo o que foi apresentado e pontua as principais contribuições que este trabalho pode trazer à comunidade científica e à sociedade. Além disso, continuações para o trabalho apresentado são propostas.

1.5 Considerações Finais

Este capítulo apresentou e delimitou o conteúdo desta dissertação de mestrado. Os capítulos seguintes apresentam o desenvolvimento e conclusão da pesquisa.

2 FUNDAMENTOS DE PROPAGAÇÃO EM VHF E UHF

2.1 Introdução

O entendimento de como a energia de radiofrequência se propaga é muito importante para realizar qualquer estudo sobre propagação de sinais. Em geral, o termo radiofrequência (RF) é utilizado para referenciar uma faixa que se estende de, aproximadamente, 30 kHz a 300 GHz. Esse espectro é internacionalmente dividido em bandas, como mostrado na Tabela 1.

Tabela 1 – Designação das bandas de frequência.

Banda	Faixa de Frequência
<i>Extremely low frequency (ELF)</i>	< 3 kHz
<i>Very low frequency (VLF)</i>	3 – 30 kHz
<i>Low frequency (LF)</i>	30 – 300 kHz
<i>Medium frequency (MF)</i>	300 kHz – 3 MHz
<i>High frequency (HF)</i>	3 – 30 MHz
<i>Very high frequency (VHF)</i>	30 – 300 MHz
<i>Ultra high frequency (UHF)</i>	300 MHz – 3 GHz
<i>Super high frequency (SHF)</i>	3 – 30 GHz
<i>Extra high frequency (EHF)</i>	30 – 300 GHz

Fonte: *The Mobile Radio Propagation Channel* [2].

A energia eletromagnética que propaga, na forma de ondas de rádio, para fora de uma antena transmissora pode viajar enormes distâncias. E os mecanismos pelos quais essas ondas viajam são muito variados e dependem fortemente da frequência de transmissão e das condições ambientais.

As ondas que propagam nas camadas da ionosfera são chamadas de ondas ionosféricas ou ondas celestes. As que propagam na baixa atmosfera e na troposfera são denominadas ondas troposféricas e as ondas que propagam bem próximas à superfície da Terra são chamadas de ondas terrestres. Essas são subdivididas em: ondas diretas, ondas refletidas pelo solo e ondas de superfície.

A principal diferença entre esses tipos de ondas é que, em cada um deles, alguns mecanismos de propagação são mais expressivos do que outros. Por exemplo: a propagação das ondas celestes é fortemente afetada pelos mecanismos da refração e da absorção. De forma diferente, a propagação das ondas terrestres é muito influenciada pela difração e reflexão.

Existem vários mecanismos de propagação e os mais importantes, geralmente, são: absorção, espalhamento, reflexão, refração, múltiplo percurso, cintilação, desvanecimento, dispersão de frequência. Evidentemente, é importante, em um estudo de propagação, definir as situações em que eles são mais ou menos expressivos, quais deles predominam e quais deles não ocorrem.

Em geral, o que define os mecanismos de propagação que estarão mais presentes em alguma situação são as condições do meio de propagação e a frequência de operação. Por exemplo, saber se o meio é ionizado (como a ionosfera) ou se existe alguma superfície reflectora próxima (transmissões próximas da Terra) é importante para se considerar, ou não, a absorção ou a reflexão nos cálculos. Além disso, o comprimento de onda também pode definir, por exemplo, se haverá, ou não, a ocorrência de difração nos objetos que estão no percurso de propagação.

Visto que as ondas de rádio podem se propagar de diferentes maneiras e que as características do meio e a frequência de operação determinam isso, o objetivo deste capítulo é definir a faixa de frequências analisada neste trabalho, bem como os mecanismos básicos de propagação para essas frequências.

2.2 A Faixa de Frequências

Existe uma grande variedade de serviços que operam nas bandas de VHF e UHF. Alguns deles são: televisão, rádio amador, rádios licenciadas, rádio para navegação e aviação, instrumentos utilizados em torres de controle para aterrissagem e decolagem, telefonia celular e aplicações militares. Muitos desses serviços são essenciais e, por isso, é muito importante que o uso do espectro seja estritamente regulado com a finalidade de garantir a máxima eficiência e prevenir interferências entre os serviços.

As frequências exatas que são alocadas para os diferentes serviços são definidas em acordos e resoluções da *International Telecommunications Union* (ITU). A cada vinte anos, é realizada uma conferência administrativa mundial chamada *World Administrative Radio Conference* (WARC), na qual a regulamentação é revisada, atualizada e são realizadas mudanças na alocação das frequências. Em cada país, o uso do espectro de frequência é controlado por uma autoridade reguladora responsável por alocar partes específicas do espectro disponível para os

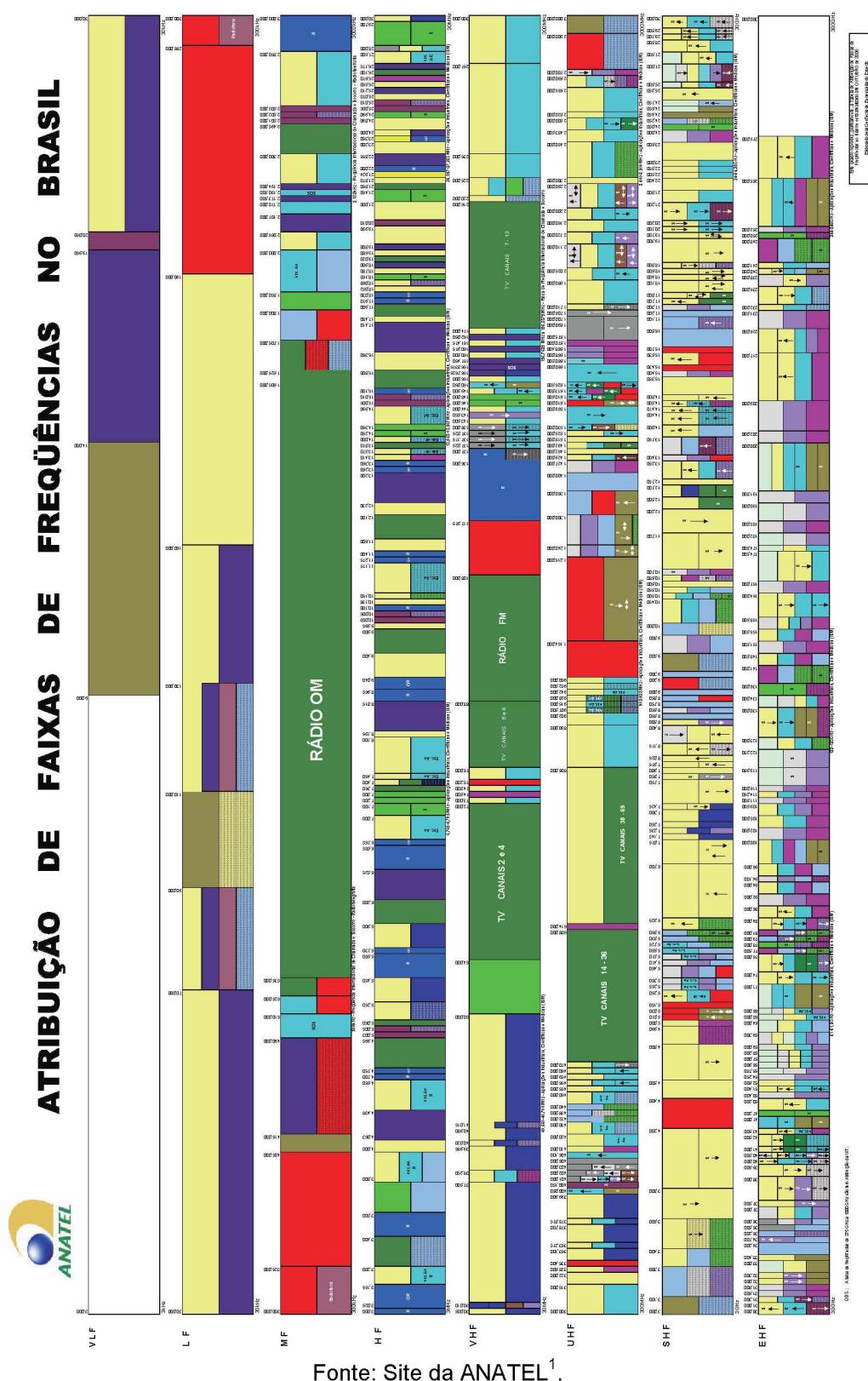
devidos fins e por licenciar a utilização dos canais [2]. No Brasil, isso é feito pela Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL).

A Figura 1 mostra a alocação de frequências no Brasil, definida pela ANATEL. Analisando a atribuição de frequências, fica evidente a grande importância das faixas VHF e UHF, pois elas acomodam grande parte dos serviços de radiodifusão de televisão, rádio FM, serviços móveis (telefonia e dados celulares) e radionavegação aeronáutica, além de vários outros serviços. A Figura 2 é uma ampliação da Figura 1 nas faixas de VHF e UHF, para ilustrar, com mais detalhes, os serviços alocados nessas faixas. A Figura 3 é a legenda utilizada nas Figuras 1 e 2.

Existem vários fatores a ser considerados na decisão de qual faixa de frequências deve ser utilizada em um serviço de radiocomunicação. Para os serviços de *broadcast* locais (TV, rádio) e rádio móvel (telefonia celular e dados móveis), a comunicação geralmente se dá ao longo de distâncias que não passam de algumas dezenas de quilômetros e, muitas vezes, são bem menores que isso.

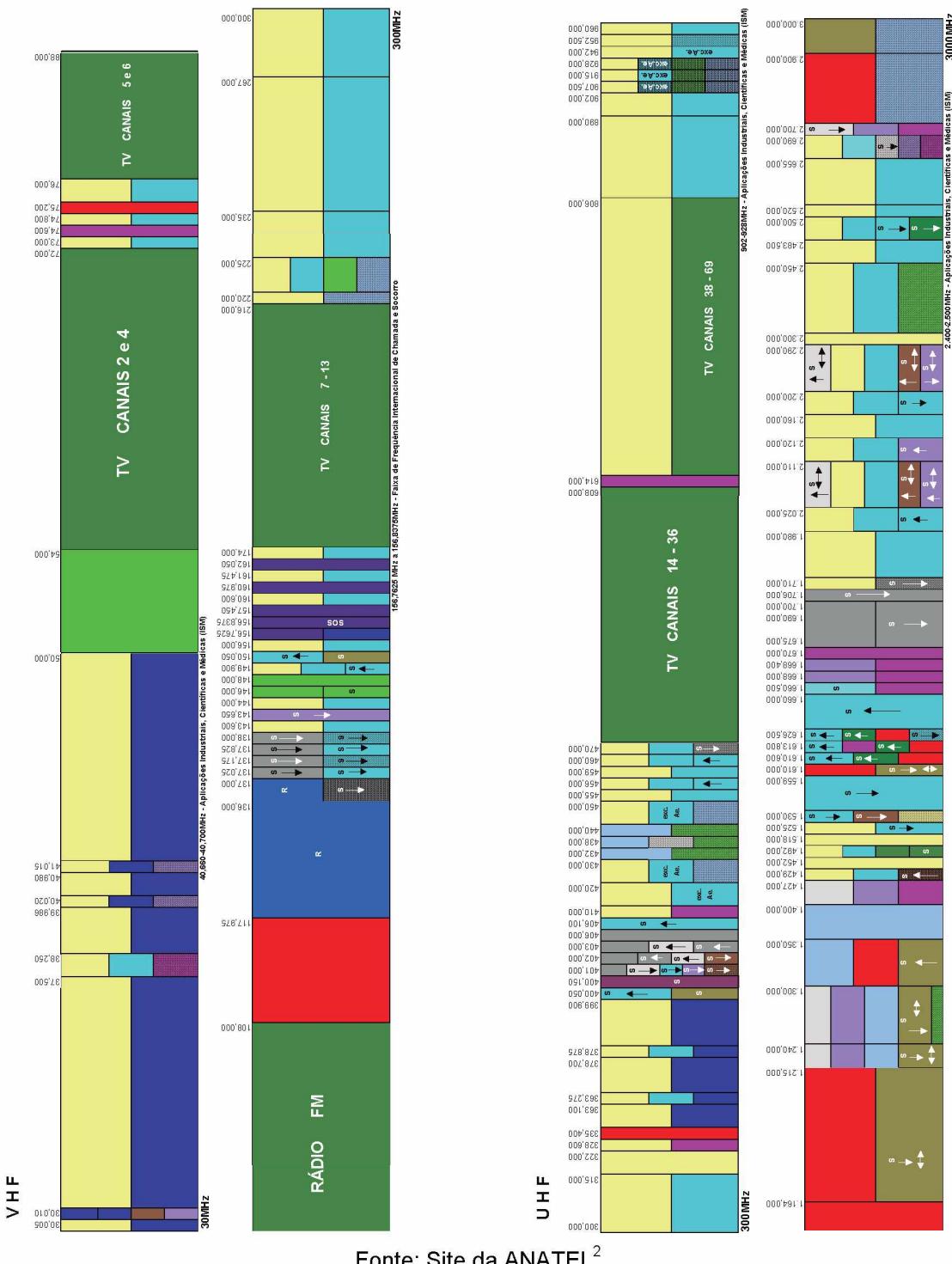
Por exemplo, em um sistema de difusão de televisão, os receptores mais distantes do transmissor estão, geralmente, a cerca de 20 ou 30 km deste. Por outro lado, em um sistema celular, os raios de cobertura das células podem ser até menores do que 200 m nas regiões com maior densidade de clientes (as chamadas picocélulas). Para esses serviços, é evidente que o sinal não precisa se propagar a longas distâncias. Mais ainda, se isso ocorrer, interferências desnecessárias e prejudiciais podem aparecer em outros sistemas e usuários. Logo, a faixa de frequências deve ser tal que satisfaça essa condição.

Figura 1 – Atribuição das faixas de frequência no Brasil.

Fonte: Site da ANATEL¹.

¹Disponível em: <<http://www.anatel.gov.br/Portal/verificaDocumentos/documento.asp?numeroPublicacao=98580&assuntoPublicacao=Quadro%20de%20Atribui%C3%A7%C3%A3o%20&caminhoRel=null&filtro=1&documentoPath=radiofrequncia/qaff.pdf>>. Acesso em: 05 nov, 2015.

Figura 2 – Alocação de frequências das faixas de VHF e UHF no Brasil.



Fonte: Site da ANATEL².

²Disponível em: <<http://www.anatel.gov.br/Portal/verificaDocumentos/documento.asp?numeroPublicacao=98580&assuntoPublicacao=Quadro%20de%20Atribui%C3%A7%C3%A3o%20&caminhoRel=null&filtro=1&documentoPath=radiofrequncia/qaff.pdf>>. Acesso em: 05 nov, 2015.

Figura 3 – Legenda das Figuras 1 e 2.

LEGENDA:

	Não Atribuída		Radiodifusão
	Móvel		Radioamador
	Móvel Marítimo		Radioastronomia
	Móvel Aeronáutico		Operação Espacial
	Móvel Terrestre		Pesquisa Espacial
	Fixo		Frequência Padrão/Sinais Horários
	Fixo Aeronáutico		Entre Satélites
	Radionavegação		Exploração da Terra por Satélite
	Radionavegação Marítima		Radiodeterminação por Satélite
	Radionavegação Aeronáutica		Auxílio à Meteorologia
	Radiolocalização		Meteorologia por Satélite
	Serviço em Carater Secundário		
	Rota		
	Fora de Rota		
	Exceto Móvel Aeronáutico		
	Terra para Espaço		
	Espaço para Terra		
	Espaço p/ Terra e Terra p/ Espaço		
	Por Satélite		
	Socorro e Chamada		
	Espaço para espaço		

Fonte: Site da ANATEL³.

³ Disponível em: <http://www.anatel.gov.br/Portal/verificaDocumentos/documento.asp?numeroPublicacao=98580&assuntoPublicacao=Quadro%20de%20Atribui%E7%EAo%20&caminhoRel=null&filtro=1&documentoPath=radiofrequencia/qaff.pdf>. Acesso em: 05 nov, 2015.

As frequências de operação também devem ser escolhidas em uma região do espectro de RF em que seja possível projetar antenas eficientes, mas com tamanho adequado para montagem em torres, telhados de casas, veículos e equipamentos portáteis. Também é importante que as frequências escolhidas sejam tais que os transmissores utilizados possam gerar a potência necessária e, ao mesmo tempo, ser fisicamente pequenos [2].

Além disso, 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.

Observando esses fatores, as faixas de frequências VHF e UHF são ideais para aplicação nos sistemas terrestres pelos seguintes motivos:

- a cobertura é, essencialmente, local (bairros e/ou cidades);
- o comprimento de onda, nessas frequências, permite que ocorra a difração na maioria das obstruções encontradas;
- 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 [2];
- 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.

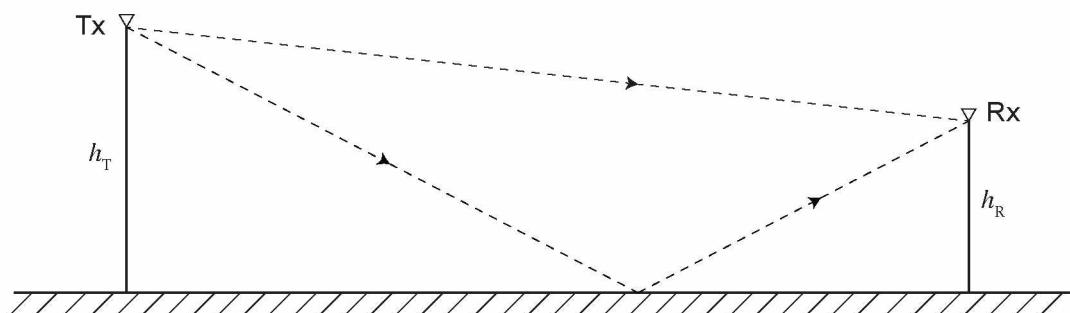
2.3 Propagação em VHF e UHF

Ao estudar a comunicação sem fio, é muito importante caracterizar o canal de propagação e entender que ele impõe algumas limitações fundamentais na performance dos sistemas. Os cenários reais podem conter percursos de propagação simples, como um transmissor e receptor com visada direta, ou percursos mais complexos, severamente obstruídos pelo terreno, por construções ou vegetação. Ao contrário dos sistemas cabeados, onde o canal pode ser modelado como estacionário e previsível, os canais sem fio são extremamente aleatórios e de difícil análise.

Existem vários mecanismos de propagação, mas, no caso de interesse deste trabalho (propagação em VHF e UHF sobre terrenos irregulares), os mecanismos mais importantes são a difração e a reflexão. Outros mecanismos, como absorção e refração, são pouco expressivos, pois as frequências VHF e UHF são muito altas para que ocorra a propagação ionosférica.

Em um sistema que trabalha nessas bandas, quando há visada direta, a comunicação se dá, basicamente, pelas componentes direta e refletida pelo solo da onda eletromagnética. Isso é mostrado na Figura 4. Quando não existe visada direta, o estudo deve considerar, também, a difração que ocorre nas obstruções.

Figura 4 – Onda direta e onda refletida pelo solo.



Fonte: *The Mobile Radio Propagation Channel* [2].

2.3.1 Propagação no espaço livre

É denominado de propagação no espaço livre o mecanismo que ocorre quando o transmissor e o receptor têm a visada direta completamente desobstruída. Alguns exemplos típicos onde ocorre esse tipo de propagação são sistemas de

comunicação via satélite e *links* de micro-ondas. Todavia, essa situação pode ocorrer, também, em sistemas de radiodifusão terrestre.

Seja uma antena transmissora, no espaço livre, cujo ganho, na direção de uma antena receptora, é G_T . Então, a densidade de potência, W , a uma distância d , na direção escolhida, é dada pela Equação (1).

$$W = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \quad (1)$$

Com isso, a potência disponível na antena receptora, que possui área efetiva A , é mostrada na Equação (2).

$$P_R = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} A = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \left(\frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \right) \quad (2)$$

em que G_R é o ganho da antena receptora na direção da antena transmissora.

A Equação (3) apresenta, então, a relação entre a potência recebida e a potência transmitida.

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (3)$$

A Equação (3) é uma relação fundamental da teoria da propagação e é conhecida como Fórmula de Friis.

Sabendo que $\lambda = c/f$ e fazendo a substituição na Equação (3), obtém-se a Equação (4).

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \quad (4)$$

Fonte: *The Mobile Radio Propagation Channel* [2].

É possível expressar a perda de propagação, ou perda de percurso, implícita na Equação (4), na forma de um valor positivo numérico, utilizando o decibel.

Definindo L_{FS} como a perda de propagação no espaço livre (de *Free-Space loss*), pode-se desenvolver a Equação (5a) da seguinte maneira.

$$L_{FS} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_T}{P_R} \right) = -10 \log_{10} \left(\frac{P_R}{P_T} \right) \quad (5a)$$

$$L_{FS} = -10 \log_{10} \left[G_T G_R \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \right] \quad (5b)$$

$$L_{FS} = -10 \log_{10} G_T - 10 \log_{10} G_R - 20 \log_{10} c + 20 \log_{10} (4\pi) + 20 \log_{10} f + 20 \log_{10} d \quad (5c)$$

$$L_{FS} = -10 \log_{10} G_T - 10 \log_{10} G_R + 20 \log_{10} f + 20 \log_{10} d - 147,558228 \quad (5d)$$

Pode-se verificar que os três últimos termos da Equação (5d) expressam a perda de percurso caso as antenas transmissora e receptora fossem isotrópicas. É comum definir essa perda como perda básica de transmissão, L_B (de *basic loss*), de acordo com as Equações (6a) a (6c).

$$L_B = 20 \log_{10} f + 20 \log_{10} d - 147,558228 \quad (6a)$$

$$L_B = 20 \log_{10} (10^6 f_{MHz}) + 20 \log_{10} (10^3 d_{km}) - 147,558228 \quad (6b)$$

$$L_B = 20 \log_{10} f_{MHz} + 20 \log_{10} d_{km} + 32,4418 \quad (6c)$$

Então, para um sistema com antenas não isotrópicas, a perda de propagação no espaço livre, dada pela Equação (5d) pode ser expressa pelas Equações (7a) e (7b), em termos da perda básica de transmissão.

$$L_{FS} = -10 \log_{10} G_T - 10 \log_{10} G_R + L_B \quad (7a)$$

$$L_{FS} = -10 \log_{10} G_T - 10 \log_{10} G_R + 20 \log_{10} f_{MHz} + 20 \log_{10} d_{km} + 32,4418 \quad (7b)$$

A Equação (4) mostra que a potência recebida é inversamente proporcional ao quadrado da distância (ela diminui 6 dB quando a distância é dobrada, ou reduz 20 dB por década). De maneira similar, a perda de percurso aumenta com o quadrado da frequência, então as perdas aumentam 6 dB quando a frequência é dobrada. Antenas de alto ganho podem ser utilizadas para compensar essas perdas e isso

pode ser facilmente aplicado em enlaces fixos, mas não é possível utilizar essa solução em sistemas de radiodifusão e de comunicações móveis, nos quais a cobertura deve ser omnidirecional [2].

Além de calcular as perdas de potência, muitas vezes (inclusive neste trabalho), é interessante obter a intensidade do campo elétrico a uma determinada distância do transmissor. Para isso, deve-se utilizar a relação entre ele e a densidade de potência. Pode-se chegar a essa relação observando que a densidade de potência é, também, dada pelo módulo do vetor de Poynting, como mostrado nas Equações (8) e (9).

$$W = E_{\text{rms}} H_{\text{rms}} \quad (8)$$

Mas como $H_{\text{rms}} = \frac{E_{\text{rms}}}{\eta}$, logo:

$$W = \frac{E_{\text{rms}}^2}{\eta} \quad (9)$$

em que η é a impedância característica do espaço livre ($\eta \approx 120\pi$). Com isso, tem-se as equações (10a) a (10c).

$$\frac{E_{\text{rms}}^2}{120\pi} = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \quad (10a)$$

$$E_{\text{rms}} = \frac{\sqrt{30P_T G_T}}{d} \quad [\text{V/m}] \quad (10b)$$

$$E_{\text{max}} = \frac{\sqrt{60P_T G_T}}{d} \quad [\text{V/m}] \quad (10c)$$

Fonte: Apostila de Propagação prof. Gilberto Carrijo [3].

É, também, muito comum escrever a Equação (10b) em função da potência isotrópica efetiva radiada (*EIRP*) em kW e da distância em km. Assim, obtém-se as Equações (11a) a (11c).

$$E_{\text{rms}} = \frac{\sqrt{30EIRP}}{d} \quad [\text{V/m}] \quad (11a)$$

$$E_{\text{rms}} = \frac{\sqrt{30 \cdot 10^3 EIRP_{\text{kW}}}}{10^3 d_{\text{km}}} \quad [\text{V/m}] \quad (11\text{b})$$

$$E_{\text{rms}} = \frac{\sqrt{3 EIRP_{\text{kW}}}}{10 d_{\text{km}}} \quad [\text{V/m}] \quad (11\text{c})$$

A *EIRP*, que é definida como $EIRP = P_T G_T$, representa a máxima potência radiada disponível na direção do ganho máximo da antena em relação a uma antena isotrópica. Na prática, muitas vezes, é utilizada a potência efetiva radiada (*ERP*) para denotar a máxima potência radiada em relação a uma antena dipolo de meia onda. Como o ganho de um dipolo de meia onda é 1,64 (2,15 dB) em relação a um radiador isotrópico, então a *ERP* será 2,15 dB menor que a *EIRP* para o mesmo sistema de transmissão.

Na prática, os ganhos de antenas são dados em dBi (em relação a uma fonte isotrópica) ou em dBd (em relação ao dipolo de meia onda). Então, o campo elétrico da Equação (11c) pode ser escrito, também, em função da *ERP*, de acordo com a Equação (12).

$$E_{\text{rms}} = \frac{\sqrt{4,92 ERP_{\text{kW}}}}{10 d_{\text{km}}} \quad [\text{V/m}] \quad (12)$$

Outra forma, bastante utilizada, é expressar o campo elétrico em $[\text{dB}\mu\text{V/m}]$, como apresentado nas Equações (13a) a (13e).

$$E_{\text{rms}} = \frac{\sqrt{3 EIRP_{\text{kW}}}}{10 d_{\text{km}}} \quad [\text{V/m}] \quad (13\text{a})$$

$$E_{\text{rms}} = \frac{10^5 \sqrt{3 EIRP_{\text{kW}}}}{d_{\text{km}}} \quad [\mu\text{V/m}] \quad (13\text{b})$$

$$E_{\text{dB}\mu\text{V/m}} = 20 \log_{10} (E_{\mu\text{V/m}}) \quad (13\text{c})$$

$$E_{\text{dB}\mu\text{V/m}} = 20 \log_{10} \left(\frac{10^5 \sqrt{3 EIRP_{\text{kW}}}}{d_{\text{km}}} \right) \quad (13\text{d})$$

$$E_{\text{dB}\mu\text{V/m}} = 100 + 10 \log_{10} \left(\frac{3 EIRP_{\text{kW}}}{d_{\text{km}}^2} \right) \quad (13\text{e})$$

A Equação (14) mostra o campo elétrico em termos de *ERP*.

$$E_{\text{dB}\mu\text{V/m}} = 100 + 10 \log_{10} \left(\frac{4,92 \text{ERP}_{\text{kW}}}{d_{\text{km}}^2} \right) \quad (14)$$

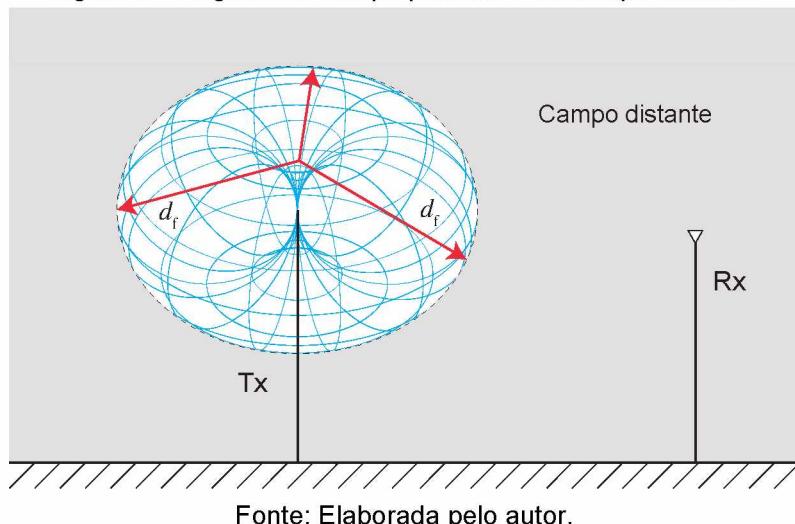
Entretanto, o modelo de Friis para o espaço livre é válido apenas para situações onde a distância está dentro da região de campo distante da antena transmissora. A região de campo distante (ou região de Fraunhofer) de uma antena é definida como a região além da distância de campo distante, d_f , que é relacionada à maior dimensão linear da abertura da antena e ao comprimento de onda utilizado. A distância de Fraunhofer é obtida como apresentado na Equação (15).

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (15)$$

em que D é a maior dimensão linear da antena. Adicionalmente, a condição $d_f \gg D, \lambda$ deve ser satisfeita para caracterizar a região de campo distante [1].

A Figura 5 mostra as duas regiões (campo próximo e campo distante). Dentro da região de campo próximo, é impossível medir a potência do sinal ou o campo elétrico pelos métodos convencionais, como o método de Friis.

Figura 5 – Regiões de campo próximo e de campo distante.



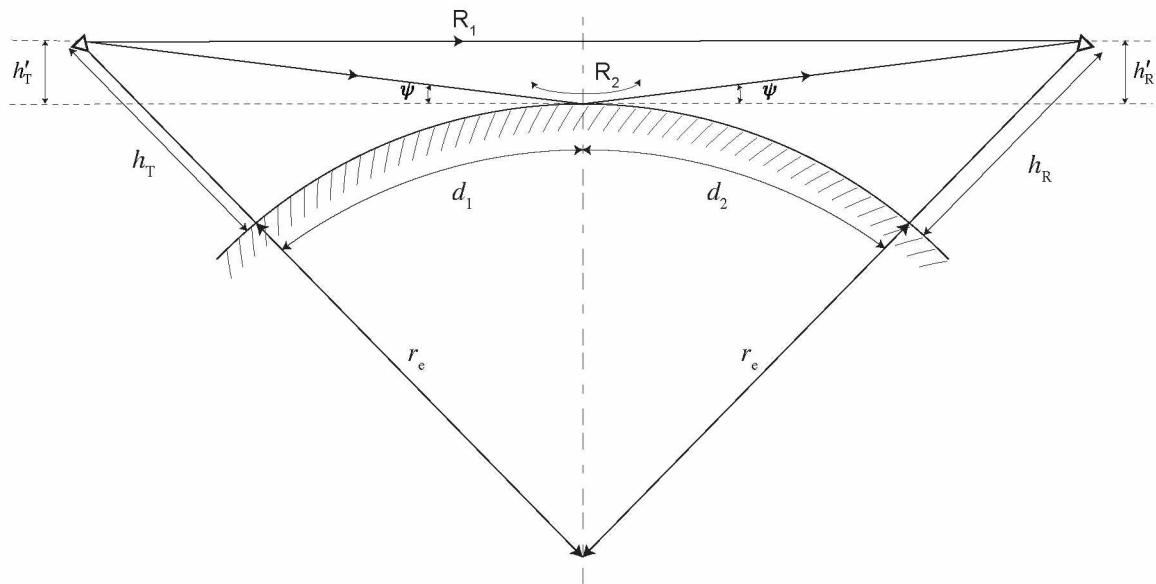
Fonte: Elaborada pelo autor.

2.3.2 Propagação em terreno esférico

Embora sejam as bases do cálculo de campo e muito úteis, as equações da propagação no espaço livre se aplicam apenas em condições muito restritas. Em situações mais realistas, quase sempre há obstruções no percurso de propagação e/ou existem superfícies que refletem e espalham as ondas eletromagnéticas. Então, o modelo do espaço livre – Equação (7b) – é, na maioria dos casos, inadequado, se utilizado sozinho. Por isso, é muito importante estudar como as reflexões e obstruções influenciam na transmissão dos sinais.

O caso canônico de estudo da reflexão na Terra é a propagação entre duas antenas com visada direta sobre a superfície esférica da Terra, como mostra a Figura 6.

Figura 6 – Propagação sobre terreno esférico de raio efetivo r_e .



Fonte: *The Mobile Radio Propagation Channel* [2].

O coeficiente de reflexão é a medida de como a amplitude e a fase das ondas se alteram quando são submetidas ao processo de reflexão. Ele depende da polarização da onda incidente e das características do solo no ponto onde ocorre a reflexão.

Considerando a superfície da Terra perfeitamente lisa, o coeficiente de reflexão, para uma onda com polarização horizontal, é dado pela Equação (16).

$$\rho_h = \frac{\sin\psi - \sqrt{(\epsilon/\epsilon_0 - j\sigma/\omega\epsilon_0) - \cos^2\psi}}{\sin\psi + \sqrt{(\epsilon/\epsilon_0 - j\sigma/\omega\epsilon_0) - \cos^2\psi}} \quad (16)$$

em que ϵ é a constante dielétrica do solo no ponto de reflexão.

Fazendo $x = \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}$ e $\epsilon_R = \epsilon/\epsilon_0$ na Equação (16), obtém-se a Equação (17).

$$\rho_h = \frac{\sin\psi - \sqrt{(\epsilon_R - jx) - \cos^2\psi}}{\sin\psi + \sqrt{(\epsilon_R - jx) - \cos^2\psi}} \quad (17)$$

Para uma onda incidente com polarização vertical, o coeficiente de reflexão é apresentado na Equação (18).

$$\rho_v = \frac{(\epsilon_R - jx)\sin\psi - \sqrt{(\epsilon_R - jx) - \cos^2\psi}}{(\epsilon_R - jx)\sin\psi + \sqrt{(\epsilon_R - jx) - \cos^2\psi}} \quad (18)$$

É importante entender o que ocorre com o coeficiente de reflexão quando a incidência é rasante, ou seja, ψ (ângulo de incidência) é muito pequeno. Isso pode ocorrer quando a distância entre as antenas é muito grande ou quando as alturas das antenas são muito pequenas em relação à distância entre elas. A segunda situação ocorre com bastante frequência nos sistemas de *broadcast* para regiões rurais.

Para fazer essa análise, basta avaliar o resultado das Equações (17) e (18) quando $\psi \rightarrow 0$. Fazendo isso, pode-se verificar que $\rho_h|_{\psi \rightarrow 0} \approx \rho_v|_{\psi \rightarrow 0} \cong -1$, ou seja, ocorre defasagem de 180° entre a onda refletida e incidente.

Após conhecer o coeficiente de reflexão, é necessário equacionar as ondas direta e refletida e a resultante da sua combinação no receptor.

Sejam as alturas das antenas transmissora e receptora h_T e h_R , respectivamente, e h'_T e h'_R as alturas das antenas acima do plano tangente ao ponto de reflexão, como mostrado na Figura 6.

Pela geometria da Figura 6, obtém-se as Equações (19) e (20).

$$d_1^2 = (r_e + h_T - h'_T)^2 - r_e^2 \quad (19)$$

$$d_1^2 = (h_T - h'_T)^2 + 2r_e(h_T - h'_T) \quad (20)$$

Como $(h_T - h'_T)$ é pequeno comparado a r_e , então o termo $(h_T - h'_T)^2$ pode ser desconsiderado, resultando na Equação (21).

$$d_1^2 \approx 2r_e(h_T - h'_T) \quad (21)$$

De maneira similar, obtém-se a Equação (22).

$$d_2^2 \approx 2r_e(h_R - h'_R) \quad (22)$$

Rearranjando as Equações (21) e (22), obtém-se a Equação (23).

$$h'_T \approx h_T - \frac{d_1^2}{2r_e} \quad \text{e} \quad h'_R \approx h_R - \frac{d_2^2}{2r_e} \quad (23)$$

Inicialmente, as variáveis d_1 e d_2 não são conhecidas e, para determiná-las, é necessário encontrar o ponto de reflexão. Para isso, assume-se que $h_T, h_R \ll d_1, d_2$. Dessa forma, obtém-se a Equação (24).

$$\tan(\psi) = \frac{h'_T}{d_1} = \frac{h'_R}{d_2} \quad (24)$$

Mas, como, nesse caso, ψ é pequeno (porque $h_T, h_R \ll d_1, d_2$), então $\tan(\psi) \approx \psi$. Portanto, a Equação (24) se torna a Equação (25).

$$\psi \approx \frac{h'_T}{d_1} = \frac{h'_R}{d_2} \quad (25)$$

A Equação (25) leva à Equação (26).

$$\frac{h'_T}{h'_R} \cong \frac{d_1}{d_2} \quad (26)$$

Substituindo a simples relação $d = d_1 + d_2$ e os valores da Equação (25) na Equação (26), encontra-se a Equação (27).

$$2d_1^3 - 3dd_1^2 + [d^2 - 2r_e(h_T + h_R)]d_1 + 2r_e h_T d = 0 \quad (27)$$

A solução da Equação (27) pode ser conseguida utilizando métodos numéricos convencionais, partindo da aproximação inicial $d_1 \cong \frac{d}{1 + h_T/h_R}$.

Uma vez encontrado o valor de d_1 e $d_2 = d - d_1$, pode-se determinar os valores de h'_T e h'_R da Equação (23).

A fim de calcular o campo elétrico resultante na antena receptora, uma importante consideração é feita: que a diferença de percurso entre os raios é pequena e pode ser desconsiderada quanto à atenuação, mas não pode ser desconsiderada com respeito à diferença de fase. Logo, é necessário conhecer a diferença de fase entre a onda direta e a refletida. Para isso, deve-se determinar a diferença entre os dois caminhos.

Por geometria, o comprimento do caminho direto é obtido utilizando a Equação (28).

$$R_1 = d \sqrt{1 + \frac{(h'_T - h'_R)^2}{d^2}} \quad (28)$$

E o comprimento do caminho da onda refletida é obtido com a Equação (29).

$$R_2 = d \sqrt{1 + \frac{(h'_T + h'_R)^2}{d^2}} \quad (29)$$

Com isso, a diferença de percurso, $\Delta = R_2 - R_1$, é encontrada na Equação (30).

$$\Delta = d \left[\sqrt{1 + \frac{(h'_T + h'_R)^2}{d^2}} - \sqrt{1 + \frac{(h'_T - h'_R)^2}{d^2}} \right] \quad (30)$$

Considerando que $d \gg h'_T, h'_R$, o que é razoável, na prática, pode-se afirmar que:

$$\frac{(h'_T - h'_R)^2}{d^2}, \frac{(h'_T + h'_R)^2}{d^2} \ll 1$$

Assim, pode-se utilizar a aproximação $\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2}$ para $x \ll 1$ na Equação (30), obtendo-se as Equações (31a) e (31b).

$$\sqrt{1 + \frac{(h'_T + h'_R)^2}{d^2}} = 1 + \frac{(h'_T + h'_R)^2}{2d^2} \quad (31a)$$

$$\sqrt{1 + \frac{(h'_T - h'_R)^2}{d^2}} = 1 + \frac{(h'_T - h'_R)^2}{2d^2} \quad (31b)$$

Voltando à Equação (30) e aplicando o resultado das Equações (31a) e (31b), obtém-se as Equações (32a) e (32b).

$$\Delta = \frac{(h'_T + h'_R)^2 - (h'_T - h'_R)^2}{2d} \quad (32a)$$

$$\Delta = \frac{2h'_T h'_R}{d} \quad (32b)$$

De posse da diferença de percurso, dada pela Equação (32b), a diferença de fase é facilmente obtida através das Equações (33a) e (33b).

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta \quad (33a)$$

$$\Delta\phi = \frac{4\pi h'_T h'_R}{\lambda d} \quad (33b)$$

em que h'_T e h'_R são obtidos utilizando a Equação (23) a partir da solução da Equação (27).

Como o campo elétrico recebido é a soma da componente direta e da refletida, então o seu valor é calculado com as Equações (34a) a (34c).

$$E = E_d + E_r \quad (34a)$$

$$E = E_d + E_d \rho e^{-j\Delta\phi} \quad (34b)$$

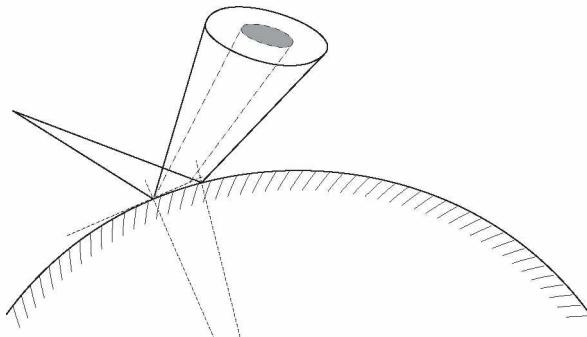
$$E = E_d \left[1 + |\rho| e^{-j(\Delta\phi - \theta)} \right] \quad (34c)$$

em que θ é o ângulo de fase do coeficiente de reflexão.

Ainda, deve-se considerar que, pelo fato da superfície da Terra ser esférica, há uma divergência entre os raios refletidos, conforme mostra a Figura 7. Tal divergência reduz o efeito da reflexão no solo, então deve-se corrigir o valor do coeficiente de reflexão e a Equação (34c) se torna a Equação (35).

$$E = E_d \left[1 + \frac{|\rho|}{\sqrt{1 + \frac{2d_1 d_2}{r_e (h'_T + h'_R)}}} e^{-j(\Delta\phi - \theta)} \right] \quad (35)$$

Figura 7 – Divergência dos raios refletidos por uma superfície esférica.



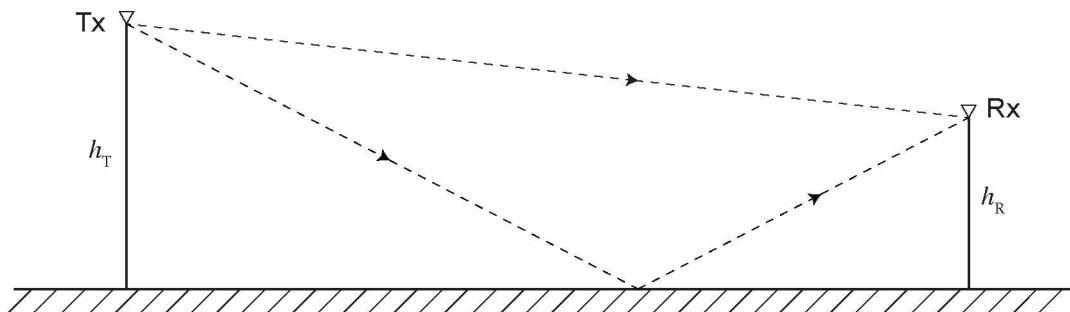
Fonte: *The Mobile Radio Propagation Channel* [2].

2.3.3 Propagação em terreno plano

Quando a propagação é em VHF e UHF para cobertura local, a distância entre as antenas é pequena em relação ao raio da Terra. Com isso, a curvatura da Terra pode ser desconsiderada e a situação passa a ser chamada de propagação em terreno plano. Ainda, é razoável considerar que a incidência é rasante, ou seja, $\rho = -1$, pois, em geral, as alturas das antenas são pequenas em relação à distância de separação das mesmas.

Dessa maneira, o modelo apresentado na Figura 6 pode ser simplificado para o caso mostrado na Figura 8. Esse modelo simplificado foi muito estudado e é razoavelmente preciso na predição de larga escala⁴ da intensidade de campo em uma grande faixa de distâncias [1].

Figura 8 – Modelo de dois raios da propagação em terreno plano.



Fonte: *The Mobile Radio Propagation Channel* [2].

Como foi considerado incidência rasante, então a Equação (35) se reduz às Equações (36a) a (36d).

$$E = E_d (1 - e^{-j\Delta\phi}) \quad (36a)$$

$$E = E_d [1 - \cos(\Delta\phi) + j \sin(\Delta\phi)] \quad (36b)$$

$$|E| = |E_d| \sqrt{[1 - \cos^2(\Delta\phi)] + \sin^2(\Delta\phi)} \quad (36c)$$

$$|E| = 2 |E_d| \sin\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \quad (36d)$$

⁴ Modelos de propagação de larga escala são aqueles que caracterizam a intensidade média do sinal ao longo de grandes distâncias de separação Tx–Rx. São muito utilizados na estimativa de área de cobertura.

Da Equação (33b), $\Delta\phi = \frac{4\pi h'_T h'_R}{\lambda d}$ e, na propagação em terreno plano, $h'_T = h_T$ e $h'_R = h_R$. Portanto, chega-se à Equação (37).

$$|E| = 2|E_d| \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right) \quad (37)$$

A Equação (37) fornece o valor de intensidade do campo elétrico no caso da propagação em terreno plano.

Muitas vezes, é necessário o conhecimento da potência recebida, então basta converter o resultado da Equação (37) utilizando a Equação (38), resultando nas Equações (39a) e (39b).

Sabe-se que

$$P_R = WA = \frac{E^2 A}{\eta} \quad (38)$$

em que: W é a densidade de potência no ponto desejado, A é a área efetiva da antena receptora e η é a impedância característica do meio. Então, substituindo o campo elétrico pelo valor da Equação (37) e utilizando $\eta = 120\pi$, tem-se que:

$$P_R = \frac{\left[2|E_d| \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right)\right]^2 A}{120\pi} \quad (39a)$$

$$P_R = \frac{4|E_d|^2 \operatorname{sen}^2\left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right) A}{120\pi} \quad (39b)$$

Utilizando a Equação (10b), pode-se escrever que $E_d = \frac{\sqrt{30P_T G_T}}{d}$, então obtém-se as Equações (40a) e (40b).

$$P_R = \frac{4\left(\frac{30P_T G_T}{d^2}\right) \operatorname{sen}^2\left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right) A}{120\pi} \quad (40a)$$

$$P_R = \frac{P_T G_T \operatorname{sen}^2\left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right) A}{\pi d^2} \quad (40b)$$

Como a área efetiva da antena receptora é dada por $A = \frac{G_R \lambda^2}{4\pi}$, então a relação entre as potências recebida e transmitida é tal como mostrada na Equação (41).

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{2\pi d}\right)^2 \operatorname{sen}^2\left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right) \quad (41)$$

Como foi considerado incidência rasante ($d \gg h_T, h_R$), então pode-se aproximar $\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right) \approx \frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}$. Dessa maneira, a Equação (41) torna-se a Equação (42b).

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{2\pi d}\right)^2 \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right)^2 \quad (42a)$$

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{h_T h_R}{d^2}\right)^2 \quad (42b)$$

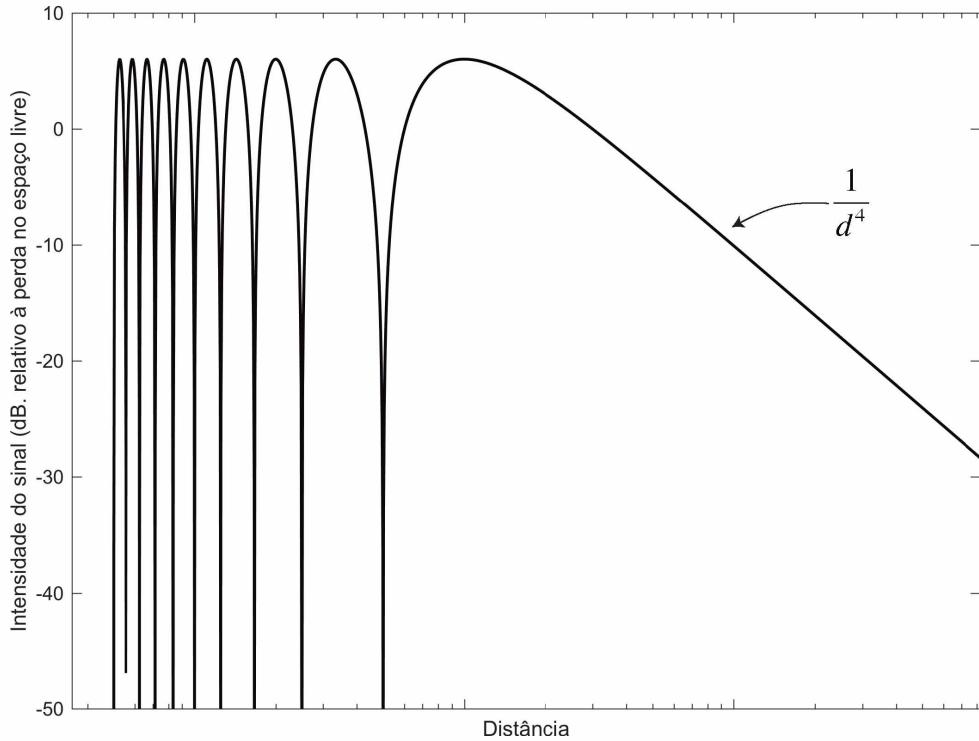
A Equação (42b) é conhecida como a equação da propagação em terreno plano. Quando comparada com a Equação para o espaço livre, Equação (7b), existem duas diferenças importantes:

- Como foi considerada incidência rasante, a diferença de fase entre os raios direto e refletido é muito pequena e, com isso, o termo do comprimento de onda foi cancelado, tornando a Equação (42b) independente da frequência [2];
- Na Equação (42b), a potência recebida tem relação com o inverso da quarta potência da distância. Por outro lado, na Equação (7b), a relação é com o inverso do quadrado da distância, ou seja, na Equação (42b) existe uma queda mais rápida da potência recebida com o aumento da distância [2].

Além disso, é muito importante ressaltar que a Equação (42b) é válida apenas para situações onde $d \gg h_T, h_R$. Próximo ao transmissor, onde, geralmente, essa condição não é satisfeita, a Equação (41) deve ser utilizada e a intensidade do sinal recebido oscila, conforme mostra a Figura 9.

Para distâncias menores, a Figura 9 mostra, claramente, as oscilações da intensidade do sinal. Conforme a distância aumenta, o comportamento é o mesmo da Equação (42b), na qual a potência recebida cai com a quarta potência da distância.

Figura 9 – Variação da intensidade do sinal recebido para o modelo de terreno plano.



Fonte: *The Mobile Radio Propagation Channel* [2].

Como de costume, pode-se expressar a perda de potência da Equação (42b) em decibéis. Definindo L_{PE} como a perda da propagação em terreno plano (de *plane Earth loss*), seu valor é calculado pelas Equações (43a) a (43c).

$$L_{PE} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_T}{P_R} \right) \quad (43a)$$

$$L_{PE} = -10 \log_{10} \left[G_T G_R \left(\frac{h_T h_R}{d^2} \right)^2 \right] \quad (43b)$$

$$L_{\text{PE}} = -10 \log_{10}(G_T) - 10 \log_{10}(G_R) - 20 \log_{10}(h_T) - 20 \log_{10}(h_R) + 40 \log_{10}(d) \quad (43c)$$

Considerando antenas isotrópicas, a perda básica da propagação em terreno plano é obtida pela Equação (44).

$$L_{\text{BPE}} = -20 \log_{10}(h_T) - 20 \log_{10}(h_R) + 40 \log_{10}(d) \quad (44)$$

Finalmente, é importante considerar que o modelo de terreno plano é razoavelmente preciso quando a curvatura da Terra pode ser desconsiderada. É possível estabelecer um limite para sua utilização em função da distância entre os terminais de acordo com a Equação (45).

$$d \leq \frac{80,4672}{\sqrt[3]{f_{\text{MHz}}}} \quad [\text{km}] \quad (45)$$

Fonte: *Propagation Engineering in Wireless Communications* [4].

Para distâncias maiores do que a encontrada pela Equação (45), a curvatura da Terra começa a ter efeito significativo sobre a intensidade do campo. A Tabela 2 mostra a relação entre as distâncias máximas e a frequência de operação.

Tabela 2 – Distâncias máximas para utilização do modelo de terreno plano.

Frequência	Distância
30 MHz	25,9 km
300 MHz	12 km
3000 MHz	5,58 km

Quando a distância entre os terminais é grande o suficiente de modo que a curvatura da Terra deva ser considerada, então o modelo de terreno esférico, apresentado na Equação (35), é que deve ser utilizado para o cálculo de campo.

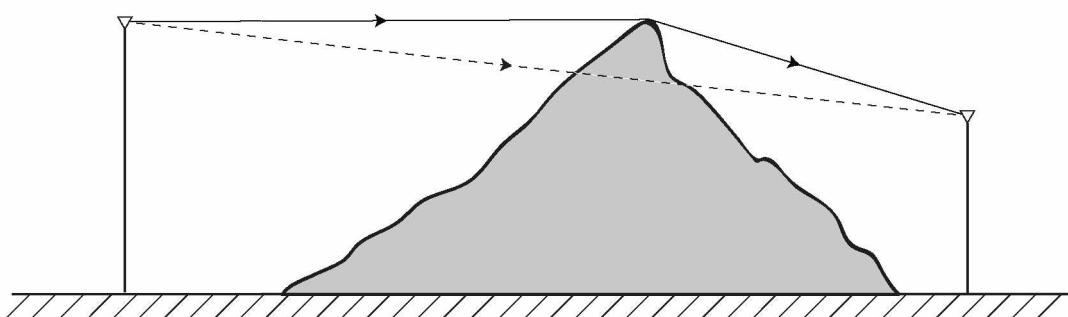
2.3.4 Propagação por difração

A difração é um fenômeno muito importante quando se trata de propagação de ondas, tanto eletromagnéticas, como mecânicas. O mecanismo da difração é fundamental, pois permite que os sinais de rádio se propaguem ao redor da superfície curvada da Terra, além do horizonte, e, também, “contornem” obstáculos existentes na linha de visada entre os terminais.

Por outro lado, o “custo” da difração é a atenuação que o sinal experimenta (principalmente à medida que o receptor se aproxima da região sombreada pelos obstáculos). Ainda assim, muitas vezes, o campo difratado continua com intensidade suficiente para produzir um sinal utilizável no receptor. Portanto, muitas vezes, a comunicação apenas ocorre devido ao fenômeno da difração.

A Figura 10 ilustra o que ocorre na difração. O raio direto (tracejado) é impedido pela obstrução, mas, mesmo assim, a comunicação pode ocorrer, como mostram os raios com traço cheio. A qualidade da comunicação depende se a intensidade do campo difratado (que foi atenuado) é suficiente para a aplicação.

Figura 10 – Comunicação que ocorre em razão da difração.

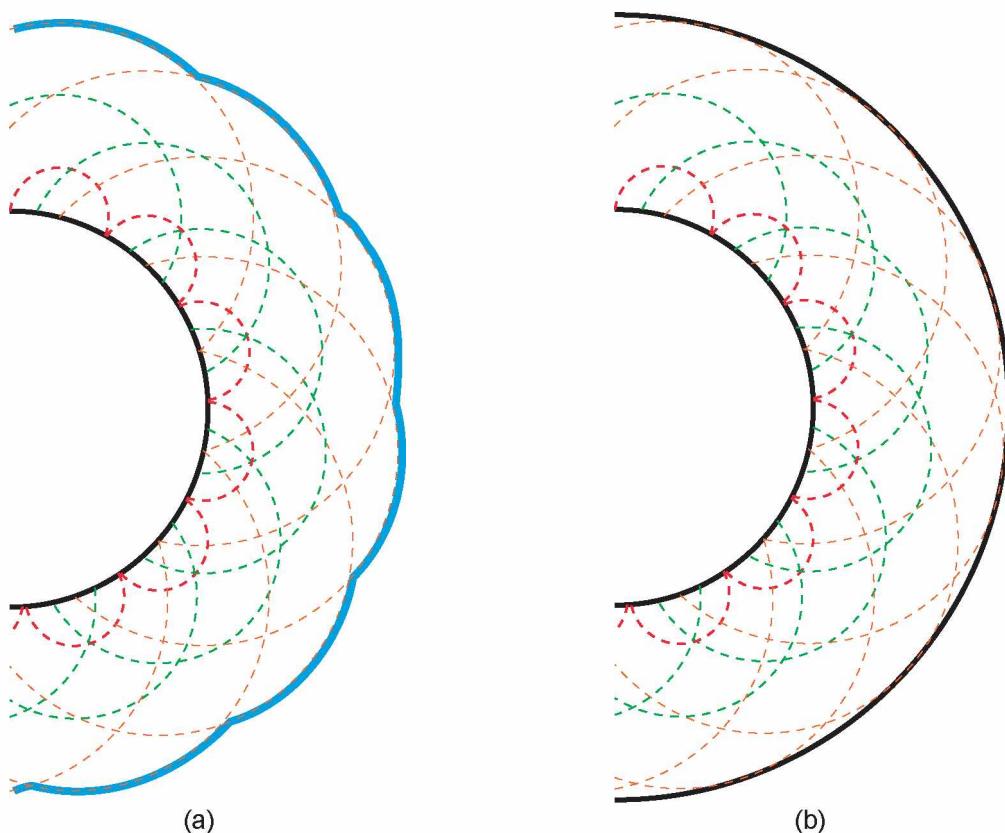


Fonte: Elaborada pelo autor.

O fenômeno da difração pode ser explicado pelo princípio de Huygens. Ele pode ser deduzido através das equações de Maxwell e é muito útil na solução desse problema de propagação. Segundo Huygens, cada ponto de uma frente de onda se comporta como uma fonte pontual de outras pequenas ondaletas (ou “ondinhas”), de maneira que a composição de todas elas forma uma nova frente de onda na mesma direção e sentido de propagação originais.

A Figura 11 ilustra esse efeito para uma frente de onda esférica. Pode-se observar, na Figura 11(a), que os centros dos arcos vermelhos são pontos da frente de onda original. Esses pontos geram novas ondaletas (tracejadas em vermelho, verde e laranja) que interferem entre si e formam uma nova frente de onda (azul claro). Imaginando que isso ocorre em infinitos pontos da frente de onda original, a Figura 11(b) mostra o resultado da nova frente de onda formada.

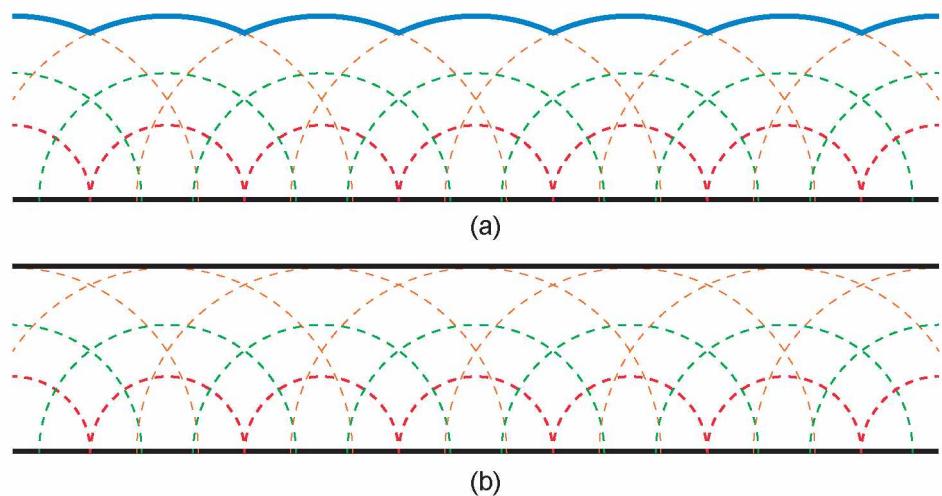
Figura 11 – Princípio de Huygens na propagação de uma onda esférica.



Fonte: Elaborada pelo autor.

De modo semelhante, o princípio de Huygens também pode ser aplicado no caso de uma onda plana, como mostrado na Figura 12. Da mesma forma, na Figura 12(a), os centros dos arcos vermelhos são pontos da frente da onda original que geram novas ondaletas (tracejadas em vermelho, verde e laranja), as quais formam uma nova frente de onda (azul claro). Estendendo esse conceito para infinitos pontos, a Figura 12(b) mostra o resultado da nova frente de onda formada.

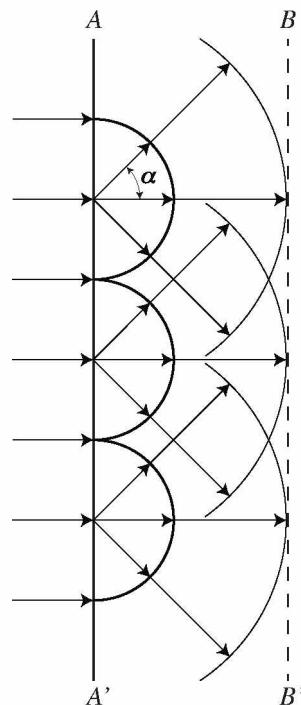
Figura 12 – Princípio de Huygens na propagação de uma onda plana.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Visto o funcionamento do princípio de Huygens, é preciso uma análise mais detalhada para o entendimento da difração. A Figura 13 mostra uma frente de onda plana na posição AA' em determinado instante de tempo. Conforme Huygens, pequenas ondas se originam de cada ponto do segmento AA' e formam uma nova frente de onda na posição BB' após certo intervalo de tempo.

Figura 13 – Propagação de uma onda plana.



Fonte: *The Mobile Radio Propagation Channel* [2].

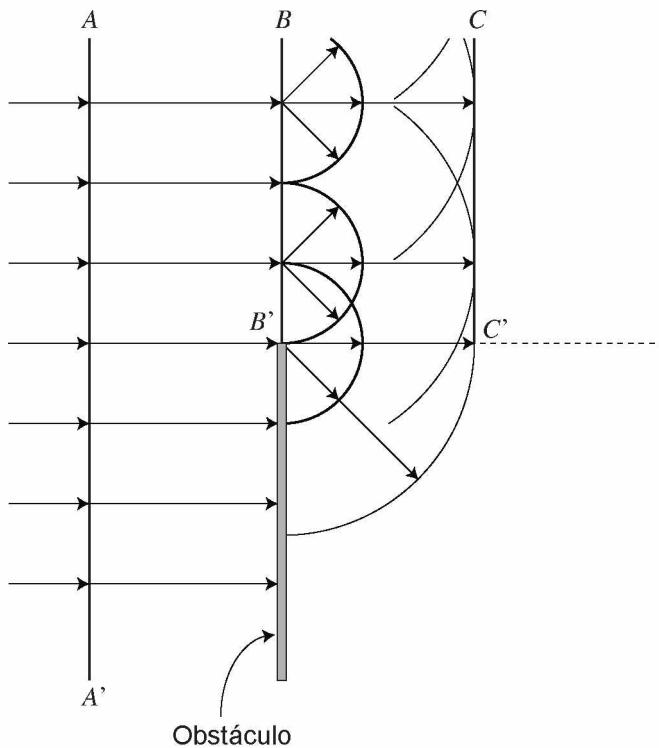
Então, sabendo que a onda se propaga apenas na direção e sentido de AA' para BB' , é possível inferir que as fontes pontuais ao longo de AA' não podem ser isotrópicas, ou seja, a amplitude das pequenas ondas secundárias não é uniforme em todas as direções. Para modelar isso, considera-se um ângulo α entre uma direção qualquer e a direção de propagação da onda plana, como está ilustrado na Figura 13. É razoável afirmar que a amplitude de uma onda secundária é proporcional a $\cos^2(\alpha/2)$. Isso satisfaz duas condições essenciais:

- Na direção de propagação, a amplitude é proporcional a $\cos^2 0 = 1$. Essa amplitude é máxima. Em qualquer outra direção, ela será menor;
- Na direção oposta à de propagação ($\alpha = 180^\circ$), a amplitude é proporcional a $\cos^2(90^\circ) = 0$, ou seja, é nula.

As duas condições anteriores garantem que a onda se propague na direção e sentido de AA' para BB' . Além disso, o fato de se considerar que infinitos pontos em AA' geram ondas secundárias torna AA' uma fonte contínua e distribuída de ondas eletromagnéticas. Logo, o campo em BB' é obtido por uma expressão integral. A solução dessa equação integral mostra que o valor do campo, em qualquer ponto de BB' , é exatamente o mesmo que no ponto mais próximo em AA' , mas com a fase atrasada de $2\pi d/\lambda$ (d é a distância entre BB' e AA'). Dessa maneira, fica claro que o comportamento das ondas é de se propagar ao longo de linhas retas normais à frente de onda. No entanto, esse resultado se aplica apenas se a frente de onda for infinita ou, na prática, se AA' for grande comparado ao comprimento de onda.

Por outro lado, a Figura 14 mostra uma situação em que uma frente de onda encontra um obstáculo, então a suposição anterior não é válida. De acordo com a teoria de raios, após o obstáculo (considerado impenetrável ou perfeitamente absorvedor), existiria apenas uma frente de onda semi-infinita CC' , ou seja, não existiria campo eletromagnético na região sombreada abaixo da linha tracejada BC . No entanto, o princípio de Huygens mostra que as ondas secundárias originadas em todos os pontos de BB' se propagam para a região sombreada, de modo que o campo, nessa região, seja o resultado da interferência de todas elas. Este efeito, das ondas se encurvarem ao passar por uma obstrução, é chamado de difração.

Figura 14 – Difração de uma onda plana na quina de um obstáculo semi-infinito.



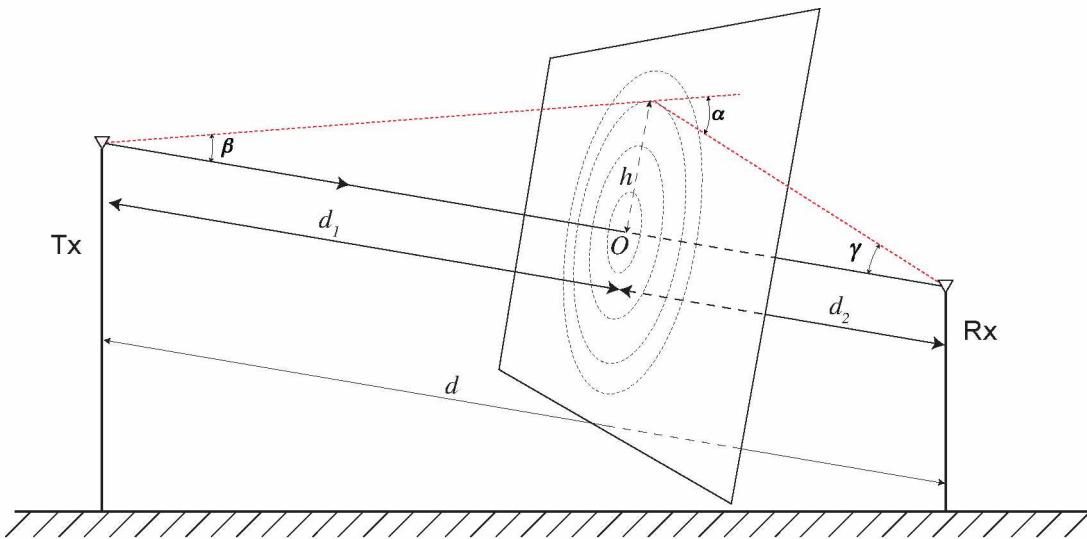
Fonte: *The Mobile Radio Propagation Channel* [2].

Muitas vezes, é a difração que possibilita a comunicação, pois ela faz com que as ondas contornem os obstáculos. Evidentemente, isso acarreta perdas na intensidade do sinal e pode degradá-lo de forma que se torne inutilizável pelo sistema de comunicação. Então, é importante quantificar essa atenuação.

Seja um sistema de comunicação em que transmissor e receptor têm visada direta, como mostra a Figura 15. Nessa figura, foi desenhado um plano normal à linha de visada e algumas circunferências com centro no ponto O (esse ponto é a interseção do plano com a linha de visada). Evidentemente, o menor percurso Tx-Rx é o da linha de visada direta (percurso Tx- O -Rx). Qualquer outro caminho de propagação que passe por algum ponto das circunferências (o caminho em vermelho tracejado, por exemplo) terá comprimento maior. Essa família de circunferências é utilizada na definição das zonas de Fresnel, que são um importante parâmetro para análise da difração.

De acordo com a geometria da Figura 15, as Equações (46a) a (46c) calculam a diferença de percurso entre o raio direto e o raio vermelho tracejado.

Figura 15 – Família de circunferências das zonas de Fresnel.



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$\Delta = \sqrt{d_1^2 + h^2} + \sqrt{d_2^2 + h^2} - (d_1 + d_2) \quad (46a)$$

$$\Delta = \sqrt{d_1^2 \left(1 + \frac{h^2}{d_1^2}\right)} + \sqrt{d_2^2 \left(1 + \frac{h^2}{d_2^2}\right)} - (d_1 + d_2) \quad (46b)$$

$$\Delta = d_1 \sqrt{1 + \frac{h^2}{d_1^2}} + d_2 \sqrt{1 + \frac{h^2}{d_2^2}} - (d_1 + d_2) \quad (46c)$$

Considerando que $h \ll d_1, d_2$, então, $\frac{h^2}{d_1^2}, \frac{h^2}{d_2^2} \ll 1$. Com isso, pode-se utilizar a

aproximação $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}$ ($x \ll 1$) na Equação (46c). Assim, obtém-se as Equações (47a) a (47c).

$$\Delta \approx d_1 \left(1 + \frac{h^2}{2d_1^2}\right) + d_2 \left(1 + \frac{h^2}{2d_2^2}\right) - (d_1 + d_2) \quad (47a)$$

$$\Delta \approx \frac{h^2}{2} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2}\right) \quad (47b)$$

$$\Delta \approx \frac{h^2}{2} \left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2}\right) \quad (47c)$$

Uma vez calculada a diferença de percurso, a diferença de fase entre os dois raios é calculada pelas Equações (48a) e (48b).

$$\Delta\phi = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} \quad (48a)$$

$$\Delta\phi \cong \frac{\pi h^2}{\lambda} \left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right) \quad (48b)$$

A Equação (49) define o parâmetro de difração de Fresnel-Kirchhoff como:

$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} \quad (49)$$

Então, a Equação (48b) torna-se a Equação (50).

$$\Delta\phi \cong \frac{\pi v^2}{2} \quad (50)$$

Pode-se, também, escrever a diferença de fase em função do ângulo α da Figura 15. Por geometria plana, sabe-se que α pode ser escrito como mostrado na Equação (51).

$$\alpha = \beta + \gamma \quad (51)$$

Então, a tangente de α pode ser encontrada utilizando as Equações (52a) a (52d).

$$\tan \alpha = \tan(\beta + \gamma) \quad (52a)$$

$$\tan \alpha = \frac{\tan \beta + \tan \gamma}{1 - \tan \beta \tan \gamma} \quad (52b)$$

$$\tan \alpha = \frac{\frac{h}{d_1} + \frac{h}{d_2}}{1 - \frac{\frac{h}{d_1} \frac{h}{d_2}}{d_1 d_2}} \quad (52c)$$

$$\tan \alpha = \frac{h \left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right)}{1 - \frac{h^2}{d_1 d_2}} \quad (52d)$$

Como foi considerado que $h \ll d_1, d_2$, então $\frac{h^2}{d_1 d_2} \ll 1$ e esse termo pode ser desconsiderado da Equação (52d). Logo, obtém-se a Equação (53).

$$\tan \alpha = h \left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right) \quad (53)$$

Ainda, devido a $h \ll d_1, d_2$, pode-se aproximar $\alpha \approx \tan \alpha$ e a Equação (53) é substituída pela Equação (54).

$$\alpha \approx h \left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right) \quad (54)$$

Com isso, o parâmetro de Fresnel-Kirchhoff pode ser obtido pelas Equações (55a) e (55b).

$$v = \frac{\alpha \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}}}{\left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right)} \quad (55a)$$

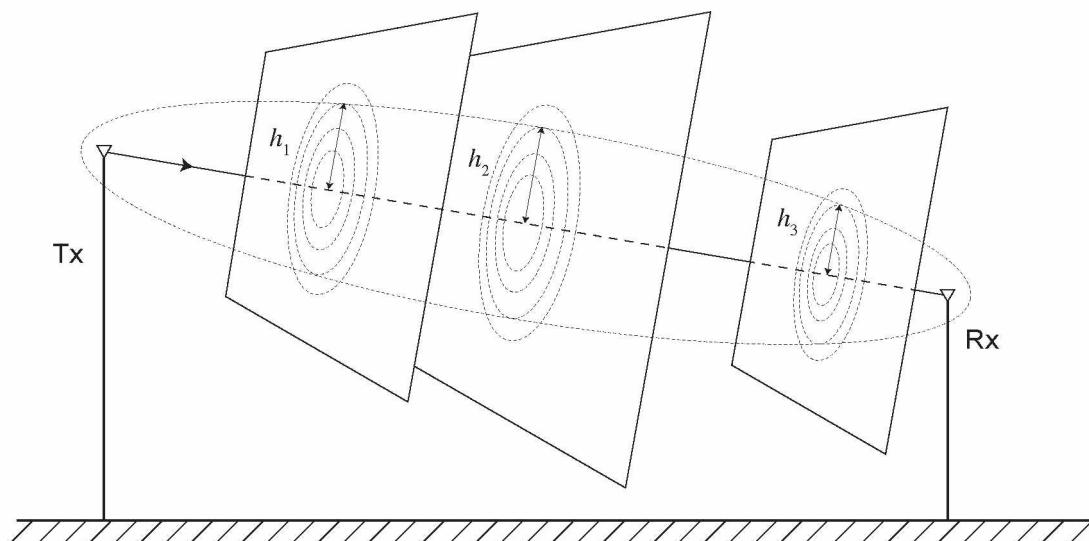
$$v = \alpha \sqrt{\frac{2d_1 d_2}{\lambda(d_1 + d_2)}} \quad (55b)$$

Portanto, a diferença de fase, em função de α , é obtida pela Equação (56).

$$\Delta\phi \approx \frac{\pi \alpha^2}{\lambda} \left(\frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2} \right) \quad (56)$$

Anteriormente, foi citado neste capítulo que as circunferências desenhadas no plano da Figura 15 definem as zonas de Fresnel. Imaginando que se deseja construir tais circunferências de maneira que a diferença de caminho entre um raio que passa por alguma delas e o raio direto seja $n\lambda/2$, com n inteiro, então, claramente, os raios dessas circunferências dependerão da posição em que o plano foi traçado, como mostra a Figura 16.

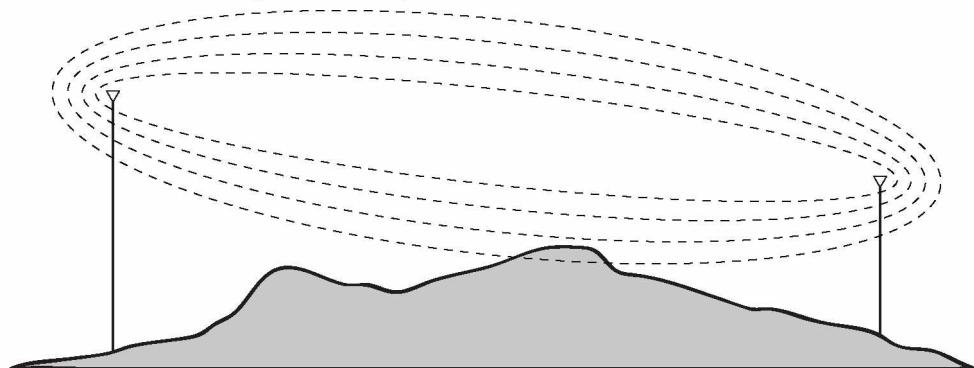
Figura 16 – Definição das zonas de Fresnel.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Como mostra a Figura 16 ($h_3 < h_1 < h_2$), os raios serão máximos na metade do caminho ($d_1 = d_2$) e diminuirão à medida que o plano se aproxima dos terminais. Dessa maneira, o lugar geométrico dos pontos em que a diferença de caminho é $n\lambda/2$ define uma família de elipsóides, como mostra a Figura 17.

Figura 17 – Elipsóides das zonas de Fresnel.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O volume do elipsoide para o qual $n=1$ é chamado de primeira zona de Fresnel; o volume compreendido entre esse primeiro elipsoide e o elipsoide para o qual $n=2$ é chamado de segunda zona de Fresnel, e assim por diante. Para cada posição de plano traçado, os raios das circunferências correspondentes aos membros da família podem ser encontrados em função de n , de acordo com a Equação (57).

$$h = r_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (57)$$

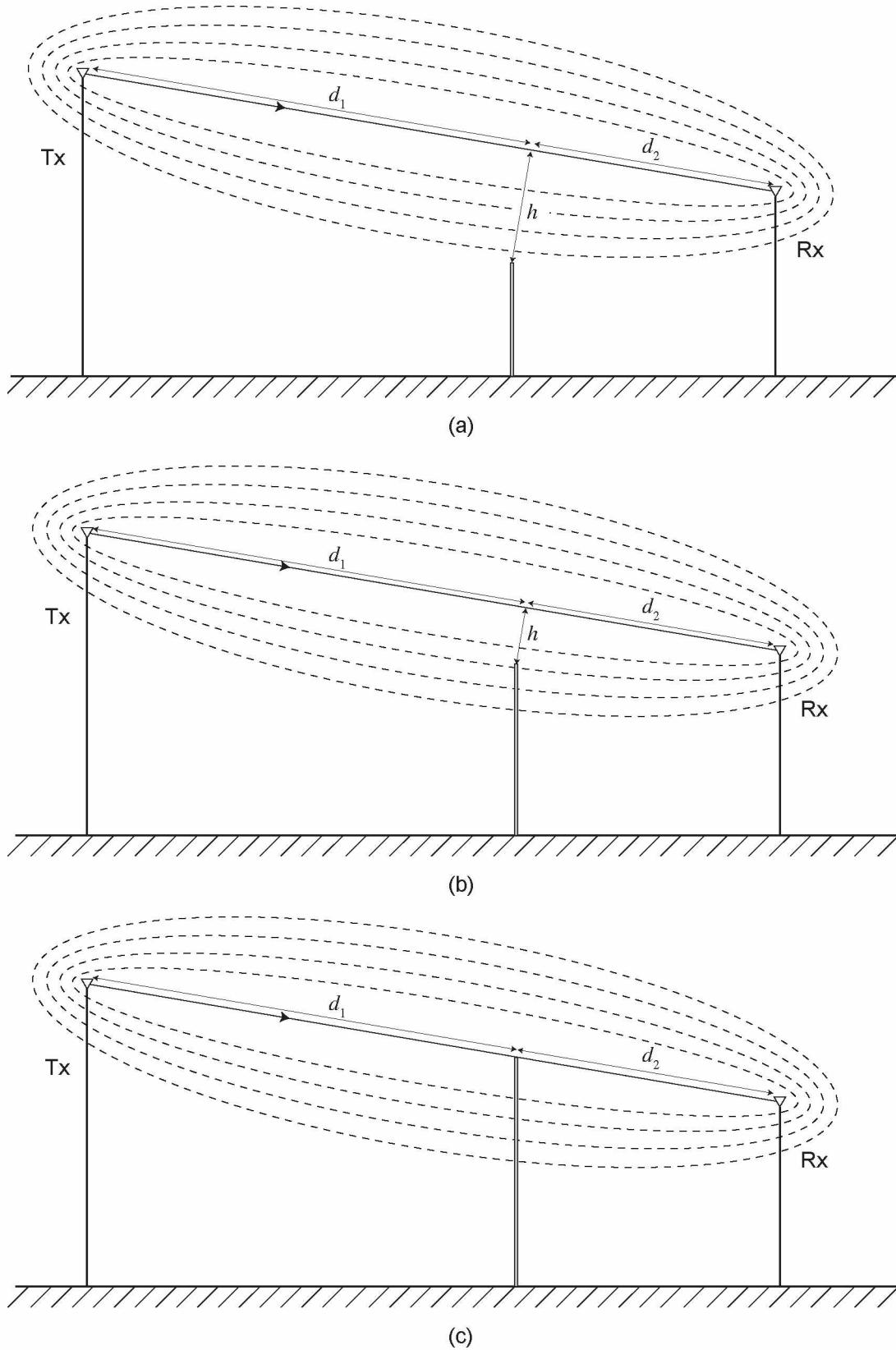
em que d_1 e d_2 definem a posição do plano.

A Figura 18(a) mostra um cenário semelhante ao da Figura 15, porém com um obstáculo colocado entre o transmissor e o receptor, mas a uma altura bem abaixo da linha de visada. Nessas condições, a influência do obstáculo é mínima e o valor do campo elétrico no receptor, E_0 , é obtido pela equação da propagação no espaço livre – Equação (12).

À medida que a altura do obstáculo aumenta, ou seja, mais zonas de Fresnel são obstruídas abaixo da linha de visada, como mostra a Figura 18(b), a intensidade do campo elétrico no Rx começa a oscilar em torno de E_0 . A amplitude de tal oscilação também aumenta, até que o topo do obstáculo esteja alinhado com Tx e Rx e não haja mais visada direta. Nesse caso, como ilustra a Figura 18(c), o valor do campo elétrico será $\frac{E_0}{2}$. Se a altura do obstáculo ultrapassa esse nível, então a oscilação cessa e a intensidade de campo passa a decrescer monotonicamente.

Para quantificar esses efeitos observados, utiliza-se a Teoria Clássica da Difração da seguinte maneira: o obstáculo é substituído por um plano semi-infinito, perfeitamente absorvedor e na mesma posição. Ele deve ser normal à linha de visada e infinito em todas as direções, exceto na vertical, na qual deve terminar na altura da obstrução original. A difração que ocorre nesse cenário é chamada de difração por gume de faca [2].

Figura 18 – Três cenários diferentes de obstáculo posicionado entre Tx e Rx.



Fonte: Elaborada pelo autor.

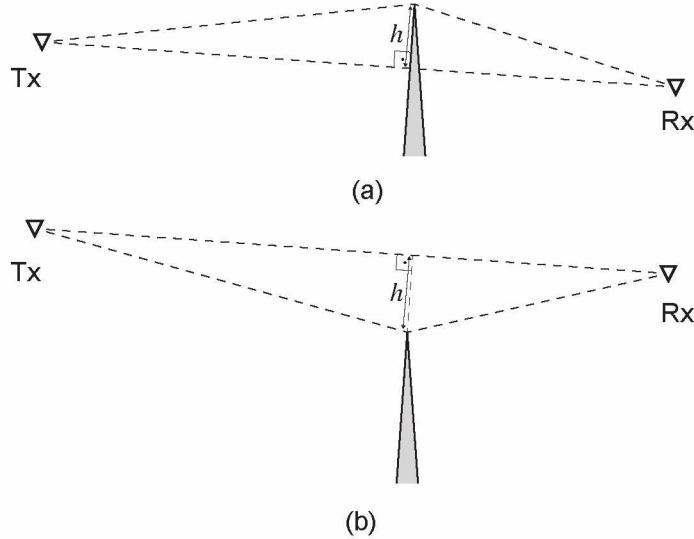
A intensidade de campo no receptor das Figuras 18(a), (b) e (c) é determinada pela soma de todas as fontes secundárias de Huygens que estão no plano, acima da obstrução, e pode ser expressa pela integral complexa de Fresnel, mostrada na Equação (58).

$$E = E_0 \left(\frac{1+j}{2} \right) \int_v^{\infty} e^{-j\frac{\pi}{2}t^2} dt \quad (58)$$

em que v é o parâmetro de difração de Fresnel-Kirchhoff, obtido pela Equação (49).

É importante observar, nas Figuras 19(a) e (b), que, quando a linha de visada direta está obstruída, h e v são positivos e, quando não está obstruída, h e v são negativos.

Figura 19 – Difração por gume de faca: (a) h e v positivos; (b) h e v negativos.



Fonte: *The Mobile Radio Propagation Channel* [2].

Aplicando a identidade de Euler da Equação (59) na Equação (58), chega-se às Equações (60a) e (60b).

$$e^{\pm j\theta} = \cos \theta \pm j \sin \theta \quad (59)$$

$$E = E_0 \left(\frac{1+j}{2} \right) \int_v^{\infty} \cos\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) - j \sin\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt \quad (60a)$$

$$E = E_0 \left(\frac{1+j}{2} \right) \left[\int_v^{\infty} \cos\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt - j \int_v^{\infty} \sin\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt \right] \quad (60b)$$

A primeira integral da Equação (60b) pode ser escrita como apresentado nas Equações (61a) e (61b).

$$\int_v^{\infty} \cos\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt = \int_0^{\infty} \cos\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt - \int_0^v \cos\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt \quad (61a)$$

$$\int_v^{\infty} \cos\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt = \frac{1}{2} - C(v) \quad (61b)$$

em que $C(v) = \int_0^v \cos\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt$ é a integral cosseno de Fresnel.

De maneira similar, a segunda integral da Equação (60b) pode ser escrita na forma das Equações (62a) e (62b).

$$\int_v^{\infty} \sin\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt = \int_0^{\infty} \sin\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt - \int_0^v \sin\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt \quad (62a)$$

$$\int_v^{\infty} \sin\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt = \frac{1}{2} - S(v) \quad (62b)$$

em que $S(v) = \int_0^v \sin\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt$ é a integral seno de Fresnel.

Assim, substituindo as Equações (61b) e (62b) na Equação (60b), ela se torna a Equação (63b).

$$E = E_0 \left(\frac{1+j}{2} \right) \left\{ \left[\frac{1}{2} - C(v) \right] - j \left[\frac{1}{2} - S(v) \right] \right\} \quad (63a)$$

$$\frac{E}{E_0} = \left(\frac{1+j}{2} \right) \left\{ \left[\frac{1}{2} - C(v) \right] - j \left[\frac{1}{2} - S(v) \right] \right\} \quad (63b)$$

Expressando a Equação (63b) em termos de uma perda positiva, em dB, a perda por gume de faca, L_{GF} , é obtida utilizando as Equações (64a) e (64b).

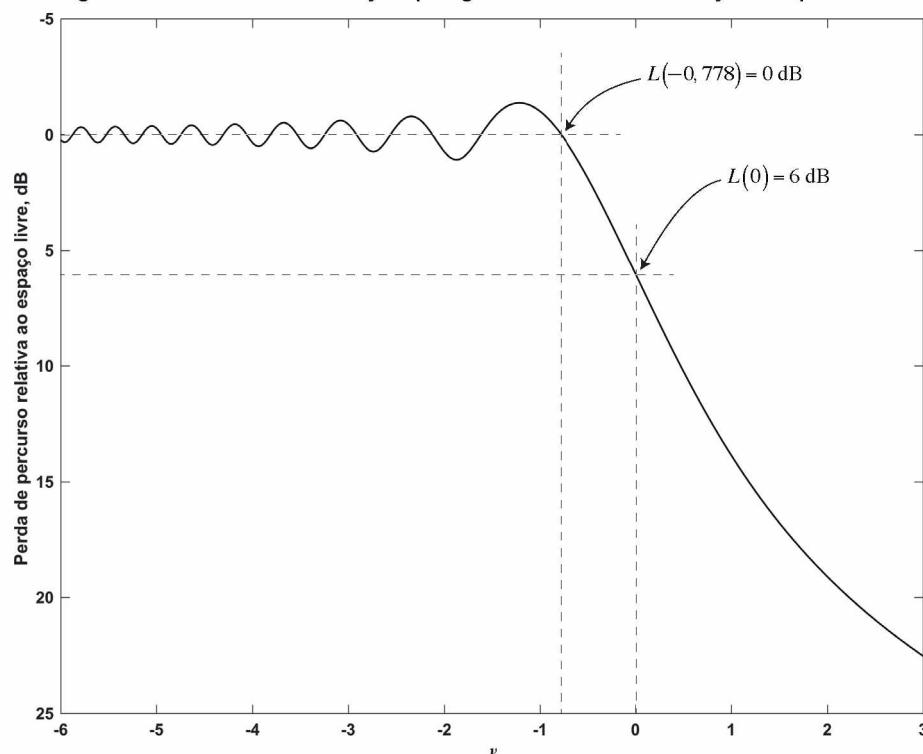
$$L_{GF} = 20 \log_{10} \left| \frac{E_0}{E} \right| \quad (64a)$$

$$L_{GF} = -20 \log_{10} \left| \left(\frac{1+j}{2} \right) \left[\left(\frac{1}{2} - C(v) \right) - j \left(\frac{1}{2} - S(v) \right) \right] \right| \quad (64b)$$

A Figura 20 ilustra a perda da difração por gume de faca relativa à perda no espaço livre, em dB, em função do parâmetro v . Para um receptor na região de sombra ($v > 0$), a perda de percurso aumenta suavemente; para um receptor acima da região de sombra ($v < 0$), a perda de percurso oscila em torno do seu valor no espaço livre. Conforme v se torna muito negativo, mais zonas de Fresnel estão livres e a amplitude da oscilação diminui. Quando $v \rightarrow 0$ (raio rasante ao obstáculo), a perda é de 6,0206 dB, ou seja, a intensidade de campo é metade daquela produzida se a propagação fosse no espaço livre.

Uma maneira de eliminar a perda adicional da difração é fazer $v \approx -0,778$, o que equivale a aproximadamente 56% da primeira zona de Fresnel livre de obstruções. Na prática, os projetistas tentam fazer com que o máximo da primeira zona de Fresnel esteja livre de obstruções.

Figura 20 – Perda da difração por gume de faca em função do parâmetro v .



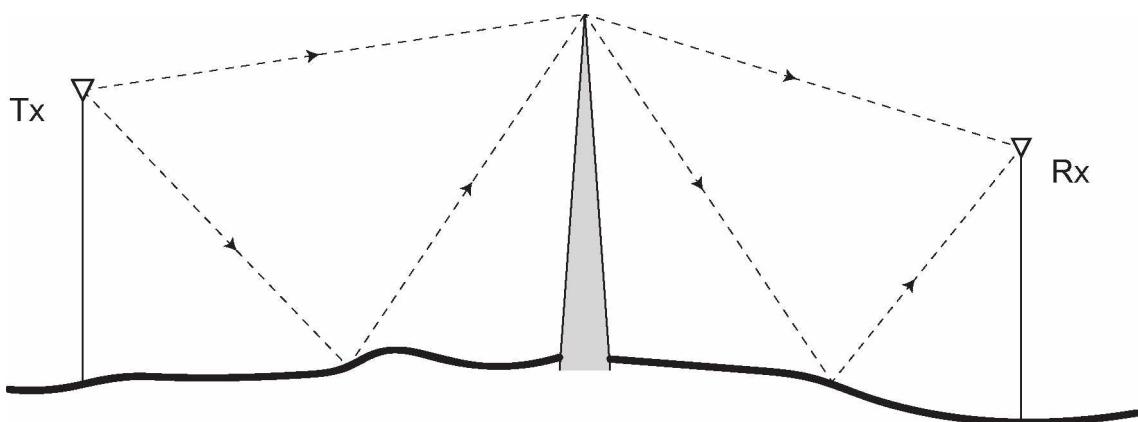
Fonte: Elaborada pelo autor.

Uma alternativa à utilização da curva da Figura 20, ou da Equação (64b), é utilizar aproximações simples para calcular a perda. Lee [5] desenvolveu algumas dessas aproximações, apresentadas na Equação (65).

$$L_{GF}(v) = \begin{cases} -20 \log_{10}(0,5 - 0,62v) & -0,8 < v < 0 \\ -20 \log_{10}(0,5e^{-0,95v}) & 0 < v < 1 \\ -20 \log_{10}\left(0,4 - \sqrt{0,1184 - (0,38 - 0,1v)^2}\right) & 1 < v < 2,4 \\ -20 \log_{10}\left(\frac{0,225}{v}\right) & v > 2,4 \end{cases} \quad (65)$$

A análise anterior desconsiderou a possibilidade de reflexões no solo em ambos os lados do obstáculo, como mostra a Figura 21.

Figura 21 – Difração em gume de faca com reflexões no solo.



Fonte: *The Mobile Radio Propagation Channel* [2].

Nessa situação, quatro percursos devem ser considerados no cálculo do campo no receptor. Os quatro raios percorrerão distâncias diferentes e terão fases diferentes no ponto de recepção e o parâmetro v será diferente para cada caso. Então, o campo deve ser calculado através da Equação (66) [2]:

$$E = E_0 \sum_{k=1}^4 L(v_k) e^{j\phi_k} \quad (66)$$

Em algumas situações, pode ocorrer a reflexão apenas do lado do transmissor ou do receptor, então haverá apenas três raios a se considerar [2].

2.4 Considerações Finais

Esse capítulo apresentou e caracterizou as faixas de frequências VHF e UHF devido à sua importância para os serviços de telecomunicações terrestres. Foram apresentadas características da propagação nessas bandas que fazem com que elas sejam ideais para uso nos sistemas de comunicação terrestre, justificando sua ampla utilização por diversos serviços.

Além disso, os principais mecanismos de propagação que ocorrem quando se utiliza tais bandas para comunicações terrestres foram apresentados e analisados. As bases do cálculo de perda de propagação foram apresentadas com o mecanismo de propagação no espaço livre e também foram consideradas a propagação sobre terreno esférico e terreno plano.

Em geral, para pequenas distâncias de propagação, pode-se desconsiderar a curvatura da Terra e, então, utilizar o modelo de terreno plano. No entanto, quando as distâncias são grandes e a curvatura da Terra deve ser considerada, então o modelo de terreno esférico deve ser utilizado.

Além disso, este capítulo apresentou as bases da propagação por difração, caracterizando qualitativa e quantitativamente esse mecanismo de propagação. Foram apresentados os recursos matemáticos necessários para se fazer o cálculo da difração sobre um gume de faca e essa base é importante para a aplicação dos métodos dos capítulos seguintes.

Tendo definido esses pontos, o próximo capítulo tratará da aplicação dos mecanismos estudados na propagação sobre terrenos irregulares.

3 PROPAGAÇÃO EM TERRENOS IRREGULARES

3.1 Introdução

Como citado no Capítulo 2 deste trabalho, a maioria dos serviços que utilizam as bandas VHF e UHF opera sobre regiões urbanas e rurais e sua cobertura é, essencialmente, local. Alguns exemplos típicos são a difusão de rádio e televisão. As áreas de cobertura desses sistemas são, em geral, grandes, tais como bairros e cidades e suas áreas rurais. Então, dentro de um percurso de propagação, é comum que o terreno contenha irregularidades e é preciso considerar os efeitos dessa topografia na previsão da intensidade de campo.

Em áreas com terreno irregular, tem-se, basicamente, dois cenários principais:

1. as irregularidades não são muito intensas, mas a alta rugosidade do terreno causa reflexões difusas. Isso minimiza a contribuição das ondas refletidas pela Terra na composição do campo elétrico recebido;
2. irregularidades mais intensas, tais como morros e vales, podem afetar o campo por meio da difração, obstruindo as zonas de Fresnel do enlace ou obstruindo a visada direta.

Considerando os cenários apresentados acima e os fenômenos de propagação estudados no Capítulo 2, este capítulo descreve o cálculo de campo elétrico nos terrenos irregulares.

3.2 Rugosidade do Terreno

Nas análises de reflexão em terreno plano e terreno esférico, a superfície refletora foi considerada suave e a reflexão, especular. No entanto, quando a superfície é rugosa (caso real da Terra), não é válido admitir que a reflexão será especular, mas deve-se trabalhar com reflexão difusa, pois a onda incidente encontra várias superfícies de reflexão diferentes.

O efeito da reflexão difusa é semelhante a um espalhamento. Portanto, apenas uma pequena parcela da energia incidente é refletida na direção da antena de recepção. Dessa maneira, a sua contribuição na composição do campo elétrico recebido será pequena e, muitas vezes, dependendo do grau de espalhamento, as componentes refletidas podem ser desconsideradas. Então, é necessário um estudo

para quantificar e classificar a rugosidade do terreno, a fim de considerar, ou não, as reflexões na composição do campo elétrico.

Evidentemente, uma superfície considerada rugosa para uma determinada frequência e ângulo de incidência pode ser considerada lisa para outras frequências e ângulos de incidência. Um critério de classificação muito usado e que considera esses fatores é o critério de Rayleigh, apresentado na Equação (67).

$$C = \frac{4\pi\sigma \operatorname{sen}\psi}{\lambda} \quad (67)$$

em que: σ é o desvio padrão das irregularidades do terreno em relação à sua altitude média, λ é o comprimento de onda e ψ é o ângulo de incidência.

Para $C < 0,1$, o terreno pode ser considerado liso e a reflexão, especular. Para $C > 10$, o terreno é muito rugoso e a reflexão é difusa. Isso permite que a componente refletida pelo solo seja desconsiderada no cálculo do campo recebido.

3.3 Difração em Terreno Irregular

Em geral, os dispositivos receptores, sejam móveis ou estáticos, estão localizados aleatoriamente em um terreno irregular. Logo, há grande chance de existir algum obstáculo entre eles e o transmissor.

Embora esses obstáculos sejam de formas e tamanhos muito variados, em frequências como VHF e UHF, eles podem ser representados (com alguma perda de fidelidade) por planos absorvedores semi-infinitos, os chamados gumes de faca. Essa representação facilita o estudo e o cálculo da atenuação por difração nesses obstáculos. A partir dessa representação, ainda é possível tornar o estudo da atenuação por difração em terrenos irregulares mais completo e preciso à medida que:

- o terreno é representado de maneira mais fiel e detalhada;
- os obstáculos são considerados como reais e não apenas gumes de faca;
- as ondas refletidas pelo solo são consideradas (Figura 21);

- efeitos da atmosfera, condições climáticas e propriedades do solo são considerados;
- o perfil lateral do terreno é considerado;
- a vegetação é considerada;
- o retroespalhamento é considerado.

Inúmeros fatores podem ser incluídos no cálculo de campo para melhorar a precisão, mas com o custo do aumento da complexidade dos cálculos. Em geral, quando o cenário é apenas terreno irregular, principalmente em regiões rurais, o principal efeito considerado nos cálculos de campo é a difração nas irregularidades do terreno. Métodos de predição desse tipo têm conseguido resultados razoáveis da medida da intensidade média do sinal.

3.4 Difração Sobre Múltiplos Gumes de Faca

A atenuação do campo elétrico causada por um gume de faca pode ser calculada analiticamente pelas equações de Fresnel-Kirchhoff – Equações (64b) e (49) – ou pelas equações da UTD (Teoria Uniforme da Difração) [6] e da GTD (Teoria Geométrica da Difração) [7]. No entanto, quando se deseja calcular a atenuação causada por uma série de gumes de faca, o cálculo se torna muito mais complicado e de difícil solução. Millington *et al.* [8] desenvolveram soluções analíticas para o caso de dois gumes de faca e Vogler [9], baseado no trabalho de Furutsu [10], desenvolveu uma complexa expressão para o caso de múltiplos gumes de faca.

Também existem modelos computacionais intensivos, que consideram mais detalhadamente as características do perfil vertical do terreno, mas são de maior complexidade. Dentre eles, pode-se citar:

- Modelos de traçado de raios, baseados na ótica geométrica e na UTD;
- Modelos baseados na solução numérica da equação parabólica pelos métodos de diferenças finitas ou *split-step*;
- Modelos baseados na solução numérica de equações integrais pelo Método dos Momentos.

Devido à alta complexidade dos cálculos analíticos, foram criados vários métodos alternativos, mas que não têm grandes comprovações teóricas do seu funcionamento. Os modelos alternativos mais difundidos são:

- Bullington [11];
- Epstein-Peterson [12];
- Modelo do Atlas Japonês [13] (chamado de modelo Japonês);
- Deygout [14];
- Giovaneli [15].

Esses modelos são muito utilizados nas análises de difração em enlaces de rádio com o intuito de se fazer previsões da atenuação do sinal e determinar possíveis regiões de sombra na área de cobertura. Os métodos alternativos existentes diferem, na sua aplicabilidade, de acordo com o terreno e condições ambientais. Alguns são considerados de aplicabilidade geral, outros são restritos a situações mais específicas, mas o que se pode afirmar é que nenhum modelo é ideal para todas as situações. É necessário avaliar cuidadosamente qual dos modelos é o melhor para cada situação.

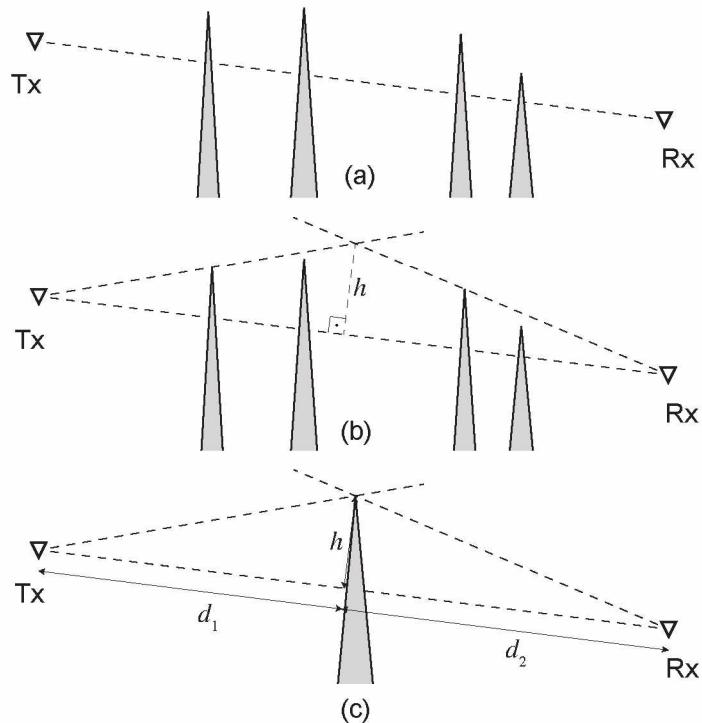
3.4.1 O modelo de Bullington

O método proposto por Bullington substitui o terreno verdadeiro por um único gume de faca equivalente. Esse gume é colocado no ponto de interseção entre os raios de horizonte de cada terminal. A Figura 22 ilustra a construção do equivalente de Bullington.

A Figura 22(a) mostra quatro obstruções da visada direta. A primeira obstrui o horizonte do transmissor e a terceira, o horizonte do receptor. Na Figura 22(b), são traçadas as retas de horizonte dos terminais e encontrado o seu ponto de interseção. Finalmente, o terreno real é substituído pelo equivalente, como ilustra a Figura 22(c).

O parâmetro de Fresnel-Kirchhoff do equivalente de Bullington é calculado de acordo com a Equação (49) e a perda pela difração é calculada pela Equação (64b), com $L_{GF} = f(v) = f(d_1, d_2, h)$.

Figura 22 – Construção do equivalente de Bullington.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A vantagem do método de Bullington é a simplicidade, mas alguns obstáculos importantes podem ser ignorados e isso pode causar grandes erros. Em geral, esse método subestima a perda de percurso e produz uma estimativa otimista do campo no receptor.

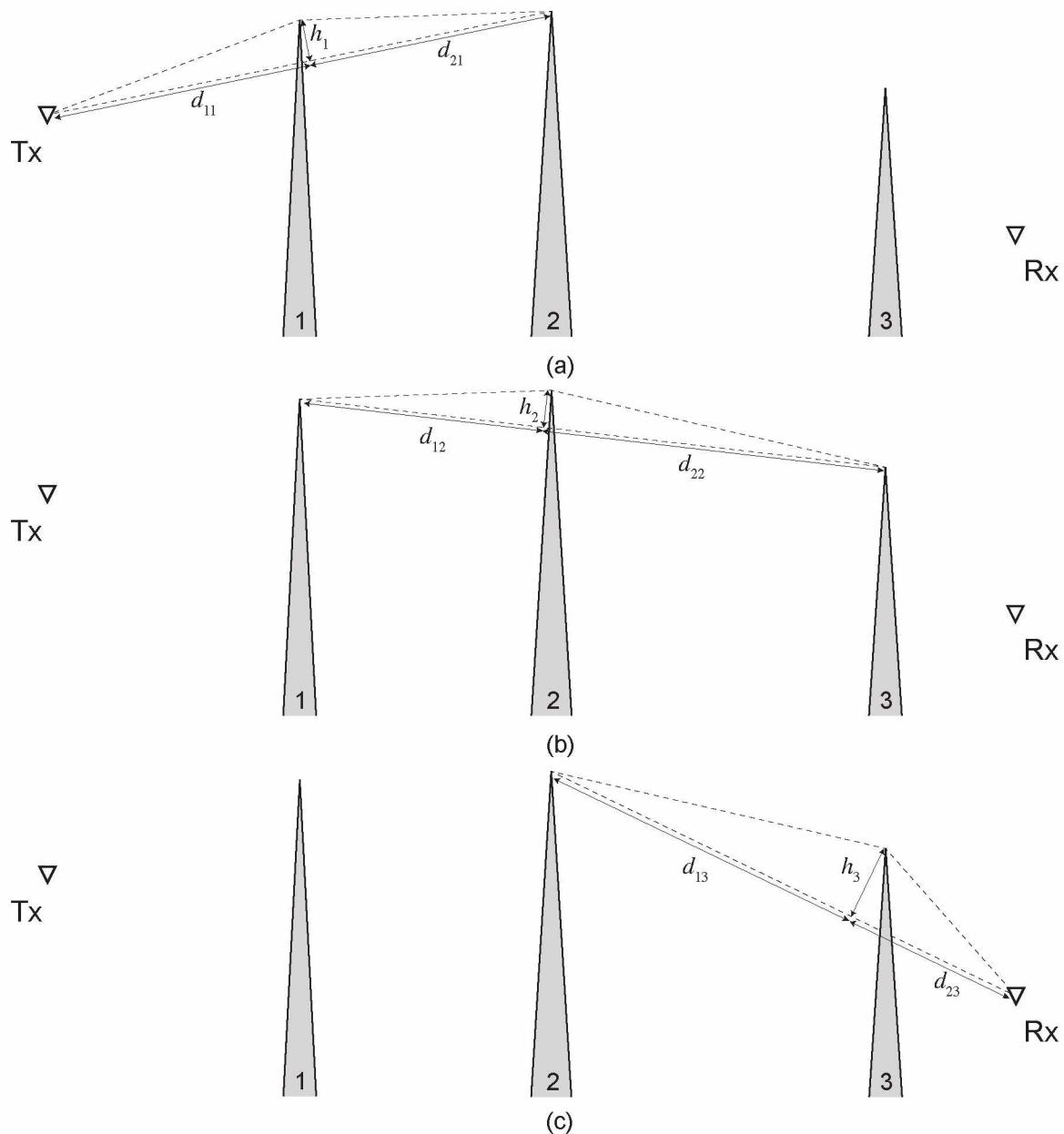
3.4.2 O modelo de Epstein-Peterson

A principal característica do modelo de Epstein-Peterson é que ele considera vários obstáculos no percurso de propagação, ao contrário do modelo de Bullington. Nesse modelo, a atenuação de cada obstáculo é calculada individualmente pelos métodos tradicionais e, depois, somadas para obter a atenuação total.

Por exemplo, na Figura 23(a), primeiramente, é calculada a atenuação entre o transmissor e o obstáculo 2 por obra do gume 1, $L_{GF1} = f(v_1) = f(d_{11}, d_{21}, h_1)$. Em seguida, é encontrada a atenuação entre 1 e 3 causada pelo gume 2, $L_{GF2} = f(v_2) = f(d_{12}, d_{22}, h_2)$, como ilustra a Figura 23(b). Finalmente, é calculada a atenuação entre 2 e o receptor pela difração no gume 3, $L_{GF3} = f(v_3) = f(d_{13}, d_{23}, h_3)$,

como mostra a Figura 23(c). Os números v são calculados com a Equação (49) e as perdas são calculadas com a Equação (64b).

Figura 23 – Construção do modelo de Epstein-Peterson.



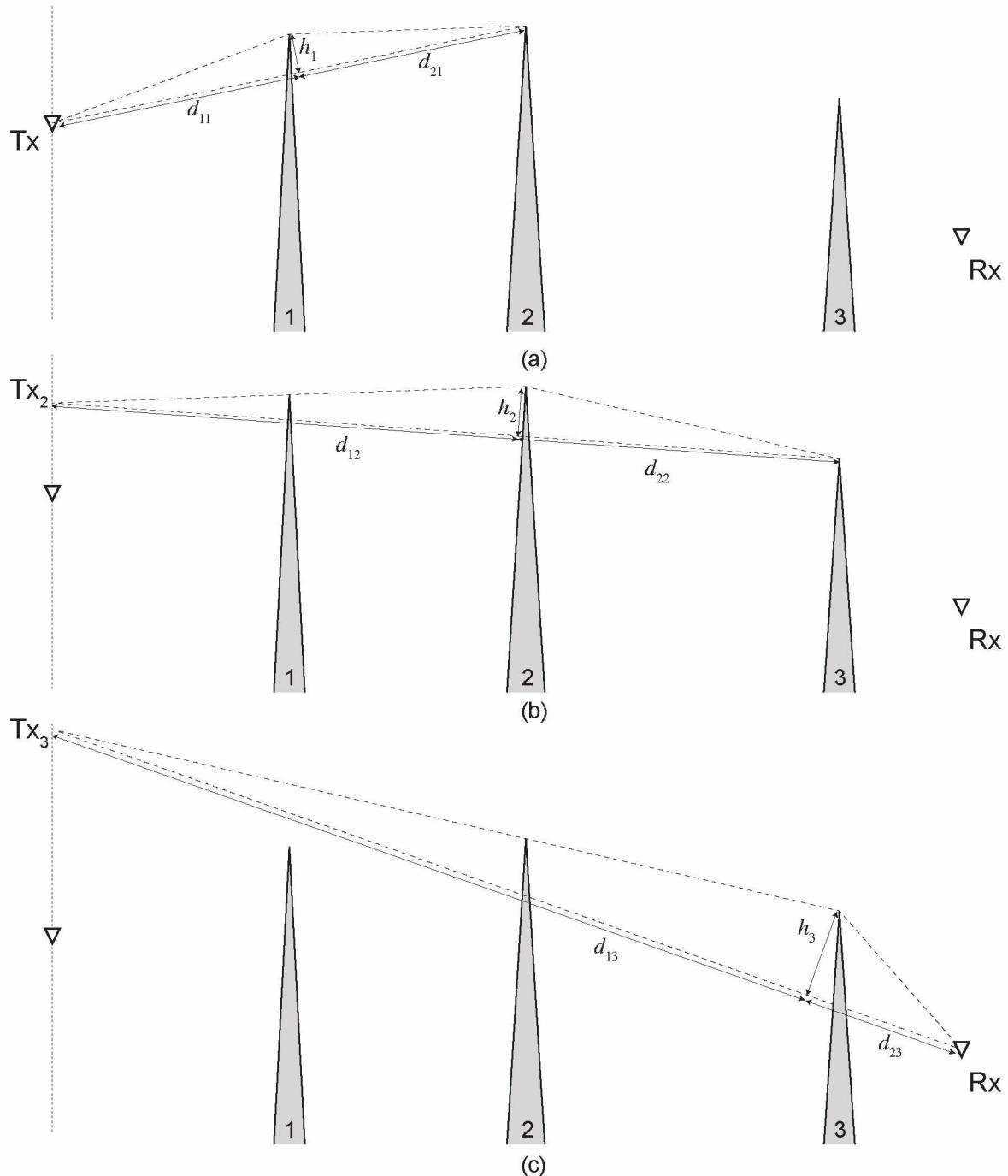
Fonte: Elaborada pelo autor.

Quando o perfil do terreno é formado por apenas dois gumes de faca, a comparação entre os resultados obtidos com esse método e a solução exata de Millington mostra que grandes erros ocorrem se os dois obstáculos estão muito próximos. Para esses casos, Millington criou uma correção que pode ser adicionada aos resultados do modelo de Epstein-Peterson e, assim, garantir a concordância com a solução exata.

3.4.3 O modelo Japonês

O método Japonês é similar ao de Epstein-Peterson. A diferença é que, no cálculo do parâmetro v de cada obstrução, a fonte efetiva de radiação não é o topo da obstrução anterior, mas sim a projeção, no plano do transmissor, do raio de horizonte que passa por esse ponto. Esses pontos estão identificados na Figura 24 como Tx_2 e Tx_3 .

Figura 24 – Construção do modelo Japonês.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Considerando a geometria da Figura 24, a perda de percurso total é calculada pela soma das perdas L_{GF1} , L_{GF2} e L_{GF3} , em que $L_{GF1} = f(v_1) = f(d_{11}, d_{21}, h_1)$, $L_{GF2} = f(v_2) = f(d_{12}, d_{22}, h_2)$ e $L_{GF3} = f(v_3) = f(d_{13}, d_{23}, h_3)$. Os números v são calculados pela Equação (49) e as perdas individuais são calculadas pela Equação (64b).

Hacking, K. [16] mostrou que a construção do modelo Japonês corrige o problema do modelo de Epstein-Peterson quando duas obstruções estão muito próximas. Embora esses métodos (Epstein-Peterson e Japonês) sejam, em geral, melhores do que o de Bullington, eles ainda tendem a subestimar a perda de percurso.

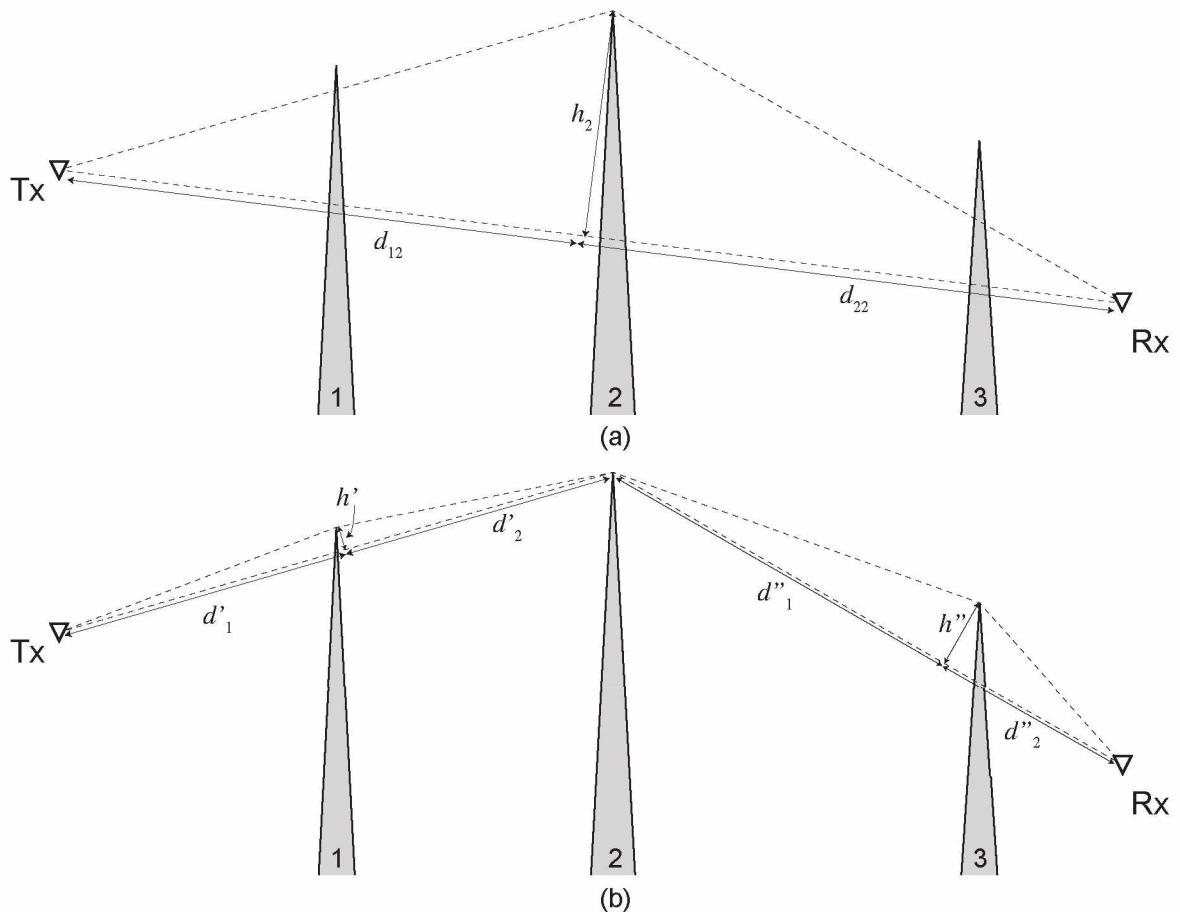
3.4.4 O modelo de Deygout

O primeiro passo do método de Deygout é calcular o parâmetro v para cada gume, individualmente, como se todos os outros obstáculos estivessem ausentes. Por exemplo, na Figura 25, encontra-se o parâmetro v para os caminhos Tx–1–Rx, Tx–2–Rx e Tx–3–Rx. O obstáculo que causar o maior valor de v (nesse exemplo é o gume 2) é denominado o gume principal e a sua perda por difração é calculada da maneira convencional, ou seja, $L_{GF2} = f(v_2) = f(d_{12}, d_{22}, h_2)$, em que v_2 é calculado pela Equação (49) e L_{GF2} é calculado pela Equação (64b).

As perdas dos obstáculos secundários são calculadas em relação a uma linha que une o gume principal aos terminais Tx e Rx e, depois, somadas à perda do gume principal. Dessa maneira, $L_{GF1} = f(v_1) = f(d'_1, d'_2, h')$ e $L_{GF3} = f(v_3) = f(d''_1, d''_2, h'')$, em que v_1 e v_3 são calculados pela Equação (49) e L_{GF1} e L_{GF3} são calculados pela Equação (64b).

Para percursos com vários obstáculos, esse procedimento é repetido recursivamente à direita e à esquerda do gume principal. No entanto, na prática, é comum considerar apenas três perdas para compor a perda de percurso total: a do gume principal e as dos gumes secundários de cada lado [2].

Figura 25 – Construção do modelo de Deygout.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Normalmente, as estimativas de perda de percurso feitas com esse método apresentam boa concordância com a abordagem mais rigorosa, mas elas tendem a ser pessimistas (superestimam a perda) quando há muitos obstáculos e/ou quando as obstruções estão muito próximas. De maneira geral, a acurácia do método é grande quando existe apenas um obstáculo dominante e, para o caso de dois obstáculos importantes, correções podem ser encontradas na literatura (Causebrook J.H. e Davies B. [17]).

3.4.5 O modelo de Giovaneli

O modelo de Deygout se torna pessimista conforme o número de obstruções consideradas aumenta. Isso ocorre, pois os ângulos de difração utilizados no cálculo das perdas dos gumes principais são maiores do que na realidade, principalmente quando as obstruções estão próximas.

O fato de se utilizar ângulos maiores do que os reais acarreta uma perda excessiva e essa perda aumenta à medida que mais gumes principais são considerados no cálculo. Para resolver esse problema, Giovaneli propôs uma geometria que considera os verdadeiros ângulos de difração para os gumes principais, reduzindo, assim, o pessimismo do método de Deygout e mantendo boa concordância com os resultados rigorosos obtidos por Vogler.

Nesse método, é colocado um plano de observação que passa por cada terminal (transmissor e receptor) e um plano de observação que passa pelo gume principal de cada iteração. Assim, os cálculos das perdas dos gumes principais são feitos de acordo com os raios que alcançam esses planos, o que leva à utilização dos ângulos corretos de difração. A Figura 26 ilustra um exemplo para o caso de quatro gumes de faca.

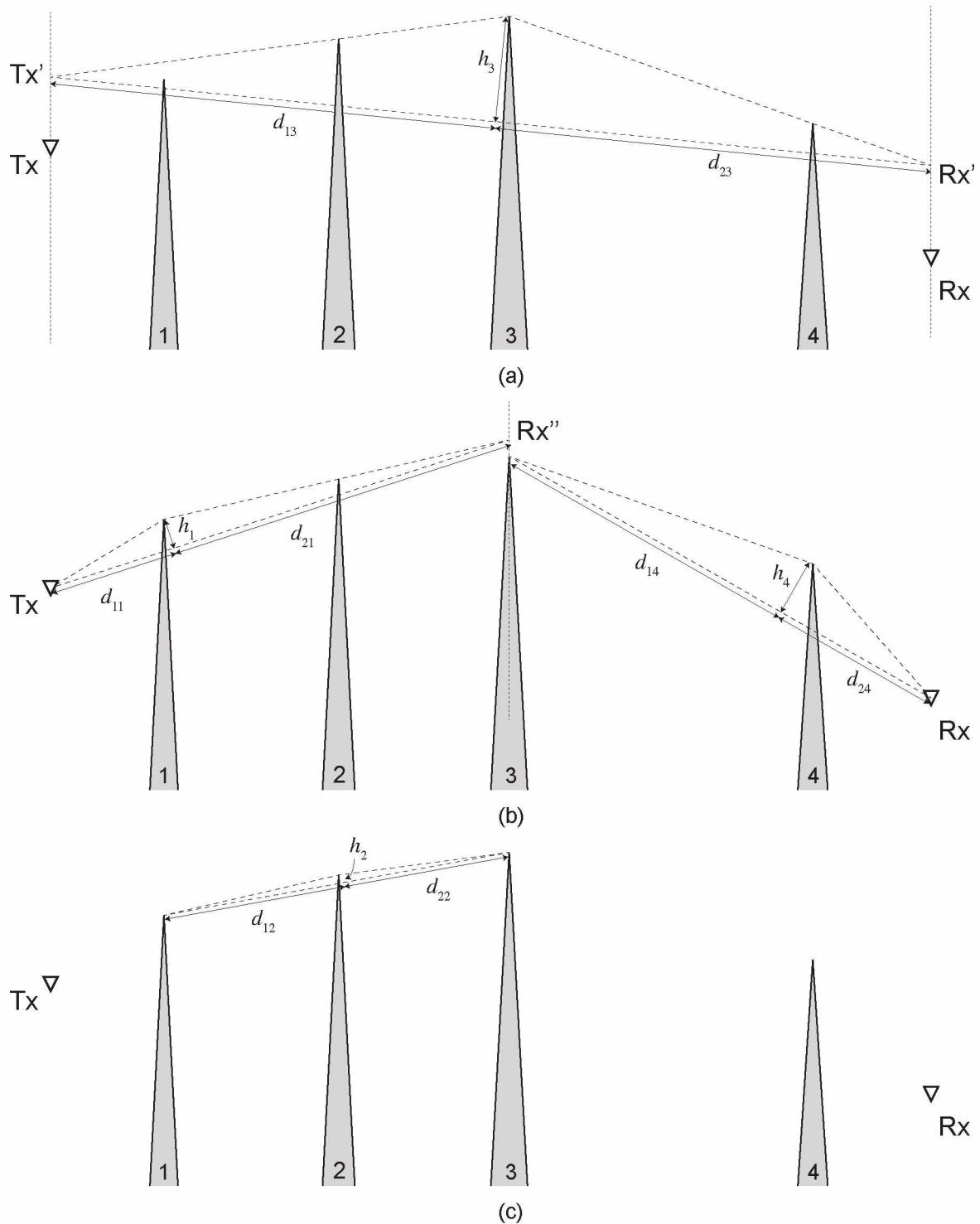
Na Figura 26(a), o gume principal é o 3, então é traçado o raio que sai desse gume e alcança os planos de observação do transmissor e do receptor. Esses raios alcançam os planos nos pontos Tx' e Rx' . Então, o número v para essa difração é calculado em termos dessa geometria e a perda é calculada de acordo com $L_{GF3} = f(v_3) = f(d_{13}, d_{23}, h_3)$.

Após calculada a perda do gume principal, deve-se procurar por gumes “principais secundários” à direita e à esquerda do gume principal. Na Figura 26(b), o gume 1 é um principal secundário à esquerda de 3 e, à direita, existe apenas o gume 4. Com isso, deve-se calcular a perda do gume 1, traçando o raio que sai dele e alcança o plano de observação do gume 3 e, também, a perda do gume 4.

O raio que parte do gume 1 alcança o plano de observação do gume 3 no ponto Rx'' , então o número v para essa difração é calculado em termos dessa geometria. Assim, $L_{GF1} = f(v_1) = f(d_{11}, d_{21}, h_1)$. O mesmo procedimento deve ser feito à direita do gume 3, então $L_{GF4} = f(v_4) = f(d_{14}, d_{24}, h_4)$.

Finalmente, deve-se calcular a perda auxiliar causada pelo gume 2, conforme mostra a Figura 26(c). Dessa maneira, $L_{GF2} = f(v_2) = f(d_{12}, d_{22}, h_2)$. Todos os números v (v_1 , v_2 , v_3 e v_4) são calculados pela Equação (49) e todas as perdas (L_{GF1} , L_{GF2} , L_{GF3} e L_{GF4}) são calculadas pela Equação (64b).

Figura 26 – Construção do modelo de Giovaneli.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O método de Giovaneli pode ser estendido para percursos com várias obstruções através de aplicações recursivas. Pode-se demonstrar que os resultados obtidos utilizando esse método são compatíveis com os resultados de Vogler nas condições em que o método original de Deygout se torna pessimista.

3.4.6 Discussão sobre os modelos apresentados

O método de Bullington é bastante simples de se analisar. Como ele converte toda a topografia em apenas um gume de faca equivalente, é natural que esse método produza resultados que subestimam a perda de percurso. Logo, entende-se que ele pode fornecer resultados bons quando aplicado em percursos com, no máximo, dois ou três gumes de faca. A análise dos outros modelos deve ser feita de maneira mais rigorosa.

A UTD, formulada com base na GTD, postula que o campo elétrico difratado por um gume de faca é dado por uma expressão do tipo da Equação (68).

$$E^d = E_0 \bar{D}(\cdot) A(\cdot) e^{-j(\cdot)} \quad (68)$$

em que: $\bar{D}(\cdot)$ é um coeficiente de difração que é função da geometria do gume e dos ângulos de difração; $A(\cdot)$ representa a variação em amplitude do campo difratado em função da geometria da difração e da onda incidente; $e^{-j(\cdot)}$ representa a variação em fase do campo difratado. Dessa maneira, pode-se dizer que a atenuação total é o produto de um fator de difração, \bar{D} , e um fator de propagação, A .

Pogorzelski [18], baseado na GTD, mostrou que a abordagem de Epstein-Peterson considera corretamente o fator \bar{D} de cada difração, mas é otimista em relação ao fator A . Isso pode ser explicado de uma maneira simples como segue.

Na Figura 23, fica claro que os ângulos utilizados no cálculo das difrações são tomados corretamente. Com isso, os fatores $\bar{D}(\cdot)$ de cada difração também são corretos. No entanto, esse modelo considera que, em cada difração, a onda incidente é plana, e isso não é a realidade. Apenas a onda incidente na primeira difração pode ser considerada plana. Por isso, de acordo com a UTD e a GTD, o fator A é tomado incorretamente.

De maneira semelhante ao de Epstein-Peterson, o modelo Japonês considera corretamente o fator de difração, \bar{D} , pois também utiliza os verdadeiros ângulos de difração. No entanto, ele corrige, parcialmente, o fator de propagação (A), ao considerar que as fontes efetivas estão no mesmo plano que o transmissor.

Por outro lado, Pogorzelski também mostrou que a solução de Deygout considera o fator de propagação (A) correto, mas é pessimista em relação ao fator de difração (\bar{D}). Isso ocorre, pois os ângulos de difração dos gumes principais são maiores do que os reais. A Tabela 3 sintetiza como cada modelo considera os fatores de difração e propagação.

Tabela 3 – Relação dos fatores de difração e propagação dos modelos.

Modelo	Fator de difração	Fator de propagação
Bullington	—	—
Epstein-Peterson	Correto	Incorreto
Japonês	Correto	Parcialmente correto
Deygout	Incorreto	Correto
Giovaneli	Correto	Correto

A partir dessa análise, é natural ponderar que os resultados mais exatos estejam em algum ponto intermediário entre as soluções do método Japonês e do método de Deygout. A alternativa sugerida por Giovaneli corrige o fator de difração incorreto do modelo de Deygout ao considerar os ângulos reais de difração. Assim, essa nova abordagem considera corretamente os dois fatores e isso faz com que ela produza resultados mais consistentes com a UTD e GTD e, também, com os resultados obtidos por Vogler.

Giovaneli comprovou a eficácia de sua abordagem ao encontrar erros menores que 0,9 dB entre as suas previsões e valores medidos experimentalmente. Bibb *et al.* [19] também mostraram que o modelo de Giovaneli se mantém mais próximo dos resultados de Vogler em várias situações.

3.5 O Perfil do Terreno

Em geral, qualquer método de cálculo de campo ou de previsão de perda de percurso requer o conhecimento de algumas informações a priori. Ao escolher um determinado método para efetuar os cálculos, é prudente verificar a disponibilidade e precisão dos dados requeridos por ele, bem como os efeitos sobre os resultados se apenas uma parte dos dados requeridos estiver disponível ou se eles forem simplesmente arbitrados.

Os métodos para o cálculo das perdas por difração sobre terreno irregular apresentados anteriormente, neste capítulo, requerem apenas o conhecimento prévio do perfil do terreno e das alturas dos terminais transmissor e receptor. Com isso, os dados de perfil do terreno são muito importantes para que se possa obter um bom resultado. Logo, deve-se obter tais dados (perfil do terreno) da melhor forma possível.

No passado (e atualmente, em algumas aplicações de pequeno porte), os perfis verticais de terreno eram obtidos a partir de mapas ou levantamentos topográficos, o que é, geralmente, um árduo e demorado trabalho. No entanto, mais recentemente, tornaram-se disponíveis dados de terreno com maior precisão e facilidade de obtenção, graças a técnicas de sensoriamento remoto e ao uso de armazenamento digital.

Atualmente, os perfis verticais de terreno podem ser determinados a partir de Modelos Digitais de Elevação (MDE). Entre os disponíveis gratuitamente em escala global, encontram-se os resultantes dos projetos *Global One-km Base Elevation* (GLOBE) e do *Shuttle Radar Topography Mission* (SRTM).

Não há dúvida de que a qualidade dos resultados dos cálculos é proporcional à precisão dos dados do terreno, mas ainda não há nenhuma prova disso no sentido matemático. E, embora já existam bancos de dados de terreno com resoluções de até 10 m, não há estudos que comprovam que a sua utilização melhora substancialmente a qualidade das previsões.

Ao contrário dos bancos de dados de menor resolução, os bancos mais acurados, normalmente, não são de uso gratuito (na verdade, são muito caros) e nem cobrem uma escala global. Logo, é de grande interesse ponderar se é necessário utilizar um banco de dados de alta resolução ou se os bancos mais comuns, de menor resolução, conseguem prover resultados satisfatórios.

Normalmente, os bancos de dados têm dois tipos de resolução: horizontal e vertical. A resolução horizontal determina o menor espaçamento entre pontos que podem ser extraídos do banco de dados. Por exemplo: de 1 em 1 km ou de 100 em 100 m. No caso de baixa resolução horizontal, 1 km, por exemplo, algumas obstruções íngremes podem ser omitidas no perfil e isso causará grandes erros nos cálculos.

Por outro lado, a resolução vertical influencia na qualidade da geometria extraída do banco de dados. Uma boa resolução vertical é crucial principalmente

quando se deseja identificar pontos que causam pequenas perdas por difração como, por exemplo, obstruções na primeira zona de Fresnel.

Em muitos casos, os bancos de dados são utilizados apenas para localizar as altitudes e posições dos obstáculos mais significativos, e representar o terreno por uma série de gumes de faca. Então, um perfil de terreno altamente detalhado não é tão necessário. Isso pode ser bem razoável para grandes distâncias de transmissão, mas, no caso de caminhos curtos, dados com baixa resolução farão com que apenas poucos pontos estejam disponíveis e isso pode degradar a precisão dos resultados.

Nos casos de caminhos pequenos, é claramente vantajoso contar com um perfil mais detalhado. Em particular, perto do receptor, quando a antena é baixa, a informação sobre a altitude do terreno é extremamente importante [2]. Trajetos de curta distância são, a cada dia, mais utilizados, principalmente com o crescimento da tecnologia celular e o interesse em microcélulas.

Segundo Kvicera *et al.* [20], a utilização de bancos de dados com baixa resolução horizontal (1 km) reduz, de maneira significativa, a confiabilidade das previsões. A provável causa disso é a omissão de picos íngremes que o terreno real pode conter. No entanto, é possível melhorar os resultados das previsões utilizando modelos de elevação com resolução espacial média (em torno de 90 m no equador). Com essa resolução, praticamente todos os vértices importantes do terreno são preservados.

Kvicera *et al.* também mostraram que perfis de terreno extraídos do banco de dados SRTM com média resolução espacial levaram a previsões quase iguais àquelas feitas com bancos altamente detalhados. Então, geralmente, é recomendado utilizar modelos de elevação globais com resolução horizontal média (por volta de 100 m) e alta resolução vertical.

3.6 Considerações Finais

Esse capítulo abordou as condições de propagação quando o terreno é considerado irregular. Caso as irregularidades sejam muitas e pequenas, as reflexões no solo passam a ser difusas e podem ser desconsideradas no cálculo de campo. Predomina, então, a propagação no espaço livre. Caso o terreno contenha grandes irregularidades que obstruam as primeiras zonas de Fresnel ou a linha de

visada direta entre o transmissor e o receptor, então é necessário considerar o efeito da difração nesses obstáculos e o campo será, principalmente, influenciado por esse mecanismo de propagação.

Foram apresentados alguns métodos simples para calcular as perdas por difração em terreno irregular: Bullington, Epstein-Peterson, Japonês, Deygout e Giovaneli. Esses métodos representam as obstruções por gumes de faca e cada um deles tem suas peculiaridades na maneira de calcular as perdas por difração. Alguns são bem simples, mas não muito precisos; outros já são mais precisos, porém mais complexos.

Em geral, a precisão dos modelos é influenciada pelo perfil do terreno: alguns deles funcionam bem quando há poucas obstruções, mas incorrem em grandes erros conforme o número de obstruções aumenta. Quando se trata de precisão, nenhum método supera todos os outros, mas, em sua maioria, todos eles são capazes de ajudar a prever os limites da área de cobertura de um determinado transmissor e identificar regiões de sombra que podem ocorrer. A escolha do método adequado deve considerar as especificidades do problema em questão e, muitas vezes, um método considerado bom em alguma situação pode ser considerado ruim em outra diferente.

Outro ponto abordado foi a qualidade da representação do perfil do terreno de propagação. Existem, atualmente, alguns bancos de dados de elevação do terreno gratuitos, porém com resolução não muito alta. Por outro lado, há bancos de dados de altíssima resolução, mas, em geral, eles cobrem pequenas áreas e são pagos. Logo, uma orientação geral é procurar bancos de dados gratuitos de cobertura global e que tenham resolução média. Dessa maneira, bons resultados podem ser conseguidos sem a necessidade de pagar por um modelo de elevação altamente acurado.

Uma vez citados alguns métodos para o cálculo das perdas por difração em terrenos irregulares, é importante realizar uma análise comparativa entre eles. Nesse sentido, o próximo capítulo abordará toda a metodologia que foi utilizada para realizar uma análise comparativa de alguns dos métodos citados nesse capítulo.

4 METODOLOGIA UTILIZADA

4.1 Introdução

Para estudar o comportamento dos modelos de cálculo de difração sobre múltiplos gumes de faca apresentados no Capítulo 3 deste trabalho, é necessário realizar vários testes em diferentes cenários. No entanto, seria uma atividade muito árdua realizar todas essas operações manualmente, por isso foi necessário implementar um programa computacional capaz de realizar essas tarefas.

Com isso, foi desenvolvido um programa, na plataforma MATLAB®, capaz de realizar todos os procedimentos necessários para o cálculo da atenuação por difração com os cinco modelos apresentados nesta dissertação (Bullington, Epstein-Peterson, Japonês, Deygout e Giovaneli). Esses procedimentos vão desde a obtenção do perfil do terreno até o cálculo da atenuação. Nesse sentido, o objetivo deste capítulo é apresentar o programa desenvolvido, bem como descrever seus princípios de funcionamento e modo de utilização.

4.2 O MATLAB®

O MATLAB® é um *software* de alto desempenho destinado a fazer cálculos com matrizes (*MATrix LABoratory*). Sua linguagem matricial o torna muito parecido com a maneira como as pessoas tratam as operações matemáticas. Assim, ao contrário de outras linguagens de programação, como FORTRAN, Pascal ou C, os comandos do MATLAB® são mais próximos da forma como se escreve expressões algébricas, tornando mais simples o seu uso.

Atualmente, o MATLAB® é definido como um sistema interativo e uma linguagem de programação de alto nível para computação técnica e científica em geral. Ele integra a capacidade de fazer cálculos, visualização gráfica e programação em um mesmo *software*.

Devido à facilidade do MATLAB® em implementar operações algébricas e gerar visualizações de resultados, ele foi escolhido para o desenvolvimento do *software* deste trabalho. Mas, de qualquer maneira, tudo o que foi desenvolvido pode ser facilmente convertido para outra linguagem de programação mais rápida, como o C.

4.3 Funcionamento Geral do Programa

Esta seção tem o objetivo de detalhar o funcionamento geral do programa desenvolvido. O funcionamento de procedimentos mais específicos será tratado mais adiante, nas respectivas seções.

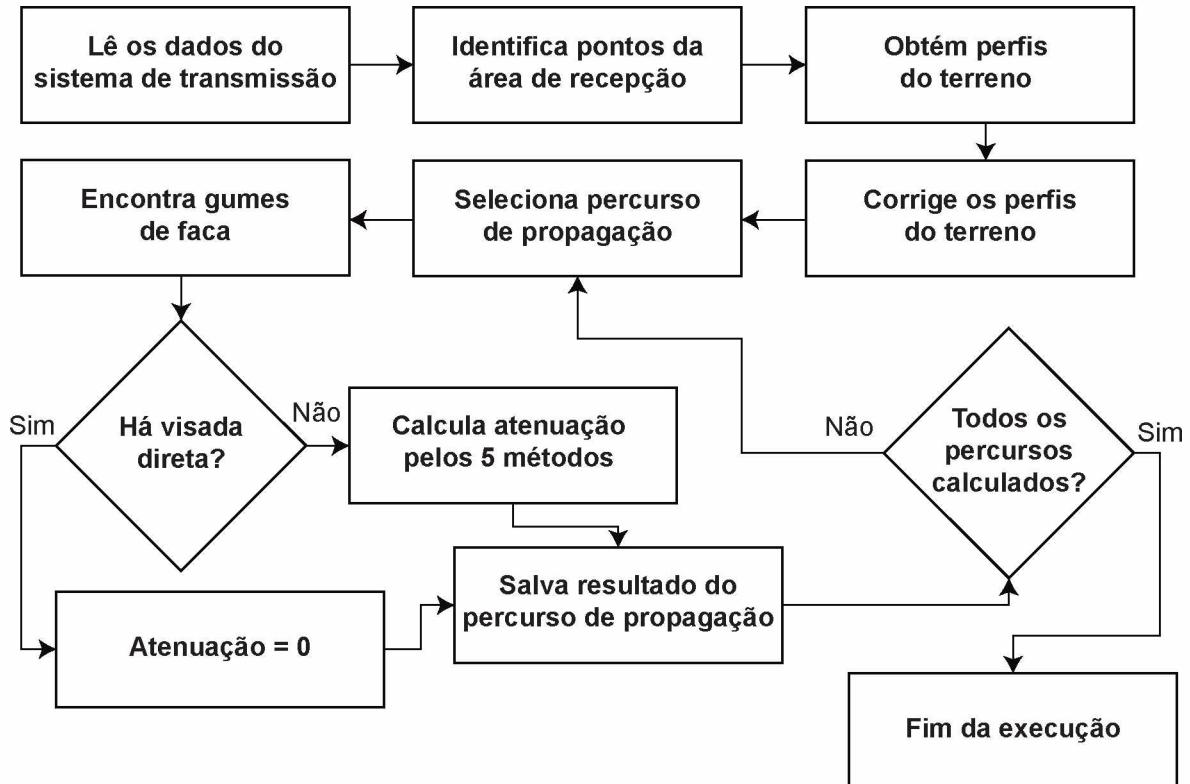
O programa implementado realiza as seguintes tarefas básicas:

1. Lê, em um arquivo de Excel, os dados do sistema de transmissão;
2. Identifica vários pontos de recepção em uma área definida pelo usuário;
3. Obtém os perfis verticais do terreno entre o ponto de transmissão e os vários pontos da área de recepção selecionada pelo usuário;
4. Corrige os perfis do terreno obtidos para que a curvatura real da Terra e a refração em uma atmosfera padrão sejam consideradas;
5. Converte os perfis reais corrigidos em séries de gumes de faca;
6. Realiza o cálculo da atenuação por difração utilizando os cinco métodos escolhidos a partir dos dados dos gumes de faca. Isso é feito para todos os percursos de propagação entre o transmissor e cada ponto da área de recepção selecionada;
7. Opcionalmente, calcula o campo elétrico e a potência recebida em cada ponto da área de recepção.

A Figura 27 ilustra o fluxograma dos procedimentos descritos acima.

Conforme mostra a Figura 27, o programa salva os resultados da atenuação para cada percurso de propagação. Dessa maneira, os resultados podem ser utilizados posteriormente, sem necessidade de executar o software novamente. Isso é interessante, pois os resultados ficam disponíveis para quaisquer outros tipos de análises que o usuário queira fazer.

Figura 27 – Fluxograma do funcionamento geral do programa desenvolvido.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As seções seguintes descrevem, mais detalhadamente, os processos gerais mostrados nos itens 1 a 7 da seção 4.3 e na Figura 27.

4.4 Informações do Sistema de Transmissão

Para realizar o cálculo da atenuação por difração em múltiplos gumes de faca, são necessárias apenas as alturas dos terminais de transmissão e recepção, os dados do perfil do terreno entre esses dois pontos e a frequência de operação. No entanto, o software foi implementado para, também, calcular os valores de campo elétrico recebido e potência recebida. Assim, são necessárias mais informações, como descrito a seguir:

- Localização do transmissor;
- Altura do centro de radiação da antena transmissora;
- Altura da antena receptora;
- Frequência de operação;

- Comprimento da linha de transmissão entre o rádio e a antena transmissora;
- *Datasheet* da linha de transmissão;
- Perdas acessórias;
- Potência de operação do rádio;
- Diagrama de azimute da antena transmissora;
- Diagrama de elevação da antena transmissora;
- *Beam-tilt* da antena transmissora;
- Azimute da antena transmissora;
- Ganho da antena transmissora;
- Ganho da antena receptora.

A **localização da antena transmissora** é fundamental para o funcionamento do programa e, portanto, obrigatória. O programa irá obter os perfis de terreno entre esse ponto e todos os pontos de recepção. Ela deve ser informada como coordenadas geográficas decimais (ex.: -18.4236 -48.7843). Os valores de latitude devem estar no intervalo [-90° 90°] e, os de longitude, no intervalo [-180° 180°].

A **altura do centro de radiação da antena transmissora** e a **altura da antena receptora** também são fundamentais e obrigatórias. Correspondem à altura do centro geométrico da antena a partir do solo e devem ser informadas em metros.

A **frequência de operação** também é parâmetro obrigatório e deve ser informada em MHz.

O **comprimento da linha de transmissão** é importante para calcular a eficiência da linha e a ERP máxima da transmissora. Esse parâmetro deve ser informado em metros.

O ***datasheet* da linha de transmissão** contém as informações sobre a atenuação da linha em função da frequência. Esses valores são utilizados para calcular a eficiência da linha de transmissão na frequência informada pelo usuário. O *datasheet* deve ser um arquivo ".xlsx" ou ".xls", em que a primeira coluna contém os valores de frequência, em MHz, em ordem crescente e, a segunda, os valores da atenuação, em dB/100m. A Figura 28 mostra um exemplo de um arquivo com esses dados.

Figura 28 – Exemplo de *datasheet* de linha de transmissão.

	A	B	C	D
1	frequencia	att/100m		
2	30	0,345		
3	50	0,449		
4	88	0,603		
5	100	0,644		
6	108	0,671		
7	150	0,798		
8	174	0,863		
9	200	0,93		
10	300	1,16		
11	400	1,35		
12	450	1,44		
13	500	1,53		
14	512	1,55		
15	600	1,69		
16	700	1,84		
		

Fonte: Elaborada pelo autor.

As **perdas acessórias** representam as perdas em conectores, divisores de potência, entre outros acessórios utilizados no sistema de transmissão. São utilizadas no cálculo da eficiência da linha e devem ser informadas em dB. Um valor típico é 1 dB.

A **potência de operação do rádio** é utilizada no cálculo da ERP máxima e deve ser informada em kW.

O **diagrama de azimute e de elevação da antena transmissora** são os parâmetros que consideram a direitividade da antena e são utilizados para calcular a ERP na direção de recepção. Os diagramas devem ser informados no formato de um arquivo “.xlsx” ou “.xls” com o seguinte padrão: a primeira coluna deve conter o azimute (ou ângulo de elevação), em graus, em ordem crescente e, a segunda, o valor de E/Emáx respectivo. Se nenhum arquivo for indicado, o programa considera a antena como omnidirecional. A Figura 29 exemplifica isso.

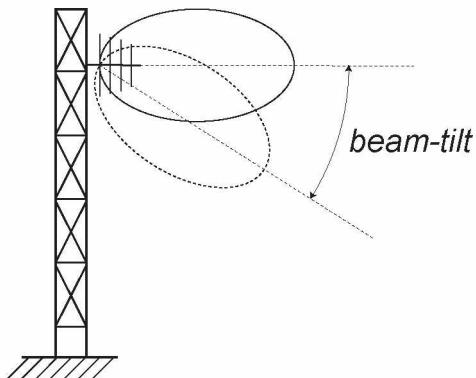
Figura 29 – Exemplo de diagrama de radiação.

	A	B	C	D
1	grau	E/Emax		
2	0	1		
3	5	1		
4	10	1		
5	15	0,99		
6	20	0,99		
7	25	0,99		
8	30	0,99		
9	35	0,99		
10	40	0,99		
11	45	0,99		
12	50	0,99		
13	55	0,98		
14	60	0,97		
15	65	0,96		
16	70	0,95		
17	75	0,93		
18	80	0,92		
		

Fonte: Elaborada pelo autor.

O **beam-tilt**, ou inclinação de feixe, indica o ângulo, em graus, que a antena está inclinada em relação à direção de sua polarização. A Figura 30 mostra o *beam-tilt* para uma antena com polarização horizontal.

Figura 30 – Ilustração do *beam-tilt* para antena com polarização horizontal.



Fonte: Formulário de informações técnicas da ANATEL [21].

O **azimute da antena transmissora** indica o ângulo entre o 0º do diagrama de azimute da antena e o norte verdadeiro. A partir desse parâmetro, o programa pode determinar para qual direção a antena está apontada e isso é imprescindível para a qualidade dos resultados. Esse valor deve ser informado em graus.

O **ganho da antena transmissora** é um importante parâmetro utilizado no cálculo da sua ERP máxima. Esse valor deve ser especificado em dBd.

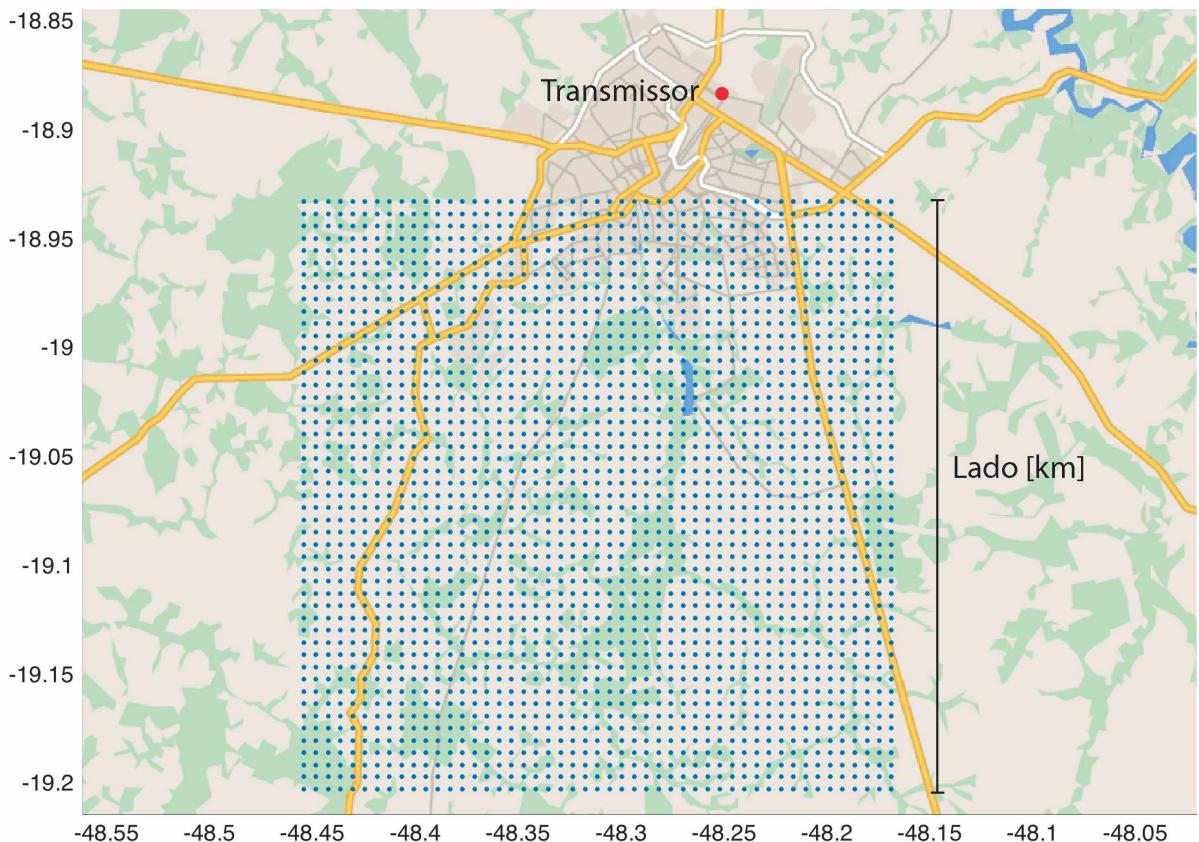
O **ganho da antena receptora** é utilizado na conversão entre campo elétrico recebido e potência recebida. Esse valor deve ser especificado em dBd.

4.5 Identificação da Área de Recepção

O programa foi desenvolvido para realizar o cálculo da atenuação entre um transmissor e uma determinada área de recepção. Essa área é um quadrado formado por vários pontos, mas pode ser qualquer outra área ou apenas um ponto.

Para definir essa área, o usuário deve informar um ponto central, o tamanho do lado do quadrado e o número de pontos em cada lado. Assim, o programa gera vários pontos de recepção, igualmente espaçados, dentro dessa área, conforme mostra a Figura 31. Nela, o ponto central é -19,066933 -48,311218, o lado do quadrado é 30 km e cada lado tem 49 pontos. Ao todo, a área tem 2401 pontos.

Figura 31 – Exemplo de área de recepção.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Conhecidas as coordenadas de todos os pontos da área de recepção, o programa, então, obtém o perfil do terreno entre o transmissor e cada ponto da área e calcula a atenuação para cada um desses percursos de propagação.

4.6 Obtenção dos Dados do Terreno

Na lista de tarefas básicas executadas pelo programa, mostrada na seção 4.3 do Capítulo 4 deste trabalho, a terceira tarefa é a obtenção dos dados do perfil do terreno. Esta, geralmente, não é uma tarefa muito simples e requer certa atenção. A seção 3.5 do Capítulo 3 deste trabalho discutiu, de maneira mais aprofundada, como deve ser essa coleta de dados.

Para obter os dados do terreno, foram pensadas, a priori, duas possibilidades bastante escaláveis: obtenção de dados topográficos com o Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) ou por meio do *Google Elevation API* (sistema de dados de elevação do Google). A primeira opção foi descartada devido à dificuldade de

utilização dos dados. O INPE os disponibiliza distribuídos em arquivos de texto “.txt”, cada um com mais de 2 milhões de linhas, totalizando mais de 53 Gb (*giga bytes*) de dados. Além disso, eles são apenas do território nacional.

Logo, a opção escolhida foi o sistema do *Google*, devido, principalmente, às seguintes características:

- facilidade na manipulação dos dados;
- utilização dos dados sob demanda;
- não é necessário grande espaço de armazenamento, pois os dados estão armazenados nos servidores do *Google*.

Uma vez escolhida a fonte de dados do perfil do terreno, um dos desafios deste trabalho foi implementar, no MATLAB®, a coleta automática dos dados do terreno no *Google Elevation API*. Isso será mostrado mais adiante neste capítulo.

A *Google Elevation API* é uma interface de consulta de dados de elevação em todos os locais da superfície terrestre, inclusive locais no fundo do oceano (representados por valores negativos de altitude). Nos casos em que a API não possui medidas de elevação exatas do local solicitado, o serviço realiza uma interpolação com os quatro locais mais próximos e retorna um valor médio [22].

Apesar do serviço *Google Elevation API* ser bom, foi encontrada uma dificuldade: o acesso gratuito permite apenas 2500 solicitações de altitude por dia. Para aumentar essa cota, é preciso adquirir uma licença empresarial com custo de mais de 16.000 dólares/ano, o que é inviável no âmbito deste trabalho. Uma opção para contornar esse inconveniente é trocar o endereço IP do *host* que faz as requisições cada vez que a cota máxima for atingida. Além disso, o usuário também pode salvar, localmente, os dados já obtidos para posterior utilização, sem realizar mais solicitações.

API é a sigla de *Application Programming Interface* (Interface de Programação de Aplicativos). Uma API é um conjunto de rotinas e padrões estabelecidos por um *software* para a utilização das suas funcionalidades por aplicativos que não pretendem entrar nos detalhes da sua implementação, mas apenas usar seus serviços, como neste trabalho. O foco é utilizar apenas o serviço que o sistema oferece, não importando o modo que ele obtém e disponibiliza os dados.

De modo geral, uma API é composta por uma série de funções acessíveis somente por linhas de código. No contexto de desenvolvimento *Web*, uma API é um conjunto definido de mensagens de requisição e resposta HTTP (*Hypertext Transfer Protocol*), geralmente expresso nos formatos XML (*eXtensible Markup Language*) ou JSON (*Javascript Object Notation*).

4.6.1 Limites de Uso

O uso dessa API está sujeito a um limite de 2500 solicitações por dia, mas usuários da versão empresarial podem enviar até 100.000 solicitações diárias. Em cada solicitação, é possível consultar a elevação de até 512 locais, contanto que o total de 25000 locais por dia não seja excedido (ou um milhão de locais para os usuários da versão empresarial).

Tal limite é aplicado para evitar o uso abusivo e/ou indevido da API e pode ser alterado sem aviso prévio. Além disso, há um limite de 10 solicitações/segundo para evitar o uso intenso do serviço. Se o limite diário for excedido ou for detectado uso abusivo do serviço, a *Google Elevation API* pode parar de funcionar temporariamente para o endereço IP “abusador”. Caso o limite continue sendo excedido, o acesso à *Google Elevation API* poderá ser bloqueado [22].

4.6.2 Solicitações

A *Google Elevation API* retorna dados para consultas de pontos individuais com a maior precisão possível. Consultas em lote, que contém diversos locais, podem retornar dados com menor precisão, especialmente se os locais estiverem muito espalhados.

Existem duas formas de especificar locais:

- Como um conjunto de um ou mais locais (**locations**);
- Como uma série de pontos conectados ao longo de um caminho (**path**).

As duas abordagens utilizam coordenadas de latitude/longitude em formato decimal para identificar os locais ou caminhos. Um URL (*Uniform Resource Locator*) típico de requisição da *Google Elevation API* segue o seguinte formato: <http://maps.googleapis.com/maps/api/elevation/outputFormat?parameters>.

4.6.3 Formatos de Saída

Os formatos de saída são especificados através do sinalizador de serviço no final do URL da solicitação. Atualmente, a *Google Elevation API* oferece suporte aos seguintes formatos de saída:

- `/json`: retorna resultados em um objeto JSON;
- `/xml`: retorna resultados em XML, envolvidos em um nó com nome `<ElevationResponse>`.

As solicitações para a *Google Elevation API* utilizam diferentes parâmetros, dependendo se a solicitação for para locais isolados ou para um caminho ordenado. Para locais isolados, as solicitações de elevação retornam os dados nos locais específicos transmitidos na solicitação. Para caminhos, as respostas às solicitações são amostras de elevação ao longo do caminho em questão [22].

4.6.4 Parâmetros

Assim como ocorre em todos os URL's padrão, os parâmetros são separados utilizando-se o caractere "e" comercial (&). A lista de parâmetros e seus possíveis valores é mostrada a seguir [22].

Solicitações de posição:

- `locations` (obrigatório): define os locais da Terra para os quais os dados de elevação devem ser retornados. Esse parâmetro utiliza um único local como um par `{latitude,longitude}` separado por vírgula (por exemplo, "40.714728,-73.998672") ou vários pares `latitude/longitude` transmitidos como uma matriz ou como uma polilinha codificada [22].

Solicitações de caminho:

- `path` (obrigatório): define um caminho na Terra para o qual os dados de elevação devem ser retornados. Esse parâmetro define um conjunto de dois ou mais pares `{latitude,longitude}` ordenados que definem um

caminho na superfície da Terra. Deve ser usado junto com o parâmetro `samples` descrito a seguir [22].

- `samples` (obrigatório): especifica o número de pontos em um caminho para os quais os dados de elevação devem ser retornados. O parâmetro `samples` divide o comprimento do `path` fornecido em um conjunto ordenado de pontos equidistantes [22].

4.6.5 Especificando locais

As solicitações de posição são indicadas por meio do parâmetro `locations`. Ele pode utilizar os seguintes argumentos:

- Uma única coordenada: `locations=40.714728,-73.998672;`
- Uma matriz de coordenadas separadas pelo caractere de barra vertical ("|"): `locations=40.714728,-73.998672|-34.397,150.644;`
- Um conjunto de coordenadas codificadas usando o Algoritmo da polilinha codificada: `locations=enc:gfo}EtohhU.`

Os valores de latitude e longitude devem corresponder a um local válido na superfície da Terra. As latitudes e longitudes podem estar nos intervalos $[-90^\circ, 90^\circ]$ e $[-180^\circ, 180^\circ]$, respectivamente. Se for especificado um valor de latitude ou longitude inválido, a solicitação será rejeitada e um erro, retornado [22].

4.6.6 Especificando Caminhos

As solicitações de caminho são indicadas pelo uso dos parâmetros `path` e `samples`. Assim como ocorre nas solicitações de posição que utilizam o parâmetro `locations`, o parâmetro `path` especifica um conjunto de valores de latitude e longitude. No entanto, diferentemente de uma solicitação de posição, o `path` especifica um conjunto ordenado de vértices. Em vez de retornar dados de elevação apenas nos vértices, as solicitações de caminho têm amostragem ao longo do comprimento do percurso, dependendo do número de `samples` especificado [22].

O parâmetro `path` pode utilizar os seguintes argumentos:

- Uma matriz de coordenadas separadas por vírgula usando o caractere de barra vertical ("|"): `path=40.714728,-73.998672| -34.397,150.644;`
- Coordenadas codificadas usando o Algoritmo da polilinha codificada: `path=enc:gfo}EtohhUxD@bAxJmGF.`

4.6.7 Respostas da Google Elevation API

Para cada solicitação válida, o serviço da *Google Elevation API* retorna uma resposta de elevação no formato indicado no URL da solicitação. Cada resposta terá os seguintes elementos [22]:

- Um código de status da *Google Elevation API*, que pode ser um dos seguintes:
 - `OK`: indica que a solicitação da API foi concluída;
 - `INVALID_REQUEST`: indica que a solicitação da API estava incorreta;
 - `OVER_QUERY_LIMIT`: indica que o solicitante excedeu a cota;
 - `REQUEST_DENIED`: indica que a API não concluiu a solicitação;
 - `UNKNOWN_ERROR`: indica um erro desconhecido.
- Uma matriz de `results` contendo os seguintes elementos:
 - Um elemento `location` (contendo elementos `lat` e `lng`) da posição para a qual os dados de elevação foram calculados. Para solicitações de caminho, o conjunto de elementos `location` terá pontos de amostragem ao longo do caminho;
 - Um elemento `elevation`, que indica a elevação do local em metros;
 - Um valor `resolution`, que indica a distância máxima entre pontos de dados a partir dos quais a elevação foi interpolada, em metros. Esta propriedade estará ausente se a resolução não for conhecida. Os dados de elevação tornam-se mais aproximados (valores maiores de `resolution`) quando são informados diversos pontos. Para obter o valor de elevação mais preciso de um ponto, ele deve ser consultado de forma independente [22].

4.6.8 Exemplos

O exemplo a seguir solicita a elevação de Denver, Colorado no formato JSON:

```
http://maps.googleapis.com/maps/api/elevation/json?locations=39.7  
391536,-104.9847034
```

Resposta:

```
{
  "results" : [
    {
      "elevation" : 1608.637939453125,
      "location" : {
        "lat" : 39.73915360,
        "lng" : -104.98470340
      },
      "resolution" : 4.771975994110107
    }
  ],
  "status" : "OK"
}
```

O exemplo a seguir solicita dados de elevação de um path em linha reta. Foram pedidos três samples para incluir os dois pontos de extremidade e o ponto localizado na metade do caminho [22].

```
http://maps.googleapis.com/maps/api/elevation/json?path=36.578581  
,-118.291994|36.23998,-116.83171&samples=3
```

Resposta:

```
{
  "results" : [
    {
      "elevation" : 4411.941894531250,
      "location" : {
        "lat" : 36.5785810,
        "lng" : -118.2919940
      },
      "resolution" : 19.08790397644043
    },
  ]
}
```

```
{
  "elevation" : 1381.861694335938,
  "location" : {
    "lat" : 36.41150289067028,
    "lng" : -117.5602607523847
  },
  "resolution" : 19.08790397644043
},
{
  "elevation" : -84.61699676513672,
  "location" : {
    "lat" : 36.239980,
    "lng" : -116.831710
  },
  "resolution" : 19.08790397644043
}
],
"status" : "OK"
}
```

A partir da descrição das funcionalidades da *Google Elevation API*, fica claro que é um serviço bastante útil na realização deste trabalho. De maneira geral, ela é usada, no programa desenvolvido, para obter os dados de elevação do local da antena transmissora e para obter os dados de elevação ao longo de um caminho que liga o transmissor e o receptor.

Essas solicitações são feitas da seguinte maneira:

Para obter a altitude de apenas um ponto.

```
http://maps.googleapis.com/maps/api/elevation/json?locations=latitude\_TX,longitude\_TX
```

em que: `latitude_TX` e `longitude_TX` são as coordenadas do transmissor.

Para obter o perfil de um caminho entre dois pontos.

```
http://maps.googleapis.com/maps/api/elevation/json?path=latitude\_TX,longitude\_TX|latitude\_RX,longitude\_RX&samples=n\_amostras
```

em que: `latitude_TX` e `longitude_TX` são as coordenadas do transmissor; `latitude_RX` e `longitude_RX` são as coordenadas do ponto de recepção; `n_amostras` é o número de amostras desejado para esse caminho (no máximo 512).

4.6.9 Interpretação dos dados obtidos

Como descrito anteriormente, os dados obtidos com a *Google Elevation API* podem estar em dois formatos diferentes, XML e JSON, a depender da escolha do usuário. No caso deste trabalho, foi selecionado o formato JSON.

O JSON é um formato leve de troca de dados que possui várias características atrativas. Ele é fácil de ler e escrever, para os seres humanos, e, para as máquinas, fácil de interpretar e gerar. Além disso, a sintaxe do JSON é baseada em texto e é completamente independente da linguagem de programação utilizada, pois usa convenções que são familiares às linguagens C e derivadas, incluindo C++, C#, Java, JavaScript, Perl, Python, entre outras. Essas propriedades fazem com que o JSON seja ideal para troca de dados.

O JSON possui duas estruturas básicas para representar os dados:

- Objeto: uma coleção de pares nome/valor;
- Array: uma lista ordenada de valores.

Os nomes pertencentes aos objetos são formados por *strings* e os valores respectivos podem ser de vários tipos: *string*, *number*, *object*, *array*, *true*, *false*, *null*. Dessa maneira, o valor de um nome dentro de um objeto pode, também, ser um outro objeto ou um *array*. É importante ressaltar que as *strings* devem ser escritas entre aspas duplas. Ex.: "texto".

Um objeto é formado da seguinte maneira: é inicializado por chave "{", são colocados os pares "nome: valor", separados por ":" e cada par é separado por vírgula ",". Após todos os pares, é finalizado por chave "}".

O código a seguir mostra um exemplo de objeto formado por dois pares nome/valor. Os nomes são *strings*, escritas entre aspas, ("cliente" e "valor") e os valores correspondentes são uma *string* ("Pedro Paulo") e um número (500).

```
{
  "cliente" : "Pedro Paulo",
  "valor" : 500
}
```

Um *array* é formado da seguinte maneira: é inicializado com colchete "[", os seus valores são separados por vírgula "," e o *array* é finalizado com colchete "]". Os valores de um *array* podem ser *string*, *number*, *object*, *array*, *true*, *false*, *null*.

O código a seguir mostra um exemplo de um *array* de *strings*.

```
[  
    "banana",  
    "uva",  
    "pera"  
]
```

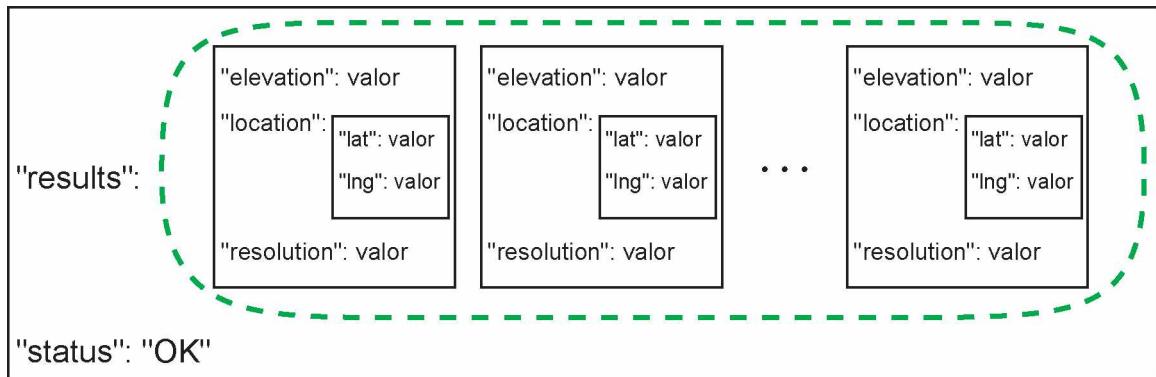
Uma resposta típica da *Google Elevation API* para uma requisição de caminho é um objeto com dois pares nome/valor, os quais são "results": *valor_results* e "status": *valor_status*. O valor do nome "results" é um *array* de objetos do tamanho do número de *samples* escolhido. Cada objeto desse *array* contém três pares nome/valor: "elevation": *valor_elevation*, "location": *valor_location* e "resolution": *valor_resolution*. O valor do nome "location" é, por sua vez, um objeto com dois pares nome/valor: "lat": *valor_lat* e "lng": *valor_lng*.

O código a seguir exemplifica essa estrutura para *samples=2*:

```
{  
    "results" : [  
        {  
            "elevation" : valor_elevation,  
            "location" : {  
                "lat" : valor_lat,  
                "lng" : valor_lng  
            },  
            "resolution" : valor_resolution  
        },  
        {  
            "elevation" : valor_elevation,  
            "location" : {  
                "lat" : valor_lat,  
                "lng" : valor_lng  
            },  
            "resolution" : valor_resolution  
        }  
}
```

A Figura 32 ilustra a resposta de uma requisição desse tipo. Nela, os retângulos representam objetos e o tracejado verde representa *array*.

Figura 32 – Representação esquemática de uma resposta da *Google Elevation API* a uma solicitação de caminho.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Apesar do objeto JSON recebido dos servidores do *Google* estar em um formato bem estruturado, como visto anteriormente, ele está em formato de texto. Na prática, o MATLAB® recebe o objeto JSON como um vetor de *char*. Por isso, então, esse vetor de *char* deve ser percorrido e interpretado corretamente para que os dados sejam extraídos e utilizados.

Para fazer isso, foi utilizada uma rotina, no MATLAB®, que percorre cada posição desse vetor de *char* e retorna um *struct* com os dados analisados e convertidos para as estruturas correspondentes. De posse dos dados já convertidos para um formato adequado ao MATLAB®, basta acessar as posições correspondentes do *struct* gerado para obter os dados desejados.

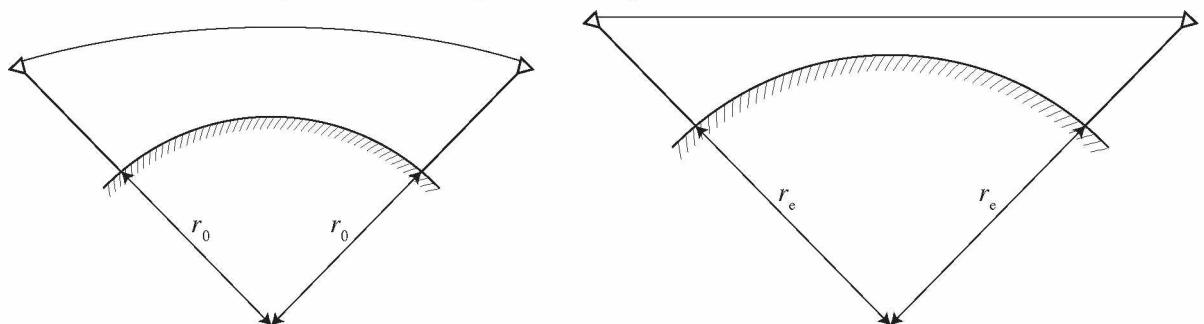
4.7 Correção do Perfil do Terreno

Uma atmosfera ideal possui constante dielétrica unitária e é livre de absorção. No entanto, na prática, a constante dielétrica do ar é maior do que 1 e depende da pressão e temperatura do ar e do vapor de água, que, por sua vez, variam com as condições climáticas e com a altitude. Em geral, a constante dielétrica diminui exponencialmente conforme a altitude aumenta, mas podem ocorrer situações contrárias.

Essas variações na constante dielétrica da atmosfera em função da altitude fazem com que as ondas eletromagnéticas se curvem e fiquem mais próximas da Terra do que se viajassem em linha reta. Isso possibilita a propagação ao longo de maiores distâncias.

Essa geometria de um raio se propagando em um caminho encurvado é complicada de se lidar, então um artifício é utilizado para que se possa utilizar raios em linha reta e, assim, reduzir a complexidade dos cálculos. O que se faz é considerar que a Terra tem um raio efetivo $r_e = kr_0$, em que r_0 é o raio real da Terra (6371 km) e k é um fator que, em geral, depende da distância da transmissão. Os valores de k mais utilizados são $4/3$, para distâncias menores que 17 km e $2/3$, para distâncias superiores a 17 km. A Figura 33 ilustra essa correção.

Figura 33 – Ilustração da utilização do raio efetivo da Terra



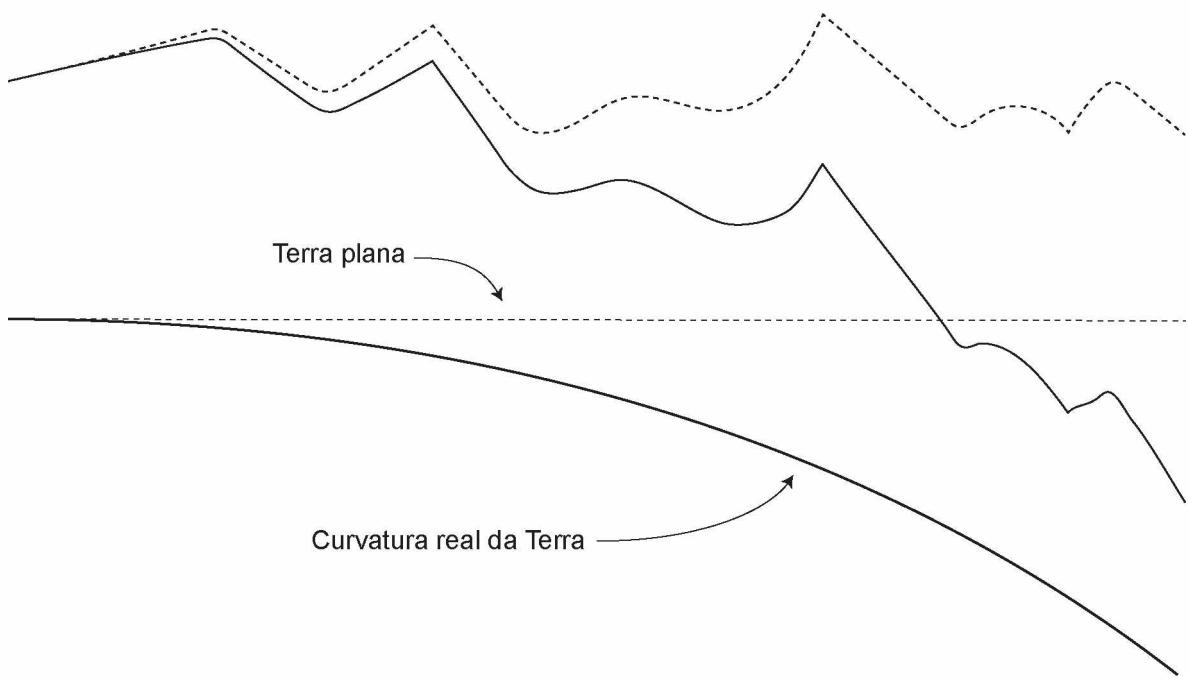
Fonte: *The Mobile Radio Propagation Channel* [2].

Então, os perfis do terreno já obtidos devem ser corrigidos para considerar esses efeitos. A correção é feita com uma parábola que parte do transmissor e aproxima a curvatura da Terra, como mostra a Figura 34. Essa parábola é dada pela Equação (69).

$$h'_i = h_i - \frac{d_i^2}{2kr_0} \quad (69)$$

em que: h'_i é a altitude corrigida da amostra i ; h_i é a altitude original da amostra i e d_i é a distância horizontal entre a amostra i e o transmissor.

Figura 34 – Perfil do terreno original e corrigido pela curvatura real da Terra e atmosfera padrão.



Fonte: *Modeling the Wireless Propagation Channel* [23].

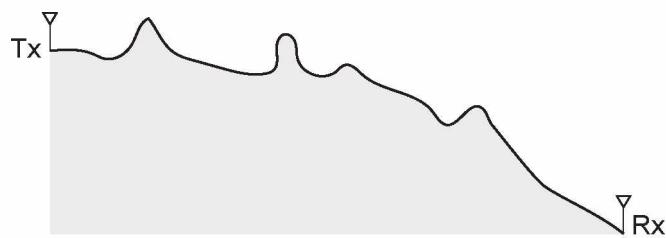
4.8 Representação por Gumes de Faca

De posse dos dados do perfil do terreno entre um ponto de transmissão e um ponto de recepção e as alturas das antenas transmissora e receptora, a próxima etapa é identificar os gumes de faca dessa topografia. Isso é realizado por um algoritmo muito simples que encontra, recursivamente, a obstrução do horizonte a partir de um ponto variável, chamado de *ponto atual*. O algoritmo funciona da seguinte forma:

1. Inicializa o *ponto atual* como o ponto onde está a antena transmissora;
2. Encontra a obstrução do horizonte a partir desse ponto;
3. Busca, opcionalmente, por alguma obstrução de primeira zona de Fresnel entre o *ponto atual* e a obstrução encontrada no passo 2;
4. Move o ponto atual para o local da obstrução encontrada no passo 2 e repete o procedimento até que o receptor seja atingido.

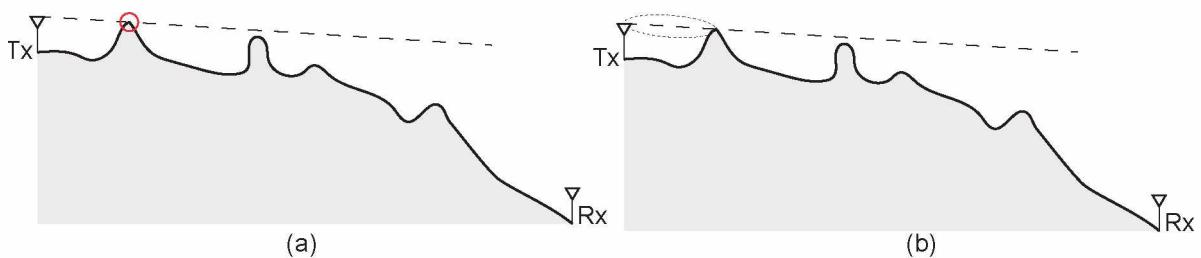
As Figuras 35 e 36 a 39 ilustram um exemplo de perfil de terreno e a aplicação do algoritmo que busca os gumes de faca, respectivamente.

Figura 35 – Exemplo de perfil de terreno



Fonte: Elaborada pelo autor.

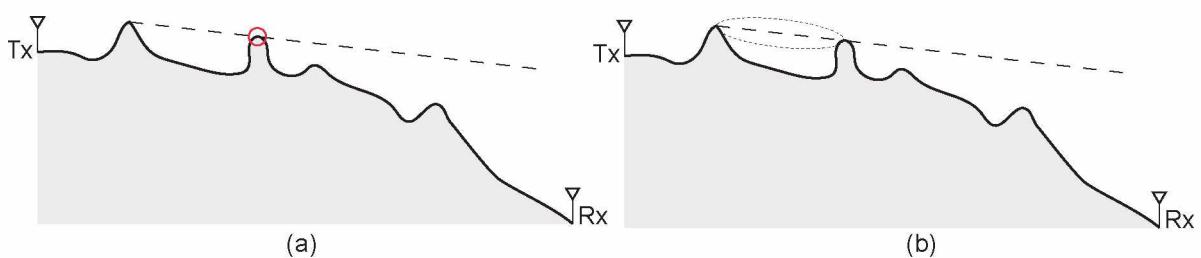
Figura 36 – Aplicação do algoritmo de busca de gumes de faca.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 36(a), o *ponto atual* é a antena transmissora. A partir desse ponto, o algoritmo encontra a obstrução do horizonte, indicada pela circunferência vermelha. Opcionalmente, o algoritmo busca por alguma obstrução de primeira zona de Fresnel entre o *ponto atual* e a obstrução encontrada. O resultado dessa busca, mostrado na Figura 36(b), indica que não existe obstrução da primeira zona de Fresnel. Feito isso, o *ponto atual* passa a ser a obstrução encontrada na Figura 36(a) e o programa prossegue da mesma maneira.

Figura 37 – Aplicação do algoritmo de busca de gumes de faca.

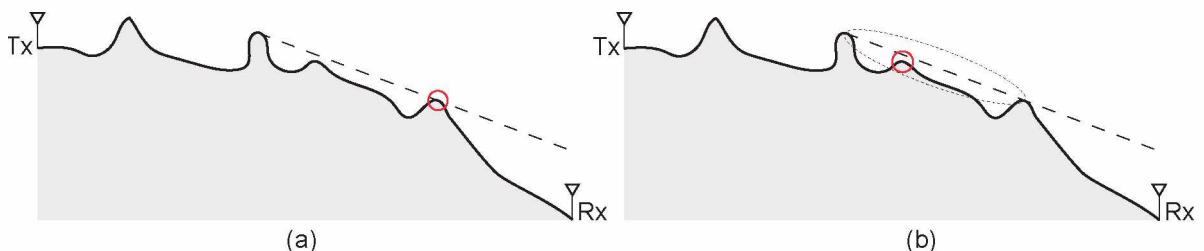


Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 37(a), o algoritmo encontra a nova obstrução do horizonte a partir do novo *ponto atual*, indicada pela circunferência vermelha. Então, o algoritmo busca, opcionalmente, por alguma obstrução de primeira zona de Fresnel entre o *ponto atual* e a obstrução que acabou de encontrar, como ilustra a Figura 37(b). Nessa busca, não foi encontrada nenhuma obstrução da primeira zona de Fresnel. Feito

isso, o novo *ponto atual* passa a ser a obstrução encontrada na Figura 37(a) e é realizada mais uma iteração.

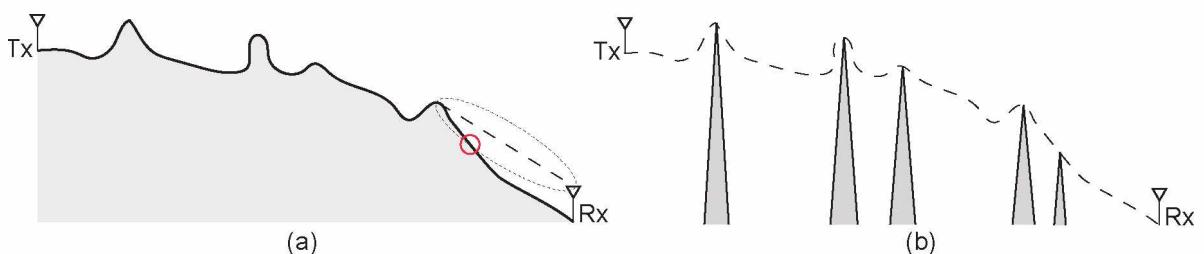
Figura 38 – Aplicação do algoritmo de busca de gumes de faca.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 38(a), o programa obtém a obstrução de horizonte a partir do novo *ponto atual*, mostrada na circunferência vermelha. Mais uma vez, opcionalmente, o algoritmo busca por alguma obstrução de primeira zona de Fresnel entre o *ponto atual* e a obstrução encontrada. A obstrução obtida é a circunferência vermelha mostrada na Figura 38(b). Prosseguindo, o novo *ponto atual* passa a ser a obstrução encontrada na Figura 38(a).

Figura 39 – Aplicação do algoritmo de busca de gumes de faca.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 39(a), como não há obstrução entre o novo *ponto atual* e o receptor, então o algoritmo apenas busca, opcionalmente, por alguma obstrução de primeira zona de Fresnel entre o *ponto atual* e o receptor e encontra a obstrução indicada pela circunferência vermelha. Como o receptor foi atingido, isso indica o fim da execução.

Como mostrado nas Figuras 36 a 39, o algoritmo encontrou, no perfil do terreno da Figura 35, os gumes de faca mostrados na Figura 39(b). A partir dessa representação de gumes de faca, o próximo passo é aplicar os métodos escolhidos para calcular a atenuação por difração. O modo de aplicação desses métodos está detalhado na seção 3.4 do Capítulo 3 deste trabalho.

4.9 Considerações Finais

O objetivo deste capítulo foi apresentar o programa desenvolvido para calcular a atenuação por difração pelos métodos selecionados. Foi mostrado o princípio geral de funcionamento do *software*, em que o usuário informa as condições de transmissão e de recepção e o programa busca todas as informações necessárias para realizar os cálculos pelos cinco métodos diferentes.

Após realizados todos os cálculos, um arquivo é armazenado contendo as coordenadas geográficas do ponto de transmissão, as coordenadas geográficas de todos os pontos da área de recepção e o valor respectivo da atenuação entre o ponto de transmissão e os pontos de recepção. O arquivo final também contém a frequência utilizada e os valores de altura das antenas transmissora e receptora utilizados.

Com os valores da atenuação e mais algumas informações adicionais, apresentadas e descritas na seção 4.4 do Capítulo 4 deste trabalho, é possível realizar o cálculo de campo elétrico e potência recebida na área de recepção. Essas informações podem ser muito úteis para o projeto e análise de sistemas de comunicação sem fio.

Apresentada a metodologia empregada neste trabalho, o próximo capítulo mostra quais os tipos de testes realizados e os respectivos resultados.

5 RESULTADOS

5.1 Introdução

Com o programa para o cálculo das perdas por difração desenvolvido, alguns testes foram realizados para estudar o comportamento dos modelos apresentados no Capítulo 3 deste trabalho. A análise realizada foi dividida em duas etapas básicas:

1. Avaliação dos modelos em função do terreno de propagação;
2. Estudo do comportamento dos modelos em função da frequência de operação.

Para realizar isso, a metodologia apresentada no Capítulo 4 deste trabalho foi utilizada e este capítulo apresenta os resultados obtidos nos testes realizados.

5.2 Avaliação em função do terreno de propagação

A análise do comportamento dos modelos de cálculo selecionados em função do terreno de propagação procedeu de acordo com a seguinte metodologia:

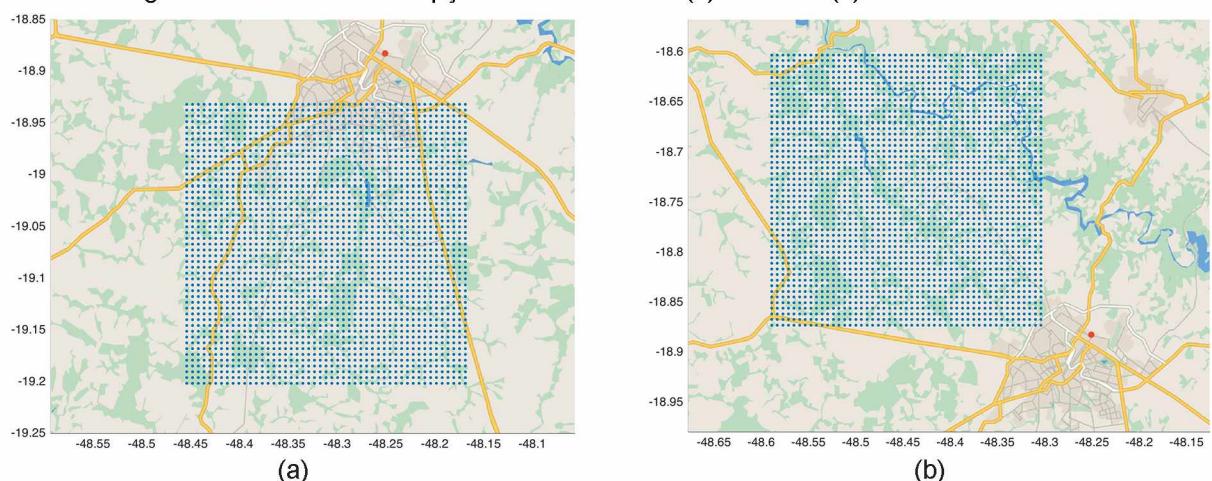
1. Foram selecionadas 6 áreas de recepção semelhantes à da Figura 31 nas regiões rurais de três cidades: Uberlândia – MG, Patos de Minas – MG e Frutal – MG. A Tabela 4 sumariza a localização dessas áreas. Cada uma delas contém 2401 pontos de recepção;
2. A perda por difração foi calculada pelos 5 métodos escolhidos em cada um dos 2401 pontos das 6 áreas. Esse cálculo considerou quatro alturas diferentes de antena transmissora (10, 20, 50 e 100 m), altura da antena receptora de 10 m e mesma frequência. A frequência utilizada foi a do canal 31 UHF, utilizado para TVD (Televisão Digital). Ao todo, foram 57.624 diferentes perfis de terreno analisados.

Tabela 4 – Áreas de recepção utilizadas.

Área	Região/Cidade	Frequência [MHz]
1	Sul de Uberlândia	
2	Noroeste de Uberlândia	
3	Nordeste de Frutal	
4	Sudoeste de Frutal	575,142857 (canal 31 UHF)
5	Oeste de Patos de Minas	
6	Noroeste de Patos de Minas	

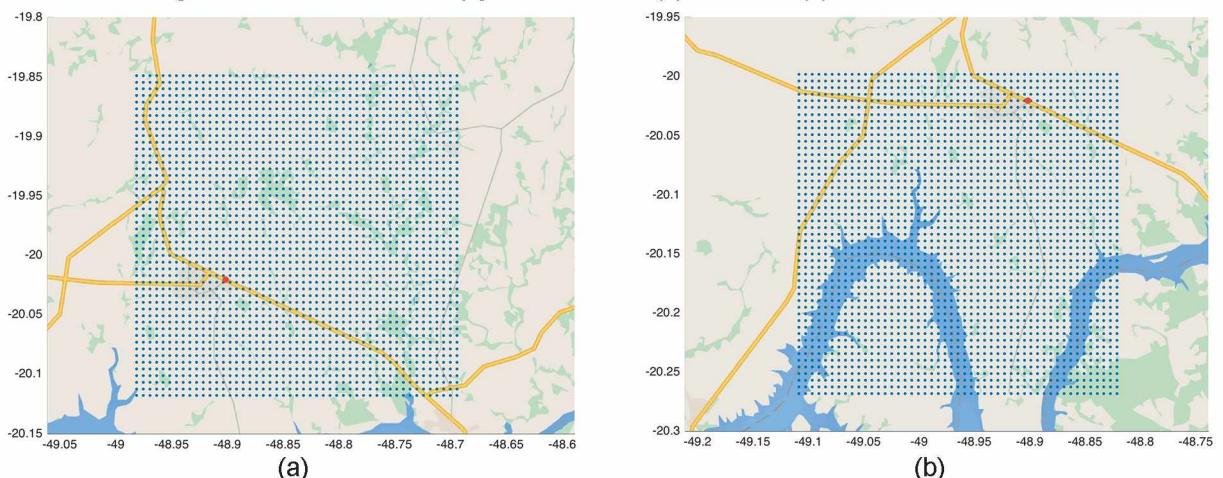
As Figuras 40 a 42 (a) e (b), a seguir, ilustram as 6 áreas de recepção da Tabela 4. Nestas, os pontos azuis são os pontos da área de recepção e o ponto vermelho é o ponto de transmissão.

Figura 40 – Áreas de recepção em Uberlândia: (a) área 1 e (b) área 2 da Tabela 4.



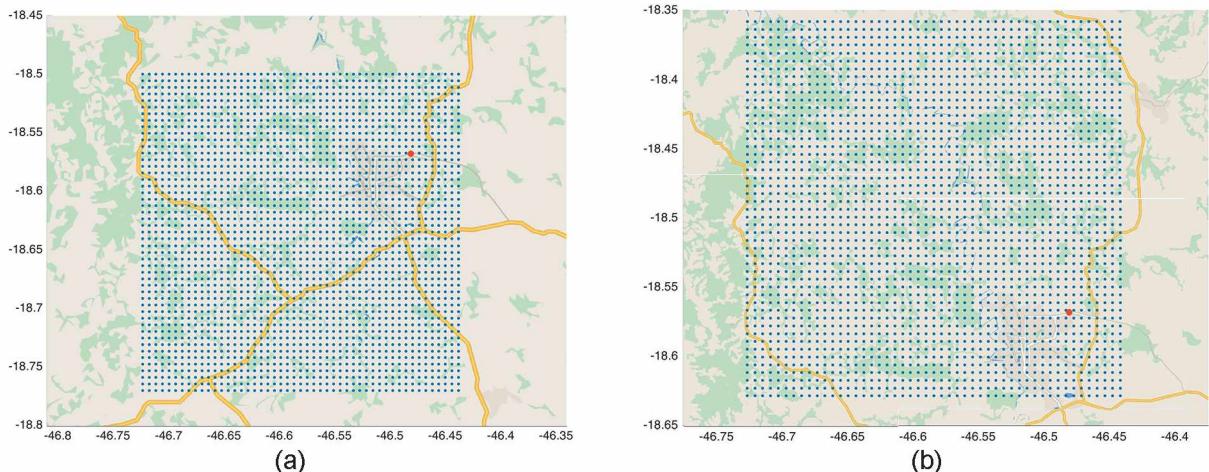
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 41 – Áreas de recepção em Frutal: (a) área 3 e (b) área 4 da Tabela 4.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 42 – Áreas de recepção em Patos de Minas: (a) área 5 e (b) área 6 da Tabela 4.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os procedimentos para o cálculo da perda por difração foram, então, realizados de acordo com o Capítulo 4 deste trabalho nas 6 áreas apresentadas. Obtidos os valores da perda de propagação, partiu-se para a análise dos dados.

No Capítulo 3 deste trabalho, na seção 3.4.6, foram discutidos alguns aspectos teóricos sobre o comportamento dos cinco métodos escolhidos (Bullington, Epstein-Peterson, Japonês, Deygout e Giovaneli). Nessa discussão, foi mostrado que o método de Giovaneli é, muitas vezes, considerado o mais fiel aos resultados exatos. Por isso, a análise realizada com os dados obtidos foi feita no sentido de comparar os outros quatro modelos (Bullington, Epstein-Peterson, Japonês e Deygout) com o modelo de Giovaneli.

Nesse sentido, foram avaliados os desvios de cada método em relação ao modelo de Giovaneli em função do número de gumes de faca do terreno. Isso foi feito para as 6 áreas de recepção e para as quatro alturas diferentes de antena transmissora (10, 20, 50 e 100 m).

A Tabela 5 a seguir, traz uma amostra dos resultados da perda de propagação de cada método, em [dB], para alguns pontos da área 1 da Tabela 4 e altura de antena transmissora de 10 m. Neste trabalho, será apresentada apenas essa amostra, pois, caso fossem mostrados os resultados de todas as seis áreas de recepção para as quatro alturas de antena transmissora diferentes, seriam necessárias mais de 1000 páginas para mostrar esses dados. A coleção completa dos resultados pode ser encontrada em arquivo digital com o autor do trabalho.

Tabela 5 – Amostra dos resultados: área 1 e altura de antena Tx 10 m.

Coordenadas		Bullington	Epstein-Peterson	Japonês	Deygout	Giovanelli	Nº Gumes
Latitude	Longitude						
-19,20178	-48,45406	13,22731	16,60205	16,60617	16,70618	16,61384	2
-19,20178	-48,44812	8,50150	8,50150	8,50150	8,50150	8,50150	1
-19,20178	-48,44217	7,28078	7,28078	7,28078	7,28078	7,28078	1
-19,20178	-48,43622	6,85818	6,85818	6,85818	6,85818	6,85818	1
-19,20178	-48,43027	7,95839	7,95839	7,95839	7,95839	7,95839	1
-19,20178	-48,42433	9,24796	14,93382	14,95442	15,23320	15,13052	2
-19,20178	-48,41838	20,73257	42,35305	46,13046	51,92346	46,32781	6
-19,20178	-48,41243	22,29354	45,63103	48,55752	57,97467	50,08333	6
-19,20178	-48,40649	23,02607	50,10672	51,88525	64,15869	57,82010	7
-19,20178	-48,40054	15,55027	32,79276	34,34711	40,47567	35,53197	5
-19,20178	-48,39459	6,86939	6,86939	6,86939	6,86939	6,86939	1
-19,20178	-48,38865	6,13532	6,13532	6,13532	6,13532	6,13532	1
-19,20178	-48,38270	6,70566	6,70566	6,70566	6,70566	6,70566	1
-19,20178	-48,37675	6,99768	6,99768	6,99768	6,99768	6,99768	1
-19,20178	-48,37080	6,32903	12,29028	12,30808	12,37946	12,31788	2
-19,20178	-48,36486	10,56412	20,92165	21,13251	23,01876	22,14468	3
-19,20178	-48,35891	15,86798	26,19545	27,33852	29,62164	27,44431	3
-19,20178	-48,35296	19,08827	22,10679	22,66046	31,81502	31,08164	3
-19,20178	-48,34702	21,51643	52,37992	58,37809	71,22861	59,95027	8
-19,20178	-48,34107	19,16229	46,59736	47,86642	58,04988	52,96030	7
-19,20178	-48,33512	19,86045	32,98661	35,82836	45,90815	40,19176	5
-19,20178	-48,32918	15,19391	32,96620	33,93375	40,62698	37,68475	5
-19,20178	-48,32323	18,41438	29,11056	32,99225	38,47642	32,91838	4
-19,15119	-48,38270	13,57584	18,76216	19,03279	20,04658	19,03279	2
-19,15119	-48,37675	16,39232	25,47668	31,23968	35,67777	31,24116	4
-19,15119	-48,37080	13,98154	19,23553	19,60389	20,38540	19,60389	2
-19,15119	-48,36486	15,61080	20,99542	21,50170	22,15126	21,50170	2
-19,15119	-48,35891	13,94422	19,22915	19,66416	20,30939	19,66416	2
-19,15119	-48,35296	19,92503	34,45346	39,17511	47,32094	41,59988	5
-19,15119	-48,34702	15,42450	19,68941	21,32179	28,45485	24,59995	3
-19,15119	-48,34107	16,12865	23,12757	24,91686	29,76090	26,93981	3
-19,15119	-48,33512	17,32414	34,43153	39,35697	44,59512	39,51023	5
-19,15119	-48,32918	21,92001	38,22136	43,35031	51,10522	43,06398	5
-19,15119	-48,32323	17,83508	29,54661	32,09411	38,44610	33,25404	4
-19,15119	-48,31728	11,33666	15,31816	16,43691	18,46385	16,43691	2
-19,15119	-48,31133	16,97999	32,41421	38,17811	41,51589	38,39511	5
-19,15119	-48,30539	12,59894	26,15318	27,43414	31,51922	28,56439	4
-19,15119	-48,29944	17,61132	20,97186	26,43298	31,33635	26,14529	3
-19,15119	-48,29349	16,07859	16,07859	16,07859	16,07859	16,07859	1
-19,15119	-48,26376	7,08005	7,08005	7,08005	7,08005	7,08005	1
-19,15119	-48,24592	7,91748	12,23341	13,58075	13,97675	13,58075	2
-19,15119	-48,23997	7,53670	13,31950	13,38835	13,53562	13,38835	2

-19,15119	-48,22808	8,54725	8,54725	8,54725	8,54725	8,54725	1
-19,15119	-48,22213	13,80855	13,80855	13,80855	13,80855	13,80855	1
-19,15119	-48,21618	12,38439	17,88996	18,29989	18,41268	18,29989	2
-19,15119	-48,21023	13,04721	19,78135	21,74570	25,49818	23,24067	3
-19,15119	-48,20429	15,27464	19,28109	22,48509	27,69642	24,89023	3
-19,15119	-48,19834	17,32591	31,73668	35,95016	42,29613	37,47849	5
-19,15119	-48,19239	18,12645	25,52560	33,44700	36,92110	33,44700	4
-19,15119	-48,18645	18,47801	19,65732	29,28255	30,94503	29,30916	3
-19,15119	-48,18050	23,01544	31,06727	35,78014	38,49699	35,86552	3
-19,15119	-48,17455	25,27101	51,82819	56,61036	73,08165	61,11103	7
-19,15119	-48,16861	19,20166	30,79073	37,20642	39,34430	37,29522	4
-19,14557	-48,45406	17,21878	37,72773	42,37725	45,30458	42,64269	6
-19,14557	-48,44812	10,42413	10,42413	10,42413	10,42413	10,42413	1
-19,14557	-48,44217	15,77046	23,20873	24,20218	26,25689	24,55378	3
-19,14557	-48,43622	18,77808	37,06295	38,73895	43,51914	38,30395	5
-19,14557	-48,43027	19,34856	38,37115	42,63298	49,38533	44,16160	6
-19,14557	-48,42433	10,20785	12,42367	12,96182	16,27870	15,73322	2
-19,14557	-48,41838	9,03327	12,31254	12,53248	15,07437	14,84400	2
-19,14557	-48,41243	8,88373	8,88373	8,88373	8,88373	8,88373	1
-19,14557	-48,40649	6,76590	6,76590	6,76590	6,76590	6,76590	1
-19,14557	-48,39459	8,94719	12,30354	13,72529	15,08649	13,72529	2
-19,14557	-48,38865	16,00519	22,30021	26,66286	29,01304	26,66717	3
-19,14557	-48,38270	16,30583	21,88778	25,39626	29,44014	25,10748	3
-19,14557	-48,37675	20,14356	30,11728	34,72576	41,41838	36,15408	4
-19,14557	-48,37080	18,00775	27,70874	29,65279	30,79767	29,65279	3
-19,14557	-48,36486	19,30549	41,68153	42,73809	53,80312	46,63922	6
-19,14557	-48,35891	18,11716	26,01071	33,42071	37,56295	33,42199	4
-19,14557	-48,35296	21,08898	48,16679	51,07982	63,39392	52,24000	7
-18,96008	-48,19834	14,89295	27,75660	30,40468	34,66026	30,40201	4
-18,96008	-48,19239	22,71036	73,03347	77,26397	95,14377	76,92129	11
-18,96008	-48,18645	20,54590	59,30298	63,60701	74,28467	63,17186	9
-18,96008	-48,18050	14,69323	30,11295	30,78946	34,29609	31,23916	4
-18,96008	-48,17455	12,45817	27,30488	29,10911	31,23132	29,27650	4
-18,96008	-48,16861	12,44827	31,48640	32,36883	37,09999	34,97375	5
-18,95446	-48,45406	24,01074	26,86299	30,14591	33,34485	30,14086	3
-18,95446	-48,44812	23,99885	36,99843	41,46043	47,99107	43,32133	5
-18,95446	-48,44217	30,32979	58,88966	65,93898	80,96162	68,91665	8
-18,95446	-48,43622	27,65747	50,28647	52,29433	65,69292	56,63073	7
-18,95446	-48,43027	15,15398	20,33304	21,83083	25,39865	23,66182	3
-18,95446	-48,42433	18,40155	27,69877	29,21453	32,81579	31,05676	4
-18,95446	-48,41838	11,58671	25,35701	25,69578	30,30574	28,03270	4
-18,95446	-48,41243	11,01383	19,35987	19,88831	23,67099	21,65186	3
-18,95446	-48,40649	11,42258	19,57204	20,84401	24,46086	20,98452	3

5.2.1 Área de recepção 1

Com os cálculos realizados, conforme exemplo da Tabela 5, os desvios dos primeiros quatro métodos em relação ao método de Giovaneli foram analisados em função do número de gumes de faca do percurso de propagação. Os Gráficos 1 a 4 mostram o resultado dessa análise para a área de recepção 1.

Gráfico 1 – Desvio relativo a Giovaneli: área 1 e altura da antena Tx 10 m.

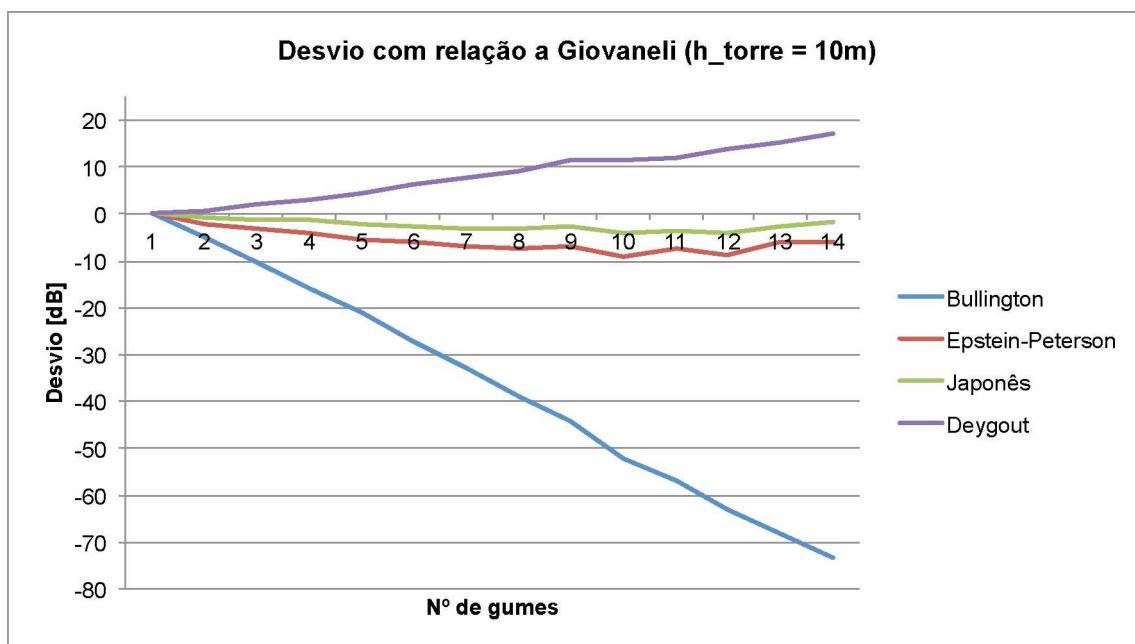


Gráfico 2 – Desvio relativo a Giovaneli: área 1 e altura da antena Tx 20 m.

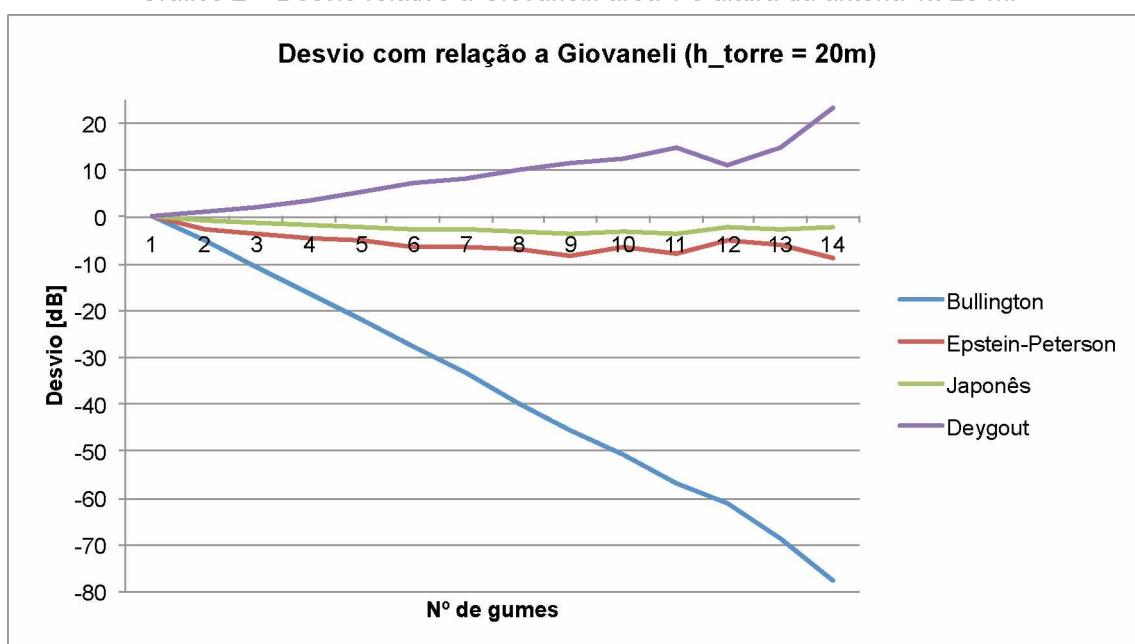


Gráfico 3 – Desvio relativo a Giovaneli: área 1 e altura da antena Tx 50 m.

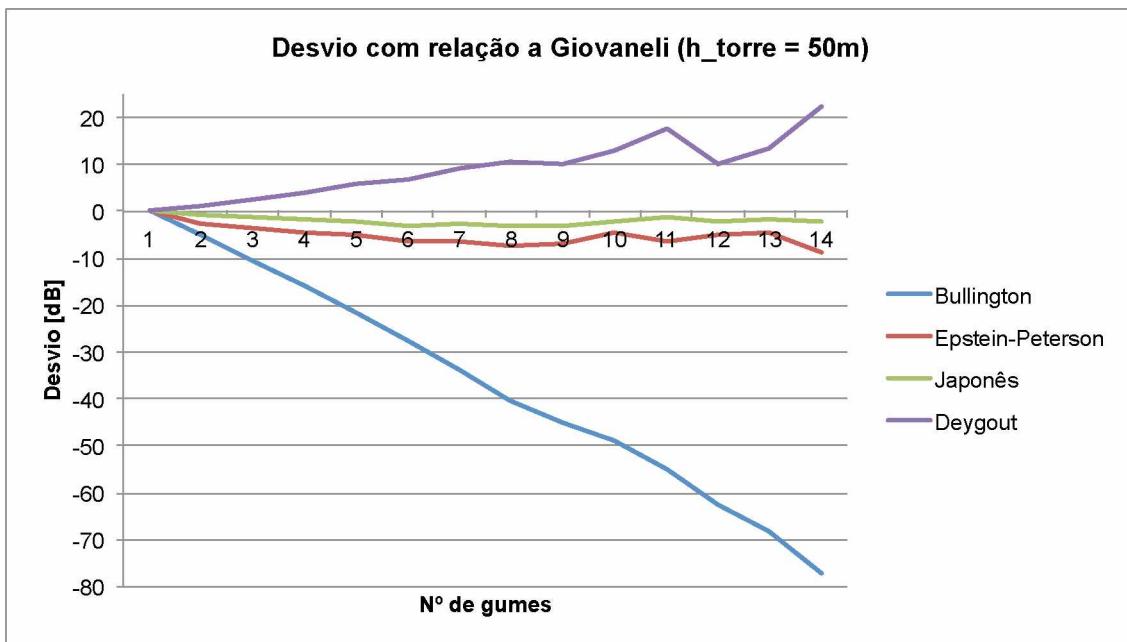
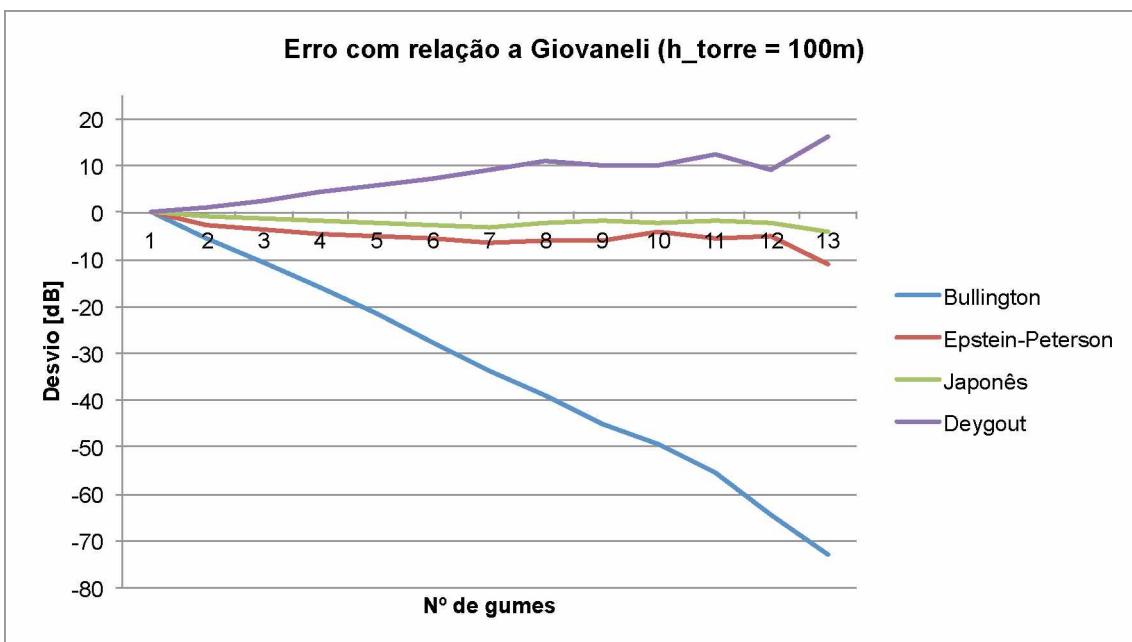


Gráfico 4 – Desvio relativo a Giovaneli: área 1 e altura da antena Tx 100 m.



Observando os Gráficos 1 a 4, é possível perceber duas características importantes:

- Os desvios aumentam à medida que o número de gumes de faca aumenta;
- Nas quatro situações diferentes de altura da antena transmissora, as curvas apresentam, praticamente, o mesmo padrão.

5.2.2 Área de recepção 2

Para a área de recepção 2 da Tabela 4, os Gráficos 5 a 8 a seguir, trazem os resultados da análise do desvio dos métodos em relação ao modelo de Giovaneli.

Gráfico 5 – Desvio relativo a Giovaneli: área 2 e altura da antena Tx 10 m.

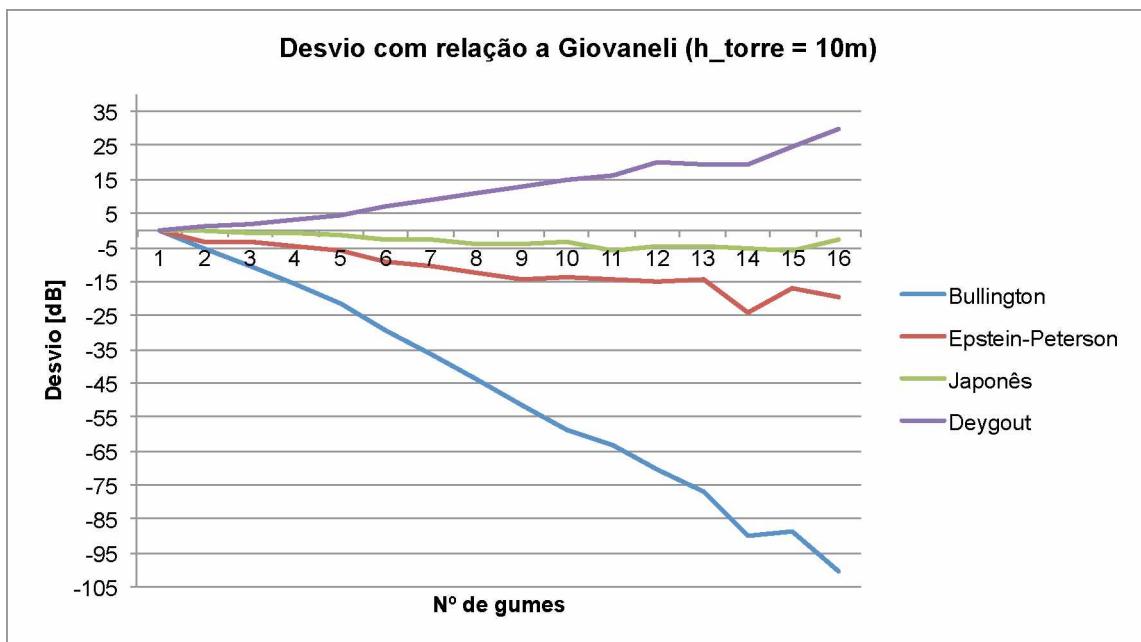


Gráfico 6 – Desvio relativo a Giovaneli: área 2 e altura da antena Tx 20 m.

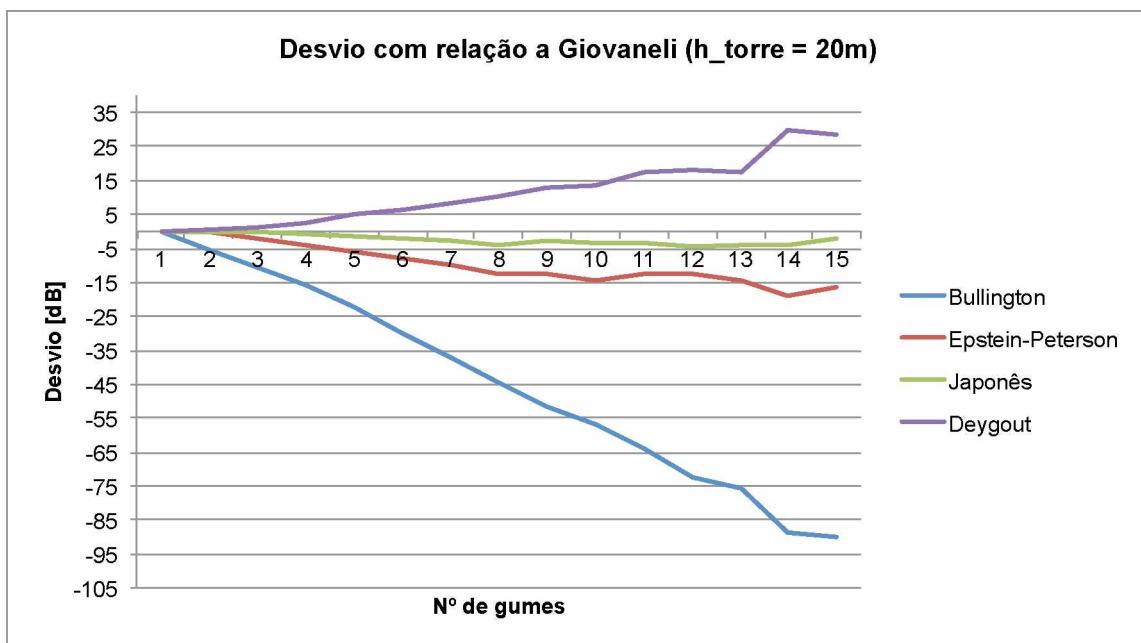


Gráfico 7 – Desvio relativo a Giovaneli: área 2 e altura da antena Tx 50 m.

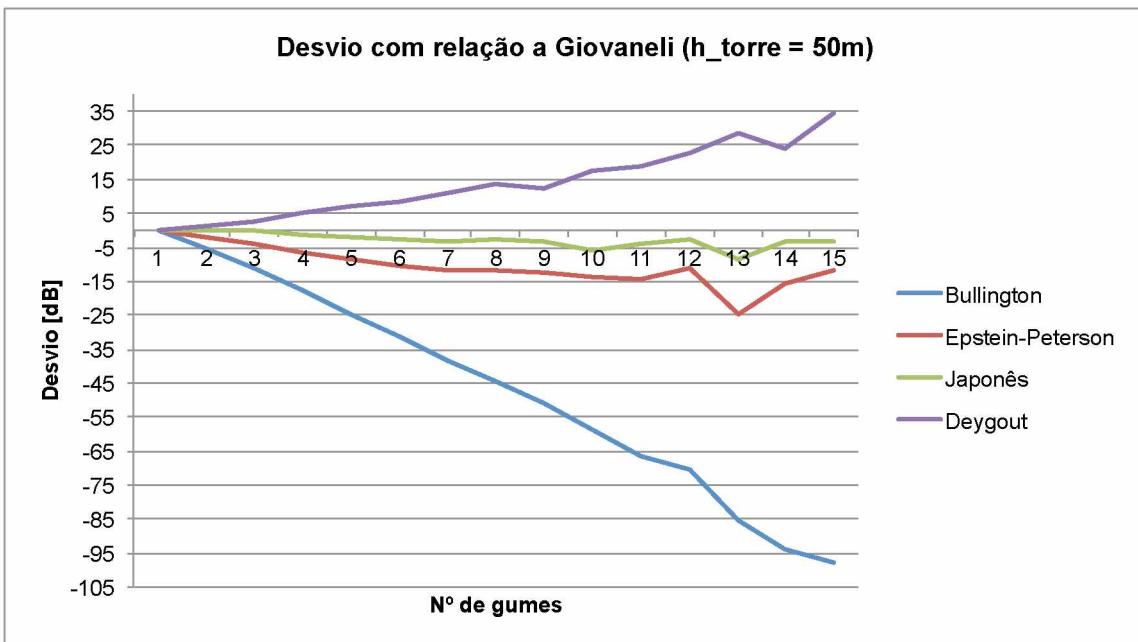
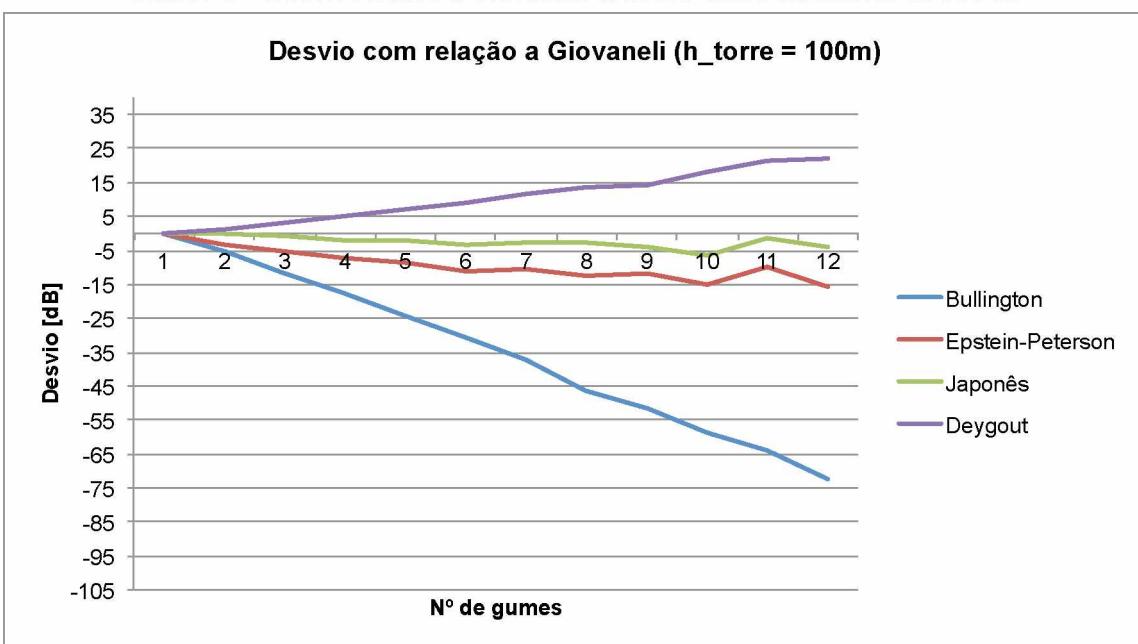


Gráfico 8 – Desvio relativo a Giovaneli: área 2 e altura da antena Tx 100 m.



Os Gráficos 5 a 8 mostram as mesmas características observadas nos Gráficos 1 a 4, mas também mostram que o aumento da altura da antena transmissora não afetou o comportamento das curvas, mas apenas reduz o número de gumes de faca do percurso de propagação.

5.2.3 Área de recepção 3

Para a área de recepção 3 da Tabela 4, os Gráficos 9 a 12 trazem os resultados da análise do desvio dos métodos em relação ao modelo de Giovaneli.

Gráfico 9 – Desvio relativo a Giovaneli: área 3 e altura da antena Tx 10 m.

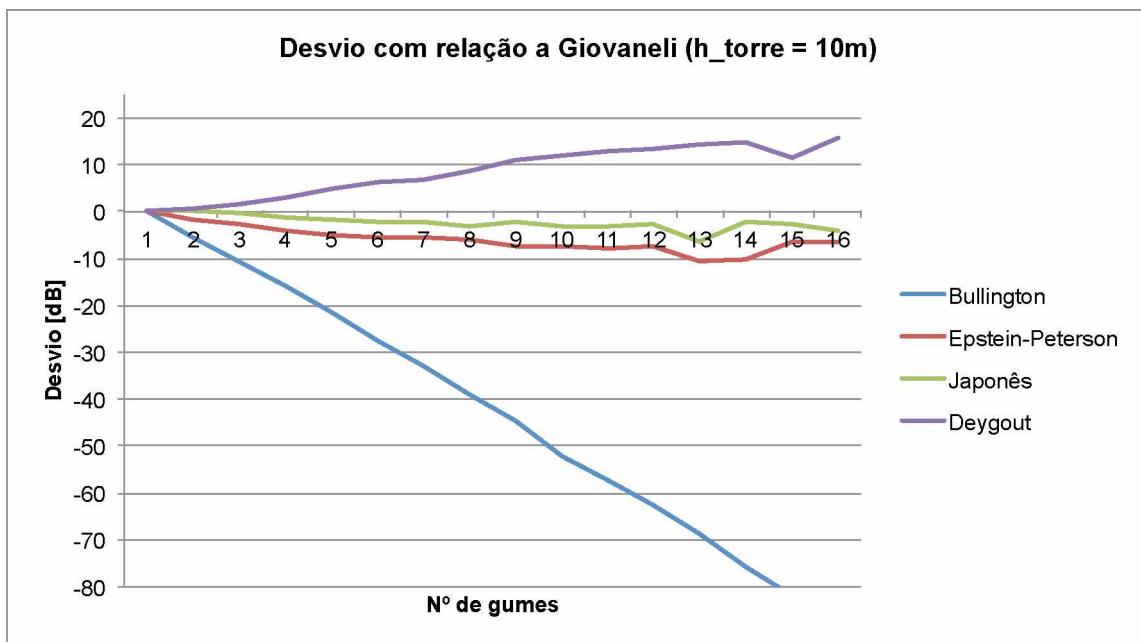


Gráfico 10 – Desvio relativo a Giovaneli: área 3 e altura da antena Tx 20 m.

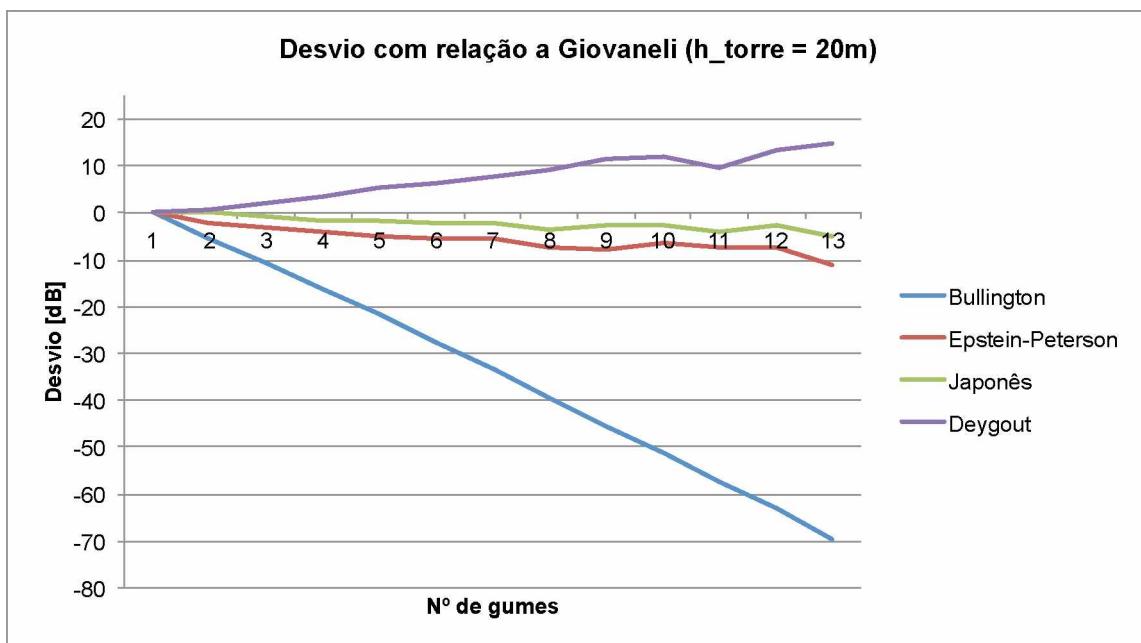


Gráfico 11 – Desvio relativo a Giovaneli: área 3 e altura da antena Tx 50 m.

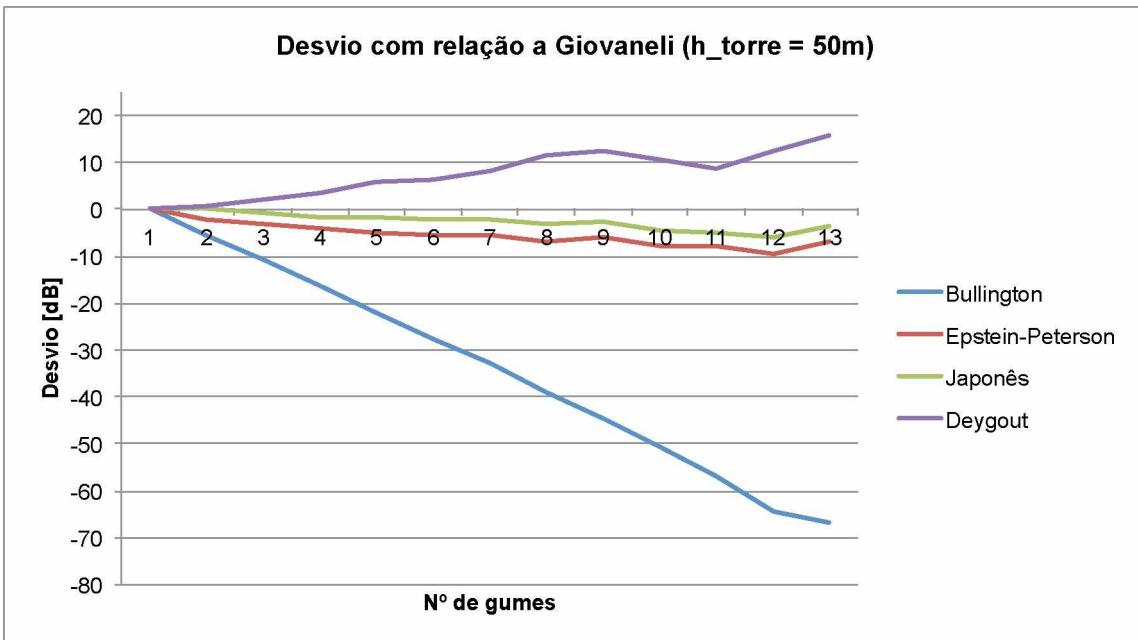
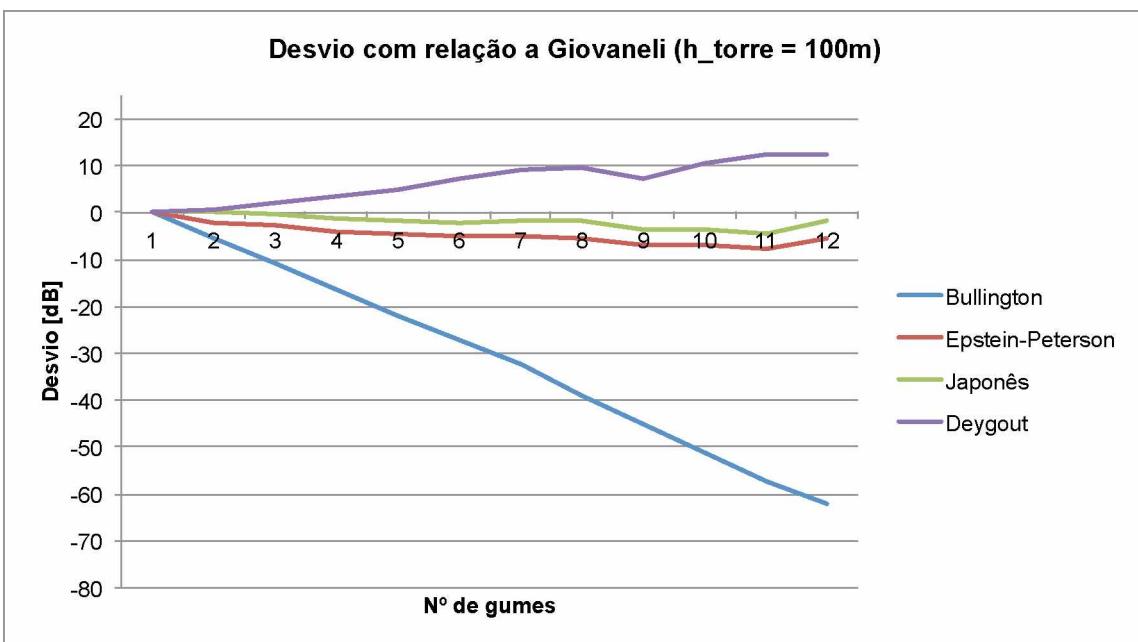


Gráfico 12 – Desvio relativo a Giovaneli: área 3 e altura da antena Tx 100 m.



Mais uma vez, os Gráficos 9 a 12 apresentaram as mesmas características observadas nos Gráficos 1 a 8. Em todos eles, as diferenças entre os métodos são acentuadas apenas com o aumento do número de gumes de faca. O modelo de Bullington se desvia rapidamente para a parte negativa, enquanto o modelo de Deygout se desvia, um pouco mais lentamente, para a parte positiva. Já os modelos de Epstein-Peterson e o Japonês se desviam pouco para a parte negativa.

5.2.4 Área de recepção 4

Para a área de recepção 4 da Tabela 4, os Gráficos 13 a 16, a seguir, trazem os resultados da análise do desvio dos métodos em relação ao modelo de Giovaneli.

Gráfico 13 – Desvio relativo a Giovaneli: área 4 e altura da antena Tx 10 m.

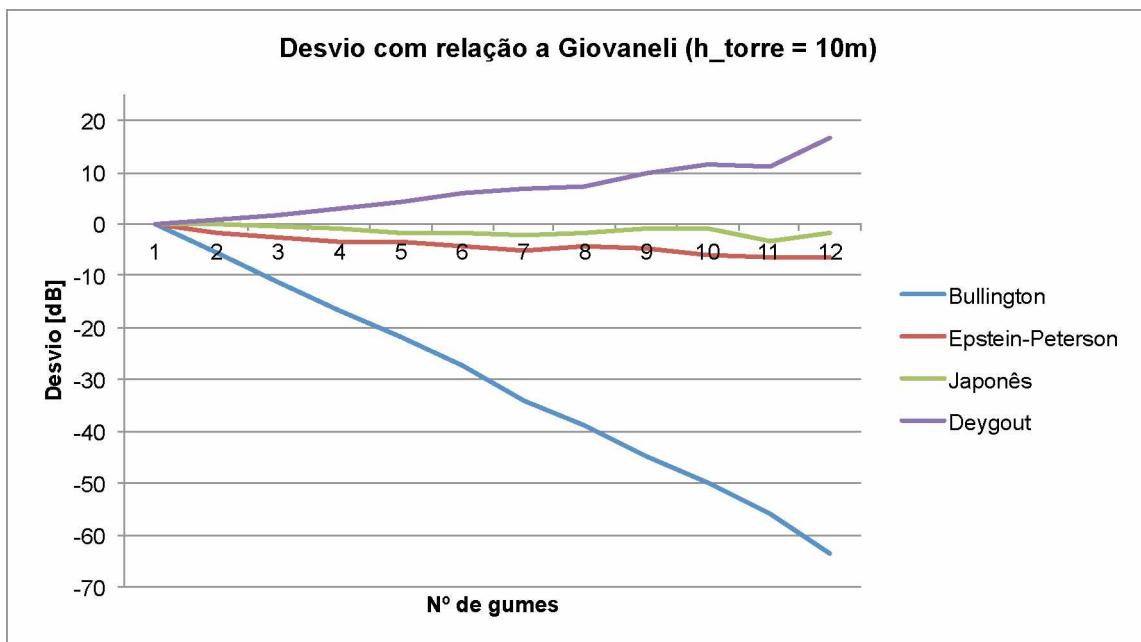


Gráfico 14 – Desvio relativo a Giovaneli: área 4 e altura da antena Tx 20 m.

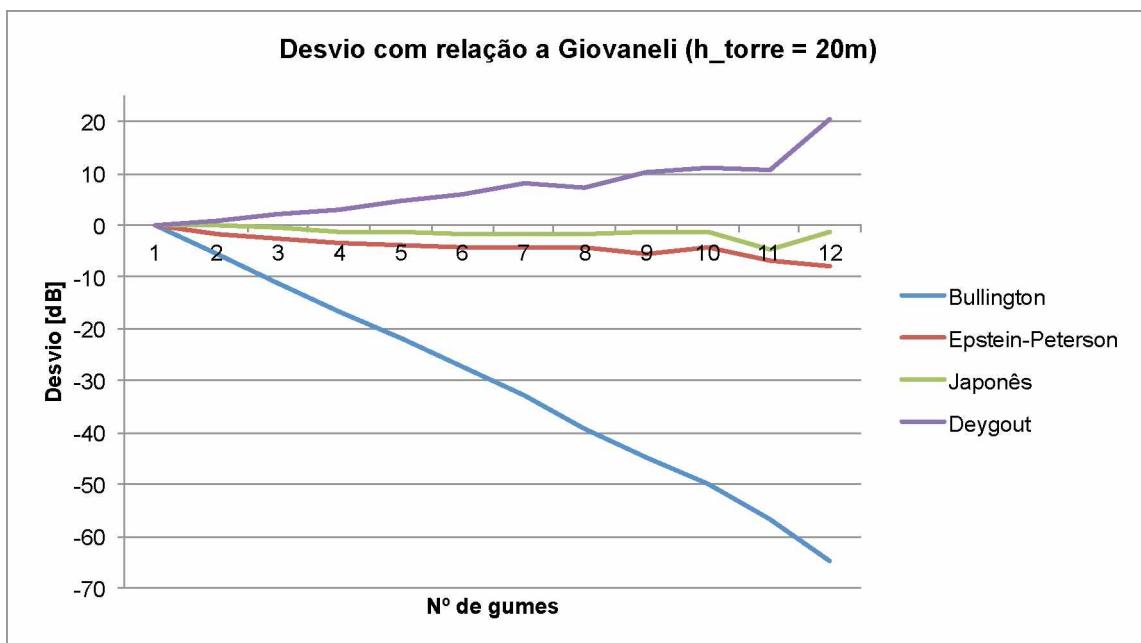


Gráfico 15 – Desvio relativo a Giovaneli: área 4 e altura da antena Tx 50 m.

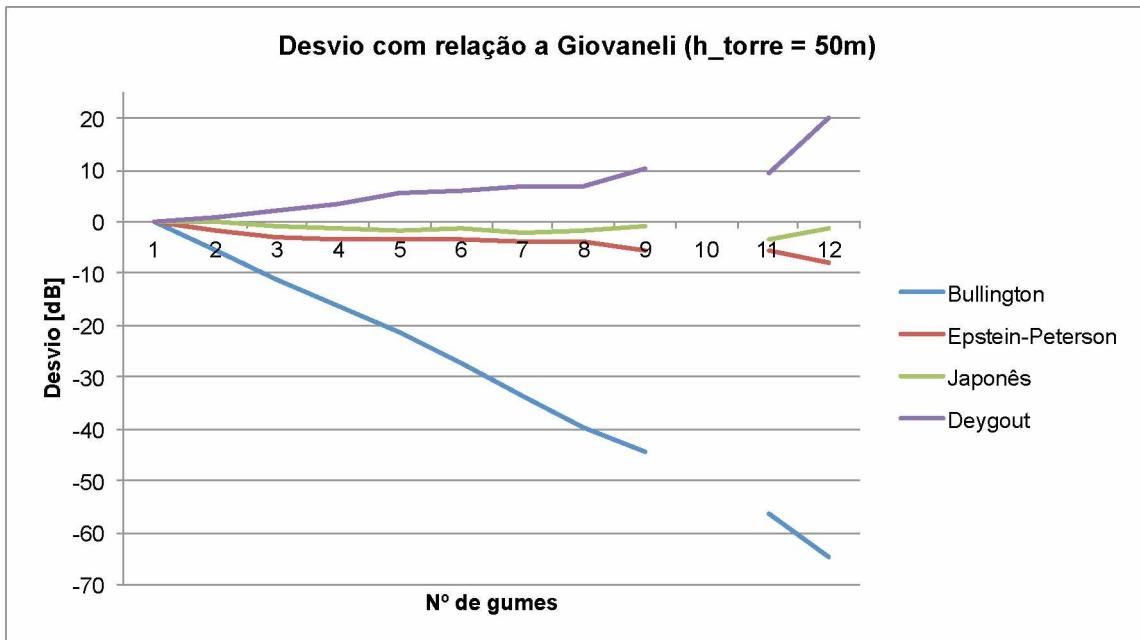
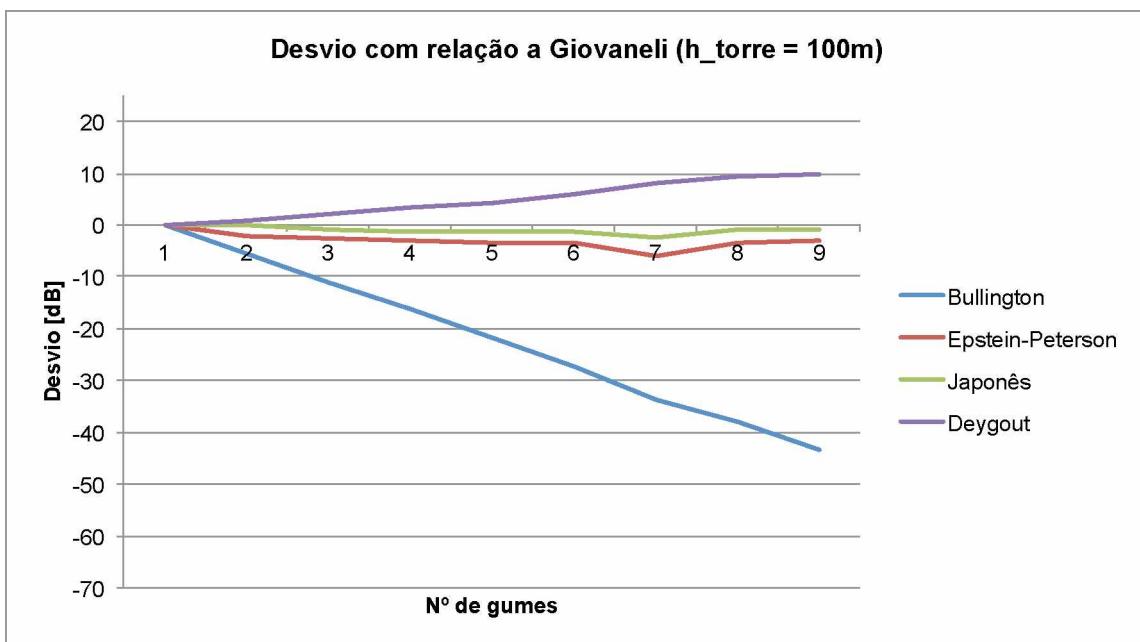


Gráfico 16 – Desvio relativo a Giovaneli: área 4 e altura da antena Tx 100 m.



É importante observar que, no Gráfico 15, há uma descontinuidade em “Nº de gumes = 10”. Isso ocorreu, pois não houve nenhum percurso com exatamente 10 gumes de faca nessa área de recepção e para a altura de antena transmissora de 50 m.

Ainda, de semelhante modo, os Gráficos 13 a 16 mostraram concordância com os Gráficos 1 a 12 anteriores.

5.2.5 Área de recepção 5

Os Gráficos 17 a 20, a seguir, trazem os resultados da análise do desvio dos métodos em relação ao modelo de Giovaneli para a área de recepção 5 da Tabela 4.

Gráfico 17 – Desvio relativo a Giovaneli: área 5 e altura da antena Tx 10 m.

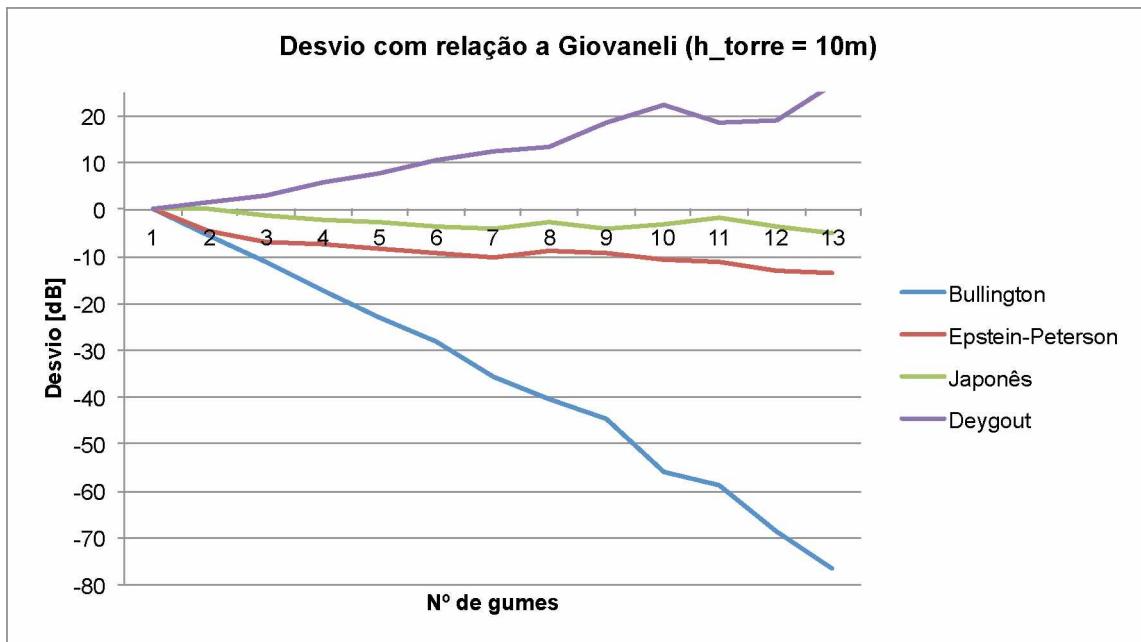


Gráfico 18 – Desvio relativo a Giovaneli: área 5 e altura da antena Tx 20 m.

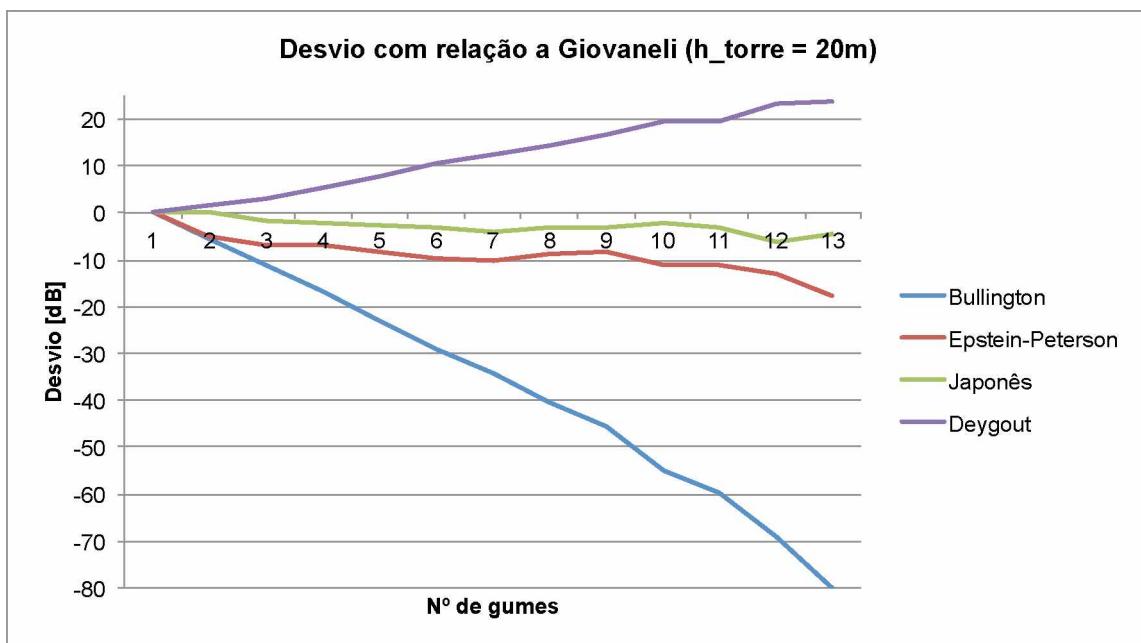


Gráfico 19 – Desvio relativo a Giovaneli: área 5 e altura da antena Tx 50 m.

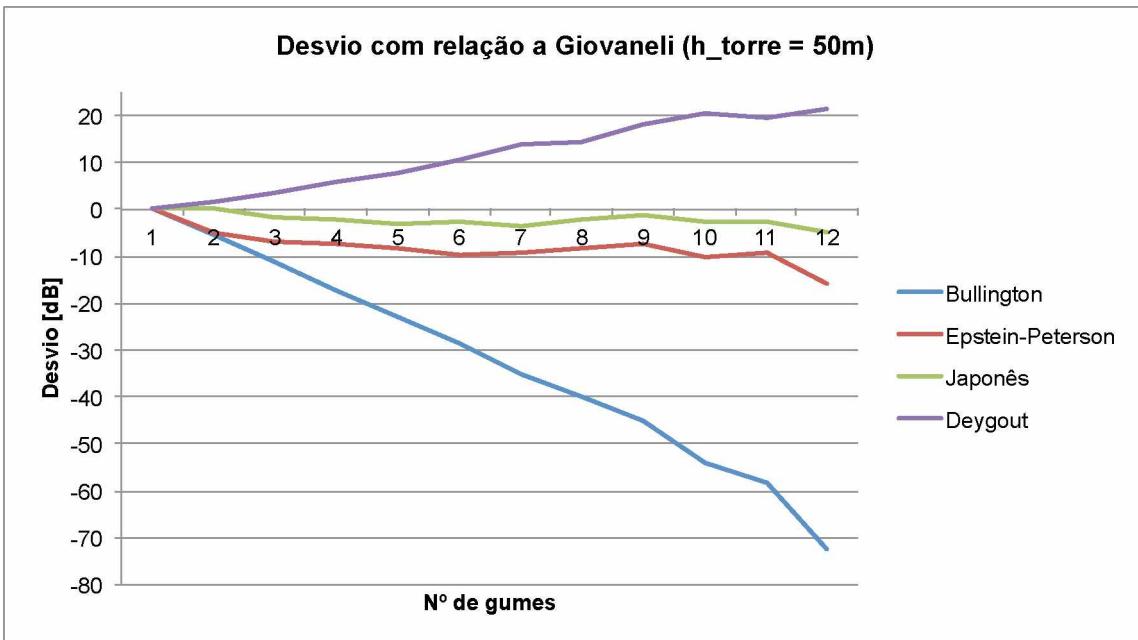
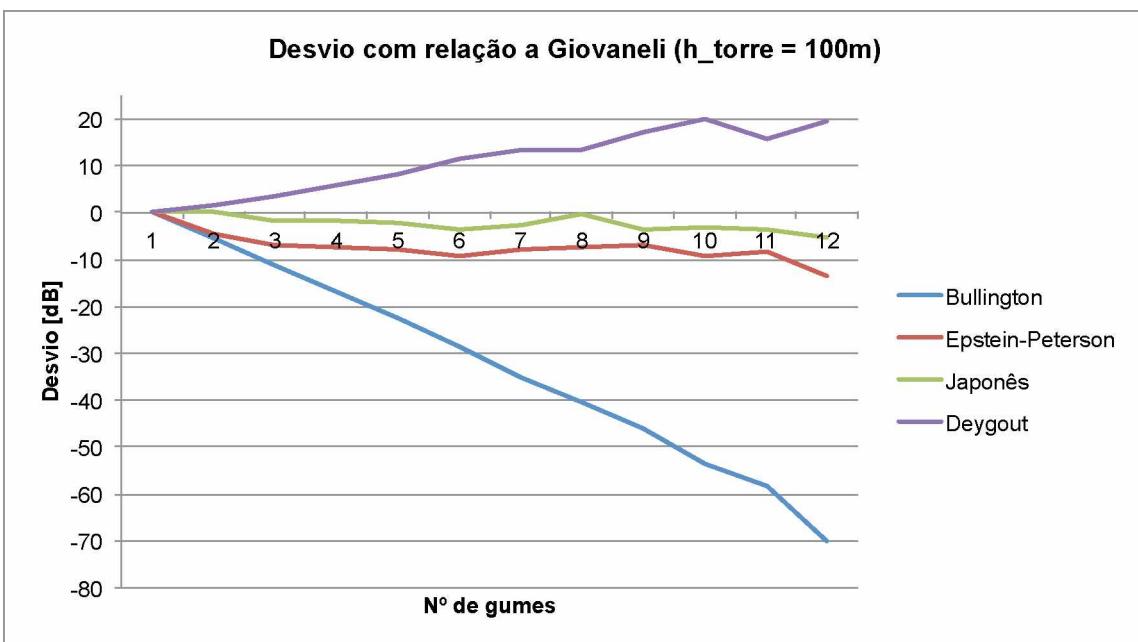


Gráfico 20 – Desvio relativo a Giovaneli: área 5 e altura da antena Tx 100 m.



Na área de recepção 5, os Gráficos 17 a 20 continuam concordando com todos os Gráficos 1 a 16 anteriores. Então, começa-se a observar um padrão nesses resultados, visto que, até aqui, nem a mudança da área de recepção nem da altura de antena transmissora tem alterado significativamente os resultados. Isso ainda será reforçado pela análise da última área de recepção a seguir.

5.2.6 Área de recepção 6

Para a área de recepção 6 da Tabela 4, os Gráficos 21 a 24, a seguir, trazem os resultados da análise do desvio dos métodos em relação ao modelo de Giovaneli.

Gráfico 21 – Desvio relativo a Giovaneli: área 6 e altura da antena Tx 10 m.

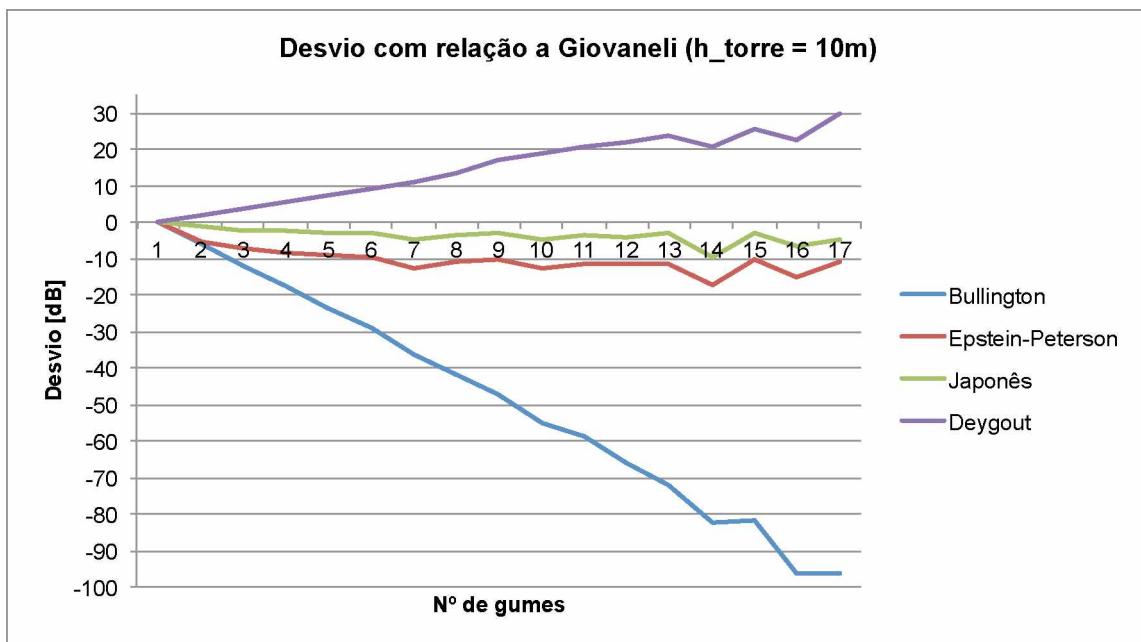


Gráfico 22 – Desvio relativo a Giovaneli: área 6 e altura da antena Tx 20 m.

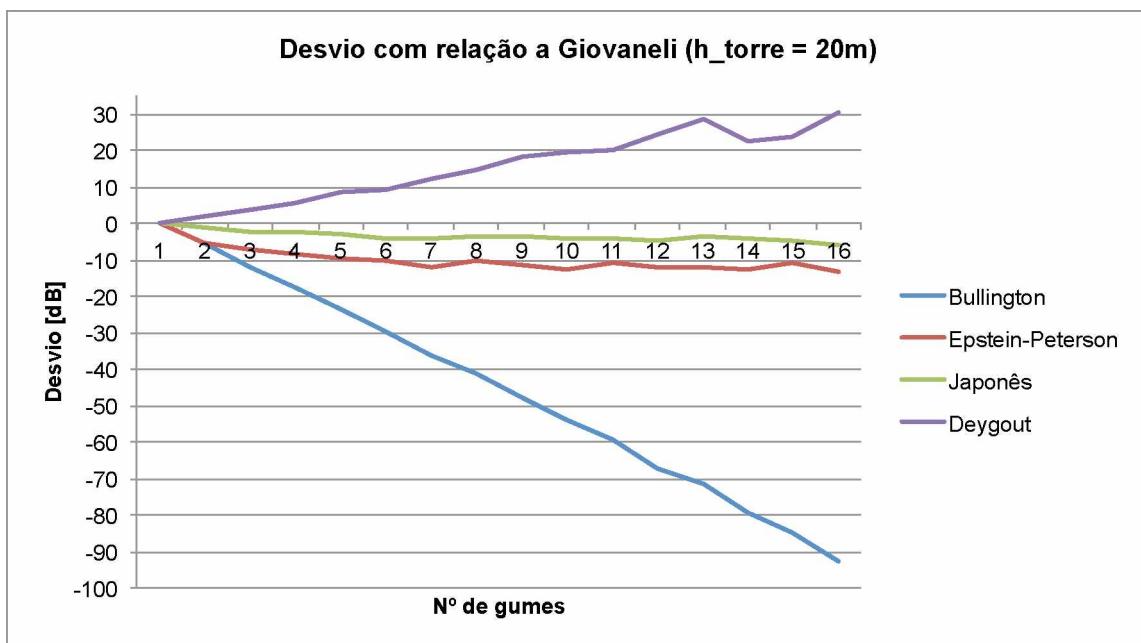


Gráfico 23 – Desvio relativo a Giovaneli: área 6 e altura da antena Tx 50 m.

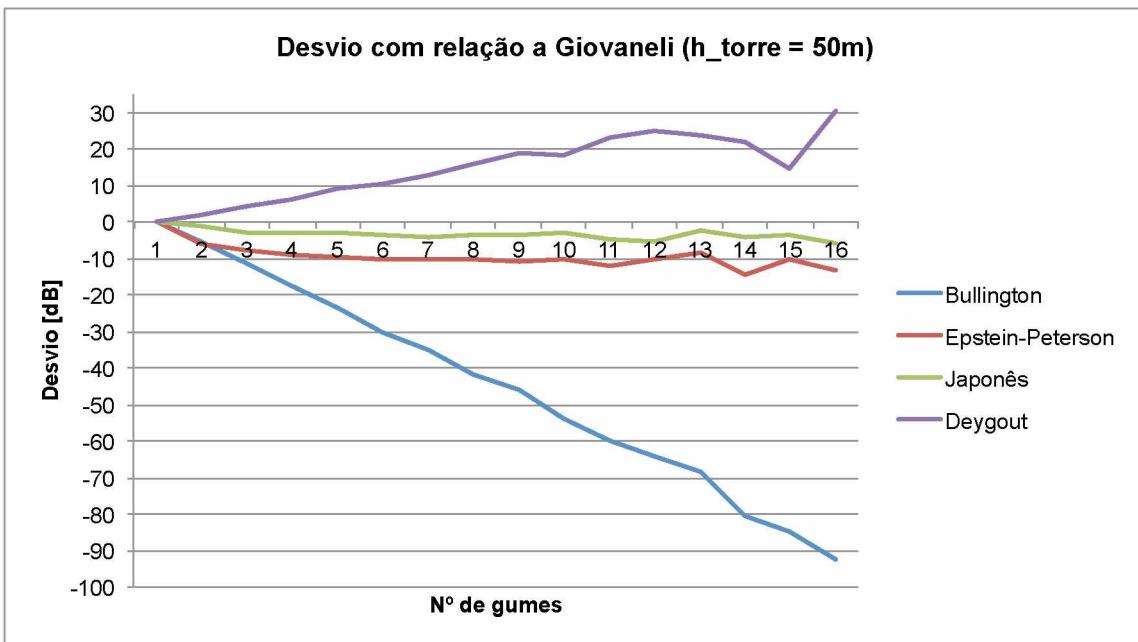
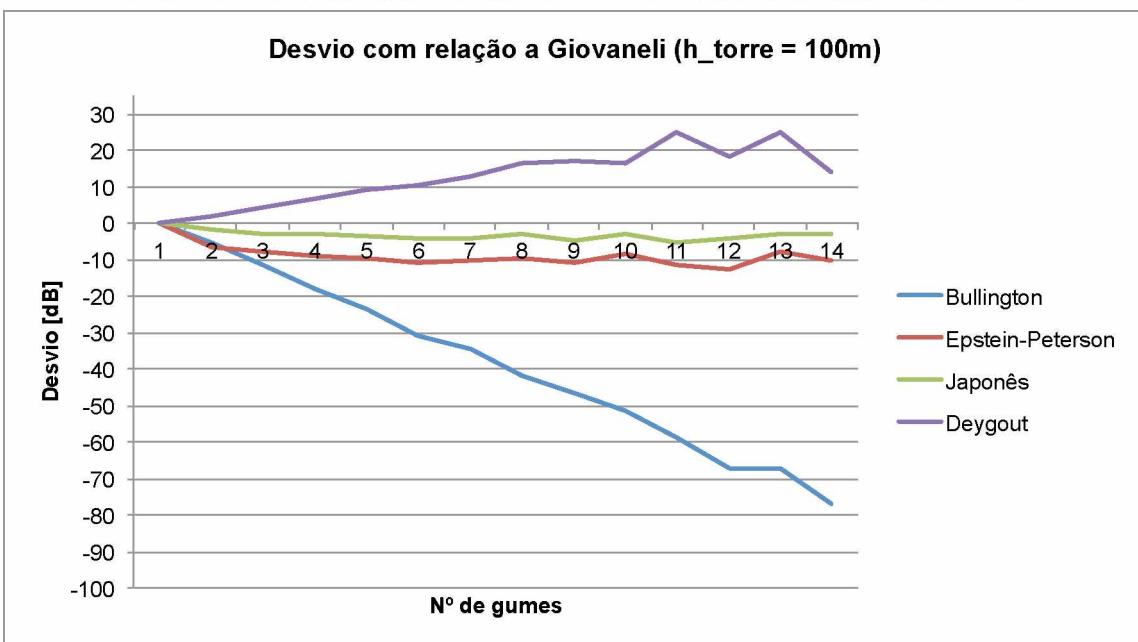


Gráfico 24 – Desvio relativo a Giovaneli: área 6 e altura da antena Tx 100 m.



Os Gráficos 21 a 24 são muito parecidos com todos os anteriores (Gráficos 1 a 20) e reafirmam a ideia de que há um padrão nesses resultados e isso será discutido a seguir.

5.2.7 Discussão

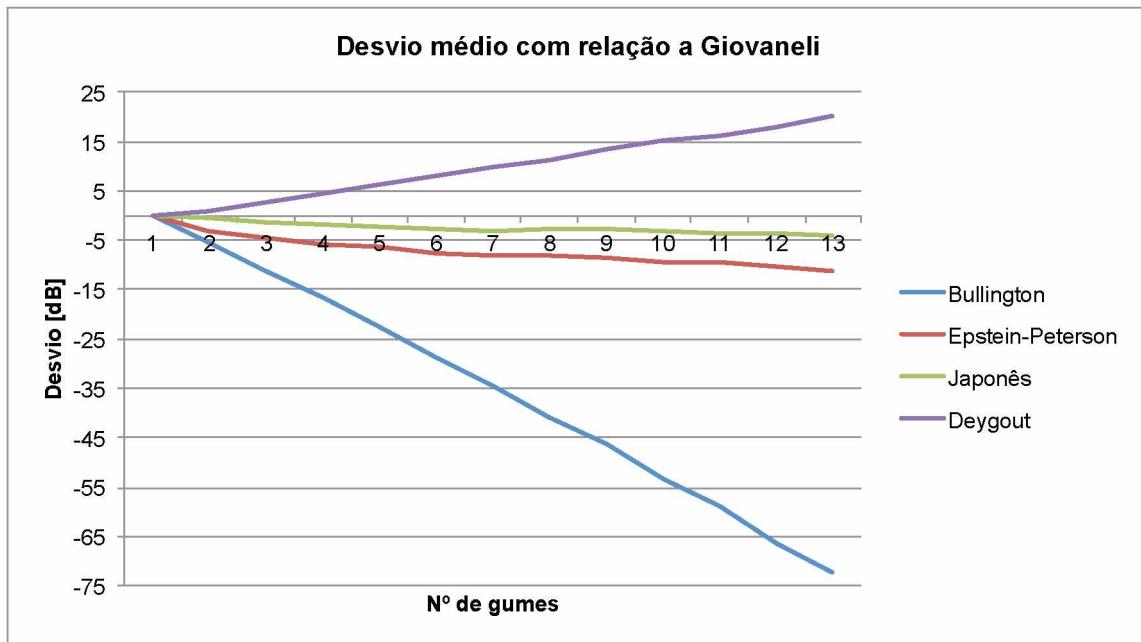
Nas seções 5.2.1 a 5.2.6, foram apresentados gráficos com os desvios dos métodos de Bullington, Epstein-Peterson, Japonês e Deygout em relação ao modelo de Giovaneli. Esses desvios foram calculados separadamente para cada área de recepção e valor de altura de antena transmissora.

Os Gráficos 1 a 24 revelam algumas características importantes:

- O método de Bullington é o mais otimista. Ele se desvia rapidamente do modelo de Giovaneli à medida que o número de gumes de faca do terreno aumenta. Isso era esperado, uma vez que esse modelo considera até dois gumes para realizar os cálculos e ignora todos os outros obstáculos do terreno;
- O modelo de Deygout realmente se torna pessimista à medida que o número de gumes de faca aumenta, desviando-se bastante do modelo de Giovaneli, como predito na seção 3.4.6 do Capítulo 3 deste trabalho;
- O modelo de Epstein-Peterson e o Japonês se mostram praticamente uniformes em relação ao número de gumes, mas o modelo Japonês é mais próximo do modelo de Giovaneli;
- Além disso, em todos os gráficos, o modelo de Giovaneli está intermediário em relação aos modelos de Deygout (limite superior) e o Japonês (limite inferior). Esse resultado comprova o que foi observado na seção 3.4.6 do Capítulo 3 deste trabalho;
- Mais ainda, analisando-se os gráficos para cada altura de antena transmissora, é possível perceber que a mudança na altura da antena não altera o comportamento das curvas, apenas diminui o número de gumes de faca dos percursos de propagação;
- Por fim, também é possível verificar que o mesmo padrão das curvas se repete para as 6 áreas de recepção, embora os terrenos sejam completamente diferentes.

Consequentemente, com a intenção de verificar as duas últimas observações, foi calculado o valor médio da curva de cada modelo, como mostra o Gráfico 25. Nesse gráfico, a curva do método de Bullington, por exemplo, é o resultado médio de todas as curvas de Bullington dos Gráficos 1 a 24.

Gráfico 25 – Desvio relativo a Giovaneli médio de todas as áreas de recepção e alturas de antena transmissora.

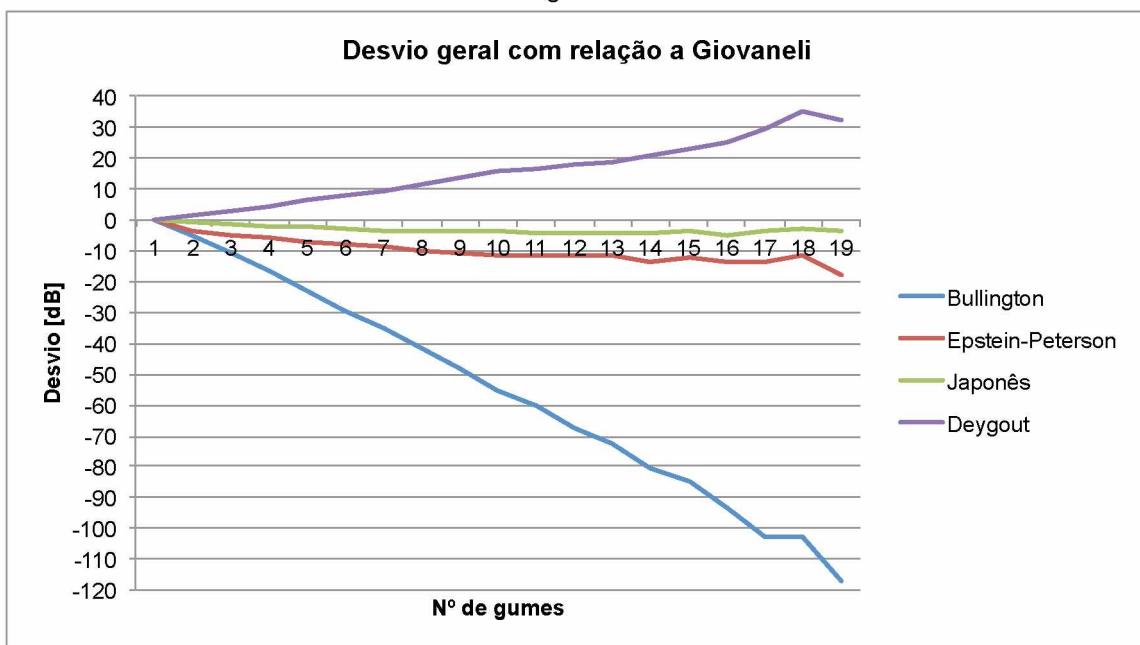


Comparando o Gráfico 25 com os Gráficos 1 a 24, fica claro que a operação da média quase não modificou o comportamento das curvas, o que indica que as curvas dos Gráficos 1 a 24 são, realmente, muito parecidas.

Sendo assim, uma vez que o terreno de propagação (diferentes áreas de recepção) e diferentes valores de altura de antena transmissora não interferiram nos resultados, concluiu-se, então, que o comportamento dos modelos relativo ao método de Giovaneli depende apenas do número de gumes de faca do terreno.

Logo, a partir dessa conclusão, desconsiderou-se a discriminação das áreas de recepção e da altura da antena transmissora e foi feita uma análise com todos os dados consolidados, sem distinção de terreno ou altura da antena transmissora. Isso é ilustrado no Gráfico 26.

Gráfico 26 – Desvio geral relativo a Giovaneli.



Observando o Gráfico 26, pode-se verificar que o mesmo padrão dos outros gráficos se repetiu, com poucas alterações, confirmando que a diferença entre os métodos de Bullington, Epstein-Peterson, Japonês e Deygout, em relação ao método de Giovaneli, depende apenas da quantidade de gumes de faca do terreno.

Quanto mais gumes há no terreno, mais o modelo de Bullington se torna otimista, enquanto o modelo de Deygout se torna pessimista. Já o comportamento dos modelos de Epstein-Peterson e o Japonês é muito parecido: eles se desviam lentamente do modelo de Giovaneli conforme o número de gumes aumenta, porém o modelo de Epstein-Peterson é um pouco mais otimista do que o Japonês.

5.2.8 Outras observações

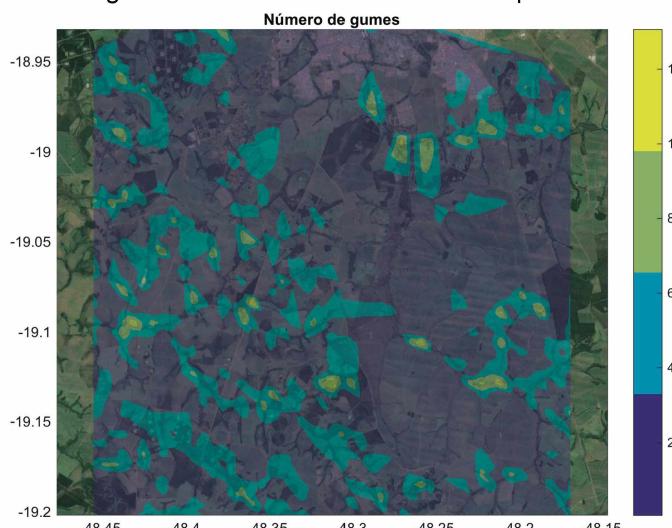
O programa também foi feito para plotar, geograficamente, os dados calculados e isso é mostrado em seguida.

A Figura 43 mostra, geograficamente, o número de gumes de faca entre o transmissor e cada ponto da área de teste 1 da Tabela 4 e para altura de antena transmissora de 100 m. Já a Figura 44, ilustra o desvio padrão das diferenças dos modelos de Epstein-Peterson, Japonês e Deygout em relação ao modelo de Giovaneli nas mesmas condições da Figura 43.

Analizando as Figuras 43 e 44, é possível confirmar o que está mostrado nos Gráficos 1 a 26 (que a diferença entre os métodos e Giovaneli aumenta com o número de gumes). Nas mesmas regiões em que, na Figura 43, o percurso contém mais gumes, o desvio padrão entre os métodos é grande, na Figura 44.

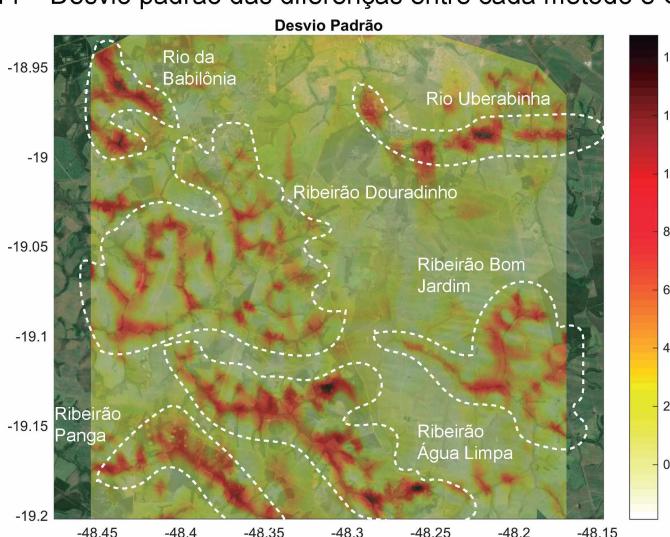
Curiosamente, se for feita uma análise hidrográfica, percebe-se que a maioria dos pontos com maior desvio padrão são margens de pequenos rios e córregos, como está identificado na Figura 44. Isso ocorre porque, em geral, as margens desses componentes hidrográficos são formadas por vales e depressões. Assim, essas regiões são sombreadas por várias obstruções, fazendo com que o percurso de propagação entre o transmissor e esses pontos contenha mais gumes de faca.

Figura 43 – Número de gumes entre o transmissor e cada ponto da área de recepção 1.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 44 – Desvio padrão das diferenças entre cada método e Giovaneli.



Fonte: Elaborada pelo autor.

5.3 Análise em Função da Frequência de Operação

O segundo procedimento consistiu em analisar o comportamento dos modelos selecionados em relação à frequência de operação. Para isso, os mesmos cálculos do procedimento anterior foram realizados, porém em todos os 68 canais VHF e UHF do Brasil. Dessa forma, é possível analisar o comportamento dos modelos também em relação à frequência de operação. A Tabela 6 sumariza as frequências utilizadas nessa análise.

Tabela 6 – Frequências utilizadas nos testes.

Frequência [MHz]					
57,1429	473,1429	545,1429	617,1429	689,1429	761,1429
63,1429	479,1429	551,1429	623,1429	695,1429	767,1429
69,1429	485,1429	557,1429	629,1429	701,1429	773,1429
79,1429	491,1429	563,1429	635,1429	707,1429	779,1429
85,1429	497,1429	569,1429	641,1429	713,1429	785,1429
177,1429	503,1429	575,1429	647,1429	719,1429	791,1429
183,1429	509,1429	581,1429	653,1429	725,1429	797,1429
189,1429	515,1429	587,1429	659,1429	731,1429	803,1429
195,1429	521,1429	593,1429	665,1429	737,1429	
201,1429	527,1429	599,1429	671,1429	743,1429	
207,1429	533,1429	605,1429	677,1429	749,1429	
213,1429	539,1429	611,1429	683,1429	755,1429	

A Tabela 7, colocada nas páginas a seguir devido ao seu tamanho, traz amostras dos resultados dos cálculos realizados nas várias frequências da Tabela 6. Assim como ocorreu para a Tabela 5, é impossível imprimir todos os resultados neste trabalho, pois seria necessária uma tabela com 488.648 linhas, o que é inviável. Um arquivo digital com todos os resultados pode ser obtido com o autor.

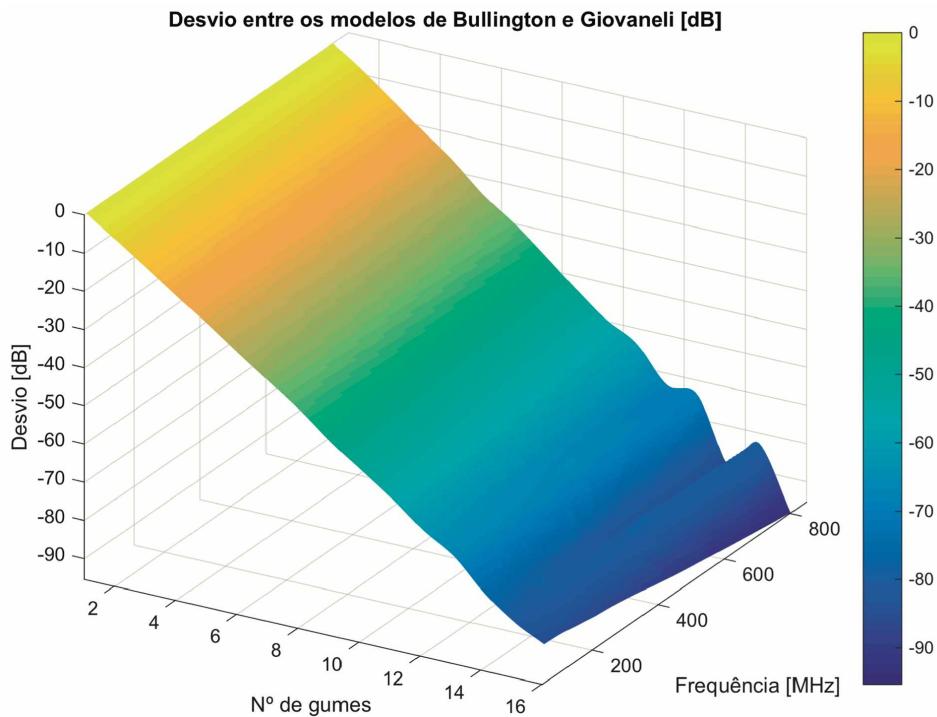
Tabela 7 – Amostra dos resultados para toda a faixa de frequências utilizada.

Coordenadas		Bullington	Epstein-Peterson	Japonês	Deygout	Giovaneli	Nº Gumes	Frequência [MHz]
Lat	Lng							
-18,72108	-48,46431	13,24649	13,83237	15,32647	19,67100	18,10766	2	689,14286
-18,83350	-48,44650	6,56414	6,56414	6,56414	6,56414	6,56414	1	533,14286
-18,72478	-46,68122	9,93136	9,93136	9,93136	9,93136	9,93136	1	803,14286
-18,83912	-48,38715	12,04840	19,81087	20,40591	24,67841	22,67965	3	797,14286
-18,82788	-48,41089	16,65174	14,68357	20,77523	23,45950	20,77523	2	617,14286
-18,83350	-48,34560	6,17012	6,17012	6,17012	6,17012	6,17012	1	213,14286
-18,73040	-46,68715	25,02738	30,51777	36,43074	42,65378	38,48632	3	779,14286
-18,70791	-46,63376	17,04156	20,48117	22,37347	30,32362	26,30507	3	557,14286
-18,71353	-46,69901	21,81043	38,22585	43,65768	52,19068	47,25238	5	201,14286
-18,70984	-48,41089	34,82611	87,77884	101,12815	121,31405	107,04350	9	659,14286
-18,71353	-46,69901	26,15717	43,17879	50,22413	61,47780	55,68854	5	551,14286
-18,72478	-46,66342	28,64359	43,00449	53,38948	63,64692	57,82393	5	797,14286
-18,74356	-48,55334	18,66775	18,66775	18,66775	18,66775	18,66775	1	773,14286
-18,83912	-48,49398	8,19050	13,66163	14,05834	14,39444	14,05834	2	63,14286
-18,74726	-46,49140	10,43921	10,43921	10,43921	10,43921	10,43921	1	473,14286
-18,71546	-48,51773	10,07076	10,07076	10,07076	10,07076	10,07076	1	635,14286
-18,83912	-48,47618	14,99390	45,26952	47,21735	53,12015	47,86559	7	195,14286
-18,74356	-48,54740	18,41781	23,80519	29,02818	33,14344	29,02818	3	599,14286
-18,70422	-48,35747	30,48884	45,89389	50,66880	65,53128	56,53378	4	797,14286
-18,70984	-48,40495	26,40113	53,51700	64,70896	77,26673	65,04555	7	183,14286
-18,70984	-48,39902	15,49556	21,30806	21,76695	28,63434	27,23786	3	521,14286
-18,73040	-46,50920	11,37909	11,37909	11,37909	11,37909	11,37909	1	797,14286
-18,72670	-48,48211	29,63793	50,35526	60,87320	67,65727	61,40025	5	737,14286
-18,74356	-48,40495	22,92682	30,00658	30,31885	30,87846	30,31885	2	791,14286
-18,83912	-48,48805	13,29696	25,01829	25,60802	32,39409	30,56401	4	791,14286
-18,73232	-48,48805	26,43481	31,80639	31,84531	32,15018	31,84531	2	617,14286
-18,74356	-48,50586	28,57808	56,95663	61,03942	85,91032	70,01906	7	629,14286
-18,72670	-48,57708	25,34829	45,42387	49,19830	64,02215	55,60492	6	791,14286
-18,73232	-48,48211	16,99216	26,76047	28,35332	31,95244	28,86190	3	213,14286
-18,71353	-46,63970	9,58754	9,58754	9,58754	9,58754	9,58754	1	569,14286
-18,71915	-46,67529	26,99717	52,85929	60,11997	75,73979	60,73370	6	587,14286
-18,83912	-48,49398	13,13978	17,65356	18,91837	19,93710	18,91837	2	791,14286
-18,70791	-46,56851	13,71952	25,90055	28,52180	33,93936	28,93933	4	503,14286
-18,74726	-46,49140	11,32392	11,32392	11,32392	11,32392	11,32392	1	701,14286
-18,85598	-48,48805	7,37960	7,37960	7,37960	7,37960	7,37960	1	587,14286
-18,83912	-48,36341	27,16947	43,83983	51,96008	60,14209	52,24711	5	773,14286
-18,72670	-48,49398	8,20373	8,20373	8,20373	8,20373	8,20373	1	533,14286
-18,74164	-46,59817	11,37067	13,35201	13,64672	17,47192	17,14312	2	485,14286
-18,74356	-48,44057	11,95599	17,22361	17,42909	17,85373	17,42909	2	515,14286
-18,83912	-48,39308	20,60616	41,20883	43,37550	58,17235	47,02441	6	575,14286
-18,73232	-48,45244	21,21782	36,11962	39,22679	49,82528	43,84328	5	737,14286
-18,74356	-48,52366	13,85085	31,91000	34,05862	38,77594	35,10508	5	189,14286

-18,84474	-48,32186	14,99500	14,99500	14,99500	14,99500	14,99500	1	773,14286
-18,73794	-48,51179	21,50589	27,61541	36,52184	45,87933	38,72147	4	767,14286
-18,85036	-48,51179	14,59316	20,58989	21,19390	27,56272	25,14847	3	749,14286
-18,74356	-48,58895	7,45695	7,45695	7,45695	7,45695	7,45695	1	605,14286
-18,84474	-48,35154	14,04430	13,80914	17,92142	20,70640	17,92142	2	707,14286
-18,70422	-48,46431	14,98786	17,63520	19,61572	23,02788	19,85068	2	695,14286
-18,84474	-48,45244	6,69221	6,69221	6,69221	6,69221	6,69221	1	473,14286
-18,72108	-48,41089	20,90232	41,50221	44,66472	55,20066	48,84864	6	563,14286
-18,71915	-46,68122	20,02554	20,02554	20,02554	20,02554	20,02554	1	575,14286
-18,84474	-48,39308	7,32489	7,32489	7,32489	7,32489	7,32489	1	509,14286
-18,73232	-48,51179	8,60394	18,67237	20,22559	20,81309	20,22703	3	57,14286
-18,70422	-48,30405	11,78236	11,78236	11,78236	11,78236	11,78236	1	779,14286
-18,72478	-46,59817	10,03368	13,73012	15,46248	16,41631	15,46248	2	569,14286
-18,71546	-48,53553	31,22356	71,63870	82,28688	103,54164	82,52292	8	671,14286
-18,74356	-48,30405	9,24578	9,24578	9,24578	9,24578	9,24578	1	177,14286
-18,72108	-48,53553	21,74583	44,15091	50,17842	60,60330	50,19480	6	545,14286
-18,71353	-46,63376	21,29340	28,19864	28,92806	37,31486	35,04589	3	497,14286
-18,85036	-48,41682	8,75404	8,75404	8,75404	8,75404	8,75404	1	761,14286
-18,84474	-48,31592	10,49491	19,22048	19,93284	22,81685	21,98504	3	677,14286
-18,70791	-46,44395	13,57379	20,51123	22,82089	26,46865	24,05521	3	713,14286
-18,85036	-48,35154	28,68201	68,47957	73,35574	103,26731	82,41212	9	581,14286
-18,82788	-48,47618	16,52272	22,47367	28,00330	30,25040	28,40419	3	707,14286
-18,70984	-48,49992	8,78908	8,78908	8,78908	8,78908	8,78908	1	515,14286
-18,82788	-48,43463	9,51939	19,18891	19,43376	22,11032	20,42221	3	797,14286
-18,70422	-48,36934	27,83735	25,80937	27,37397	44,29122	38,38258	3	737,14286
-18,74164	-46,62190	22,68381	36,06724	40,36165	53,66198	45,35123	5	743,14286
-18,84474	-48,48211	8,42647	8,42647	8,42647	8,42647	8,42647	1	527,14286
-18,72670	-48,42870	7,23340	12,86631	12,87225	12,92266	12,87225	2	189,14286
-18,72108	-48,39902	11,38487	16,72285	17,34134	17,46755	17,34134	2	533,14286
-18,72108	-48,53553	21,30085	43,75072	49,51860	59,68080	49,51648	6	491,14286
-18,73232	-48,38121	16,39426	21,60422	22,58534	23,85470	22,58534	2	479,14286
-18,74726	-46,56258	20,31313	23,51390	30,45241	34,51230	32,58406	3	647,14286
-18,73040	-46,63376	13,85724	14,01345	18,57470	20,35346	18,57470	2	85,14286
-18,72108	-48,35747	16,49539	21,94636	22,51493	22,58300	22,51493	2	183,14286
-18,84474	-48,44650	12,95142	13,19022	15,11507	19,30216	17,38768	2	797,14286

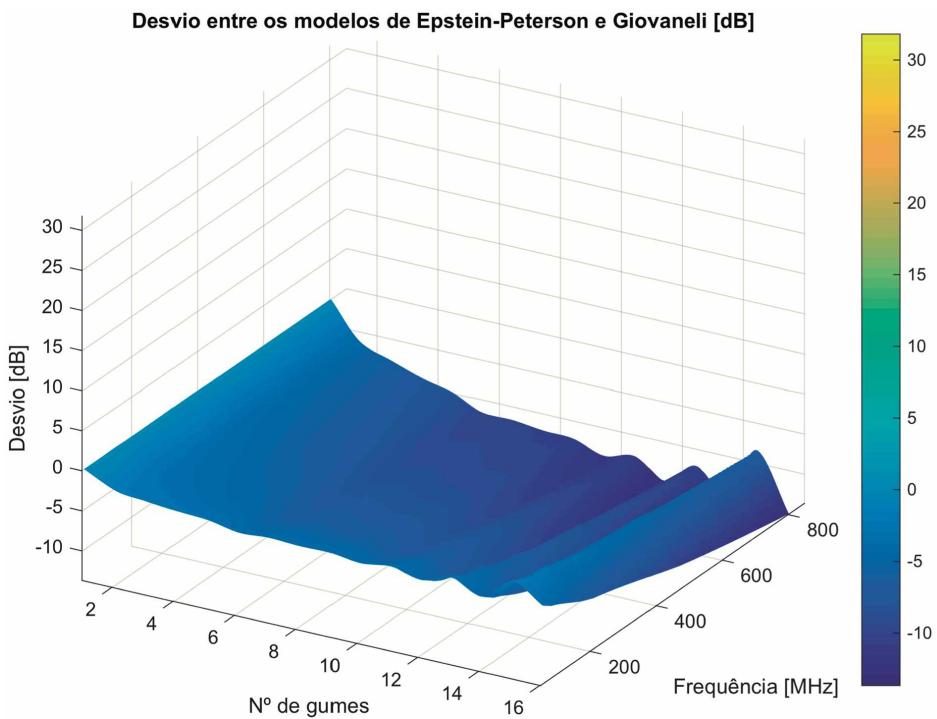
As Figuras 45 a 48 ilustram o comportamento dos modelos de Bullington, Epstein-Peterson, Japonês e Deygout, respectivamente, em relação ao modelo de Giovaneli e em função da frequência e do número de gumes de faca.

Figura 45 – Desvio entre o modelo de Bullington e o de Giovaneli.



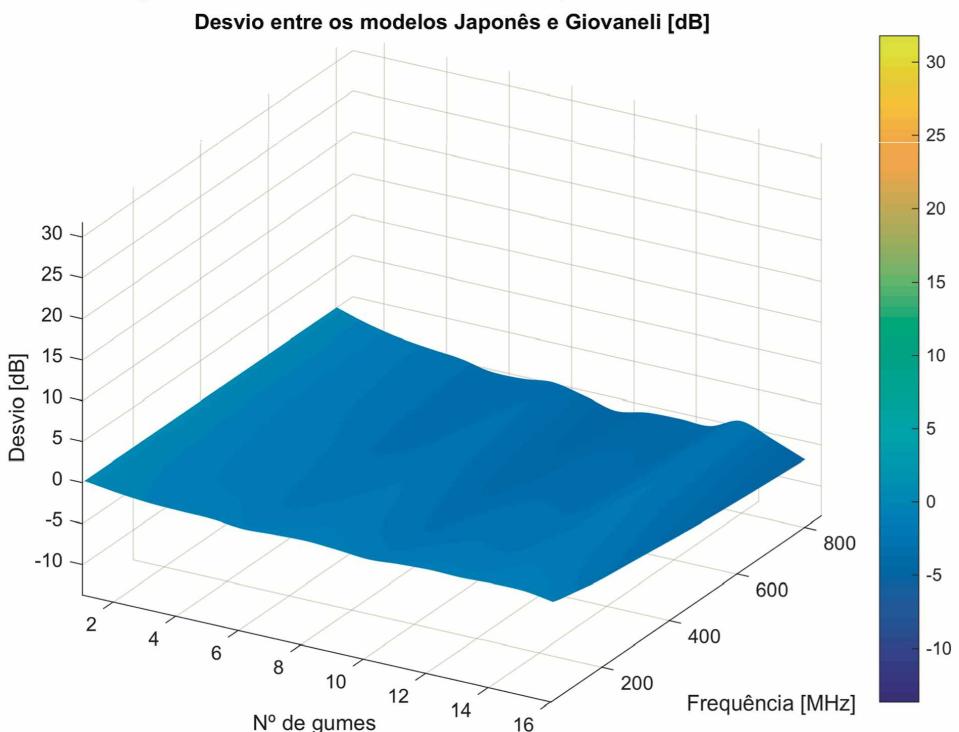
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 46 – Desvio entre o modelo de Epstein-Peterson e o de Giovaneli.



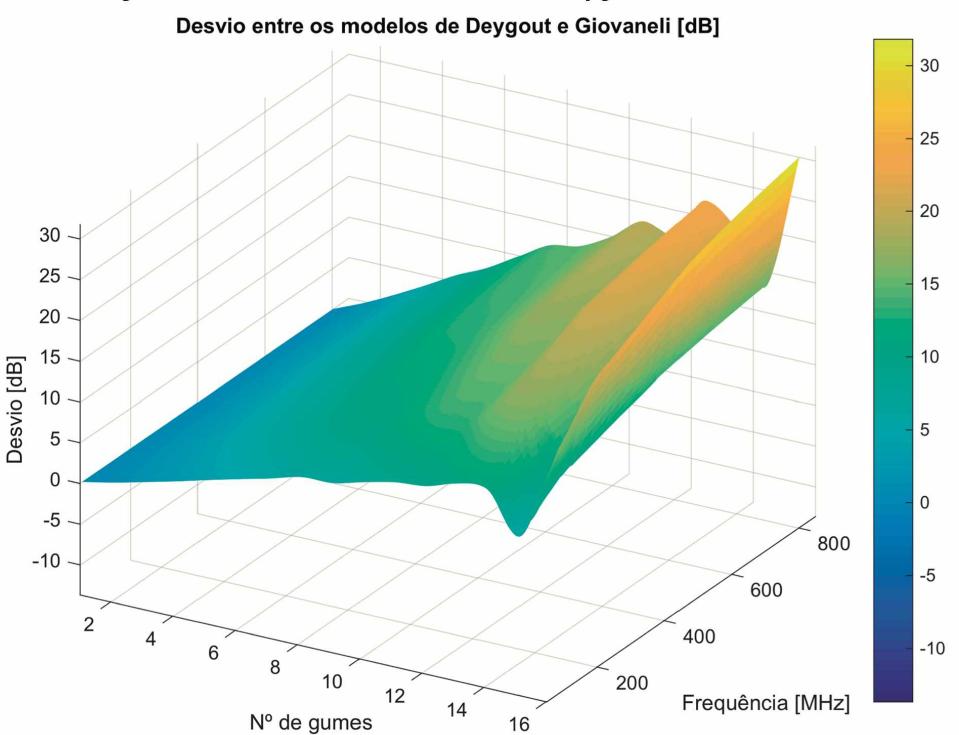
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 47 – Desvio entre o modelo Japonês e o de Giovaneli.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 48 – Desvio entre o modelo de Deygout e o de Giovaneli.



Fonte: Elaborada pelo autor.

É importante esclarecer que a escala de cores da Figura 45 é diferente da escala de cores das demais (46 a 48), pois o método de Bullington é muito divergente dos outros. Se a mesma escala fosse utilizada, a visualização seria prejudicada.

A Figura 45 mostra que o modelo de Bullington diverge rapidamente do modelo de Giovaneli à medida que o número de gumes de faca aumenta. Além disso, também é perceptível que o aumento da frequência de operação acentuou essa divergência e aumentou as oscilações da superfície.

O modelo de Epstein-Peterson, representado na Figura 46, se manteve mais próximo ao modelo de Giovaneli que o modelo de Bullington. O seu otimismo aumenta, suavemente, até cerca de 10 gumes de faca e, a partir desse ponto, surgem algumas oscilações. Também, da mesma maneira que ocorreu com o método de Bullington, o aumento da frequência potencializou o otimismo desse modelo e a intensidade das oscilações.

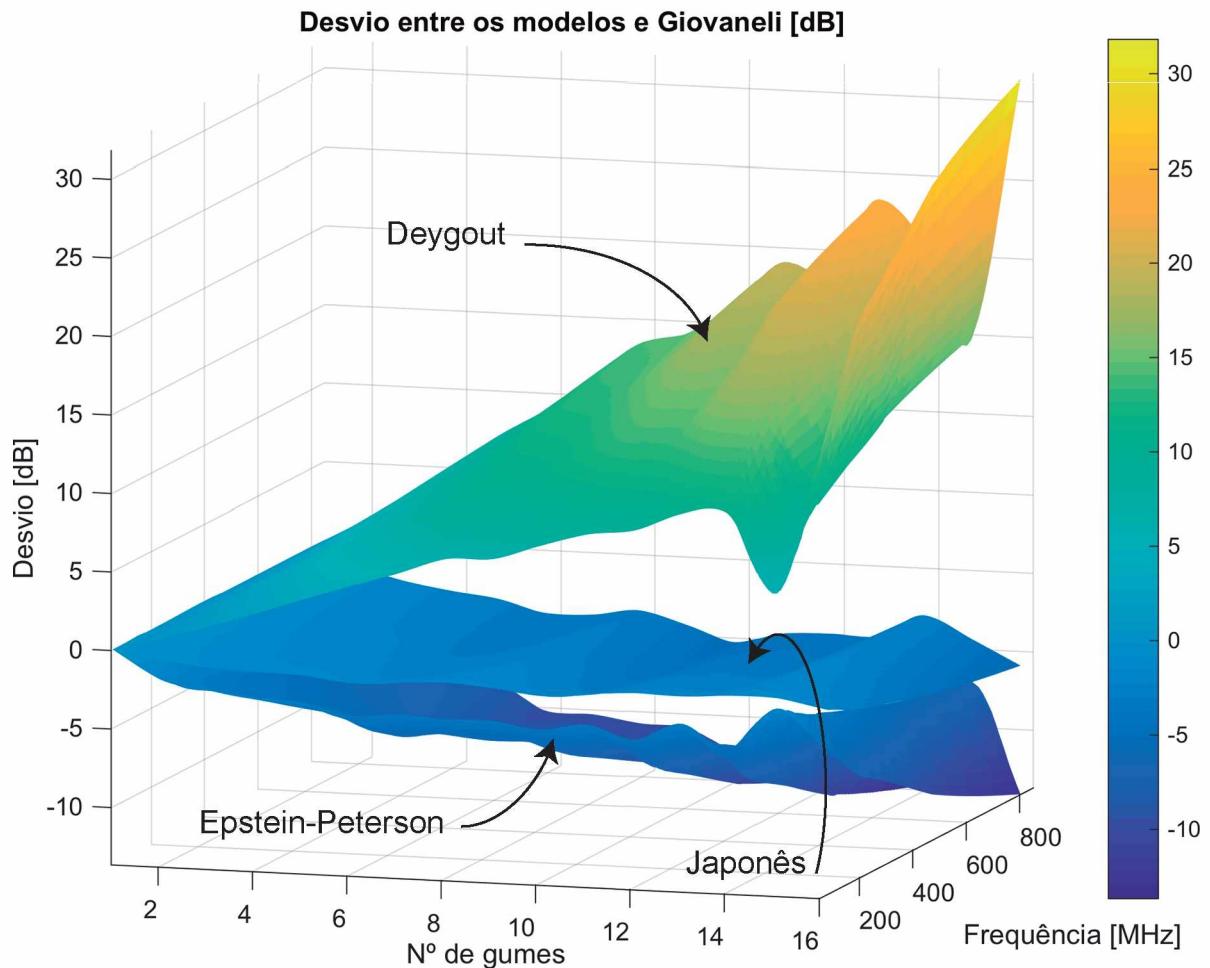
O método Japonês, que está mostrado na Figura 47, é exceção. A superfície gerada indica que o seu comportamento quase não é afetado pela variação do número de gumes de faca e da frequência de operação. Embora ele seja levemente otimista, é o modelo que se mantém mais próximo do modelo de Giovaneli, independentemente do número de gumes de faca ou da frequência de operação.

Por fim, a Figura 48 ilustra o comportamento do modelo de Deygout. Diferentemente dos outros modelos, esse método é pessimista e o seu pessimismo aumenta consideravelmente à medida que o terreno possui mais gumes de faca. Assim como nos outros modelos, o aumento da frequência também intensificou a divergência desse método em relação a Giovaneli e potencializou algumas oscilações.

Em suma, as Figuras 45 a 48 mostraram, em concordância com todos os resultados anteriores, que os métodos passam a divergir mais do modelo de Giovaneli com o aumento do número de gumes de faca. E, além disso, ao introduzir o eixo da frequência de operação, elas também deixaram claro que o aumento da frequência acentuou a divergência entre os outros métodos e Giovaneli.

A Figura 49 traz, em conjunto, as superfícies geradas para os modelos de Epstein-Peterson, Japonês e Deygout. Nessa imagem, o método de Bullington foi omitido para que se tenha uma boa escala de cores.

Figura 49 – Desvio entre os modelos de Epstein-Peterson, Japonês e Deygout relativo a Giovaneli.



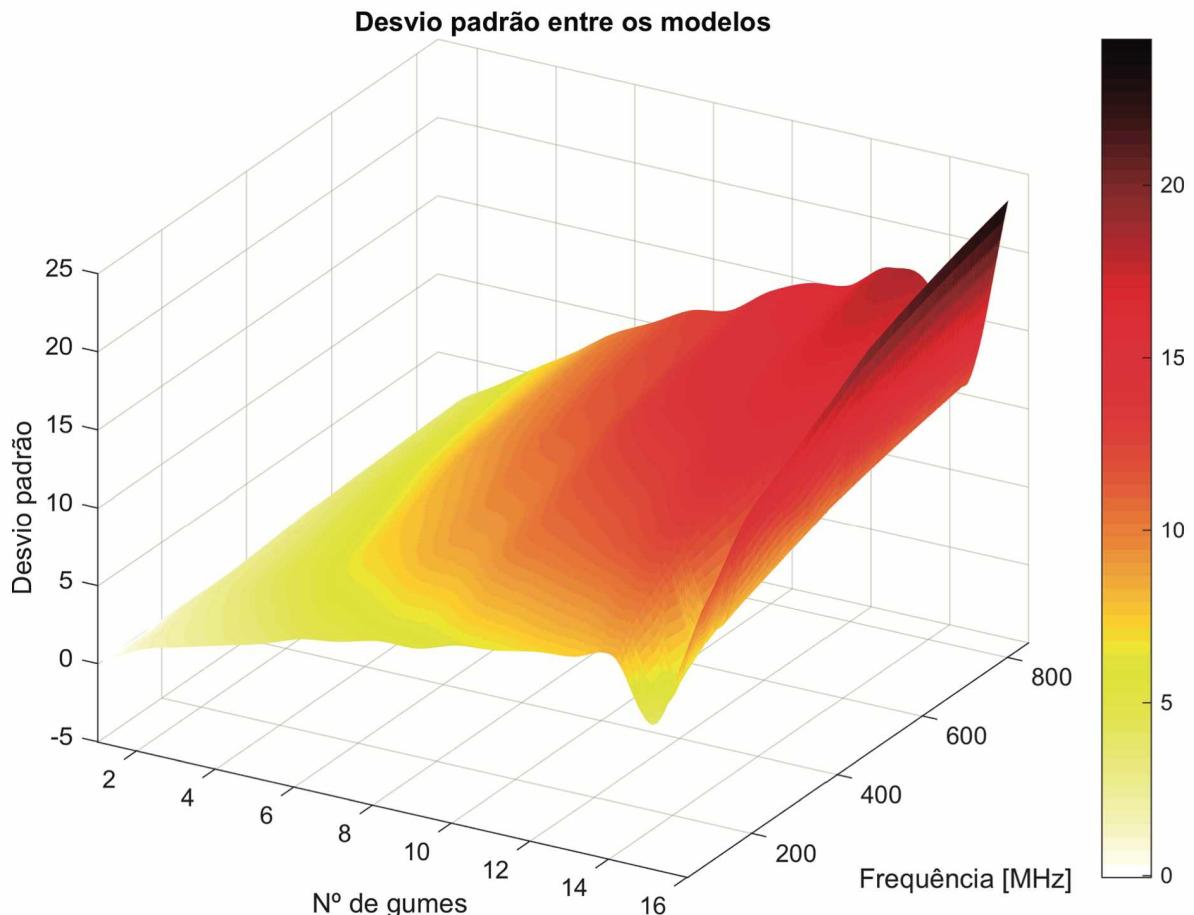
Fonte: Elaborada pelo autor.

É importante perceber que o Gráfico 26 representa um corte XZ (ou “Nº de gumes” x “Desvio”) da Figura 49 na frequência correspondente (575,142857 MHz – canal 31 UHF).

A análise que a Figura 49 traz, ao introduzir o eixo das frequências, mostra que as diferenças entre os métodos são razoavelmente acentuadas pelo aumento da frequência de operação. Nela, o modelo que foi menos afetado é o Japonês, que se manteve praticamente plano, o que também pode ser observado na Figura 47.

Por fim, a Figura 50 traz o desvio padrão das diferenças entre os modelos de Epstein-Peterson, Japonês e Deygout e o modelo de Giovaneli.

Figura 50 – Desvio padrão das diferenças entre os modelos de Epstein-Peterson, Japonês e Deygout e o modelo de Giovaneli.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 50 reforça a ideia apresentada na Figura 44, de que os resultados dos outros modelos passam a divergir mais do modelo de Giovaneli à medida que o número de gumes de faca aumenta. Ao mesmo tempo, ela mostra que isso também ocorre com o aumento da frequência de operação.

5.4 Proposta de Correção

Os resultados observados nas seções 5.2 e 5.3 deste capítulo, sugeriram que há um padrão, ou uma relação estreita, entre o desvio de cada método em relação ao modelo de Giovaneli, o número de gumes de faca do percurso e a frequência de operação utilizada. Para os métodos de Bullington e Epstein-Peterson, essa relação é no sentido de que esses métodos se tornam mais otimistas à medida que o número de gumes e a frequência aumentam. Para o modelo de Deygout, a relação é

de aumento do seu pessimismo à medida que o número de gumes e a frequência aumentam. Excepcionalmente, o modelo Japonês parece praticamente imune às variações do número de gumes e da frequência, mas, em geral, ele é um pouco otimista.

Sabendo disso, é natural procurar quantificar essas relações, visto que as análises anteriores foram apenas qualitativas. Então, se for possível quantificar tais relações, também será possível neutralizar os seus efeitos. Isso é melhor explicado da seguinte maneira: se sabe-se o quanto um dos modelos se desviará do modelo de Giovaneli, então é possível reduzir esse desvio. Para fazer isso, deve ser empregado um tratamento matemático, como apresentado a seguir.

Considera-se que a perda de propagação resultante de cada modelo possui um desvio definido em relação ao modelo de Giovaneli, como mostra a Equação (70).

$$\begin{bmatrix} L_{\text{Bull}} \\ L_{\text{E-P}} \\ L_{\text{Jap}} \\ L_{\text{Dey}} \end{bmatrix} = L_{\text{Gio}} + \begin{bmatrix} \delta_{\text{Bull}} \\ \delta_{\text{E-P}} \\ \delta_{\text{Jap}} \\ \delta_{\text{Dey}} \end{bmatrix} \quad (70)$$

em que: L_{Bull} , $L_{\text{E-P}}$, L_{Jap} e L_{Dey} são as perdas de propagação dos modelos de Bullington, Epstein-Peterson, Japonês e Deygout, respectivamente; L_{Gio} é a perda de propagação do modelo de Giovaneli e δ_{Bull} , $\delta_{\text{E-P}}$, δ_{Jap} e δ_{Dey} são os desvios respectivos de cada método.

Como as superfícies mostradas nas Figuras 45 a 48 são formadas pelas diferenças entre cada modelo e o modelo de Giovaneli, então elas representam os desvios δ_{Bull} , $\delta_{\text{E-P}}$, δ_{Jap} e δ_{Dey} . Além disso, por meio dos resultados observados, conclui-se que essas superfícies são funções dos parâmetros *número de gumes de faca (n)* e *frequência de operação*. Logo, $\delta_{\text{Bull}}, \delta_{\text{E-P}}, \delta_{\text{Jap}} \text{ e } \delta_{\text{Dey}} = f(n, f_{\text{GHz}})$.

Prosseguindo, uma vez que o método de Giovaneli foi considerado uma referência para os outros (como mostrado na seção 3.4.6 do Capítulo 3 deste trabalho), então é possível conhecer o seu resultado a partir dos resultados dos outros modelos e dos seus respectivos desvios. Isso é mostrado na Equação (71).

$$L_{\text{Gio}}(n, f_{\text{GHz}}) = \begin{bmatrix} L_{\text{Bull}} \\ L_{\text{E-P}} \\ L_{\text{Jap}} \\ L_{\text{Dey}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \delta_{\text{Bull}}(n, f_{\text{GHz}}) \\ \delta_{\text{E-P}}(n, f_{\text{GHz}}) \\ \delta_{\text{Jap}}(n, f_{\text{GHz}}) \\ \delta_{\text{Dey}}(n, f_{\text{GHz}}) \end{bmatrix} \quad (71)$$

em que: n é o número de gumes de faca; f_{GHz} é a frequência de operação, em GHz; L_{Bull} , $L_{\text{E-P}}$, L_{Jap} e L_{Dey} são as perdas de propagação dos modelos de Bullington, Epstein-Peterson, Japonês e Deygout, respectivamente; L_{Gio} é a perda de propagação do modelo de Giovaneli e δ_{Bull} , $\delta_{\text{E-P}}$, δ_{Jap} e δ_{Dey} são os desvios respectivos de cada método.

Então, a Equação (71) mostra que é possível obter resultados bons como os do modelo de Giovaneli, mas utilizando os outros métodos e adicionando suas respectivas correções. Sabendo disso, a tarefa, portanto, é quantificar essas correções para que possam ser utilizadas na Equação (71).

Como mencionado anteriormente, as superfícies das Figuras 45 a 48 representam, exatamente, os desvios δ_{Bull} , $\delta_{\text{E-P}}$, δ_{Jap} e δ_{Dey} . Então, o caminho mais indicado é utilizar métodos de otimização e ajuste de curvas para obter expressões que representem essas grandezas.

5.4.1 O algoritmo de Levenberg-Marquardt

O Método de Levenberg–Marquardt, também chamado de Algoritmo de Levenberg–Marquardt, LMA (*Levenberg–Marquardt Algorithm*), é um método de otimização que foi criado por Kenneth Levenberg e, posteriormente, foi aperfeiçoado por Donald Marquardt. Ele foi proposto, inicialmente, para a solução de problemas de mínimos quadrados, mas, atualmente, é utilizado em várias aplicações.

O objetivo dos problemas de mínimos quadrados é encontrar o melhor ajuste para um conjunto de dados, fazendo com que a soma dos quadrados das distâncias entre o modelo (curva ajustada) e cada um dos pontos de dados seja a menor possível. Isso é justamente o que deve ser feito para encontrar um modelo para os desvios δ_{Bull} , $\delta_{\text{E-P}}$, δ_{Jap} e δ_{Dey} experimentalmente calculados. Deve-se encontrar

equações, em função do número de gumes e da frequência, que se aproximem, ao máximo, dos desvios observados nas superfícies das Figuras 45 a 48.

Existem diversas maneiras de resolver problemas de mínimos quadrados. Uma delas é a aplicação do Algoritmo de Levenberg-Marquardt, que consegue resolver o problema quando ele não é linear. Esse método é uma evolução do método de Gauss-Newton.

Assim como os métodos de Newton e de Gauss-Newton, o método de Levenberg-Marquardt também é um processo de descida iterativo e, a cada iteração, “dá passos” na direção da raiz da equação. A diferença é que o LMA possui um parâmetro ajustável, chamado de parâmetro de *damping*, que influencia tanto na direção quanto no tamanho do “passo”. Isso permite que esse método não necessite de uma busca linear para descobrir o tamanho ótimo do “passo” de cada iteração. O valor do parâmetro de *damping* também pode ser modificado a cada iteração e isso é feito em função de outro parâmetro, chamado de *gain ratio*.

Devido a essas características, o LMA é uma estratégia de otimização globalmente convergente e que pode ser implementada de maneira robusta e eficiente. Assim, esse método foi escolhido para determinar os parâmetros de um modelo que aproxima os desvios observados δ_{Bull} , $\delta_{\text{E-P}}$, δ_{Jap} e δ_{Dey} .

5.4.2 Superfícies ajustadas

Após a aplicação do Algoritmo de Levenberg-Marquardt, foram obtidas superfícies que aproximam, ao máximo, os desvios observados δ_{Bull} , $\delta_{\text{E-P}}$, δ_{Jap} e δ_{Dey} . Essas superfícies são definidas por equações da forma da Equação (72).

$$\delta(n, f_{\text{GHz}}) = a_1 n^4 + a_2 n^3 + a_3 n^2 + a_4 n + a_5 n f_{\text{GHz}} + a_6 f_{\text{GHz}}^2 + a_7 f_{\text{GHz}} + a_8 \quad (72)$$

em que: n é o número de gumes de faca e f_{GHz} é a frequência de operação, em GHz.

A Tabela 8, a seguir, traz o valor dos coeficientes das superfícies ajustadas de cada um dos métodos.

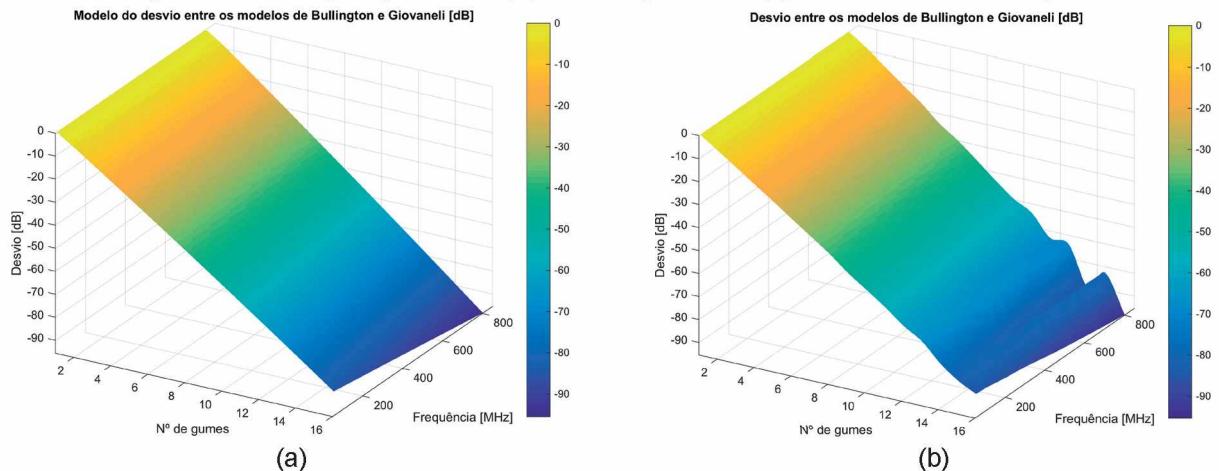
Tabela 8 – Coeficientes das superfícies ajustadas aos desvios de cada método.

Coeficiente	Superfície Ajustada			
	$\delta_{\text{Bull}}(n, f_{\text{GHz}})$	$\delta_{\text{E-P}}(n, f_{\text{GHz}})$	$\delta_{\text{Jap}}(n, f_{\text{GHz}})$	$\delta_{\text{Dey}}(n, f_{\text{GHz}})$
a_1	0	0	0	0,002407
a_2	0	0	0	-0,07745
a_3	-0,01545	0,03485	0,02281	0,8063
a_4	-5,363	-0,7318	-0,4291	-2,001
a_5	-0,9883	-0,6737	-0,1925	1,113
a_6	-0,7868	6,964	2,358	-8,915
a_7	2,489	-8,766	-3,043	6,446
a_8	5,458	0,2076	0,5163	1,265

É importante ressaltar que as superfícies foram criadas a partir de dados que estão nos intervalos $1 \leq n \leq 16$ e $54 \leq f \leq 800$ [MHz]. Portanto, a garantia é de que as correções funcionem bem nesses intervalos. É possível que os resultados continuem a ser bons fora desses intervalos, mas isso não foi testado e não é garantido.

As Figuras 51 a 55, a seguir, mostram a comparação entre as superfícies ajustadas e as geradas pelos desvios reais.

Figura 51 – Comparação entre: (a) desvio ajustado e (b) desvio real de Bullington.

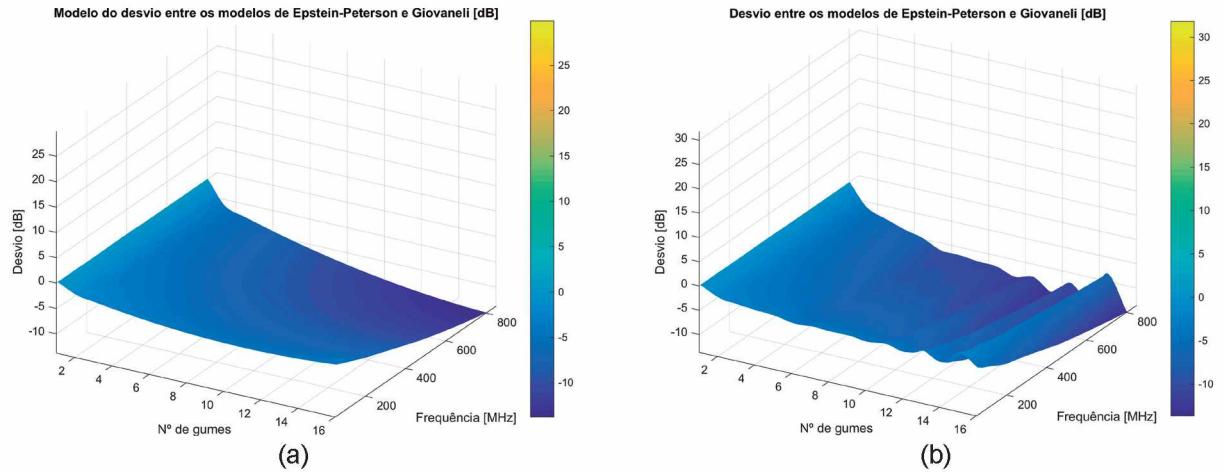


Fonte: Elaborada pelo autor.

É possível perceber que a superfície ajustada do desvio de Bullington, apresentada na Figura 51(a), consegue aproximar, razoavelmente, a superfície da Figura 51(b).

A Figura 52 traz a comparação entre a superfície criada e os dados reais para o método de Epstein-Peterson. Exceto as oscilações, a superfície da Figura 52(a) representa muito bem a da Figura 52(b) e parece ser um valor médio da superfície real.

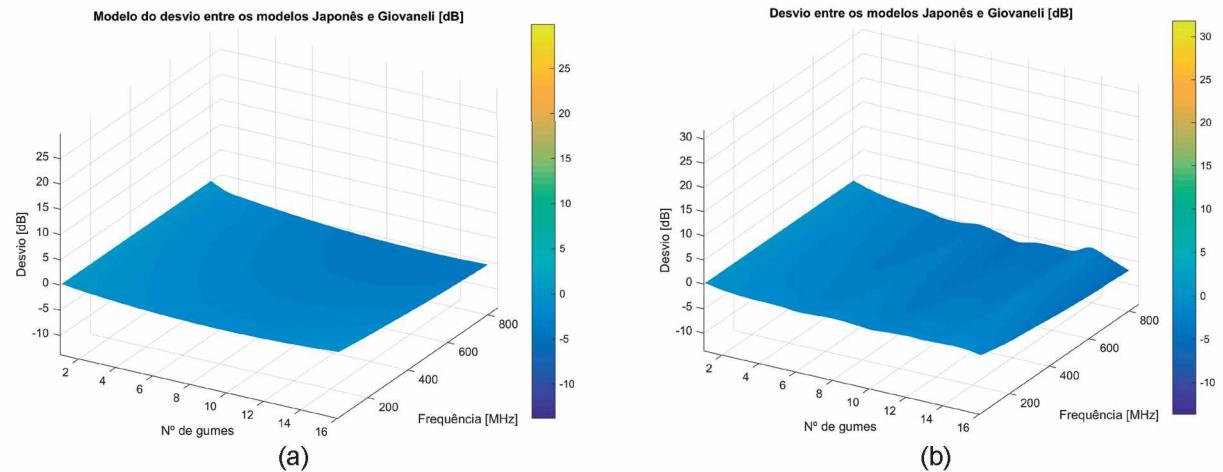
Figura 52 – Comparação entre: (a) desvio ajustado e (b) desvio real de Epstein-Peterson.



Fonte: Elaborada pelo autor.

De maneira semelhante, a Figura 53 mostra a comparação, para o método Japonês, entre a superfície ajustada e a superfície real. A maior diferença entre elas é que as oscilações existentes na Figura 53(b) não aparecem na Figura 53(a).

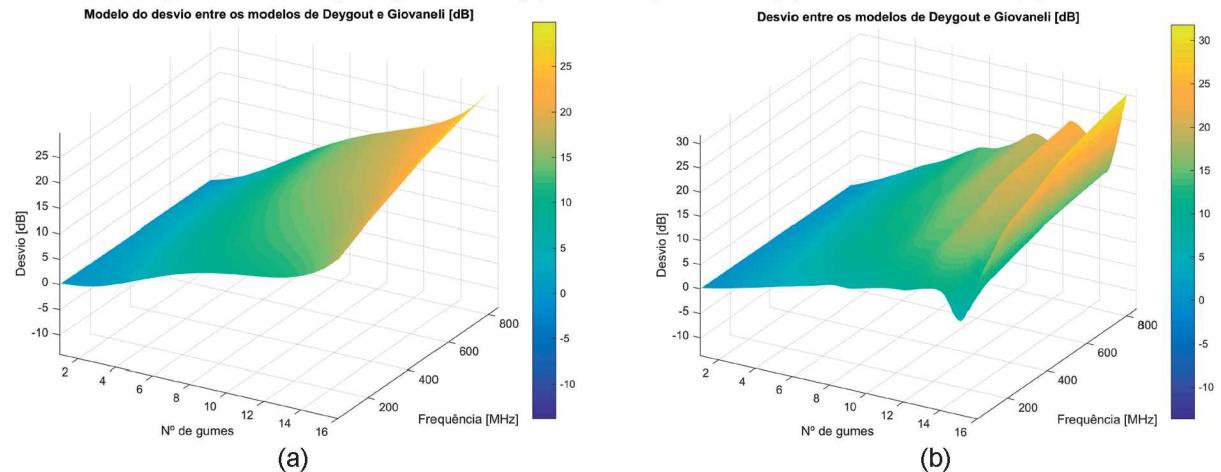
Figura 53 – Comparação entre: (a) desvio ajustado e (b) desvio real Japonês



Fonte: Elaborada pelo autor.

As Figuras 54 (a) e (b) trazem a mesma comparação das figuras anteriores, mas considerando o método de Deygout. A superfície criada para representar os desvios, mostrada na Figura 54(a), busca aproximar a superfície da Figura 54(b). Ela consegue fazer isso até certo ponto, mas não consegue representar as grandes oscilações existentes na região de 11 ou mais gumes de faca.

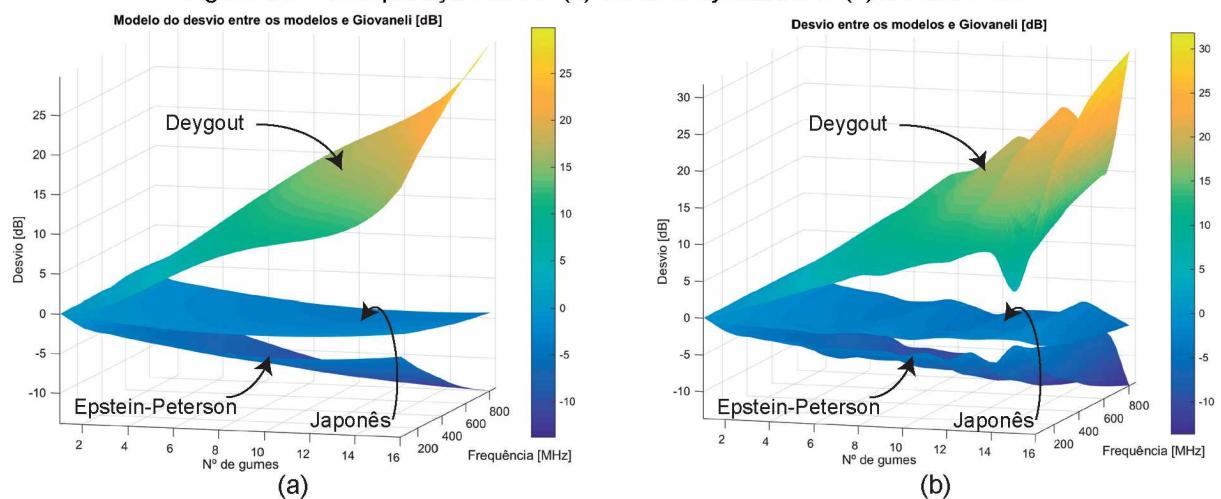
Figura 54 – Comparação entre: (a) desvio ajustado e (b) desvio real de Deygout.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Finalmente, a Figura 55 mostra, em conjunto, a comparação entre as superfícies ajustadas e as superfícies dos dados reais. Observa-se que o modelo de Bullington foi omitido nessa figura para que se tenha uma boa escala de cores.

Figura 55 – Comparação entre: (a) desvios ajustados e (b) desvios reais.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Determinadas as equações dos desvios ajustados, $\delta(n, f_{\text{GHz}})$, a Equação (71) pode ser utilizada para aproximar os resultados dos outros modelos aos resultados do modelo de Giovaneli, considerado referência. Essa correção foi aplicada nos mesmos dados analisados na seção 5.2 deste capítulo e o Gráfico 27 traz os resultados.

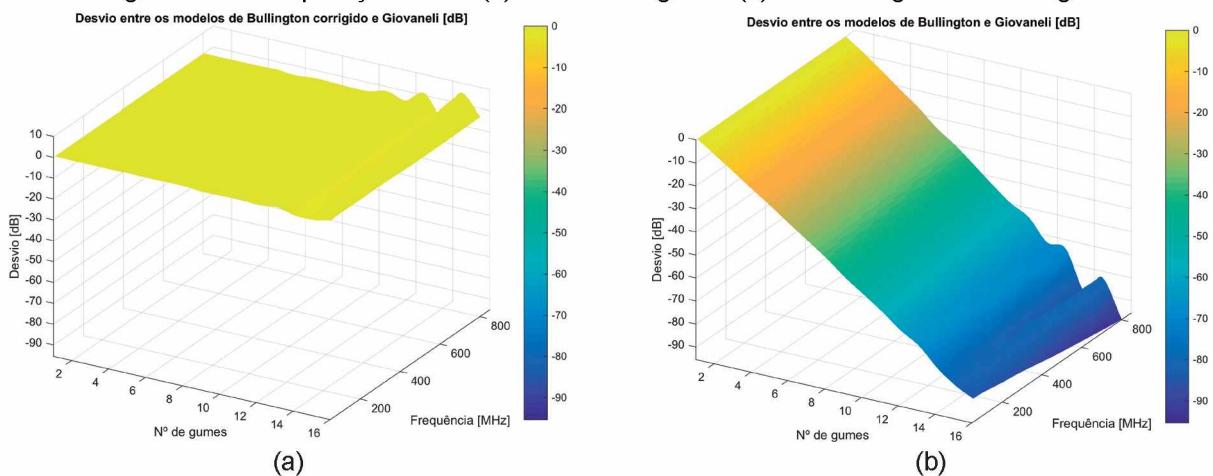
Gráfico 27 – Dados do Gráfico 26 corrigidos.



Em comparação com o Gráfico 26, o Gráfico 27 mostra que o uso da correção, $\delta(n, f_{\text{GHz}})$, fez com que os resultados dos outros modelos de propagação se aproximassesem muito do modelo de Giovaneli, como desejado. Apenas para valores muito grandes de número de gumes de faca (18 e 19) a correção passa a não fazer grande efeito. Isso é normal, pois como mencionado anteriormente, as correções são válidas nos intervalos $1 \leq n \leq 16$ e $54 \leq f \leq 800$ [MHz].

As Figuras 56 a 60 (a) e (b), a seguir, mostram a comparação entre os desvios originais (Figuras 45 a 49) e os desvios corrigidos. Além disso, a Figura 61 mostra a diferença entre o desvio padrão dos modelos corrigidos e o desvio padrão dos modelos originais.

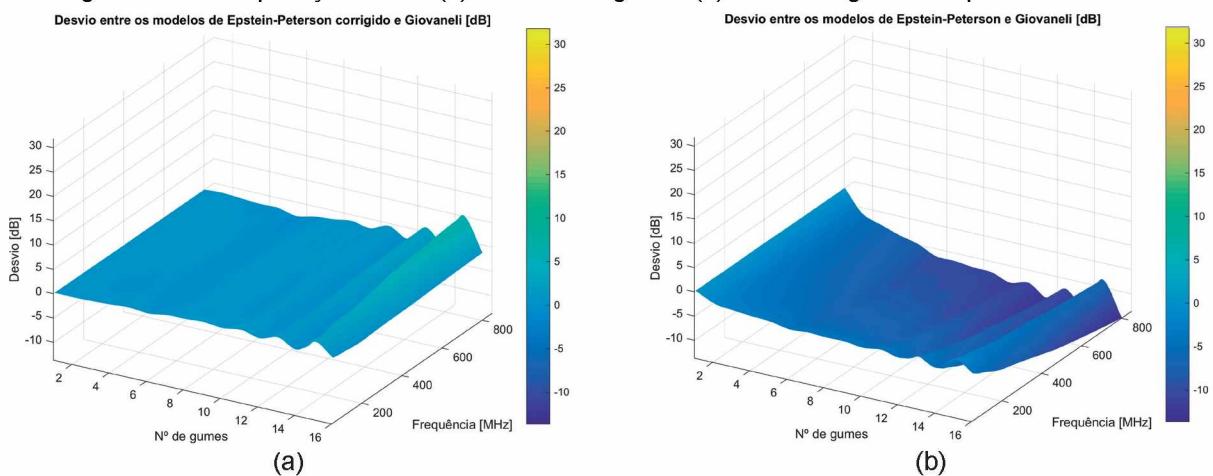
Figura 56 – Comparação entre: (a) desvio corrigido e (b) desvio original de Bullington.



Fonte: Elaborada pelo autor.

É possível perceber que a correção conseguiu aproximar muito o modelo de Bullington do modelo de Giovaneli. Apenas para altos valores de número de gumes de faca (11 ou mais), aparecem algumas oscilações.

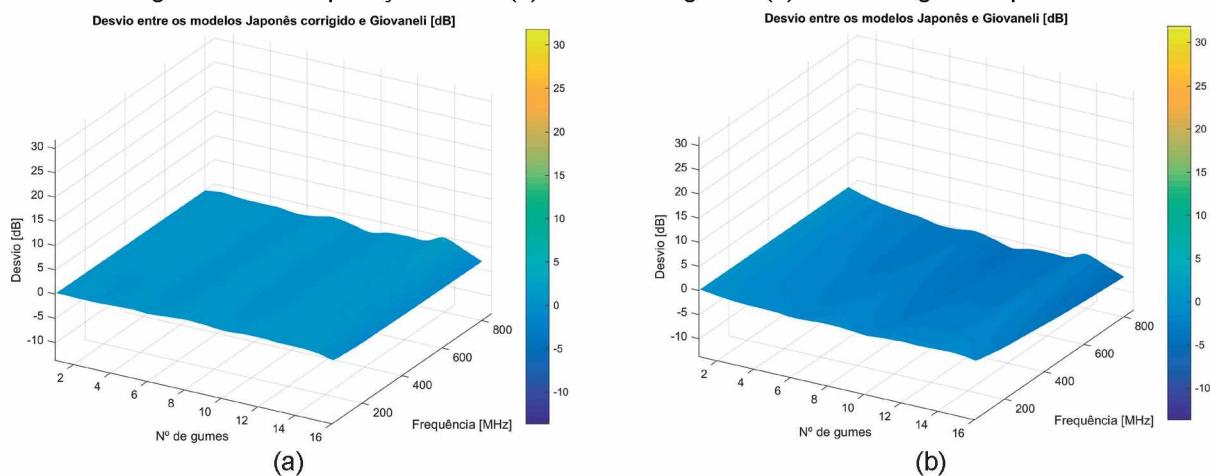
Figura 57 – Comparação entre: (a) desvio corrigido e (b) desvio original de Epstein-Peterson.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A correção também melhorou o comportamento do modelo de Epstein-Peterson, aproximando-o de Giovaneli. No entanto, ainda existem algumas oscilações a partir de 7 ou 8 gumes de faca. A partir de 14 gumes, a correção provocou algumas distorções que tornaram o modelo um pouco pessimista, ao contrário do modelo de Epstein-Peterson original.

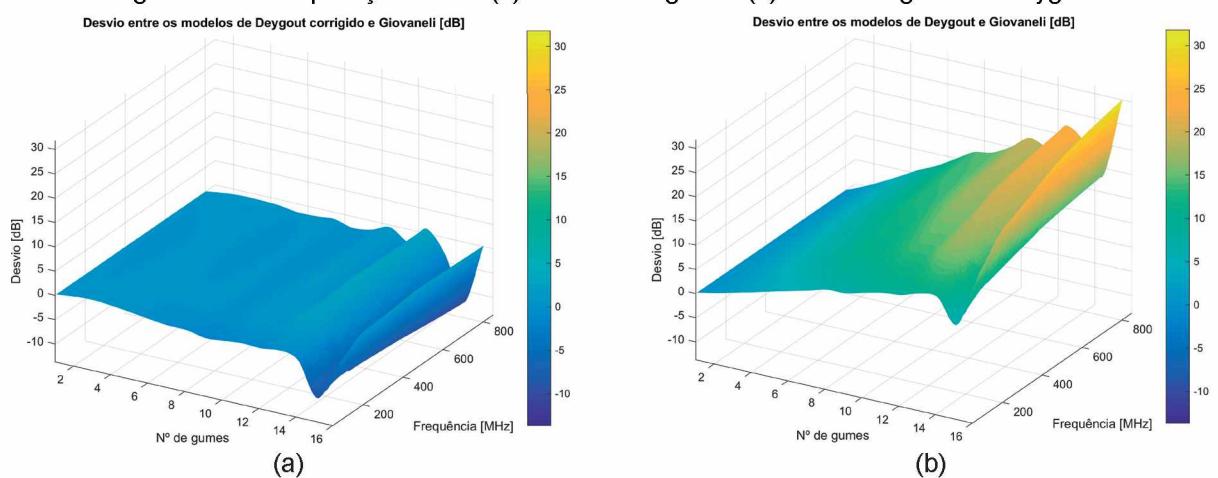
Figura 58 – Comparação entre: (a) desvio corrigido e (b) desvio original Japonês.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 58 mostra o comportamento do modelo Japonês com e sem correção. Nesse caso, o efeito da correção é pequeno, uma vez que o modelo Japonês original já produz resultados muito parecidos com o de Giovaneli.

Figura 59 – Comparação entre: (a) desvio corrigido e (b) desvio original de Deygout.

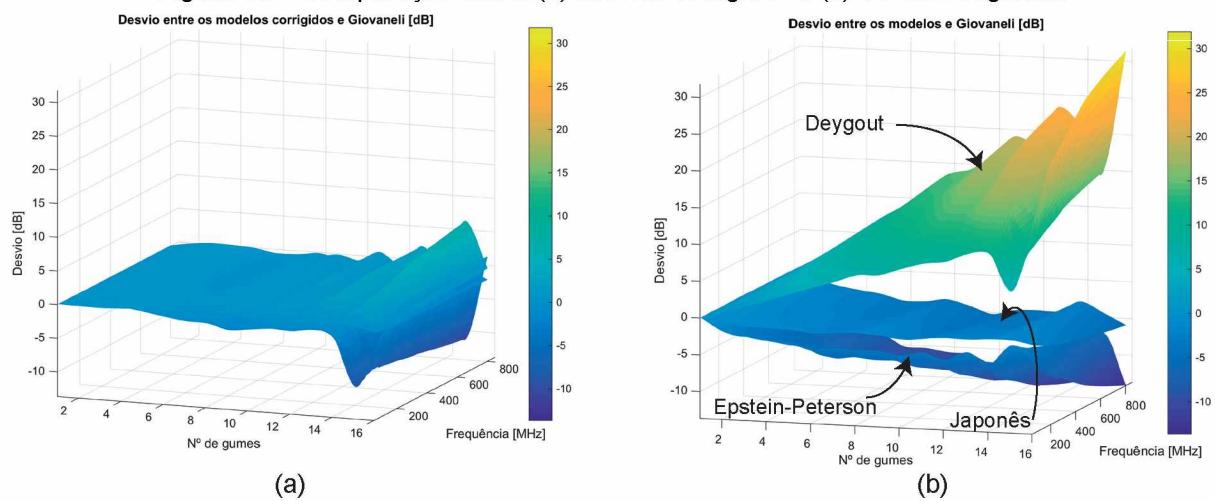


Fonte: Elaborada pelo autor.

Como mostra a Figura 59, a correção foi bem eficaz para o modelo de Deygout até 12 gumes de faca. Após isso, aparecem algumas oscilações, mas o pessimismo desse modelo foi reduzido com sucesso.

As Figuras 60 (a) e (b) mostram a comparação entre as superfícies dos modelos de Epstein-Peterson, Japonês e Deygout com e sem correção. O modelo de Bullington não apareceu para que a escala de cores fosse a mesma nas duas figuras.

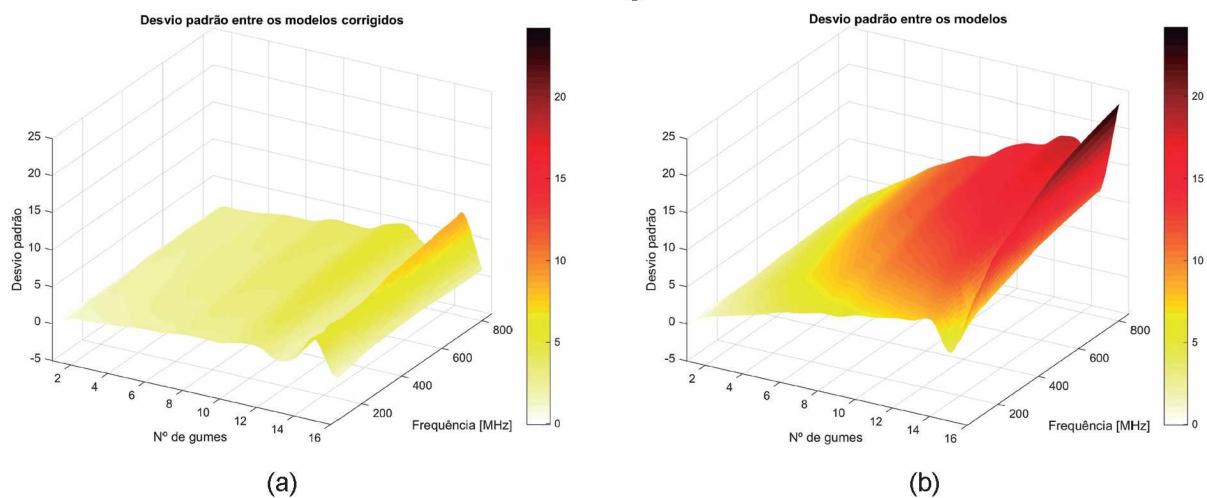
Figura 60 – Comparação entre: (a) desvios corrigidos e (b) desvios originais.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Portanto, as Figuras 60 e 61 mostram que as diferenças entre os outros métodos e o método Giovaneli diminuíram bastante após a correção. Isso é muito claro ao observar o desvio padrão antes e depois, na Figura 61.

Figura 61 – Comparação entre: (a) desvio padrão dos desvios corrigidos e (b) desvio padrão dos desvios originais.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Teoricamente, é mais exato obter o resultado do modelo de Giovaneli a partir da aplicação do próprio método e não a partir de resultados corrigidos de outros métodos. No entanto, a questão é que nenhum dos modelos é fácil de se calcular manualmente, exceto o modelo de Bullington. Já computacionalmente, os modelos de Epstein-Peterson, Japonês, Deygout e Giovaneli também não têm implementação trivial.

Além disso, enquanto os outros modelos necessitam do conhecimento do perfil do terreno completo entre o transmissor e o receptor, o modelo de Bullington requer, no máximo, o conhecimento de dois gumes de faca para sua implementação (a obstrução do horizonte do transmissor e a obstrução do horizonte do receptor).

Logo, seria razoavelmente interessante se o modelo de Bullington, que é fácil de utilizar, fornecesse resultados tão bons quanto o modelo de Giovaneli. E isso pode ser feito com base em uma parcela da Equação (71), escrita como Equação (73).

$$L_{\text{Gio}}(n, f_{\text{GHz}}) = L_{\text{Bull}} - \delta_{\text{Bull}}(n, f_{\text{GHz}}) \quad (73)$$

em que: n é o número de gumes de faca; f_{GHz} é a frequência de operação, em GHz; L_{Bull} , é a perda de propagação do modelo de Bullington; L_{Gio} é a perda de propagação do modelo de Giovaneli e δ_{Bull} é o desvio do método de Bullington.

Então, para se obter resultados tão bons como os do modelo de Giovaneli, mas de maneira fácil, basta utilizar o modelo de Bullington e adicionar uma correção, de acordo com a Equação (73). Essa correção já foi quantificada e é dada pela Equação (74).

$$\delta_{\text{Bull}} = -0,01545n^2 - 5,363n - 0,9883nf_{\text{GHz}} - 0,7868f_{\text{GHz}}^2 + 2,489f_{\text{GHz}} + 5,458 \quad (74)$$

em que: n é o número de gumes de faca e f_{GHz} é a frequência de operação, em GHz.

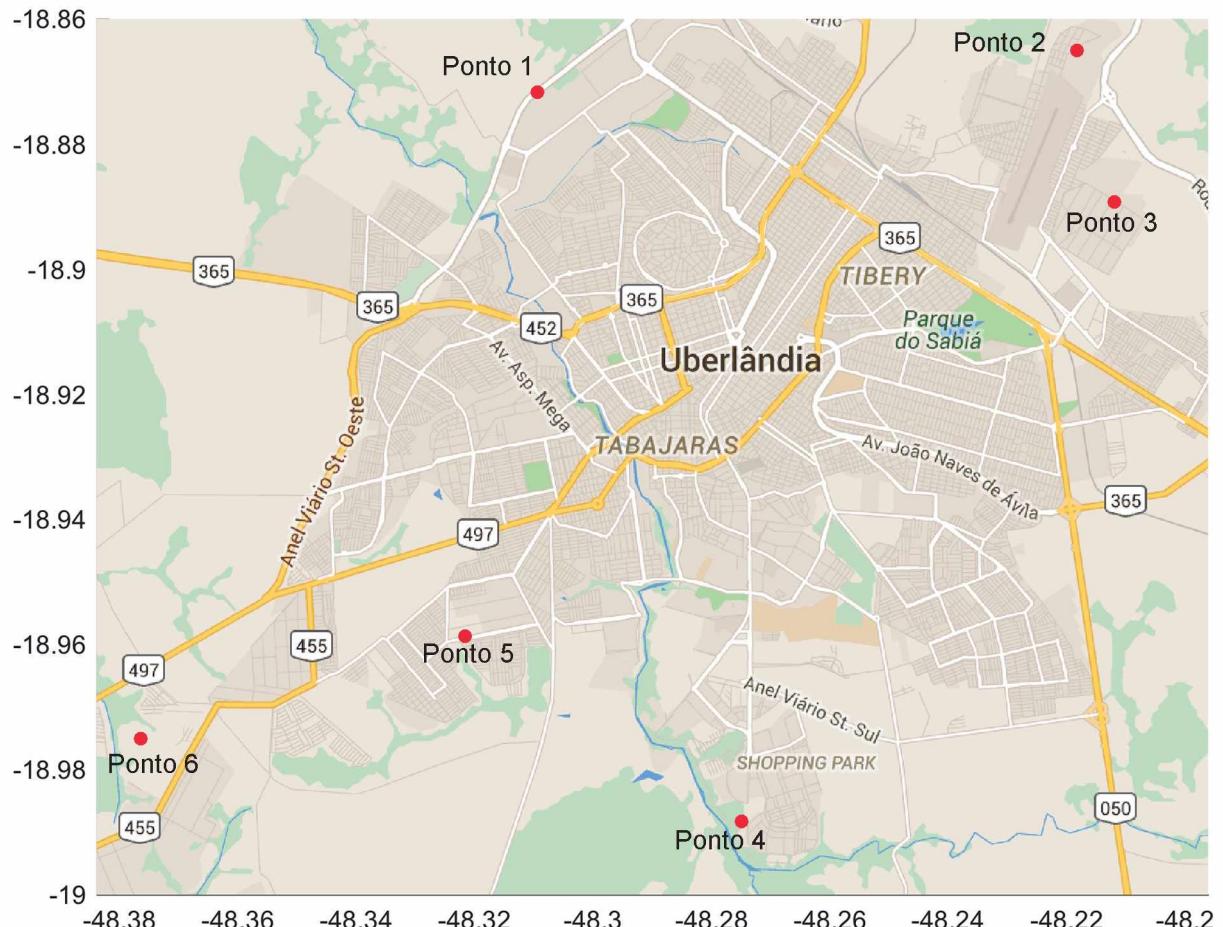
5.4.3 Verificação experimental

Com a intenção de verificar o funcionamento da ideia proposta na Equação (5.3), foram realizados cálculos de campo elétrico recebido em alguns pontos em que havia medidas experimentais. Essas medidas foram retiradas do trabalho de NUNES, T. [24], que realizou medidas de campo elétrico para emissoras de Televisão Digital em Uberlândia–MG.

Dentre a coleção de medidas de NUNES, T., foram selecionados os pontos mais próximos da periferia da cidade e que não possuem grandes construções nas suas redondezas. A seleção se deu dessa maneira, pois os métodos aqui avaliados consideram apenas a difração em terreno irregular. Logo, a existência de construções no entorno afetaria os resultados.

A Figura 62 e a Tabela 9 mostram os pontos selecionados.

Figura 62 – Localização dos pontos onde os testes foram feitos.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 9 – Localização dos pontos onde os testes foram feitos.

Ponto	Latitude	Longitude
1	-18,865	-48,21833
2	-18,88917	-48,21194
3	-18,87167	-48,30944
4	-18,98833	-48,275
5	-18,95861	-48,32167
6	-18,975	-48,37639

As Figuras 63 a 68 ilustram as redondezas desses pontos na direção de recepção, confirmando que não há grandes construções próximas.

Figura 63 – Redondezas do ponto 1.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 63, a presença de árvores poderia causar algum espalhamento, mas esses efeitos foram desconsiderados dessa análise.

A Figura 64 mostra o entorno do ponto 2 da Tabela 9.

Figura 64 – Redondezas do ponto 2.



Fonte: Elaborada pelo autor.

De maneira semelhante, a Figura 65 ilustra o entorno do ponto de recepção 3. É perceptível a inexistência de áreas construídas nas suas proximidades, o que permite que a análise seja feita nesse ponto.

Figura 65 – Redondezas do ponto 3.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 66 mostra a área ao redor do ponto 4. Esse ponto está, praticamente, na zona rural da cidade e não há nenhuma construção por perto.

Figura 66 – Redondezas do ponto 4



Fonte: Elaborada pelo autor.

O ponto 5, de acordo com a Figura 62, está um pouco mais inserido na zona urbana da cidade, mas, mesmo assim, está próximo a vários terrenos vagos e a Figura 67 comprova que as suas redondezas estão livres de construções.

Figura 67 – Redondezas do ponto 5.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Por fim, a Figura 68 apresenta o entorno do ponto 6, que também se mostra completamente livre de qualquer tipo de construção.

Figura 68 – Redondezas do ponto 6



Fonte: Elaborada pelo autor.

Portanto, as Figuras 63 a 68 justificam a escolha dos pontos da Tabela 9. Nelas, fica evidente a ausência de grandes construções junto aos pontos de recepção. Logo, considerou-se que os valores de campo medidos nesses pontos são resultado apenas dos efeitos da difração sobre o terreno irregular e isso possibilita a comparação com os resultados obtidos na execução do programa desenvolvido.

Justificada a escolha dos pontos, o cálculo de campo foi realizado pelo programa desenvolvido. As medidas de NUNES, T. foram realizadas para algumas emissoras de televisão e, para a análise aqui apresentada, foram selecionadas duas delas: Emissora 1 (canal 28 UHF) e Emissora 2 (canal 32 UHF).

Os dados que o programa requer para realizar o cálculo de campo são os seguintes:

- Localização do transmissor;
- Altura do centro de radiação da antena transmissora;
- Altura da antena receptora;
- Frequência de operação;
- Comprimento da linha de transmissão entre o rádio e a antena transmissora;
- *Datasheet* da linha de transmissão;
- Perdas acessórias;
- Potência de operação do rádio;
- Diagrama de azimute da antena transmissora;
- Diagrama de elevação da antena transmissora;
- *Beam-tilt* da antena transmissora;
- Azimute da antena transmissora;
- Ganho da antena transmissora.

Ressalta-se que todos os cálculos foram feitos para altura de antena receptora igual a 1,5 m, pois foi a altura utilizada por NUNES, T. nas suas medições. Os detalhes dos sistemas de transmissão das emissoras são mostrados a seguir nas respectivas seções.

Emissora 1

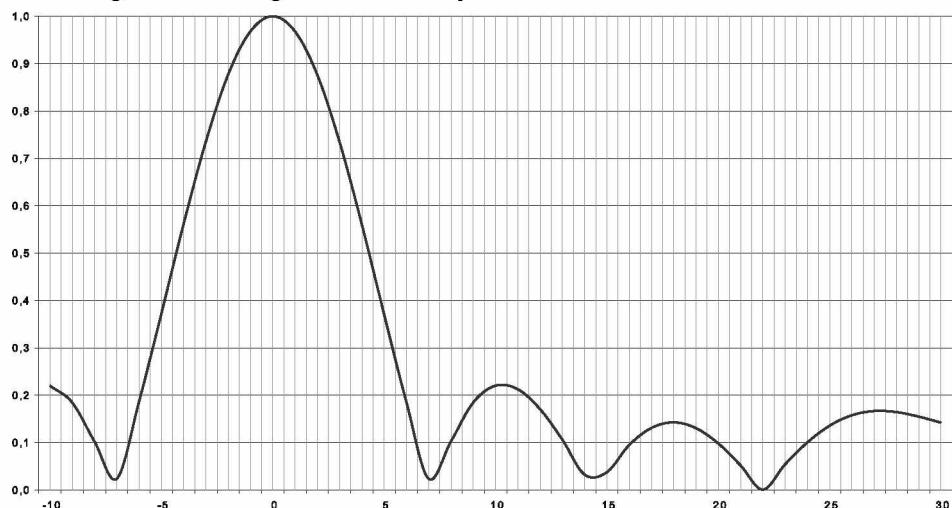
A Tabela 10 mostra os dados do sistema de transmissão utilizado por essa emissora.

Tabela 10 – Dados do sistema de transmissão da Emissora 1.

Localização da estação transmissora	-18,885 -48,25833
Canal digital	28 (554 a 560 MHz)
Frequência de operação	557,142857 MHz
Potência de operação do transmissor	1,1 kW
Antena	ISD082822TT
Beam-tilt	4,7°
Azimute	210°
Polarização	Horizontal
Ganho da antena transmissora	11,55 dBd
Altura do centro de radiação	76,2 m
Linha de transmissão	LCF158-50JA
Comprimento da linha de transmissão	85 m
Perdas acessórias	1 dB

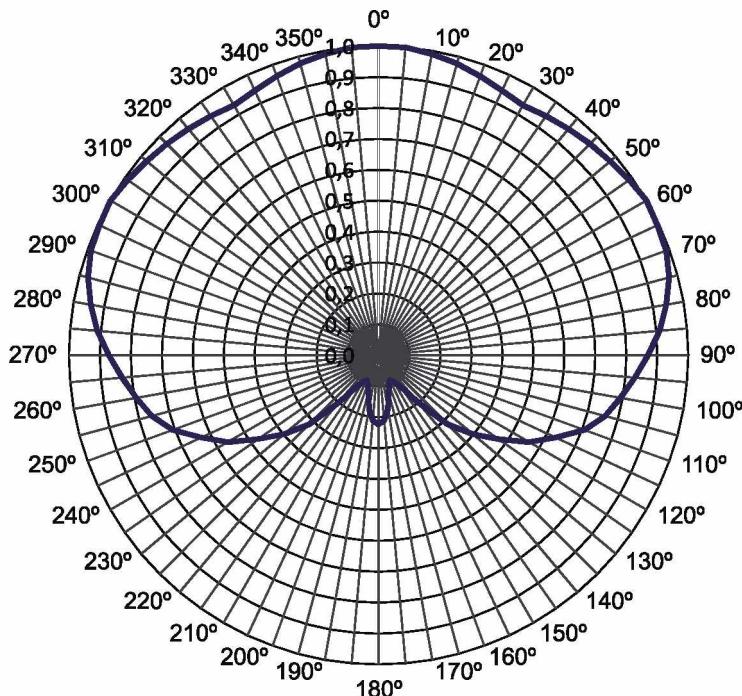
As Figuras 69 e 70 ilustram, respectivamente, os diagramas de elevação e de azimute da antena utilizada por essa emissora. É uma antena slot de oito fendas da marca Ideal Antenas, com largura de feixe horizontal de 220° e vertical de 6,5° e impedância de entrada de 50 Ω.

Figura 69 – Diagrama de elevação da antena ISD082822TT Pol. H.



Fonte: *Datasheet* da antena ISD082822TT [25].

Figura 70 – Diagrama de azimute da antena ISD082822TT Pol. H.



Fonte: *Datasheet* da antena ISD082822TT [25].

Os valores desses diagramas foram passados para um arquivo de Excel para que o programa possa ler e interpretar esses dados.

A linha de transmissão utilizada para alimentar a antena é a LCF158-50JA do fabricante RFS, linha KMP. A atenuação dessa linha é mostrada na Figura 71.

Figura 71 – Atenuação da linha de transmissão LCF158-50JA.

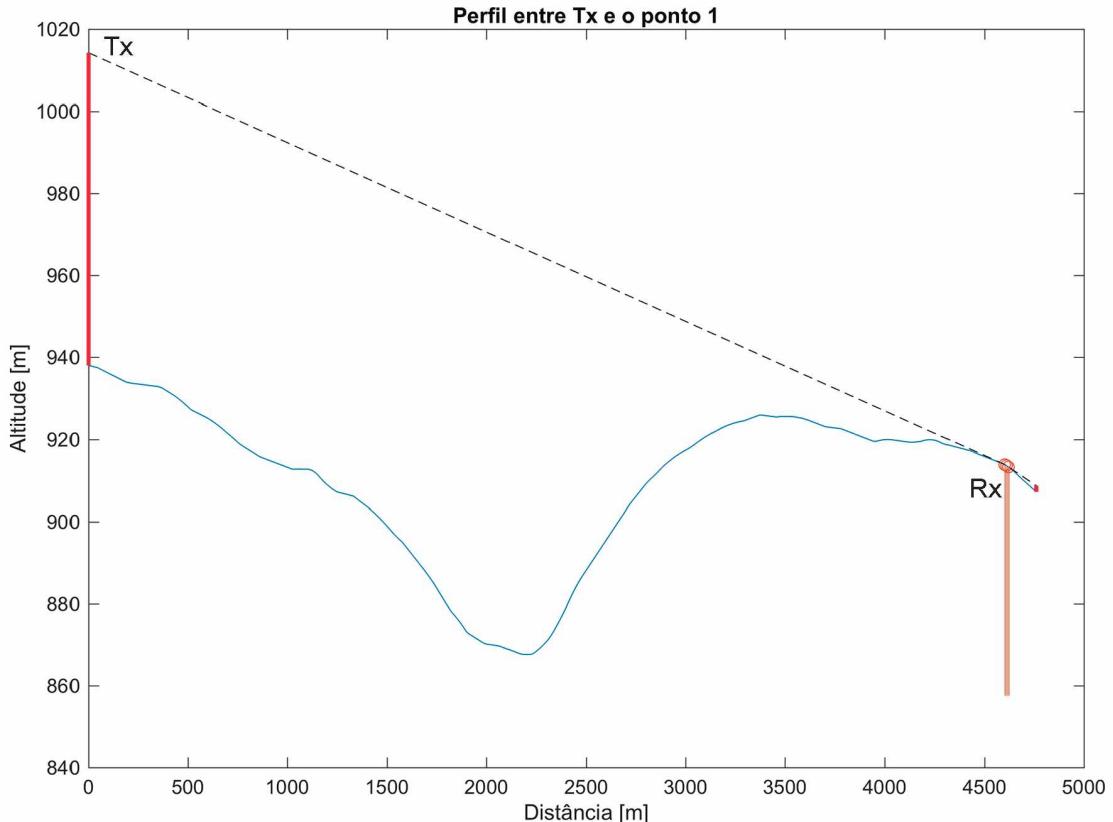
Frequency MHz	Attenuation dB/100m dB/100ft		Power kW	Frequency MHz	Attenuation dB/100m dB/100ft		Power kW
0.5	0.04	0.013	258.00	750	1.91	0.583	5.87
1	0.06	0.019	182.00	800	1.98	0.604	5.66
1.5	0.08	0.023	148.00	824	2.02	0.615	5.55
2	0.09	0.027	128.00	894	2.11	0.644	5.31
10	0.20	0.06	56.90	900	2.12	0.646	5.29
20	0.28	0.086	39.90	925	2.15	0.656	5.21
30	0.35	0.105	32.50	960	2.20	0.67	5.10
50	0.45	0.137	25.00	1000	2.25	0.686	4.98
88	0.60	0.184	18.60	1250	2.56	0.779	4.38
100	0.64	0.196	17.40	1400	2.73	0.832	4.11
108	0.67	0.205	16.70	1500	2.84	0.866	3.95
150	0.80	0.243	14.00	1700	3.06	0.932	3.66
174	0.86	0.263	13.00	1800	3.16	0.963	3.55
200	0.93	0.283	12.10	2000	3.36	1.03	3.34
300	1.16	0.352	9.66	2100	3.46	1.06	3.24
400	1.35	0.412	8.30	2200	3.56	1.08	3.15
450	1.44	0.439	7.78	2400	3.75	1.14	2.99
500	1.53	0.465	7.33	2500	3.84	1.17	2.92
512	1.55	0.471	7.23	2600	3.93	1.20	2.85
600	1.69	0.515	6.63	2700	4.02	1.23	2.79
700	1.84	0.561	6.09	2750	4.07	1.24	2.75

Fonte: *Datasheet* da linha de transmissão LCF158-50JA [26].

De maneira semelhante aos diagramas de radiação da antena, o *datasheet* da linha de transmissão foi convertido em um arquivo de Excel. Detalhes desses arquivos estão na seção 4.4 do Capítulo 4 deste trabalho.

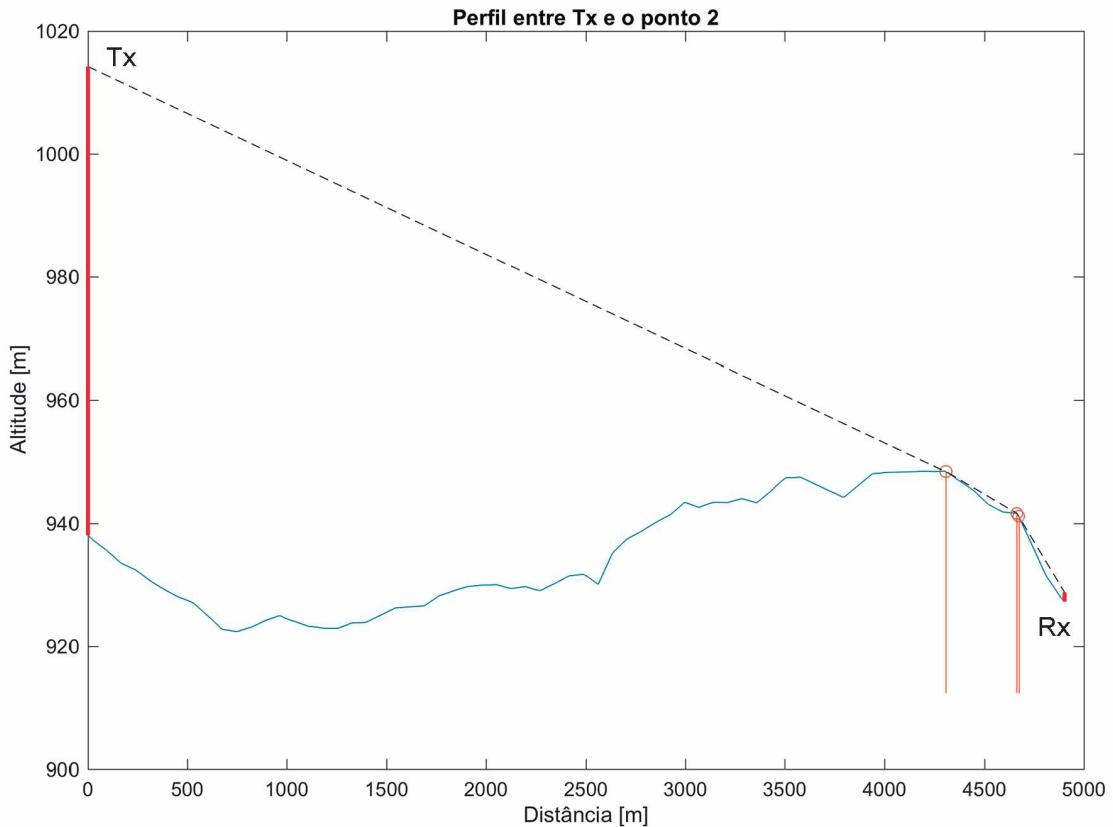
A partir dos dados de localização dos pontos e das outras informações necessárias, o programa inicia os cálculos. A primeira parte é a obtenção dos perfis de terreno entre a estação transmissora e cada um dos seis pontos de recepção. Após isso, ele também computa os gumes de faca. Os perfis de terreno obtidos entre o transmissor da Emissora 1 e os seis pontos da Tabela 9 são ilustrados nas Figuras 72 a 77.

Figura 72 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 1 e o ponto de recepção 1.



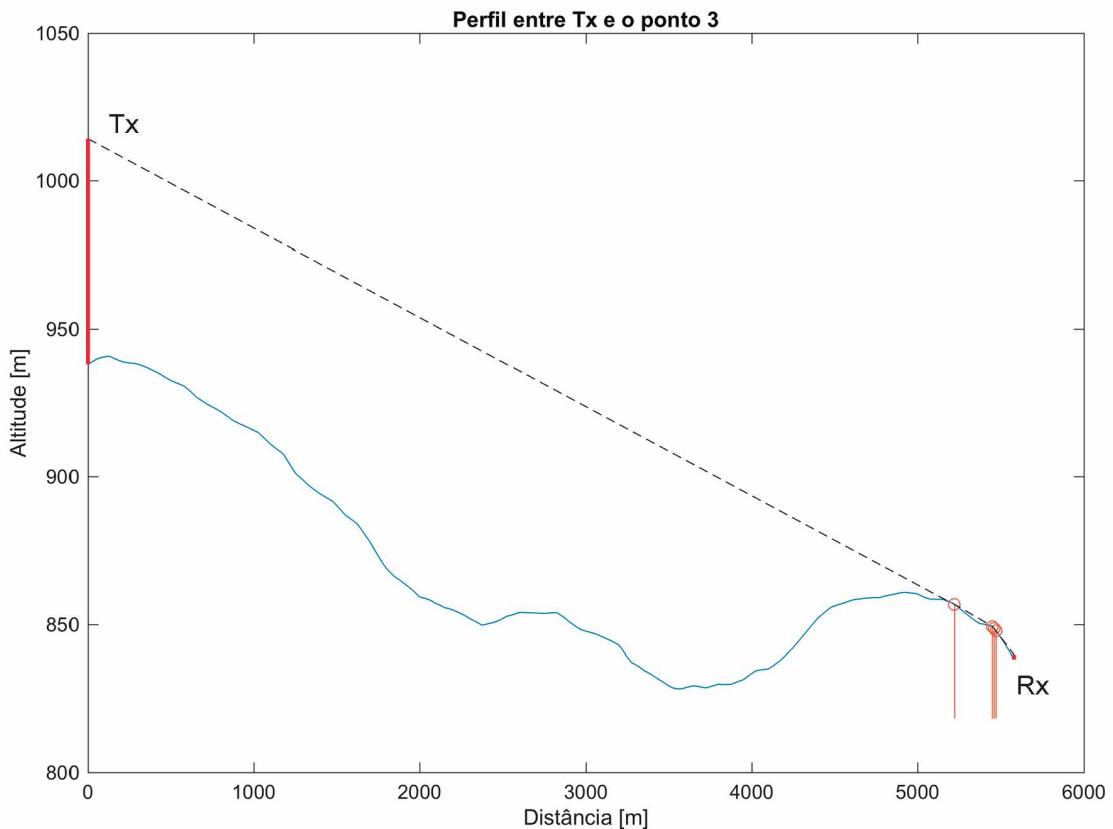
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 73 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 1 e o ponto de recepção 2.



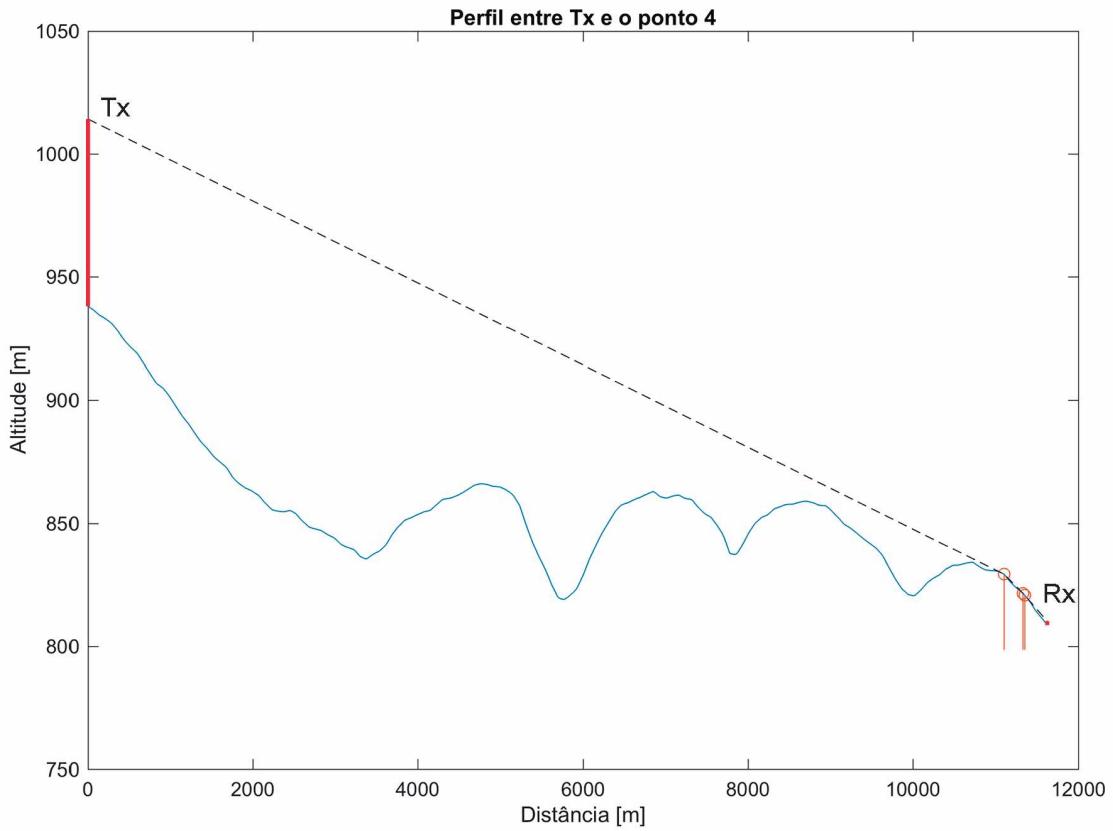
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 74 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 1 e o ponto de recepção 3.



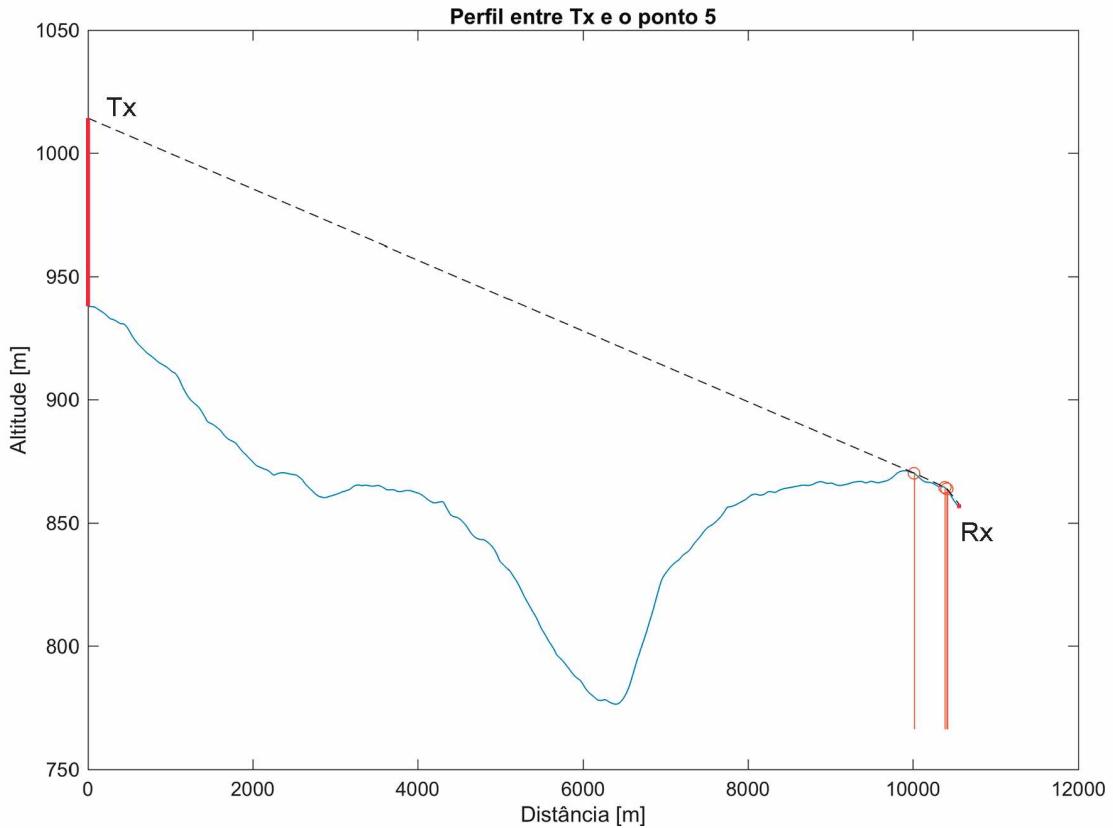
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 75 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 1 e o ponto de recepção 4.



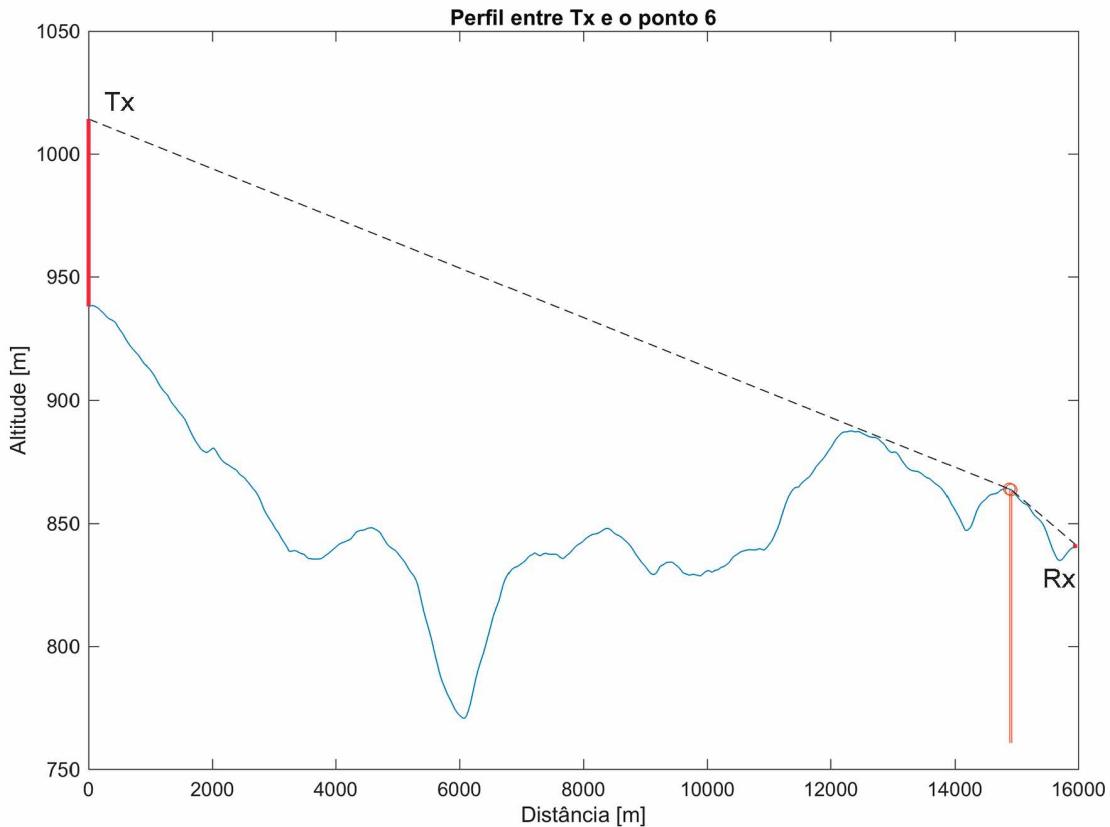
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 76 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 1 e o ponto de recepção 5.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 77 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 1 e o ponto de recepção 6.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Após a obtenção dos perfis de terreno, o programa realizou todos os cálculos propostos no Capítulo 4 deste trabalho e os resultados, para a Emissora 1, são mostrados na Tabela 11.

Para o sistema de transmissão dessa emissora, o programa calculou que a ERP máxima é de 9,08454 kW.

Tabela 11 – Resultados obtidos para a Emissora 1.

	Ponto 1	Ponto 2	Ponto 3	Ponto 4	Ponto 5	Ponto 6
Distância	4,76007	4,90242	5,57821	11,62309	10,55351	15,94797
Azimute	63,435	95,133	284,621	189,162	220,708	232,680
ERP	0,05631	1,49906	5,09155	3,01382	3,23998	2,12244
Nº. Gumes	3	3	4	3	3	2
Bullington	72,64951	79,81031	85,27522	77,17463	79,57208	74,51154
Bullington Corrigido	61,37009	68,53088	67,97402	65,89521	68,29265	69,22300
Giovanelli	60,90812	68,02893	68,38195	65,51763	69,00870	69,05509
Medido	64,6	65,3	67,3	64,1	66,9	65,7

Observando os dados apresentados na Tabela 11, é possível perceber que, como predito, o método de Bullington puro é bastante otimista. Com relação aos valores medidos, ele apresentou um erro médio de 12,51555 dB acima do valor real. Já o método de Giovaneli se manteve mais próximo dos valores medidos e apresentou um erro médio de 2,39736 dB. O modelo de Bullington corrigido, por outro lado, ficou bem próximo ao de Giovaneli e, consequentemente, mais próximo dos valores medidos. Seu erro médio foi de 2,30761 dB.

Os testes com a Emissora 1 forneceram bons resultados quanto à eficácia da correção proposta. O próximo passo foi a verificação para a Emissora 2.

Emissora 2

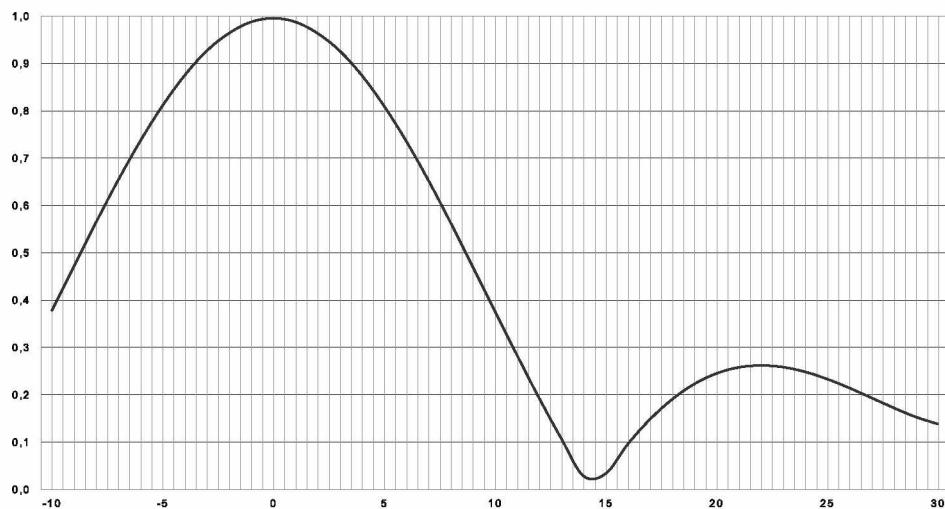
A Tabela 12 mostra os dados do sistema de transmissão utilizado pela Emissora 2.

Tabela 12 – Dados do sistema de transmissão da Emissora 2.

Localização da estação transmissora	-18,8825 – 48,25083
Canal digital	32 (578 a 554 MHz)
Frequência de operação	581,142857 MHz
Potência de operação do transmissor	1,5 kW
Antena	ISDC043222UT
Beam-tilt	1,7º
Azimute	210º
Polarização	Horizontal
Ganho da antena transmissora	6,74 dBd
Altura do centro de radiação	113 m
Linha de transmissão	HCA158-50J
Comprimento da linha de transmissão	120 m
Perdas acessórias	1 dB

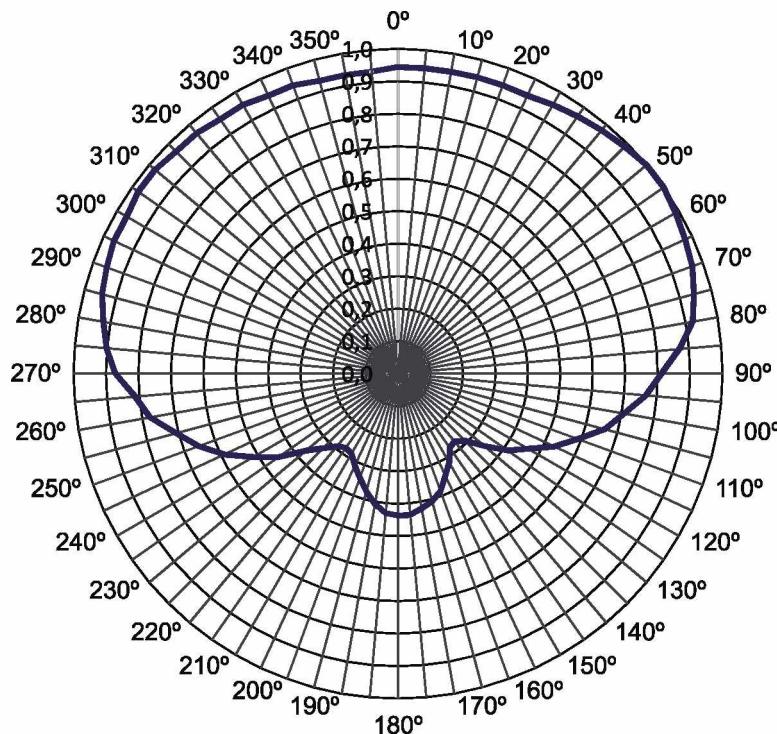
As Figuras 78 e 79 ilustram, respectivamente, os diagramas de elevação e de azimute da antena utilizada por essa emissora. É uma antena slot de quatro fendas da marca Ideal Antenas, com largura de feixe horizontal de 220º e vertical de 13º e impedância de entrada de 50 Ω.

Figura 78 – Diagrama de elevação da antena ISDC043222UT Pol. H.



Fonte: *Datasheet* da antena ISDC043222UT [27].

Figura 79 – Diagrama de azimute da antena ISDC043222UT Pol. H.



Fonte: *Datasheet* da antena ISDC043222UT [27].

Os valores desses diagramas também foram passados para um arquivo de Excel para que o programa possa ler e interpretar esses dados.

A linha de transmissão utilizada para alimentar a antena é a HCA158-50J do fabricante RFS. A atenuação dessa linha é mostrada na Figura 80.

Figura 80 – Atenuação da linha de transmissão HCA158-50J.

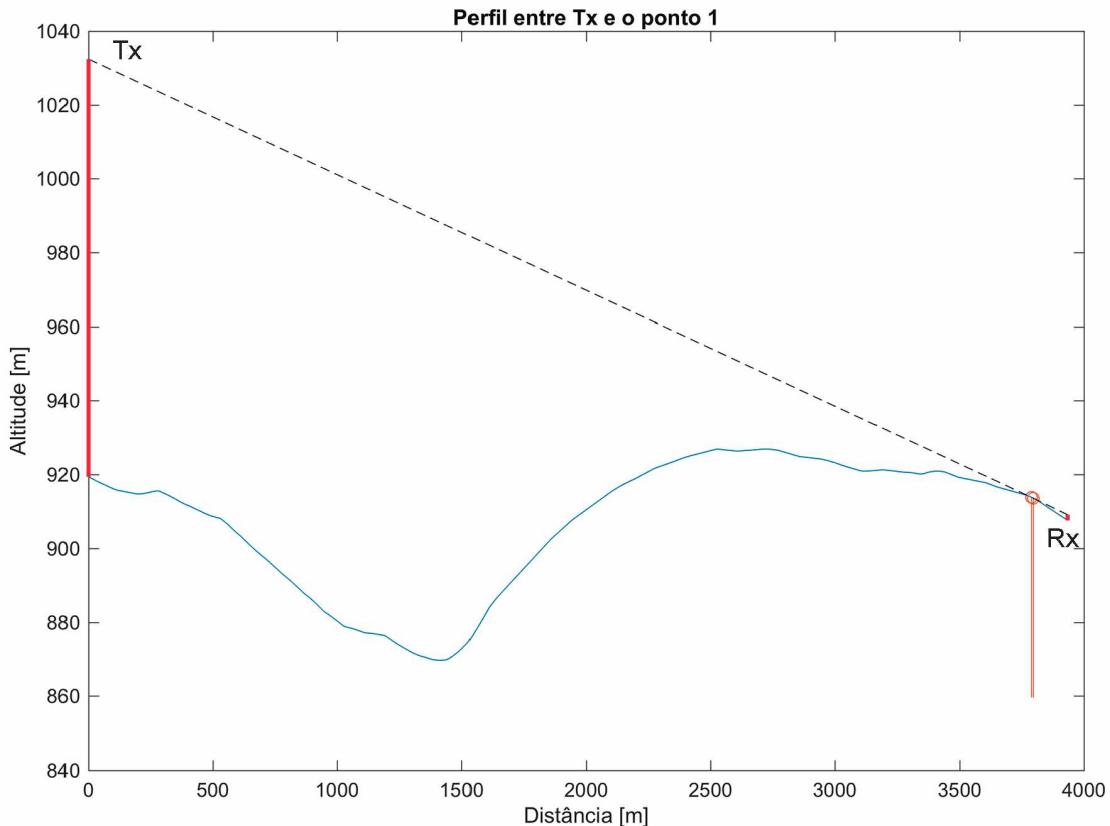
Frequency MHz	Attenuation		Power kW
	dB/100m	dB/100ft	
0.5	0.0437	0.0133	270
1.0	0.0618	0.0188	196
1.5	0.0757	0.0231	160
2.0	0.0875	0.0267	138
10	0.197	0.0599	61.4
20	0.279	0.0850	43.4
30	0.342	0.104	35.4
50	0.444	0.135	27.3
88	0.592	0.180	20.5
100	0.632	0.193	19.2
108	0.657	0.200	18.4
150	0.778	0.237	15.6
174	0.840	0.256	14.4
200	0.902	0.275	13.5
300	1.11	0.339	11.0
400	1.29	0.394	9.44
450	1.38	0.419	8.83
500	1.45	0.443	8.41

Frequency MHz	Attenuation		Power kW
	dB/100m	dB/100ft	
512	1.47	0.449	8.30
600	1.60	0.488	7.64
700	1.74	0.529	7.03
800	1.86	0.568	6.59
824	1.89	0.577	6.49
894	1.98	0.603	6.20
900	1.98	0.605	6.20
925	2.01	0.614	6.11
960	2.05	0.626	6.00
1000	2.10	0.640	5.86
1250	2.37	0.722	5.21
1500	2.61	0.797	4.75
1700	2.80	0.853	4.44
1800	2.89	0.880	4.31
2000	3.06	0.932	4.08
2200	3.22	0.982	3.89
2300	3.30	1.01	3.81
3000	3.83	1.17	3.32

Fonte: *Datasheet* da linha de transmissão HCA158-50J [28].

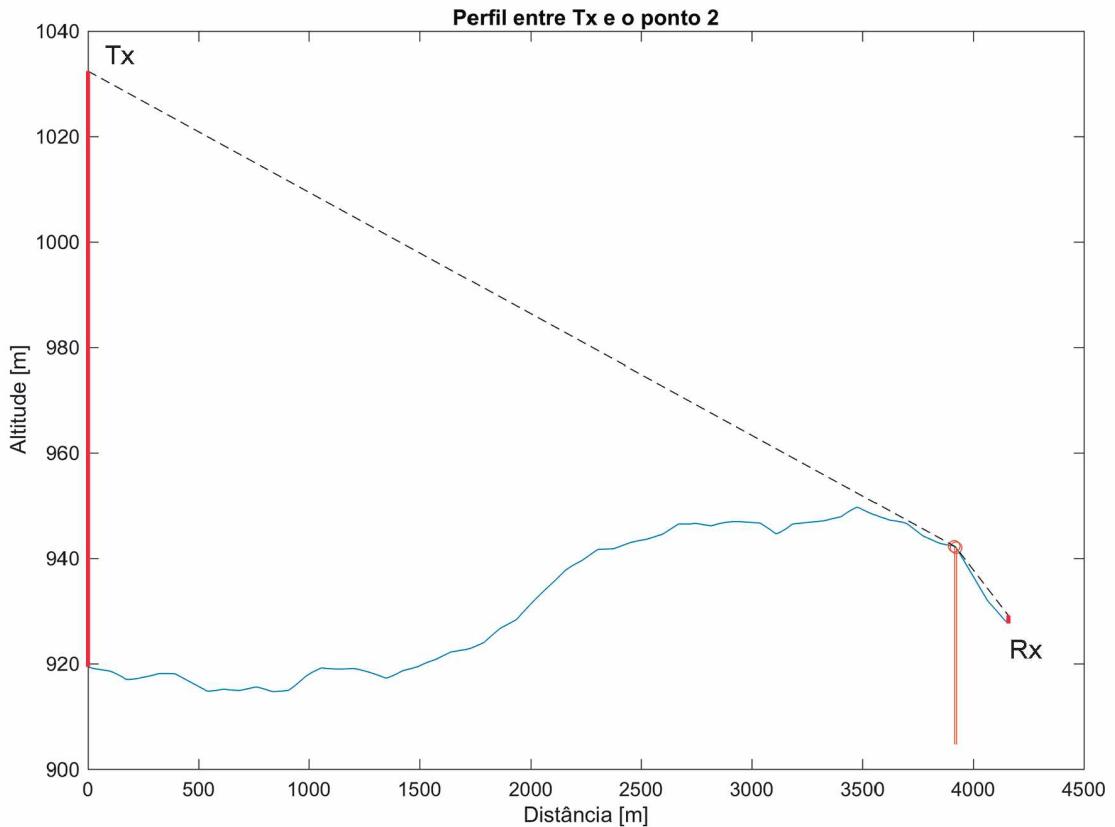
Os perfis de terreno obtidos entre o transmissor da Emissora 2 e os seis pontos da Tabela 9 são ilustrados nas Figuras 81 a 86.

Figura 81 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 2 e o ponto de recepção 1.



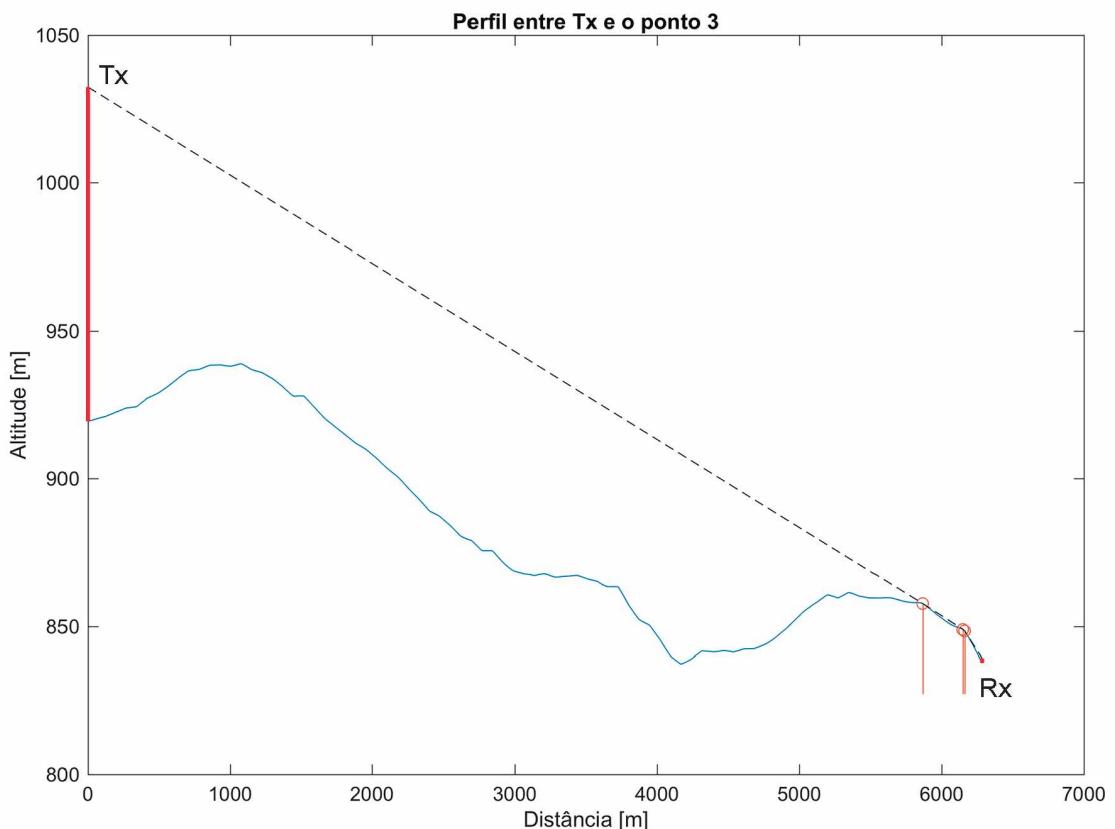
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 82 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 2 e o ponto de recepção 2.



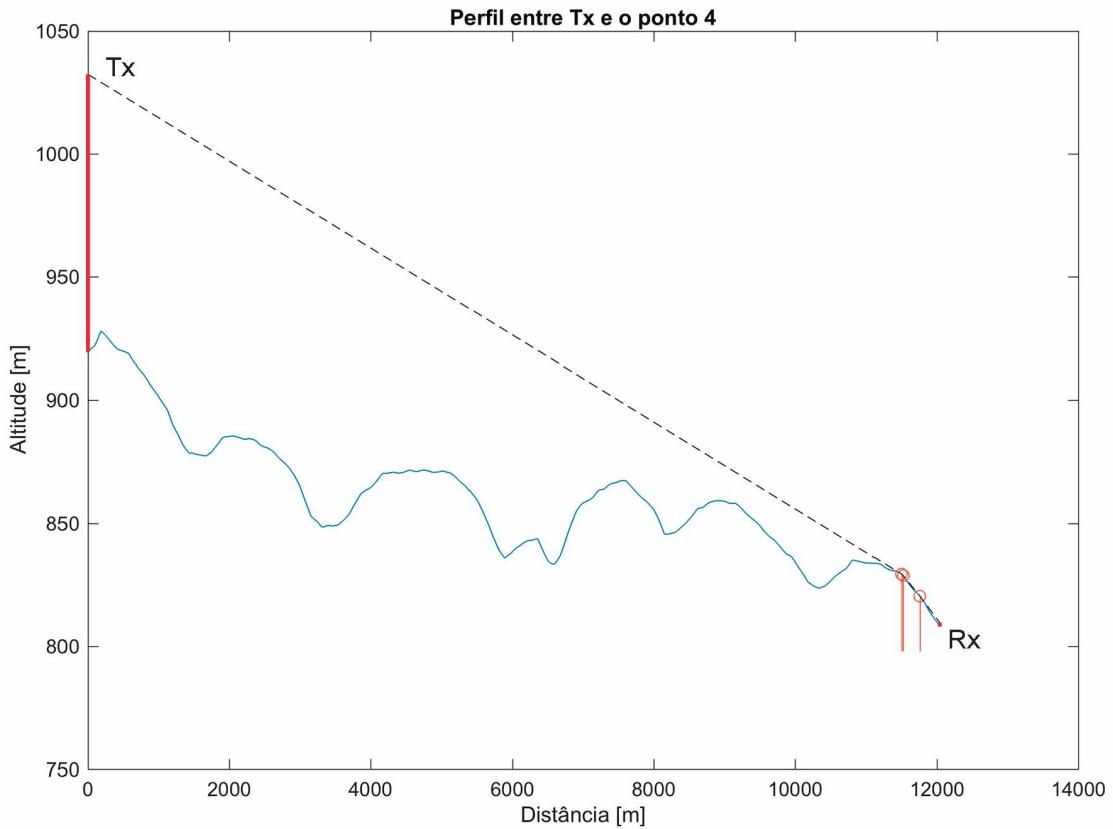
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 83 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 2 e o ponto de recepção 3.



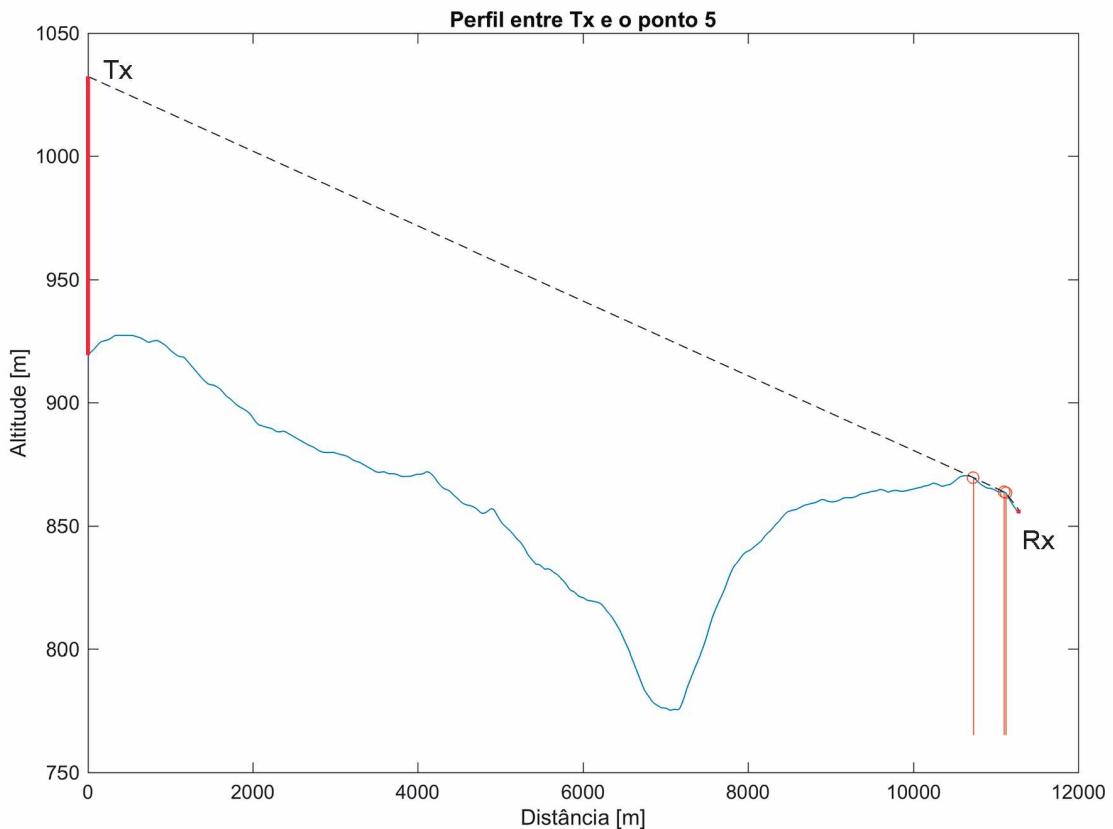
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 84 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 2 e o ponto de recepção 4.



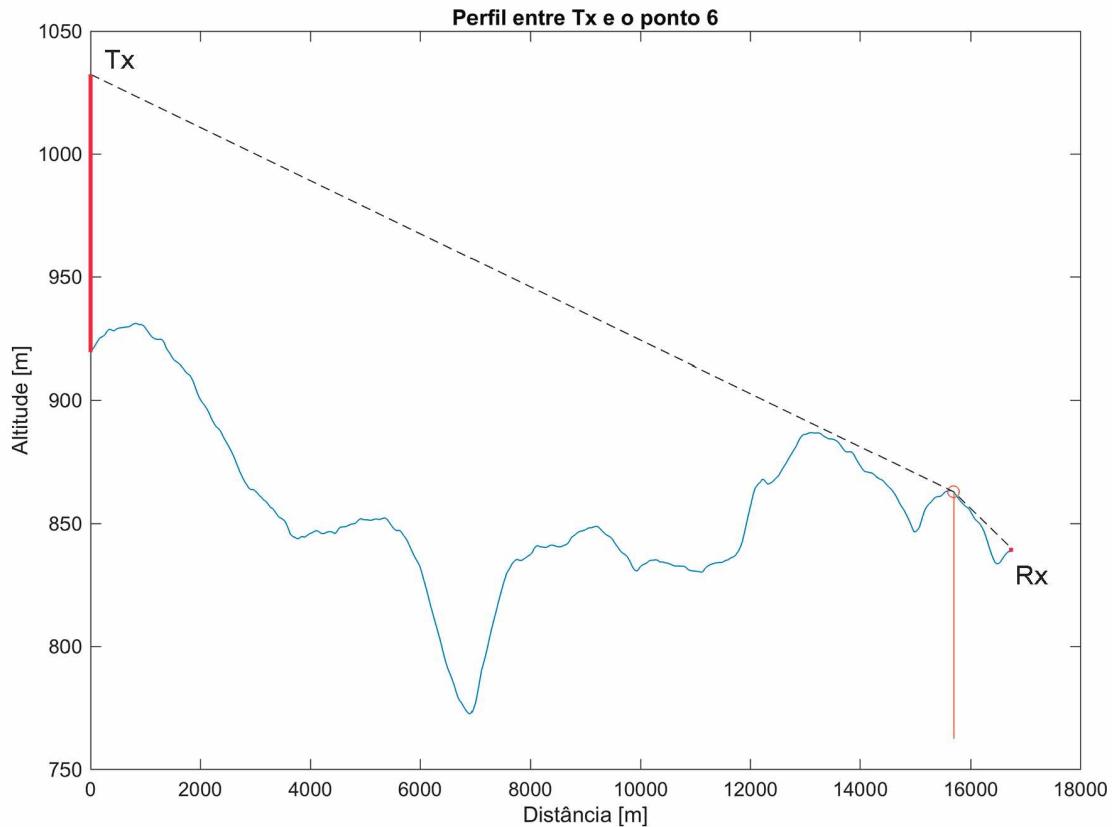
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 85 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 2 e o ponto de recepção 5.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 86 – Perfil do terreno entre o transmissor da Emissora 2 e o ponto de recepção 6.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Após a obtenção dos perfis de terreno, o programa realizou todos os cálculos propostos no Capítulo 4 deste trabalho e os resultados, para a Emissora 2, são mostrados na Tabela 13.

Para o sistema de transmissão dessa emissora, o programa calculou que a ERP máxima é de 3,6411 kW.

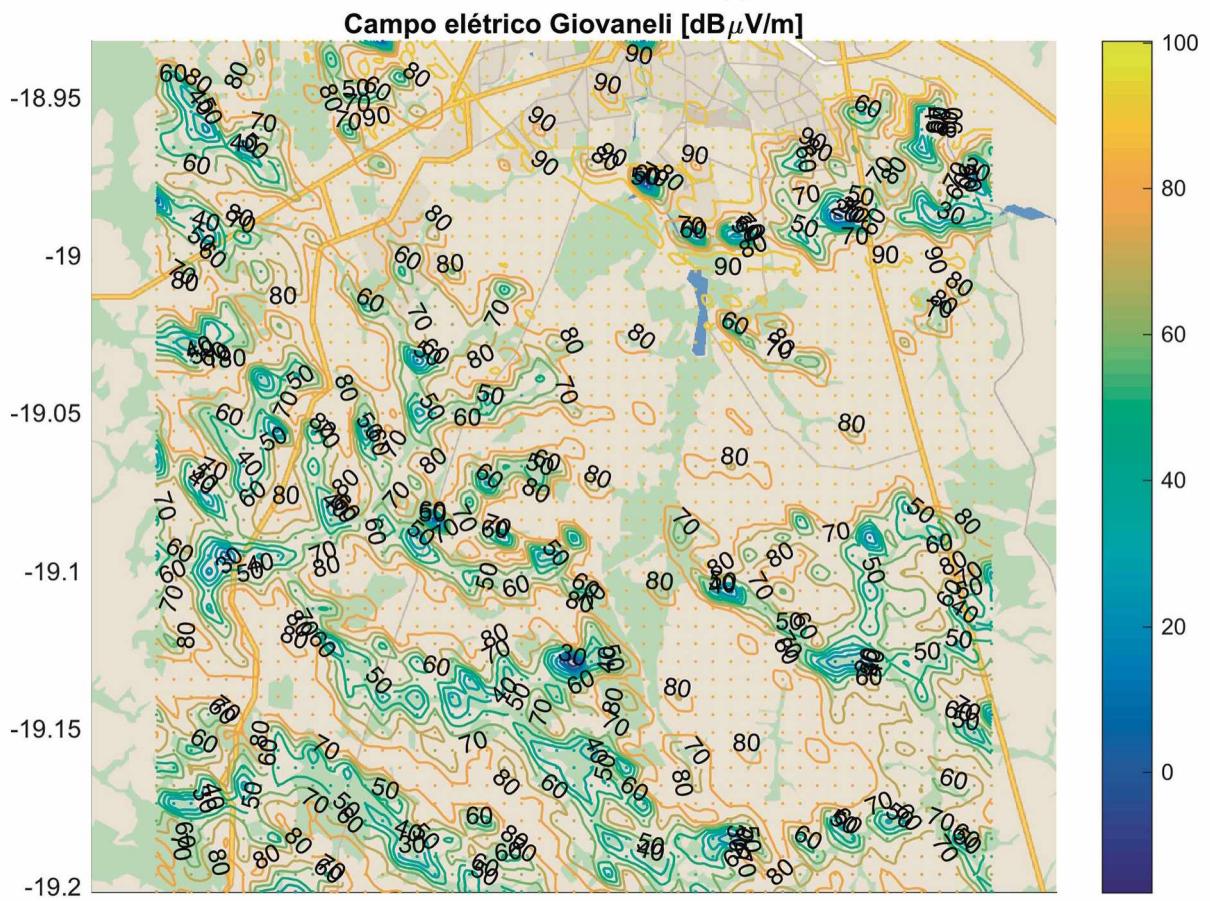
Tabela 13 – Resultados obtidos para a Emissora 2

	Ponto 1	Ponto 2	Ponto 3	Ponto 4	Ponto 5	Ponto 6
Distância	3,93443	4,15807	6,28328	12,03950	11,27558	16,73901
Azimute	61,7	99,73	280,47	192,86	222,943	233,62
ERP	0,32496	1,13006	3,22440	3,14907	3,08243	3,10165
Nº. Gumes	2	2	3	3	3	1
Bullington	83,86123	81,65870	82,09494	77,16517	78,84641	75,73337
Bullington Corrigido	78,56349	76,36095	70,78260	65,85283	67,53407	75,73337
Giovanelli	77,91189	78,03863	71,02870	67,12174	66,92914	75,73337
Medido	78,9	78,3	72	64,5	66,8	65

A partir dos dados da Tabela 13, percebe-se que a correção também melhorou os resultados do modelo de Bullington. Com relação aos valores medidos, o modelo de Bullington original apresentou um erro médio de 8,97664 dB acima do valor real. Já o método de Giovaneli se manteve mais próximo dos valores medidos e apresentou um erro médio de 2,61750 dB. O modelo de Bullington corrigido, por outro lado, também ficou bem próximo ao de Giovaneli e, consequentemente, mais próximo dos valores medidos. Seu erro médio foi de 2,71887 dB.

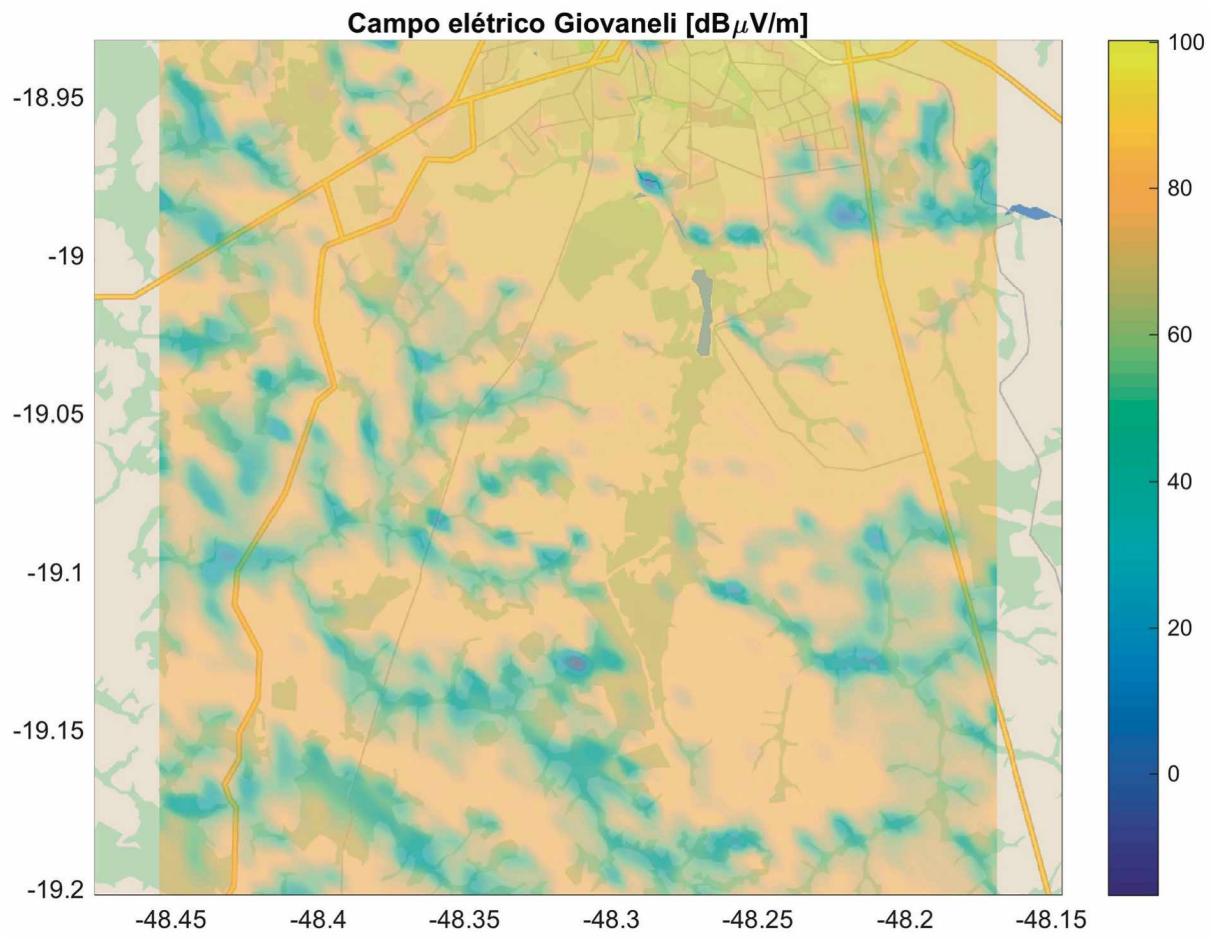
Para ilustrar melhor como a correção aproximou bastante os resultados do modelo de Bullington dos resultados do modelo de Giovaneli, foi calculado o campo elétrico recebido da Emissora 2 na área de recepção 1. As Figuras 87 a 91 mostram esses resultados.

Figura 87 – Curvas de intensidade de campo elétrico calculado pelo método de Giovaneli para a Emissora 2 na área de recepção 1.



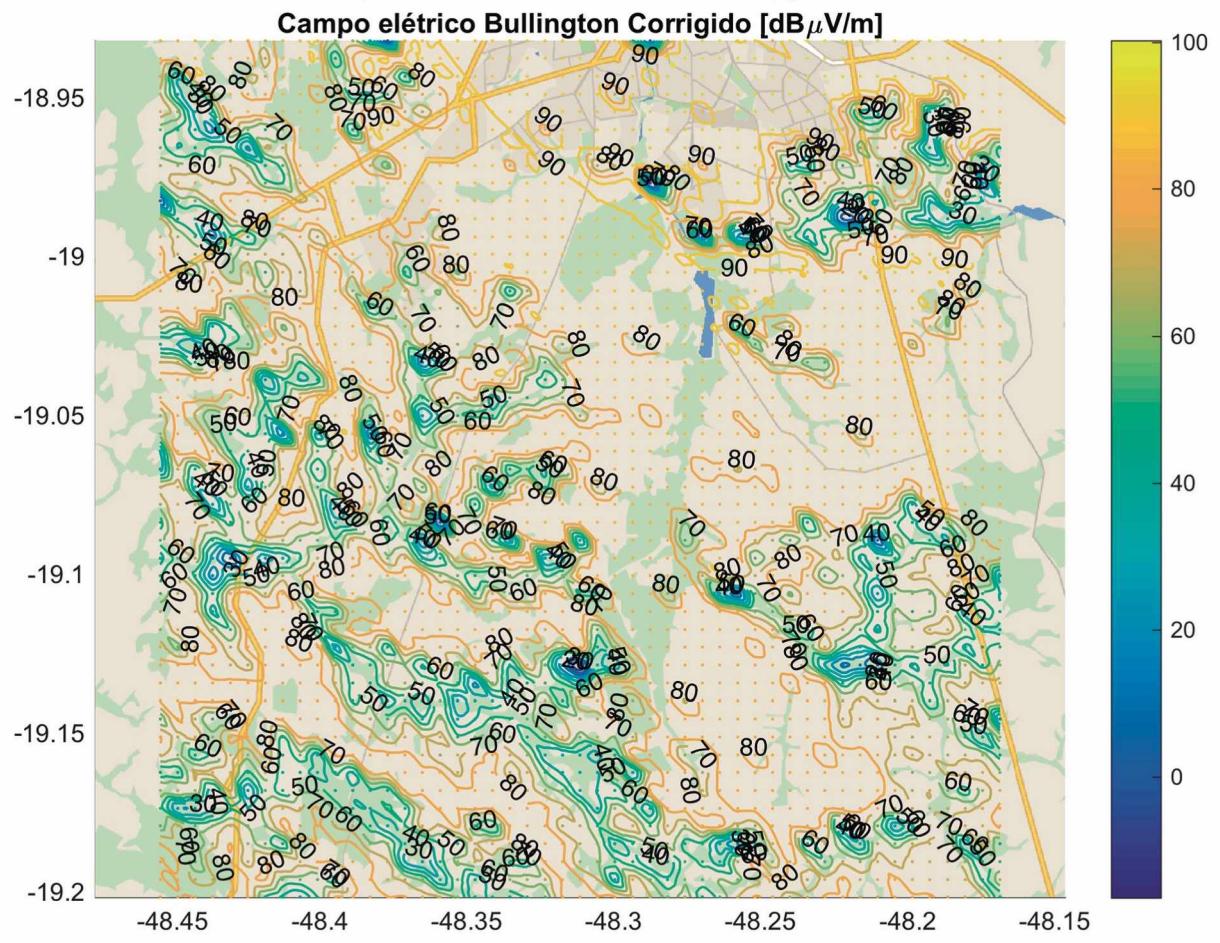
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 88 – Mancha de intensidade de campo elétrico calculado pelo método de Giovaneli para a Emissora 2 na área de recepção 1.



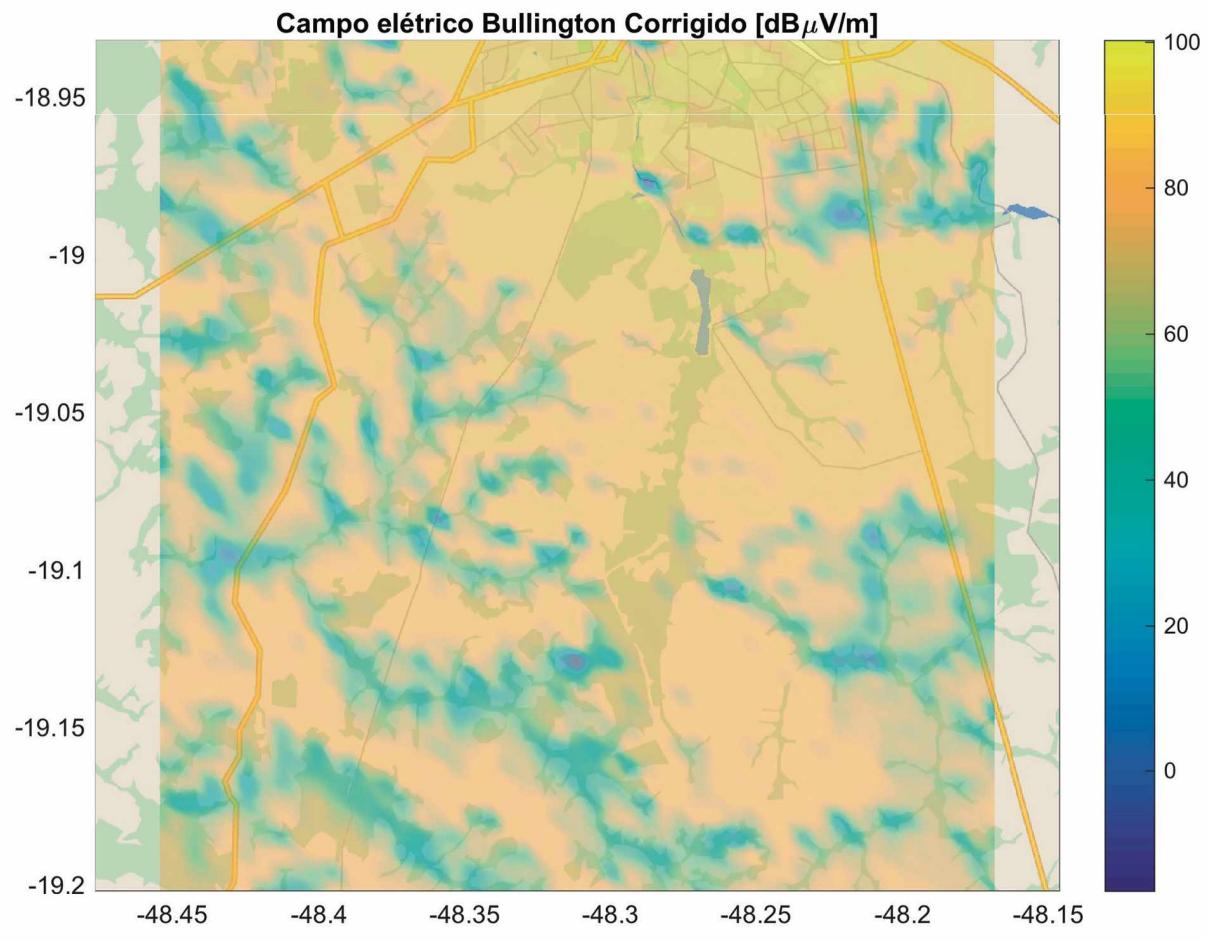
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 89 – Curvas de intensidade de campo elétrico calculado pelo método de Bullington corrigido para a Emissora 2 na área de recepção 1.



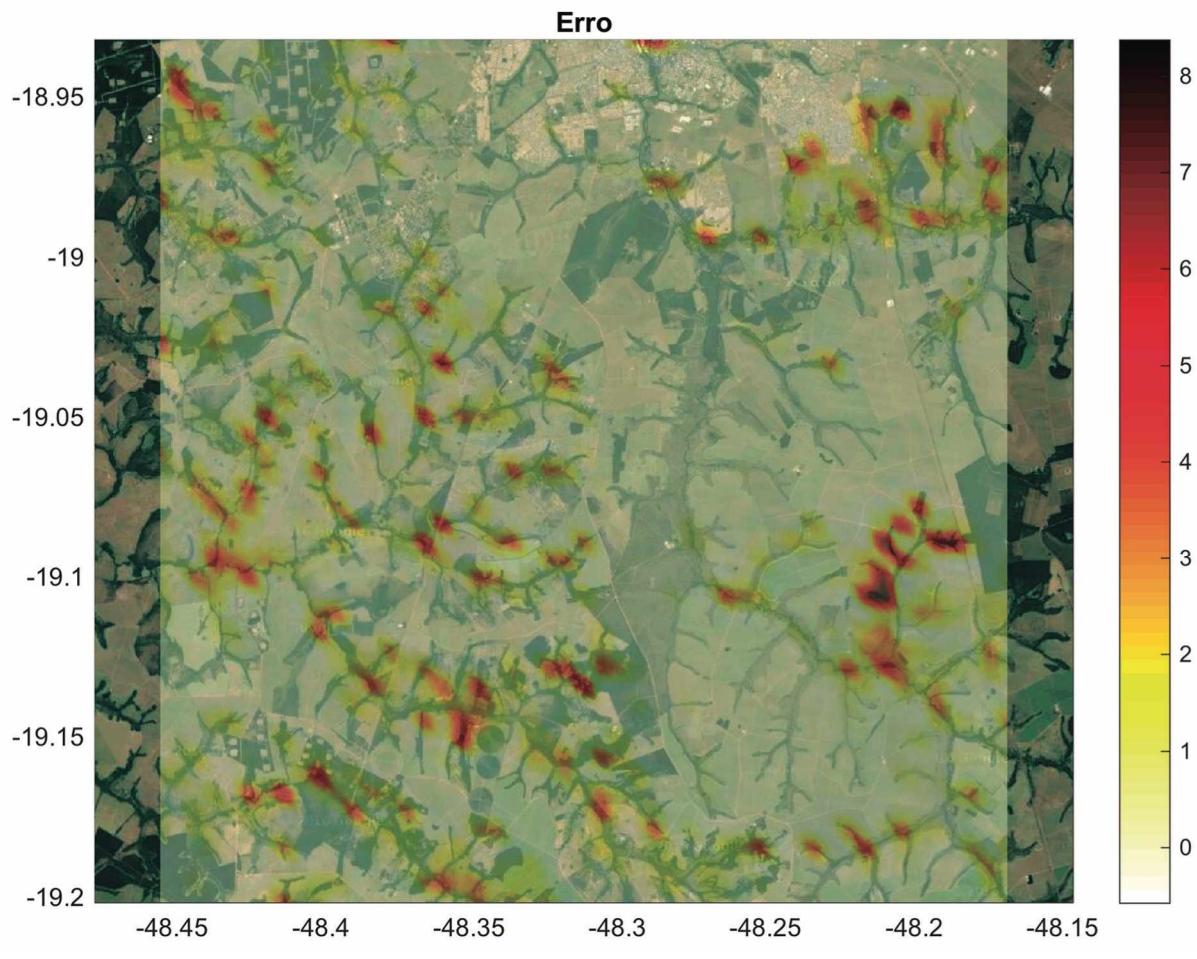
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 90 – Mancha de intensidade de campo elétrico calculado pelo método de Bullington corrigido para a Emissora 2 na área de recepção 1.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 91 – Diferenças entre os resultados do método de Giovaneli e do método de Bullington corrigido.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As Figuras 87 a 90 deixam claro que os resultados do método de Giovaneli e do método de Bullington corrigido são muito parecidos. Como é difícil visualizar as diferenças nessas imagens, foi gerada uma figura com o erro entre esses dois modelos. A Figura 91 ilustra essas diferenças.

Na Figura 91, nota-se que os maiores valores de diferenças são da ordem de 8 dB μ V/m e, recordando as Figuras 43 e 44, essas maiores diferenças ocorrem em locais onde há muitos gumes de faca, em geral, mais que 12. Era natural que isso ocorresse, pois de acordo com a Figura 56, para mais de 11 gumes de faca, o modelo de Bullington corrigido apresenta algumas oscilações e se distancia um pouco do modelo de Giovaneli.

5.5 Considerações Finais

Este capítulo teve como finalidade apresentar os resultados obtidos a partir da aplicação da metodologia apresentada no Capítulo 4 deste trabalho. Também foram feitas algumas observações sobre os resultados e foi proposta uma correção para o modelo de Bullington.

Os resultados apresentados na primeira análise mostraram que a diferença entre os modelos de Bullington, Epstein-Peterson, Japonês e Deygout, em relação ao modelo de Giovaneli, são independentes da região analisada e da altura da antena transmissora utilizada, mas dependem apenas do número de gumes de faca.

Isso sugere que características como: distância entre gumes, altura média dos gumes, altura efetiva da antena transmissora, distância do enlace, entre outras, não interferem no comportamento dos modelos em relação ao modelo de Giovaneli. Consequentemente, em relação à UTD, GTD e Vogler.

Também foi mostrado que o método de Bullington é o menos preciso e o que mais se desvia do modelo de Giovaneli. Já o método de Deygout fornece bons resultados quando são considerados dois ou três gumes, mas, a partir daí, se desvia bastante de Giovaneli e passa a ser muito pessimista.

O método de Epstein-Peterson forneceu resultados razoáveis e se manteve próximo do modelo de Giovaneli para quase toda a faixa de gumes testados. Isso mostra que, em geral, é um método confiável para ser utilizado em diversas situações, mas otimista. Já o modelo Japonês foi o que forneceu os melhores resultados. Ele se manteve muito próximo do modelo de Giovaneli em todos os casos e é ligeiramente otimista.

Além disso, viu-se que regiões de margens de pequenos rios e córregos devem ser cuidadosamente analisadas, pois os vales que podem estar presentes ali aumentam, consideravelmente, o número de gumes, elevando a divergência entre os métodos e o desvio em relação a Giovaneli. Por isso, nessas áreas, é mais indicado utilizar os modelos de Giovaneli, Japonês ou Epstein-Peterson.

A segunda análise levou em consideração a frequência de operação, além do número de gumes de faca, e os resultados mostraram que o comportamento dos modelos em relação a Giovaneli também depende da frequência. Em todos os casos, o aumento da frequência de operação acentuou o desvio dos modelos em relação ao modelo de Giovaneli, com exceção do modelo Japonês. O

comportamento desse método se manteve aproximadamente constante para todas as quantidades de gumes de faca e para toda a faixa VHF e UHF.

Os resultados sugeriram, então, que, dentre os modelos analisados, o modelo mais próximo de Giovaneli é o Japonês, então ele também é mais próximo dos resultados de Vogler e da UTD e da GTD, como discutido no Capítulo 3 deste trabalho.

Observa-se, então que:

- para perfis de terreno com até três gumes de faca e frequências no começo da faixa de VHF, praticamente todos os cinco modelos podem ser utilizados;
- à medida que o número de gumes de faca aumenta, os modelos de Giovaneli, Epstein-Peterson e Japonês ainda podem ser utilizados, mas, a partir de, aproximadamente, 400 MHz, o modelo de Epstein-Peterson passa a prover piores resultados;
- basicamente, os modelos de Giovaneli e o Japonês podem ser utilizados para uma grande gama de gumes de faca e toda a banda VHF e UHF.

Por fim, foi proposta uma correção que, ao ser aplicada aos resultados do modelo de Bullington, faz com que esses resultados se aproximem dos resultados do modelo de Giovaneli. Isso é interessante, pois é mais fácil utilizar o modelo de Bullington do que o de Giovaneli. Também foram realizados alguns testes que validaram a eficácia da correção proposta.

Apresentados e discutidos os resultados deste trabalho, o próximo capítulo fará o fechamento do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

6 CONCLUSÕES E CONTRIBUIÇÕES

6.1 Conclusões

Neste trabalho, foi abordado o problema do cálculo da atenuação por difração sobre terrenos irregulares. Mais especificamente, o foco dos estudos foi voltado para as faixas de frequência VHF e UHF, devido à sua importância e ampla utilização em diversos serviços utilizados diariamente. O Capítulo 2 deste trabalho justificou a escolha dessa faixa de frequência e apresentou as bases teóricas e matemáticas da propagação de ondas eletromagnéticas nessas frequências e a teoria da difração em um gume de faca.

No Capítulo 3 desta dissertação, foi caracterizado o ambiente de terreno irregular e apresentadas as dificuldades de se fazer um cálculo analítico exato da atenuação por difração nas irregularidades do terreno. Mostrou-se, então, que as irregularidades podem ser representadas por gumes de faca, mas que, mesmo assim, o cálculo ainda é complexo.

Portanto, foram apresentados alguns métodos simplificados que foram criados para realizar o cálculo da difração sobre múltiplos gumes de faca. Os métodos pesquisados foram: Bullington, Epstein-Peterson, Japonês, Deygout e Giovaneli. Esse capítulo ainda justificou a utilização do método de Giovaneli como referência nos capítulos seguintes.

Ainda, considerou-se a importância do uso de bases de dados topográficos para a utilização dos modelos de cálculo apresentados e as dificuldades decorrentes na sua obtenção. Algumas dificuldades são encontradas ao se fazer cálculos de propagação sobre terrenos irregulares pelo fato dos bancos de dados topográficos nem sempre serem detalhados e acurados o suficiente ou pelo simples fato de não se ter acesso a eles.

Nesse contexto, o Capítulo 4 deste trabalho propôs e mostrou o desenvolvimento de um *software*, em MATLAB®, que é capaz de realizar o cálculo de campo elétrico em terrenos irregulares pelos cinco métodos apresentados no Capítulo 3. A obtenção dos dados topográficos foi incorporada no *software*, utilizando, de maneira gratuita, um banco de dados de elevação disponível através da *Google Elevation API*. Além disso, esse capítulo detalhou o funcionamento das funções mais importantes do programa desenvolvido, bem como a metodologia utilizada, posteriormente, nos testes.

Com a metodologia definida no Capítulo 4, no Capítulo 5 foram apresentados os resultados obtidos e o que foi possível concluir por meio deles. Os modelos apresentados no Capítulo 3 foram estudados em relação ao número de gumes de faca e frequência de operação. Logo, foi possível caracterizar o seu comportamento e, com isso, fornecer uma base importante para ajudar projetistas na escolha de quais métodos utilizar em diversas situações.

Os resultados mostraram que o modelo Japonês é o mais próximo do modelo de Giovaneli, que foi considerado uma referência. Portanto, ele também é mais próximo dos resultados de Vogler e da UTD e da GTD.

Concluiu-se também que:

- para perfis de terreno com até três gumes de faca e frequências no começo da faixa de VHF, praticamente todos os cinco modelos podem ser utilizados;
- à medida que o número de gumes de faca aumenta, os modelos de Giovaneli, Epstein-Peterson e Japonês ainda podem ser utilizados, mas, a partir de, aproximadamente, 400 MHz, o modelo de Epstein-Peterson passa a prover piores resultados;
- basicamente, os modelos de Giovaneli e o Japonês podem ser utilizados para uma grande gama de gumes de faca e toda a banda VHF e UHF.

Por fim, visto que o modelo de Giovaneli é de difícil implementação, enquanto que o modelo de Bullington é de fácil implementação, foi proposta uma correção, válida nos intervalos $1 \leq n \leq 16$ e $54 \leq f \leq 800$ [MHz] (n = número de gumes de faca), para ser aplicada aos resultados do modelo de Bullington e fazer com que esses resultados se aproximem dos resultados do modelo de Giovaneli. Também foram realizados alguns testes que validaram a eficácia da correção proposta.

6.2 Contribuições

O estudo apresentado nesta dissertação traz algumas contribuições importantes. Uma delas foi o desenvolvimento de uma ferramenta computacional capaz de, automaticamente, obter dados de elevação do terreno para efetuar os cálculos de atenuação por difração. Isso é algo importante, pois automatiza um dos processos mais complicados dos cálculos, que é a obtenção do perfil vertical do terreno de propagação.

A ferramenta se trata de um algoritmo, desenvolvido em MATLAB®, capaz de acessar uma base de dados online e realizar todas as operações necessárias para calcular a atenuação pelos cinco métodos estudados (Bullington, Epstein-Peterson, Japonês, Deygout e Giovaneli). Destaca-se a utilidade da ferramenta como forma de apoiar o planejamento e o projeto de instalações transmissoras, por exemplo, rádio e TV.

Uma outra contribuição foi caracterizar qualitativa e quantitativamente o comportamento dos modelos de Bullington, Epstein-Peterson, Japonês e Deygout, em relação ao modelo de Giovaneli em uma variedade de percursos de propagação e frequências de operação. Tendo em vista a existência desses métodos de cálculo diferentes, os estudos comparativos entre eles são importantes e, também, um ponto de partida para guiar projetistas de sistemas na escolha de quais métodos utilizar.

Por fim, a última contribuição foi a proposição e verificação de uma correção para o modelo de Bullington, válida nos intervalos $1 \leq n \leq 16$ e $54 \leq f \leq 800$ [MHz] (n = número de gumes de faca). Essa correção foi proposta porque percebeu-se que os modelos estudados são de difícil implementação, exceto o modelo de Bullington. Logo, é interessante que o modelo de Bullington, que é fácil de utilizar, possa fornecer resultados tão bons quanto o modelo de Giovaneli. E isso foi feito por meio da correção proposta.

6.3 Sugestões para Trabalhos Futuros

A seção 3.4.6 do Capítulo 3 desta dissertação mostrou porque o modelo de Giovaneli é considerado o mais próximo do modelo exato desenvolvido por Vogler. Embora ele seja mais próximo que os outros, os seus resultados ainda se desviam razoavelmente dos resultados de Vogler. Portanto, uma possível continuação deste trabalho seria implementar o método de Vogler.

Observa-se que essa é uma tarefa bastante complexa e requer uma grande pesquisa. Tendo o método de Vogler implementado, pode-se, da mesma maneira que foi feito com o método de Giovaneli, avaliar o comportamento dos outros modelos em relação àquele método. E, mais ainda, seria possível propor correções semelhantes àquela proposta neste trabalho, mas tomando como base o método de Vogler.

Além disso, o Capítulo 3 mencionou que as obstruções do terreno podem ser representadas como gumes de faca, mas que essa simplificação ocasiona perda de fidelidade nos cálculos. Portanto, outra possível continuação desta dissertação seria dar aos métodos de cálculo com gumes de faca condições de considerar a forma e as propriedades elétricas das obstruções do terreno. Assim, é possível obter resultados mais próximos da realidade. Isso pode ser feito a partir da construção de um novo algoritmo de busca de gumes de faca.

Por fim, neste trabalho, o estudo feito com relação à frequência de operação se ateve aos canais de TVD, pois os dados experimentais para verificação disponíveis eram dessa faixa de frequências. Então, mais uma possível continuação deste trabalho seria estender o estudo para além da faixa de TVD e incluir as bandas utilizadas por telefonia celular e *links* de micro-ondas.

REFERÊNCIAS

- [1] RAPPAPORT, T. S. **Wireless Communications Principles and Practice**. 2. ed. New Jersey: Prentice Hall, 2002. 641 p.
- [2] PARSONS, J. D. **The Mobile Radio Propagation Channel**. 2. ed. Liverpool: John Wiley & Sons, 2000. 418 p.
- [3] CARRIJO, G. A. **Apostila de Propagação**. Uberlândia, 159 p.
- [4] GHASEMI, A; ABEDI, A; GHASEMI, F. **Propagation Engineering in Wireless Communications**. 2 ed. Springer International Publishing, 2016. 452 p.
- [5] LEE, W. C.-Y. **Mobile Communications Engineering**. New York: McGraw Hill, 1983.
- [6] KOUYOUMJIAN, R. G; PATHAK, P. H. **A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface**. Proc. IEEE, 62(11), pp. 1448–61, 1974.
- [7] KELLER, J. B. **Geometrical theory of diffraction**. J. Opt. Soc. Am., 52, pp. 116–30, 1962.
- [8] MILLINGTON, G; HEWITT, R; IMMIRZI, F. S. **Double knife-edge diffraction in field-strength prediction**. IEE Monograph 507E, pp. 419–29, 1963.
- [9] VOGLER, L. E. **The attenuation of electromagnetic waves by multiple knife-edge diffraction**. NTIA Report 81–86. Available as PB82-139239, National Technical Information Service, SpringFeld VA, 1981.
- [10] FURUTSU, K. **On the theory of radiowave propagation over inhomogeneous earth**. J. Res. NBS, 67D, pp. 39–62, 1963.
- [11] BULLINGTON, K. **Radio Propagation at Frequencies Above 30 Megacycles**. Proc. Inst. Radio Eng., v. 35, n. 10, p. 1122-1136, out. 1947.
- [12] EPSTEIN, J; PETERSON, D. W. **An Experimental Study of Wave Propagation at 850 Mc/s**. Proc. Inst. Radio Eng., v. 41, n. 5, p. 595-611, mai. 1953.

- [13] **Atlas of radio wave propagation curves for frequencies between 30 and 10,000 Mc/s.** Radio Research Lab, Ministry of Postal Services, Tokyo, Japan, pp. 172–9, 1957.
- [14] DEYGOUT, J. **Multiple Knife-edge Diffraction of Microwaves.** IEEE Trans. Antennas Propagat., v. 14, n. 4, p. 480-489, jul. 1966.
- [15] GIOVANELI, C. L. **An analysis of simplified solutions for multiple knife-edge diffraction.** IEEE Trans., AP32(3), pp. 297–301, 1984.
- [16] HACKING, K. **Approximate methods for calculating multiple-diffraction losses.** Electron. Lett., 2(5), 179–80. (1966).
- [17] CAUSEBROOK, J. H; DAVIES B. **Tropospheric radio wave propagation over irregular terrain: the computation of field strength for UHF broadcasting.** BBC Research Report 43 (1971).
- [18] POGORZELSKI, R. J. **A Note on Some Common Diffraction Link Loss Models.** Radio Science, 1983. p 1536-1540.
- [19] BIBB, D. A; DANG, J; YUN, Z; ISKANDER, M. F. **Computational Accuracy and Speed of Some Knife-Edge Diffraction Models.** Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), IEEE, pp. 705-706 (2014).
- [20] KVÍCERA, M; PECHAC, P; VALTR, P; KORINEK, T; KVÍCERA, V; GRABNER, M; MARTELLUCI A. **Influence of Input Terrain Profile Resolution on Diffraction Modeling.** IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, v. 14, 2015, pp. 1318-21.
- [21] AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES: **Formulário de informações técnicas para instalações de televisão digital.** Disponível em: <http://www.anatel.gov.br/hotsites/Direito_Telecomunicacoes/TextIntegral/ANE/prt/minicom_20090211_024.pdf>. Acesso em: 20 dez. 2015.
- [22] GOOGLE DEVELOPERS: **Google Elevation API.** Disponível em: <<http://developers.google.com/maps/documentation/elevation/>>. Acesso em: 13 dez. 2015.
- [23] FONTÁN, F. P; ESPIÑEIRA, P. M. **Modeling the Wireless Propagation Channel.** 1. ed. Vigo: John Wiley & Sons, 2008. 252 p.

- [24] NUNES, T. **Análise da qualidade da propagação do sinal UHF na cidade de Uberlândia, utilizando os modelos de propagação ITU-R P.1546, Okumura-Hata e Log Distância.** 2016. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, UFU-MG, Uberlândia, 2016.
- [25] IDEAL ANTENAS: **Datasheet Antena Slot Pol. Horizontal.** Disponível em: <<http://www.idealantenas.com.br/produtosport/digital/pdfantenaslotuhf.pdf>>. Acesso em: 20 dez. 2015.
- [26] RFS World: **Datasheet Linha de Transmissão LCF158-50JA.** Disponível em: <<http://81.3.15.2/WebSearchECat/datasheets/pdf/?q=LCF158-50JA-A0>>. Acesso em: 20 dez. 2015.
- [27] IDEAL ANTENAS: **Datasheet Antena Slot Pol. Circular.** Disponível em: <http://www.idealantenas.com.br/produtosport/digital/SLOT%20Polarização%20Circular_Eliptica.pdf>. Acesso em: 20 dez. 2015.
- [28] RFS World: **Datasheet Linha de Transmissão HCA158-50J.** Disponível em: <<http://81.3.15.2/WebSearchECat/datasheets/pdf/?q=HCA158-50J+>>. Acesso em: 20 dez. 2015.
- [29] DA SILVA, M. A. N. **Análise dos Efeitos do Terreno Irregular na Propagação de Ondas Eletromagnéticas com Base na Equação Parabólica Tridimensional.** 2010. 152 p. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, PUC-RJ, Rio de Janeiro, 2010.
- [30] AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. **RESOLUÇÃO 284 de 7 de dezembro de 2001: REGULAMENTO TÉCNICO PARA A PRESTAÇÃO DOS SERVIÇOS DE RADIODIFUSÃO DE SONS E IMAGENS E DE RETRANSMISSÃO DE TELEVISÃO.** Brasília: Anatel, 2001.
- [31] AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. **RESOLUÇÃO 67 de 12 de novembro de 1998: REGULAMENTO TÉCNICO PARA EMISSORAS DE RADIODIFUSÃO SONORA EM FREQUÊNCIA MODULADA.** Brasília: Anatel, 1998.