

Universidade Federal de Minas Gerais
Escola de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**Predição de cobertura radioelétrica em
terrenos mistos: uma abordagem via
equações integrais**

Cláudio Garcia Batista

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Cássio Gonçalves do Rego

Belo Horizonte, maio de 2008

Este trabalho é dedicado à Angélica,
José, Bruno e Fernanda.

Agradecimentos

A todos os amigos e familiares que de uma forma ou de outra me ajudaram neste trabalho:

- Aos meus Pais pelo apoio e entusiasmo.
- À Fernanda pelo amor e compreensão.
- Ao meu orientador Prof. Cássio Gonçalves do Rego pela paciência e pela confiança.
- Ao meu Tio Francisco de Assis Batista pelo incentivo no início do Mestrado.
- Ao Professor Conor Brennan e Professor Jørgen Bach Andersen pela gentileza de disponibilizar as medições realizadas na Dinamarca.
- Ao Professor Antônio José Martins Soares, Engenheiro Elmo V. Melo, Professor Paulo Henrique Portela de Carvalho e Professor Fernando José da Silva Moreira pela gentileza de disponibilizar os dados das medições realizadas em Brasília-DF.
- Ao colega Marco Antônio de Souza Mayrink pelo auxílio com informações referentes à Recomendação ITU-R 1546-2.
- À colega de GAPTEM Daniela Schettino pelos dados calculados através da UTD.
- À Rádio UFMG Educativa pelo apoio financeiro.
- A Deus.

Resumo

O presente trabalho trata da propagação de ondas eletromagnéticas nas faixas de VHF e UHF, motivado pela necessidade de predição radioelétrica mais rigorosa para o planejamento de redes sem fio. A formulação baseada em equações integrais é desenvolvida considerando terreno não homogêneo e as perdas do solo aproximadas pela condição de contorno de Leontovich. Aproximações recorrentes na literatura científica foram adotadas: terreno eletricamente suave e invariante na direção perpendicular à direção de propagação, desprezo do retro-espalhamento e incidência rasante. Tais equações são resolvidas utilizando a técnica numérica do Método dos Momentos (MoM - *Moment Method*), e aplicadas em enlaces com polarização vertical e horizontal.

O modelo de equações integrais consome grande tempo de simulação devido à resolução de sistema linear de ordem elevada. Objetivando agilizar o cálculo e possibilitar maior aplicação prática do modelo, a técnica de aceleração FAFFA (*Fast Far Field Approximation*) é aplicada na formulação. A aplicação do FAFFA reduz drasticamente o tempo de processamento do algoritmo, conseguindo realizar cálculos com tempo até 97% menor do que o tempo original.

O modelo recentemente publicado pelo ITU *International Telecommunication Union*, a Recomendação ITU-R 1546-2, é apresentado e seus principais métodos de cálculo discutidos. O *software* de predição radioelétrica MACNEE (Máquina para Cálculo Numérico de Espalhamento Eletromagnético) foi desenvolvido para a implementação dos modelos discutidos.

Casos práticos são analisados: o primeiro envolve cinco perfis localizados na Dinamarca, e o segundo caso apresenta medidas realizadas em torno do Lago Paranoá em Brasília. As performances dos modelos são comparadas e discutidas, bem como o desempenho da técnica FAFFA.

Abstract

This work deals with electromagnetic wave propagation in the VHF and UHF bands, motivated by the need for more accurate radio communication prediction for wireless networks planning. An integral equation based formulation is developed considering the terrain as inhomogeneous and the ground losses are estimated by Leontovich boundary condition. Approximations extensively discussed in the scientific literature have been adopted: electrically smooth ground, perpendicular invariant along the propagation direction terrain, neglect of back-scattering and near-grazing incidence. These equations are solved using the Method of Moments (MoM) numerical technique.

The integral equation based model leads to a high order linear system and consumes an overwhelming computational effort. The FAFFA (Fast Far Field Approximation) accelerating technique is applied in the formulation in order to speed up the process and allow a greater practical application of the model. The application of FAFFA tremendously reduces the processing time of the algorithm, achieving computational savings of the order of 97 % . e compared and discussed, as well as the performance of the technique FAFFA.

The model recently published by the ITU (International Telecommunication Union), the Recommendation ITU-R 1546-2, is presented and its main calculation methods discussed. A prediction software named MACNEE (Máquina para Cálculo Numérico de Espalhamento Eletromagnético) was developed for the implementation of the models discussed.

Two study cases are analyzed: the first involves five profiles located in Denmark, and the second case presents measures obtained around the Paranoá lake in Brasilia. The results of the models are compared and discussed, as well the performance of the FAFFA technique.

Sumário

Resumo	iii
Abstract	iv
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xii
1 Introdução	1
1.1 Contexto	1
1.2 Objetivos e Métodos	3
1.3 Estrutura da Dissertação	6
2 Formulação	7
2.1 Equações Integrais	7
2.2 Aplicação	11
2.3 Método dos Momentos	20
2.4 Recomendação ITU-R 1546-2	30
2.5 Okumura-Hata	36
3 <i>Software</i> de Predição de Propagação e Estudo de Casos	38
3.1 MACNEE	38
3.2 Resultados	42
3.2.1 Cunha de Luebbers	42

3.2.2	Terra Plana	45
3.2.3	Dinamarca	49
3.2.4	Brasília-DF	91
3.3	Discussão dos Resultados	99
3.3.1	Estudo Visada Direta	100
4	Método de Aceleração e Comparações	104
4.1	Método de aceleração FAFFA	104
4.2	Resultados	112
4.2.1	Cunha de Luebbers	113
4.2.2	Terra Plana	115
4.2.3	Dinamarca	118
4.2.4	Brasília-DF	135
4.2.5	Análise do ganho FAFFA	140
5	Conclusões	143
5.1	Propostas de Continuidade	146
	Referências Bibliográficas	147

Lista de Figuras

2.1	Geometria para aplicação da identidade de Green.	9
2.2	Definições e vetores considerados para espalhamento eletromagnético em terreno irregular.	11
2.3	Derivadas impulsivas nas bordas dos pulsos utilizados para discretizar a corrente \vec{I}_s	17
2.4	Segmentação do terreno.	21
2.5	Campo no ponto receptor.	26
2.6	Exemplo de gráfico de consulta da Recomendação ITU-1546.	31
2.7	Definições e parâmetros utilizados na norma ITU-R 1546-2.	32
2.8	Exemplo de definições para percurso misto da norma ITU-1546.	34
2.9	Angulo θ	35
3.1	Tela do MACNEE - Perfil do Terreno.	39
3.2	Tela do MACNEE - Configuração do Sistema de Radio-Frequência.	40
3.3	Tela do MACNEE - Cálculo da atenuação.	40
3.4	Tela do MACNEE - Análise estatística de banco de dados.	41
3.5	Cunha de Luebbers.	42
3.6	Atenuação sobre a cunha em função da altura h_r do receptor, para polarização vertical em 100 MHz.	44
3.7	Modelo Terra plana.	45
3.8	Atenuação sobre Terra plana para polarização vertical em 100 MHz.	46
3.9	Atenuação sobre Terra plana para polarização horizontal em 100 MHz.	46
3.10	Comparação com a formulação de Moreira[13].	48

3.11	Atenuação e erro absoluto: perfil de Hadsund em 144 MHz, polarização vertical.	51
3.12	Atenuação e erro absoluto: perfil de Hjørring em 144 MHz, polarização vertical.	52
3.13	Atenuação e erro absoluto: perfil de Jerslev em 144 MHz, polarização vertical. . .	53
3.14	Atenuação e erro absoluto: perfil de Mjels em 144 MHz, polarização vertical. . .	54
3.15	Atenuação e erro absoluto: perfil de Ravnstru em 144 MHz, polarização vertical.	55
3.16	Comparação formulação CI e CMP: perfil de Hadsund em 144 MHz, polarização vertical.	56
3.17	Comparação formulação CI e CMP: perfil de Hjørring em 144 MHz, polarização vertical.	57
3.18	Comparação formulação CI e CMP: perfil de Jerslev em 144 MHz, polarização vertical.	58
3.19	Comparação formulação CI e CMP: perfil de Mjels em 144 MHz, polarização vertical.	59
3.20	Comparação formulação CI e CMP: perfil de Ravnstru em 144 MHz, polarização vertical.	60
3.21	Comparação entre medidas e valores calculados para casos na Dinamarca em 144 MHz.	61
3.22	Comparação entre equações integrais CI e CMP para casos na Dinamarca em 144 MHz.	62
3.23	Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para casos na Dinamarca em 144 MHz.	63
3.24	Atenuação e erro absoluto: perfil de Hadsund em 435 MHz, polarização vertical.	65
3.25	Atenuação e erro absoluto: perfil de Hjørring em 435 MHz, polarização vertical.	66
3.26	Atenuação e erro absoluto: perfil de Jerslev em 435 MHz, polarização vertical. .	67
3.27	Atenuação e erro absoluto: perfil de Mjels em 435 MHz, polarização vertical. . .	68
3.28	Atenuação e erro absoluto: perfil de Ravnstru em 435 MHz, polarização vertical.	69
3.29	Comparação entre medidas e valores calculados casos na Dinamarca em 435 MHz.	70
3.30	Comparação entre equações integrais CI e CMP casos na Dinamarca em 435 MHz.	71

3.31	Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para casos na Dinamarca em 435 MHz.	72
3.32	Atenuação e erro absoluto: perfil de Hadsund em 970 MHz, polarização vertical.	74
3.33	Atenuação e erro absoluto: perfil de Hjørring em 970 MHz, polarização vertical.	75
3.34	Atenuação e erro absoluto: perfil de Jerslev em 970 MHz, polarização vertical. .	76
3.35	Atenuação e erro absoluto: perfil de Mjels em 970 MHz, polarização vertical. . .	77
3.36	Atenuação e erro absoluto: perfil de Ravnstru em 970 MHz, polarização vertical.	78
3.37	Comparação entre medidas e valores calculados para casos na Dinamarca em 970 MHz.	79
3.38	Comparação entre equações integrais CI e CMP para casos na Dinamarca em 970 MHz.	80
3.39	Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para casos na Dinamarca em 970 MHz.	81
3.40	Comparação entre medidas e valores calculados para todos os casos na Dinamarca.	82
3.41	Comparação entre equações integrais CI e CMP para todos os casos na Dinamarca.	83
3.42	Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para todos os casos na Dinamarca.	84
3.43	Atenuação sobre o perfil de Hadsund em 435 MHz.	86
3.44	Atenuação sobre o perfil de Hjørring em 435 MHz.	87
3.45	Atenuação sobre o perfil de Jerslev em 435 MHz.	88
3.46	Atenuação sobre o perfil de Mjels em 435 MHz.	89
3.47	Atenuação sobre o perfil de Ravnstru em 435 MHz.	90
3.48	Pontos de medição em torno do lago Paranoá, Brasília-DF.	91
3.49	Atenuação e Erro absoluto para casos em Brasília, polarização vertical.	93
3.50	Comparação entre medidas e valores calculados para casos em Brasília. . .	94
3.51	Comparação entre equações integrais CI e CMP para casos em Brasília, polarização vertical.	95
3.52	Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para casos de Brasília.	96

3.53	Atenuação para polarização horizontal dos casos em Brasília.	98
3.54	Comparação entre pol. vertical e pol. horizontal para casos em Brasília. . .	98
3.55	Comparação entre medidas e valores calculados.	101
3.56	Comparação entre enlaces com visada e sem visada.	102
3.57	Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para casos com visada e sem visada.	103
4.1	Aplicação do FAFFA	106
4.2	Definição do vetor \vec{R}_C	109
4.3	Comparação da atenuação sobre a cunha em 100 MHz, com 4 seg/ λ , vari- ando o número de grupos FAFFA.	111
4.4	Atenuação sobre a cunha em função da altura h_r do receptor, para a polarização vertical em 100 MHz.	114
4.5	Atenuação sobre Terra plana para polarização vertical em 100 MHz.	116
4.6	Atenuação sobre Terra plana para polarização horizontal em 100 MHz.	117
4.7	Atenuação e erro absoluto: perfil de Hadsund em 435 MHz, para polarização vertical.	119
4.8	Atenuação e erro absoluto: perfil de Hjørring em 435 MHz, para polarização vertical.	120
4.9	Atenuação e erro absoluto: perfil de Jerslev em 435 MHz, para polarização vertical.	121
4.10	Atenuação e erro absoluto: perfil de Mjels em 435 MHz, para polarização vertical.	122
4.11	Atenuação e erro absoluto: perfil de Ravnstru em 435 MHz, para polarização vertical.	123
4.12	Comparação entre medidas e valores calculados para casos na Dinamarca em 144 MHz.	124
4.13	Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para casos na Dina- marca em 144 MHz.	125
4.14	Comparação entre medidas e valores calculados para casos na Dinamarca em 435 MHz.	126

4.15	Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para casos na Dinamarca em 435 MHz.	127
4.16	Comparação entre medidas e valores calculados casos na Dinamarca em 970 MHz.	128
4.17	Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para casos na Dinamarca em 970 MHz.	129
4.18	Comparação entre medidas e valores calculados para todos os casos na Dinamarca.	130
4.19	Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para todos os casos na Dinamarca.	131
4.20	Atenuação sobre perfil de Hadsund em 435 MHz para polarização horizontal. . .	132
4.21	Atenuação sobre perfil de Hjørring em 435 MHz para polarização horizontal. . .	133
4.22	Atenuação sobre perfil de Jerslev em 435 MHz para polarização horizontal. . . .	133
4.23	Atenuação sobre perfil de Mjels em 435 MHz para polarização horizontal.	134
4.24	Atenuação sobre perfil de Ravnstru em 435 MHz para polarização horizontal. . .	134
4.25	Atenuação e Erro absoluto para casos de Brasília-DF.	136
4.26	Comparação entre medidas e valores calculados para casos de Brasília-DF. . .	137
4.27	Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para todos os casos de Brasília-DF.	138
4.28	Atenuação para polarização horizontal dos casos em Brasília.	139
4.29	Tempo de cálculo do algoritmo original e modificado pelo FAFFA.	141
4.30	Ganho (diferença percentual) do FAFFA em relação ao algoritmo original.	142

Lista de Tabelas

II.I	Tipos de solo e respectivos parâmetros eletromagnéticos.	18
II.II	Tabela de dualidade.	27
III.I	Parâmetros estatísticos para casos na Dinamarca em 144 MHz.	61
III.II	Parâmetros estatísticos para casos na Dinamarca em 435 MHz.	70
III.III	Parâmetros estatísticos para casos na Dinamarca em 970 MHz.	79
III.IV	Parâmetros estatísticos para todos os casos na Dinamarca.	82
III.V	Parâmetros estatísticos para casos em Brasília.	94
IV.I	Tempo de processamento do algoritmo original versus o FAFFA para o caso da cunha em 100 MHz.	112
IV.II	Parâmetros estatísticos para casos na Dinamarca em 144 MHz.	124
IV.III	Parâmetros estatísticos para casos na Dinamarca em 435 MHz.	126
IV.IV	Parâmetros estatísticos para casos na Dinamarca em 970 MHz.	128
IV.V	Parâmetros estatísticos para todos os casos na Dinamarca.	130
IV.VI	Parâmetros estatísticos para casos em Brasília.	138

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto

O planejamento de sistemas de comunicação sem fio é assunto de vital importância no mundo globalizado atual. A grande quantidade de informações disponíveis e a evolução tecnológica cada vez mais rápida impulsionam o surgimento de redes de telecomunicações mais abrangentes e complexas. O projeto, implantação e gerenciamento de redes sem fio tem como ponto de partida o estudo da predição de cobertura radioelétrica, ou seja, a previsão do comportamento do sinal de rádio-frequência envolvendo a estação transmissora e as estações receptoras. Assim, a análise dos mecanismos de propagação de ondas eletromagnéticas se faz necessária, tornando a predição mais eficiente à medida em que tal análise é mais precisa e rigorosa.

As características da propagação são diretamente influenciadas pela faixa de frequência do sinal. No caso de frequências de rádio, o espectro se estende de 30 kHz a 300 GHz e é dividido em bandas iniciadas em VLF (*Very Low Frequencies*) até EHF (*Extra High Frequencies*). Cada banda apresenta mecanismo de propagação predominante. Na faixa de VLF (3 a 30 kHz) as ondas são guiadas entre a ionosfera e o solo; em LF (30 a 300 kHz) ocorre ondas de superfície e também o guia de onda entre ionosfera e o solo; para MF (300 kHz a 3 MHz) o mecanismo predominante é a onda de superfície. Na banda de HF (3 a 30 MHz) o sinal se propaga por refração ionosférica; para VHF (30 a 300 MHz) e UHF (300 MHz a 3 GHz) o principal mecanismo é a propagação troposférica, que inclui

a visada direta, reflexão, difração e difusão. Nas faixas de SHF (3 a 30 GHz) e EHF (30 a 300 GHz) a onda é transmitida por visada direta [1].

As aplicações em telecomunicações dependem do mecanismo de propagação envolvido e, conseqüentemente, da faixa de frequência do sinal. Na faixa de VHF, por exemplo, utiliza-se a Radiodifusão FM e TV, Radio amador, Radionavegação e *Trunking*. Sistemas como a Telefonia celular, Links de Rádio e Radar são aplicações típicas de UHF.

Diversas técnicas referentes à predição de propagação radioelétrica vem sendo desenvolvidas e aperfeiçoadas. Estudos se iniciaram com modelos ideais sobre Terra plana com solução analítica até técnicas complexas envolvendo algoritmos numéricos. De maneira geral, pode-se agrupar os modelos como analíticos, semi-empíricos e empíricos. Os métodos analíticos consideram modelos matemáticos exatos na representação do fenômeno físico real, geralmente partindo das equações de Maxwell, e estabelecem aproximações através de condições de contorno e considerações sobre o ambiente e as fontes envolvidas. Os modelos semi-empíricos combinam análise analítica simplificada com ajustes através de medidas e tratamento estatístico. Métodos empíricos baseiam-se em observações e medidas, a partir das quais o modelo de predição e suas regras de aplicação são estabelecidos.

A utilização de modelos analíticos vem se tornando atraente com o desenvolvimento de computadores mais eficientes e acessíveis. Apesar da maior velocidade obtida com modelos empíricos e semi-empíricos, o maior rigor da formulação apresenta resultados mais completos e coerentes. Pode-se citar como técnicas analíticas o método da Equação Parabólica (PE - *Parabolic Equation*), Equações Integrais resolvidas pelo Método dos Momentos (MoM - *Moment Method*), método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD - *Finite-Difference Time-Domain*) e técnica de traçado de raios combinadas com a Teoria Uniforme da Difração (UTD - *Uniform Theory of Diffraction*) [2].

Os modelos semi-empíricos e empíricos apresentam a vantagem da praticidade e relativa facilidade de implementação computacional. Nos modelos semi-empíricos estão as Recomendações ITU-R P.617, ITU-R P.1411 e ITU-R P.1546; método de Ibrahim e Parsons e modelo COST 231-Walfisch-Ikegami. Dentre os modelos empíricos, encontram-se o método Okumura-Hata e modelo de Egli [3].

1.2 Objetivos e Métodos

Os principais objetivos desse trabalho são o desenvolvimento e implementação de modelo analítico utilizando Equações Integrais e o Método dos Momentos, e a aplicação do algoritmo em casos práticos com medidas. O método semi-empírico ITU-R P.1546 é implementado para comparação com a formulação proposta.

O uso de equações integrais para estudo de propagação em superfícies irregulares ganhou destaque com o trabalho clássico de Hufford [4], que desenvolveu equação integral utilizando Teorema de Green. Ott e Berry [5] derivaram formulação integral baseada na equação parabólica utilizando desenvolvimento similar a Hufford. Este trabalho apresentou melhor estabilidade numérica que [4] mas não apresentava convergência satisfatória em frequências acima de 10 MHz. Todos os trabalhos citados assumem o terreno eletricamente suave, ou seja, os raios de curvatura das irregularidades do terreno são bem maiores que o comprimento de onda do sinal. Alguns anos depois, Maclean *et al.* [6] exibiram nova formulação que generalizava a formulação de Hufford e Ott. A comparação entre as três abordagens foi realizada em [7] por Ravard, onde se discutiu a questão da instabilidade numérica dos métodos propostos. Ravard cita que encontrou instabilidade nas três formulações quando o passo de integração foi muito pequeno, gerando muitos pontos de integração.

Hviid *et al.* [8] apresentaram formulação baseada na Equação Integral do Campo Elétrico (EFIE - *Electric Field Integral Equation*) e conseguiram resultados estáveis. Neste trabalho, foi considerado o terreno eletricamente suave e incidência rasante, permitindo o tratamento do solo como condutor magnético perfeito (CMP) para polarização vertical. Além disso, assumiu-se o terreno invariante na direção perpendicular à direção de propagação e o espalhamento esférico foi tratado através do método da fase estacionária (SPM - *Stationary Phase Method*). O trabalho de Hviid foi otimizado por Akorli [9], onde uma solução computacionalmente mais eficiente e rápida foi proposta.

Recentemente, Moreira em [10] propôs solução baseada na Equação Integral do Campo Magnético (MFIE - *Magnetic Field Integral Equation*) e obteve convergência mais

rápida do que a EFIE, reduzindo o tempo de processamento ao diminuir a discretização necessária do terreno. Baseado nesta formulação, Freitas [11] compara os resultados da EFIE e MFIE com os valores obtidos por Hviid *et al.* [8]. Teperino em [12] parte da formulação exibida em [11] e adiciona uma otimização ao considerar, em determinada parte do desenvolvimento, a fase do integrando com variação linear progressiva. Freitas [11] e Moreira [10] utilizaram fase constante, o que resultou em convergência mais rápida no trabalho de Teperino. Ressalta-se, que em todas as formulações o retro-espalhamento da energia foi desprezado, permitindo o cálculo recursivo das correntes equivalentes através do Método dos Momentos (MoM). Assim, é possível evitar a resolução de sistema linear com matriz cheia.

O desenvolvimento da formulação com a inclusão das perdas do solo foi realizada por Moreira em [13]. Assumiu-se a condição de contorno de Leontovich [14] para o tratamento da condutividade finita do terreno. A formulação foi aplicada no problema canônico da Cunha proposto por Luebbers [15] e comparada com a solução através da teoria uniforme da difração (UTD) encontrada em Holm [16].

Apesar de fornecer uma solução analítica eficiente, a utilização de equações integrais demanda grande processamento computacional e limita seu uso em casos práticos. A solução das correntes equivalentes é onerosa, mesmo considerando o cálculo recursivo. Assim, diversos métodos foram propostos visando a diminuição do tempo de simulação. O FAFFA (*Fast Far Field Approximation*) é uma técnica de aceleração proposta por Chew *et al.* [17], e Brennan *et al.* [18]-[19] para o cálculo das correntes equivalentes. Nestes trabalhos, o espalhamento do campo eletromagnético é tratado de forma puramente bidimensional, considerando onda cilíndrica.

A Recomendação ITU-R 1546-2 [20] é o método para planejamento de sistemas terrestres de radiocomunicação nas faixas de VHF e UHF publicado pela *International Telecommunication Union* (ITU). O modelo tem como principal característica a consulta a curvas baseadas na análise estatística de dados experimentais. Após encontrado o valor mais próximo da situação requerida, adiciona-se correções com fundamentações analíticas e estatísticas. O método é classificado como semi-empírico e já sofreu várias revisões

e questionamentos. A recomendação estudada é terceira versão publicada em agosto de 2005. Recentemente, Mayrink [21] propôs novo tratamento para enlaces envolvendo terrenos mistos. Suzuki *et al.* [22] apresentam comparação entre as três versões publicadas e suas diferenças significativas.

No presente trabalho é proposta uma formulação para a EFIE e MFIE considerando o terreno com condutividade finita e não-homogêneo. As perdas do solo são aproximadas através da condição de contorno de Leontovich. As aproximações discutidas anteriormente são consideradas: terrenos eletricamente suave e invariante na direção perpendicular à direção de propagação, desprezo do retro-espalhamento e incidência rasteira. Assim como Teperino [12], assume-se fase progressiva na formulação. As equações são apresentadas para as polarizações vertical e horizontal. O resultado é uma extensão de [13] e [12] para terrenos mistos apresentando convergência mais rápida para a mesma segmentação e a aplicação da formulação em casos práticos com medidas. Diferentemente de [13] e [12], apresenta-se resultados para ambas as polarizações. A técnica de aceleração FAFFA é aplicada na formulação proposta, mas considerando espalhamento esférico, evitando o tratamento bidimensional de [18]-[19].

Para estabelecer comparação adicional com o modelo desenvolvido, optou-se por implementar o modelo ITU-R 1546-2 [20], cuja a publicação recente pela *International Telecommunication Union* e a adoção como modelo de referência pela ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações) o torna atrativo objeto de estudo. A formulação proposta, juntamente com a ITU-R 1546-2 e método de Hata, são aplicadas em casos práticos onde se obteve medidas para sua análise. Os casos de estudo se dividem em dois grupos: terrenos homogêneos e terrenos mistos, ambos para polarização vertical. Ao considerar o solo como condutor imperfeito, deseja-se conseguir maior precisão nos casos de terreno misto com a formulação utilizando equações integrais. Resultados preliminares obtidos pelo autor podem ser encontrados em [33].

O *software* MACNEE (Máquina para Cálculo Numérico de Espalhamento Eletromagnético) foi desenvolvido para a implementação da formulação apresentada e modelos citados. Ressalta-se que a preocupação é apresentar uma ferramenta didática para estudo

da predição radioelétrica, em especial o Método dos Momentos.

1.3 Estrutura da Dissertação

A presente dissertação está organizada da seguinte forma: no Capítulo 2 são apresentados os modelos de propagação utilizados: modelo analítico (Equações Integrais), modelo semi-empírico (ITU-R 1546-2) e modelo empírico (Okumura-Hata). A formulação utilizando equações integrais é baseada no trabalho de Hviid *et al.* [8] e Teperino [12]. O desenvolvimento parte das equações de Maxwell até a aplicação da técnica numérica do Método dos Momentos. A adição da consideração das perdas do solo proporciona a aplicação da formulação em terrenos mistos e apresenta melhores resultados mesmo em terrenos homogêneos. A formulação engloba sinais com polarização vertical e horizontal.

No Capítulo 3, o *Software* MACNEE é apresentado, utilizando a arquitetura da elaboração das rotinas e funções de cálculo na linguagem *Fortran* e a interface gráfica escrita em *Visual Basic*. Em seguida, a formulação proposta é avaliada no problema canônico da Cunha proposta por Luebbers [15], e os resultados comparados com os valores de Moreira [13] e da UTD [16]. A formulação também é comparada com o problema de propagação em Terra plana, com resolução analítica conhecida. A análise continua em dois casos práticos onde conseguiu-se medidas de campo: cinco perfis na Dinamarca e 50 enlaces contornando o Lago Paranoá em Brasília. O primeiro caso engloba terrenos somente sobre a terra e o segundo caso possui enlaces sobre terrenos mistos. Os valores calculados pelos três modelos de propagação são comparados com os valores medidos, e realiza-se discussão geral sobre precisão e valores estatísticos.

O Capítulo 4 descreve a aplicação da técnica de aceleração numérica FAFFA apresentada em [18] na formulação analítica, onde consegue-se minimizar o tempo de cálculo das correntes equivalentes. Os casos analisados no Capítulo 3 são recalculados, e os ganhos no processamento computacional discutidos, assim como a precisão em relação ao algoritmo original.

O Capítulo 5 apresenta as conclusões da dissertação e elenca propostas de continuidade para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Formulação

Este capítulo tem como objetivos apresentar a formulação utilizando equações integrais para o problema de espalhamento eletromagnético, e descrever os modelos de propagação utilizados para comparação com tal solução analítica. Na primeira parte, o modelo analítico baseado no trabalho de Teperino [12] é desenvolvido com a adição das perdas no solo e extensão da formulação para predição em terrenos suavemente irregulares não-homogêneos. O tratamento das perdas é desenvolvido observando o trabalho de Moreira [13]. A aplicação é realizada em sinais com polarização vertical e horizontal. O método semi-empírico ITU-R 1546-2 é discutido na segunda parte e suas principais características abordadas. Na terceira parte apresenta-se o modelo empírico de Hata.

2.1 Equações Integrais

As equações integrais no domínio espaço-frequência, EFIE para o campo elétrico e MFIE para campo magnético, podem ser derivadas utilizando as equações de Maxwell como ponto de partida e especializadas através de condições de contorno apropriadas. Nessa Seção pretende-se apresentar os principais passos para a obtenção da EFIE e MFIE. Para uma demonstração mais rigorosa recomenda-se consultar [24] e [25].

As equações de Maxwell no domínio da frequência para campos eletromagnéticos harmônicos, suprimindo o termo $e^{j\omega t}$, são dadas

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\vec{B} - \vec{M} = -j\omega\mu\vec{H} - \vec{M}$$

$$\begin{aligned}
\nabla \times \vec{H} &= j\omega\vec{D} + \vec{J} = j\omega\epsilon\vec{E} + \vec{J} \\
\nabla \cdot \vec{E} &= \frac{\rho}{\epsilon}, \\
\nabla \cdot \vec{H} &= \frac{m}{\mu},
\end{aligned} \tag{2.1}$$

e as relações de conservação de carga

$$\begin{aligned}
\nabla \cdot \vec{J} &= -j\omega\rho, \\
\nabla \cdot \vec{M} &= -j\omega m.
\end{aligned} \tag{2.2}$$

onde \vec{E} e \vec{H} são os vetores campo elétrico e magnético, \vec{J} e \vec{M} as densidades de corrente elétrica e magnética, ρ e m as densidade de carga elétrica e magnética, ϵ é a permissividade elétrica, μ é a permeabilidade magnética do meio e ω é a frequência angular.

Considerando meios lineares, homogêneos e isotrópicos, ϵ e μ são quantidades escalares permitindo escrever as equações vetoriais para os campos elétrico e magnético:

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} - k^2\vec{E} = -j\omega\mu\vec{J} - \nabla \times \vec{M}, \tag{2.3}$$

$$\nabla \times \nabla \times \vec{H} - k^2\vec{H} = -j\omega\epsilon\vec{M} + \nabla \times \vec{J}, \tag{2.4}$$

onde $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ é a constante de propagação da onda.

Para a obtenção da solução de tais equações num espaço definido pelo volume V e delimitado pela superfície S , utiliza-se a segunda identidade vetorial de Green:

$$\int_V \left(\vec{Q} \cdot \nabla \times \nabla \times \vec{P} - \vec{P} \cdot \nabla \times \nabla \times \vec{Q} \right) dv = \int_S \left(\vec{P} \times \nabla \times \vec{Q} - \vec{Q} \times \nabla \times \vec{P} \right) \cdot ds \tag{2.5}$$

onde \vec{P} e \vec{Q} são vetores função da posição com derivadas de primeira e segunda ordem contínuas dentro e sobre a superfície S . A figura 2.1 mostra os elementos envolvidos no problema.

Como o vetor \vec{Q} é arbitrário e necessita apenas de satisfazer as condições discutidas, é escolhido como a função de Green G representando o vetor potencial magnético em um espaço livre homogêneo devido a fonte puntual de corrente dado por $\delta(\vec{r} - \vec{r}')\hat{a}$. Ou seja,

$$\nabla^2 G\hat{a} + k^2 G\hat{a} = -\delta(\vec{r} - \vec{r}')\hat{a}. \tag{2.6}$$

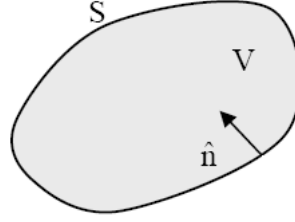


Figura 2.1: Geometria para aplicação da identidade de Green.

Assim é possível lidar com superfícies de formas arbitrárias e condições de contorno variadas. Logo,

$$\vec{Q} = G(\vec{r}, \vec{r}')\hat{a} = \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{4\pi|\vec{r}-\vec{r}'|}\hat{a}, \quad (2.7)$$

onde \hat{a} é um vetor unitário com orientação arbitrária e \vec{r} e \vec{r}' são, respectivamente, os pontos observador e fonte.

A equação (2.5) é reescrita definindo o vetor $\vec{P} = \vec{E}$:

$$\int_V [(G\hat{a}) \cdot \nabla \times \nabla \times \vec{E} - \vec{E} \cdot \nabla \times \nabla \times (G\hat{a})] dv = \int_S [\vec{E} \times \nabla \times (G\hat{a}) - (G\hat{a}) \times \nabla \times \vec{E}] \cdot d\vec{S}. \quad (2.8)$$

Para o desenvolvimento de (2.8) é útil apresentar as relações [25]:

$$\int_S \vec{A} \cdot d\vec{S} = \int_V (\nabla \cdot \vec{A}) dv, \quad (2.9)$$

$$\int_S (\hat{n} \times \vec{A}) d\vec{S} = \int_V (\nabla \times \vec{A}) dv, \quad (2.10)$$

$$\nabla \times \nabla \times G\vec{a} - k^2 G\vec{a} - \nabla \nabla \cdot G\vec{a} = \delta(\vec{r} - \vec{r}')\hat{a}. \quad (2.11)$$

Levando (2.2), (2.3), (2.6) em (2.8), com o auxílio de (2.9)-(2.11) e reescrevendo as integrais utilizando a notação V' e S' [24] resulta em:

$$\begin{aligned} & \int_{V'} \left[\vec{E} \delta(\vec{r} - \vec{r}') - (\nabla' \times \vec{M})G - j\omega\mu \vec{J}G \right] dv' + \int_{S'} \left[(\hat{n}' \cdot \vec{E}) \nabla G \right] ds' = \\ & \int_{S'} \left[(\hat{n}' \times \vec{E}) \times \nabla' G - j\omega\mu (\hat{n}' \times \vec{H})G \right] ds' - \int_{V'} \left[\vec{M} \times \nabla' G - (\nabla' \times \vec{M})G \right] dv', \end{aligned} \quad (2.12)$$

e tal equação deve ser avaliada considerando a singularidade da função G quando $\vec{r} = \vec{r}'$.

A equação (2.12) pode reformulada agrupando os termos em uma integral de volume e uma integral de superfície. O termo envolvendo o delta de Dirac δ é resolvido analiticamente, onde T assume o valor 1 para o ponto de observação \vec{r} localizado fora da superfície S' ou 2 para ponto sobre a superfície. Assim:

$$\begin{aligned} \frac{\vec{E}(\vec{r})}{T} = & \int_{V'} \left[(\nabla' \times \vec{M})G + j\omega\mu\vec{J}G - \vec{M} \times \nabla'G + (\nabla' \times \vec{M})G \right] dv' \\ & - \int_{S'} \left[j\omega\mu(\hat{n}' \times \vec{H})G - (\hat{n}' \times \vec{E}) \times \nabla'G + (\hat{n}' \cdot \vec{E})\nabla'G \right] ds' \end{aligned} \quad (2.13)$$

A situação de interesse é aquela em que o volume V' representa todo o espaço, ou seja S tende ao infinito. Nesse caso a contribuição da integral de volume em (2.13) vem exclusivamente das fontes \vec{J} e \vec{M} . Tais fontes estão situadas fora da superfície fechada S' e considera-se que não existem outras fontes dentro da superfície. A integral de volume é substituída pelo vetor campo elétrico incidente $\vec{E}^i(\vec{r})$ [26]. Logo, escreve-se:

$$\frac{\vec{E}(\vec{r})}{T} = E^i(\vec{r}) - \int_{S'} \left[j\omega\mu(\hat{n}' \times \vec{H})G - (\hat{n}' \times \vec{E}) \times \nabla'G + (\hat{n}' \cdot \vec{E})\nabla'G \right] ds' \quad (2.14)$$

As fontes equivalentes na superfície S' devido às componentes de campo incidente, avaliadas através do princípio da equivalência, são escritas com a notação:

$$\hat{n}' \times \vec{E} = -\vec{M}_S, \quad (2.15)$$

$$\hat{n}' \times \vec{H} = \vec{J}_S, \quad (2.16)$$

$$\hat{n}' \cdot \vec{E} = -\frac{\nabla' \cdot \vec{J}_S}{j\omega\epsilon}, \quad (2.17)$$

e considerando $\vec{E} = 0$ e $\vec{H} = 0$ no interior da superfície S' . Finalmente, obtém-se a equação integral do campo elétrico (EFIE):

$$\frac{\vec{E}(\vec{r})}{T} = E^i(\vec{r}) - \int_{S'} \left[j\omega\mu\vec{J}_S(\vec{r}')G(\vec{r}, \vec{r}') + \vec{M}_S(\vec{r}') \times \nabla'G(\vec{r}, \vec{r}') + \frac{\nabla' \cdot \vec{J}_S(\vec{r}')}{j\omega\epsilon} \nabla'G(\vec{r}, \vec{r}') \right] ds'. \quad (2.18)$$

Através do princípio de dualidade [27], a equação integral do campo magnético (MFIE) é obtida:

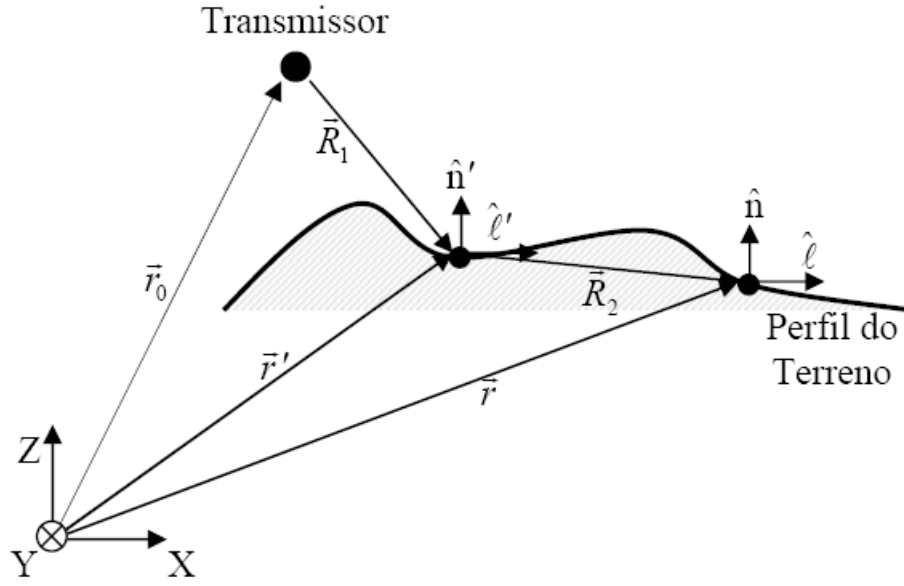


Figura 2.2: Definições e vetores considerados para espalhamento eletromagnético em terreno irregular.

$$\frac{\vec{H}(\vec{r})}{T} = H^i(\vec{r}) - \int_{S'} \left[j\omega\epsilon\vec{M}_S(\vec{r}')G(\vec{r}, \vec{r}') - \vec{J}_S(\vec{r}') \times \nabla'G(\vec{r}, \vec{r}') + \frac{\nabla' \cdot \vec{M}_S(\vec{r}')}{j\omega\mu} \nabla'G(\vec{r}, \vec{r}') \right] ds'. \quad (2.19)$$

2.2 Aplicação

As equações integrais apresentadas na seção anterior são utilizadas na situação da Figura 2.2. O objetivo é calcular o campo eletromagnético em um ponto qualquer no espaço devido à fonte transmissora irradiando na presença de um terreno irregular. Observando o sistema de coordenadas proposto, a fonte transmissora é indicada pelo vetor \vec{r}_0 , o ponto fonte pelo vetor \vec{r}' e o ponto observador pelo vetor \vec{r} . Ressalta-se que o perfil do terreno pode assumir formas arbitrárias e possuir diferentes características eletromagnéticas, ou seja, incluir diferentes tipos de solos como terra, mar, lagoa, deserto, etc. A atmosfera é modelada com as características do vácuo.

Para a representação das correntes superficiais equivalentes \vec{J}_S e \vec{M}_S , é adotado

um sistema de coordenadas local, fixo a cada ponto do perfil do terreno. Dessa maneira, \hat{n} representa o vetor normal e $\hat{\ell}$ o vetor tangente ao ponto considerado. Observando a notação utilizada, $(\hat{\ell}', \hat{y}', \hat{n}')$ é associado ao ponto fonte e $(\hat{\ell}, \hat{y}, \hat{n})$ ao ponto observador. O vetor \vec{R}_1 relaciona o transmissor e o ponto fonte na superfície, o vetor \vec{R}_2 relaciona o ponto fonte e ponto observador, ambos na superfície do terreno. Assim:

$$\vec{R}_1 = \vec{r}' - \vec{r}_0 = (x' - x_0)\hat{x} + (y' - y_0)\hat{y} + (z' - z_0)\hat{z}, \quad (2.20)$$

$$\vec{R}_2 = \vec{r} - \vec{r}' = (x - x')\hat{x} + (y - y')\hat{y} + (z - z')\hat{z}. \quad (2.21)$$

A EFIE e a MFIE para o problema de campos eletromagnéticos externos à superfícies fechadas podem ser reescritas destacando os campos incidentes $\vec{E}^i(\vec{r})$ e $\vec{H}^i(\vec{r})$, e os campos espalhados pelo terreno $\vec{E}^s(\vec{r})$ e $\vec{H}^s(\vec{r})$:

$$\frac{\vec{E}(\vec{r})}{T} = \vec{E}^i(\vec{r}) + \vec{E}^s(\vec{r}, \vec{r}'), \quad (2.22)$$

$$\frac{\vec{H}(\vec{r})}{T} = \vec{H}^i(\vec{r}) + \vec{H}^s(\vec{r}, \vec{r}'), \quad (2.23)$$

$$\vec{E}^s(\vec{r}, \vec{r}') = Z_0 L_1 \left[\vec{J}_s(\vec{r}') \right] + L_2 \left[\vec{M}_s(\vec{r}') \right], \quad (2.24)$$

$$\vec{H}^s(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{1}{Z_0} L_1 \left[\vec{M}_s(\vec{r}') \right] - L_2 \left[\vec{J}_s(\vec{r}') \right], \quad (2.25)$$

onde Z_0 é a impedância intrínseca do vácuo. Os operadores L_1 e L_2 aplicados a uma corrente genérica $\vec{I}_s(\vec{r}')$ são definidos como:

$$L_1 \left[\vec{I}_s(\vec{r}') \right] = -jk_0 \oint_{S'} \left[\vec{I}_s(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') - \frac{1}{k_0^2} \nabla' \cdot \vec{I}_s(\vec{r}') \nabla' G(\vec{r}, \vec{r}') \right] dS', \quad (2.26)$$

$$L_2 \left[\vec{I}_s(\vec{r}') \right] = - \oint_{S'} \left[\vec{I}_s(\vec{r}') \times \nabla' G(\vec{r}, \vec{r}') \right] dS', \quad (2.27)$$

onde $G(\vec{r}, \vec{r}')$ é a função de Green no espaço livre definida em (2.7) e $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ é a constante de propagação da onda no vácuo.

Observando as considerações impostas até o momento e assumindo que o transmissor encontra-se suficientemente afastado do terreno, a fonte transmissora pode ser tratada como uma fonte pontual localizada em \vec{r}_0 . Deste modo, as correntes equivalentes na superfície podem ser assumidas com distribuição de fase esférica [8], onde $\vec{J}_s(\vec{r}')$ e $\vec{M}_s(\vec{r}')$ são generalizadas por $\vec{I}_s(\vec{r}')$ na forma

$$\vec{I}_s(\vec{r}') = \vec{I}_A(\vec{r}') e^{-jk_0|\vec{r}' - \vec{r}_0|}. \quad (2.28)$$

A fim de simplificar a formulação e implementação computacional, considera-se que o terreno é invariante na direção \hat{y} ortogonal à direção de propagação, como pode ser observado na Figura 2.2. Assim é possível a aplicação do método da fase estacionária na avaliação das integrais de superfície expressas em (2.22) e (2.23). Na prática isso implica em assumir que as primeiras zonas de Fresnel do enlace transmissor e receptor não possuem obstruções. As contribuições ao campo dessas obstruções laterais são então desconsideradas.

As equações (2.26) e (2.27) são reescritas com a integral de superfície divididas em duas integrais nas direções $\hat{\ell}'$ representando o perfil do terreno, e \hat{y}' representando a direção perpendicular ao plano de incidência:

$$L_1 [\vec{I}_s(\vec{r}')] = -jk_0 \int_{\ell'} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\vec{I}_s(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') - \frac{1}{k_0^2} \nabla' \cdot \vec{I}_s(\vec{r}') \nabla' G(\vec{r}, \vec{r}') \right] dy' d\ell', \quad (2.29)$$

$$L_2 [\vec{I}_s(\vec{r}')] = - \int_{\ell'} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\vec{I}_s(\vec{r}') \times \nabla' G(\vec{r}, \vec{r}') \right] dy' d\ell', \quad (2.30)$$

onde:

$$\nabla' G(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{1}{4\pi} \left(\frac{jk_0 |\vec{r} - \vec{r}'| + 1}{|\vec{r} - \vec{r}'|^2} \right) e^{-jk_0|\vec{r} - \vec{r}'|} \frac{\vec{r} - \vec{r}'}{|\vec{r} - \vec{r}'|}. \quad (2.31)$$

O método da fase estacionária pode ser aplicado em integrais da forma:

$$\vec{P} = \int_{-\infty}^{\infty} \vec{f}(y') e^{-jk_0 g(y')} dy', \quad (2.32)$$

onde assume-se que k_0 possui valor muito alto. Então, se existir um ponto y_s tal que:

$$\left. \frac{\partial g(y')}{\partial y'} \right|_{y'=y_s} = 0, \quad (2.33)$$

a fase do integrando varia lentamente nas vizinhanças de y_s e de forma rápida a medida que se distancia desse ponto. Assim a maior contribuição vem de y_s e as contribuições dos pontos que variam rapidamente se cancelam [29].

Utilizando (2.28) e (2.29)-(2.31) são definidas as funções $\vec{f}_1(y')$ e $\vec{f}_2(y')$ para serem empregadas nos operadores L_1 e L_2 respectivamente:

$$\begin{aligned} \vec{f}_1(y') = & -jk_0 \frac{\vec{I}_A(\vec{r}')}{4\pi |\vec{r} - \vec{r}'|} \\ & - \frac{1}{k_0^2} \left[\nabla' \cdot \vec{I}_A(\vec{r}') - jk_0 \vec{I}_A(\vec{r}') \cdot \frac{(\vec{r}' - \vec{r}_0)}{|\vec{r}' - \vec{r}_0|} \right] \frac{jk_0 |\vec{r} - \vec{r}'| + 1}{4\pi |\vec{r} - \vec{r}'|^2} \left(\frac{\vec{r} - \vec{r}'}{|\vec{r} - \vec{r}'|} \right), \end{aligned} \quad (2.34)$$

$$\vec{f}_2(y') = - \left(\vec{I}_A(\vec{r}') \times \frac{\vec{r} - \vec{r}'}{|\vec{r} - \vec{r}'|} \right) \frac{jk_0 |\vec{r} - \vec{r}'| + 1}{4\pi |\vec{r} - \vec{r}'|^2}, \quad (2.35)$$

e para ambos os operadores a função $g(y')$ é a mesma:

$$g(y') = |\vec{r}' - \vec{r}_0| + |\vec{r} - \vec{r}'|. \quad (2.36)$$

A função $g(y')$ é expandida em série de Taylor em torno de y_s considerando os dois primeiros termos não-nulos:

$$g(y') \approx g(y_s) + \frac{\partial^2 g(y')}{\partial y'^2} \frac{S^2}{2}, \quad (2.37)$$

onde $S = (y' - y_s)$ e $y_s =$ ponto de fase estacionária.

As funções de amplitude $\vec{f}_1(y')$ e $\vec{f}_2(y')$ variam lentamente ao longo do domínio da integral (2.32) e podem ser aproximadas por $\vec{f}_1(y_s)$ e $\vec{f}_2(y_s)$. Logo, aplicando (2.34),(2.35) e (2.37) em (2.32):

$$\vec{P} = \vec{f}_n(y_s) e^{-jk_0 g(y_s)} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-jk_0 \frac{\partial^2 g(y_s)}{\partial y'^2} \frac{S^2}{2}} dS, \quad (2.38)$$

onde $n=1$ ou 2 para \vec{f}_1 e \vec{f}_2 . Através de mudanças de variáveis, a equação (2.38) é modificada para assumir a forma de uma integral de Fresnel com resolução analítica conhecida:

$$F(x) = \int_x^{\infty} e^{-jT^2} dT \quad \rightarrow \quad F(0) = \frac{\sqrt{\pi}}{2} e^{-j\frac{\pi}{4}}, \quad (2.39)$$

Assim:

$$S = \sqrt{\frac{2}{k_0 \left| \frac{\partial^2 g(y_s)}{\partial y'^2} \right|}} T, \quad (2.40)$$

$$\frac{\partial^2 g(y_s)}{\partial y'^2} \frac{S^2}{2} = \operatorname{sgn} \left[\frac{\partial^2 g(y_s)}{\partial y'^2} \right] \left| \frac{\partial^2 g(y_s)}{\partial y'^2} \right|, \quad (2.41)$$

Observando a simetria do integrando em (2.38), os limites de integração são redefinidos e a integral é multiplicada por dois para a utilização da solução analítica de (2.39):

$$\vec{P} = \vec{f}_n(y_s) e^{-jk_0 g(y_s)} \sqrt{\frac{2}{k_0 \left| \frac{\partial^2 g(y_s)}{\partial y'^2} \right|}} 2 \int_0^\infty e^{-jk_0 T^2 \operatorname{sgn} \left[\frac{\partial^2 g(y_s)}{\partial y'^2} \right]} dT. \quad (2.42)$$

A solução geral da equação (2.32) pelo método da fase estacionária fica:

$$\vec{P} = \sqrt{\frac{2\pi}{k_0 \left| \frac{\partial^2 g(y_s)}{\partial y'^2} \right|}} \vec{f}_n(y_s) e^{-jk_0 g(y_s) - j\frac{\pi}{4} \operatorname{sgn} \left[\frac{\partial^2 g(y_s)}{\partial y'^2} \right]}. \quad (2.43)$$

O ponto estacionário y_s é encontrado calculando a primeira derivada de $g(y')$ e igualando-a a zero:

$$\frac{\partial g(y')}{\partial y'} = \frac{(y' - y_0)}{|\vec{r}' - \vec{r}_0|} - \frac{(y - y')}{|\vec{r} - \vec{r}'|} = 0 \rightarrow y_s = y_0. \quad (2.44)$$

o ponto estacionário $y_s = y_0$ é o plano de incidência definido entre o transmissor e receptor. Desse modo, fazendo $y = y' = y_0$, agora os vetores envolvidos são bidimensionais:

$$R_1 = |\vec{r}' - \vec{r}_0| = \sqrt{(x' - x_0)^2 + (z' - z_0)^2}, \quad (2.45)$$

$$R_2 = |\vec{r} - \vec{r}'| = \sqrt{(x - x')^2 + (z - z')^2}. \quad (2.46)$$

Assim, a segunda derivada de $g(y')$

$$\frac{\partial^2 g(y)}{\partial y'^2} = \frac{1}{|\vec{r}' - \vec{r}_0|} - \frac{(y' - y_0)^2}{|\vec{r}' - \vec{r}_0|^3} + \frac{1}{|\vec{r} - \vec{r}'|} + \frac{(y - y')^2}{|\vec{r} - \vec{r}'|^3}, \quad (2.47)$$

e fazendo novamente $y = y' = y_0$ leva a

$$\frac{\partial^2 g(y)}{\partial y'^2} \approx R_1 + R_2 + \frac{S^2 R_1 + R_2}{2 R_1 R_2}, \quad S = (y' - y_0). \quad (2.48)$$

Finalmente, levando (2.36) e (2.48) em (2.43):

$$\vec{P} = \sqrt{\frac{2\pi}{k_0 \frac{R_1+R_2}{R_1 R_2}}} \vec{f}_n(y_0) e^{-jk_0(R_1+R_2)-j\frac{\pi}{4}}. \quad (2.49)$$

As integrais na direção \hat{y}' das equações (2.29) e (2.30) são então aproximadas utilizando (2.34) e (2.35) na solução representada por (2.49). Assim os operadores L_1 e L_2 são simplificados em integrais de linha na direção ℓ' :

$$L_1 [\vec{I}_s(\vec{r}')] = -jk_0 \int_{\ell'} \left\{ \frac{\vec{I}_A(\vec{r}')}{4\pi R_2} - \frac{1}{k_0^2} \left[\nabla' \cdot \vec{I}_A(\vec{r}') - jk_0 \vec{I}_A(\vec{r}') \cdot \hat{R}_1 \right] \frac{jk_0 R_2 + 1}{4\pi R_2^2} \hat{R}_2 \right\} \sqrt{\frac{\lambda R_1 R_2}{R_1 + R_2}} e^{-jk_0(R_1+R_2)-j\frac{\pi}{4}} d\ell', \quad (2.50)$$

$$L_2 [\vec{I}_s(\vec{r}')] = - \int_{\ell'} \left\{ \left(\vec{I}_A(\vec{r}') \times \hat{R}_2 \right) \frac{jk_0 R_2 + 1}{4\pi R_2^2} \right\} \sqrt{\frac{\lambda R_1 R_2}{R_1 + R_2}} e^{-jk_0(R_1+R_2)-j\frac{\pi}{4}} d\ell'. \quad (2.51)$$

Definindo:

$$G_1 = j \frac{1}{4\pi R_2} \sqrt{\frac{\lambda R_1 R_2}{R_1 + R_2}} e^{-jk_0(R_1+R_2)-j\frac{\pi}{4}} = \frac{e^{-jk_0(R_1+R_2)+j\pi/4}}{4\pi \sqrt{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_2}{\lambda}}}, \quad (2.52)$$

$$G_2 = \left(1 - \frac{j}{k_0 R_2}\right) G_1, \quad (2.53)$$

A consideração de terreno invariante na direção \hat{y} implica na derivada $\frac{\partial \vec{I}_A}{\partial y'} = 0$. Antecipando que a corrente \vec{I}_s será representada por uma expansão através de pulsos unitários, a derivada $\frac{\partial \vec{I}_A}{\partial \ell'}$ também pode ser considerada nula. Ao realizar a discretização através de pulsos descontínuos, obtém-se derivadas impulsivas nas bordas dos pulsos, como mostrado na Figura 2.3. Para terrenos suaves, onde os ângulos entre os limites dos pulsos são muito pequenos, a derivada impulsiva negativa no fim do pulso é anulada pela derivada impulsiva positiva do início do pulso posterior. Dessa maneira, ao fazer $\frac{\partial \vec{I}_A}{\partial y'} = 0$ e $\frac{\partial \vec{I}_A}{\partial \ell'} = 0$, considera-se $\nabla' \cdot \vec{I}_A = 0$ e os operadores são reescritos:

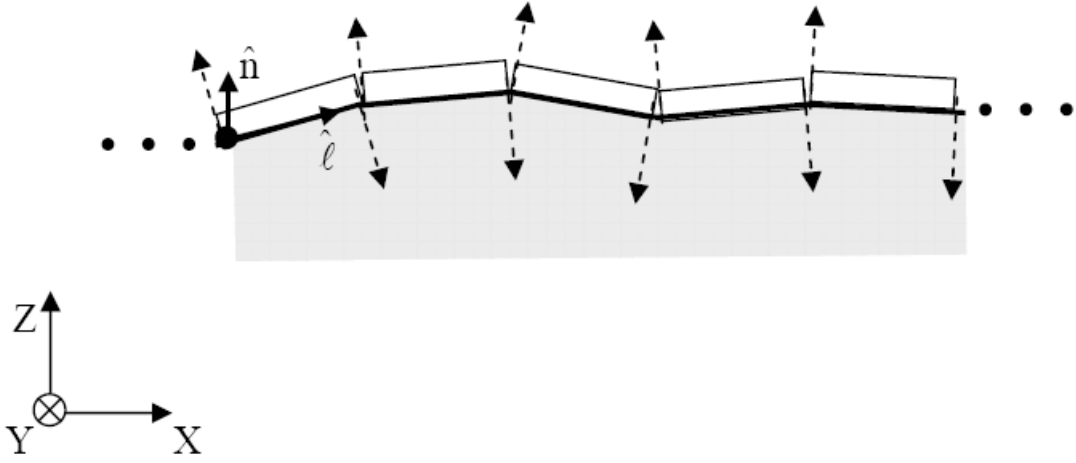


Figura 2.3: Derivadas impulsionais nas bordas dos pulsos utilizados para discretizar a corrente \vec{I}_s .

$$L_1 [\vec{I}_s(\vec{r}')] = -jk_0 \int_{\ell'} \vec{I}_A(\vec{r}') G_1 \frac{1}{j} - \frac{1}{k_0} \left[\vec{I}_A(\vec{r}') \cdot \hat{R}_1 \right] G_2 \hat{R}_2 d\ell', \quad (2.54)$$

$$L_2 [\vec{I}_s(\vec{r}')] = - \int_{\ell'} \left[\vec{I}_A(\vec{r}') \times \hat{R}_2 \right] k_0 G_2 d\ell'. \quad (2.55)$$

Até o presente momento, as condições de contorno sobre a superfície descrita pelo perfil do terreno foram as mais genéricas possíveis, avaliadas através do princípio da equivalência [31] nas equações (2.15) e (2.16). Para a consideração das perdas no solo, este é modelado por trechos homogêneos com diferentes parâmetros constitutivos. Os trechos são considerados localmente planos e as perdas são caracterizadas por uma impedância de superfície baseada na condição de contorno de Leontovich [13],[14]:

$$\hat{n} \times \vec{E}(\vec{r}) = Z_g(\vec{r}) \hat{n} \times \left[\hat{n} \times \vec{H}(\vec{r}) \right], \quad (2.56)$$

onde $Z_g(\vec{r})$ é uma impedância de superfície definida pela polarização do campo elétrico gerado pela estação transmissora. O vetor \hat{n} é a normal unitária ao terreno, $\mu_g(\vec{r})$, $\epsilon_g(\vec{r})$ e $\sigma_g(\vec{r})$ são, respectivamente, a permeabilidade magnética, a permissividade elétrica e a

condutividade do solo. Os parâmetros μ_0 e ϵ_0 são a permeabilidade e a permissividade no espaço livre.

A impedância de superfície é definida como [4],[13]:

$$Z_g(\vec{r}) = \begin{cases} \frac{\sqrt{\mu_g(\vec{r}) \left[\epsilon_g(\vec{r}) - j \frac{\sigma_g(\vec{r})}{\omega} \right] - \mu_0 \epsilon_0}}{\epsilon_g(\vec{r}) - j \frac{\sigma_g(\vec{r})}{\omega}}, & \text{para polarização vertical,} \\ \sqrt{\mu_g(\vec{r}) \left[\epsilon_g(\vec{r}) - j \frac{\sigma_g(\vec{r})}{\omega} \right] - \mu_0 \epsilon_0}, & \text{para polarização horizontal.} \end{cases} \quad (2.57)$$

A condição de contorno de Leontovich aproxima as perdas do campo eletromagnético sobre a superfície relacionando as componentes tangenciais do campo elétrico e magnético via uma impedância de superfície $Z_g(\vec{r})$. Como somente os campos externos à superfície são considerados, considera-se os campos internos nulos, a análise do espalhamento é simplificada [28]. A validade e os limites de aplicação da condição de Leontovich foram extensamente discutidas na literatura [7],[14], [28]. Sua validade está relacionada com condições acerca da superfície do terreno: localmente homogênea e com raio de curvatura muito maior que λ_0 .

Os valores de parâmetros constitutivos adotados para cálculo da impedância de superfície são exibidos na Tabela II.I [1], [27].

Tabela II.I: Tipos de solo e respectivos parâmetros eletromagnéticos.

Tipo de Solo	μ_g/μ_0	ϵ_g/ϵ_0	σ_g
Solo Seco	1	6	0,001
Solo Médio	1	15	0,012
Solo Úmido	1	27	0,02
Mar/Oceano	1	81	2
Lago/Lagoa	1	81	0,01
Areia Seca	1	3	0,001
Areia Úmida	1	30	0,01

Para terrenos caracterizados pela impedância de superfície expressa em (2.57), a

relação entre as correntes elétrica e magnética tem a forma [14]:

$$\vec{J}_s(\vec{r}) = \frac{\hat{n} \times \vec{M}_s(\vec{r})}{Z_g(\vec{r})}, \quad (2.58)$$

permitindo escrever os operadores das equações (2.24) e (2.25) em função da corrente magnética equivalente $\vec{M}_s(\vec{r})$. Assim, utilizando (2.54), (2.55) e (2.58):

$$\begin{aligned} L_1 [\vec{J}_s(\vec{r}')] &= -k_0 \int_{\ell'} \left\{ \frac{\hat{n}' \times \vec{M}_A(\vec{r}')}{Z_g(\vec{r}')} G_1(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) - \left[\frac{\hat{n}' \times \vec{M}_A(\vec{r}')}{Z_g(\vec{r}')} \cdot \hat{R}_1 \right] \frac{\hat{R}_2}{k_0} G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) \right\} d\ell', \\ L_2 [\vec{J}_s(\vec{r}')] &= -k_0 \int_{\ell'} \left[\frac{\hat{n}' \times \vec{M}_A(\vec{r}')}{Z_g(\vec{r}')} \times \hat{R}_2 \right] G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) d\ell', \\ L_1 [\vec{M}_s(\vec{r}')] &= -k_0 \int_{\ell'} \vec{M}_A(\vec{r}') G_1(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) d\ell', \\ L_2 [\vec{M}_s(\vec{r}')] &= -k_0 \int_{\ell'} \left[\vec{M}_A(\vec{r}') \times \hat{R}_2 \right] G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) d\ell'. \end{aligned} \quad (2.59)$$

As equações (2.22) e (2.23) são reescritas com os campos espalhados $\vec{E}^s(\vec{r}, \vec{r}')$ e $\vec{H}^s(\vec{r}, \vec{r}')$ substituídos pelas relações em (2.59):

$$\begin{aligned} \vec{E}^i(\vec{r}) &= -\frac{\vec{E}(\vec{r})}{T} - Z_0 k_0 \int_{\ell'} \left\{ \frac{\hat{n}' \times \vec{M}_A(\vec{r}')}{Z_g(\vec{r}')} G_1(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) - \left[\frac{\hat{n}' \times \vec{M}_A(\vec{r}')}{Z_g(\vec{r}')} \cdot \hat{R}_1 \right] \frac{\hat{R}_2}{k_0} G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) \right\} d\ell' \\ &\quad - k_0 \int_{\ell'} \left[\vec{M}_A(\vec{r}') \times \hat{R}_2 \right] G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) d\ell', \end{aligned} \quad (2.60)$$

$$\vec{H}^i(\vec{r}) = -\frac{\vec{H}(\vec{r})}{T} + \frac{1}{Z_0} k_0 \int_{\ell'} \vec{M}_A(\vec{r}') G_1(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) d\ell' + k_0 \int_{\ell'} \left[\frac{\hat{n}' \times \vec{M}_A(\vec{r}')}{Z_g(\vec{r}')} \times \hat{R}_2 \right] G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) d\ell'. \quad (2.61)$$

A EFIE e MFIE podem ser aplicadas em pontos de observação localizados sobre a superfície do terreno, obtendo equações onde os únicos termos desconhecidos são as amplitudes $\vec{M}_A(\vec{r}')$ das correntes magnéticas [12],[13]. Logo, aplicando $(\hat{n} \times \dots)$ em ambos os lados das equações, a EFIE e MFIE são apresentadas utilizando $T = 2$:

$$\hat{n} \times \vec{E}^i(\vec{r}) = -\frac{\vec{M}_A(\vec{r})}{2} - Z_0 k_0 \int_{\ell'} \hat{n} \times \left\{ \frac{\hat{n}' \times \vec{M}_A(\vec{r}')}{Z_g(\vec{r}')} G_1(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) - \left[\frac{\hat{n}' \times \vec{M}_A(\vec{r}')}{Z_g(\vec{r}')} \cdot \hat{R}_1 \right] \frac{\hat{R}_2}{k_0} G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) \right\} d\ell' - k_0 \int_{\ell'} \hat{n} \times \left[\vec{M}_A(\vec{r}') \times \hat{R}_2 \right] G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) d\ell', \quad (2.62)$$

$$\hat{n} \times \vec{H}^i(\vec{r}) = -\frac{\hat{n} \times \vec{M}_A(\vec{r})}{2Z_g(\vec{r})} + \frac{1}{Z_0} k_0 \int_{\ell'} \hat{n} \times \vec{M}_A(\vec{r}') G_1(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) d\ell' + k_0 \int_{\ell'} \hat{n} \times \left[\frac{\hat{n}' \times \vec{M}_A(\vec{r}')}{Z_g(\vec{r}')} \times \hat{R}_2 \right] G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) d\ell'. \quad (2.63)$$

2.3 Método dos Momentos

As equações (2.62) e (2.63) não podem ser resolvidas de forma analítica, um vez que a incógnita $\vec{M}_A(\vec{r}')$ não pode ser isolada. Assim é necessário o uso de uma técnica numérica para a solução e será adotado o Método dos Momentos (MoM - *Moment Method*). O Método dos Momentos consiste na segmentação do perfil do terreno como indicado na Figura 2.4 e na expansão de $\vec{M}_A(\vec{r}')$ na forma de uma combinação linear de funções de base $\vec{m}_j(\vec{r}')$.

A solução é imposta através de produtos internos com funções de peso $\vec{w}_i(\vec{r}')$ em (2.62) e (2.63). O produto interno, considerando o domínio ℓ , tem a forma de:

$$\int_{\ell} \vec{w}_i(\vec{r}') \cdot [\dots] d\ell \quad (2.64)$$

Utiliza-se a técnica de *Point-Matching* [26] definindo:

$$\vec{m}_j(\vec{r}') = \begin{cases} 1 & \text{quando } \vec{r}' = \vec{r}_j, \\ 0 & \text{para os demais casos,} \end{cases} \quad (2.65)$$

$$\vec{w}_i(\vec{r}') = \delta(\vec{r}' - \vec{r}_i)$$

Assim, as equações (2.62) e (2.63) são reescritas:

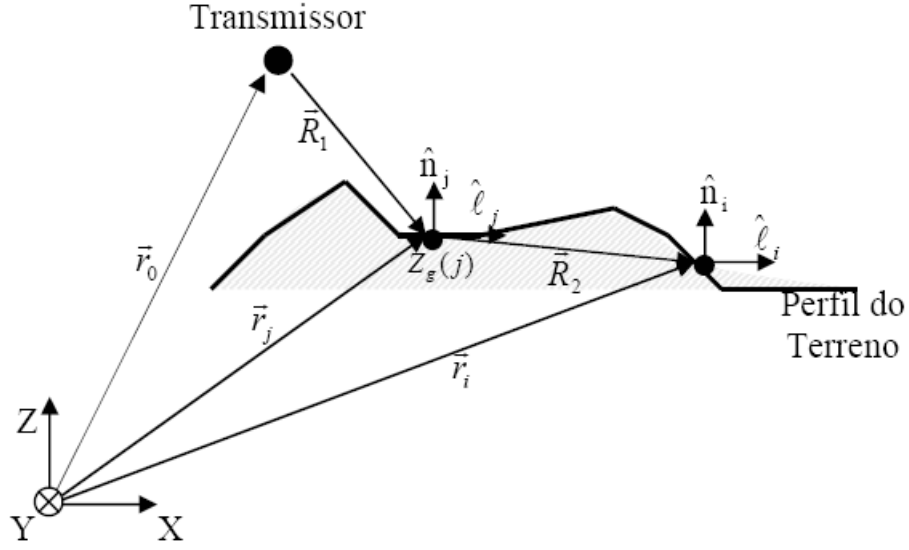


Figura 2.4: Segmentação do terreno.

$$\begin{aligned}
\int_{\ell} \vec{\delta}(\vec{r} - \vec{r}_i) \cdot [\hat{n} \times \vec{E}^i(\vec{r})] d\ell &= - \int_{\ell} \frac{\vec{\delta}(\vec{r} - \vec{r}_i) \cdot \vec{M}_A(\vec{r})}{2} d\ell \\
&- Z_0 k_0 \int_{\ell} \int_{\ell'} \vec{\delta}(\vec{r} - \vec{r}_i) \cdot \hat{n} \times \left\{ \frac{\hat{n}' \times \vec{M}_A(\vec{r}')}{Z_g(\vec{r}')} G_1(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) \right. \\
&- \left. \left[\frac{\hat{n}' \times \vec{M}_A(\vec{r}')}{Z_g(\vec{r}')} \cdot \hat{R}_1 \right] \frac{\hat{R}_2}{k_0} G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) \right\} d\ell' d\ell \\
&- k_0 \int_{\ell} \int_{\ell'} \vec{\delta}(\vec{r} - \vec{r}_i) \cdot \hat{n} \times [\vec{M}_A(\vec{r}') \times \hat{R}_2] G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) d\ell' d\ell,
\end{aligned} \tag{2.66}$$

$$\begin{aligned}
\int_{\ell} \vec{\delta}(\vec{r} - \vec{r}_i) \cdot [\hat{n} \times \vec{H}^i(\vec{r})] d\ell &= - \int_{\ell} \frac{\vec{\delta}(\vec{r} - \vec{r}_i) \cdot \hat{n} \times \vec{M}_A(\vec{r})}{2Z_g(\vec{r})} d\ell + \\
&\frac{1}{Z_0} k_0 \int_{\ell} \int_{\ell'} \vec{\delta}(\vec{r} - \vec{r}_i) \cdot \hat{n} \times \vec{M}_A(\vec{r}') G_1(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) d\ell' d\ell + \\
&k_0 \int_{\ell} \int_{\ell'} \vec{\delta}(\vec{r} - \vec{r}_i) \cdot \hat{n} \times \left[\frac{\hat{n}' \times \vec{M}_A(\vec{r}')}{Z_g(\vec{r}')} \times \hat{R}_2 \right] G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) d\ell' d\ell.
\end{aligned} \tag{2.67}$$

A corrente $\vec{M}_A(\vec{r}')$ é representada pelo somatório de N funções de base locais, com

suas respectivas amplitudes complexas M_j , onde N é o número de segmentos em que o perfil do terreno é dividido. A amplitude M_j representa a amplitude da corrente no centro do segmento fonte j . Desse modo, temos que:

$$\vec{M}_A(\vec{r}) = \sum_{j=1}^N M_j \vec{m}_j(\vec{r}). \quad (2.68)$$

A formulação apresentada em (2.66) e (2.67) não leva em consideração nenhuma polarização específica. Ao definir um tipo de polarização, deve-se definir as orientações das funções de base e funções de peso. Além disso, o cálculo dos produtos vetoriais das equações (2.66) e (2.67) é simplificado. Para a polarização vertical, as correntes magnéticas equivalentes $\vec{M}_A(\vec{r})$ possuem orientação em \hat{y} . Assim, para a função de base $\vec{m}_j(\vec{r})$, define-se um pulso unitário com orientação em \hat{y} . As funções de peso delta de Dirac têm orientação em \hat{y} para a EFIE e em $\hat{\ell}$ para a MFIE [8].

As integrais em $\hat{\ell}$ envolvendo a função delta de Dirac são calculadas tomando o integrando no centro do segmento observador i . Assim, utilizando (2.68), e considerando a polarização vertical, as equações (2.66) e (2.67) são simplificadas para:

$$\begin{aligned} \hat{y}_i \cdot \left[\hat{n}_i \times \vec{E}^i(\vec{r}_i) \right] &= -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^N M_i e^{-jk_0 R_1} \\ &\quad - Z_0 k_0 \sum_{j=1}^N \frac{M_j}{Z_g(j)} \int_{\ell'} \left[(\hat{n}_i \cdot \hat{n}_j) G_1(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) + (\hat{\ell}_j \cdot \hat{R}_1) (\hat{\ell}_i \cdot \hat{R}_2) G_2(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) \right] d\ell' + \\ &\quad \sum_{j=1}^N M_j \int_{\ell'} (\hat{n}_i \cdot \hat{R}_2) G_2(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) d\ell', \end{aligned} \quad (2.69)$$

$$\begin{aligned} \hat{\ell}_i \cdot \left[\hat{n}_i \times \vec{H}^i(\vec{r}_i) \right] &= -\frac{Z_0}{2} \sum_{i=1}^N \frac{M_i}{Z_g(i)} e^{-jk_0 R_1} + k_0 \sum_{j=1}^N M_j \int_{\ell'} G_1(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) d\ell' + \\ &\quad Z_0 k_0 \sum_{j=1}^N \frac{M_j}{Z_g(j)} \int_{\ell'} (\hat{n}_j \cdot \hat{R}_2) G_2(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) d\ell'. \end{aligned} \quad (2.70)$$

Cada uma das equações (2.69) e (2.70) possui N coeficientes M_j correspondentes aos segmentos fonte j , e são calculadas tendo como referência um determinado segmento observador i . Ao aplicá-las em todos os segmentos observadores, chega-se a um sistema linear

com N equações lineares e N incógnitas. A seguinte forma matricial é adotada:

$$[V_i] = [Z_{ij}] [M_j] . \quad (2.71)$$

onde para a EFIE tem-se:

$$V_{i_{EFIE}} = \vec{E}^i(\vec{r}_i) \cdot \hat{\ell}_i , \quad (2.72)$$

$$Z_{ij_{EFIE}} = -\frac{1}{2} e^{-jk_0 R_1} - \frac{Z_0 k_0}{Z_g(j)} \int_{\ell'} \left[(\hat{n}_i \cdot \hat{n}_j) G_1(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) + (\hat{\ell}_j \cdot \hat{R}_1) (\hat{\ell}_i \cdot \hat{R}_2) G_2(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) \right] d\ell' + \int_{\ell'} (\hat{n}_i \cdot \hat{R}_2) G_2(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) d\ell' , \quad (2.73)$$

e para a MFIE

$$V_{i_{MFIE}} = Z_0 \left[\vec{H}^i(\vec{r}_i) \cdot \hat{y}_i \right] , \quad (2.74)$$

$$Z_{ij_{MFIE}} = -\frac{Z_0}{2Z_g(i)} e^{-jk_0 R_1} + k_0 \int_{\ell'} G_1(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) d\ell' + \frac{Z_0 k_0}{Z_g(j)} \int_{\ell'} (\hat{n}_j \cdot \hat{R}_2) G_2(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) d\ell' . \quad (2.75)$$

Devido às características das funções base e peso, as situações em que $i \neq j$ e $i = j$ devem ser consideradas separadamente. Para $i \neq j$ o primeiro termo depois da igualdade é nulo em (2.73) e (2.75), pois a função de peso é definida no segmento i , enquanto a função de base é definida apenas no segmento j [11]. No caso em que $i = j$, os termos que possuem $(\hat{n}_i \cdot \hat{R}_2)$ e $(\hat{n}_j \cdot \hat{R}_2)$ são nulos, pois nessa situação o vetor \hat{R}_2 é perpendicular aos vetores \hat{n}_j e \hat{n}_i (Figura 2.4). Dessa maneira, observando que quando $i = j$ o produto escalar $(\hat{n}_i \cdot \hat{n}_j) = 1$ e $R_2 \rightarrow 0$:

$$V_{i_{EFIE}} = \vec{E}^i(\vec{r}_i) \cdot \hat{\ell}_i , \quad (2.76)$$

$$Z_{ij_{EFIE}} = \frac{Z_0 k_0}{Z_g(j)} \int_{\ell'} \left[(\hat{n}_i \cdot \hat{n}_j) G_1(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) + (\hat{\ell}_j \cdot \hat{R}_1) (\hat{\ell}_i \cdot \hat{R}_2) G_2(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) \right] d\ell' + \int_{\ell'} (\hat{n}_i \cdot \hat{R}_2) G_2(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) d\ell' , \quad (2.77)$$

$$Z_{ii_{EFIE}} = -\frac{1}{2} e^{-jk_0 R_1} - \frac{Z_0 k_0}{Z_g(j)} \int_{\ell'} G_1(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) d\ell' , \quad (2.78)$$

$$V_{i_{MFIE}} = Z_0 \left[\vec{H}^i(\vec{r}_i) \cdot \hat{y}_i \right], \quad (2.79)$$

$$Z_{ij_{MFIE}} = k_0 \int_{\ell'} G_1(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) d\ell' + \frac{Z_0 k_0}{Z_g(j)} \int_{\ell'} (\hat{n}_j \cdot \hat{R}_2) G_2(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) d\ell'. \quad (2.80)$$

$$Z_{ii_{MFIE}} = -\frac{Z_0}{2Z_g(i)} e^{-jk_0 R_1} + k_0 \int_{\ell'} G_1(\vec{r}_i, \vec{r}_j, \vec{r}_0) d\ell'. \quad (2.81)$$

As integrais em $\hat{\ell}'$ foram resolvidas de acordo com o trabalho de Teperino [12]. Para a fase do integrando, assume-se R_1 e R_2 variando linearmente ao longo do segmento, enquanto a amplitude do integrando é tomada no ponto médio de cada segmento. Hviid *et al.* [8], Freitas [11] e Moreira [13] consideram R_1 e R_2 constantes ao longo do segmento. A consideração da fase progressiva ao longo do segmento faz com que a solução tenha uma convergência mais rápida quando comparada com a fase constante, ou seja, ela converge com um número menor de segmentos N .

O domínio ℓ' cobre o segmento j considerado. Observando as considerações citadas, o único termo que varia ao longo do segmento é $e^{-jk_0 R_1 + R_2}$ presente em G_1 e G_2 como expresso em (2.52) e (2.53). Dessa maneira as seguintes integrais são dadas por [12]:

$$k_0 \int_{\ell'} G_1 d\ell' = \frac{\text{sen}(\alpha)}{\alpha} k_0 \Delta_j G_1, \quad (2.82)$$

$$k_0 \int_{\ell'} G_2 d\ell' = \frac{\text{sen}(\alpha)}{\alpha} k_0 \Delta_j G_2, \quad (2.83)$$

onde Δ_j é o tamanho do segmento j , α é dado por

$$\alpha = \frac{k\Delta_j}{2} \left(\hat{R}_{1j} - \hat{R}_{2ij} \right) \cdot \hat{\ell}_j, \quad (2.84)$$

e R_{1j} e R_{2ij} são os módulos dos vetores \vec{R}_1 e \vec{R}_2 tomados nos centros dos segmentos.

As equações (2.78) e (2.81) apresentam singularidade quando R_2 tende a zero, o que ocorre quando $i = j$. Para esta situação, utiliza-se a expressão [12]:

$$k_0 \int_{\ell'} G_1 d\ell' = \frac{e^{-jk_0 R_{1j} + j\frac{\pi}{4}}}{2} \left[\frac{F\left(\sqrt{a_1 \frac{k_0 \Delta_j}{\pi}}\right)}{\sqrt{a_1}} + \frac{F\left(\sqrt{a_2 \frac{k_0 \Delta_j}{\pi}}\right)}{\sqrt{a_2}} \right], \quad (2.85)$$

onde

$$\begin{aligned} a_1 &= 1 - \hat{R}_1 \cdot \hat{\ell}_j, \\ a_2 &= 1 + \hat{R}_1 \cdot \hat{\ell}_j, \end{aligned} \quad (2.86)$$

e $F(x)$ é uma integral de Fresnel [30]:

$$F(x) = C(x) - j S(x), \quad (2.87)$$

com

$$C(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^x \cos(u^2) du \quad (2.88)$$

$$S(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^x \text{sen}(u^2) du \quad (2.89)$$

Finalmente, as equações para a EFIE, para polarização vertical, são:

$$V_{i_{EFIEV}} = \vec{E}^i(\vec{r}) \cdot \hat{\ell} \quad , \quad (2.90)$$

$$\begin{aligned} Z_{ij_{EFIEV}} &= \frac{\text{sen}(\alpha)}{\alpha} k_0 \Delta_j \left\{ (\hat{n}_i \cdot \hat{R}_2) G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) \right. \\ &\quad \left. - \frac{Z_0}{Z_g(j)} \left[(\hat{n}_i \cdot \hat{n}_j) G_1(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) + (\hat{\ell}_j \cdot \hat{R}_1) (\hat{\ell}_i \cdot \hat{R}_2) G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (2.91)$$

$$Z_{ii_{EFIEV}} = - \frac{e^{-jk_0|\vec{r}-\vec{r}_0|}}{2} \left\{ 1 + \frac{Z_0}{Z_g(j)} e^{j\frac{\pi}{4}} \left[\frac{F\left(\sqrt{a_1 \frac{k_0 \Delta_j}{\pi}}\right)}{\sqrt{a_1}} + \frac{F\left(\sqrt{a_2 \frac{k_0 \Delta_j}{\pi}}\right)}{\sqrt{a_2}} \right] \right\}. \quad (2.92)$$

Para a MFIE, tem-se

$$V_{i_{MFIEV}} = Z_0 \left[\vec{H}^i(\vec{r}) \cdot \hat{y} \right] \quad , \quad (2.93)$$

$$Z_{ij_{MFIEV}} = \frac{\text{sen}(\alpha)}{\alpha} k_0 \Delta_j \left[G_1(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) - \frac{Z_0}{Z_g(j)} (\hat{n}_j \cdot \hat{R}_2) G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) \right], \quad (2.94)$$

$$Z_{ii_{MFIEV}} = \frac{e^{-jk_0|\vec{r}-\vec{r}_0|}}{2} \left\{ \frac{Z_0}{Z_g(j)} + e^{j\frac{\pi}{4}} \left[\frac{F\left(\sqrt{a_1 \frac{k_0 \Delta_j}{\pi}}\right)}{\sqrt{a_1}} + \frac{F\left(\sqrt{a_2 \frac{k_0 \Delta_j}{\pi}}\right)}{\sqrt{a_2}} \right] \right\}. \quad (2.95)$$

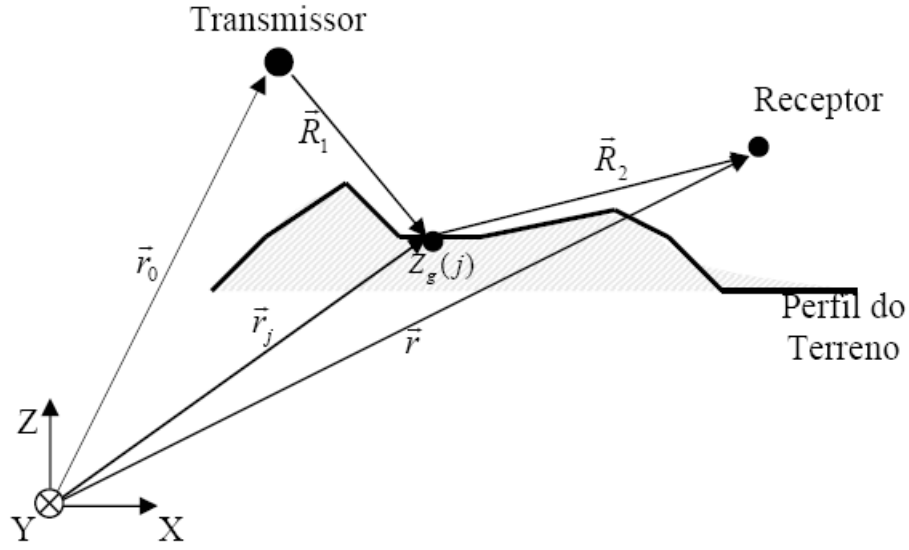


Figura 2.5: Campo no ponto receptor.

As correntes M_j são calculadas através da solução do sistema linear (2.71). Entretanto, para casos práticos de cálculo de enlaces, tem-se um grande número de segmentos N , e, conseqüentemente, a resolução do sistema exige grande esforço computacional. Como o terreno foi assumido eletricamente suave é possível descartar o retro-espalhamento e obter uma matriz Z_{ij} triangular, ou seja, para $j > i$ os elementos da matriz são nulos. Essa simplificação evita a solução do sistema linear com matriz $[Z_{ij}]$ cheia e possibilita o cálculo das correntes de maneira recursiva. Hviid em [8] cita que para terrenos suaves a não consideração do retro-espalhamento resulta em diferenças desprezíveis em relação ao cálculo com matriz cheia. Assim, as corrente magnética equivalente é calculada [8]:

$$M_i = \frac{1}{Z_{ii}} \left[V_i - \sum_{j=1}^{i-1} Z_{ij} M_j \right]. \quad (2.96)$$

Brennan em [32] realiza comparação entre resultados considerando matriz cheia e descartando retro-espalhamento (matriz triangular), e obteve diferenças da ordem de 2 dB.

Uma vez obtidas as correntes equivalentes, o campo espalhado pode ser calculado através de (2.24), (2.25) e (2.58). O campo elétrico total no ponto \vec{r} é calculado por

Tabela II.II: Tabela de dualidade.

$$\begin{aligned}
\vec{E} &\Rightarrow \vec{H} \\
\vec{H} &\Rightarrow -\vec{E} \\
\vec{J} &\Rightarrow \vec{M} \\
\vec{M} &\Rightarrow -\vec{J} \\
\epsilon &\Leftrightarrow \mu \\
Z_0 &\Leftrightarrow \frac{1}{Z_0} \\
Z_g &\Leftrightarrow \frac{1}{Z_0}
\end{aligned}$$

(2.22) observando que agora $T=1$ para observador fora da superfície, e o vetor \vec{R}_2 é agora definido pela Figura 2.5:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}^i(\vec{r}) + \vec{E}^s(\vec{r}, \vec{r}'), \quad (2.97)$$

e após substituir (2.24) em (2.22) tem-se:

$$\begin{aligned}
\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_{in}(\vec{r}) - \sum_{j=1}^N M_j \frac{\text{sen}\alpha}{\alpha} k_0 \Delta_j \left\{ (\hat{y} \times \hat{R}_2) G_2(\vec{r}, \vec{r}_j, \vec{r}_0) - \right. \\
\left. \frac{Z_0}{Z_g(j)} \left[G_1(\vec{r}, \vec{r}_j, \vec{r}_0) \hat{\ell}_j - (\hat{\ell}_j \cdot \hat{R}_1) G_2(\vec{r}, \vec{r}_j, \vec{r}_0) \hat{R}_2 \right] \right\}. \quad (2.98)
\end{aligned}$$

Através do princípio de dualidade, a formulação pode ser aplicada em casos onde a onda eletromagnética apresenta polarização horizontal. As equações integrais para tal polarização são exibidas em (2.99)-(2.104), utilizando as relações de dualidade da Tabela (II.II) [31]. Ressalta-se que para o cálculo da impedância de superfície $Z_g(j)$ deve-se observar as relações em (2.57):

Assim, a EFIE fica:

$$V_{i_{EFIEH}} = \vec{H}^i(\vec{r}) \cdot \hat{\ell} \quad , \quad (2.99)$$

$$\begin{aligned}
Z_{ij_{EFIEH}} = \frac{\text{sen}(\alpha)}{\alpha} k_0 \Delta_j \left\{ (\hat{n}_i \cdot \hat{R}_2) G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) \right. \\
\left. - \frac{Z_g(j)}{Z_0} \left[(\hat{n}_i \cdot \hat{n}_j) G_1(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) + (\hat{\ell}_j \cdot \hat{R}_1) (\hat{\ell}_i \cdot \hat{R}_2) G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) \right] \right\}, \quad (2.100)
\end{aligned}$$

$$Z_{ii_{EFIEH}} = - \frac{e^{-jk_0|\vec{r}-\vec{r}_0|}}{2} \left\{ 1 + \frac{Z_g(j)}{Z_0} e^{j\frac{\pi}{4}} \left[\frac{F\left(\sqrt{a_1 \frac{k_0 \Delta_j}{\pi}}\right)}{\sqrt{a_1}} + \frac{F\left(\sqrt{a_2 \frac{k_0 \Delta_j}{\pi}}\right)}{\sqrt{a_2}} \right] \right\}, \quad (2.101)$$

e a MFIE:

$$V_{i_{MFIEH}} = -\frac{1}{Z_0} \left[\vec{E}^i(\vec{r}) \cdot \hat{y} \right], \quad (2.102)$$

$$Z_{ij_{MFIEH}} = \frac{\text{sen}(\alpha)}{\alpha} k_0 \Delta_j \left[G_1(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) - \frac{Z_g(j)}{Z_0} (\hat{n}_j \cdot \hat{R}_2) G_2(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0) \right], \quad (2.103)$$

$$Z_{ii_{MFIEH}} = \frac{e^{-jk_0|\vec{r}-\vec{r}_0|}}{2} \left\{ \frac{Z_g(j)}{Z_0} + e^{j\frac{\pi}{4}} \left[\frac{F\left(\sqrt{a_1 \frac{k_0 \Delta_j}{\pi}}\right)}{\sqrt{a_1}} + \frac{F\left(\sqrt{a_2 \frac{k_0 \Delta_j}{\pi}}\right)}{\sqrt{a_2}} \right] \right\}. \quad (2.104)$$

No caso da polarização horizontal e após a utilização do princípio de dualidade, o sistema linear representado por (2.71) fornece os coeficientes da corrente elétrica equivalente $-J_j$. O campo elétrico total no ponto \vec{r} , agora é calculado a partir do campos magnético incidente $\vec{H}^i(\vec{r})$ e espalhado $\vec{H}^s(\vec{r}, \vec{r}')$. Assim, após substituir (2.25) em (2.23), o campo magnético total no ponto \vec{r} é calculado através da equação:

$$\vec{H}(\vec{r}) = \vec{H}_{in}(\vec{r}) + \sum_{j=1}^N J_j \frac{\text{sen}\alpha}{\alpha} k_0 \Delta_j \left\{ (\hat{y} \times \hat{R}_2) G_2(\vec{r}, \vec{r}_j, \vec{r}_0) - \frac{Z_g(j)}{Z_0} \left[G_1(\vec{r}, \vec{r}_j, \vec{r}_0) \hat{\ell}_j - (\hat{\ell}_j \cdot \hat{R}_1) G_2(\vec{r}, \vec{r}_j, \vec{r}_0) \hat{R}_2 \right] \right\}. \quad (2.105)$$

A partir do campo magnético é possível obter o campo elétrico pela relação válida em região de campo distante:

$$\left| \vec{E}(\vec{r}) \right| \approx Z_0 \left| \vec{H}(\vec{r}) \right| \quad (2.106)$$

A atenuação correspondente é calculada através da relação entre a potência transmitida P_T e a potência recebida P_R . A fim de descartar a dependência das antenas envolvidas, os ganhos são adicionados à atenuação final. Logo:

$$A_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_T}{P_R} \right) + G_{T_{dB}} + G_{R_{dB}}, \quad (2.107)$$

onde $G_{T_{dB}}$ é o ganho da antena transmissora e $G_{R_{dB}}$ o ganho da antena receptora, ambos em dB. A potência recebida é calculada levando em consideração a componente E_Z

do campo elétrico para polarização vertical ou componente E_Y no caso da polarização horizontal:

$$P_R = \frac{|E_n|^2}{2Z_0} \frac{G_{R_{linear}} \lambda^2}{4\pi}, \quad (2.108)$$

onde $n = Z$ ou $n = Y$, e $G_{R_{linear}}$ é o ganho linear da antena receptora.

Discussão

O modelo analítico utilizando equações integrais aborda o comportamento de campos eletromagnéticos de forma criteriosa, considerando simplificações como o perfil invariante na direção \hat{y} transversa à direção de propagação, perfil eletricamente suave e divisão do terreno em segmentos com parâmetros eletromagnéticos homogêneos. Ao considerar a topografia do perfil e suas características eletromagnéticas, parâmetros como os diagramas de irradiação das antenas envolvidas e polarização no cálculo das correntes equivalentes, o modelo descrever as variações do campo eletromagnético com maior precisão do que métodos semi-empíricos e empíricos.

A formulação apresentada na Seção 2.2 assume superfícies fechadas ou infinitas, e na prática a superfície representada pelo perfil do terreno tem extensão limitada. Assim, o truncamento do perfil resulta em difrações espúrias nos limites [13],[32]. O erro do cálculo gerado é fortemente dependente do ângulo de incidência do campo eletromagnético e da seção do terreno truncada. West em [34] discute métodos para minimizar esse efeito nas bordas do perfil para ângulos de até 89° . Apesar disso, a grande maioria dos enlaces encontrados na prática apresentam pequeno ângulo de incidência, que acarreta em menores erros na formulação desenvolvida.

A influência dos efeitos da refração atmosférica não é considerada diretamente nas equações integrais, mas é possível sua inclusão no fator de correção do raio equivalente da Terra realizado na discretização do perfil do terreno. Neste trabalho foi utilizado fator de correção $k=4/3$ (atmosfera padrão). A consideração do terreno como eletricamente suave permite o desprezo do retro-espalhamento e conseqüentemente o cálculo das correntes equivalentes de maneira recursiva. Para terrenos eletricamente muito irregulares, aumenta a importância e os efeitos do retro-espalhamento. Além disso, as arestas do ter-

reno aumentam os efeitos da difração e obriga a diminuir o passo de integração, ou seja, aumentar o número de segmentos em que o terreno foi dividido na tentativa de incluir esses efeitos.

A aplicação do modelo se restringe às faixas de VHF e UHF. A formulação não considera ondas de superfícies, e não pode ser aplicada a frequências mais baixas. Para frequências acima de UHF, as irregularidades do terreno se tornam maiores eletricamente, o que necessita maior número de segmentos na discretização do terreno para avaliar os efeitos do espalhamento eletromagnético. Tal segmentação resulta em sistemas lineares com número de incógnitas muito grande, necessitando de custo computacional que torna a aplicação nessa faixa de frequência inviável.

2.4 Recomendação ITU-R 1546-2

Introdução

A *International Telecommunication Union* (ITU) publicou em agosto de 2005 a terceira versão da Recomendação ITU-R 1546-2 [20], que adicionou modificações em relação à versão de março de 2004. A recomendação tem como objetivo fornecer métodos e técnicas para o planejamento de sistemas terrestres de radiocomunicação nas faixas de VHF e UHF. Tal documento já sofreu várias revisões e questionamentos em relação ao método de cálculo e restrições de aplicabilidade. Comparações e análises entre as três versões podem ser encontradas em [22].

O modelo tem como principal característica a consulta a curvas baseadas na análise estatística de dados experimentais. Após encontrado o valor mais próximo da situação requerida, adiciona-se correções com fundamentações analíticas e estatísticas. O método é classificado então como semi-empírico. A recomendação apresenta um detalhado roteiro passo-a-passo (Anexo 6). Devido às várias interpolações/extrapolações e correções necessárias, o roteiro é indispensável para o correto cálculo da predição.

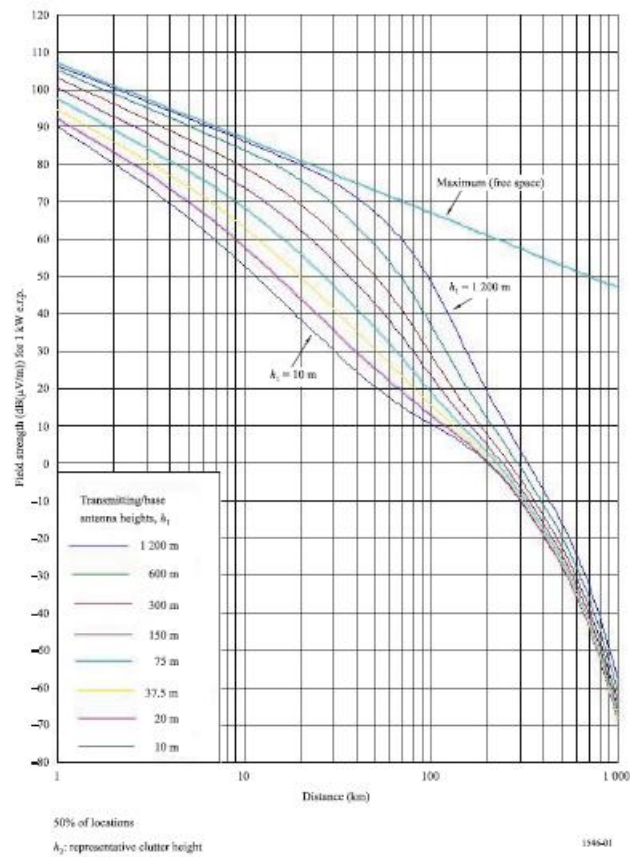


Figura 2.6: Exemplo de gráfico de consulta da Recomendação ITU-1546.

Curvas de Propagação

As curvas de propagação contidas nos Anexos 2, 3 e 4 em [20] representam a intensidade de campo relativa a potência de 1 kW E.R.P para as frequências nominais de 100, 600 e 2000 MHz em ambientes sobre a terra ou sobre a água. Os gráficos levam em consideração a altura efetiva da estação transmissora h_t (valores nominais de 10m a 1200m), a distância d entre estação transmissora-receptora (valores nominais de 1 km a 1000 km), a variabilidade local VL de 50%, percentuais de tempo excedido VT (valores nominais de 1%,10% e 50%) e altura da estação receptora h_r de 10m, 20m ou 30m para terra e 10m para água.

Os dados são baseados em medidas coletadas em regiões da Europa e América do

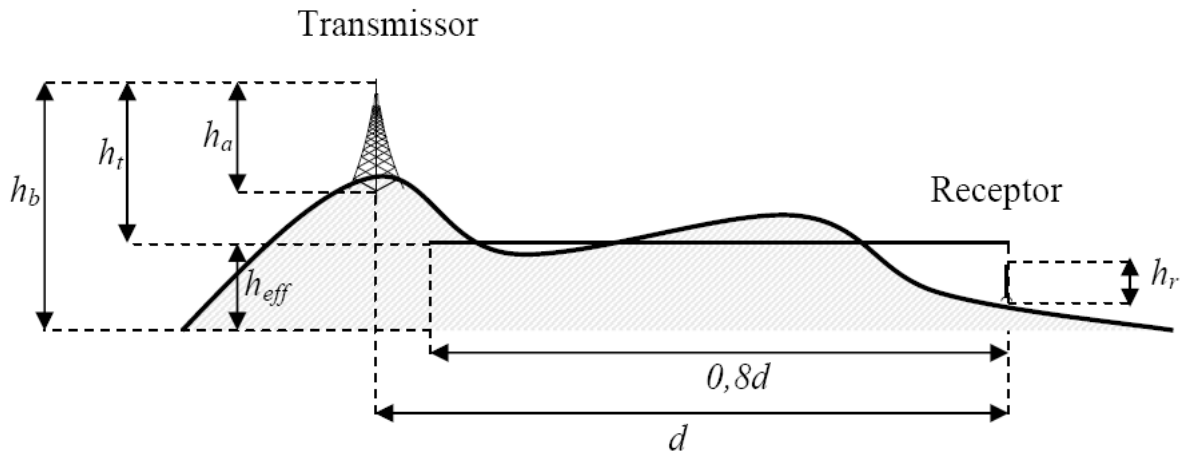


Figura 2.7: Definições e parâmetros utilizados na norma ITU-R 1546-2.

Norte. O cálculo da intensidade de campo não leva em consideração nenhuma polarização específica. A figura 2.6 ilustra um exemplo de gráfico onde se obtém a intensidade de campo elétrico para enlace sobre terra para 100 MHz e considerando percentual de tempo excedido de 50%.

Métodos e Cálculos

Os métodos para definições de variáveis e cálculos necessários na aplicação da recomendação são descritos no ANEXO 5. Nesta Seção deseja-se descrever itens que possuem maior complexibilidade e grande questionamento pela literatura científica. Tais itens constituem fatores preponderantes na aplicação da Recomendação.

A. Determinação da altura da estação transmissora h_t

A altura da estação transmissora h_t a ser utilizada depende do tipo e extensão do enlace e do perfil do relevo. Quando não é possível obter o perfil do terreno, a recomendação indica uma forma baseada na altura média estimada de informações gerais geográficas. Nesse trabalho assume-se que o perfil é conhecido. A determinação de h_t é dividida em enlaces sobre a terra e sobre a água.

No caso de percurso sobre a terra e para enlaces menores que 15 km:

$$h_t = h_b - h_{eff} \text{ [m] ,}$$

onde h_b é a altura da estação transmissora em relação ao nível do mar, h_{eff} é a altura média do relevo, em relação ao nível do mar, relativa ao intervalo entre $0,2d$ e d .

e para enlaces com extensão maior ou igual a 15 km:

$$h_t = h_{eff} \text{ [m]}$$

No caso de enlaces sobre a água:

$$h_t = h_a \text{ [m]}$$

onde h_a é a altura da estação transmissora em relação ao solo.

A figura 2.7 ilustra as definições das alturas envolvidas no método.

B. Terreno misto

A recomendação descreve correção para o cálculo de enlaces envolvendo terrenos mistos, ou seja, percursos sobre terra e água. Basicamente o método leva em consideração a fração do percurso total d_{total} que é composta por terra (d_{terra}) e a fração composta por água (d_{agua}). Primeiro deve-se calcular a intensidade de campo considerando o percurso total como terra $E_{terra}(d_{total})$ e o percurso total como água $E_{agua}(d_{total})$. Através do fator de interpolação A , o campo elétrico para o percurso misto é dado por:

$$E = (1 - A)E_{terra}(d_{total}) + AE_{agua}(d_{total}) \text{ [db}(\mu\text{V/m)}] \quad (2.109)$$

onde:

$$A = A_0(F_{agua})^V \quad (2.110)$$

$$A_0 = 1 - (1 - F_{agua})^{2/3} \quad (2.111)$$

$$F_{agua} = \frac{d_{agua}}{d_{total}} \quad (2.112)$$

$$V = \text{maior} \left[1; 1 + \frac{B}{40} \right] \quad (2.113)$$

$$B = \sum_{n=1}^{N_a} E_{terra}(d_{total}) \frac{d_{an}}{d_{agua}} - \sum_{m=1}^{M_t} E_{agua}(d_{total}) \frac{d_{tm}}{d_{terra}} \quad (2.114)$$

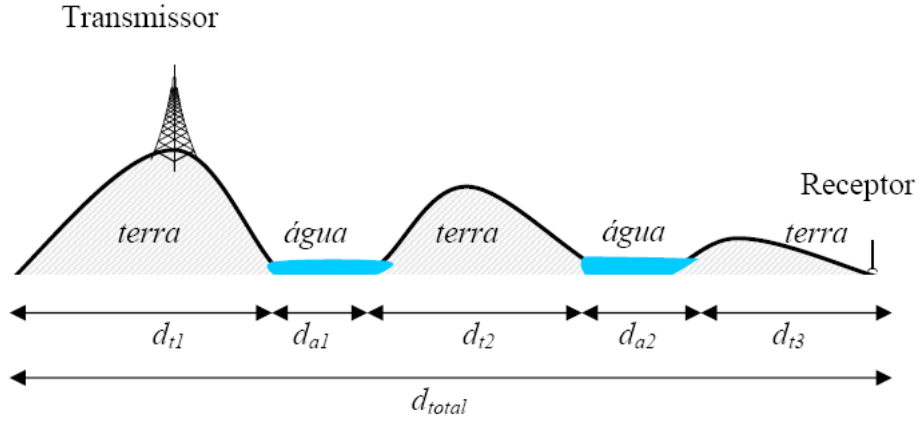


Figura 2.8: Exemplo de definições para percurso misto da norma ITU-1546.

N_a e M_t são os totais de zonas sobre a água e sobre a terra, respectivamente. $n = 1, 2, \dots, N_a$ e $m = 1, 2, \dots, M_t$ são os índices que indicam a zona sobre a água e sobre a terra, e d_{agua} e d_{terra} representam o comprimento total do enlace sobre a água e sobre a terra, calculados como 2.115 e 2.116. A figura 2.8 ilustra os parâmetros utilizados.

$$d_{agua} = d_{a1} + d_{a2} + d_{a3} + \dots + d_{aN_a} \quad [\text{km}] , \quad (2.115)$$

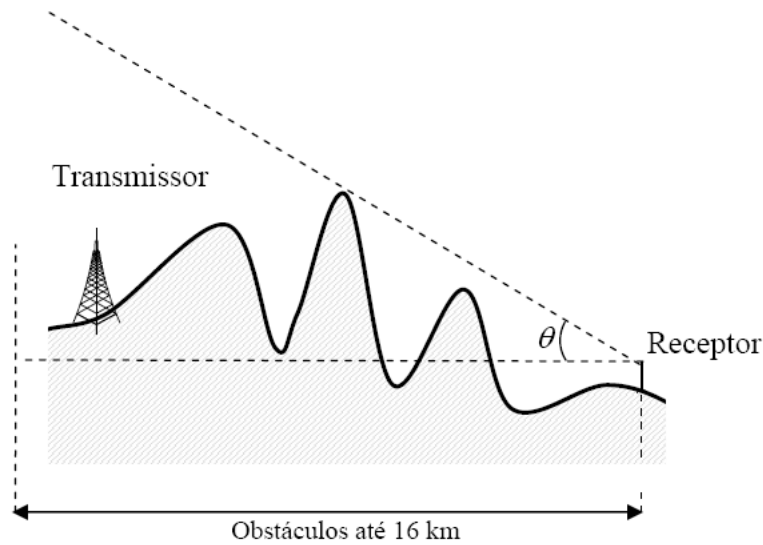
$$d_{terra} = d_{t1} + d_{t2} + d_{t3} + \dots + d_{tM_t} \quad [\text{km}] . \quad (2.116)$$

A seqüência em que as zonas sobre terra/água ocorrem não são levadas em consideração pela norma ITU 1546-2, gerando o mesmo tratamento para percursos fisicamente diferentes. Uma proposta de correção deste desvio foi proposta por Mayrink em [21], apresentando melhores resultados em terreno mistos quando comparados com o método original.

C. Correção de Ângulo de Visada do Terreno

A correção de ângulo de visada do terreno Δ_{tca} deve ser aplicada ao campo elétrico para maior precisão na predição de cobertura ou quando existem obstáculos relevantes ao longo do enlace. O ângulo de visada do terreno θ_{tca} é calculado como:

$$\theta_{tca} = \theta - \theta_r \quad [\text{graus}] , \quad (2.117)$$

Figura 2.9: Ângulo θ .

onde θ é o ângulo de elevação da linha que parte da estação receptora e tangencia todas as obstruções na direção da estação transmissora numa distância máxima de 16 km, mas não ultrapassando o transmissor. A figura 2.9 exhibe exemplo de aplicação dos ângulo θ .

O ângulo de referência θ_r é dado por:

$$\theta_r = \arctan\left(\frac{h_{t_s} - h_{r_s}}{1000d}\right) \text{ [graus] ,} \quad (2.118)$$

com h_{t_s} e h_{r_s} representando as alturas das antenas transmissora e receptora acima do nível do mar. Os cálculos de θ e θ_r não devem levar em consideração a curvatura da Terra. O ângulo θ_{tca} deve ser limitado entre 0.55° e 40.0° . Uma vez obtidos os parâmetros, a correção a ser adicionada é

$$\Delta_{tca} = J(v') - J(v) \text{ [dB] ,} \quad (2.119)$$

onde:

$$J(v) = \left[6,9 + 20\log\left(\sqrt{(v-0,1)^2 + 1} + v - 0,1\right) \right] \quad (2.120)$$

$$v' = 0.036\sqrt{f}$$

$$v = 0.065\theta_{tca}\sqrt{f} \quad (2.121)$$

Discussão

A recomendação ITU-R 1546 foi desenvolvida na intenção de combinar vários métodos em um único documento e superar limitações de recomendações mais antigas como a ITU-R 370, ITU-R 529 e ITU-R 1146. Tais recomendações produziam resultados diferentes para situações idênticas [22].

O modelo inclui parâmetros como a definição da altura efetiva da estação transmissora, classificação do ambiente de recepção e tipos de solos contidos no enlace. A partir das variáveis de entrada o conjunto de medidas é consultado e obtém-se valor inicial de atenuação. Correções como o ângulo de visada do terreno, ajuste para a altura da estação receptora e correção para enlace curto urbano modificam o valor final predito com fundamentação analítica e estatística.

A definição da altura efetiva da estação transmissora pode acarretar grandes erros na predição, uma vez que é baseada na altura média do relevo, e pode negligenciar informações importantes de terrenos irregulares. A correção utilizando o ângulo de visada do terreno não leva em consideração todos os obstáculos contidos do enlace, utilizando apenas o mais alto (Figura 2.9). Assim a atenuação tende a ser otimista para enlace muito obstruído. No caso da correção para terreno misto a seqüência em que as zonas sobre terra/água ocorrem não são levadas em consideração, gerando o mesmo tratamento para percursos fisicamente diferentes.

O método apresenta rápido cálculo computacional e consiste em ferramenta útil para estimativa de enlaces. Os gráficos de consulta foram gerados por extensas campanhas de medidas, o que aumenta a estabilidade e confiabilidade do modelo. Ressalta-se que a ITU executa constantes correções e revisões da norma, e possivelmente uma nova versão será publicada.

2.5 Okumura-Hata

O modelo proposto por Okumura *et al.* [36] é um dos mais conhecidos modelos de predição de sinal em áreas urbanas. Através de extensivas séries de medidas realizadas nas

imediações de Tokyo, desenvolveu-se um método empírico para cálculo da atenuação do campo eletromagnético baseado em consulta a gráfico e curvas. Hata em [23] estabeleceu relações matemáticas empíricas para representar a informação nos gráficos apresentados por Okumura. As equações obtidas aumentaram a praticidade do método de Okumura apesar de não incluir correções específicas do modelo original. Os parâmetros considerados no modelo são a frequência central do sinal f_c , a distância d entre a estação transmissora e receptora, a altura da estação transmissora h_t , a altura da estação receptora h_r , o tipo do ambiente e o tamanho da cidade.

A atenuação mediana para ambiente urbano é dada por [23]:

$$A_{50_{urbano}} = 69,55 + 26,16\log(f_c) - 13,82\log(h_t) - a(h_r) + [44,9 - 6,55\log(h_t)]\log(d) , \quad (2.122)$$

para ambiente suburbano

$$A_{50_{suburbano}} = A_{50_{urbano}} - 2[\log(f_c/28)]^2 - 5,4 , \quad (2.123)$$

e para ambiente rural

$$A_{50_{rural}} = A_{50_{urbano}} - 4,78[\log(f_c)]^2 + 18,33\log(f_c) - 40,94 . \quad (2.124)$$

A função $a(h_r)$ é a correção devido a altura da estação receptora. Para cidade pequena ou média é calculada como:

$$a(h_r) = [1,1\log(f_c) - 0,7]h_r - [1,56\log(f_c) - 0,8] \quad (2.125)$$

e para cidade grande:

$$\begin{aligned} a(h_r) &= 8,29[\log(1,54h_r)]^2 - 1,1 \quad ; \quad f_c \leq 300\text{MHz} \\ a(h_r) &= 3,2[\log(11,75h_r)]^2 - 4,97 \quad ; \quad f_c > 300\text{MHz} . \end{aligned} \quad (2.126)$$

A grande vantagem do modelo é sua simplicidade e rápido cálculo computacional. Na prática, apresenta boa precisão em ambientes urbanos e suburbanos mas erra em ambientes rurais e em terrenos irregulares [1]. Além disso não leva em consideração terrenos mistos.

Capítulo 3

Software de Predição de Propagação e Estudo de Casos

3.1 MACNEE

O autor desenvolveu um *Software* objetivando a implementação da formulação desenvolvida na Seção 2.2 e os demais modelos de propagação apresentados no Capítulo 2. O *Software* foi concebido primordialmente para análise de modelos de propagação mas também tem preocupação em se tornar uma ferramenta didática para os meios Acadêmico e Científico. O programa foi batizado de MACNEE - Máquina para Cálculo Numérico de Espalhamento Eletromagnético.

O MACNEE foi elaborado utilizando a seguinte estratégia: as rotinas e funções de cálculo implementadas na linguagem *Fortran* e a interface gráfica escrita em *Visual Basic*. Assim conseguiu-se aliar o alto desempenho de cálculo computacional do *Fortran* às facilidades e recursos gráficos do *Visual Basic*. O núcleo escrito em *Fortran 90/95* foi compilado em formato de biblioteca dinâmica (DLL-*dynamic link library*). O programa principal em *Visual Basic 6.0* apresenta a interface gráfica amigável e aciona as rotinas de cálculo quando necessário. O formato DLL permite múltiplos acessos simultâneos a suas rotinas internas, o que pode ser explorado num esquema de programação paralela para acelerar cálculos demorados como a técnica de Método dos Momentos. Essa questão pretende ser explorada pelo autor em trabalhos futuros.



Figura 3.1: Tela do MACNEE - Perfil do Terreno.

A aplicação do programa engloba o cálculo do espalhamento eletromagnético em terrenos mistos eletricamente suaves, para as faixas de frequência VHF e UHF, polarização vertical e horizontal.

Uma vez selecionado o perfil do terreno é possível organizá-lo em intervalos com características elétricas distintas. Configurações padrões de solos utilizadas na literatura [27] são disponíveis para o usuário estimar o comportamento elétrico do terreno. A Figura 3.1 ilustra a tela de configuração do terreno. O MCNEE permite a configuração dos principais parâmetros do sistema de radiofrequência das estações Transmissora e Receptora. Modelos de antenas diversos podem ser utilizados, se fornecidos seus respectivos diagramas de irradiação. A posição da Estação Receptora pode sofrer variações ao longo do terreno, bem como sua altura. A Figura 3.2 exhibe a tela do sistema de radio-frequência.

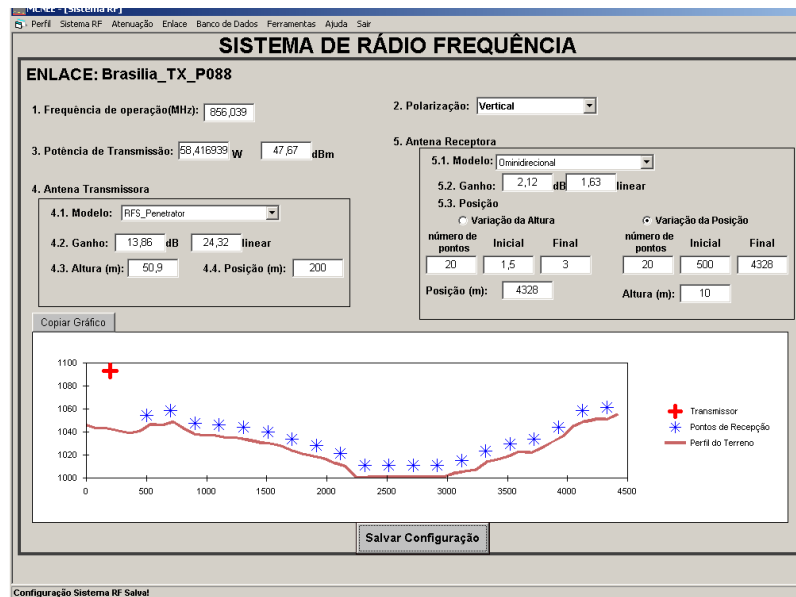


Figura 3.2: Tela do MACNEE - Configuração do Sistema de Radio-Frequência.

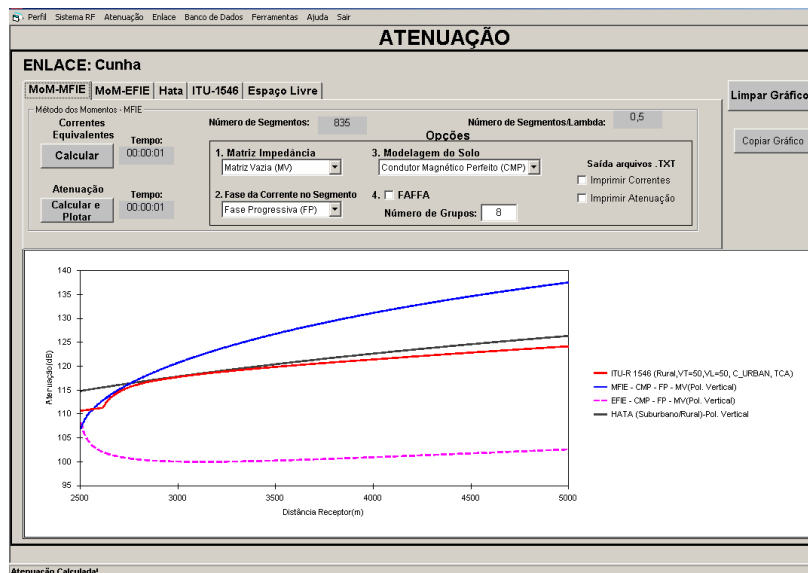


Figura 3.3: Tela do MACNEE - Cálculo da atenuação.

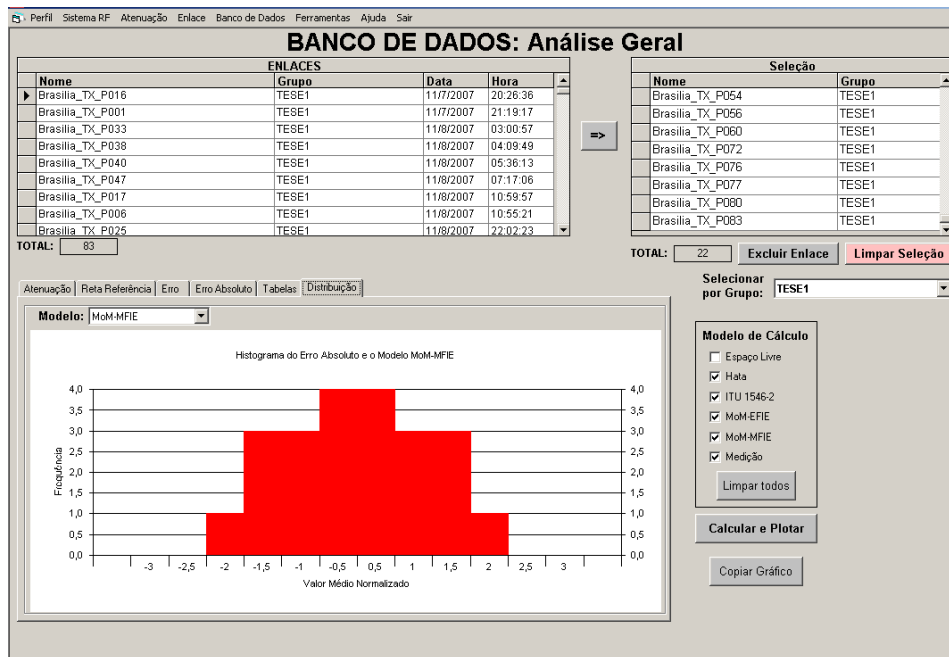


Figura 3.4: Tela do MACNEE - Análise estatística de banco de dados.

A atenuação total do percurso Transmissor-Receptor pode ser estimada utilizando os seguintes modelos de cálculo: Equações Integrais, Recomendação ITU-R 1546-2, Okumura-Hata, modelo Terra plana e espaço livre. Os parâmetros de cada modelo podem ser modificados e os resultados plotados simultaneamente no mesmo gráfico. Um exemplo de comparação entre modelos é exibido na figura 3.3.

Ressalta-se que para a técnica de equações integrais, o autor também implementou as formulações de Freitas [11] (solo condutor magnético perfeito e fase constante em (2.83)), Moreira [13] (solo condutor imperfeito e fase constante em (2.83)) e Teperino [12] (solo condutor magnético perfeito e fase progressiva em (2.83)).

A análise estatística de dados é possível através da implementação de um banco de dados no formato *Microsoft*® JET (*Joint Engine Technology*), onde o enlace é salvo após configurado e calculado. O MACNEE plota gráficos de distribuição de frequência, reta de referência, erros médios em relação a medidas, bem como calcula média, desvio padrão e erros médios.

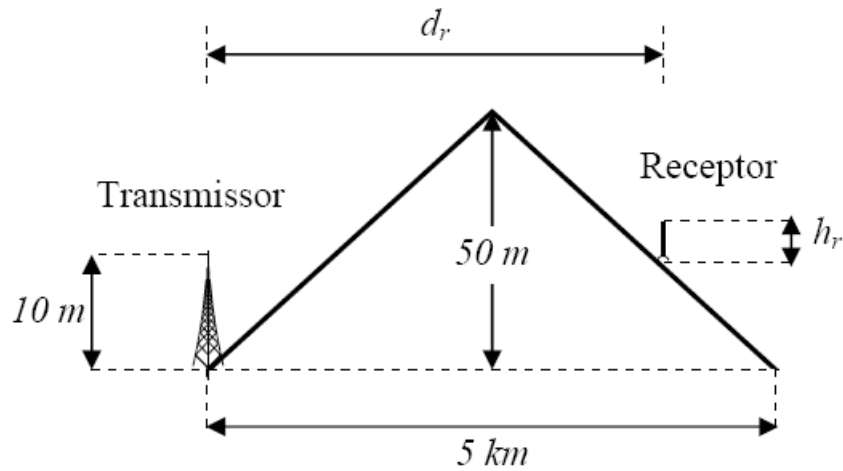


Figura 3.5: Cunha de Luebbers.

3.2 Resultados

Nesta seção serão exibidos casos de estudo para a validação e análise da formulação proposta na Seção 2.2, bem como comparação com o modelo semi-empírico ITU-R 1546-2 e método empírico de Hata.

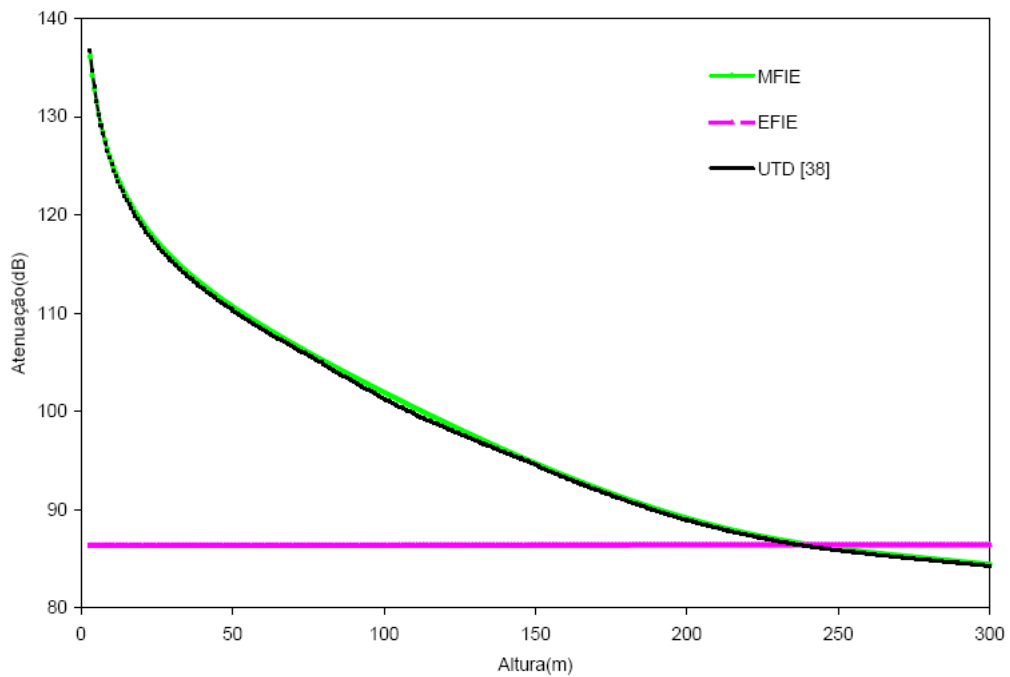
3.2.1 Cunha de Luebbers

Para a validação da formulação proposta é analisado um problema canônico largamente utilizado na literatura. A atenuação resultante da cunha proposta por Luebbers [15] é avaliada conforme a Figura 3.5. O dipolo de Hertz foi utilizado como transmissor com orientação vertical, posicionado no início da cunha com altura de 10 m.

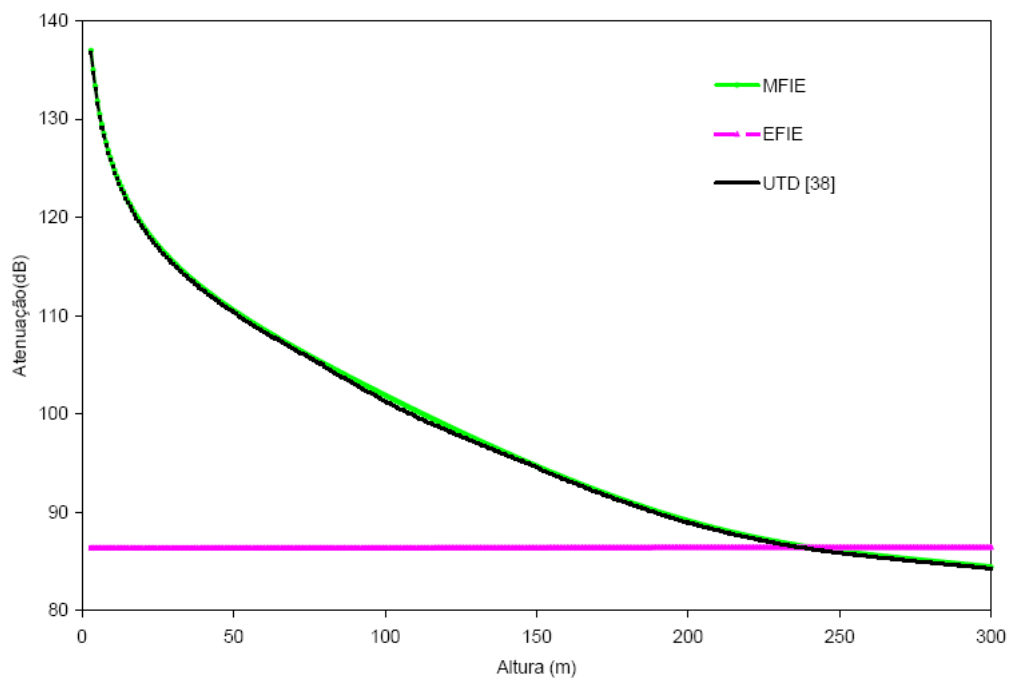
A atenuação total foi calculada para a variação da altura h_r do receptor posicionado no final da cunha ($d_r = 5$ km). A altura h_r varia de 3 a 300 m. O dipolo de Hertz irradia um sinal na frequência de 100 MHz com polarização vertical. A cunha foi modelada como condutor imperfeito considerando os parâmetros: $\epsilon_g = 15\epsilon_0$, $\mu_g = \mu_0$ e $\sigma_g = 0,012$ S/m.

A Figura 3.6 apresenta os resultados da atenuação pela cunha produzidos pelo MACNEE plotando a EFIE e MFIE, e utilizando a solução da UTD heurística de Holm [16] como referência. Os valores calculados pela UTD foram gentilmente cedidos por Schettino [38]. Para o cálculo do Método dos Momentos foram utilizados 1 e 4 segmentos/ λ .

A MFIE apresentou resultados satisfatórios utilizando 1 segmento/ λ , já a EFIE não apresentou convergência em relação à referência. Simulações com até 10 segmentos/ λ também não convergiram para a EFIE. A questão da convergência da EFIE será discutida na próxima Seção.



(a) Atenuação com 1 segmento/λ.



(b) Atenuação com 4 segmentos/λ.

Figura 3.6: Atenuação sobre a cunha em função da altura h_r do receptor, para polarização vertical em 100 MHz.

3.2.2 Terra Plana

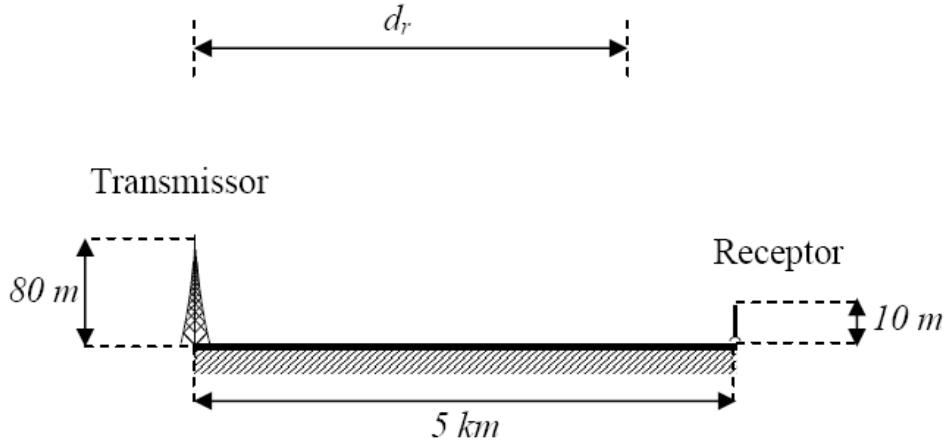


Figura 3.7: Modelo Terra plana.

A situação ilustrada na Figura 3.7, onde o terreno é aproximado como uma superfície plana, permite a utilização do modelo de propagação da Terra Plana [1] para cálculo da atenuação na faixa de VHF. O terreno foi modelado como condutor imperfeito considerando os mesmos parâmetros do caso da Cunha: $\epsilon_g = 15\epsilon_0$, $\mu_g = \mu_0$ e $\sigma_g = 0,012\text{ S/m}$. O campo total no modelo Terra Plana é dado pelo campo com incidência direta no receptor e o campo refletido pelo solo. A reflexão leva em consideração o coeficiente de reflexão de Fresnel, e conseqüentemente, as características elétricas do solo [1].

Os resultados foram gerados para o receptor com altura de 10 m , variando sua distância d_r de 100 a 5000 m . O Transmissor encontra-se no início do terreno com altura de 80 m e irradiando sinal em 100 MHz . A atenuação total para a polarização vertical é exibida na Figura 3.8, onde a EFIE e MFIE são comparadas utilizando o Modelo Terra Plana como referência. Os resultados para a polarização horizontal são mostrados na Figura 3.9. Utilizou-se $4\text{ segmentos}/\lambda$ na aplicação do Método dos Momentos para ambos os casos.

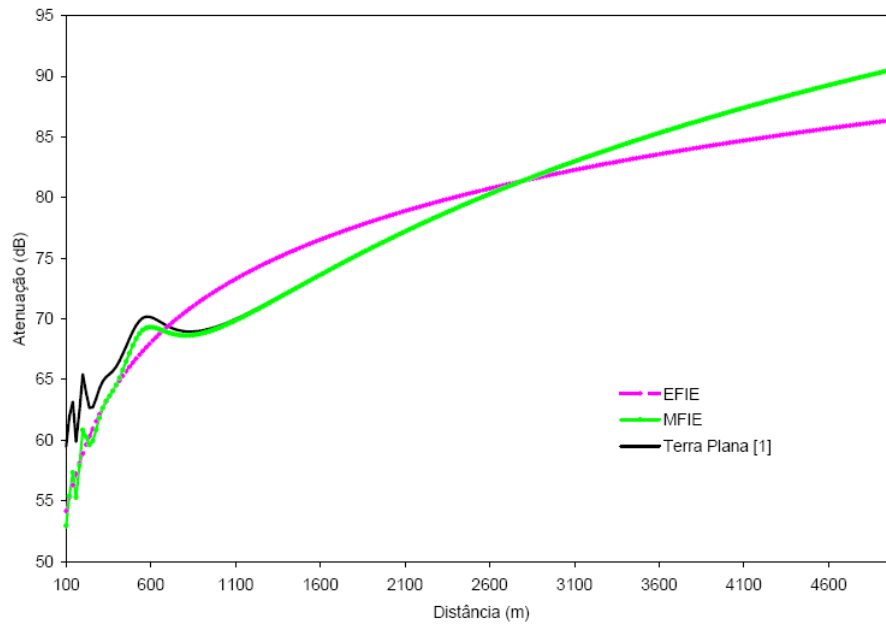


Figura 3.8: Atenuação sobre Terra plana para polarização vertical em 100 MHz.

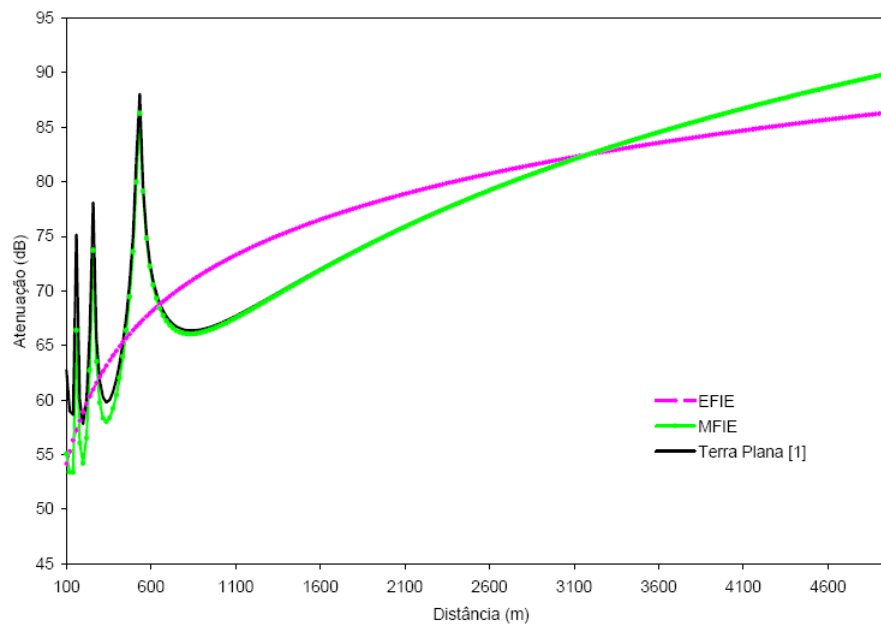


Figura 3.9: Atenuação sobre Terra plana para polarização horizontal em 100 MHz.

Para ambas as polarizações, pode-se observar que a MFIE apresenta diferença entre a Terra Plana até aproximadamente 500 m de distância do transmissor. Após esse ponto, ela converge satisfatoriamente. Tal diferença pode estar associada ao fato que o modelo Terra Plana é preciso à medida que a distância do enlace é grande em comparação as alturas das estações envolvidas. A EFIE mostrou curvas próximas à Terra Plana, mas sem acompanhar suas variações.

A comparação com a formulação de Moreira [13] é realizada na Figura 3.10. Observa-se que Moreira considera os valores de R_1 e R_2 presentes em (2.83) constantes na fase do integrando. Conseqüentemente, foi necessário um maior número de segmentos por λ para a convergência com a referência do que a formulação da MFIE e EFIE propostas considerando R_1 e R_2 com variação linear. De maneira semelhante, a EFIE proposta por Moreira [13] não apresentou convergência satisfatória.

A análise da convergência de equações integrais aplicadas na predição em terrenos irregulares foi analisada por Castro e Moreira em [39]. Neste trabalho a convergência da formulação de Teperino [12] para solo condutor magnético perfeito (CMP) foi analisada no caso da cunha para polarização vertical. O objetivo era investigar o motivo da convergência mais lenta EFIE-CMP em relação à MFIE-CMP. A conclusão foi que o acoplamento do campo elétrico entre as correntes magnéticas equivalentes é pequeno em geometrias muito suaves devido ao termo $(\hat{n}_i \cdot \hat{R}_2)$, presente na formulação da EFIE-CMP. Tal efeito é acentuado quando o retro-espalhamento é desprezado.

Na formulação desenvolvida considerando condutor imperfeito (CI), a não convergência da EFIE-CI pode estar relacionada com os mesmos motivos. Os termos $(\hat{n}_i \cdot \hat{R}_2)$, $(\hat{n}_i \cdot \hat{n}_j)$, e $(\hat{\ell}_i \cdot \hat{R}_2)$, presentes em (2.91), acarretam acoplamento quase nulo entre as correntes equivalentes em superfícies planas e muito suaves. A ausência da convergência da EFIE-CI e possíveis métodos de correção são assuntos que o autor pretende abordar em trabalhos futuros. Assim, apesar de tal verificação, os resultados da EFIE-CI serão exibidos em todos os casos analisados nessa dissertação.

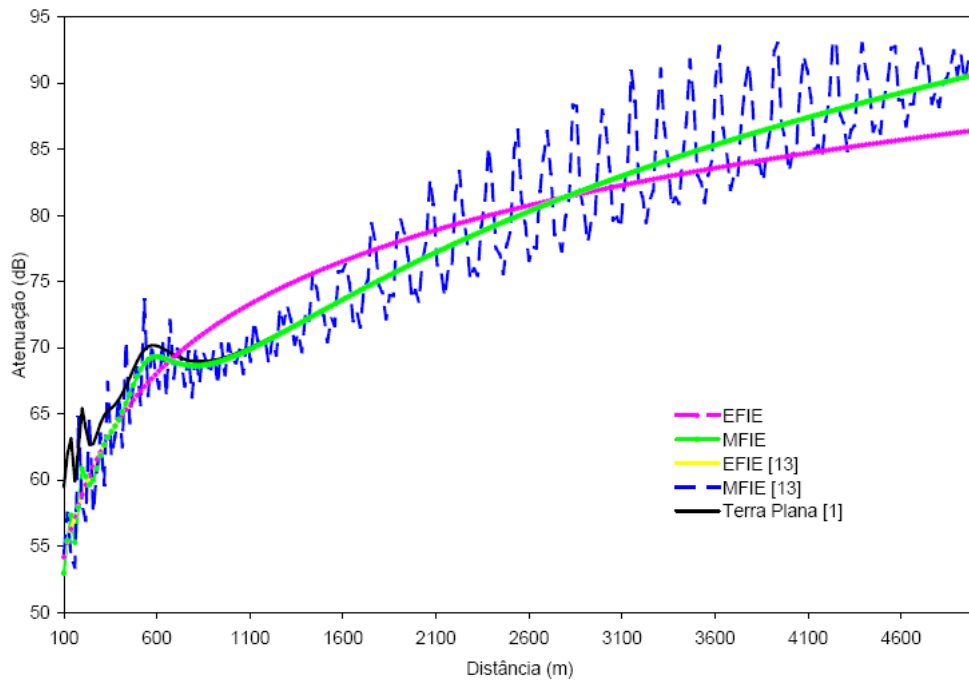
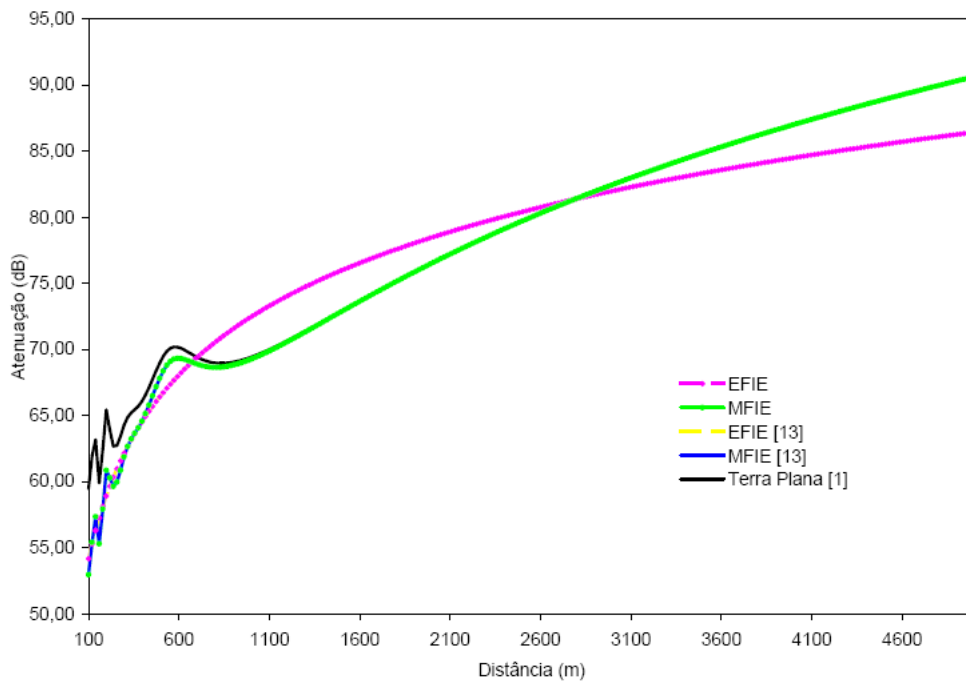
(a) Atenuação com 1 segmento/ λ para polarização vertical.(b) Atenuação com 4 segmentos/ λ para polarização vertical..

Figura 3.10: Comparação com a formulação de Moreira[13].

3.2.3 Dinamarca

O primeiro caso prático engloba cinco perfis situados em Northem Jutland perto de Aalborg, Dinamarca, onde medições foram realizadas por Hviid *et al.* em [8]. Os perfis, denominados Hadsund, Hjørring, Jerslev, Mjels e Ravnstru, variam de 6 a 11 km e foram obtidos através de mapas digitais com resolução de 50 m. Os terrenos apresentam regiões rurais com árvores e algumas construções, e são considerados eletricamente suaves em relação às frequências utilizadas. Os testes foram realizados com dipolo de meia-onda como transmissor irradiando 10 W, com polarização vertical, situado a 10,4 m de altura do solo. A intensidade de campo elétrico foi registrada ao longo dos terrenos por estação receptora com 2,4 m de altura.

A atenuação total dos enlaces é analisada para as frequências de 144 MHz, 435 MHz e 970 MHz. As medições foram gentilmente cedidas pelo Prof. Conor Brennan e Prof. Jørgen Bach Andersen. O cálculo é realizado pelo MACNEE utilizando diferentes métodos: equações integrais considerando o terreno sem perdas (condutor magnético perfeito - CMP), equações integrais considerando perdas do solo (condutor imperfeito - CI), recomendação ITU-R 1546 e método de Hata.

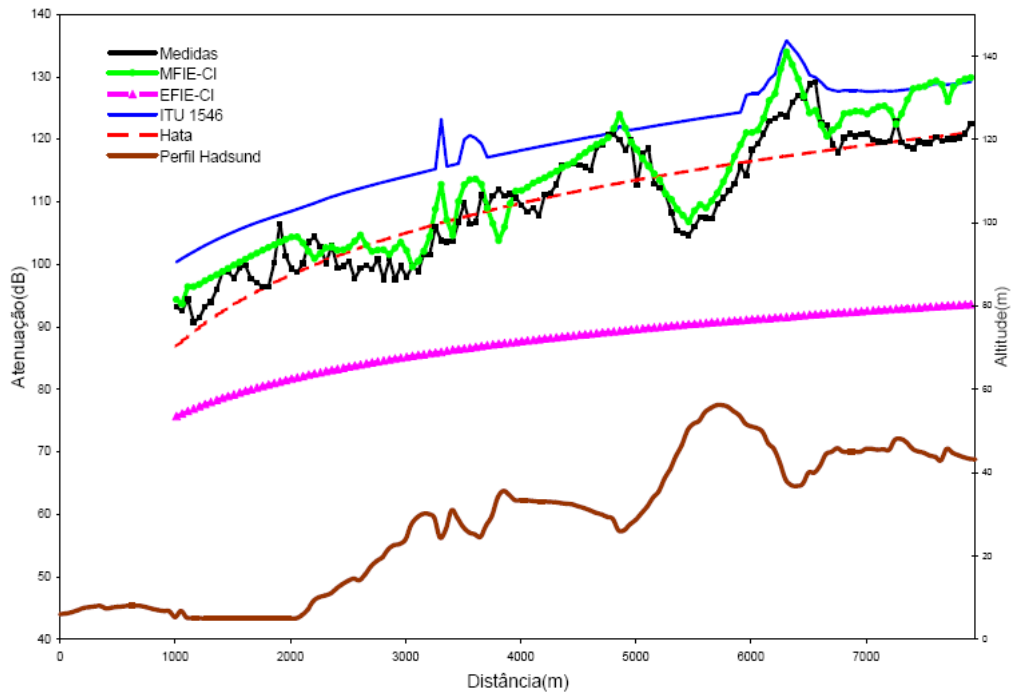
Para a aplicação do método dos momentos utilizou-se 4 segmentos por comprimento de onda. As perdas do solo foram consideradas através das características elétricas: $\epsilon_g=15\epsilon_0$ e $\sigma_g=0,012$ S/m. A recomendação ITU-R 1546 foi calculada utilizando os parâmetros: variabilidade temporal $VT=50$, variabilidade local $VL = 50$, correção enlace curto/suburbano $C_{URBAN} = auto$, correção ângulo de visada $TCA = auto$ e ambiente da estação receptora $AMB = suburbano$. No caso do modelo Hata utilizou-se: cidade grande e ambiente suburbano/rural.

Os valores calculados pelos modelos de predição são comparados com as medidas nas Figuras 3.11-3.15, para a frequência de 144MHz, destacando cada perfil separadamente. Para possibilitar a comparação dos resultados com a norma ITU-R 1546, os pontos de recepção se iniciam a 1000 m do transmissor, uma vez que a recomendação não é válida para distâncias menores. Cada ponto tem uma separação horizontal de 50 m e os pontos estendem-se até o extremo final do perfil. Assim, foram obtidos 670 pontos de

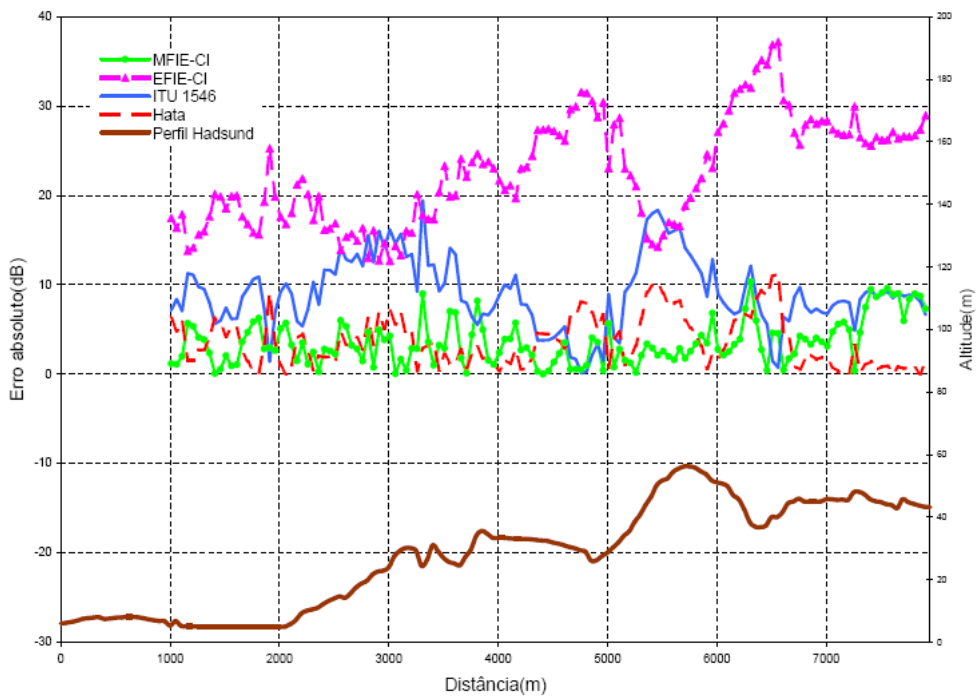
recepção englobando os cinco perfis.

A precisão dos modelos, para 144 MHz, é analisada graficamente pela Figura 3.21. O gráfico exibe os valores calculados versus os valores medidos, assim quanto mais os pontos se aproximam da reta de referência maior a precisão do método. Para realizar comparação com a formulação de Teperino [12], que utiliza solo condutor magnético perfeito (CMP), as Figuras 3.16-3.20 exibem os valores calculados considerando solo CMP versus CI (condutor imperfeito). Na Figura 3.22, os valores são plotados sobre a reta de referência, evidenciando a EFIE e MFIE separadas.

A Figura 3.23 exibe a distribuição relativa de frequências dos erros absolutos entre as medidas e os respectivos modelos para os cinco perfis em 144 MHz. Os parâmetros estatísticos são elencados na Tabela III.I, evidenciando o erro médio (valor predito menos valor medido), erro médio absoluto (módulo do erro médio) e desvio padrão, todos calculados em dB.

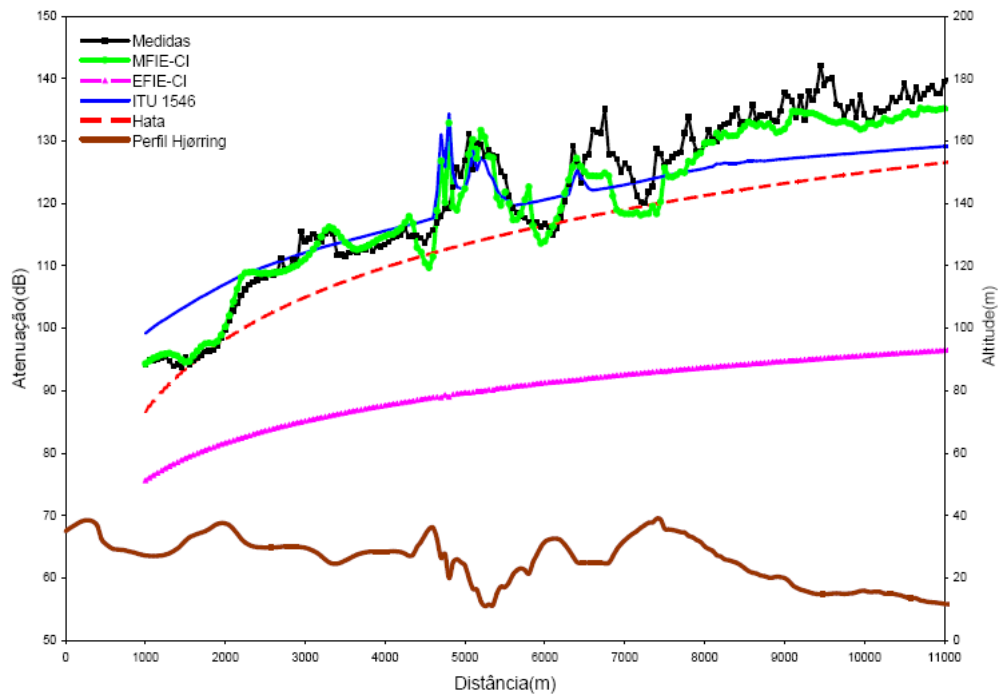


(a) Atenuação

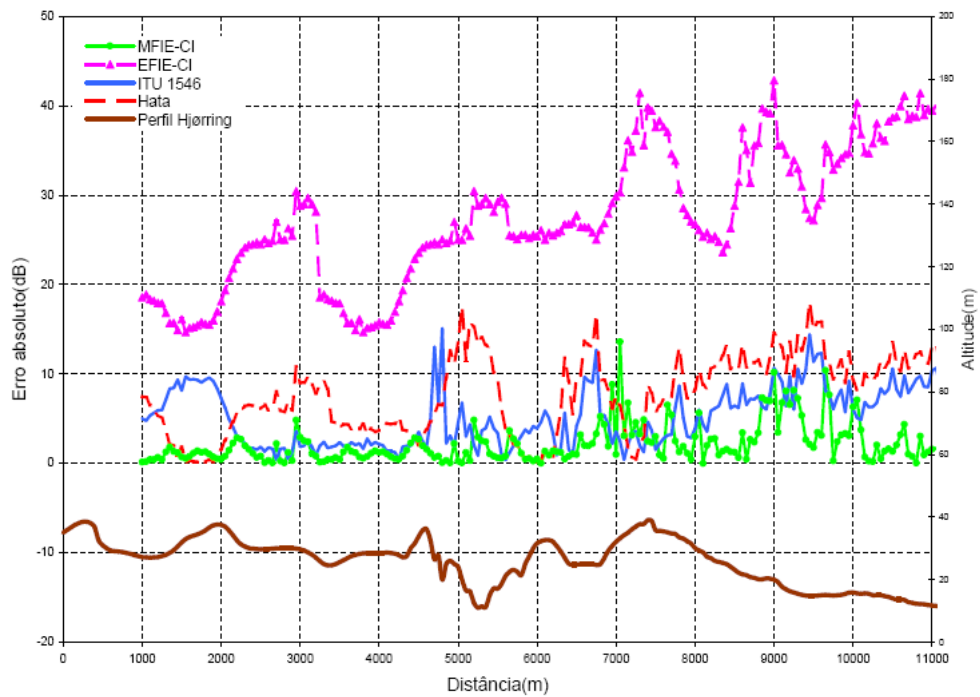


(b) Erro absoluto

Figura 3.11: Atenuação e erro absoluto: perfil de Hadsund em 144 MHz, polarização vertical.

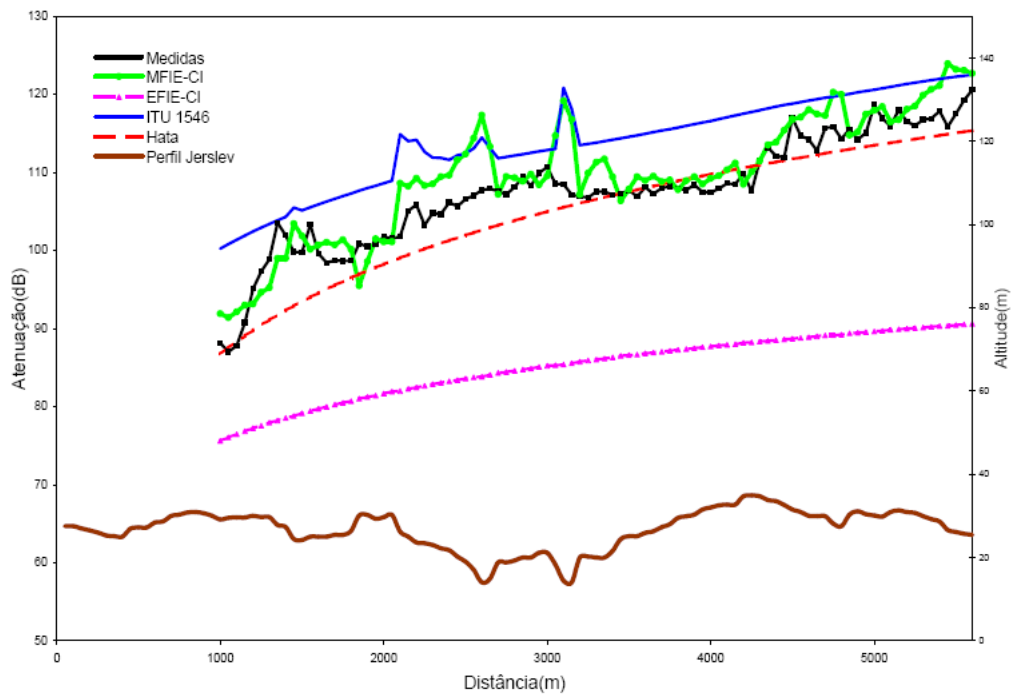


(a) Atenuação

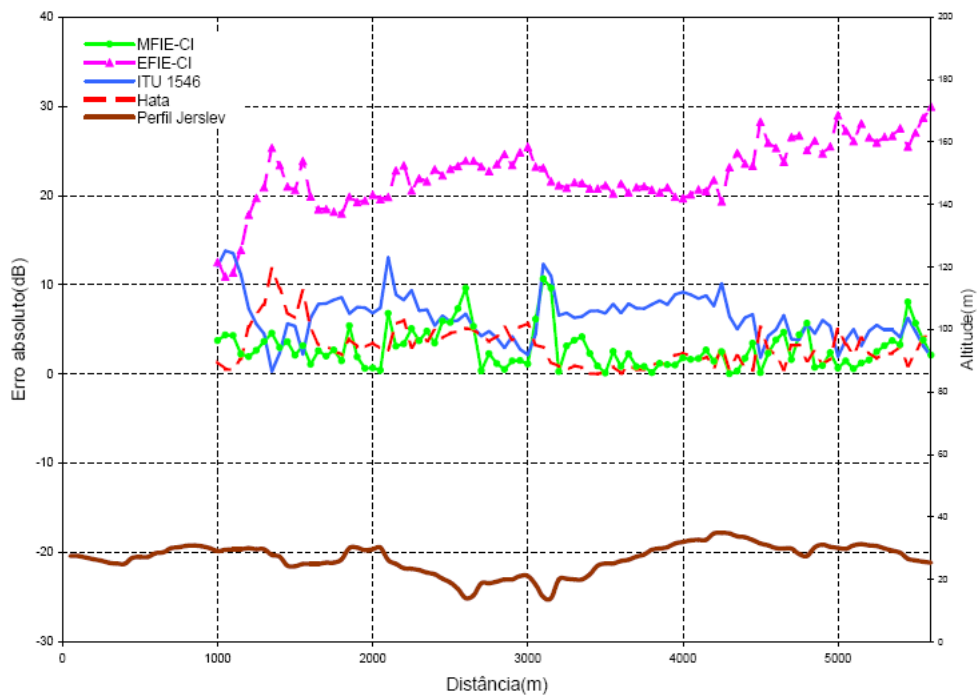


(b) Erro absoluto

Figura 3.12: Atenuação e erro absoluto: perfil de Hjørring em 144 MHz, polarização vertical.

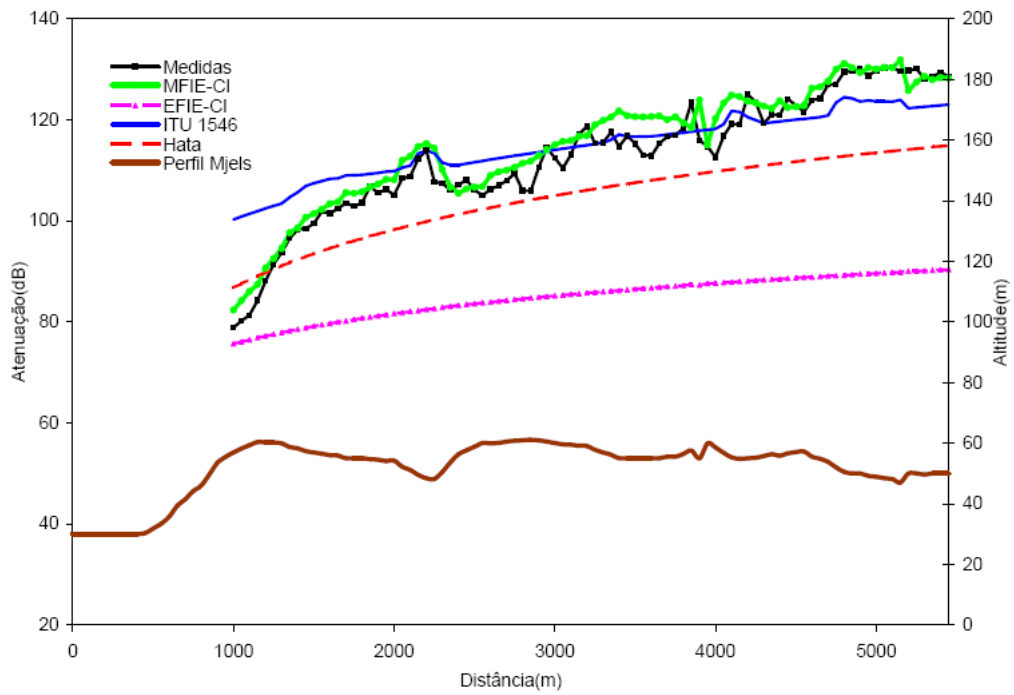


(a) Atenuação

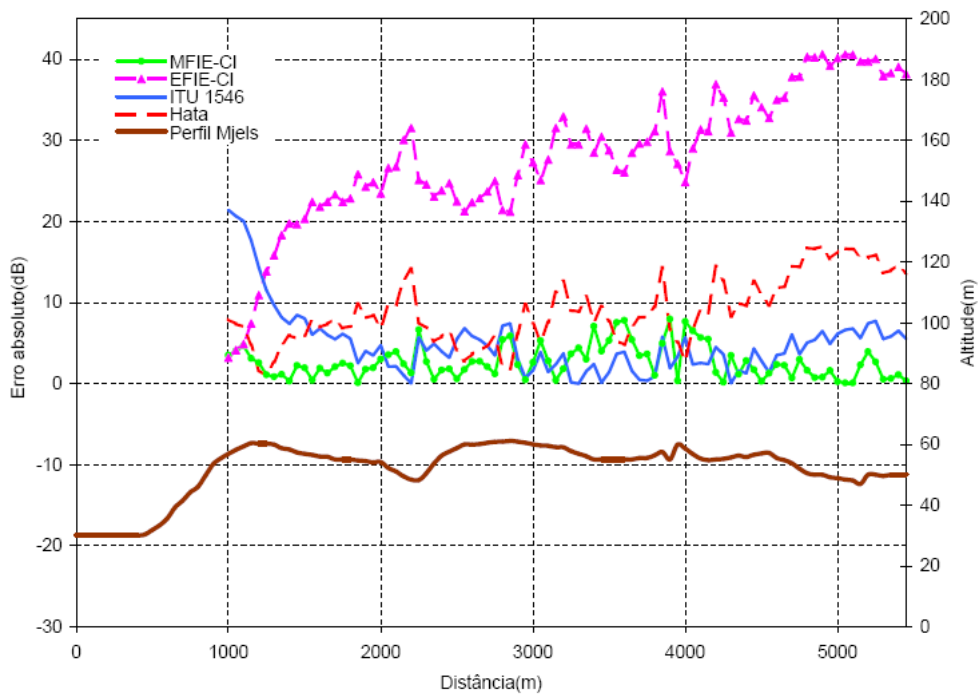


(b) Erro absoluto

Figura 3.13: Atenuação e erro absoluto: perfil de Jerslev em 144 MHz, polarização vertical.

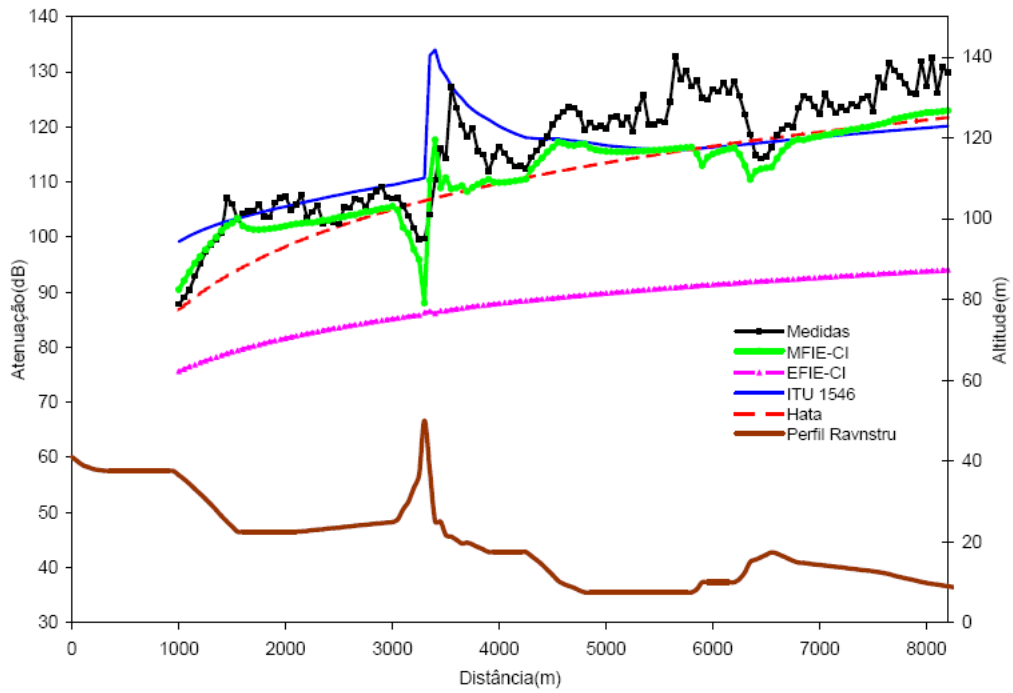


(a) Atenuação

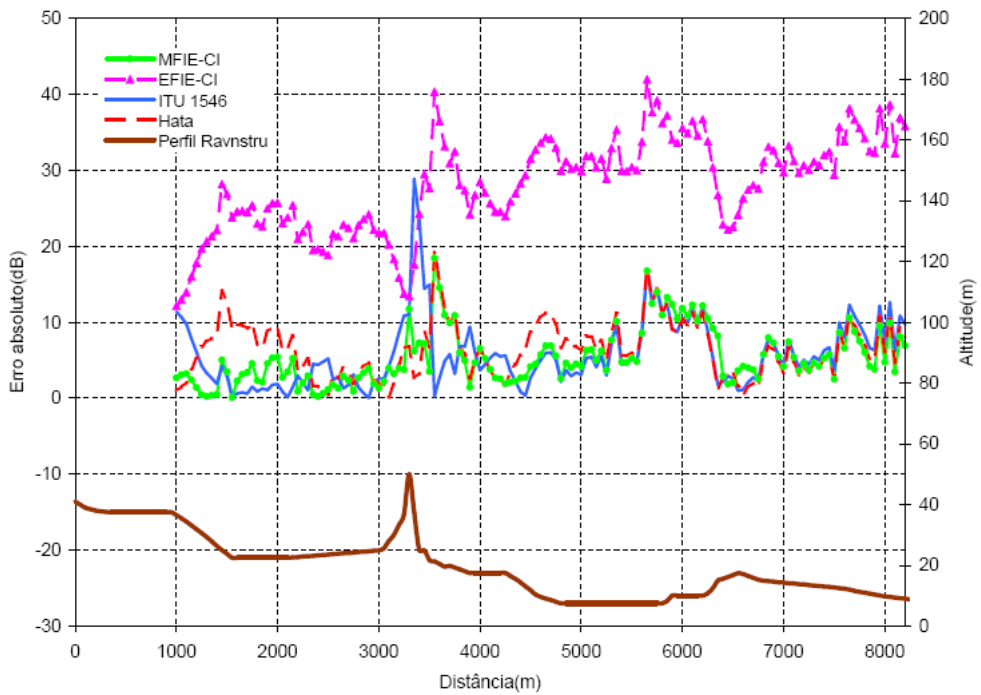


(b) Erro absoluto

Figura 3.14: Atenuação e erro absoluto: perfil de Mjels em 144 MHz, polarização vertical.

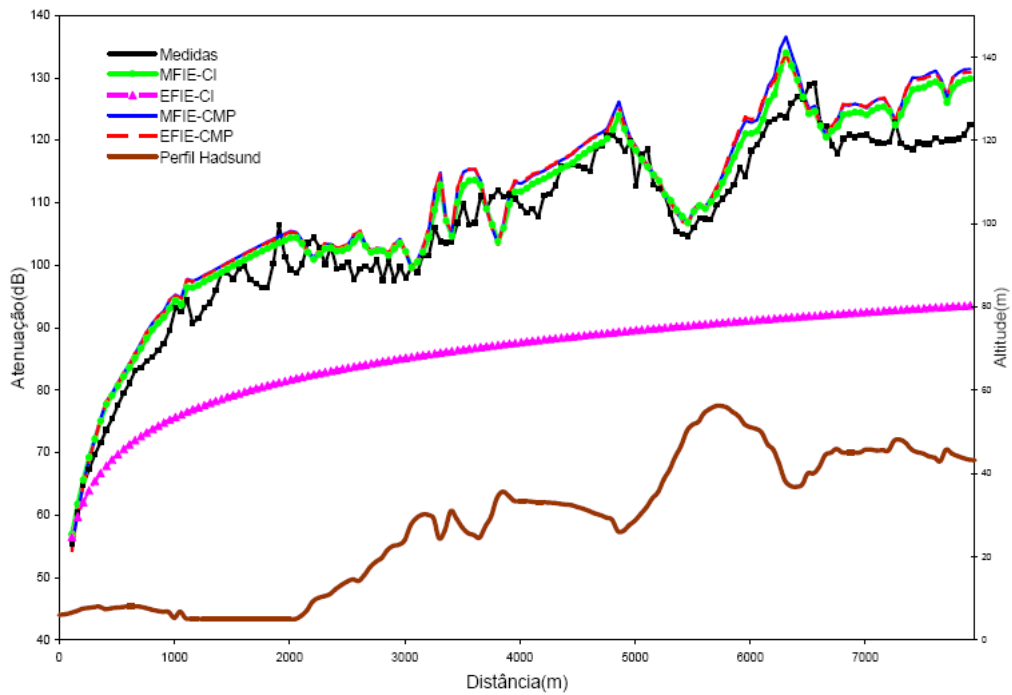


(a) Atenuação

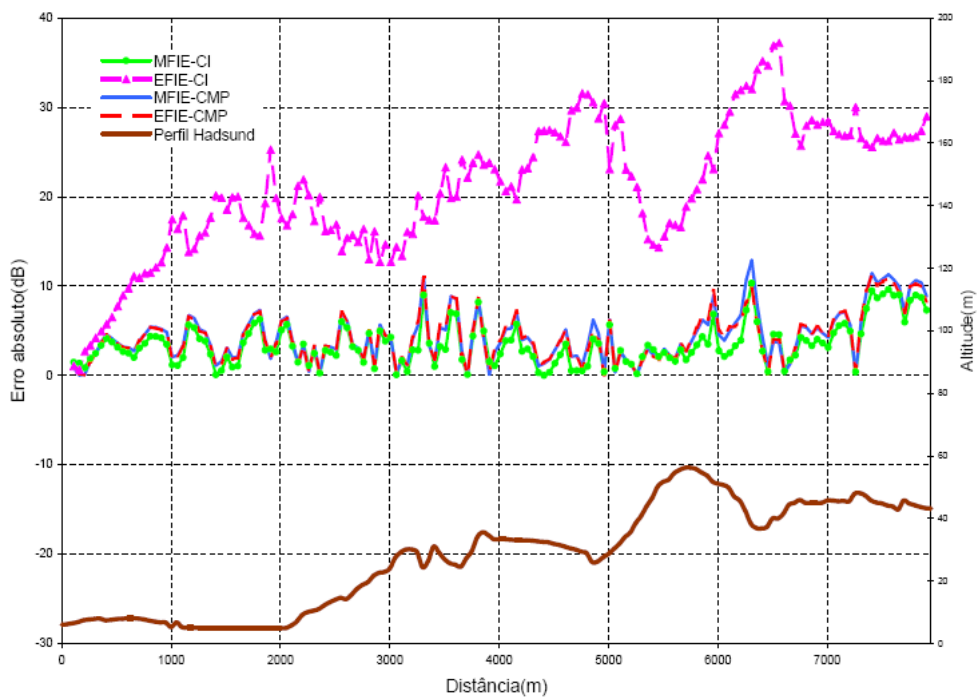


(b) Erro absoluto

Figura 3.15: Atenuação e erro absoluto: perfil de Ravnstru em 144 MHz, polarização vertical.

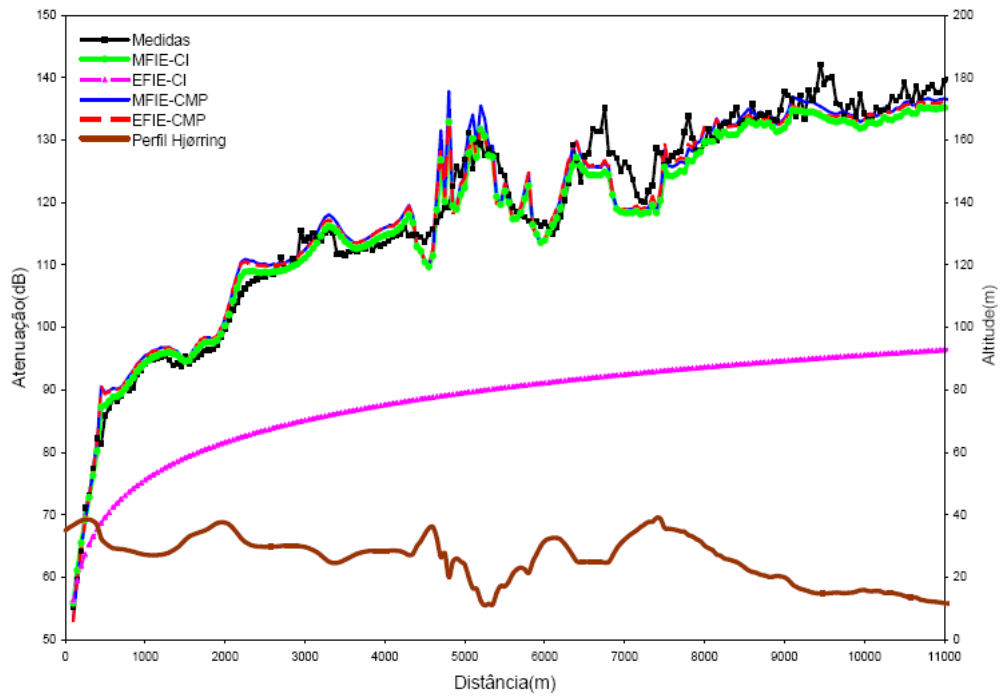


(a) Atenuação

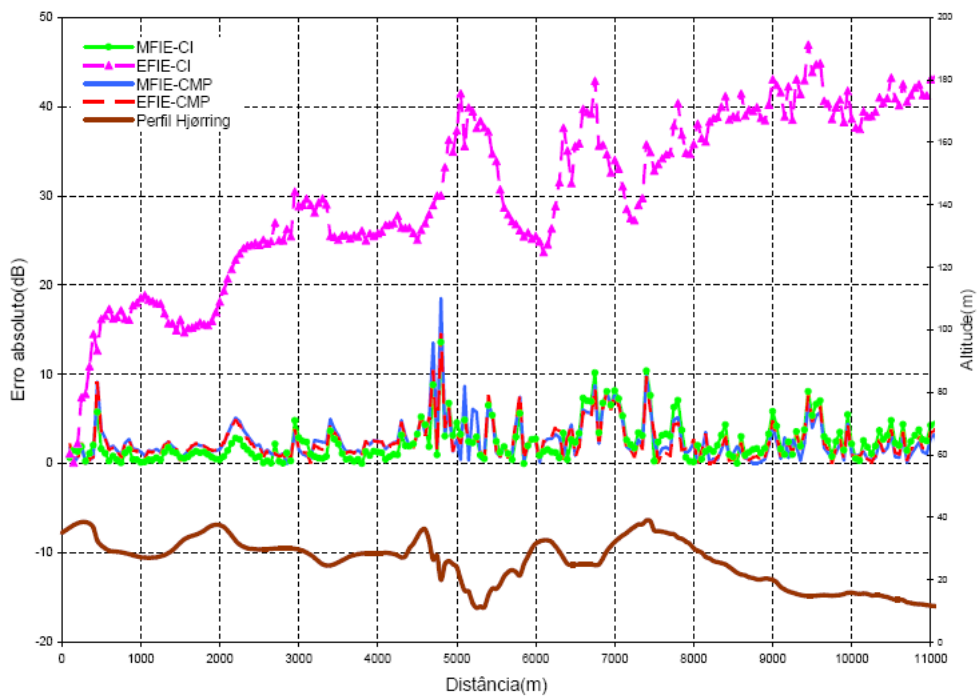


(b) Erro absoluto

Figura 3.16: Comparação formulação CI e CMP: perfil de Hadsund em 144 MHz, polarização vertical.

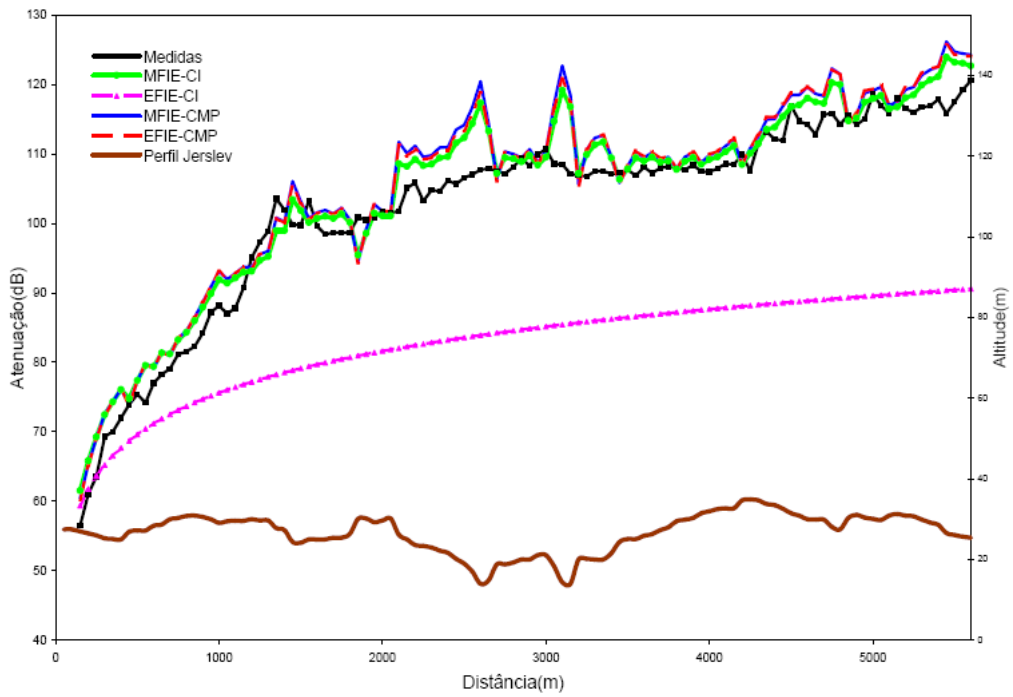


(a) Atenuação

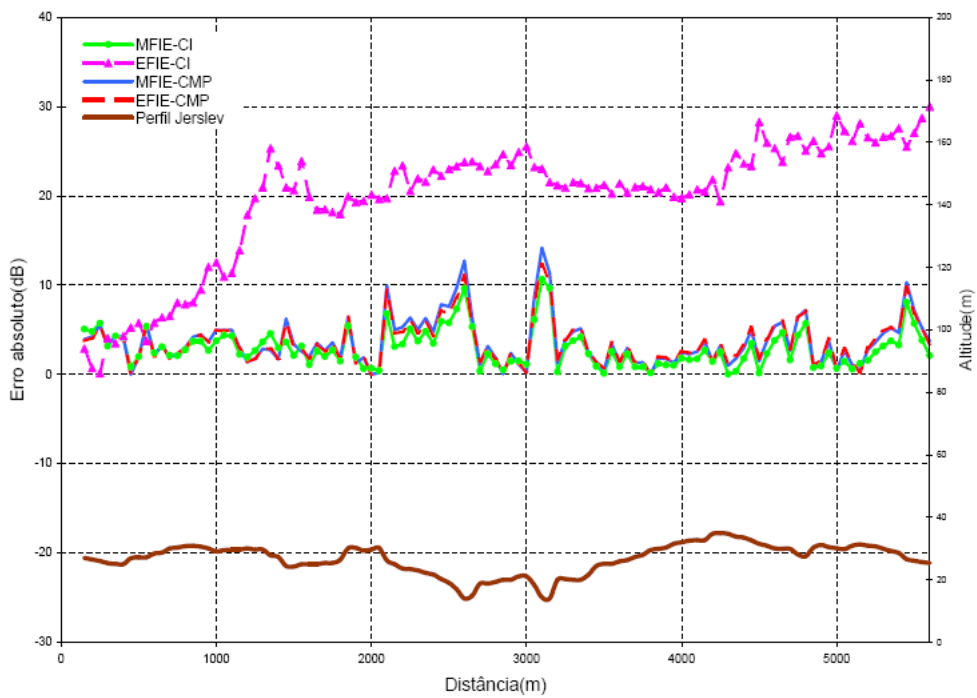


(b) Erro absoluto

Figura 3.17: Comparação formulação CI e CMP: perfil de Hjørring em 144 MHz, polarização vertical.

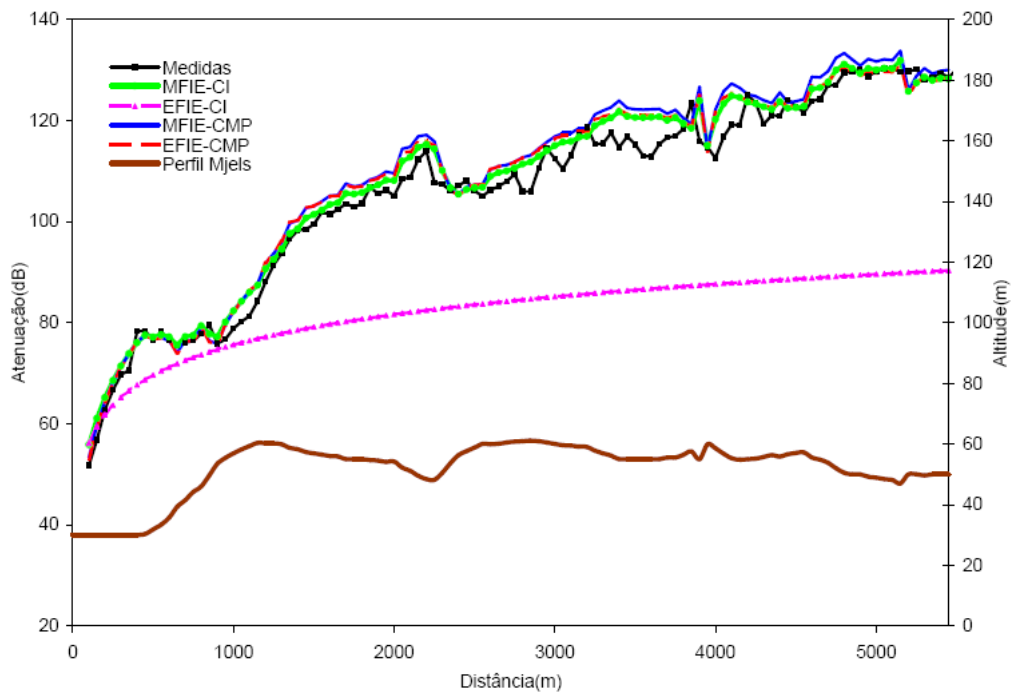


(a) Atenuação

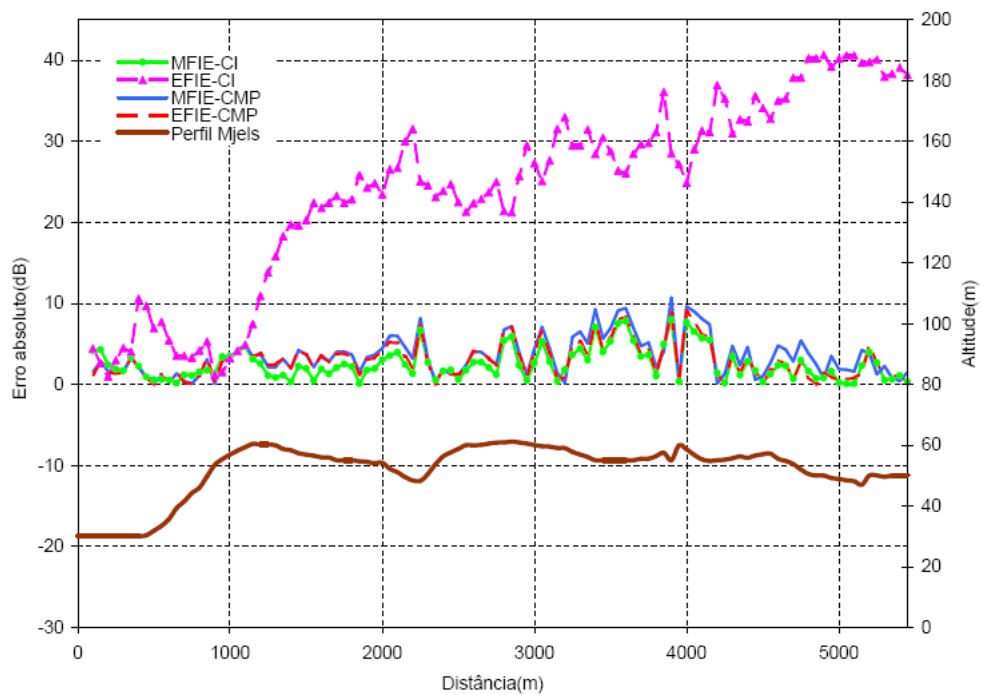


(b) Erro absoluto

Figura 3.18: Comparação formulação CI e CMP: perfil de Jerslev em 144 MHz, polarização vertical.

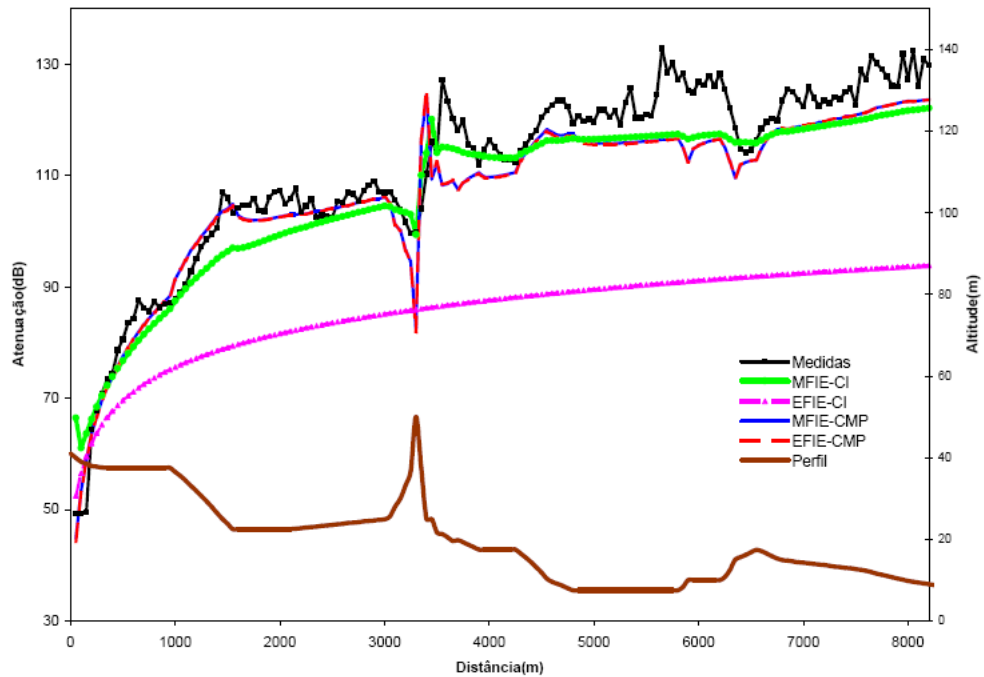


(a) Atenuação

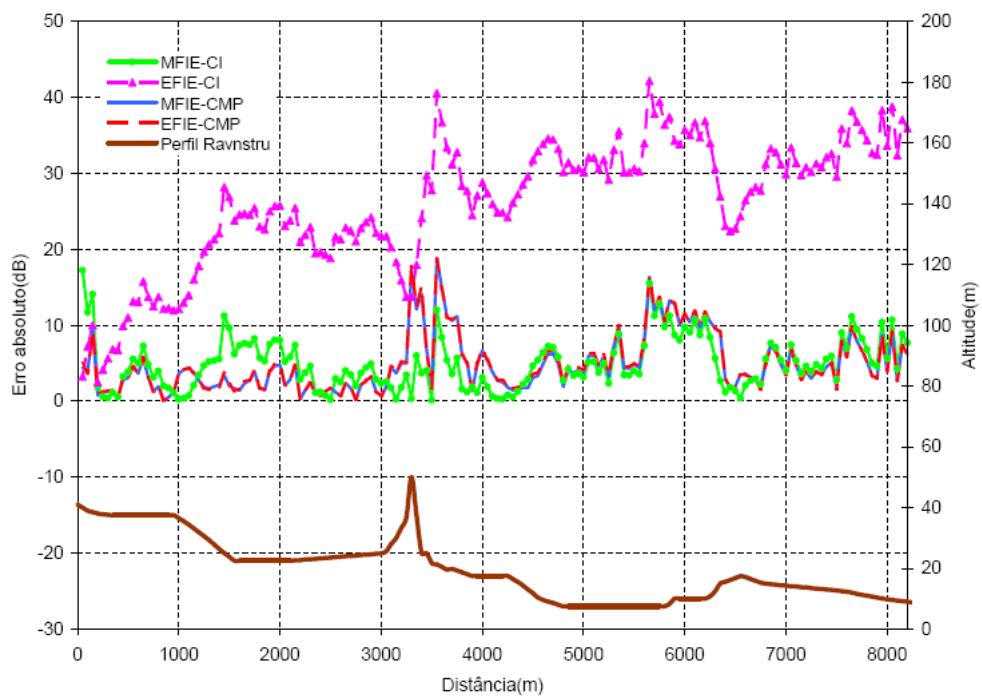


(b) Erro absoluto

Figura 3.19: Comparação formulação CI e CMP: perfil de Mjels em 144 MHz, polarização vertical.



(a) Atenuação



(b) Erro absoluto

Figura 3.20: Comparação formulação CI e CMP: perfil de Ravnstru em 144 MHz, polarização vertical.

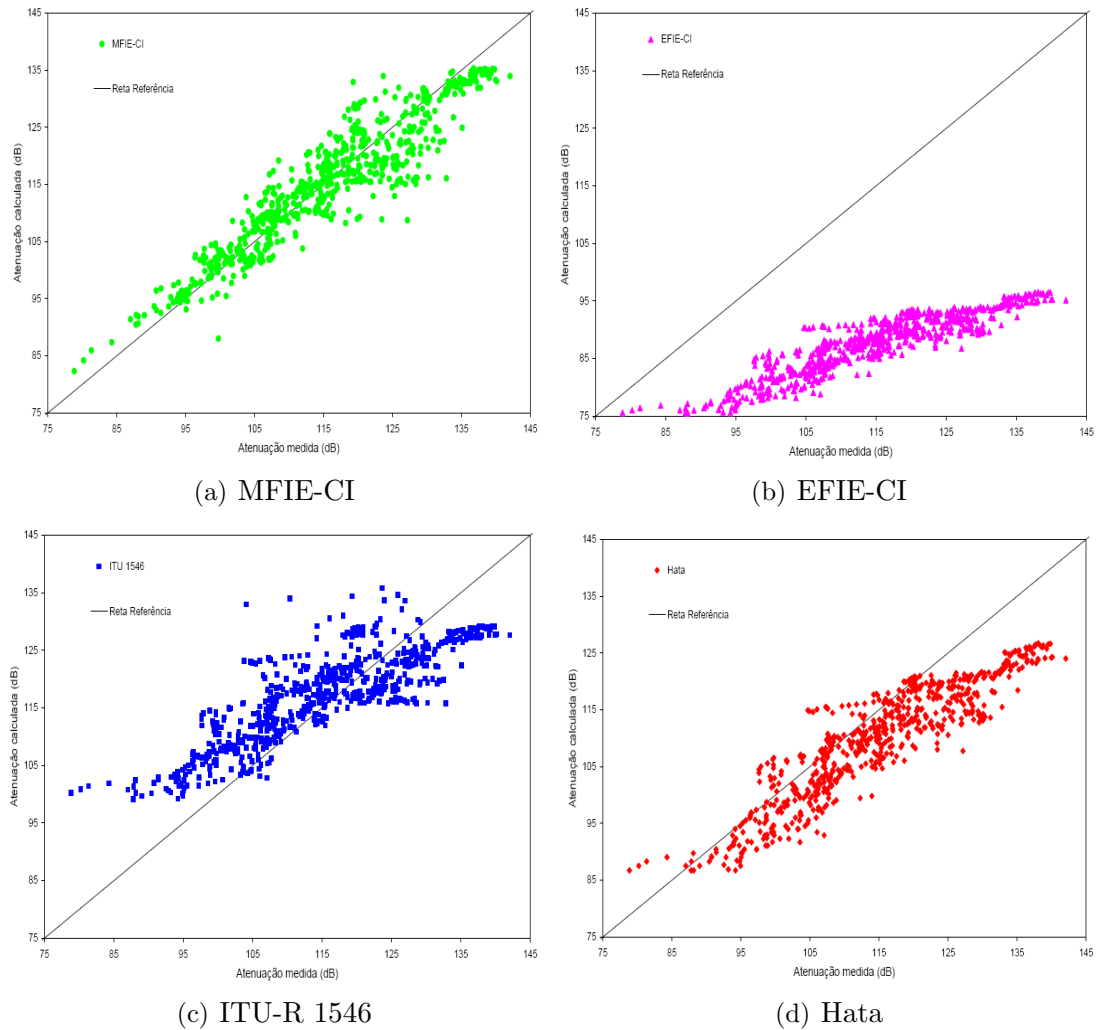
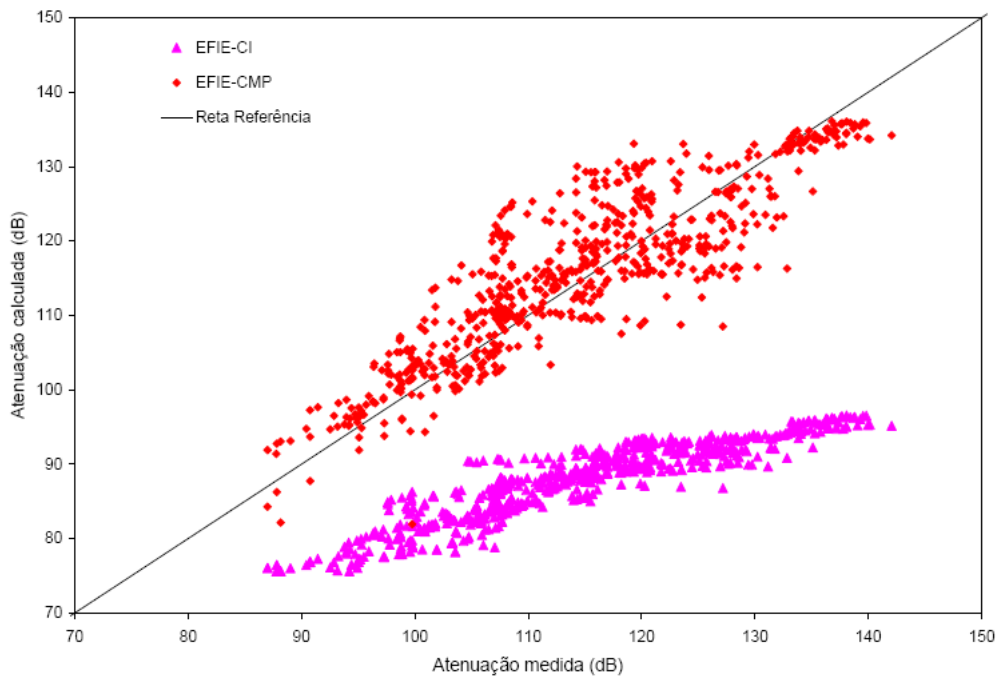


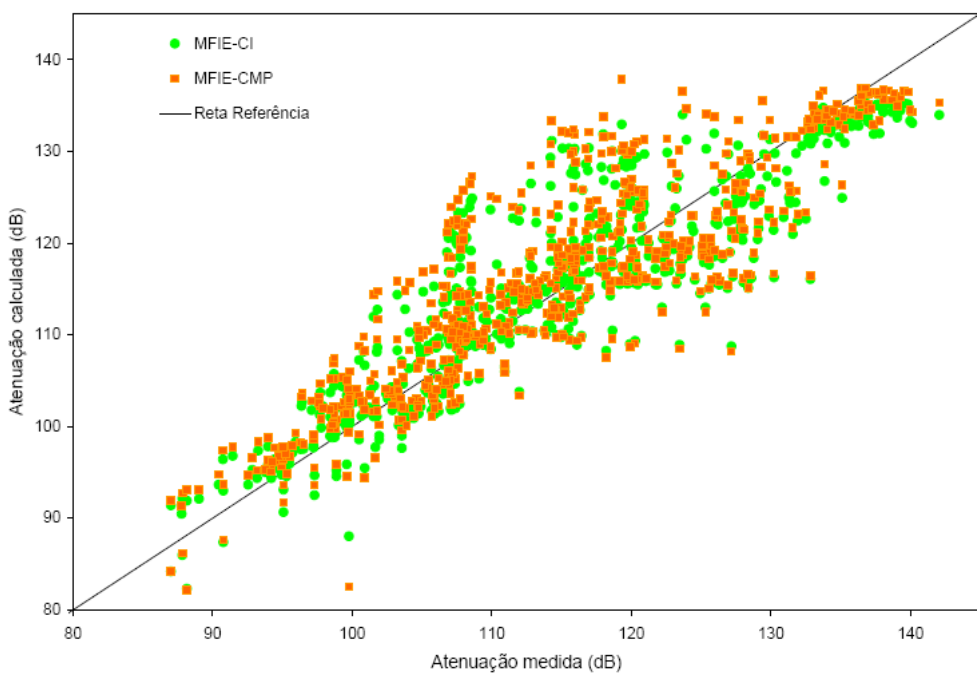
Figura 3.21: Comparação entre medidas e valores calculados para casos na Dinamarca em 144 MHz.

Tabela III.I: Parâmetros estatísticos para casos na Dinamarca em 144 MHz.

Modelo	Erro Médio (dB)	Erro Médio Absoluto (dB)	Desvio Padrão (dB)
Hata	-5,24	6,10	5,22
EFIE-CI	-26,47	26,47	7,49
MFIE-CI	-0,31	2,41	4,42
ITU 1546	3,02	6,61	7,02
EFIE-CMP	1,74	4,52	5,72
MFIE-CMP	1,80	4,68	6,04



(a) EFIE



(b) MFIE

Figura 3.22: Comparação entre equações integrais CI e CMP para casos na Dinamarca em 144 MHz.

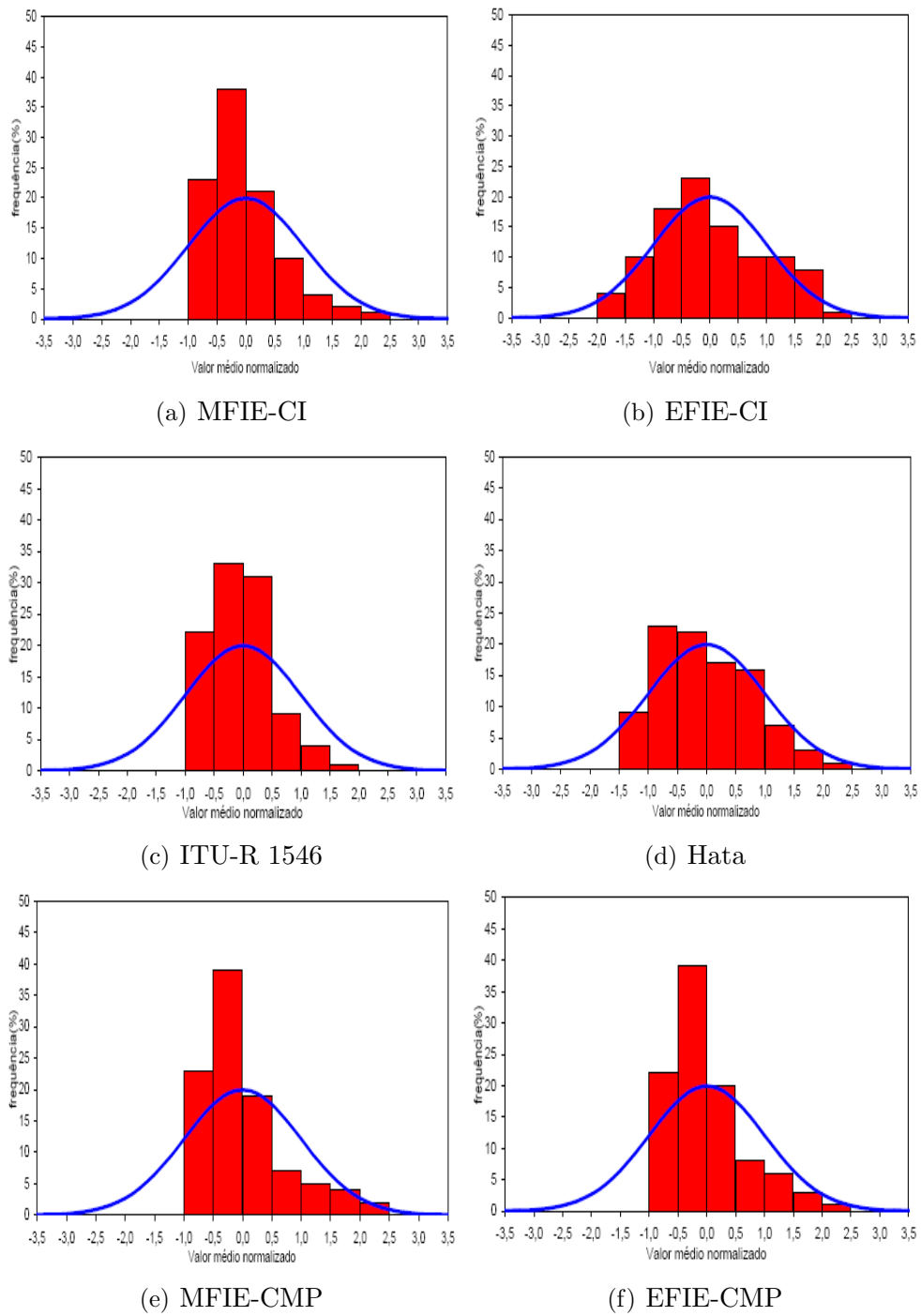


Figura 3.23: Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para casos na Dinamarca em 144 MHz.

Os resultados obtidos para a frequência de 144 MHz mostram a melhor precisão da MFIE-CI em relação aos demais métodos, uma vez que a EFIE-CI não convergiu e apresentou resultados próximos ao modelo espaço livre. Os modelos utilizando equações integrais, excetuando-se a EFIE-CI, melhor se aproximam dos resultados das medidas tomadas ao longo do perfil.

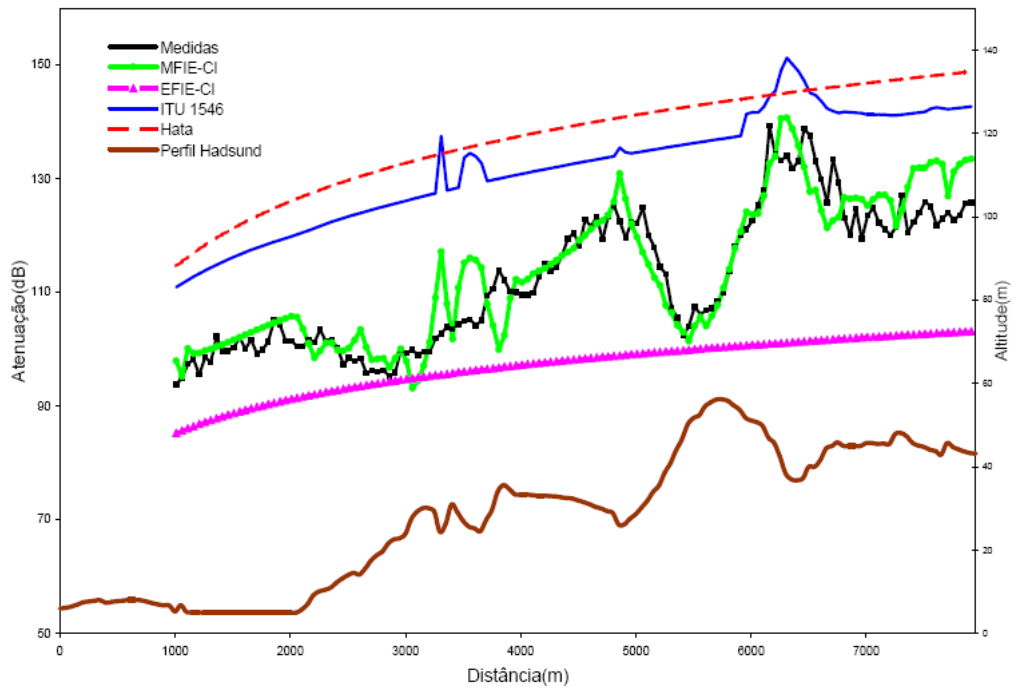
O modelo de Hata, como esperado, apresentou curvas suaves sem conseguir obter as variações referentes às irregularidades do terreno. Conseqüentemente, obteve piores valores estatísticos. A recomendação ITU-R 1546 conseguiu índices bem melhores que o modelo de Hata, e em alguns casos obteve curvas que alcançaram as variações bruscas do campo eletromagnético.

A formulação proposta na Seção 2.2 utilizando equações integrais como solo condutor imperfeito apresentou melhores valores quando comparada com aquela considerando solo condutor magnético perfeito para a MFIE, mesmo os enlaces não envolvendo terrenos mistos.

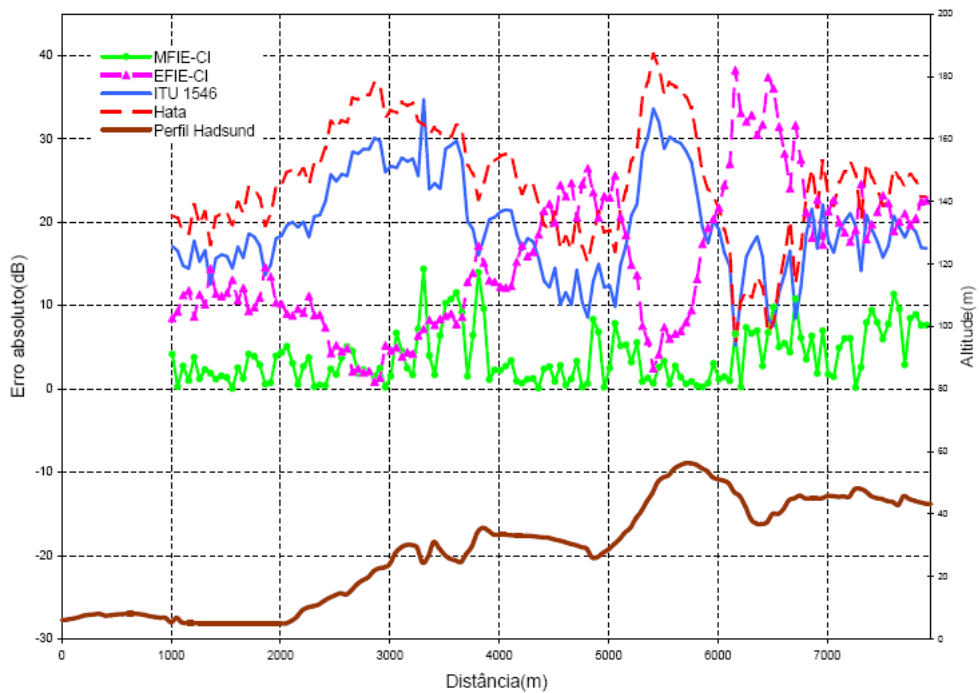
Os resultados para a frequência de 435 MHz são mostrados nas Figuras 3.24-3.31. A atenuação total ao longo dos cinco perfis é calculada de maneira idêntica àquela utilizando 144 MHz, exibindo os valores medidos, equações integrais considerando solo condutor imperfeito, recomendação ITU 1546 e modelo Hata.

Novamente, a MFIE-CI apresentou resultados satisfatórios, enquanto que a EFIE-CI não convergiu. A recomendação ITU 1546 calculou valores mais pessimistas em relação a 144 MHz, aumentando o erro médio. Os erros do modelo de Hata foram bem maiores, prevendo atenuação excessiva em relação às medidas. A figura 3.29 exhibe a performance dos quatro modelos.

A comparação entre o modelo de equações integrais considerando solo CI ou CMP é realizada na figura 3.30. A consideração do solo como CI mostrou valores mais exatos, mas com pequena diferença em relação à formulação com solo CMP. A melhoria da performance foi menor do que os resultados em 144 MHz.



(a) Atenuação

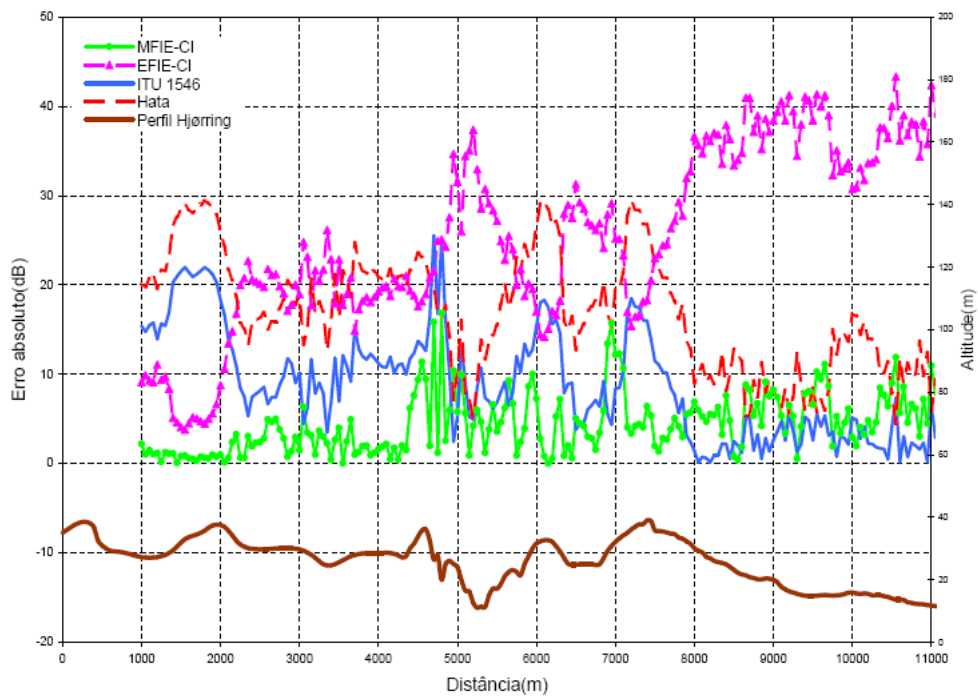


(b) Erro absoluto

Figura 3.24: Atenuação e erro absoluto: perfil de Hadsund em 435 MHz, polarização vertical.

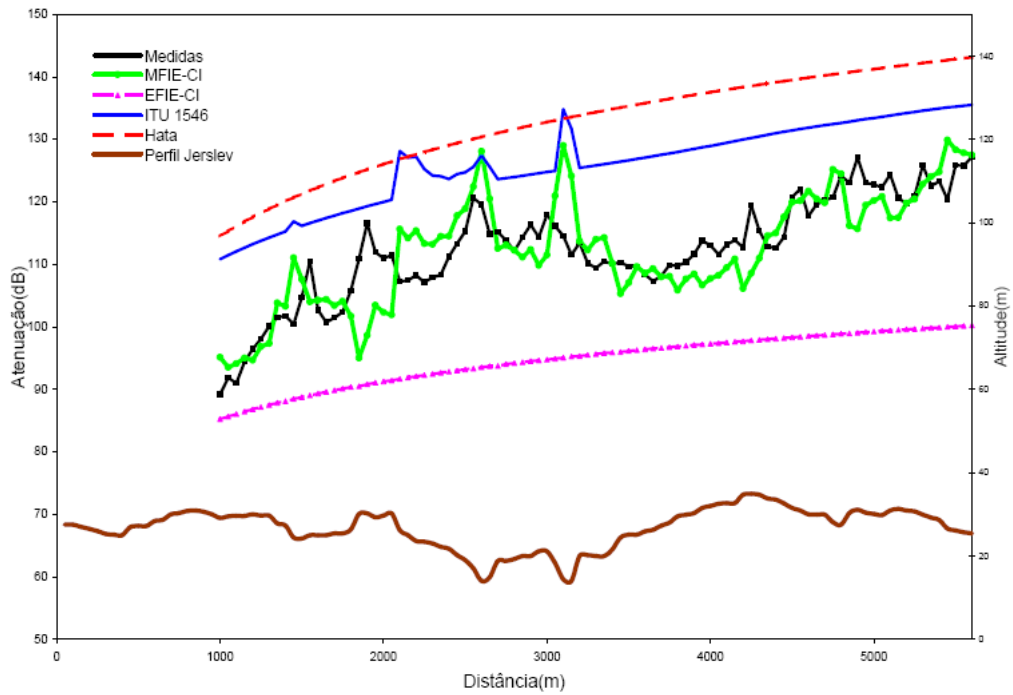


(a) Atenuação

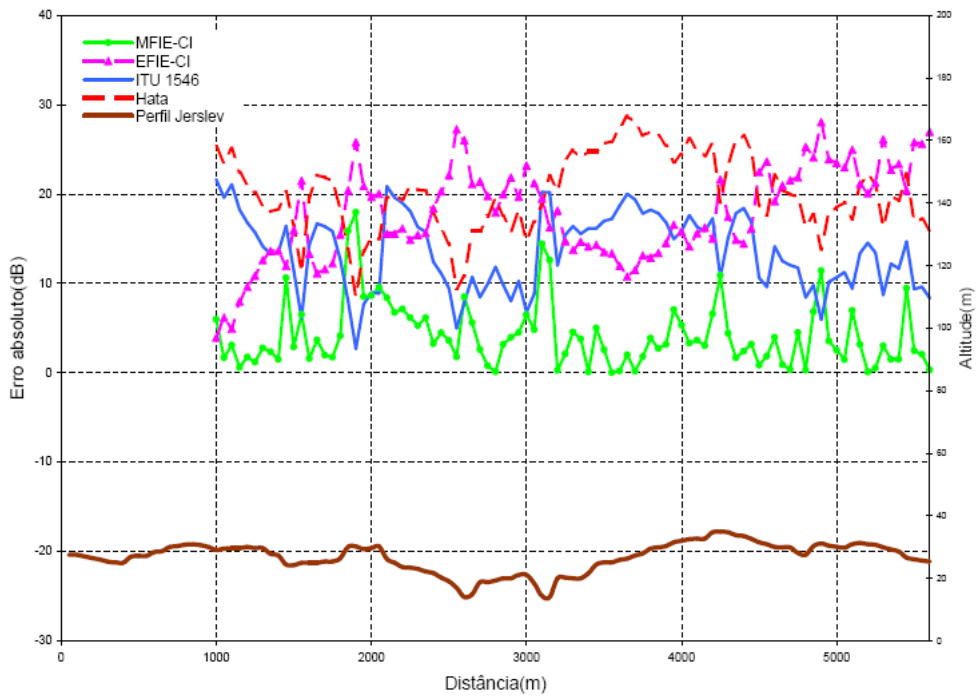


(b) Erro absoluto

Figura 3.25: Atenuação e erro absoluto: perfil de Hjørring em 435 MHz, polarização vertical.

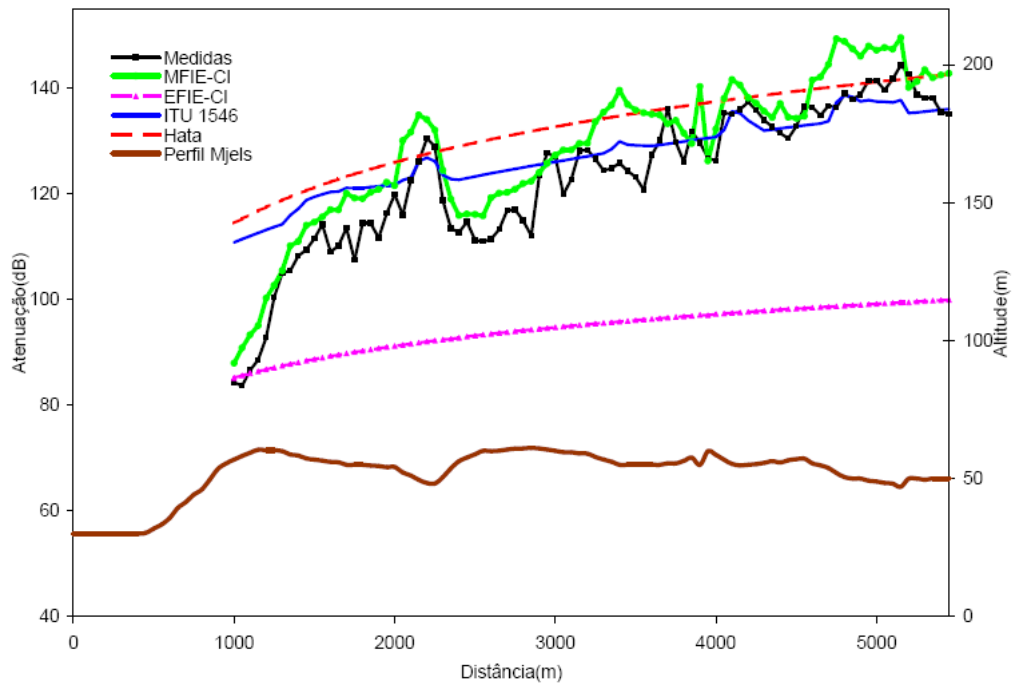


(a) Atenuação

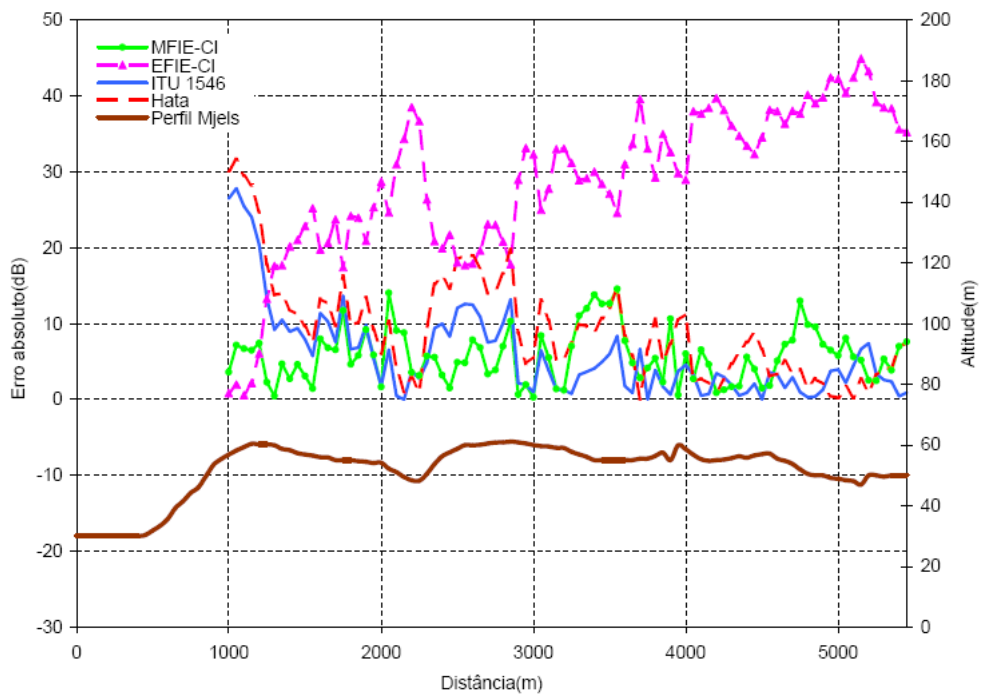


(b) Erro absoluto

Figura 3.26: Atenuação e erro absoluto: perfil de Jerslev em 435 MHz, polarização vertical.

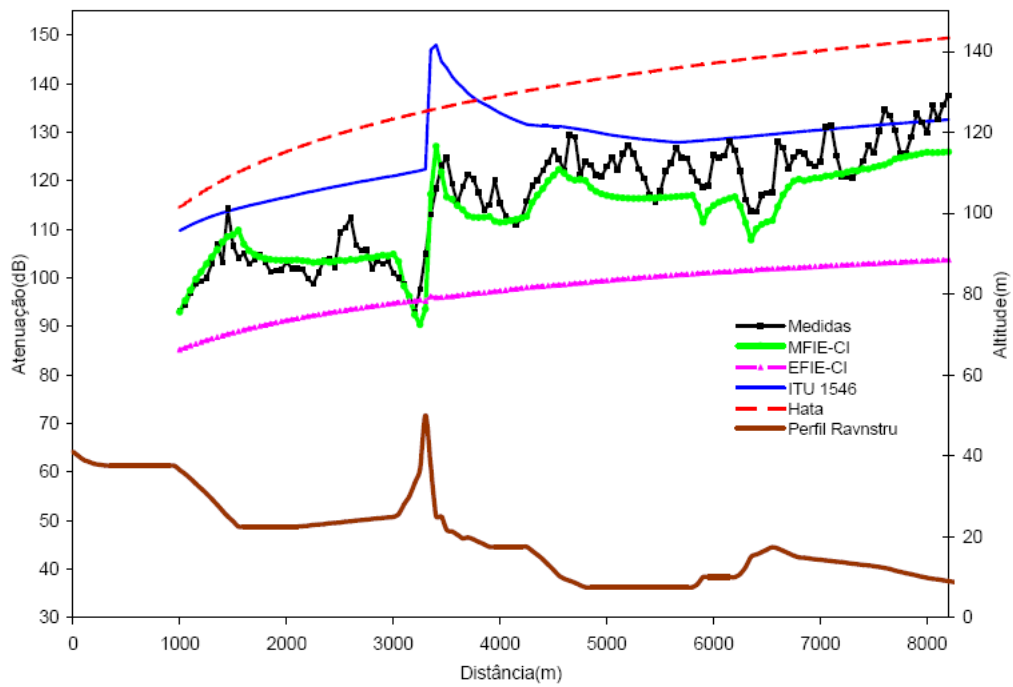


(a) Atenuação

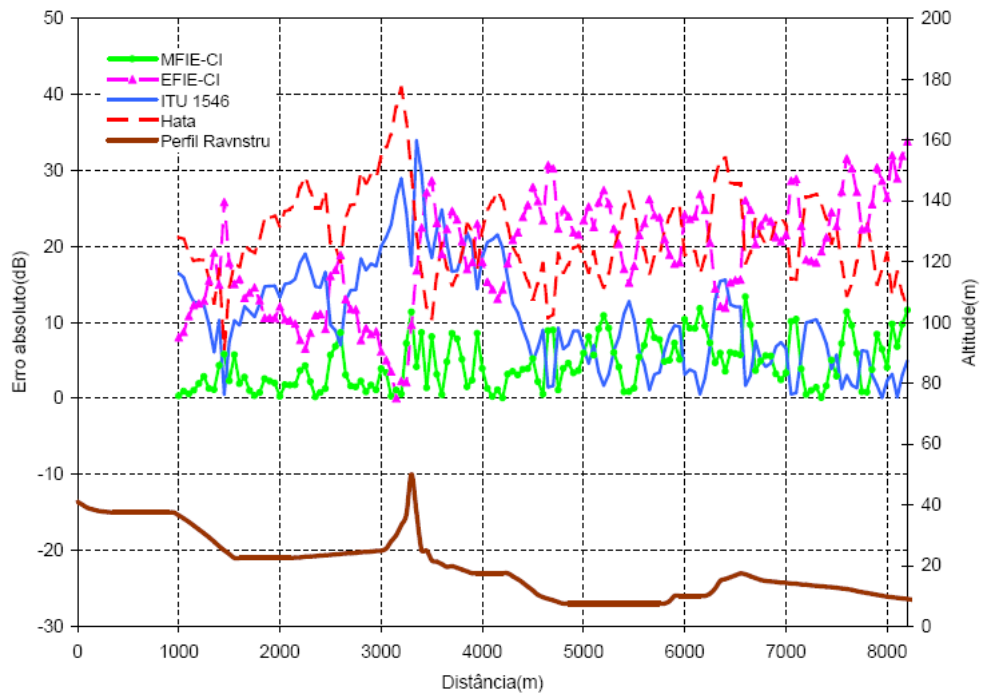


(b) Erro absoluto

Figura 3.27: Atenuação e erro absoluto: perfil de Mjels em 435 MHz, polarização vertical.



(a) Atenuação



(b) Erro absoluto

Figura 3.28: Atenuação e erro absoluto: perfil de Ravnstru em 435 MHz, polarização vertical.

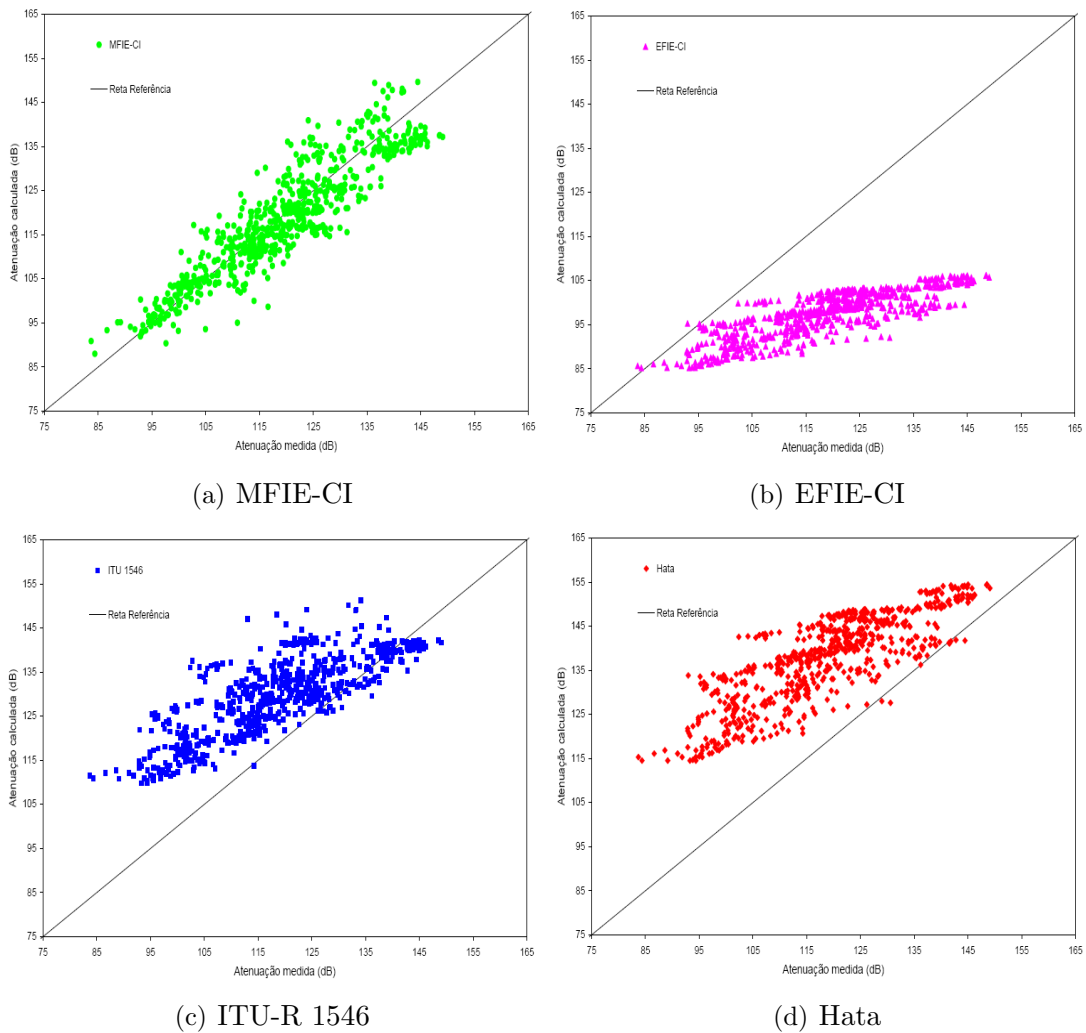
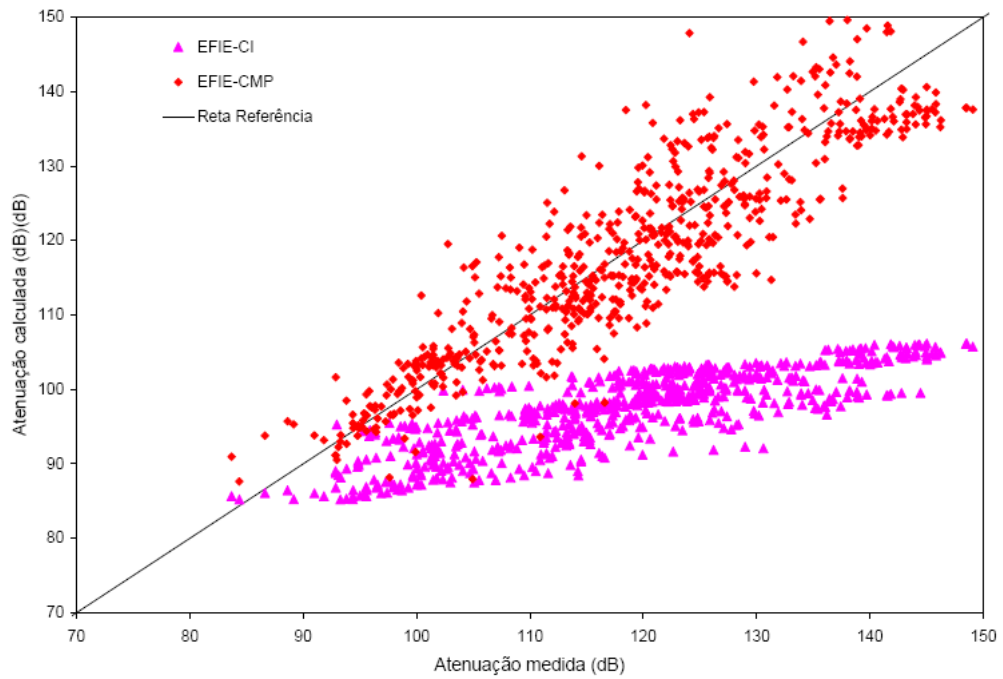


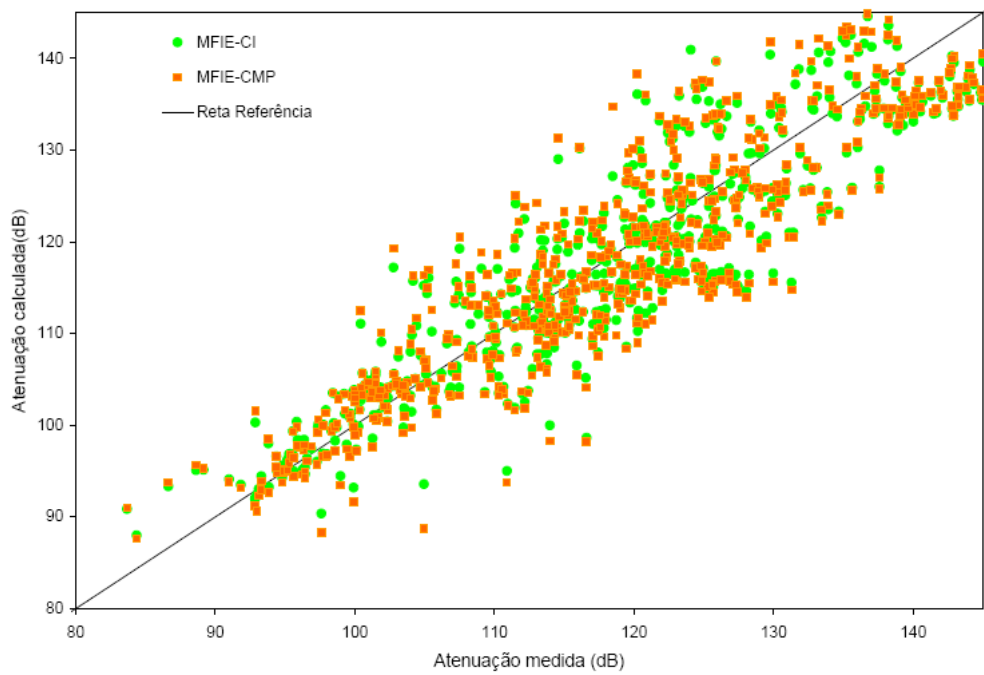
Figura 3.29: Comparação entre medidas e valores calculados casos na Dinamarca em 435 MHz.

Tabela III.II: Parâmetros estatísticos para casos na Dinamarca em 435 MHz.

Modelo	Erro Médio (dB)	Erro Médio Absoluto (dB)	Desvio Padrão (dB)
Hata	18,90	18,92	7,90
EFIE-CI	-21,26	21,28	9,90
MFIE-CI	-0,72	4,45	5,57
ITU 1546	11,09	11,77	8,49
EFIE-CMP	-1,58	5,18	6,15
MFIE-CMP	-1,61	5,35	6,08



(a) EFIE



(b) MFIE

Figura 3.30: Comparação entre equações integrais CI e CMP casos na Dinamarca em 435 MHz.

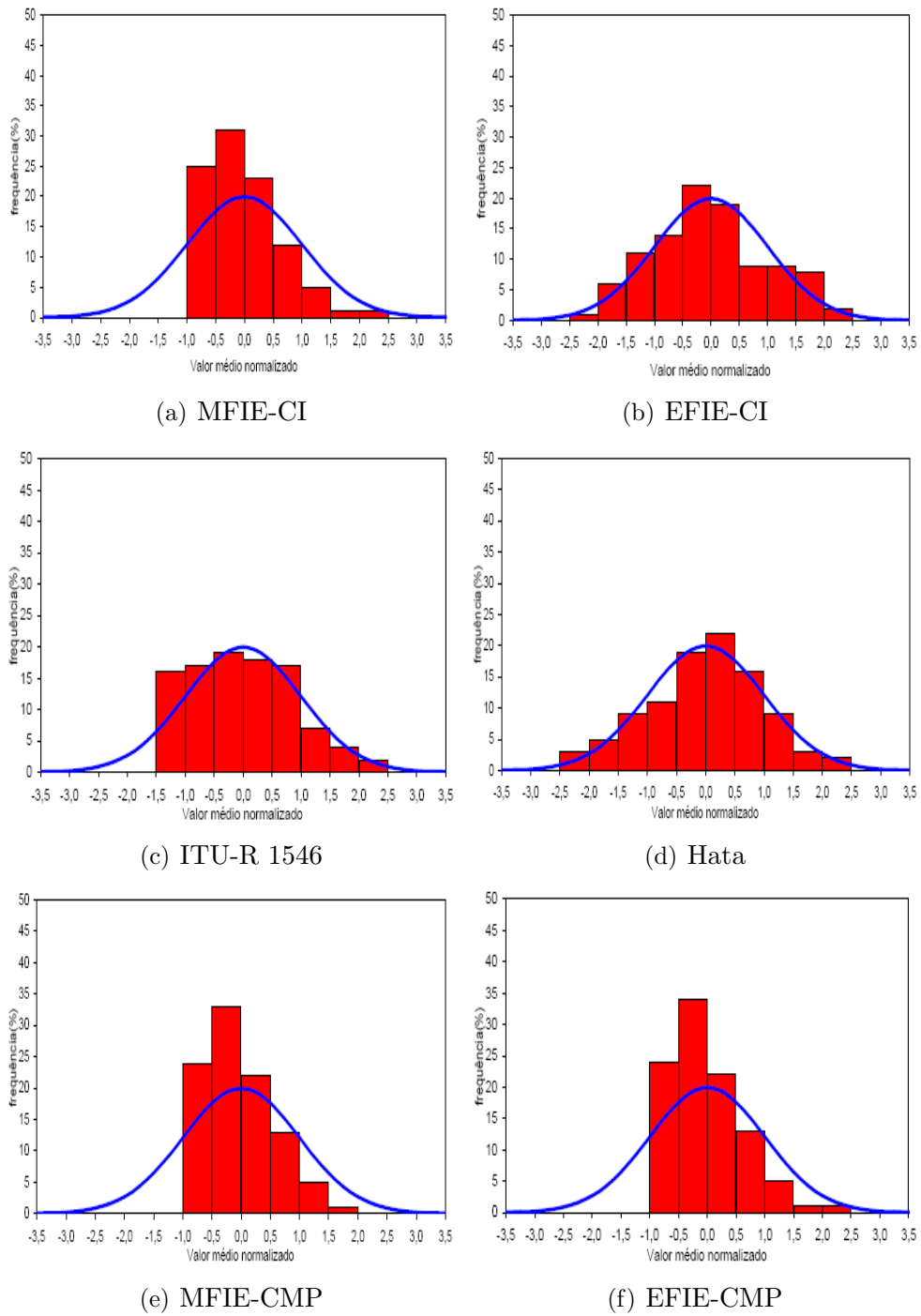


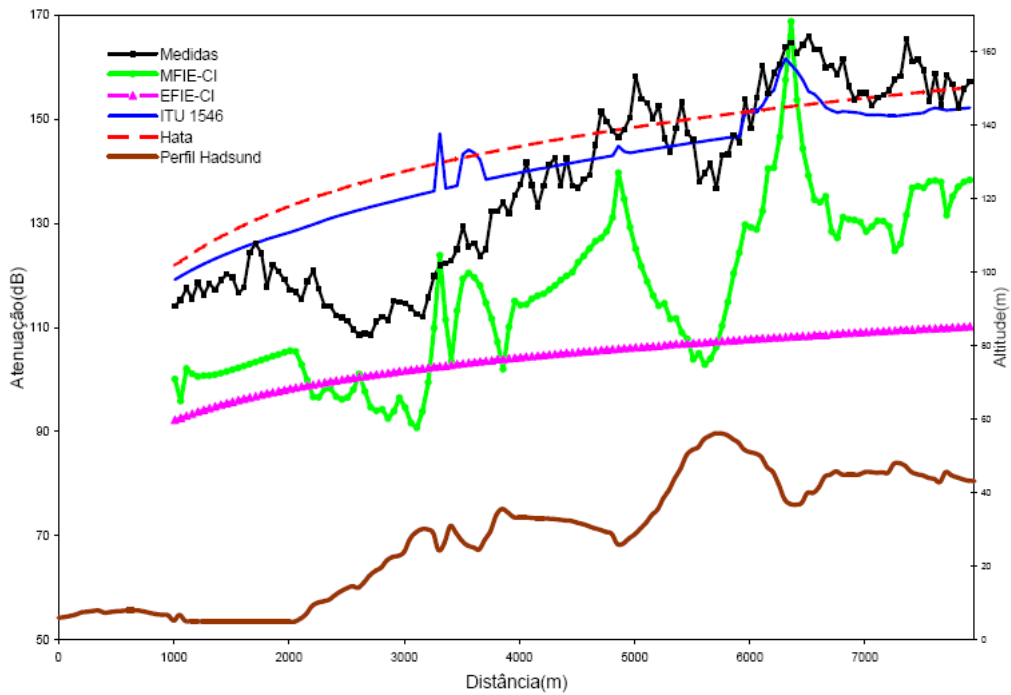
Figura 3.31: Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para casos na Dinamarca em 435 MHz.

As Figuras 3.32-3.36 mostram os resultados para a frequência de 970 MHz. Pode-se perceber que os erros obtidos pelos modelos utilizando equações integrais aumentaram para essa frequência. Os resultados estão em concordância com Hviid *et al.* [8], obtendo erros crescentes em função do aumento da frequência de operação. Como os enlaces para todas as frequências foram calculados com 4 segmentos/ λ , esse efeito poderia ser minimizado utilizando maior número de segmentos/ λ com o aumento da frequência.

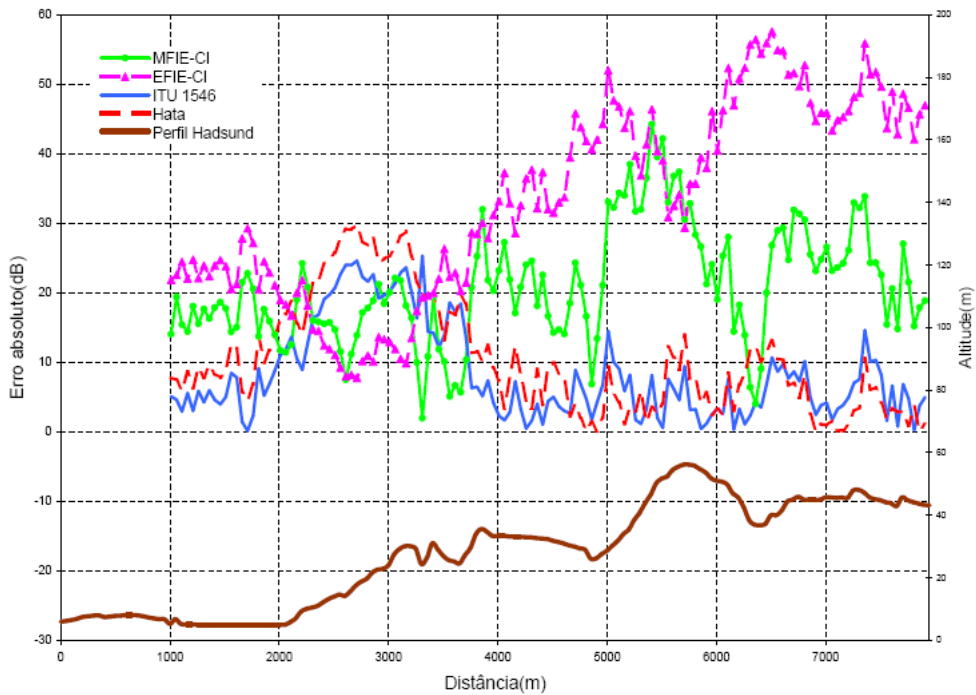
Os modelos ITU-R 1546 e Hata alcançaram melhor performance quando comparados com os dados em 435 MHz. A Figura 3.37 mostra os valores preditos pelos modelos plotados sobre a reta de referência. Observa-se a melhor performance da MFIE-CI e que a maioria dos valores referentes ao modelo ITU-R 1546 e Hata se encontram acima da reta, ou seja, apresentaram atenuação maior que as medidas. O ganho na exatidão dos valores preditos ao se considerar solo condutor imperfeito (CI), exibido na Figura 3.38, é o maior para as três frequências analisadas. Nessa frequência, a formulação considerando solo CMP exhibe maior dispersão nos gráficos com a reta de referência.

Os pontos considerados nos cinco perfis localizados na Dinamarca são analisados conjuntamente nas Figuras 3.40-3.42 para todas as três frequências citadas. O total de pontos analisados envolvendo todos os casos e frequências é de 2010 pontos. A Figura 3.40 exhibe a performance total dos métodos considerados. Os comentários sobre a exatidão de cada modelo são os mesmos discutidos anteriormente. Em resumo a MFIE-CI mais se aproxima da reta de referência, a EFIE-CI calculou todos os valores abaixo das medidas (não convergiu e se aproximou do modelo espaço livre), o modelo ITU-R 1546 manteve valores próximos da reta com maioria acima das medidas, e modelo Hata apresentando maior dispersão e valores quase sempre maiores do que as medidas.

Na Figura 3.38 fica evidente o ganho da MFIE-CI em relação à MFIE-CMP. Observa-se que nenhum dos cinco perfis estudados apresentam terreno misto, e a diferença entre as formulações tende a aumentar quando envolvidos lagos, mares e rios nos terrenos. Assim, o aumento da eficácia quando considerado solo condutor imperfeito é esperado na aplicação em terrenos mistos e será discutido na Seção 3.2.4. Como a EFIE-CI não convergiu, a EFIE-CMP ainda é melhor opção para os casos analisados.

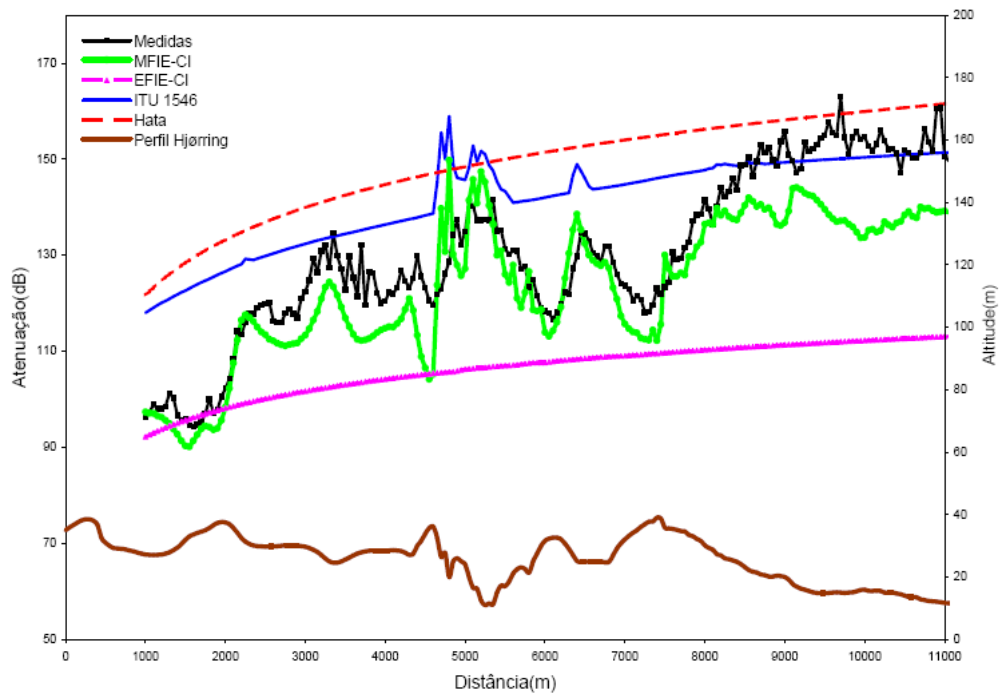


(a) Atenuação

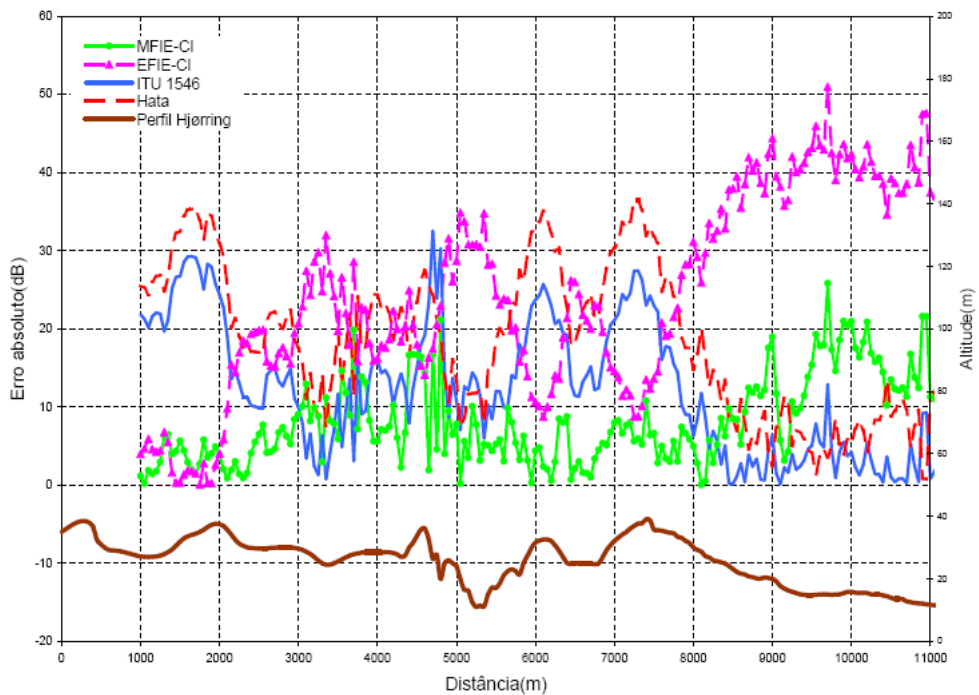


(b) Erro absoluto

Figura 3.32: Atenuação e erro absoluto: perfil de Hadsund em 970 MHz, polarização vertical.

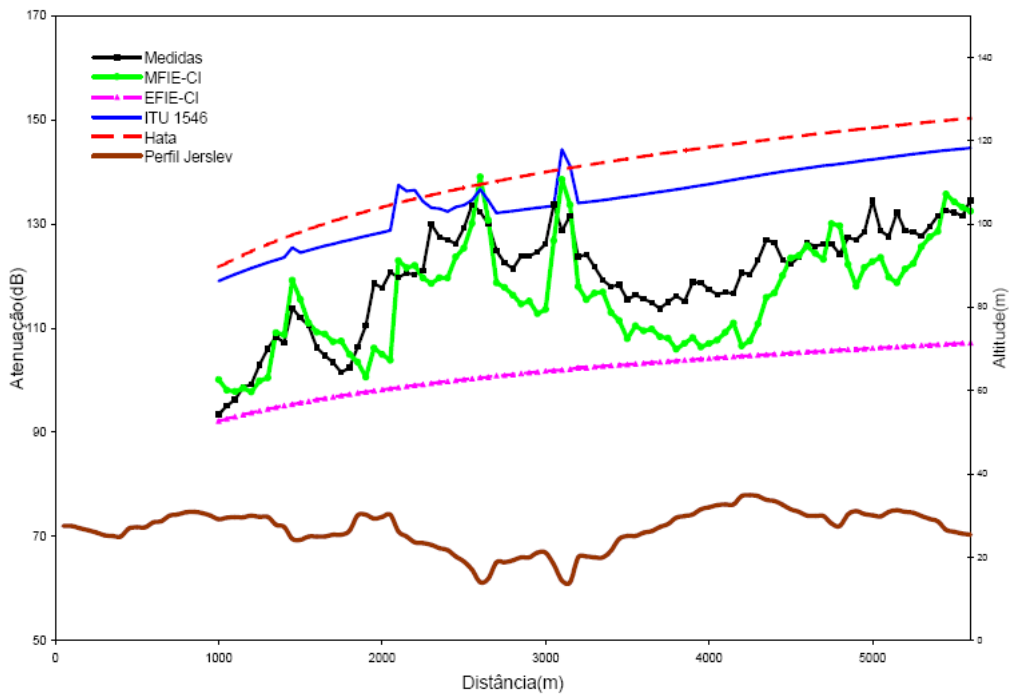


(a) Atenuação

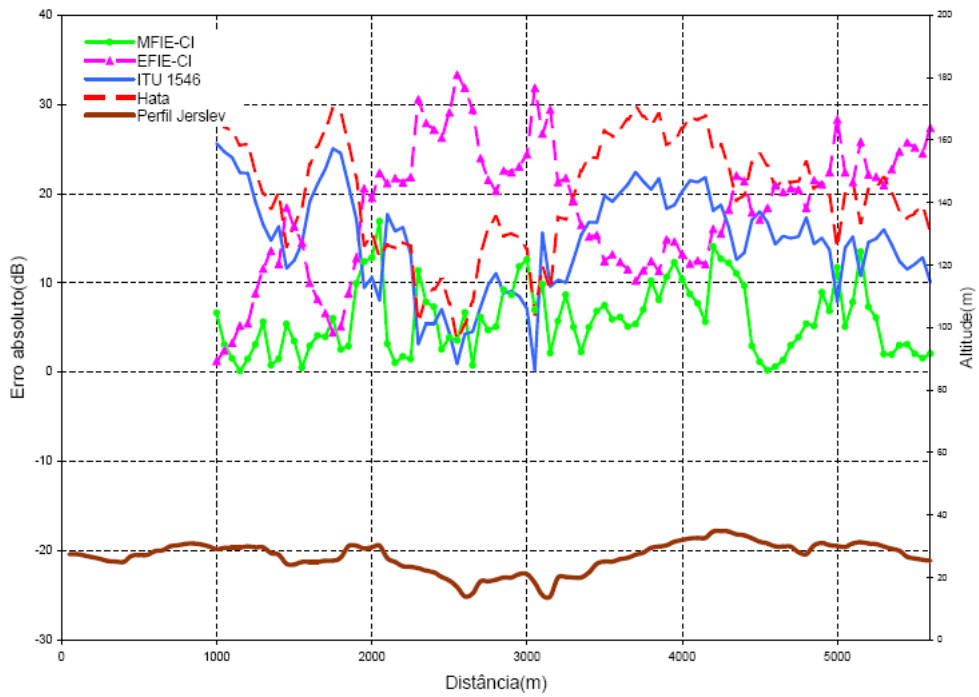


(b) Erro absoluto

Figura 3.33: Atenuação e erro absoluto: perfil de Hjørring em 970 MHz, polarização vertical.

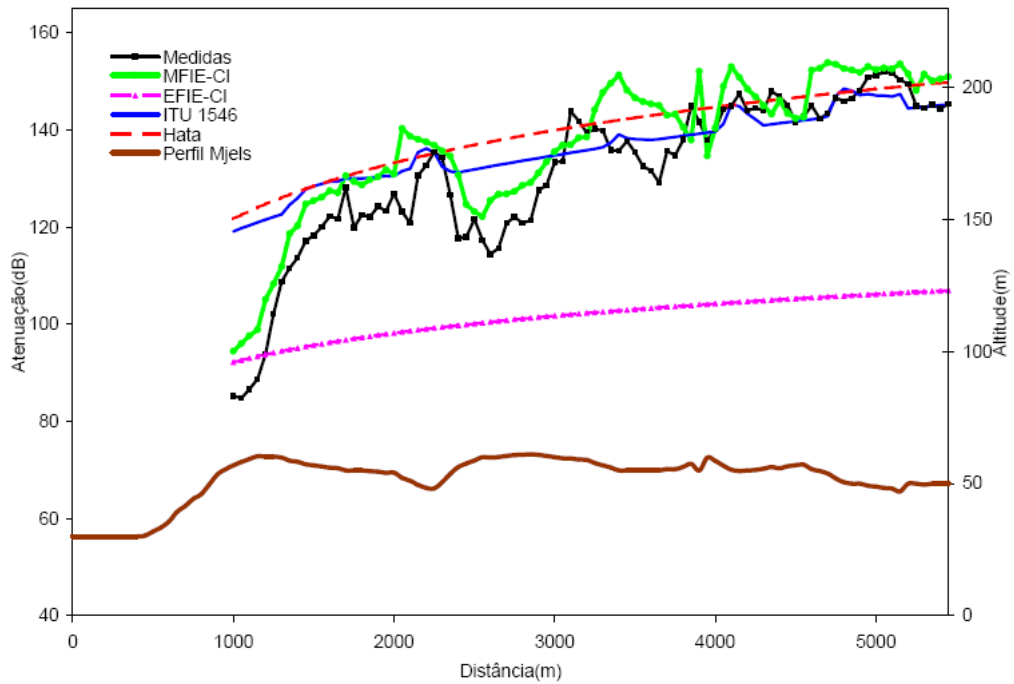


(a) Atenuação

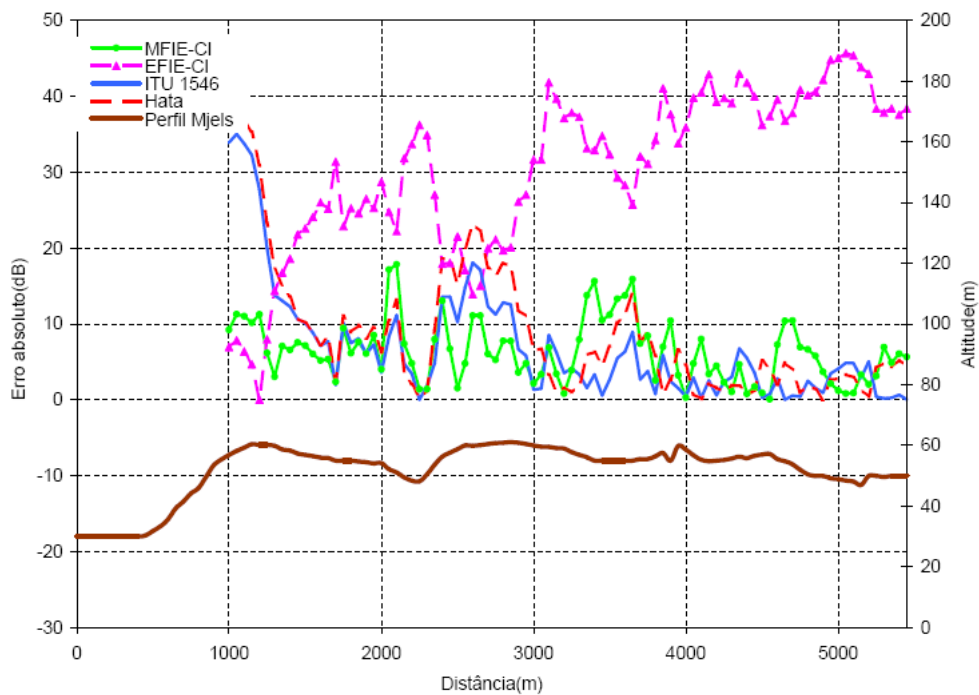


(b) Erro absoluto

Figura 3.34: Atenuação e erro absoluto: perfil de Jerslev em 970 MHz, polarização vertical.

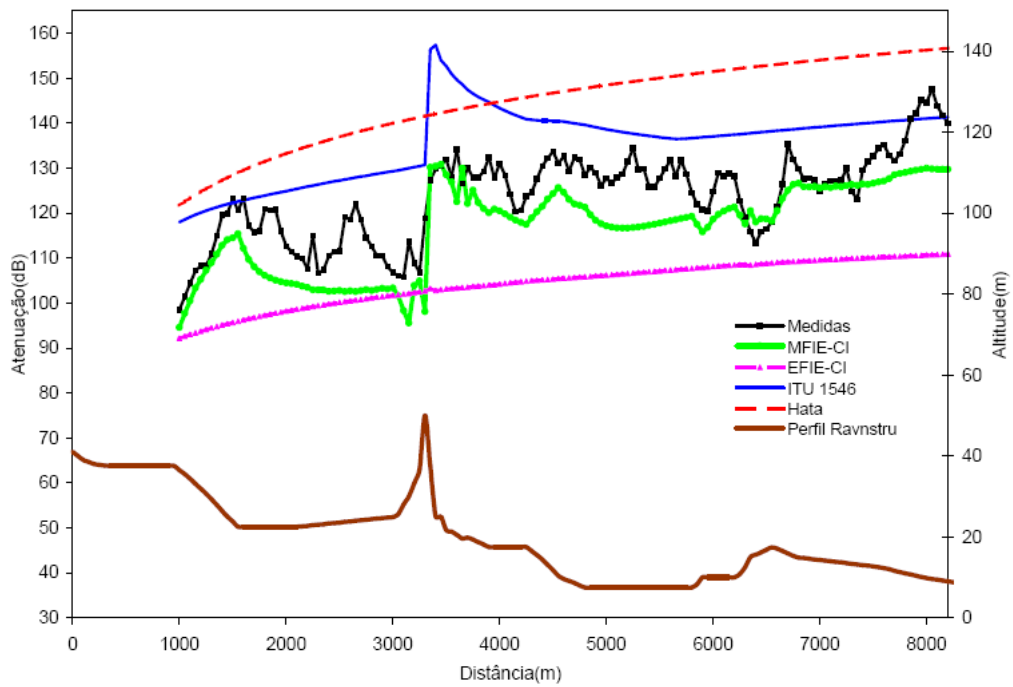


(a) Atenuação

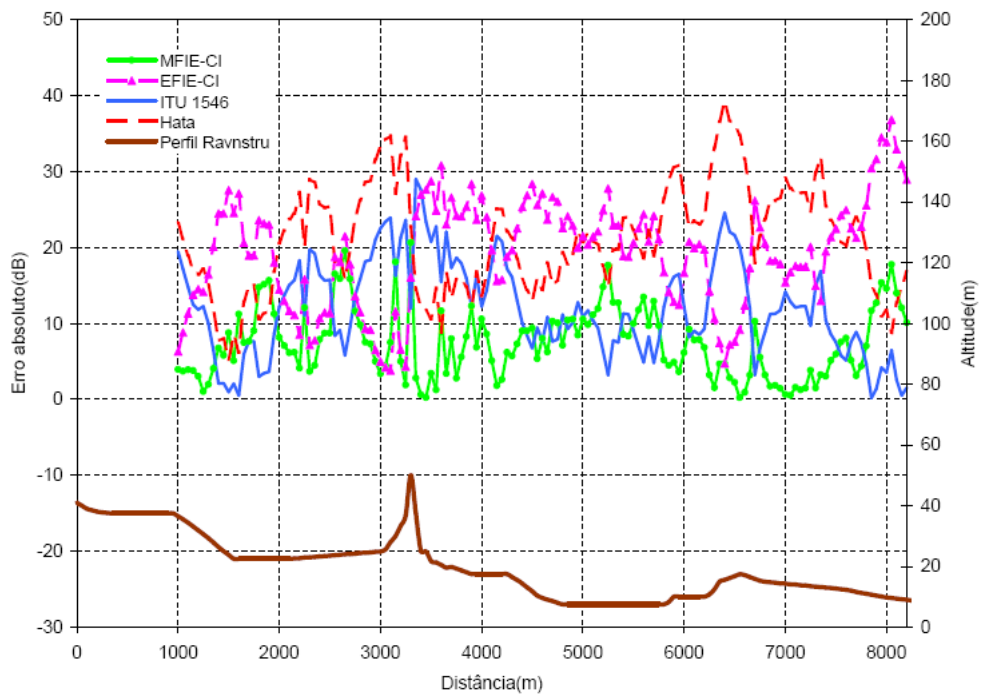


(b) Erro absoluto

Figura 3.35: Atenuação e erro absoluto: perfil de Mjels em 970 MHz, polarização vertical.



(a) Atenuação



(b) Erro absoluto

Figura 3.36: Atenuação e erro absoluto: perfil de Ravnstru em 970 MHz, polarização vertical.

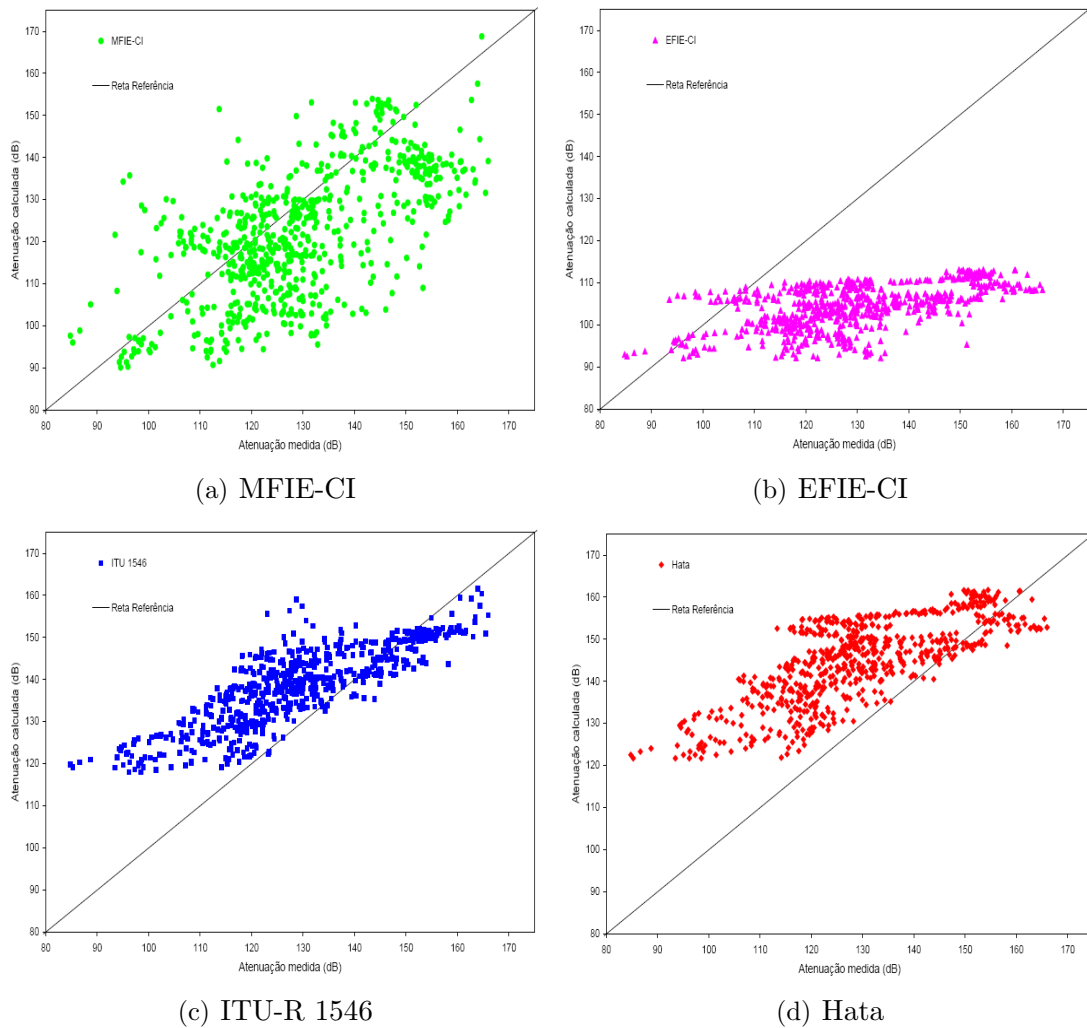
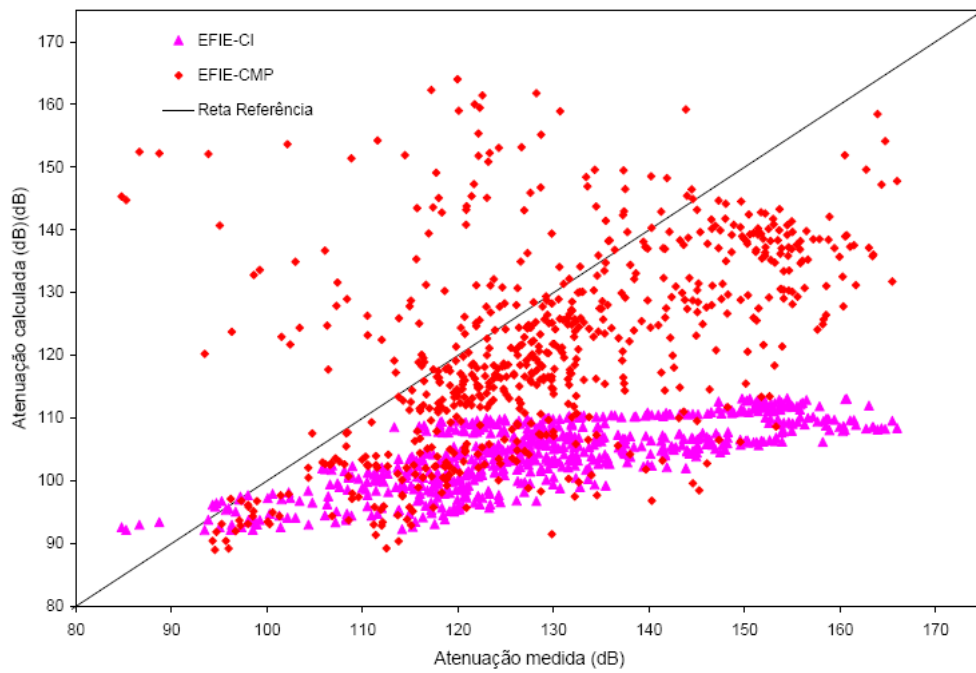


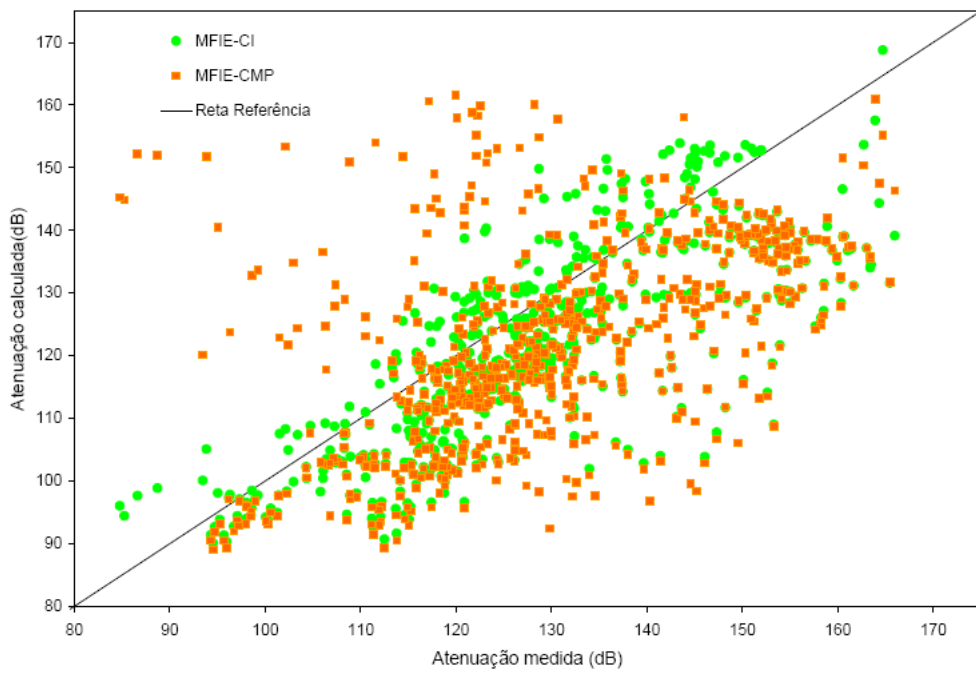
Figura 3.37: Comparação entre medidas e valores calculados para casos na Dinamarca em 970 MHz.

Tabela III.III: Parâmetros estatísticos para casos na Dinamarca em 970 MHz.

Modelo	Erro Médio (dB)	Erro Médio Absoluto (dB)	Desvio Padrão (dB)
Hata	15,47	16,21	10,70
EFIE-CI	-24,94	25,04	12,57
MFIE-CI	-7,71	10,06	10,25
ITU 1546	9,33	11,07	9,68
EFIE-CMP	-8,59	10,93	10,74
MFIE-CMP	-8,60	10,78	10,68



(a) EFIE



(b) MFIE

Figura 3.38: Comparação entre equações integrais CI e CMP para casos na Dinamarca em 970 MHz.

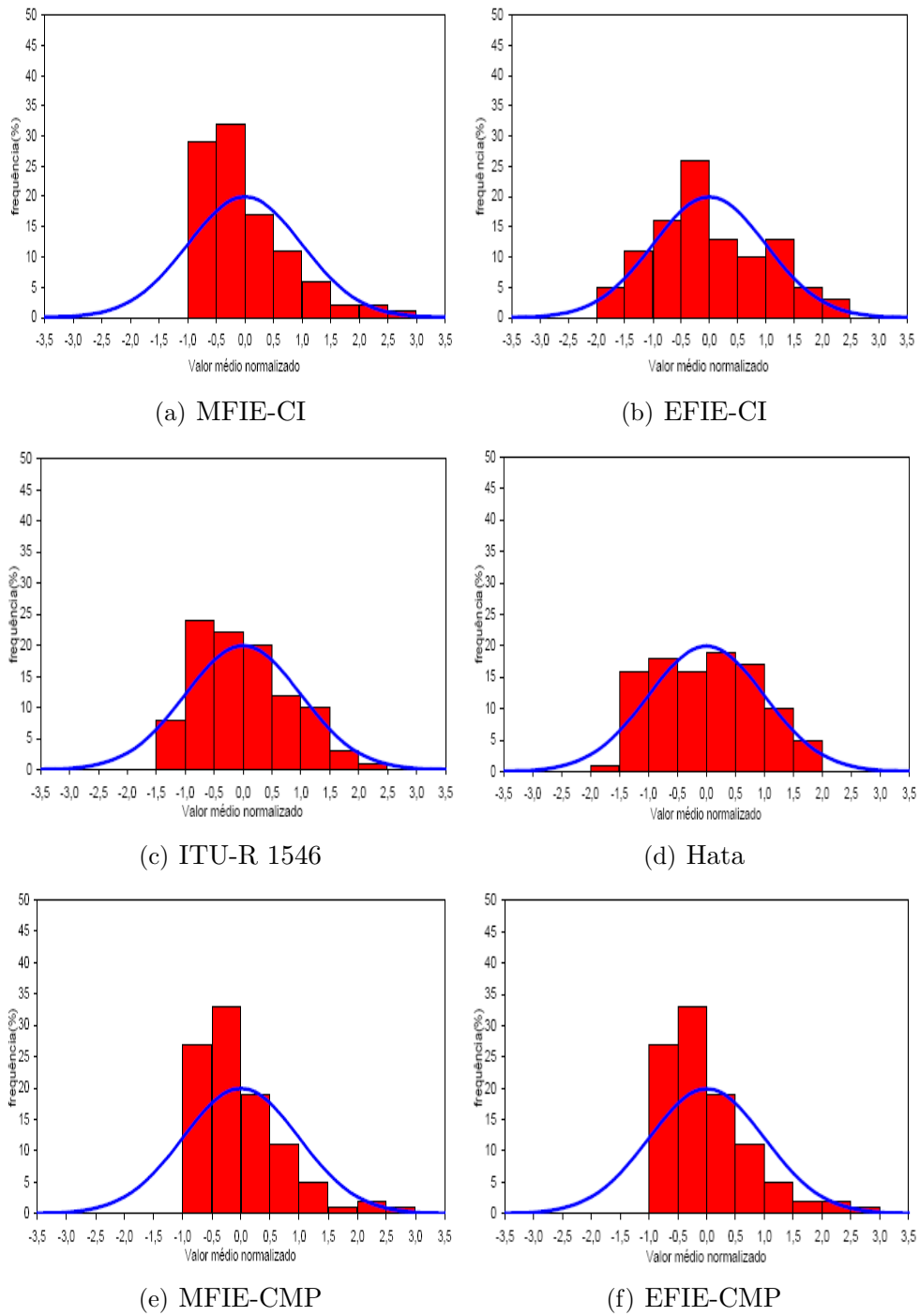


Figura 3.39: Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para casos na Dinamarca em 970 MHz.

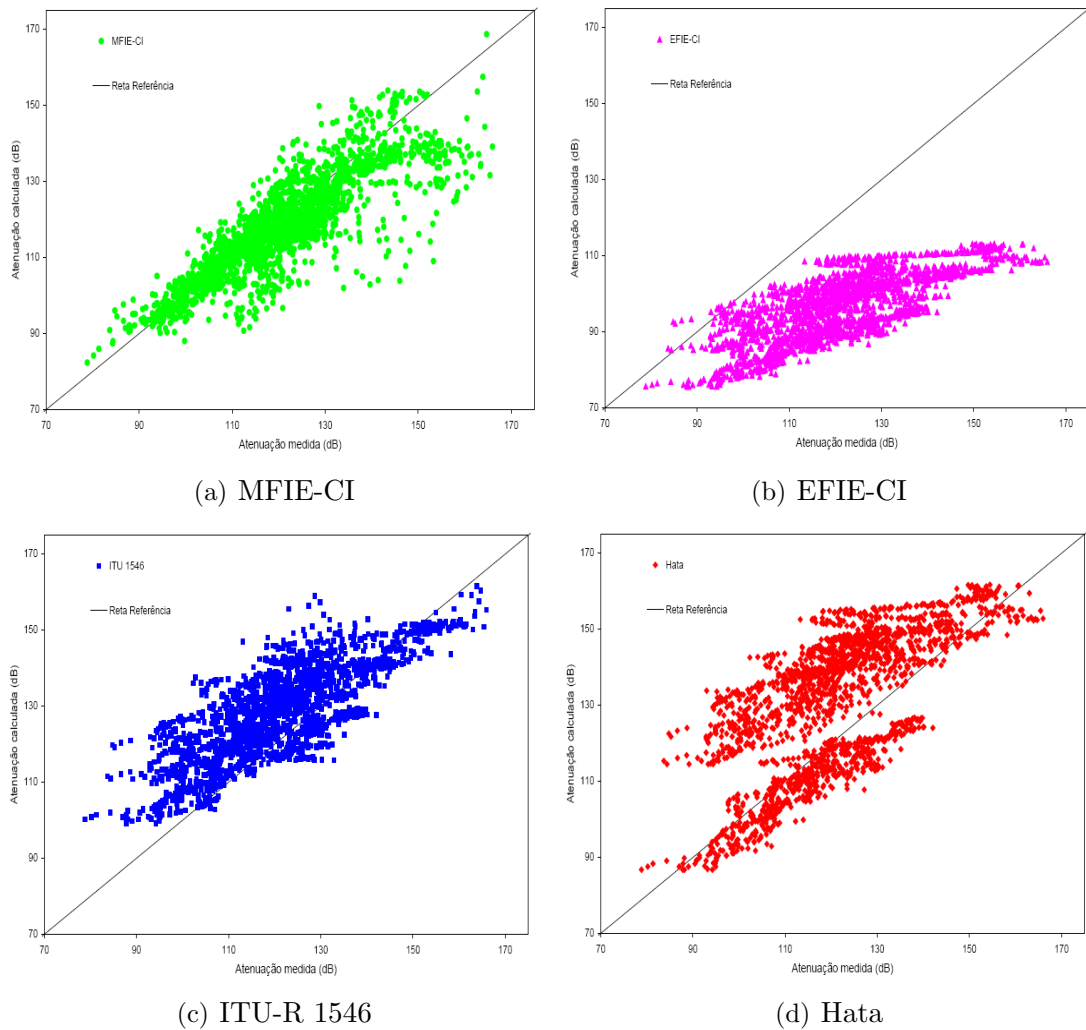
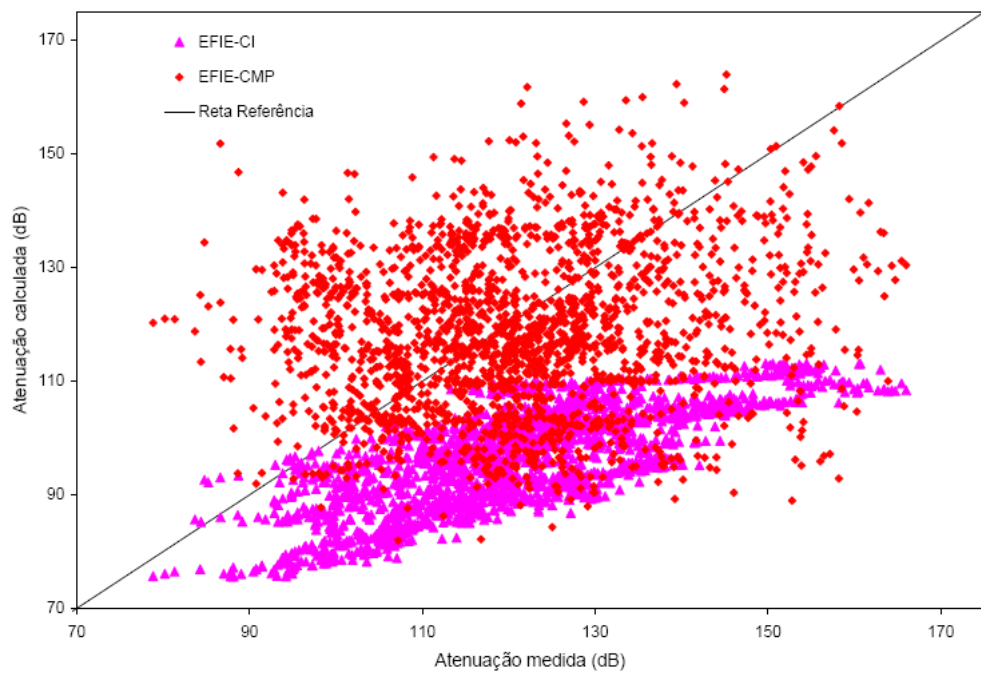


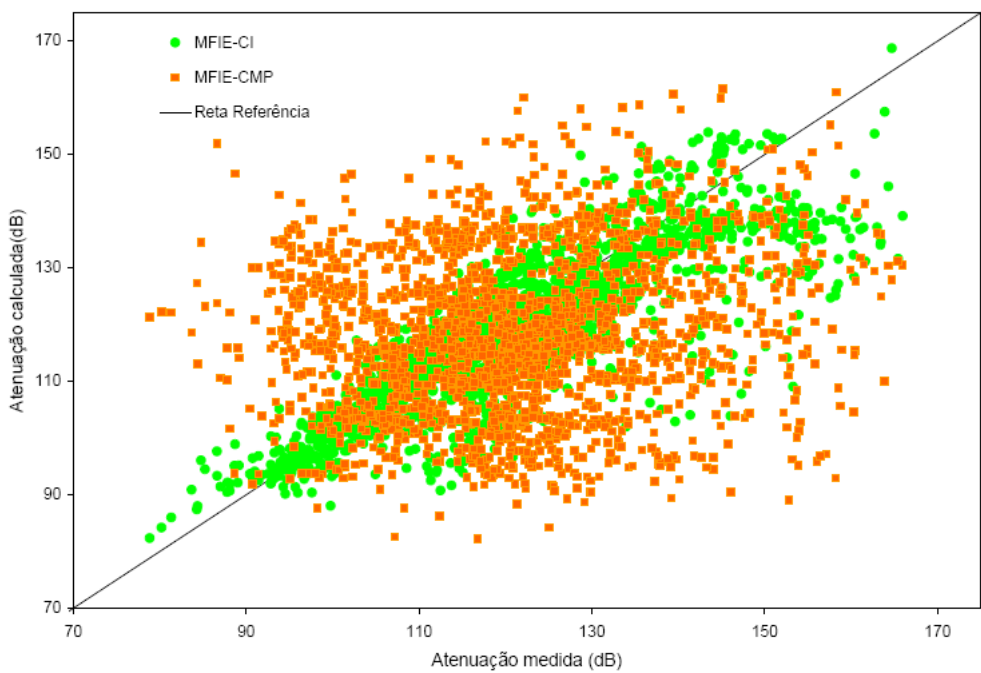
Figura 3.40: Comparação entre medidas e valores calculados para todos os casos na Dinamarca.

Tabela III.IV: Parâmetros estatísticos para todos os casos na Dinamarca.

Modelo	Erro Médio (dB)	Erro Médio Absoluto (dB)	Desvio Padrão (dB)
Hata	9,71	13,74	13,48
EFIE-CI	-24,48	24,52	10,57
MFIE-CI	-2,91	6,97	7,96
ITU 1546	7,56	9,70	9,30
EFIE-CMP	-3,57	7,39	8,44
MFIE-CMP	-3,50	7,39	8,46



(a) EFIE



(b) MFIE

Figura 3.41: Comparação entre equações integrais CI e CMP para todos os casos na Dinamarca.

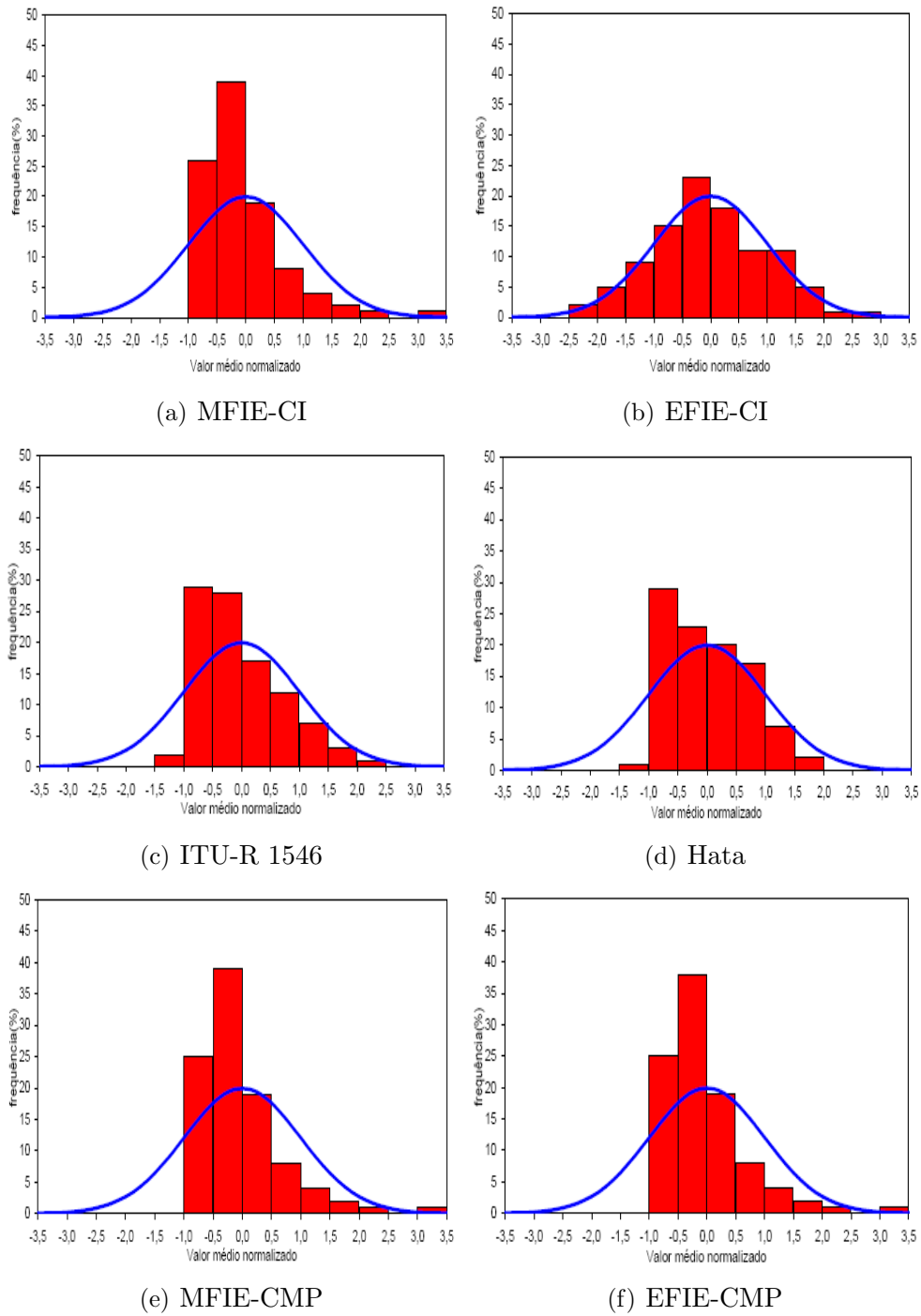


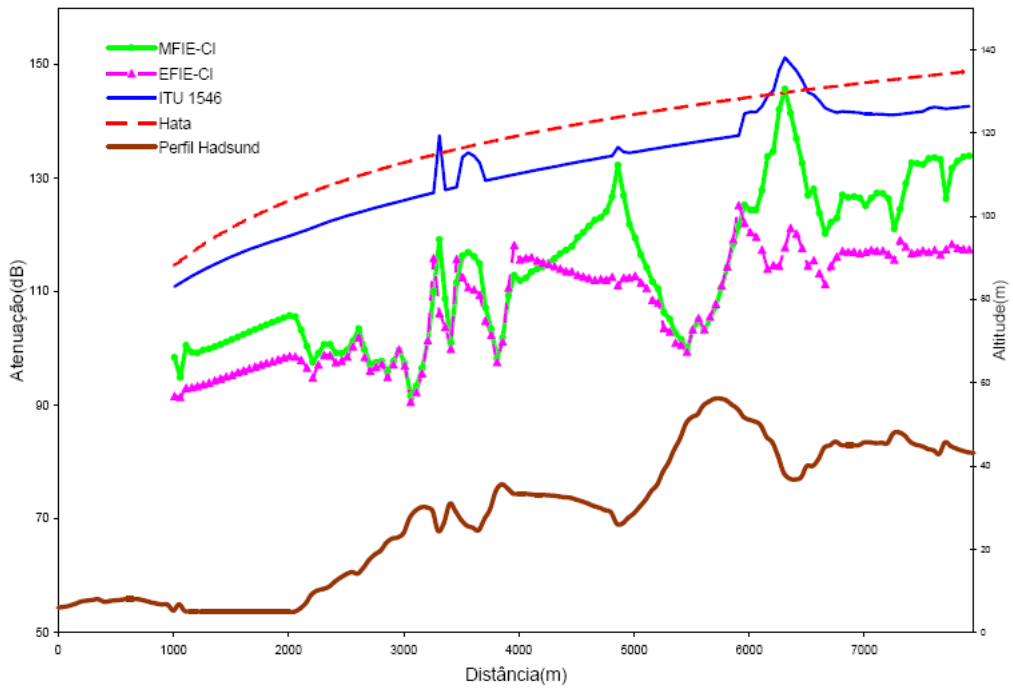
Figura 3.42: Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para todos os casos na Dinamarca.

Polarização Horizontal

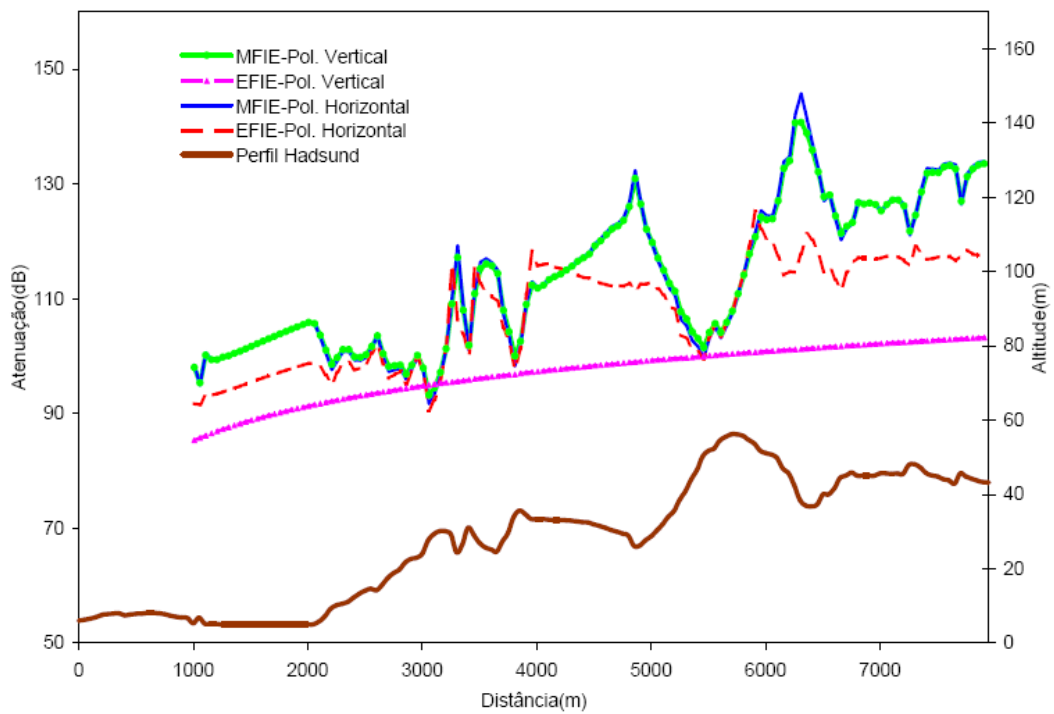
A formulação para espalhamento eletromagnético apresentada no Capítulo 2 também engloba a irradiação de sinais com polarização horizontal. Apesar da ausência de medidas disponíveis para esse caso, é interessante observar o comportamento da MFIE e EFIE desenvolvidas aplicadas em enlaces com tal polarização. Assim, os cinco perfis são analisados e a atenuação total calculada pelo modelo de equações integrais. Os resultados dos modelos de Hata e Recomendação 1546-2 também são exibidos, uma vez que não consideram nenhuma polarização específica.

As figuras 3.43-3.47 exibem os resultados para a frequência de 435 MHz. A atenuação total para polarização horizontal é comparada com os modelos de Hata e ITU-R 1546 e também com a formulação analítica para polarização vertical.

Ao comparar o resultado das duas polarizações, nota-se que a MFIE apresenta grande semelhança, ou seja, a atenuação ao longo do terreno é quase a mesma independente da polarização. No caso da EFIE, a formulação para polarização horizontal apresentou resultados bem diferentes daqueles obtidos com polarização vertical, já que para o último caso não se conseguiu convergência satisfatória. A EFIE polarização horizontal apresentou curvas mais semelhantes ao caso da MFIE (polarização vertical e horizontal).

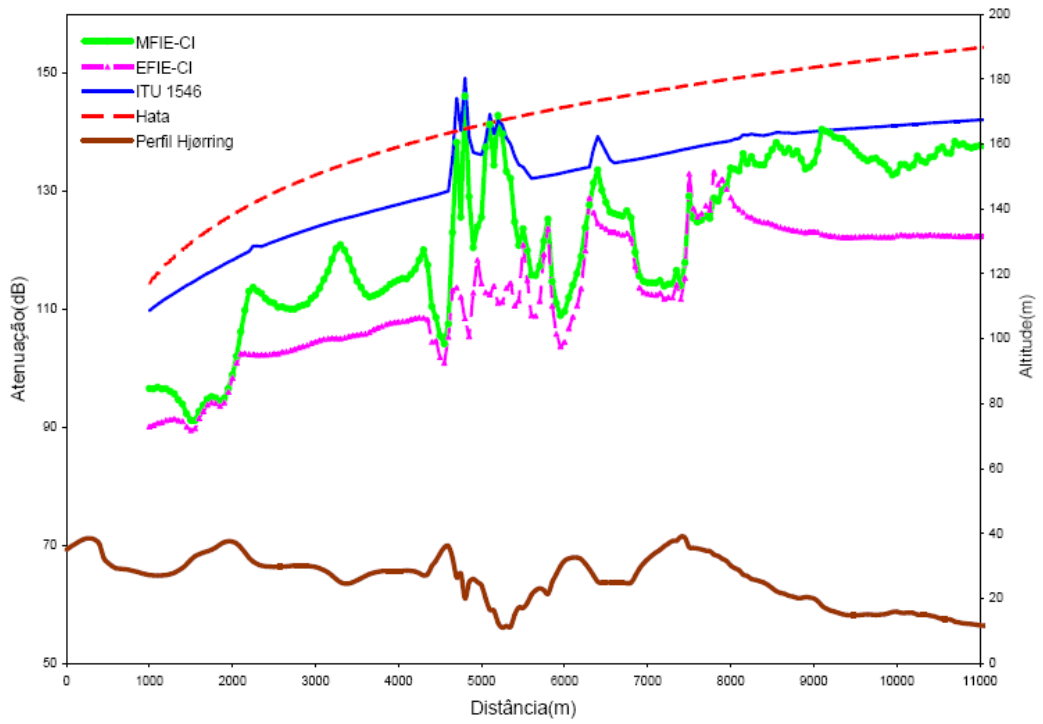


(a) Polarização horizontal

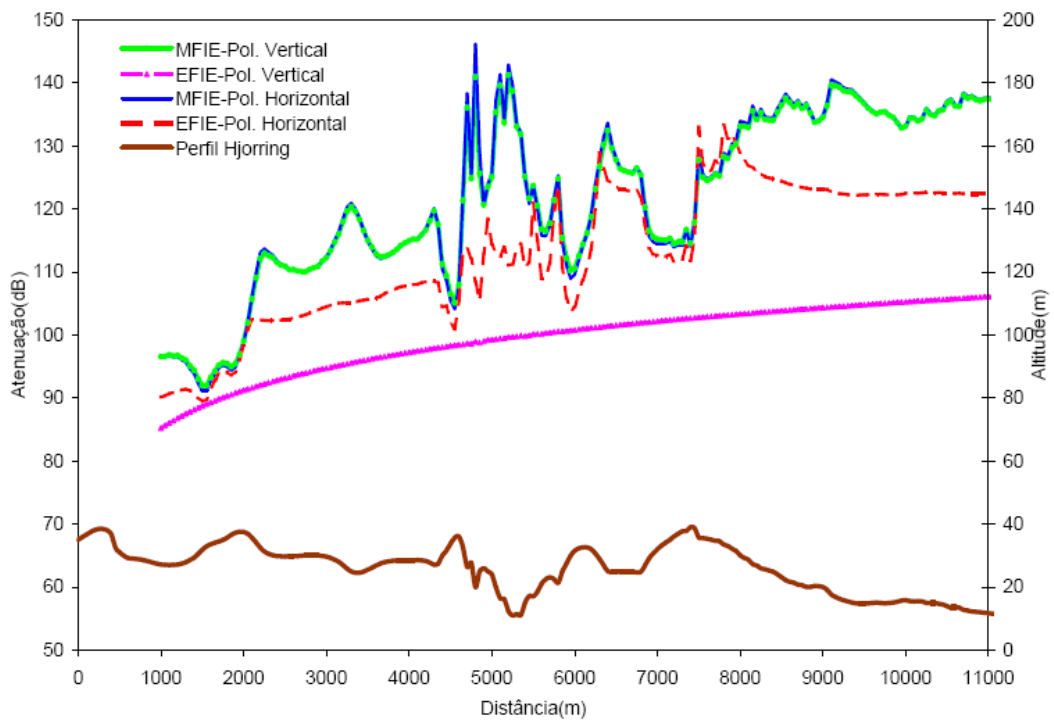


(b) Polarização vertical versus Polarização horizontal

Figura 3.43: Atenuação sobre o perfil de Hadsund em 435 MHz.

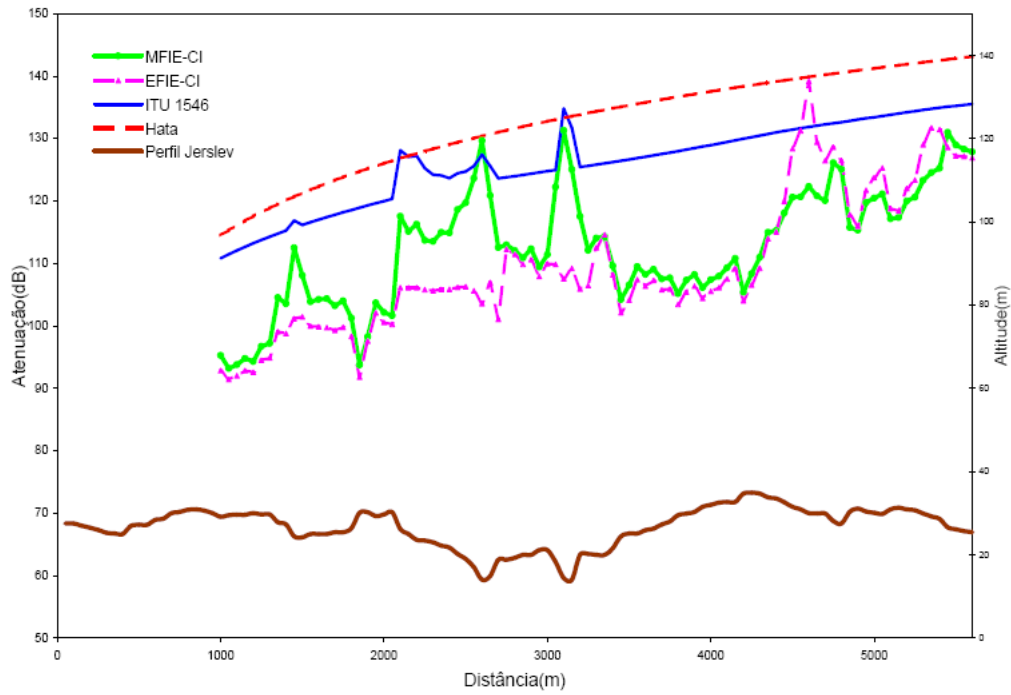


(a) Polarização horizontal

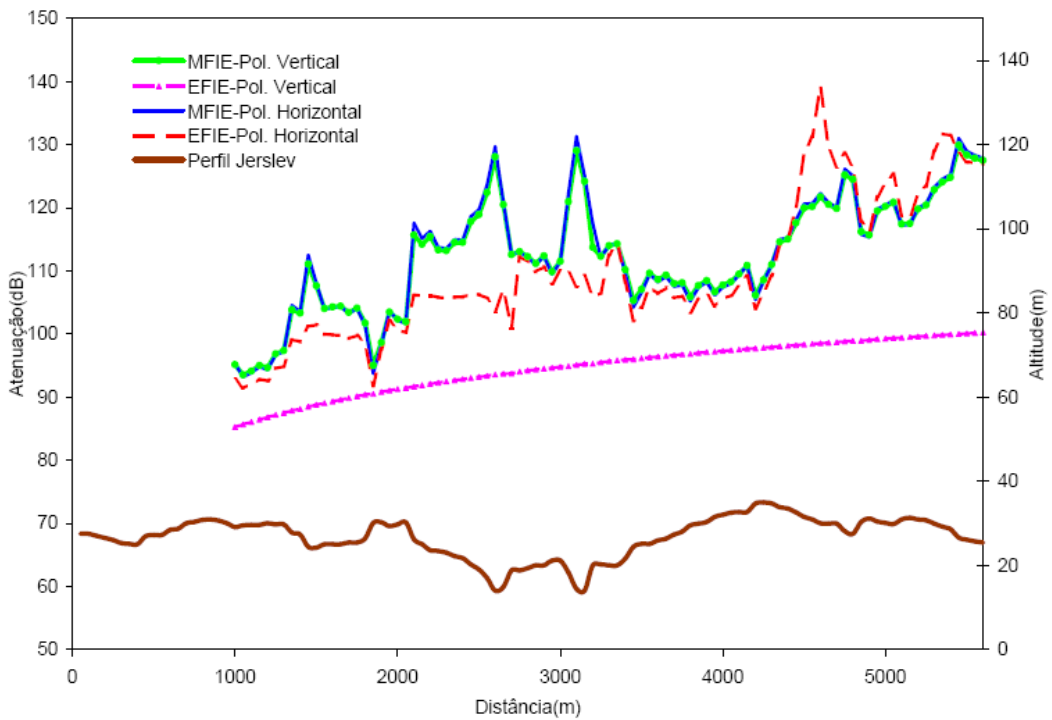


(b) Polarização vertical versus Polarização horizontal

Figura 3.44: Atenuação sobre o perfil de Hjørring em 435 MHz.

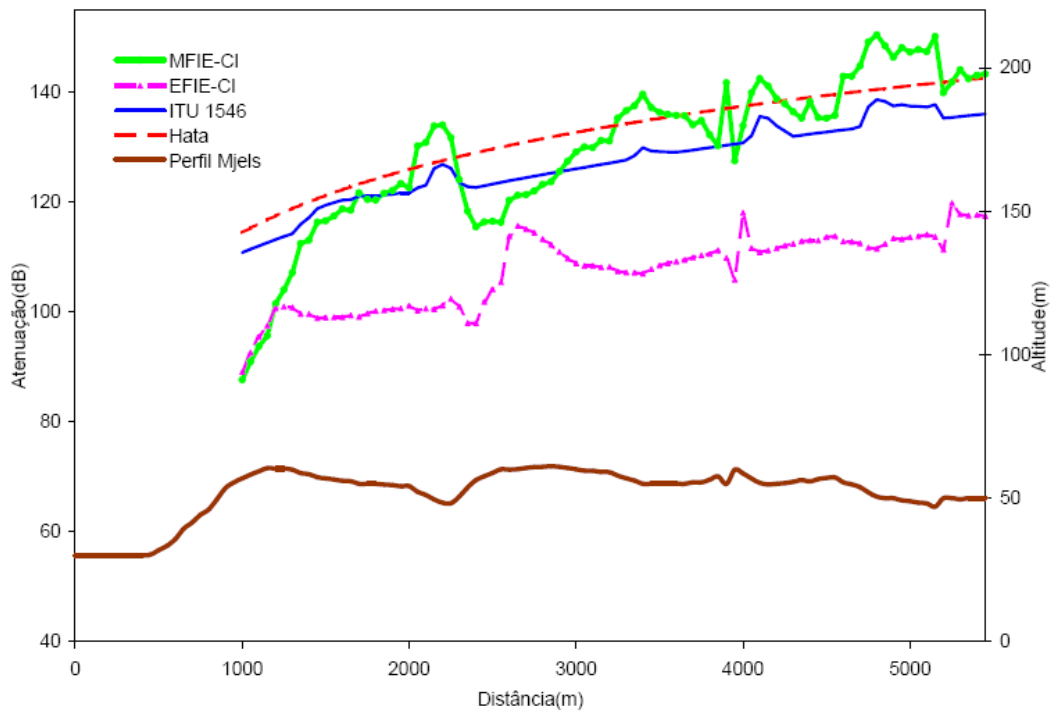


(a) Polarização horizontal

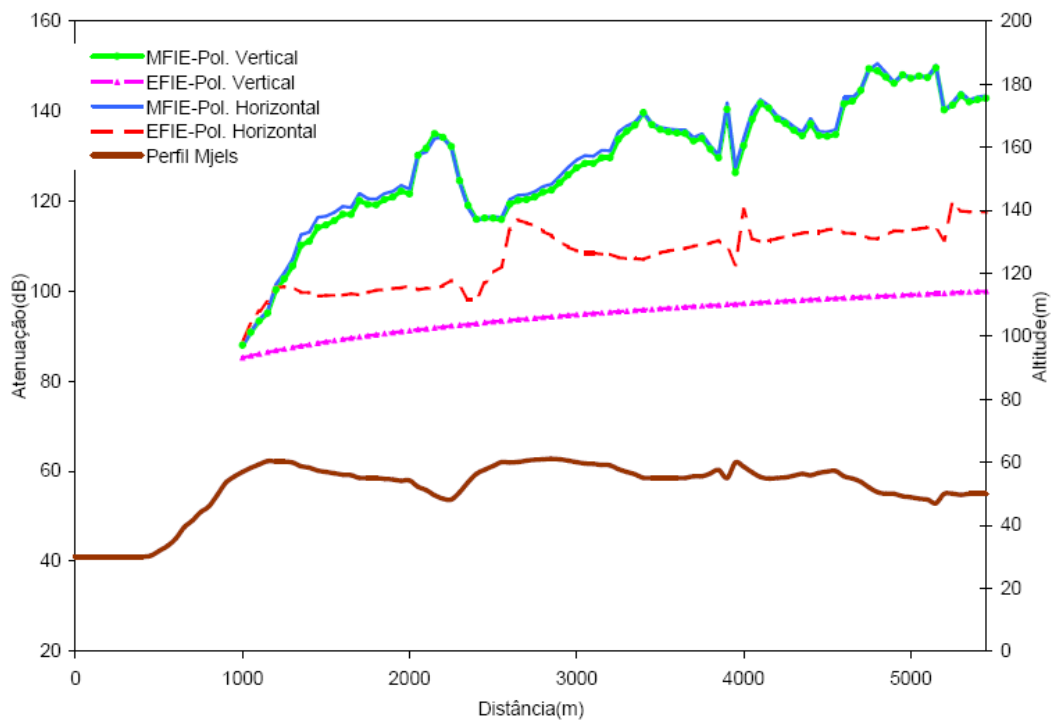


(b) Polarização vertical versus Polarização horizontal

Figura 3.45: Atenuação sobre o perfil de Jerslev em 435 MHz.

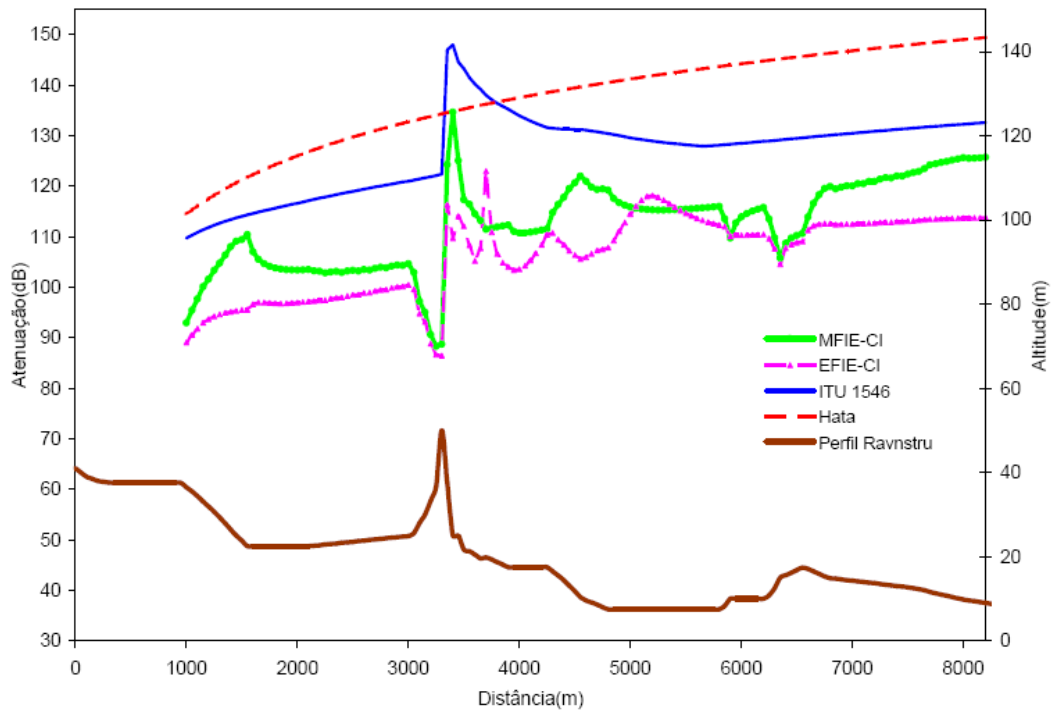


(a) Polarização horizontal

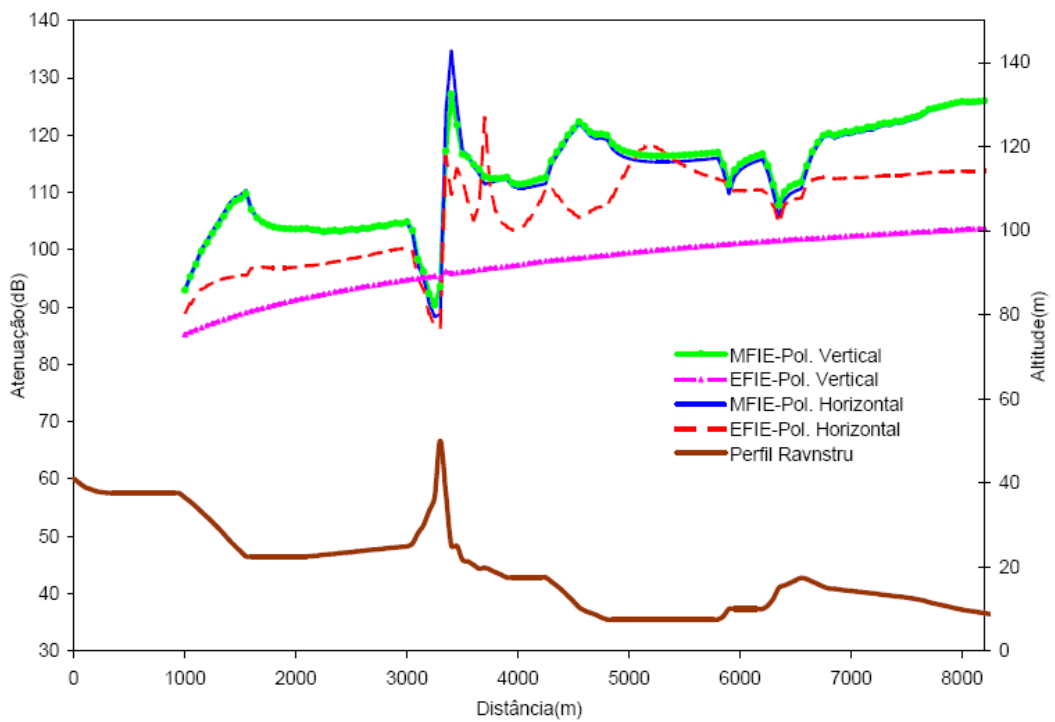


(b) Polarização vertical versus Polarização horizontal

Figura 3.46: Atenuação sobre o perfil de Mjels em 435 MHz.



(a) Polarização horizontal



(b) Polarização vertical versus Polarização horizontal

Figura 3.47: Atenuação sobre o perfil de Ravnstru em 435 MHz.

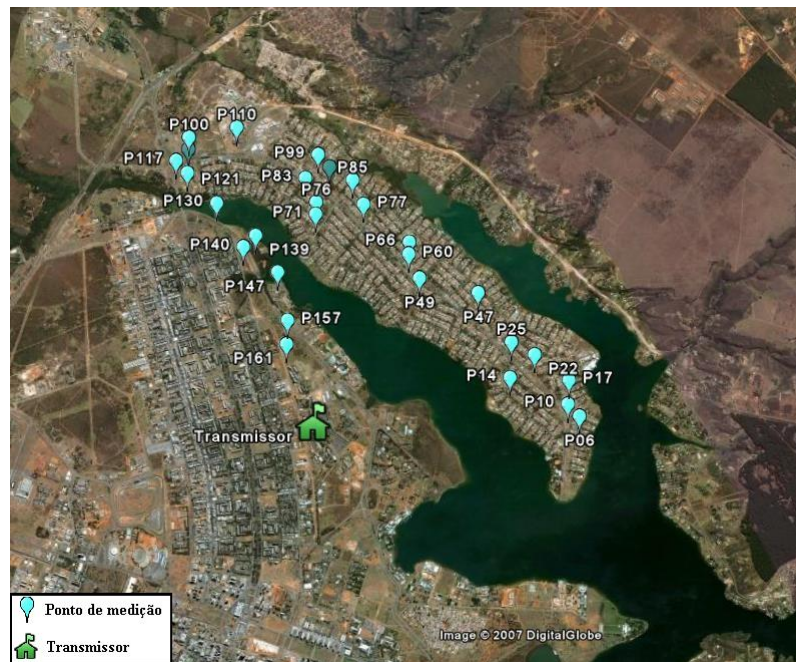


Figura 3.48: Pontos de medição em torno do lago Paranoá, Brasília-DF.

3.2.4 Brasília-DF

Nesta seção, é analisado um caso de estudo realizado nas proximidades do Lago Paranoá, em Brasília-DF. As medições foram realizadas por Mayrink *et al.* [37] em 166 pontos ao longo do lago, resultando em enlaces somente sobre terra e enlaces sobre terra-água (terreno misto). A Figura 3.48 mostra a localização dos pontos e os elementos geográficos envolvidos.

As medições foram realizadas em 856 MHz com a estação transmissora utilizando antena modelo RFS *Penetrator* BRM6 (8,14 dB ganho), altura de 30 m e com potência de saída de 100 W. Na recepção, utilizou-se antena omni-direcional ASP 1897T (3 dB ganho) com altura de 1,5 m. Os enlaces envolvidos possuem distância entre a estação transmissora e receptora variando de 1,5 km a 5 km.

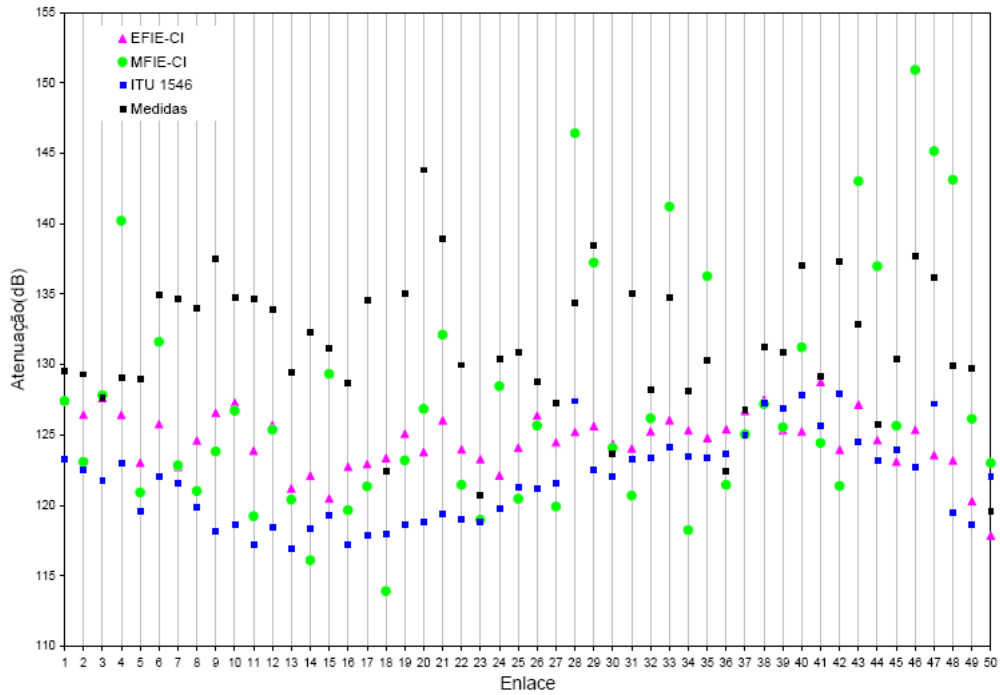
Para a obtenção dos resultados numéricos, optou-se por escolher 50 enlaces ao acaso percorrendo todo o entorno do lago. Os respectivos perfis foram obtidos através

do Sistema de Informações Geográficas da ANATEL (SIGAnatel) com uma resolução de 90 m. Os terrenos envolvidos apresentam topografia bastante plana, contendo 42 enlaces com visada direta e 8 enlaces com visada obstruída.

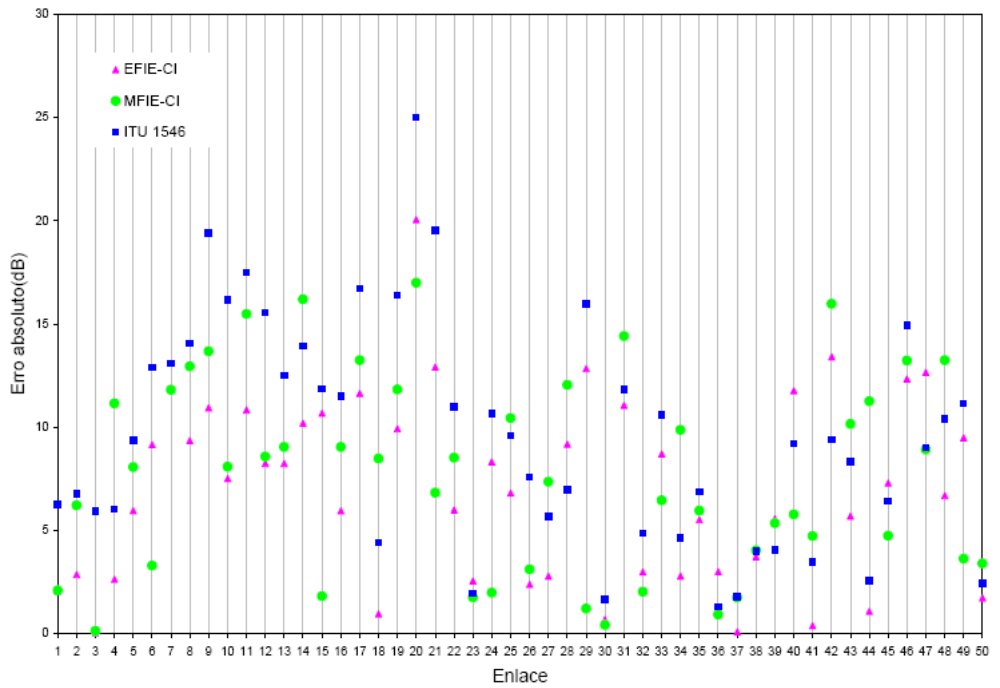
A atenuação total para cada enlace considerando receptor no final do perfil foi calculada pelo MACNEE e exibida na Figura 3.49. Diferentemente da Seção 3.2.3, utilizou-se os métodos: equações integrais considerando o terreno sem perdas (condutor magnético perfeito - CMP), equações integrais considerando perdas do solo (condutor imperfeito - CI) e recomendação ITU-R 1546. Optou-se por excluir o modelo de Hata, uma vez que não considera terrenos mistos. Para a geração dos resultados, utilizou-se uma relação de 4 segmentos por comprimento de onda e as seguintes configurações de solo: $\epsilon_g=15\epsilon_0$ e $\sigma_g=0,012$ S/m para terra e $\epsilon_g=81\epsilon_0$, $\sigma_g=0,01$ S/m para água doce [27].

Observa-se que o cálculo através do Método dos Momentos envolve a expressão de campo incidente gerado pela fonte e não foi possível obtenção de tais informações para a antena utilizada nos testes. Assim, o campo gerado pela antena transmissora foi aproximado como campo distante e seu comportamento espacial foi estimado através do diagrama de irradiação vertical da antena.

A performance dos modelos é exibida na Figuras 3.49-3.52 e os parâmetros estatísticos resumidos na Tabela III.V.



(a) Atenuação



(b) Erro absoluto

Figura 3.49: Atenuação e Erro absoluto para casos em Brasília, polarização vertical.

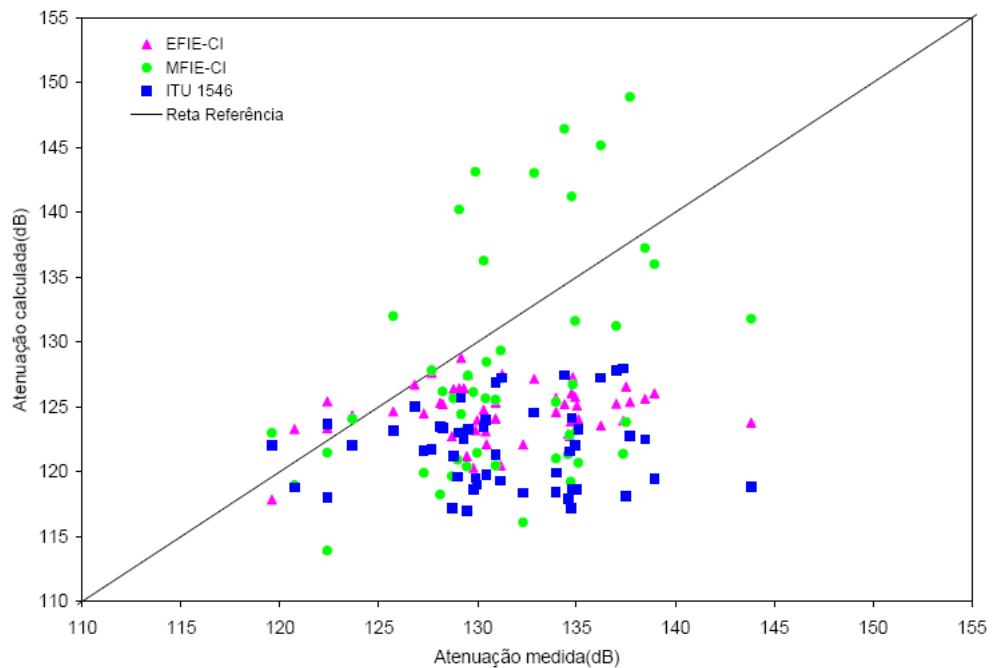
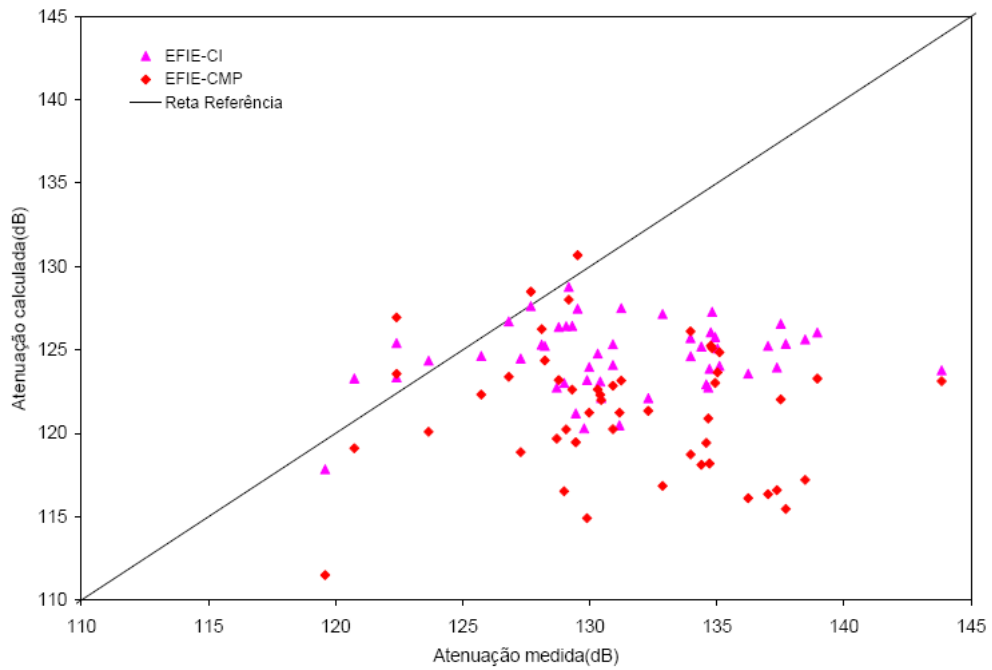


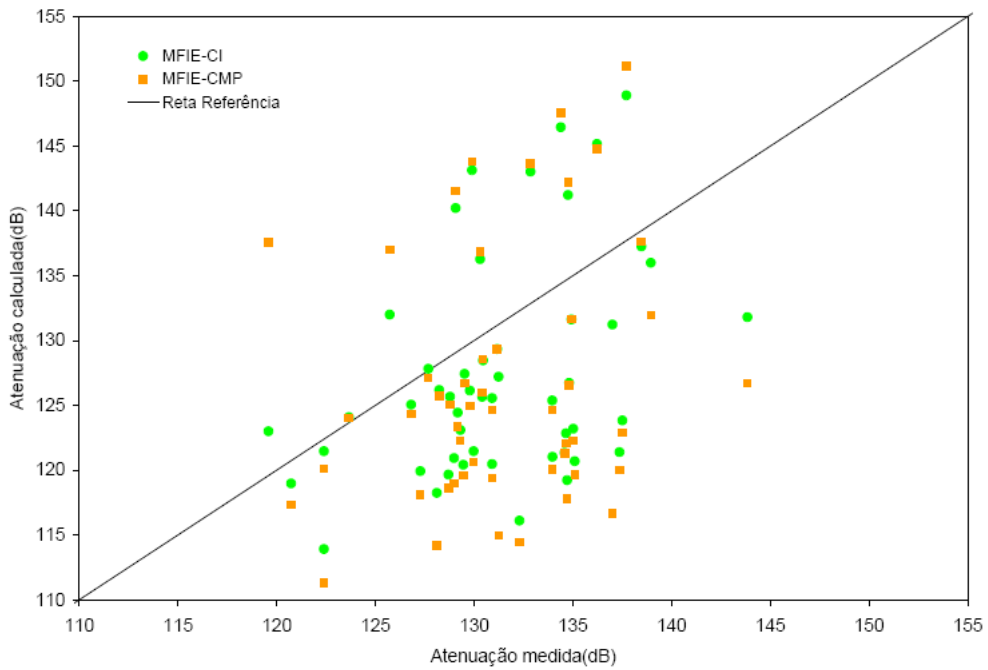
Figura 3.50: Comparação entre medidas e valores calculados para casos em Brasília.

Tabela III.V: Parâmetros estatísticos para casos em Brasília.

Modelo	Erro Médio (dB)	Erro Médio Absoluto(dB)	Desvio Padrão (dB)
EFIE-CI	-6,71	6,99	5,06
MFIE-CI	-4,06	8,51	9,15
EFIE-CMP	-11,15	11,46	6,63
MFIE-CMP	-5,73	10,36	9,8
ITU 1546	-9,51	9,66	5,69



(a) EFIE



(b) MFIE

Figura 3.51: Comparação entre equações integrais CI e CMP para casos em Brasília, polarização vertical.

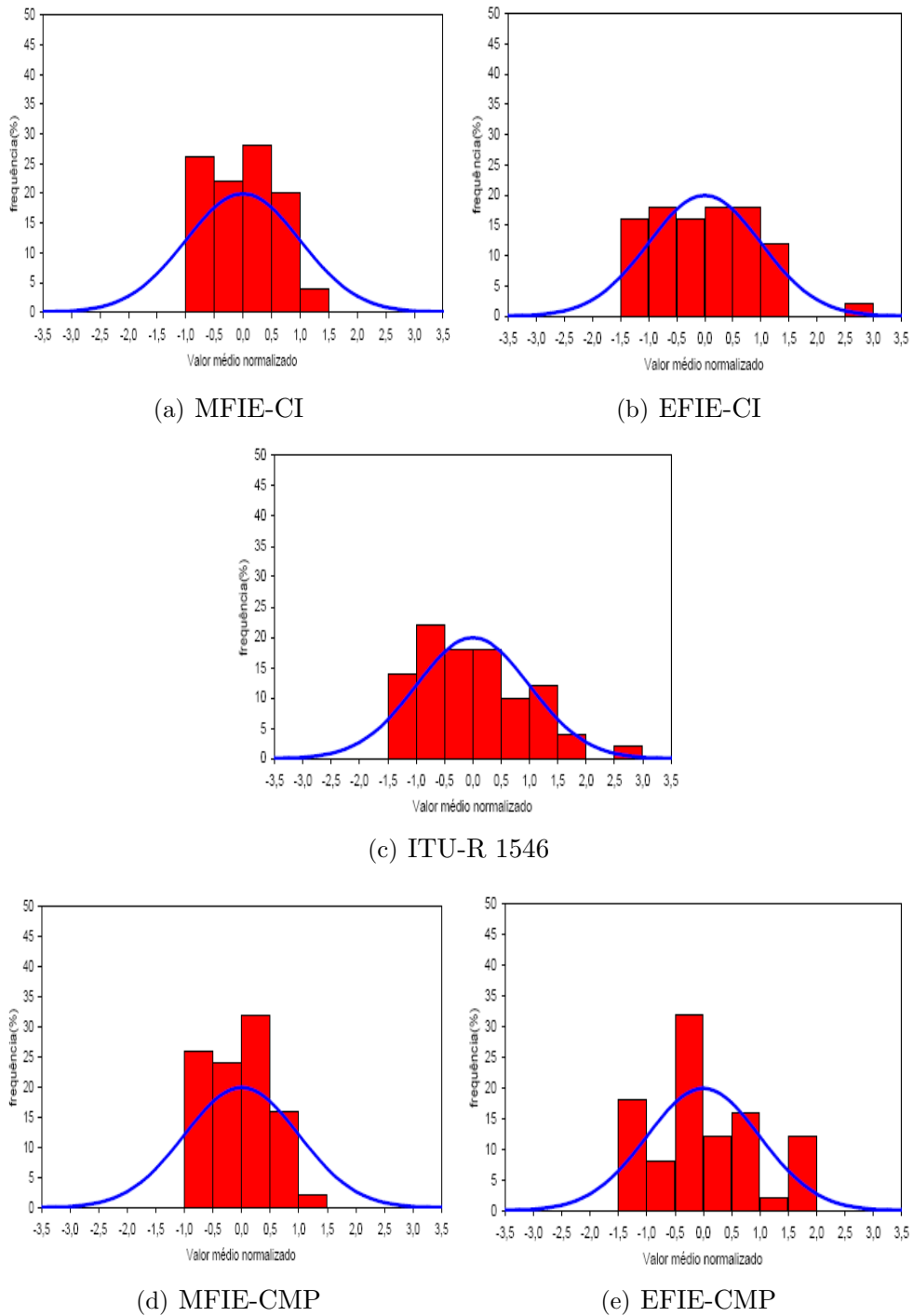


Figura 3.52: Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para casos de Brasília.

Os resultados obtidos mostram a maior precisão da EFIE-CI e MFIE-CI em relação à recomendação ITU-R 1546. A Tabela III.V mostra os melhores índices alcançados pela MFIE-CI e EFIE-CI.

A comparação entre as formulações envolvendo equações integrais considerando solo condutor magnético perfeito e solo condutor imperfeito é mostrada na Figura 3.51. A MFIE-CI e EFIE-CI calcularam valores mais próximos às medidas, com a EFIE-CI com melhor exatidão. A formulação com solo CMP apresenta maior dispersão e maiores erros como mostrado na Tabela III.V.

Polarização Horizontal

A aplicação da formulação para a polarização horizontal é efetuada para os 50 enlaces considerados. A Figura 3.53 mostra a atenuação calculada pela EFIE e MFIE polarização horizontal e o modelo ITU-R 1546-2. Na figura 3.54 é comparado os resultados das duas polarizações utilizando o modelo de equações integrais. Nota-se que a performance da MFIE é quase idêntica para as duas polarizações. No caso da EFIE, a polarização horizontal calculou valores ligeiramente menores do que a EFIE polarização vertical.

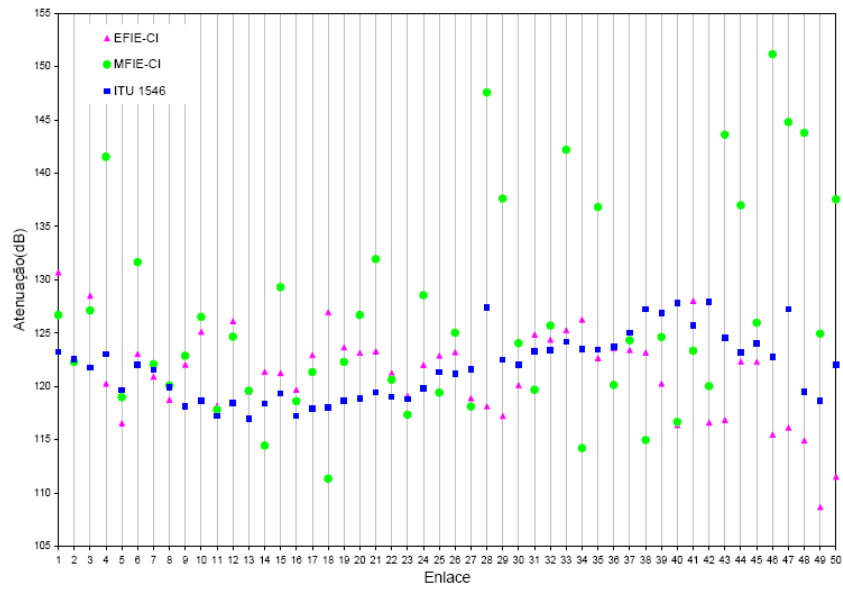


Figura 3.53: Atenuação para polarização horizontal dos casos em Brasília.

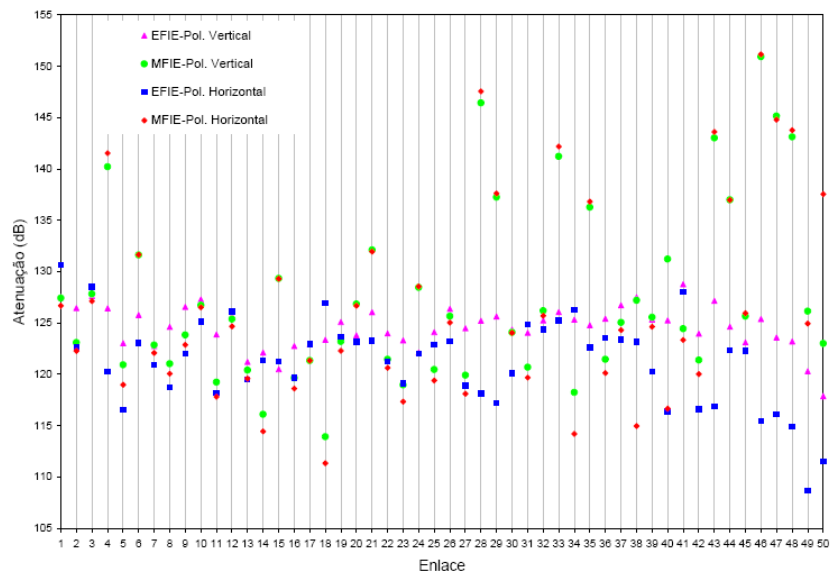


Figura 3.54: Comparação entre pol. vertical e pol. horizontal para casos em Brasília.

3.3 Discussão dos Resultados

Os casos práticos analisados neste Capítulo apresentam medições operando em diferentes frequências (144 MHz, 435 MHz, 856 MHz, 970 MHz) e englobam pontos em terreno somente sobre a terra e sobre terreno misto. Todas as medidas foram realizadas para polarização vertical. Ao considerar todos os pontos para as três frequências na Dinamarca e os pontos de Brasília, obteve-se 2060 pontos. Os enlaces possuem comprimento de 1 a 11 km, e 68% não possuem visada direta entre transmissor e receptor.

O modelo proposto utilizando equações integrais apresentou melhores resultados do que o método ITU-R 1546-2 e modelo de Hata, calculando com maior precisão o valor da atenuação nos diferentes pontos ao longo dos perfis. A recomendação ITU-R 1546-2 calculou valores pessimistas em relação às medidas, característica também observada por Suzuki *et al.* [22] para enlaces somente sobre terra. Quando considerado enlaces sobre terrenos mistos, o método apresenta valores otimistas. O modelo de Hata resultou em resultados pessimistas para terrenos sobre terra, uma vez que foi concebido inicialmente para ambientes urbanos. O valor de desvio padrão mais baixo foi o da Recomendação ITU-R 1546-2, apresentando menor dispersão em relação às medidas para todos os casos.

A formulação desenvolvida na Seção 2.2 apresenta maior contribuição quando aplicada em terrenos mistos, e a dificuldade em se obter medidas para essa situação acarretou num maior número de pontos sobre terreno homogêneo. Nesse contexto, nos enlaces envolvendo terreno misto, a consideração do solo condutor imperfeito obteve melhores resultados relativos aos outros métodos quando comparados aos enlaces somente por terra. O desprezo do retro-espalhamento agiliza o cálculo das correntes equivalentes, mas é uma fonte de erros que deve ser considerada. Esse efeito é maior nos pontos imersos em regiões de sombra do transmissor, especialmente em frequências mais elevadas [9].

Suzuki *et al.* [22] observaram que a versão ITU 1546-2 apresenta predição mais pessimista do que as versões 1546-0 (primeira versão publicada em 2001) e 1546-1 (publicada em 2003) anteriores. Tal fato é justificado pelas mudanças nos cálculos da Correção de Ângulo de Visada do Terreno e Correção para altura da estação receptora. Em seu

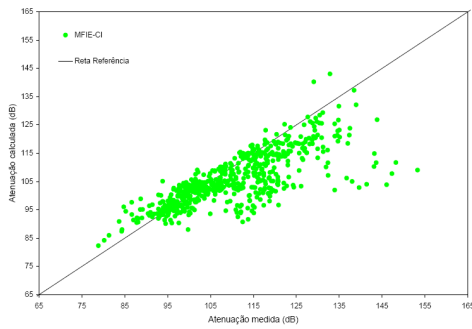
trabalho, analisaram medições em ambiente rural na Austrália, operando em 881 MHz e compararam os resultados das três versões. A primeira e segunda versão calcularam valores com erros médios de -1,23 dB, e a terceira versão alcançou 11 dB. Apesar do resultado inferior, a versão ITU 1546-2 apresentou menor desvio padrão em relação às medidas.

Silva em [40] realiza trabalho onde compara diversos modelos de propagação perante medidas obtidas em 1.076 enlaces. Dentre os modelos considerados, estão a recomendação ITU-R 1546-1 e a formulação utilizando equações integrais (EFIE-CMP) proposta por Akorli em [9]. Todos os casos analisados englobavam sistemas operando entre 88 e 107,5 MHz, onde 55% dos enlaces apresentavam visada direta. Os resultados encontrados por Silva indicam maior precisão da EFIE em relação à ITU 1546-1. Tal recomendação apresentou valores otimistas em relação às medidas, em conformidade com os resultados de Suzuki *et al.* [22]. Os valores de desvio padrão foram altos, da ordem de 10 dB, para os dois métodos. A performance da EFIE foi melhor quando analisados enlaces sem visada, enquanto que a ITU 1546-1 apresentou maior exatidão para enlaces com visada.

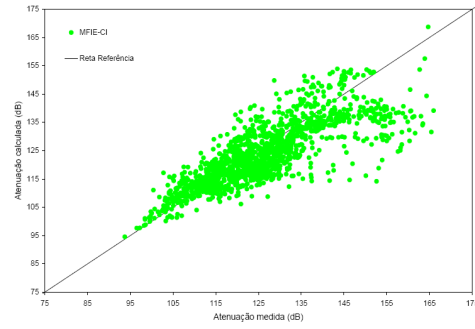
3.3.1 Estudo Visada Direta

A presença de visada direta entre a estação transmissora e a estação receptora é um dos fatores predominantes na precisão de métodos de predição em radiofrequência. Assim, pretende-se avaliar os casos das Seções 3.2.3 e 3.2.4, objetivando o estudo do comportamento dos modelos analisados conforme a presença de visada direta.

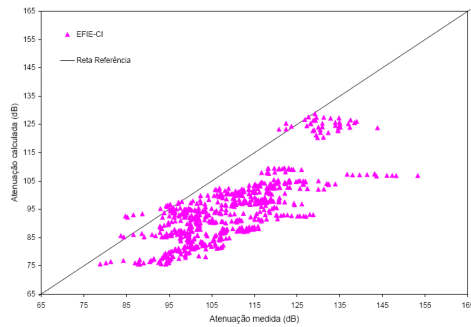
Dentre os 2060 pontos analisados, 1418 (68%) enlaces não possuem visada direta e 642 (32%) enlaces possuem visada direta. A Figura 3.55 mostra a dispersão dos modelos envolvidos. A comparação entre os erros médios e erros absolutos de cada modelo considerando visada direta pode ser observada na Figura 3.56. Nota-se que a MFIE-CI apresentou resultados semelhantes independente da presença de visada direta. A EFIE-CI exibiu valores mais precisos na presença de visada direta, uma vez que calculou valores próximos ao modelo espaço livre nos casos na Dinamarca, e que esses constituem-se na maior parte dos pontos. Os modelos de Hata e Recomendação ITU-R 1546 apresentaram melhores resultados na ausência de visada direta.



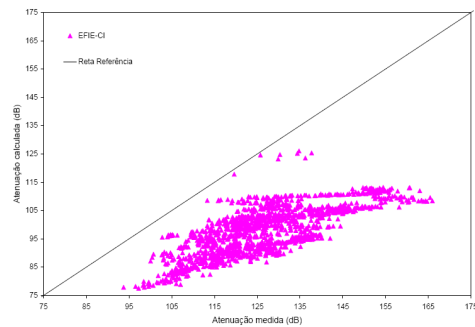
(a) MFIE-CI com visada.



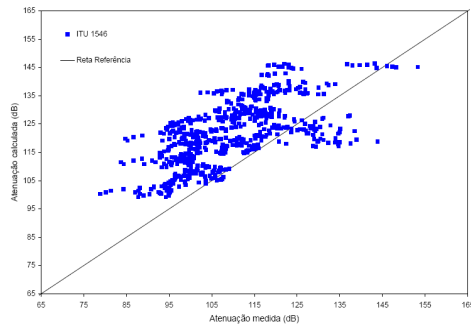
(b) MFIE-CI sem visada.



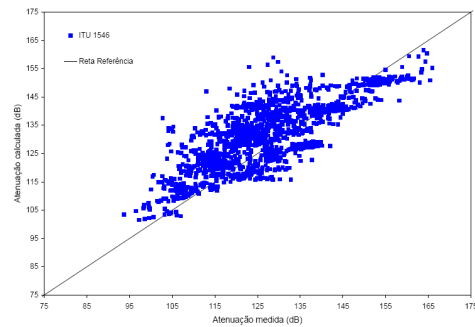
(c) EFIE-CI com visada.



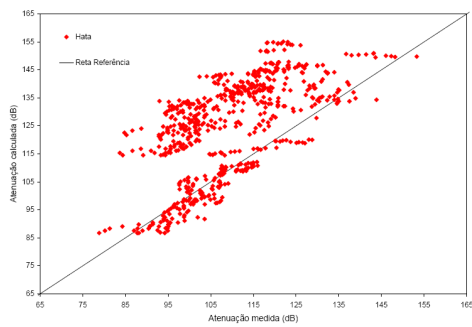
(d) EFIE-CI sem visada.



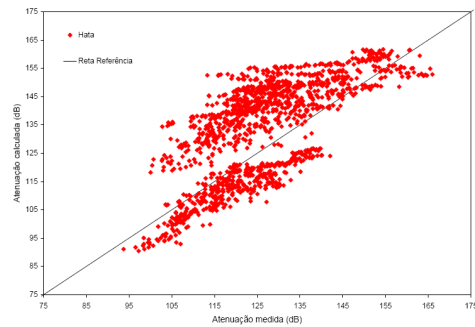
(e) ITU-R 1546 com visada.



(f) ITU-R 1546 sem visada.

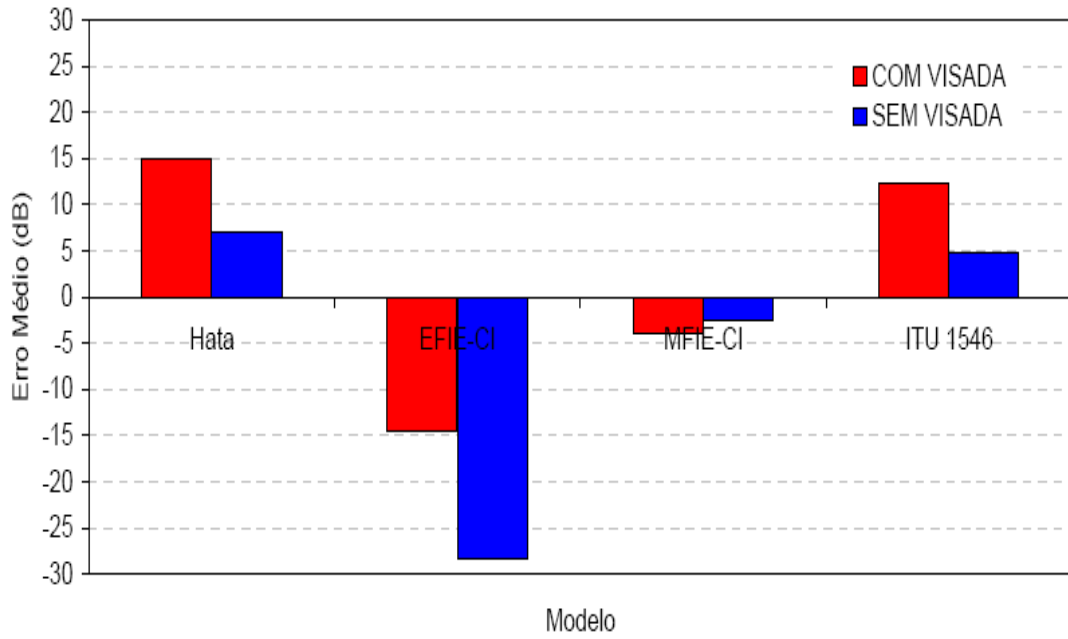


(g) Hata com visada.

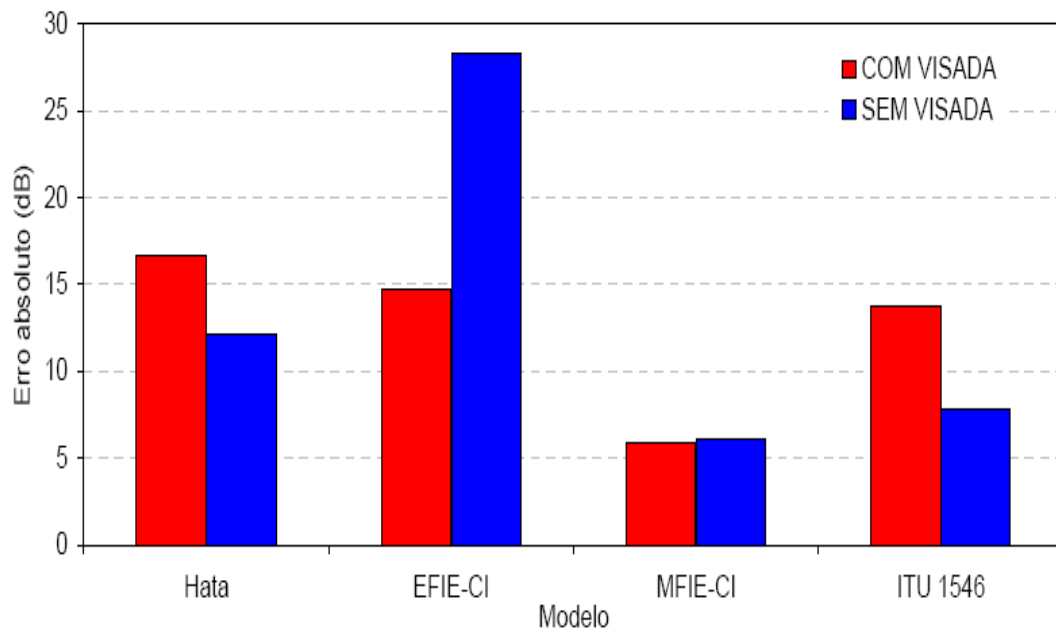


(h) Hata sem visada.

Figura 3.55: Comparação ente medidas e valores calculados.



(a) Erros Médios



(b) Erros Absolutos

Figura 3.56: Comparação entre enlaces com visada e sem visada.

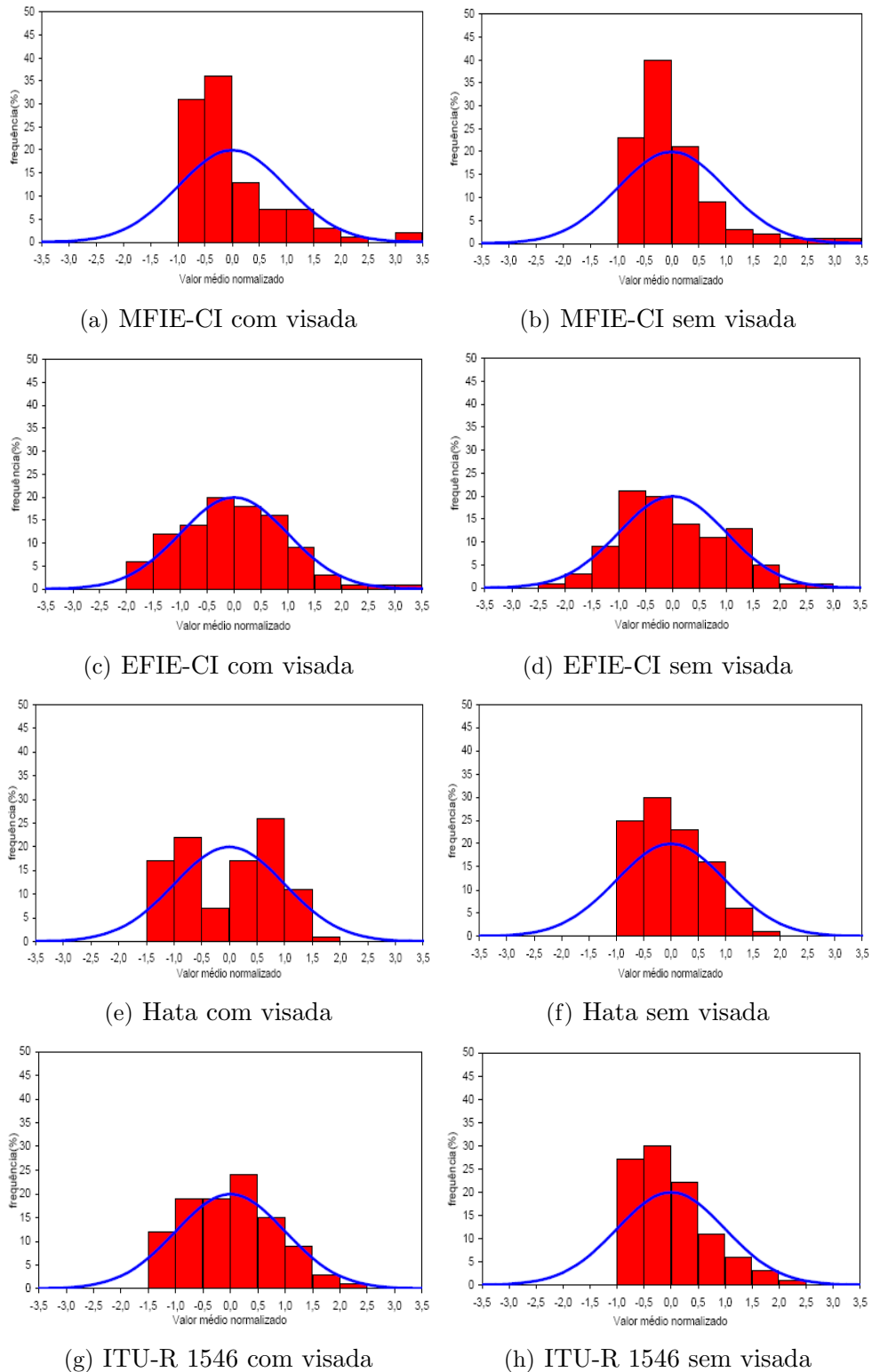


Figura 3.57: Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para casos com visada e sem visada.

Capítulo 4

Método de Aceleração e Comparações

A utilização de equações integrais em problemas envolvendo espalhamento de campos eletromagnéticos, apesar de fornecer uma solução analítica eficiente, demanda grande processamento computacional e limita seu uso em casos práticos. Na faixas de VHF e principalmente UHF, o número de incógnitas do sistema linear a ser resolvido é muito grande. Valores típicos para enlaces com comprimento na ordem de 5 a 15 km e utilizando 4 segmentos/lambda estão na faixa de 10.000 a 150.000 variáveis, dependendo da frequência de operação. O tempo de processamento é aproximadamente proporcional a N^3 , onde N é o número de segmentos (variáveis), para resolução com matriz cheia. Para cálculo com matriz triangular, o tempo é aproximadamente proporcional a N^2 , o que ainda torna oneroso a resolução para enlaces eletricamente grandes [42].

Neste Capítulo é utilizado o método de aceleração FAFFA (*Fast Far Field Approximation*) aplicado ao cálculo das correntes equivalentes de superfície descrito na Seção 2.3. Posteriormente, a técnica é aplicada nos casos estudados no Capítulo 3.

4.1 Método de aceleração FAFFA

O FAFFA (*Fast Far Field Approximation*) é uma técnica de aceleração proposta por Chew *et al.* [17], e Brennan *et al.* [18],[19] para o cálculo das correntes equivalentes. Tal método consiste na divisão do terreno em grupos de segmentos, no cálculo de elementos

da matriz impedância Z_{ij} em relação ao centro do grupo e realização de aproximação de fase e amplitude para os demais segmentos do mesmo grupo.

A formulação desenvolvida nessa seção é uma extensão do trabalho de Teperino [12] para terreno condutor imperfeito, possibilitando a aplicação em terrenos mistos e com aplicação também para polarização horizontal. Teperino em [12], assim como Brennan *et al.* [18],[19], consideram o terreno condutor perfeito.

O método é válido para cálculo das correntes de forma recursiva, ou seja, desprezando o retro-espalhamento. Brennan em [32] desenvolve a técnica FAFFA com a inclusão do retro-espalhamento. Para terrenos eletricamente suaves e com ângulo de incidência rasteira conclui que, para a MFIE, a solução através de matriz Z_{ij} completa acarreta pouca diferença quando utilizado cálculo recursivo.

Assim a equação (2.96) é reescrita da seguinte forma:

$$Z_{ii} M_i = V_i - \sum_{j=1}^{i-1} Z_{ij} M_j, \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (4.1)$$

onde V_i , Z_{ij} e Z_{ii} são dados por (2.90), (2.91) e (2.92) para a EFIE e por (2.93), (2.94) e (2.95) para a MFIE.

O terreno é dividido em grupos de segmentos conforme a figura (4.1), onde os grupos fontes e grupos observadores são representados, respectivamente, pelos índices n e m . Para cada grupo fonte é definido um segmento central J e para cada grupo observador um segmento central I . O método propõe calcular as correntes pela equação (4.1) apenas para certos segmentos e realizar uma aproximação de fase e amplitude para os demais segmentos j e i baseados nas correntes dos segmentos centrais J e I .

Para campo distante em relação aos segmentos i e j , o vetor \vec{R}_2 será aproximado por \vec{R}_P , o que não é possível quando i e j estão muito próximos. Assim é necessário definir como NF_m os grupos que serão considerados como estando na região de campo próximo em relação a cada grupo observador m . Para os segmentos presentes nestes grupos o somatório é calculado do modo tradicional pela equação (4.1). Os demais grupos são tratados como estando na região de campo distante e denominados FF_m . Os grupos posteriores ao m

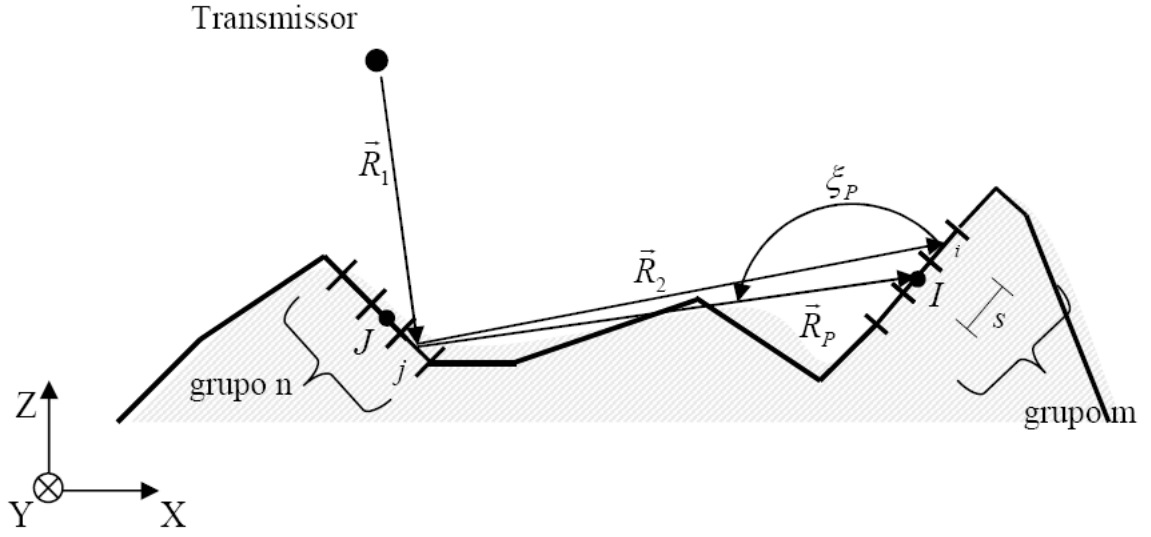


Figura 4.1: Aplicação do FAFFA .

não são considerados, dado a condição de desprezo do retro-espalhamento.

Logo, a equação (4.1) é reescrita evidenciando a separação de somatórios para grupos considerados em campo próximo e campo distante:

$$Z_{ii} M_i = V_i - \sum_{n \in FF_m} \sum_{j \in n} Z_{ij} M_j - \sum_{n \in NF_m} \sum_{\substack{j \in n \\ j < i}} Z_{ij} M_j, \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (4.2)$$

Para realizar a aproximação de campo distante, é necessário escrever uma relação entre a interação Z_{ij} de um segmento fonte j com um segmento observador i e a interação Z_{Ij} do segmento j com o segmento central I do grupo observador m . Os termos Z_{ij} da MFIE e EFIE para a polarização vertical são transcritos da Seção 2.3:

$$Z_{ij_{\text{EFIE}}} = \frac{\text{sen} \alpha}{\alpha} k_0 \Delta_j \left\{ (\hat{n}_i \cdot \hat{R}_2) G_2(R_1, R_2) - \frac{Z_0}{Z_g(j)} \left[(\hat{n}_i \cdot \hat{n}_j) G_1(R_1, R_2) + (\hat{\ell}_j \cdot \hat{R}_1) (\hat{\ell}_i \cdot \hat{R}_2) G_2(R_1, R_2) \right] \right\} \quad i \neq j \quad (4.3)$$

$$Z_{ij_{\text{MFIE}}} = \frac{\text{sen} \alpha}{\alpha} k_0 \Delta_j \left[G_1(R_1, R_2) - \frac{Z_0}{Z_g(j)} (\hat{n}_j \cdot \hat{R}_2) G_2(R_1, R_2) \right] \quad i \neq j \quad (4.4)$$

observado as funções e vetores:

$$\begin{aligned}
G_1(R_1, R_2) &= \frac{e^{-jk(R_1+R_2)+j\pi/4}}{4\pi\sqrt{\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\frac{R_2}{\lambda}}}, \\
G_2(R_1, R_2) &= \left(1 - \frac{j}{kR_2}\right)G_1(R_1, R_2), \\
\alpha &= \frac{k_0\Delta_j}{2} \left(\hat{R}_1 - \hat{R}_2\right) \cdot \hat{\ell}_j, \\
R_1 &= |\vec{r}_j - \vec{r}_0| = \sqrt{(x_j - x_0)^2 + (z_j - z_0)^2}, \\
R_2 &= |\vec{r}_i - \vec{r}_j| = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (z_i - z_j)^2}.
\end{aligned} \tag{4.5}$$

Conforme o desenvolvimento de Brennan *et al.* [18], o vetor \vec{R}_2 é escrito em função de \vec{R}_P , utilizando a lei dos cossenos de acordo com a Figura (4.1):

$$R_2 = R_P \sqrt{1 + \frac{s^2 - 2sR_P \cos \xi_P}{R_P^2}} = R_P \Psi_P, \tag{4.6}$$

onde s é a distância entre os centros do segmentos i e I e ξ , é o ângulo que \vec{R}_P faz com o segmento I .

Os elementos $Z_{Ij_{\text{EFIE}}}$ e $Z_{Ij_{\text{MFIE}}}$ são escritos substituindo \vec{R}_2 por \vec{R}_P :

$$\begin{aligned}
Z_{Ij_{\text{EFIE}}} &= \frac{\text{sen}\alpha_P}{\alpha_P} k_0 \Delta_j \left\{ (\hat{n}_I \cdot \hat{R}_P) G_2(R_1, R_P) \right. \\
&\quad \left. - \frac{Z_0}{Z_g(j)} \left[(\hat{n}_I \cdot \hat{n}_j) G_1(R_1, R_P) + (\hat{\ell}_j \cdot \hat{R}_1)(\hat{\ell}_I \cdot \hat{R}_2) G_2(R_1, R_P) \right] \right\} \quad I \neq j
\end{aligned} \tag{4.7}$$

$$Z_{Ij_{\text{MFIE}}} = \frac{\text{sen}\alpha_P}{\alpha_P} k_0 \Delta_j \left[G_1(R_1, R_P) - \frac{Z_0}{Z_g(j)} (\hat{n}_j \cdot \hat{R}_P) G_2(R_1, R_P) \right] \quad I \neq j \tag{4.8}$$

onde:

$$\begin{aligned}
R_1 &= |\vec{r}_j - \vec{r}_0| = \sqrt{(x_j - x_0)^2 + (z_j - z_0)^2}, \\
R_P &= |\vec{r}_I - \vec{r}_j| = \sqrt{(x_I - x_j)^2 + (z_I - z_j)^2}, \\
\alpha_P &= \frac{k\Delta_j}{2} \left(\hat{R}_1 - \hat{R}_P\right) \cdot \hat{\ell}_j.
\end{aligned} \tag{4.9}$$

Utilizando as equações (4.6)-(4.9) em (4.3) e (4.4), obtém-se Z_{ij} escrito como uma aproximação de Z_{Ij} , considerado A_{jIi} representando a amplitude e ϕ_{jIi} explicitando a fase. Assim:

$$Z_{ij} = A_{jIi} e^{-j\phi_{jIi}} Z_{Ij} , \quad (4.10)$$

A_{jIi} e ϕ_{jIi} são definidos como:

$$A_{jIi_{MFIE}} = \frac{\alpha_P \text{sen}\alpha}{\alpha \text{sen}\alpha_P} \sqrt{\frac{R_1 + R_P}{\Psi_P(R_1 + R_P \Psi_P)}} \frac{Z_g(j) - Z_0(\hat{n}_j \cdot \hat{R}_P) P(\Psi_P R_P)}{Z_g(j) - Z_0(\hat{n}_j \cdot \hat{R}_P) P(R_P)} \quad (4.11)$$

$$A_{jIi_{EFIE}} = \frac{\alpha_P \text{sen}\alpha}{\alpha \text{sen}\alpha_P} \sqrt{\frac{R_1 + R_P}{\Psi_P(R_1 + R_P \Psi_P)}} \frac{Z_g(j)(\hat{n}_j \cdot \hat{R}_P) P(\Psi_P R_P) - Z_0 \left[(\hat{n}_i \cdot \hat{n}_j) + (\hat{\ell}_j \cdot \hat{R}_1)(\hat{\ell}_i \cdot \hat{R}_P) P(\Psi_P R_P) \right]}{Z_g(j)(\hat{n}_j \cdot \hat{R}_P) P(R_P) - Z_0 \left[(\hat{n}_i \cdot \hat{n}_j) + (\hat{\ell}_j \cdot \hat{R}_1)(\hat{\ell}_i \cdot \hat{R}_P) P(R_P) \right]} \quad (4.12)$$

$$\phi_{jIi} = k R_P (\Psi_P - 1) \quad (4.13)$$

onde:

$$P(x) = 1 - \frac{j}{kx} , \quad (4.14)$$

$$\Psi_P = \sqrt{1 + \frac{s^2 - 2 R_P s \cos \xi_P}{R_P^2}} \quad (4.15)$$

$$\alpha \approx \frac{k_0 \Delta_j}{2} \left(\hat{R}_1 - \hat{R}_P \right) \cdot \hat{\ell}_j + \frac{s}{R_P} \left(\hat{\ell}_i \cdot \hat{\ell}_j \right) , \quad (4.16)$$

assumindo $R_P \approx |\vec{R}_P + s \hat{\ell}_i|$.

A equação (4.2) pode ser escrita utilizando (4.10) no somatório referente a grupos de campo distante FF_m :

$$Z_{ii} M_i = V_i - \sum_{n \in FF_m} \sum_{j \in n} A_{jIi} e^{-j\phi_{jIi}} Z_{Ij} M_j - \sum_{n \in NF_m} \sum_{\substack{j \in n \\ j < i}} Z_{ij} M_j , \quad i = 1, 2, \dots, N . \quad (4.17)$$

Observando a equação (4.17), nota-se que os termos A_{jIi} e ϕ_{jIi} dependem de j através das variáveis R_P e ξ_P . Considerando um perfil eletricamente suave, esses termos variam lentamente dentro de um mesmo grupo fonte, o que possibilita desprezar a dependência relativa a j em A_{jIi} e ϕ_{jIi} . Tal aproximação só é válida quando R_2 é grande em relação ao comprimento de onda e ao tamanho dos grupos.

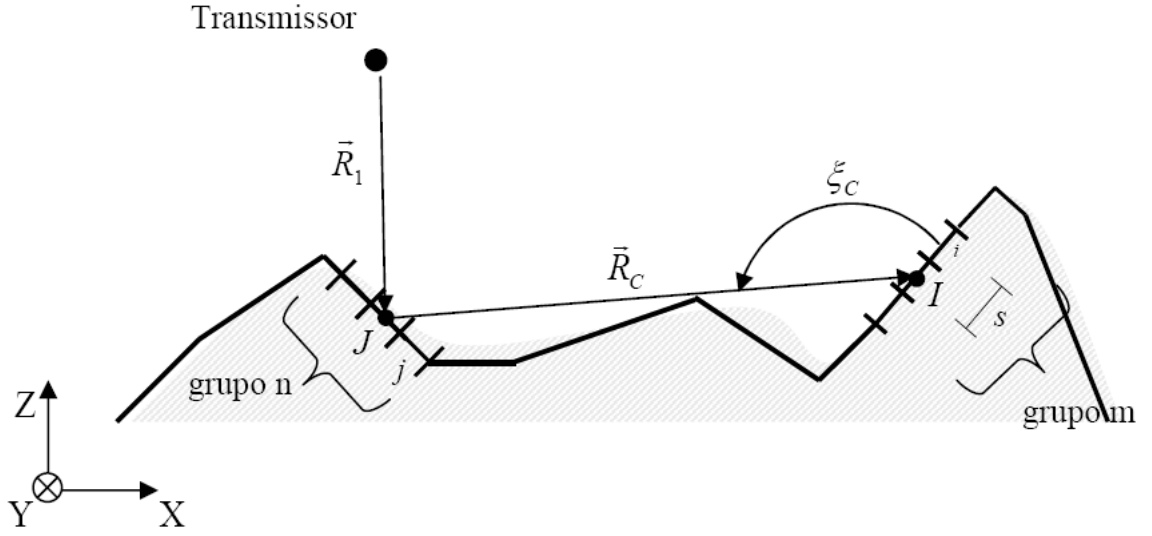


Figura 4.2: Definição do vetor \vec{R}_C .

Assim, A_{jIi} e ϕ_{jIi} podem ser renomeados como A_{Ii}^n e ϕ_{Ii}^n , e retirados do somatório em j . Tal fato permite que o somatório $\sum Z_{Ij}M_j$ possa ser calculado apenas uma vez para cada par (n,m) de grupos fonte e observador. Logo:

$$Z_{ii}M_i = V_i - \sum_{n \in FF_m} A_{Ii}^n e^{-j\phi_{Ii}^n} \sum_{j \in n} Z_{Ij}M_j - \sum_{n \in NF_m} \sum_{\substack{j \in n \\ j < i}} Z_{ij}M_j, \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (4.18)$$

Ao retirar a dependência de A_{jIi} e ϕ_{jIi} em relação a j , é necessário considerar o vetor \vec{R}_C , calculado através dos pontos centrais J e I apenas uma vez para cada par de grupos (n,m) . A Figura 4.2 ilustra os vetores e ângulos envolvidos. Assim, escreve-se:

$$A_{I_{i_{MFIE}}}^n = \frac{\alpha_C \operatorname{sen} \alpha}{\alpha \operatorname{sen} \alpha_C} \sqrt{\frac{R_1 + R_C}{\Psi_P(R_1 + R_C \Psi_C)}} \frac{Z_g(J) - Z_0(\hat{n}_J \cdot \hat{R}_C) P(\Psi_C R_C)}{Z_g(J) - Z_0(\hat{n}_J \cdot \hat{R}_C) P(R_C)} \quad (4.19)$$

$$A_{I_{i_{EFIE}}}^n = \frac{\alpha_C \operatorname{sen} \alpha}{\alpha \operatorname{sen} \alpha_C} \sqrt{\frac{R_1 + R_C}{\Psi_P(R_1 + R_C \Psi_C)}} \frac{Z_g(J)(\hat{n}_J \cdot \hat{R}_C) P(\Psi_C R_C) - Z_0 \left[(\hat{n}_i \cdot \hat{n}_J) + (\hat{\ell}_J \cdot \hat{R}_1)(\hat{\ell}_i \cdot \hat{R}_C) P(\Psi_C R_C) \right]}{Z_g(J)(\hat{n}_J \cdot \hat{R}_C) P(R_C) - Z_0 \left[(\hat{n}_I \cdot \hat{n}_J) + (\hat{\ell}_J \cdot \hat{R}_1)(\hat{\ell}_I \cdot \hat{R}_C) P(R_C) \right]} \quad (4.20)$$

$$\phi_{I_i}^n = k R_C (\Psi_C - 1) \quad (4.21)$$

onde:

$$R_C = |\vec{r}_I - \vec{r}_J| = \sqrt{(x_I - x_J)^2 + (z_I - z_J)^2}, \quad (4.22)$$

$$\Psi_C = \sqrt{1 + \frac{s^2 - 2s R_C \cos \xi_C}{R_C^2}}, \quad (4.23)$$

$$\alpha_C = \frac{k_0 \Delta_J}{2} (\hat{R}_1 - \hat{R}_C) \cdot \hat{\ell}_J, \quad (4.24)$$

$$\alpha \approx \frac{k_0 \Delta_J}{2} (\hat{R}_1 - \hat{R}_C) \cdot \hat{\ell}_J + \frac{s}{R_C} (\hat{\ell}_i \cdot \hat{\ell}_J), \quad (4.25)$$

assumindo $R_C \approx |\vec{R}_C + s \hat{\ell}_i|$.

Dessa maneira, o tempo gasto no cálculo das correntes equivalentes é drasticamente diminuído, aumentando a aplicabilidade da técnica de equações integrais em enlaces eletricamente longos. Para sinais com polarização horizontal, utiliza-se a tabela de dualidade II.II nas equações (4.19)-(4.25) para a aplicação do método de aceleração.

O número de grupos FAFFA em que o terreno é dividido constitui-se num importante parâmetro na aplicação da técnica. Quanto maior o número de grupos, maior é a precisão do método em relação ao algoritmo original. Mas em contrapartida o tempo de cálculo também aumenta. No limite de um grupo para cada segmento, a técnica se equivale ao algoritmo original, sem considerar nenhuma aproximação FAFFA. Ao considerar um número pequeno de grupos com muitos segmentos por grupo, aumenta o número de aproximações do tipo campo distante por segmento. Assim o método se torna menos preciso em relação ao algoritmo original. Além disso, não há ganho no tempo de simula-

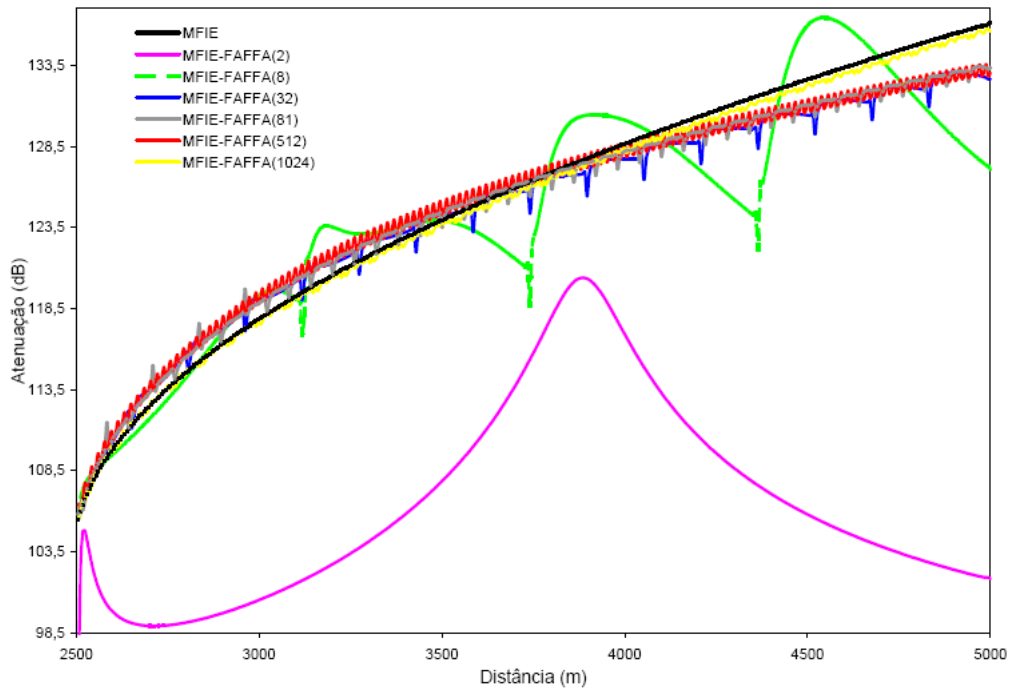


Figura 4.3: Comparação da atenuação sobre a cunha em 100 MHz, com 4 seg/ λ , variando o número de grupos FAFFA.

ção, pois a proporção de grupos campo distante FF em relação ao campo próximo NF é pequena e o somatório $\sum Z_{I_j} M_j$ é aproveitado poucas vezes.

Teperino em [12] realiza uma análise sobre qual o número de grupos FAFFA N_G que proporciona o maior ganho no tempo de processamento em relação ao algoritmo original. Tal trabalho conclui que a configuração que resulta em um menor tempo computacional é aquela na qual $N_G = \sqrt{N}$, onde N_G é o número de grupos FAFFA e N o número de segmentos.

A Figura 4.3 exibe uma comparação da atenuação sobre a cunha da Seção 3.2.1, onde considera-se diferentes valores para o número de grupos FAFFA. A atenuação é calculada para 100 MHz, com 4 seg/ λ , resultando em 6673 segmentos. Nota-se a precisão em relação ao algoritmo original aumenta com o número de grupos, obtendo melhores resultados quando utiliza-se 1024 grupos. Apesar disso, o tempo de simulação nesse caso

Tabela IV.I: Tempo de processamento do algoritmo original versus o FAFFA para o caso da cunha em 100 MHz.

Algoritmo	Tempo(s)	Ganho FAFFA
MFIE Original	95,59	—
MFIE-FAFFA(2)	54,67	42,8%
MFIE-FAFFA(8)	25,20	73,6%
MFIE-FAFFA(32)	18,50	80,6%
MFIE-FAFFA(81)	18,45	80,6%
MFIE-FAFFA(128)	19,45	79,7%
MFIE-FAFFA(256)	23,25	75,7%
MFIE-FAFFA(512)	30,50	68,1%
MFIE-FAFFA(1024)	44,13	53,8%

não foi o menor, conforme valores elencados na Tabela IV.I.

O ganho FAFFA indica o percentual de tempo que a técnica de aceleração gasta a menos do que o algoritmo original. Por exemplo, para 1024 grupos, o tempo de cálculo do FAFFA apresenta valor com diferença de 53,8% a menos quando comparado ao algoritmo original. Observa-se que o menor tempo foi aquele em que o número de grupos mais se aproximou de $N_G = \sqrt{6673} \approx 81$.

4.2 Resultados

Nesta Seção, os casos analisados no Capítulo 3 são calculados utilizando a técnica de aceleração FAFFA e os resultados comparados ao algoritmo original.

A aplicação da técnica de aceleração foi realizada utilizando 1024 grupos FAFFA. Conforme discussão da Seção 4.1, o valor ideal de grupos FAFFA seria a raiz quadrada do número de segmentos em que o terreno foi dividido. Assim, para cada perfil analisado seria necessário valor de grupos diferentes para obter maior ganho temporal. A escolha de 1024 grupos se deve ao fato da maior precisão em relação ao algoritmo original, fator de maior importância no cálculo de predição radioelétrica. Apesar disso, o método de aceleração ainda apresentou grandes reduções nos tempos de simulações.

4.2.1 Cunha de Luebbers

A atenuação total do campo eletromagnético sobre a cunha analisada na Seção 3.2.1 é exibida na Figura 4.4, utilizando parâmetros de entrada idênticos e considerando a polarização vertical. As curvas obtidas pela MFIE e EFIE são comparadas com o algoritmo otimizado pelo FAFFA. A situação estudada é a mesma do Capítulo 2: variação da altura h_r de 3 a 300 m para a frequência de 100 MHz.

Os resultados indicam melhor precisão da MFIE-FAFFA, obtendo melhores resultados quando utiliza-se 4 segmentos/ λ . A EFIE-FAFFA apresenta curvas idênticas à EFIE original, notando que esta não convergiu, fato já comentado na Seção 3.2.1.

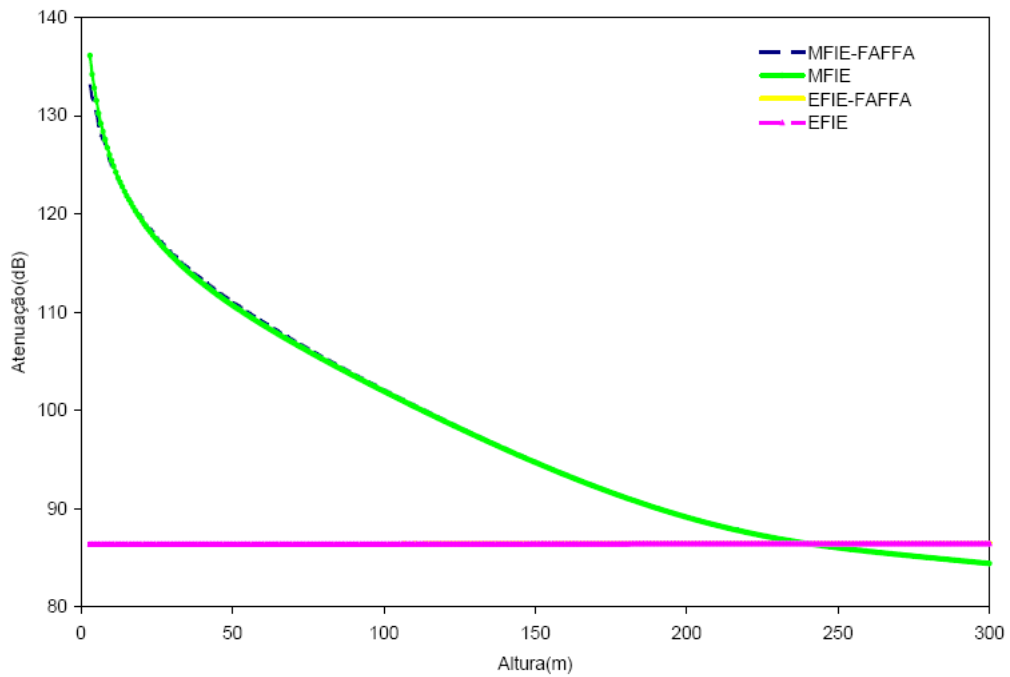
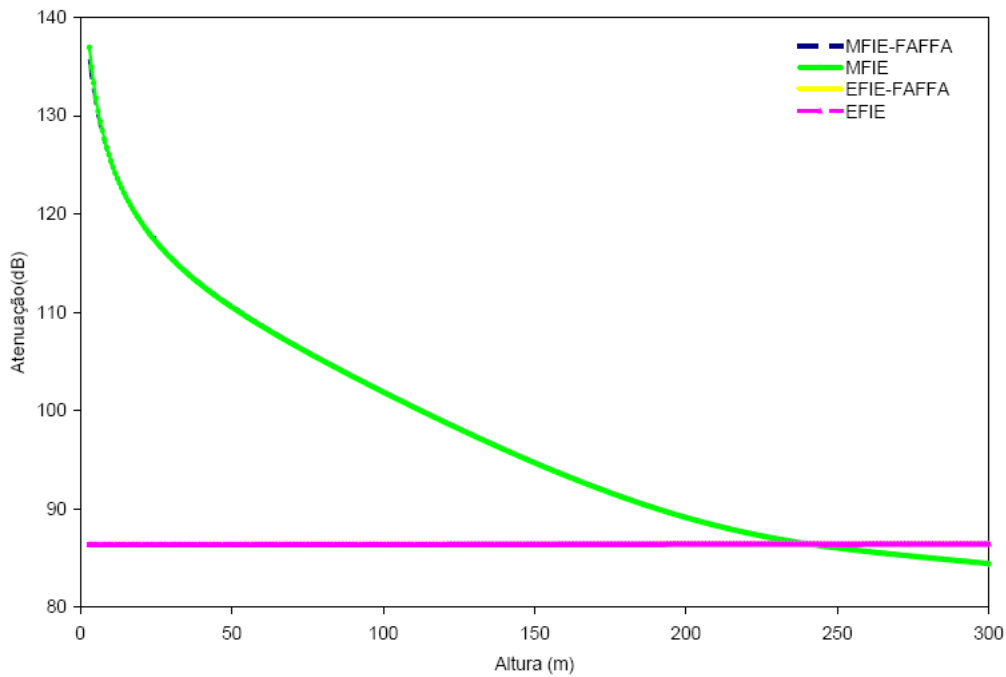
(a) Atenuação com 1 segmento/ λ .(b) Atenuação com 4 segmentos/ λ .

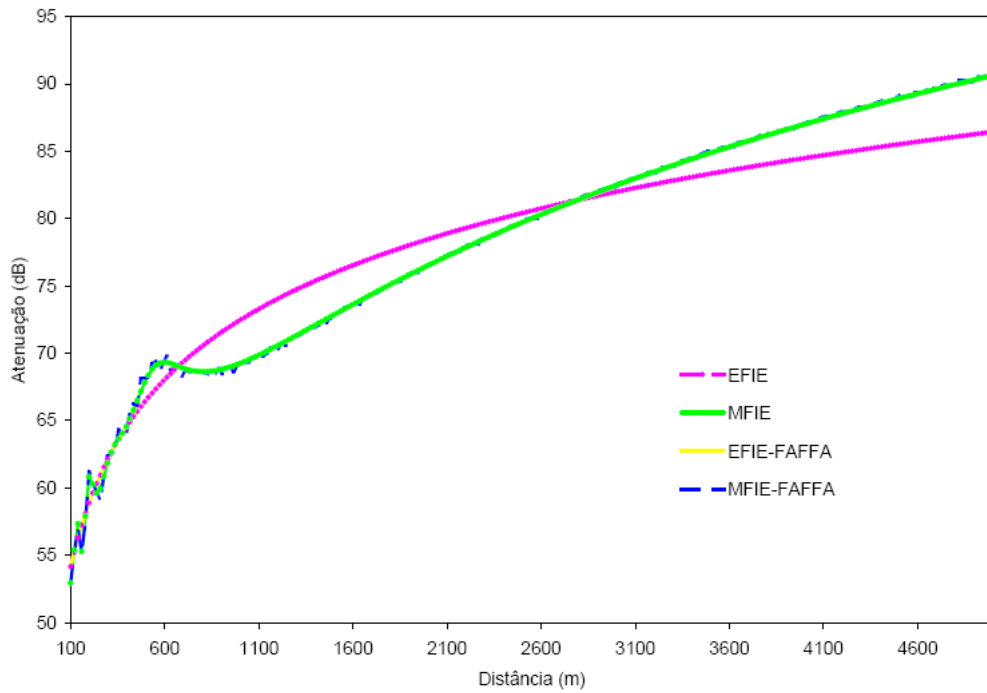
Figura 4.4: Atenuação sobre a cunha em função da altura h_r do receptor, para a polarização vertical em 100 MHz.

4.2.2 Terra Plana

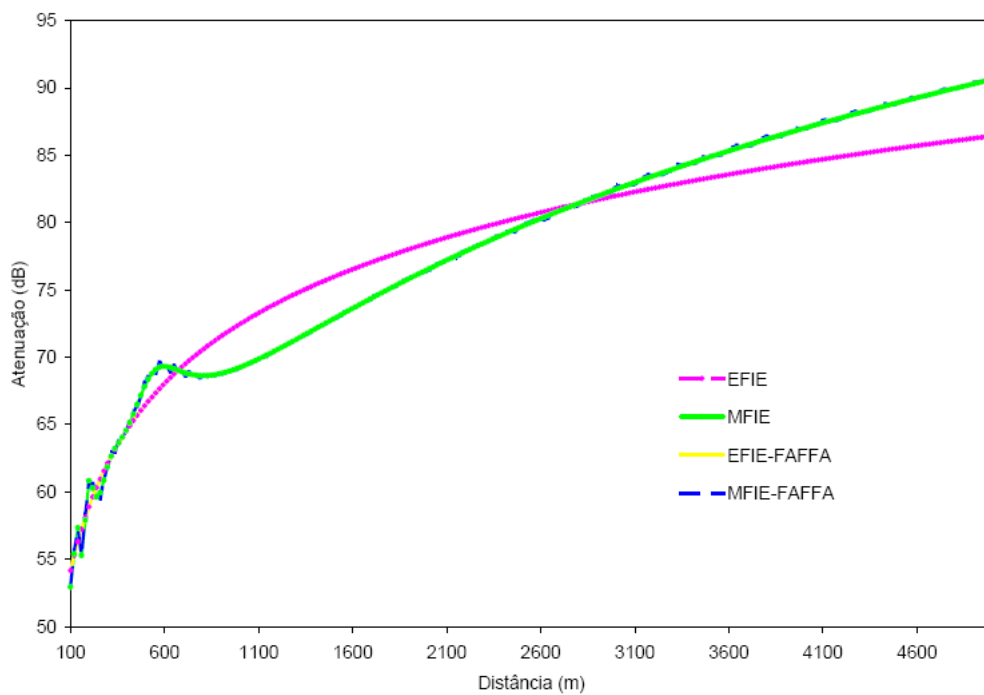
O caso da Terra Plana discutido na Seção 3.2.2 é agora analisado com a aplicação da técnica de aceleração. A atenuação do deslocamento do receptor de 10 m de altura sobre o terreno plano é exibida na Figura 4.5 para a polarização vertical, e na Figura 4.6 para polarização horizontal. De maneira semelhante à Seção 4.2.1, os cálculos foram executados com 1 e 4 segmentos/ λ . Simulações com maior segmentação não apresentaram diferença significativa para esse caso.

A EFIE-FAFFA e a MFIE-FAFFA mostraram-se eficientes quando comparadas ao algoritmo original, com redução de tempo de processamento de até 60% para ambas as polarizações. No caso da polarização horizontal, a MFIE-FAFFA exibiu oscilação quando o receptor alcançou distâncias maiores que 2500 m.

Assim, o método de aceleração constitui-se de ferramenta válida para diminuir consideravelmente os tempos de cálculo, mantendo nível pequeno de divergência em relação ao algoritmo original. O ganho no tempo de processamento do FAFFA é discutido na Seção 4.2.5.

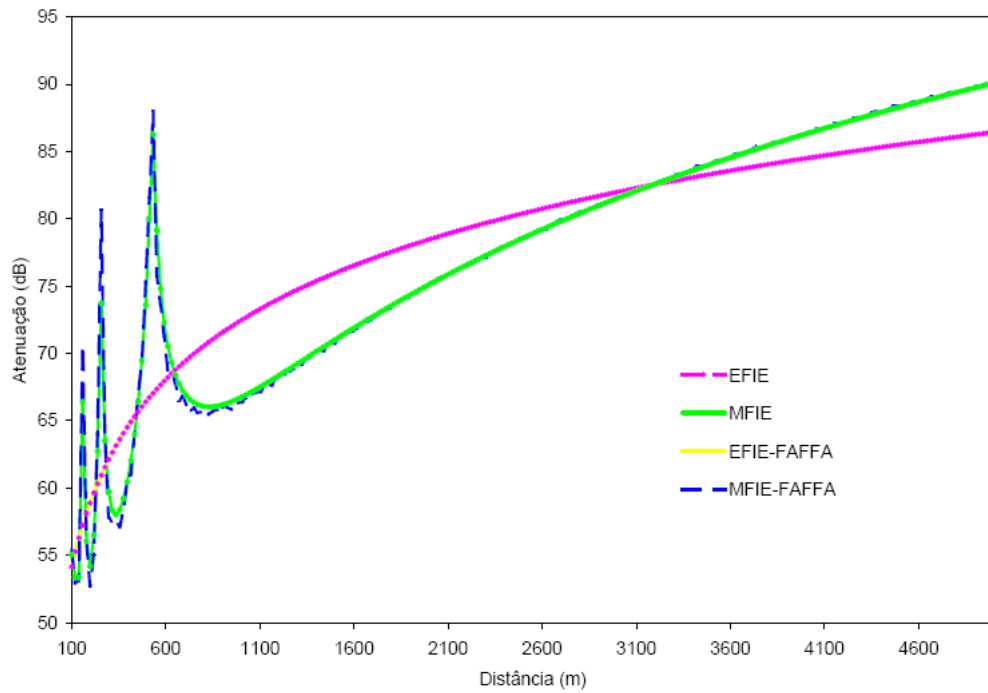


(a) Atenuação com 1 segmento/λ.

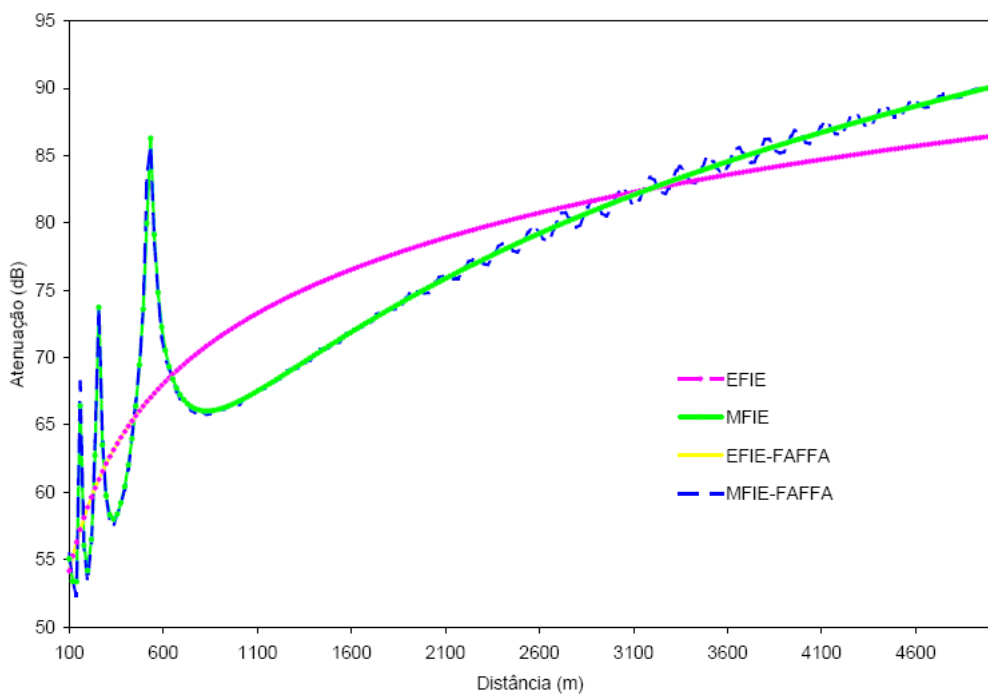


(b) Atenuação com 4 segmentos/λ.

Figura 4.5: Atenuação sobre Terra plana para polarização vertical em 100 MHz.



(a) Atenuação com 1 segmento/λ.



(b) Atenuação com 4 segmentos/λ.

Figura 4.6: Atenuação sobre Terra plana para polarização horizontal em 100 MHz.

4.2.3 Dinamarca

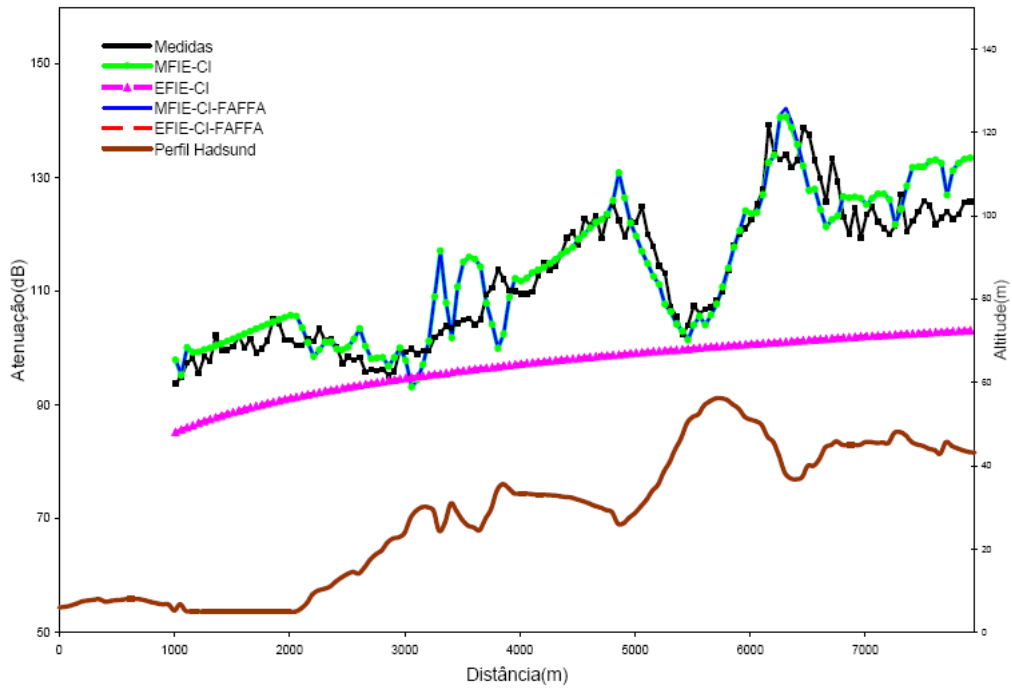
Nesta Seção, os casos medidos na Dinamarca, avaliados na Seção 3.2.3, são recalculados utilizando a técnica FAFFA e os resultados confrontados com o modelo de equações integrais original. A análise dos cinco perfis é idêntica àquela feita no Capítulo 2, considerando as frequências de 144 MHz, 435 MHz e 970 MHz. A comparação é feita entre as MFIE e EFIE originais e a formulação MFIE-FAFFA e EFIE-FAFFA modificadas pela técnica de aceleração. O cálculo de Método dos Momentos utiliza 4 segmentos/ λ e as perdas do solo novamente foram consideradas através dos parâmetros: $\epsilon_g=15\epsilon_0$ e $\sigma_g=0,012$ S/m.

Os resultados referentes à atenuação ao longo dos cinco perfis serão mostrados apenas para a frequência de 435 MHz, uma vez que o comportamento da MFIE-FAFFA e EFIE-FAFFA em relação ao algoritmo original foi o mesmo para as três frequências consideradas. Assim, os resultados para 435 MHz são ilustrados nas Figuras 4.7-4.11, mostrando ótima convergência do FAFFA com o algoritmo original.

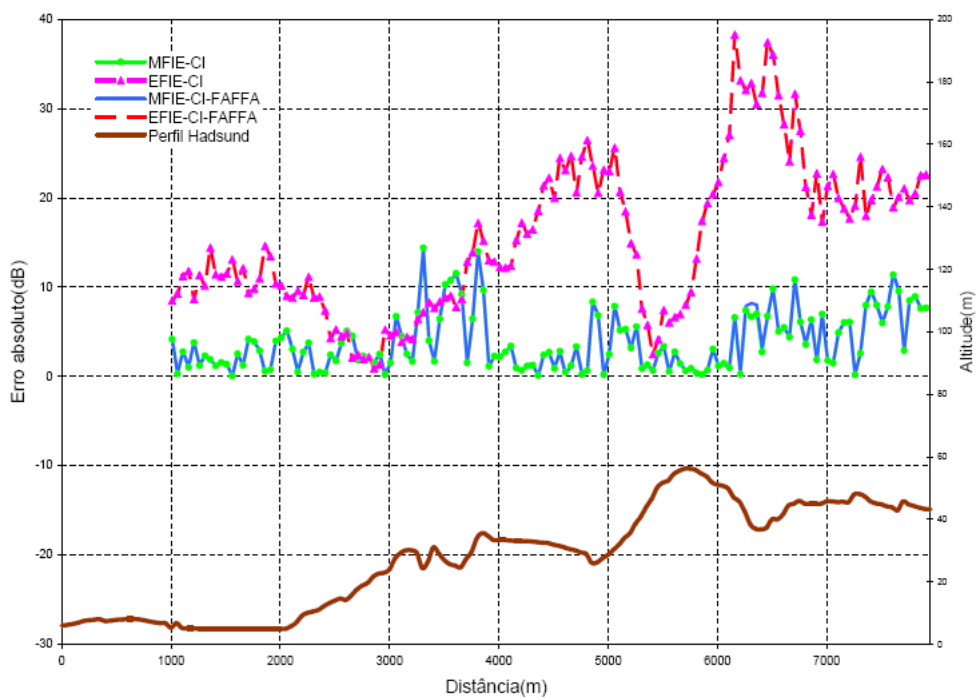
As Figuras 4.12-4.13 exibem a comparação entre os valores preditos em 144 MHz. Observa-se proximidade satisfatória entre o algoritmo original e o FAFFA. A Tabela IV.II mostra a pequena diferença entre os valores médios de cada técnica. A MFIE-FAFFA apresenta uma dispersão pouco maior que a MFIE, como representa a Figura 4.12. Os gráficos das Figuras 4.14 e 4.15, referentes a 435 MHz, indicam dispersões quase idênticas às da Seção 3.2.3 e na Tabela IV.III pode-se observar parâmetros estatísticos muito próximos.

Os valores preditos pelo FAFFA em 970 MHz apresentaram maior dispersão entre as três frequências analisadas, como mostra a Figura 4.16. Mesmo assim, nas Figuras 4.16-4.17 verifica-se convergência satisfatória da técnica de aceleração.

O resumo geral da aplicação do FAFFA nos cinco perfis pode ser verificado nas Figuras 4.18 e 4.15. A técnica mostrou-se eficaz nos casos analisados e consegue alcançar tempos de simulação até 90% menores daqueles obtidos com o algoritmo original.

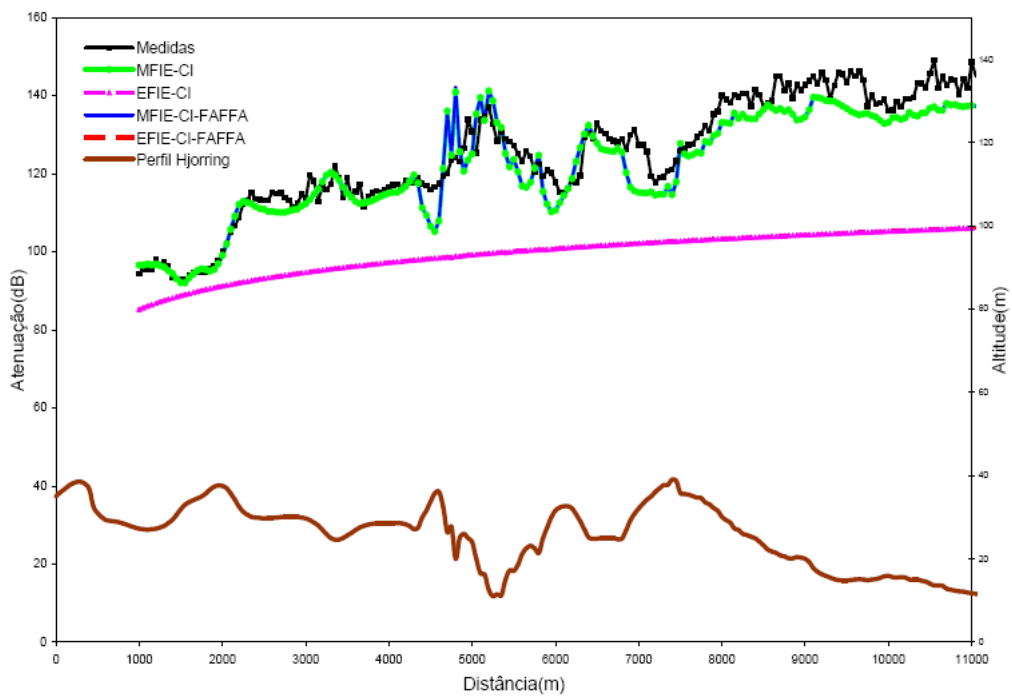


(a) Atenuação

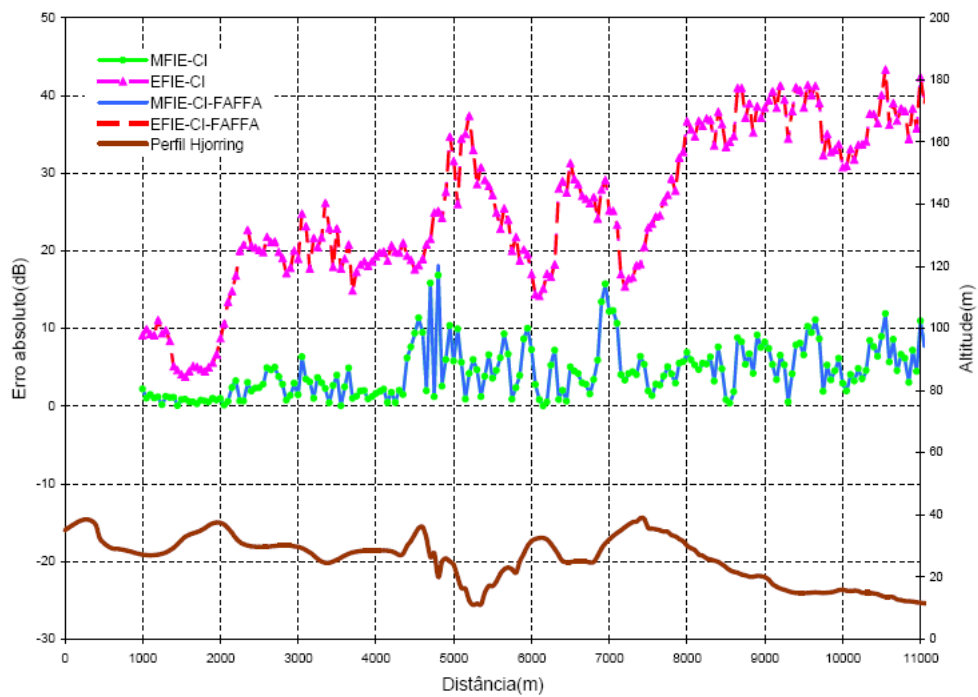


(b) Erro absoluto

Figura 4.7: Atenuação e erro absoluto: perfil de Hadsund em 435 MHz, para polarização vertical.

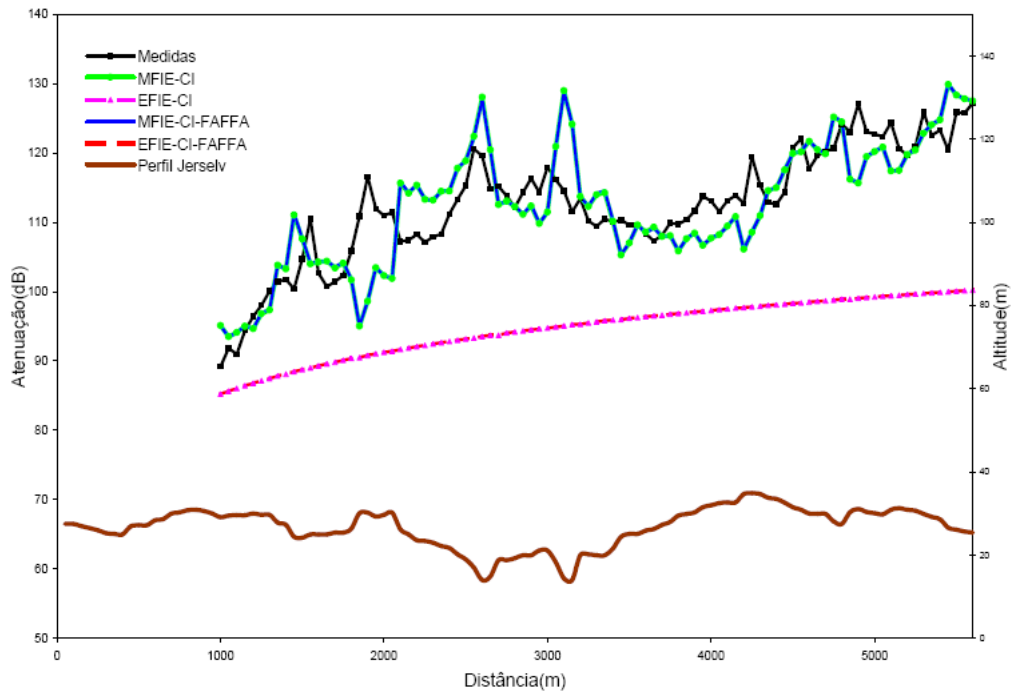


(a) Atenuação

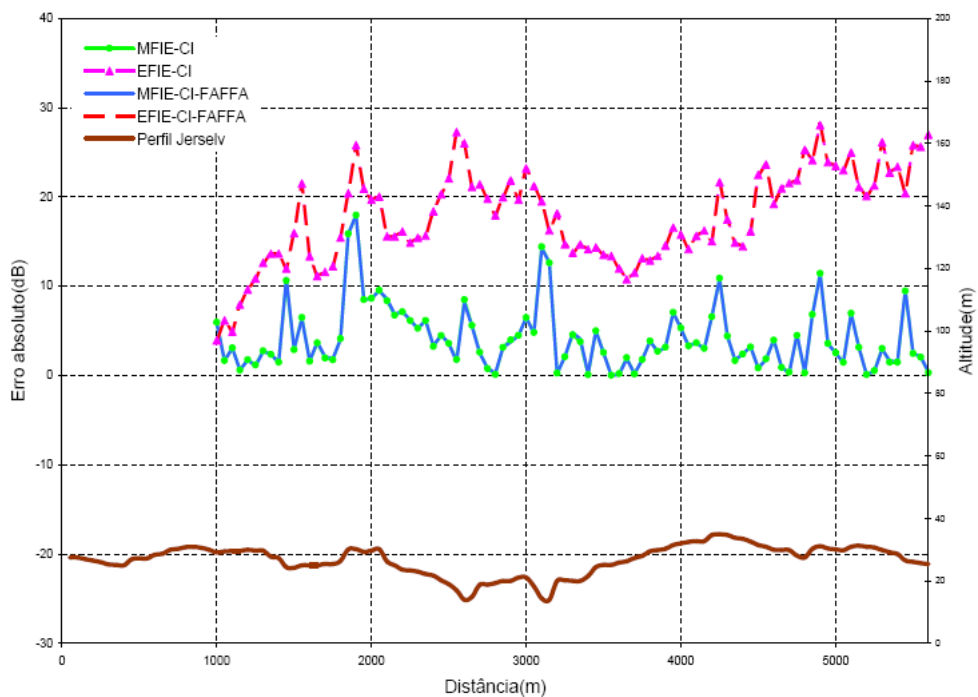


(b) Erro absoluto

Figura 4.8: Atenuação e erro absoluto: perfil de Hjørring em 435 MHz, para polarização vertical.

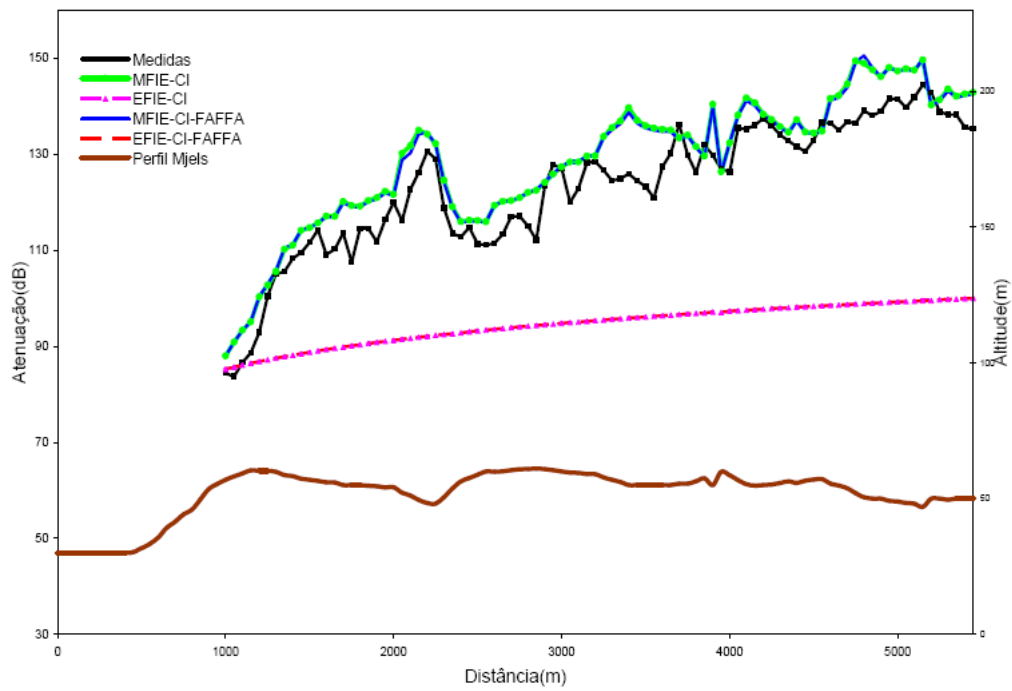


(a) Atenuação

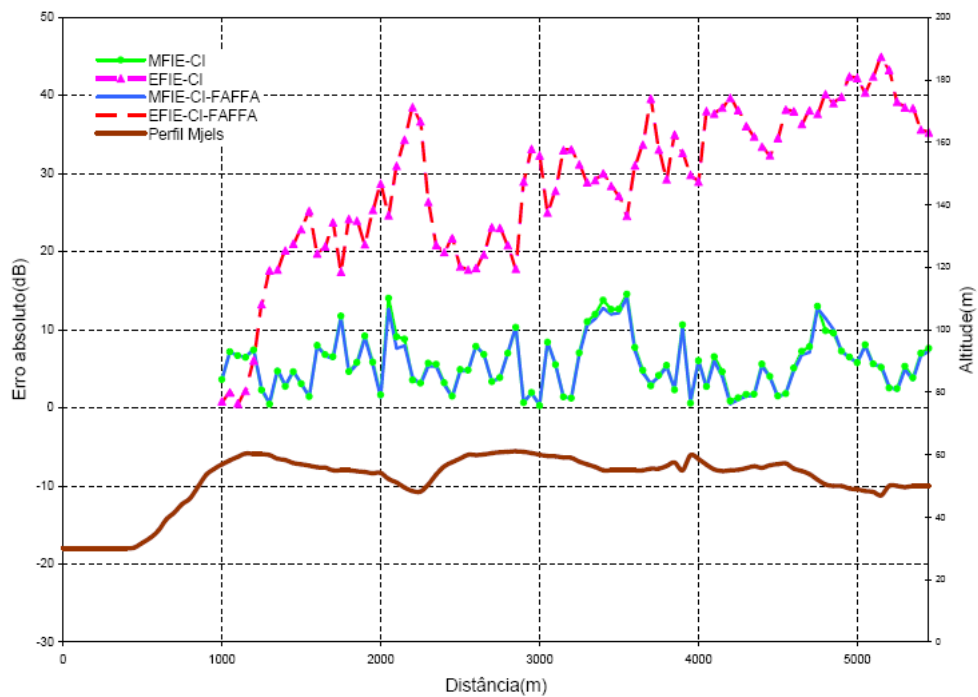


(b) Erro absoluto

Figura 4.9: Atenuação e erro absoluto: perfil de Jerslev em 435 MHz, para polarização vertical.

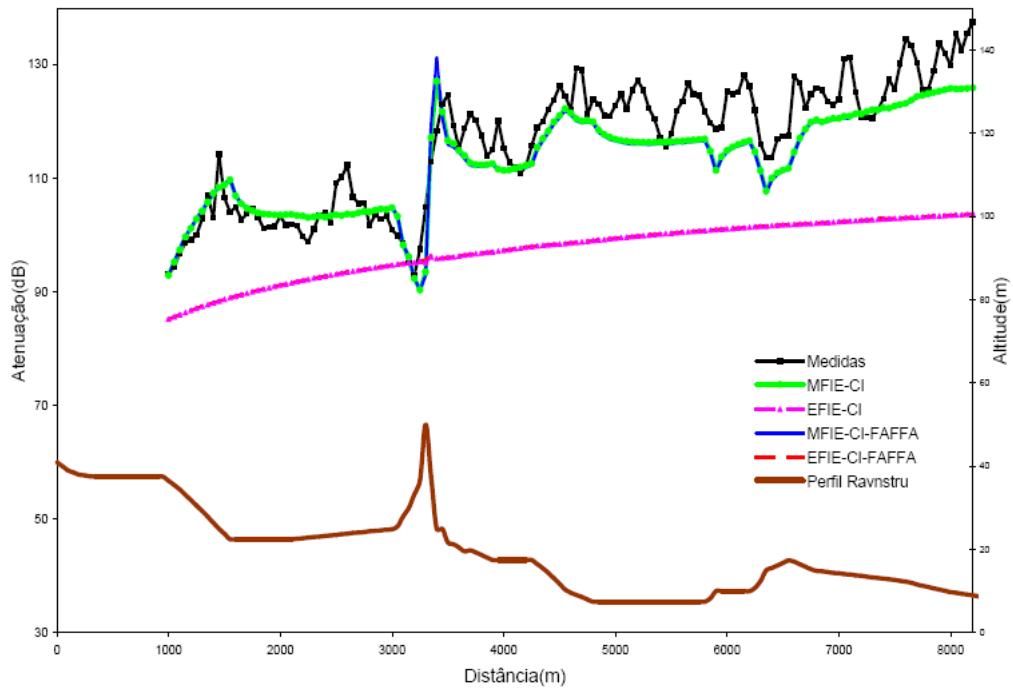


(a) Atenuação

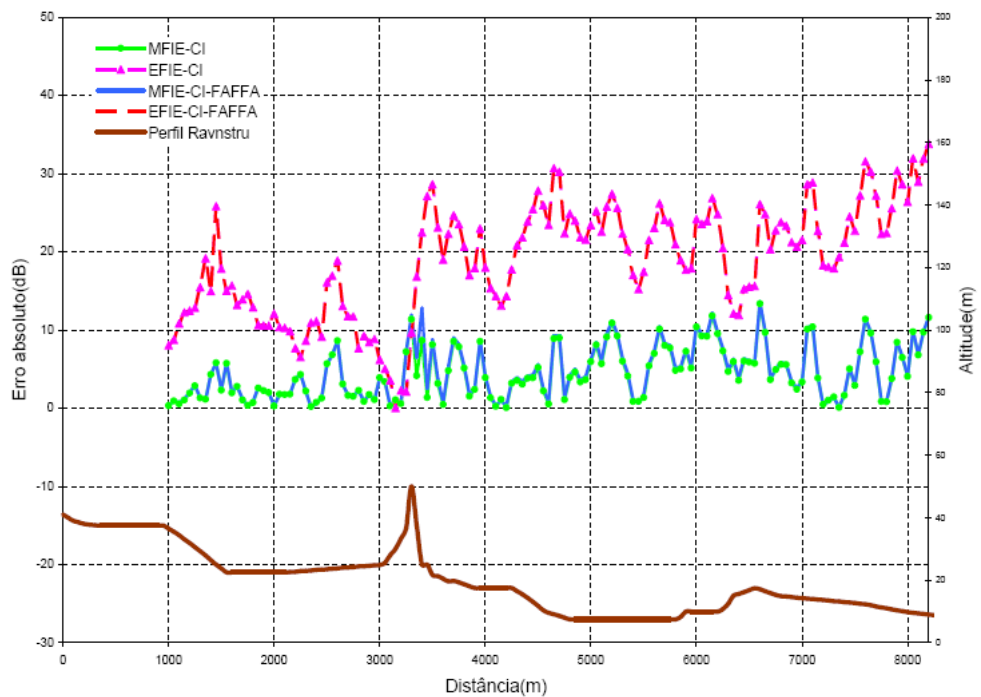


(b) Erro absoluto

Figura 4.10: Atenuação e erro absoluto: perfil de Mjels em 435 MHz, para polarização vertical.



(a) Atenuação



(b) Erro absoluto

Figura 4.11: Atenuação e erro absoluto: perfil de Ravnstru em 435 MHz, para polarização vertical.

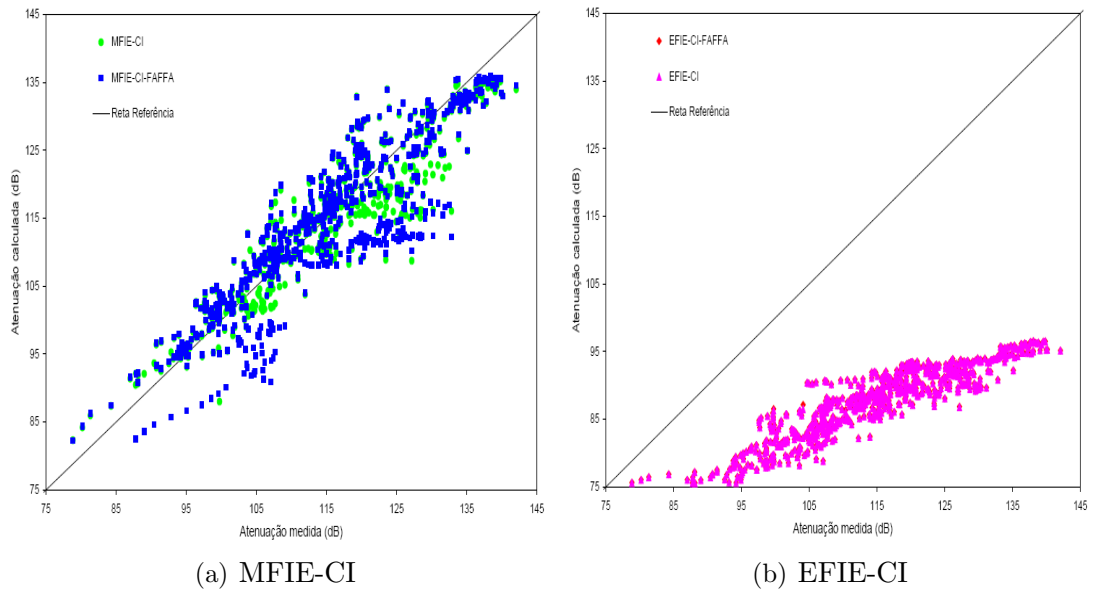


Figura 4.12: Comparação entre medidas e valores calculados para casos na Dinamarca em 144 MHz.

Tabela IV.II: Parâmetros estatísticos para casos na Dinamarca em 144 MHz.

Modelo	Erro Médio (dB)	Erro Médio Absoluto (dB)	Desvio Padrão (dB)
EFIE-CI	-26,47	26,47	7,49
MFIE-CI	-0,31	2,41	4,42
EFIE-CI-FAFFA	-26,46	26,46	7,49
MFIE-CI-FAFFA	-1,20	4,39	5,71

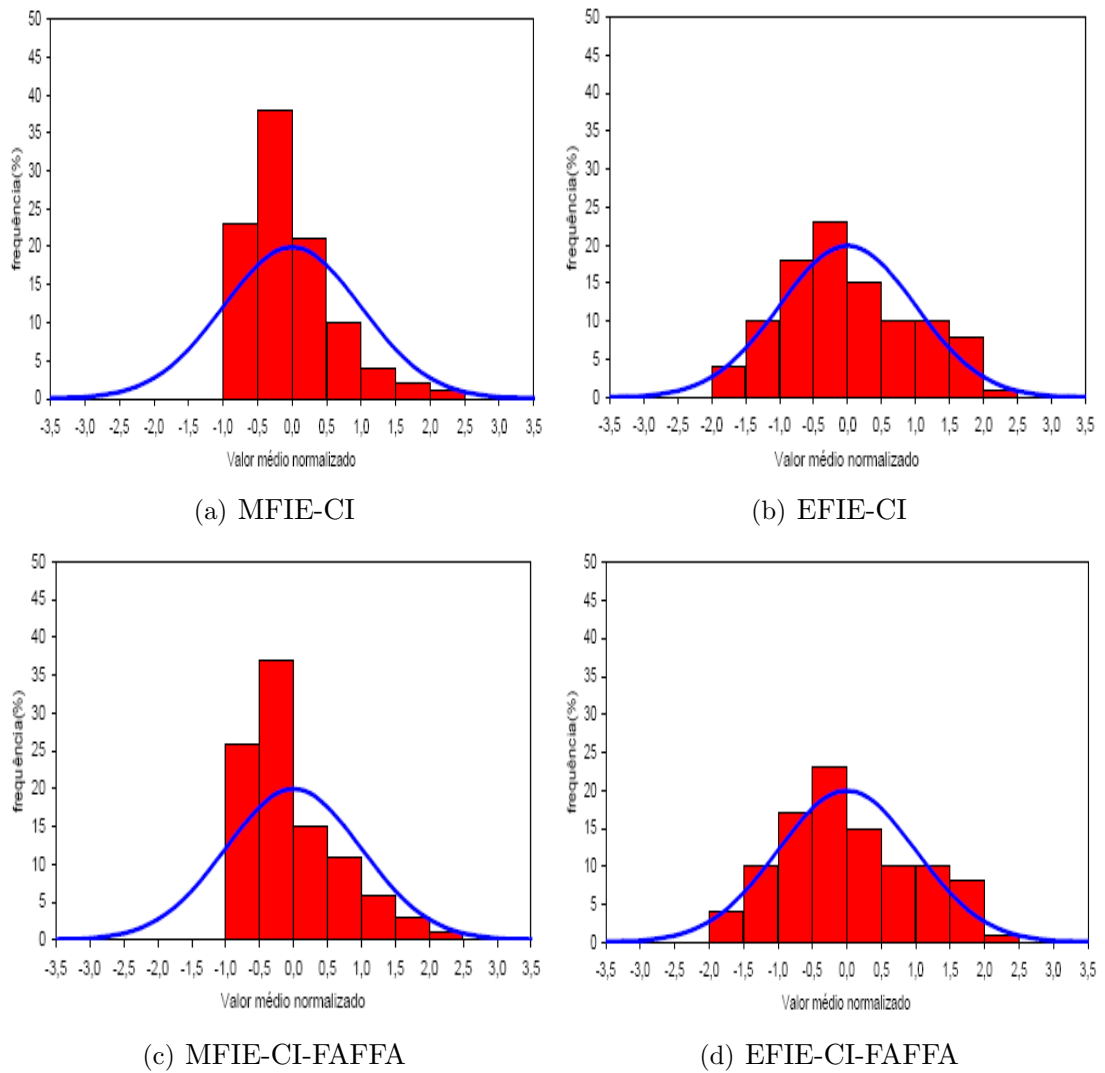


Figura 4.13: Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para casos na Dinamarca em 144 MHz.

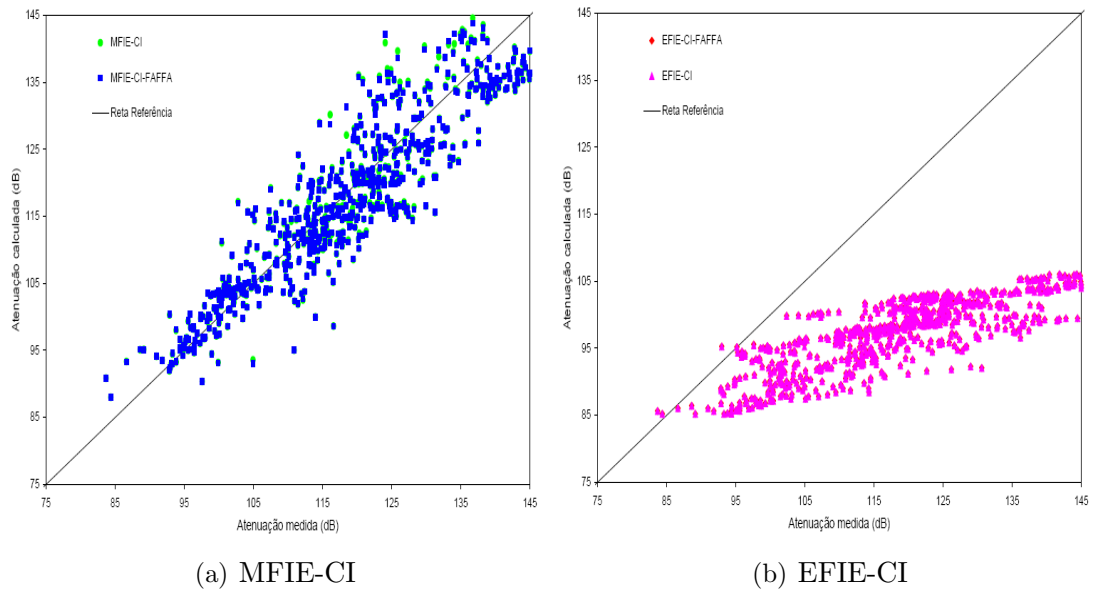


Figura 4.14: Comparação entre medidas e valores calculados para casos na Dinamarca em 435 MHz.

Tabela IV.III: Parâmetros estatísticos para casos na Dinamarca em 435 MHz.

Modelo	Erro Médio (dB)	Erro Médio Absoluto (dB)	Desvio Padrão (dB)
EFIE-CI	-21,26	21,28	9,90
MFIE-CI	-0,72	4,45	5,57
EFIE-CI-FAFFA	-21,26	21,28	9,90
MFIE-CI-FAFFA	-0,73	4,48	5,59

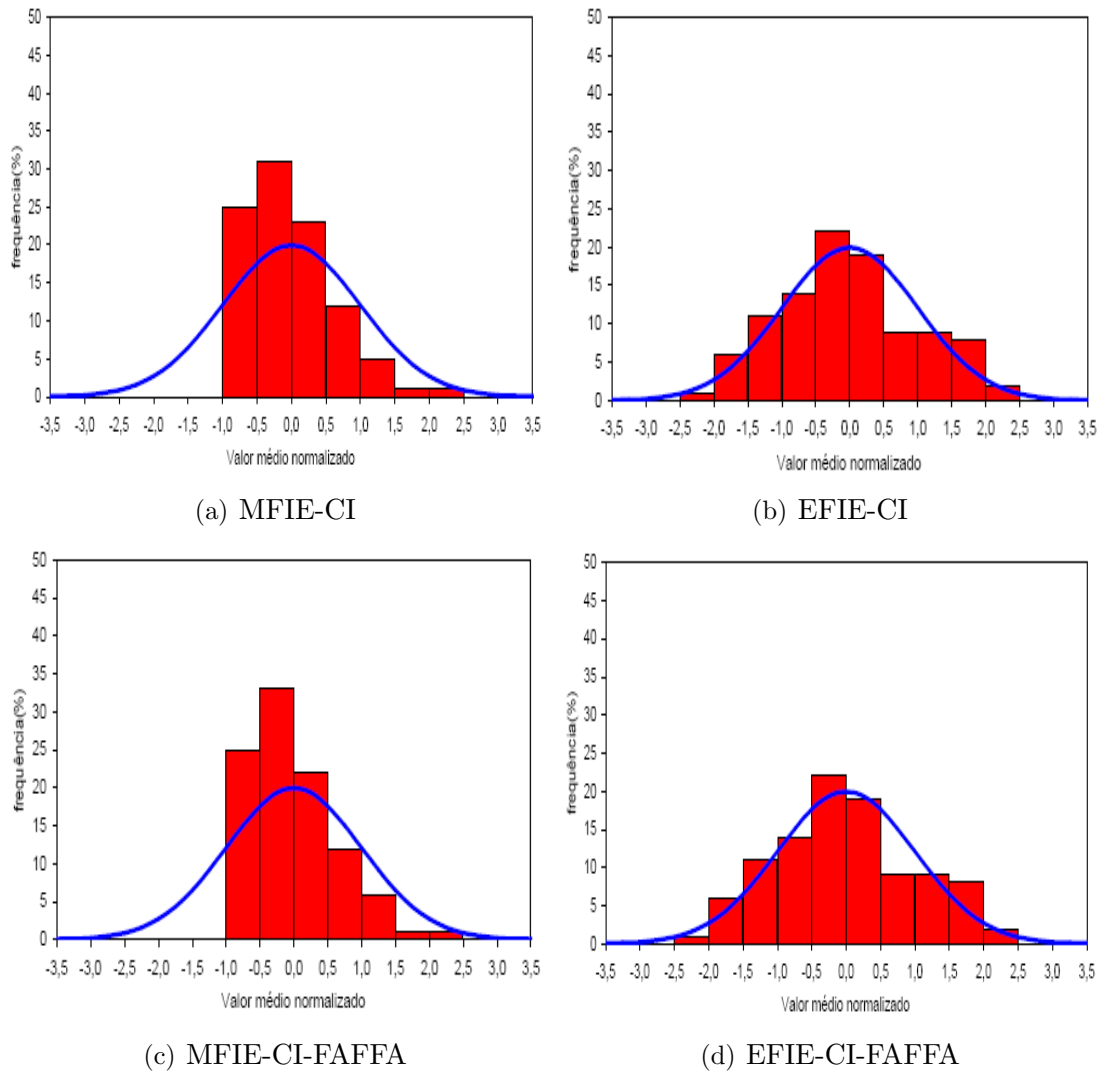


Figura 4.15: Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para casos na Dinamarca em 435 MHz.

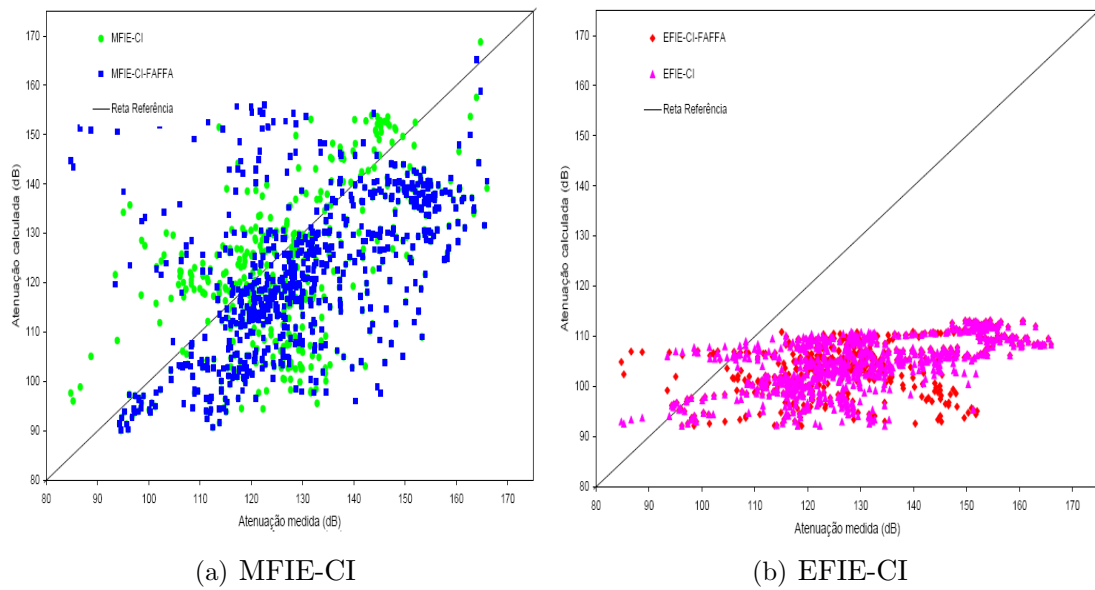


Figura 4.16: Comparação entre medidas e valores calculados casos na Dinamarca em 970 MHz.

Tabela IV.IV: Parâmetros estatísticos para casos na Dinamarca em 970 MHz.

Modelo	Erro Médio (dB)	Erro Médio Absoluto (dB)	Desvio Padrão (dB)
EFIE-CI	-24,94	25,04	12,57
MFIE-CI	-7,71	10,06	10,25
EFIE-CI-FAFFA	-24,94	25,04	12,57
MFIE-CI-FAFFA	-7,72	10,11	10,27

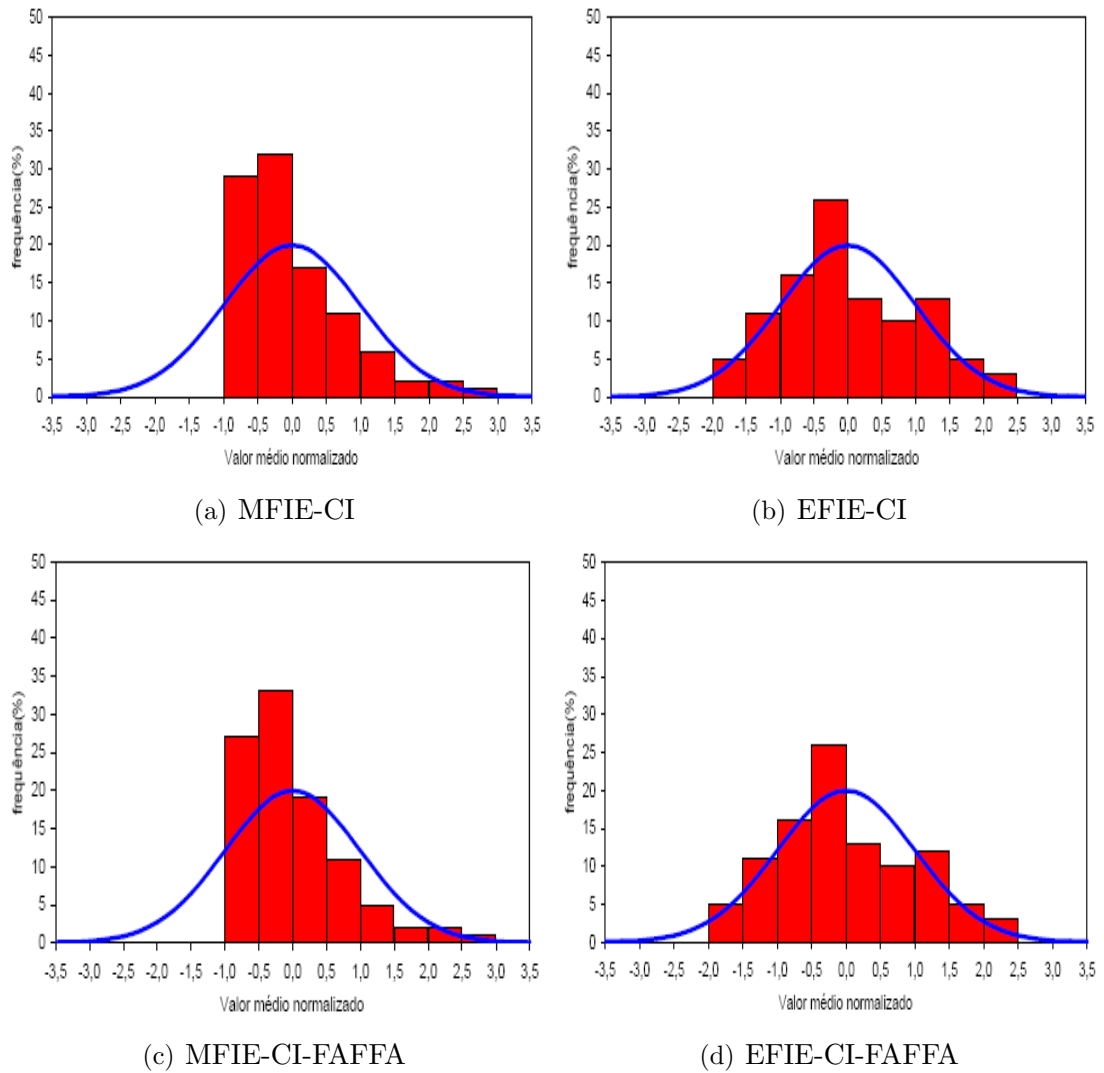


Figura 4.17: Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para casos na Dinamarca em 970 MHz.

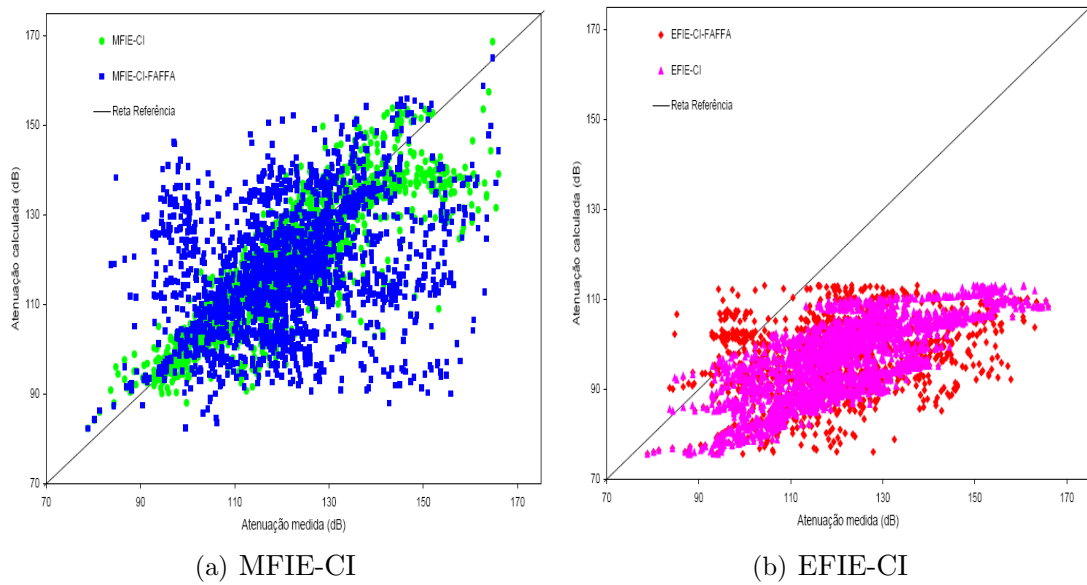


Figura 4.18: Comparação entre medidas e valores calculados para todos os casos na Dinamarca.

Tabela IV.V: Parâmetros estatísticos para todos os casos na Dinamarca.

Modelo	Erro Médio (dB)	Erro Médio Absoluto (dB)	Desvio Padrão (dB)
EFIE-CI	-24,48	24,52	10,57
MFIE-CI	-2,91	6,97	7,96
EFIE-CI-FAFFA	-24,48	24,52	10,57
MFIE-CI-FAFFA	-3,21	6,32	8,16

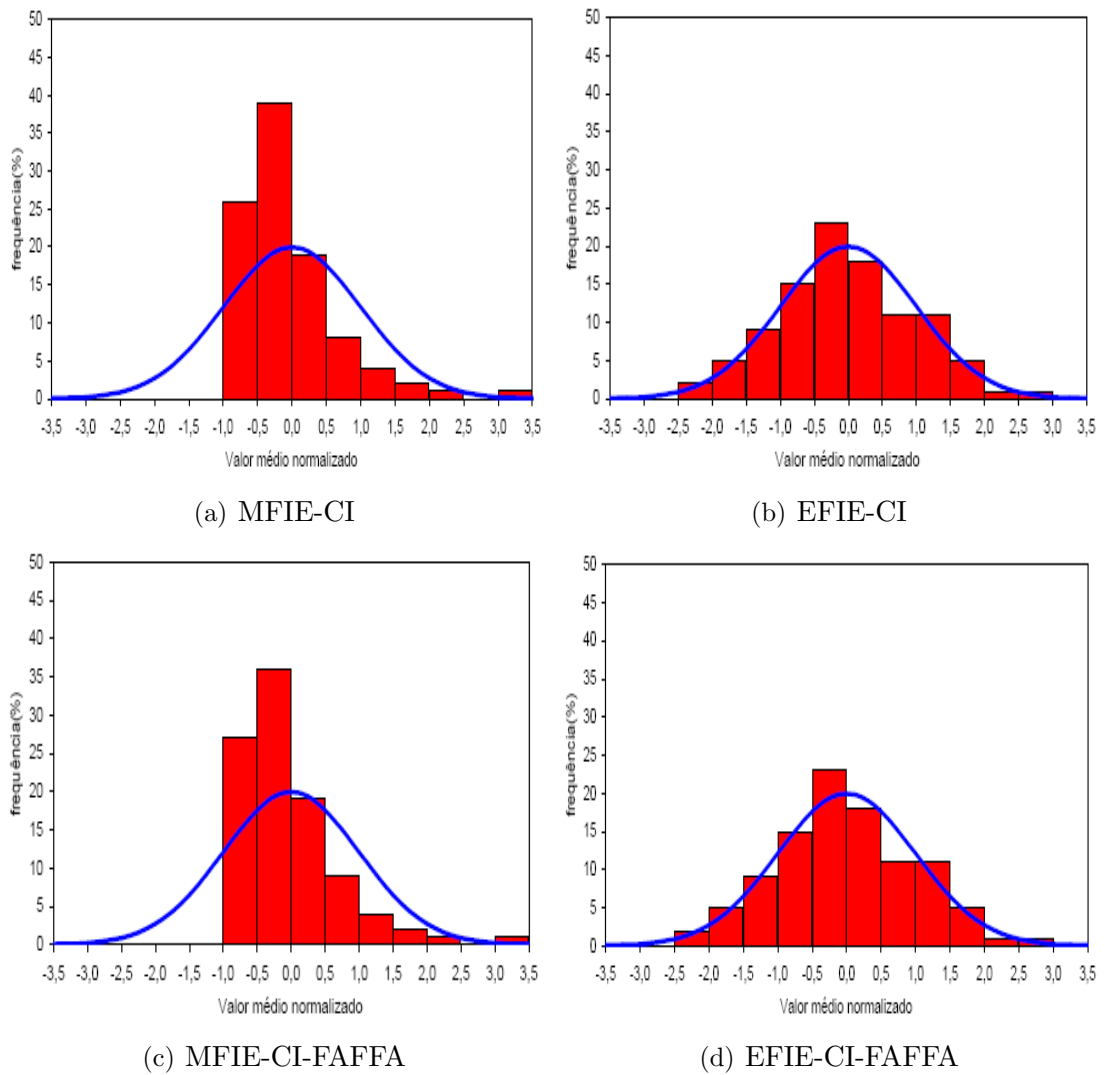


Figura 4.19: Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para todos os casos na Dinamarca.

Polarização Horizontal

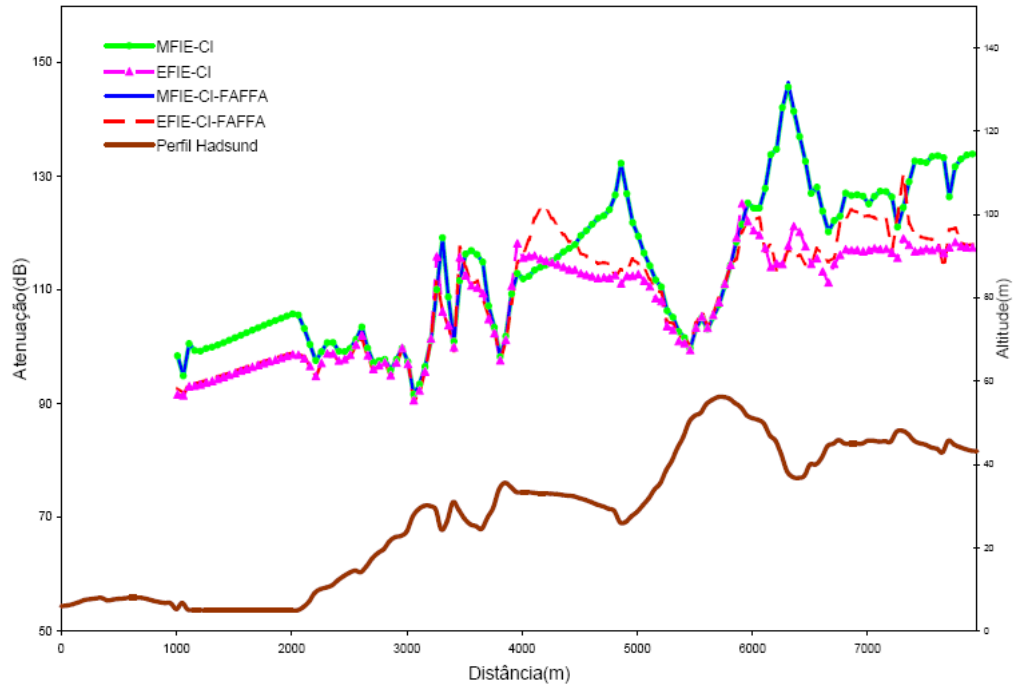


Figura 4.20: Atenuação sobre perfil de Hadsund em 435 MHz para polarização horizontal.

As figuras 4.20-4.24 exibem o resultado da técnica de aceleração considerando a polarização horizontal. Seguindo a mesma metodologia aplicada à polarização vertical, serão exibidos os gráficos apenas para a frequência de 435 MHz, uma vez que o comportamento da MFIE-FAFFA e EFIE-FAFFA em relação ao algoritmo original foi o mesmo para as três frequências consideradas. A comparação é realizada com a EFIE e MFIE utilizando o algoritmo original. No caso da MFIE, os valores preditos pelo FAFFA são bastante semelhantes ao modelo sem a técnica de aceleração. A EFIE-FAFFA apresentou curvas semelhantes ao algoritmo original, mas com diferenças significativas em alguns pontos.

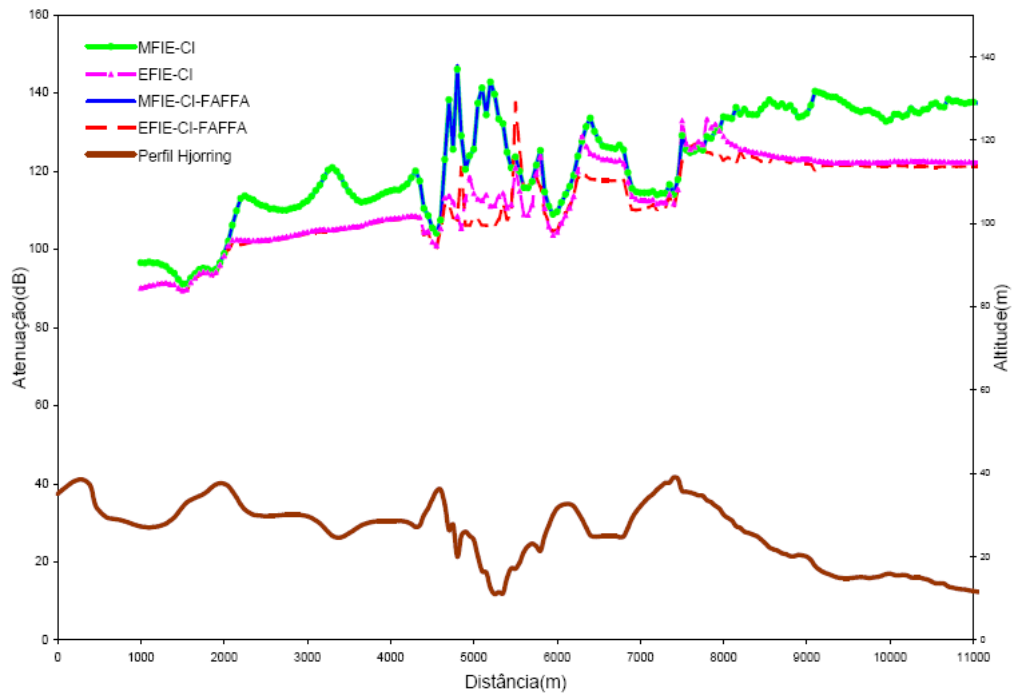


Figura 4.21: Atenuação sobre perfil de Hjørring em 435 MHz para polarização horizontal.

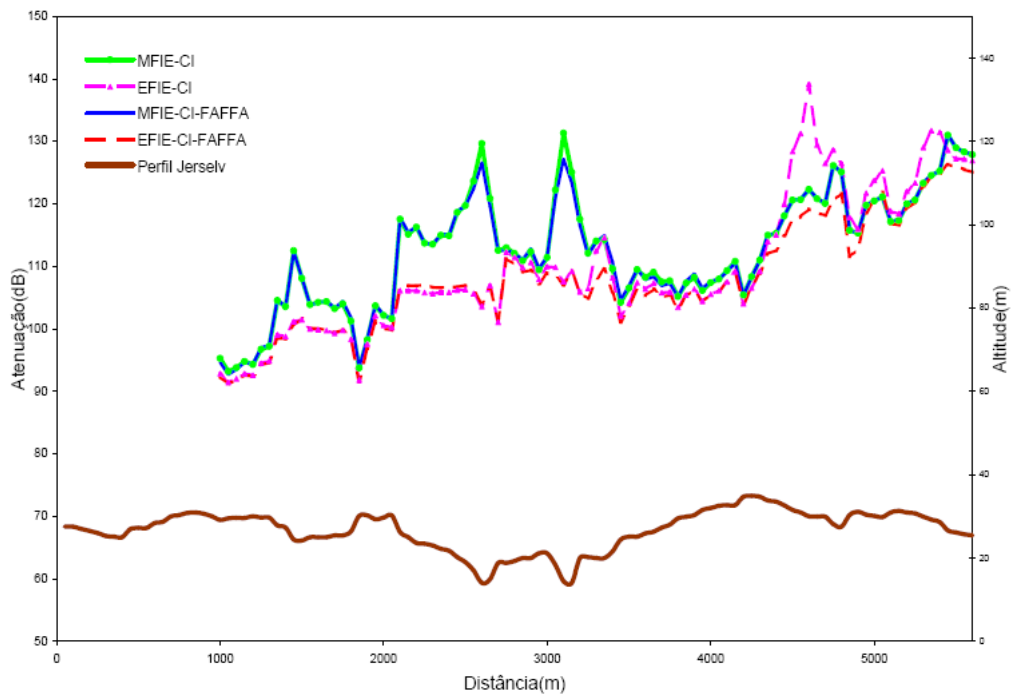


Figura 4.22: Atenuação sobre perfil de Jerslev em 435 MHz para polarização horizontal.

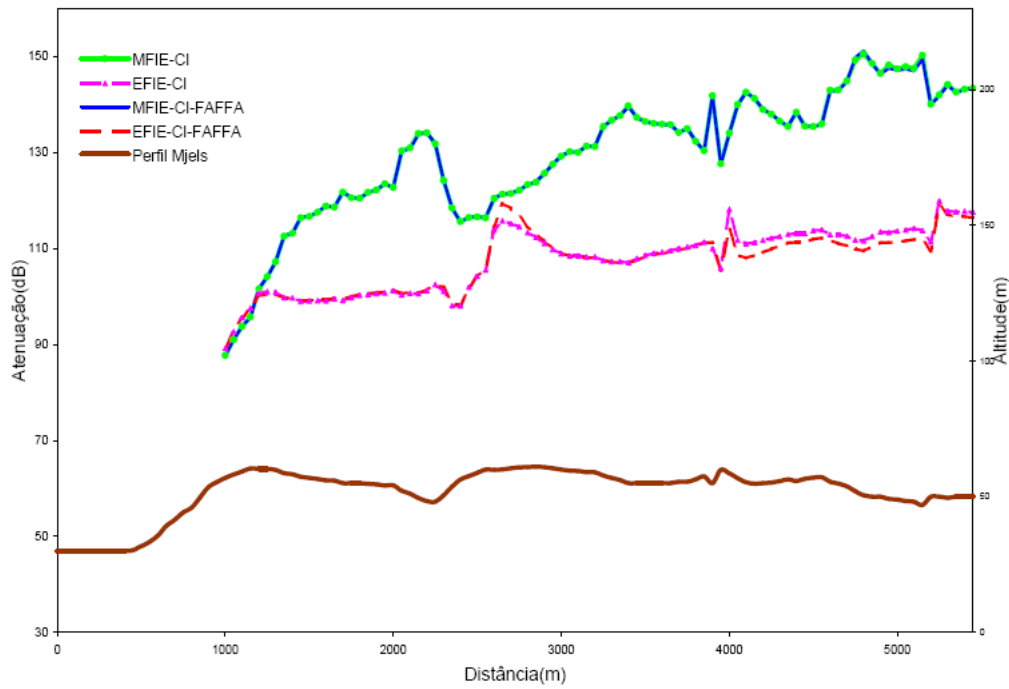


Figura 4.23: Atenuação sobre perfil de Mjels em 435 MHz para polarização horizontal.

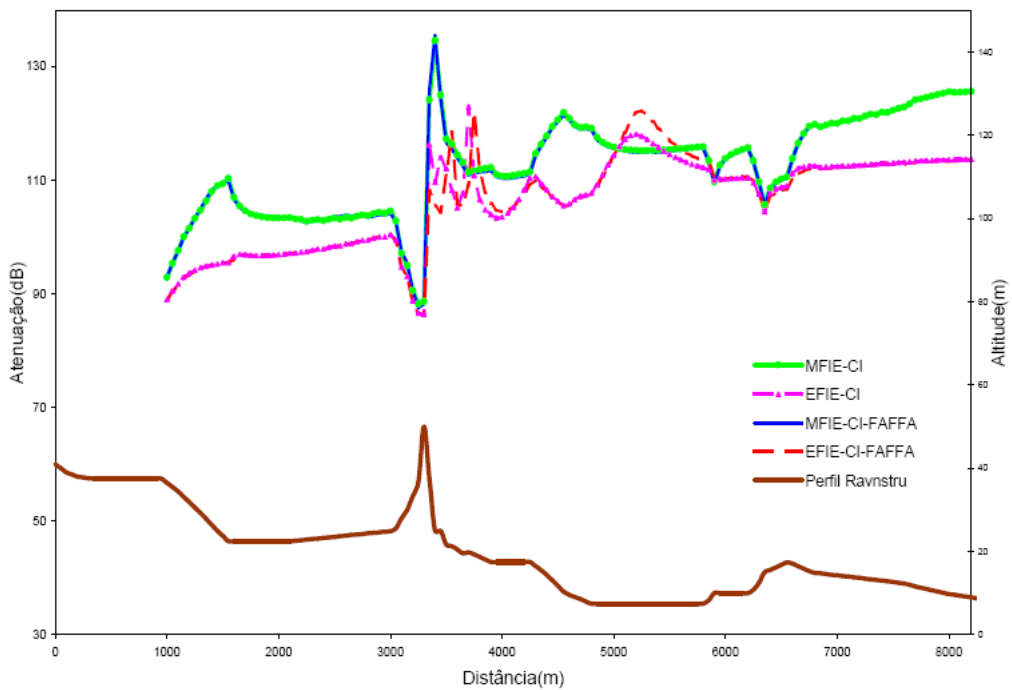


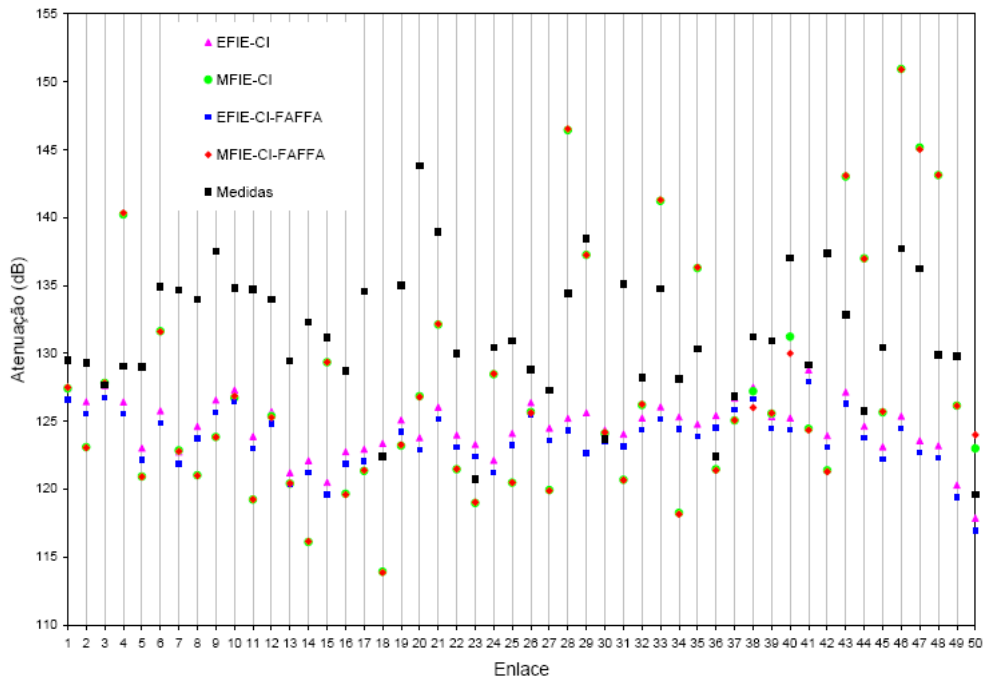
Figura 4.24: Atenuação sobre perfil de Ravnstru em 435 MHz para polarização horizontal.

4.2.4 Brasília-DF

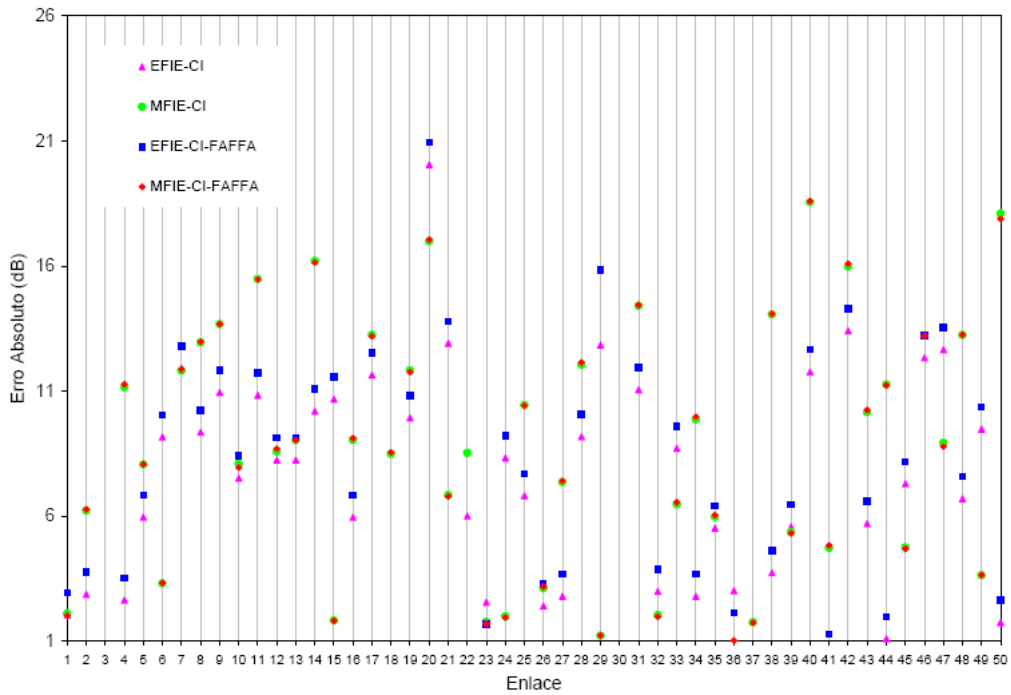
O segundo caso prático abordado no Capítulo 3 é novamente analisado para testar a eficiência do FAFFA. Os 50 enlaces em torno do Lago Paranoá têm suas respectivas atenuações calculadas pela MFIE, EFIE, MFIE-FAFFA e EFIE-FAFFA. Os mesmos parâmetros da Seção 3.2.4 são utilizados, como a relação de 4 segmentos/ λ e as configurações de solo: $\epsilon_g=15\epsilon_0$ e $\sigma_g=0,012$ S/m para terra e $\epsilon_g=81\epsilon_0$, $\sigma_g=0,01$ S/m para água doce.

Os resultados ilustrados nas Figuras 4.25-4.27 mostram valores muito semelhantes entre a técnica de aceleração e o algoritmo original. A EFIE-FAFFA apresentou erros de divergência maiores que a MFIE-FAFFA. Os parâmetros estatísticos da Tabela IV.VI mostram diferenças máximas de 1 dB quando o a EFIE-FAFFA é comparada à EFIE original.

Desse modo, a técnica mostra-se satisfatória na convergência dos valores quando comparadas ao algoritmo original. Entretanto, a grande vantagem do FAFFA reside na diminuição do tempo de simulação. Nos casos de enlaces eletricamente longos, o cálculo das correntes equivalentes pelo algoritmo original é demorado e torna-se obstáculo na aplicação de equações integrais para predição radioelétrica. O FAFFA alcançou tempos de simulação muito menores, possibilitando maior utilização prática da técnica de equações integrais.

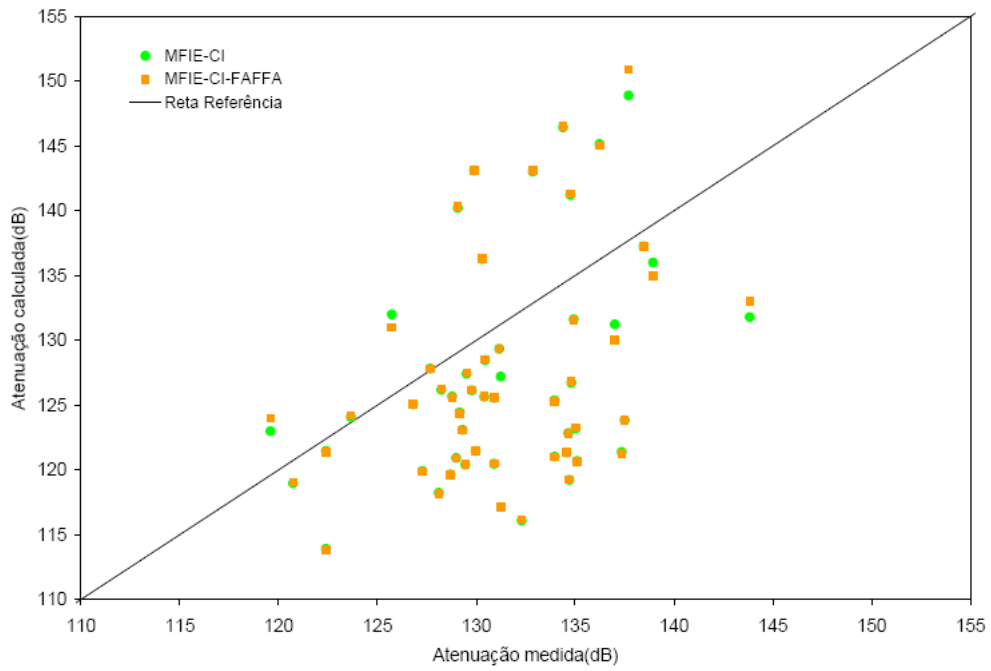


(a) Atenuação

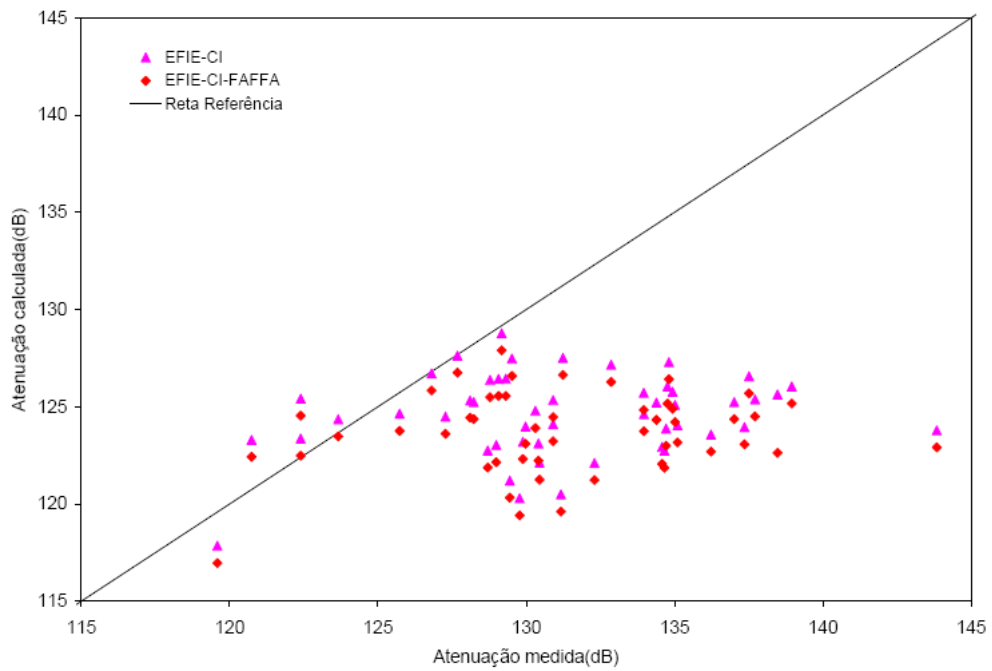


(b) Erro absoluto

Figura 4.25: Atenuação e Erro absoluto para casos de Brasília-DF.



(a) Atenuação



(b) Erro absoluto

Figura 4.26: Comparação entre medidas e valores calculados para casos de Brasília-DF.

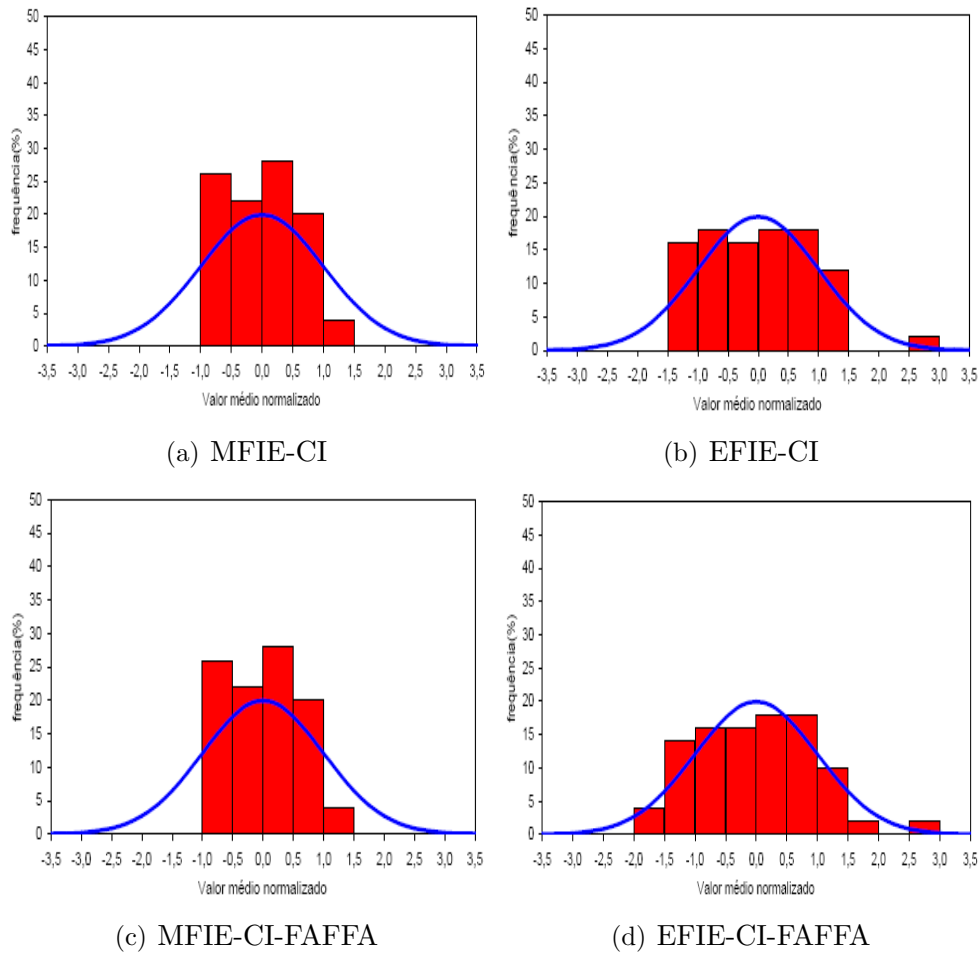


Figura 4.27: Histogramas do erros absolutos entre medidas e modelos para todos os casos de Brasília-DF.

Tabela IV.VI: Parâmetros estatísticos para casos em Brasília.

Modelo	Erro Médio (dB)	Erro Médio Absoluto(dB)	Desvio Padrão (dB)
EFIE-CI	-6,71	6,99	5,06
MFIE-CI	-3,52	7,26	8,28
EFIE-CI-FAFFA	-7,63	7,78	4,98
MFIE-CI-FAFFA	-3,96	8,01	9,16

Polarização Horizontal

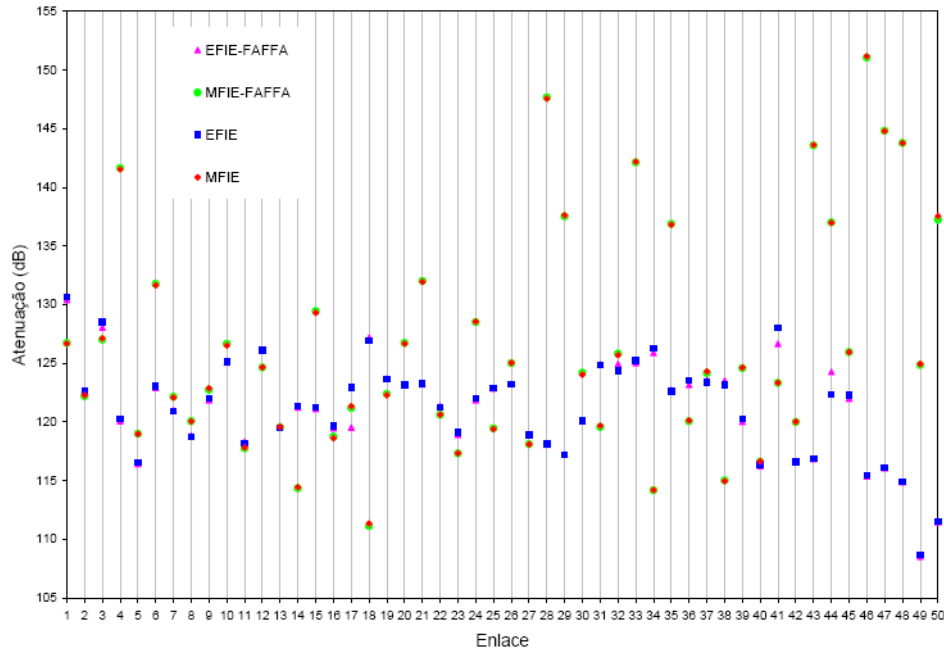


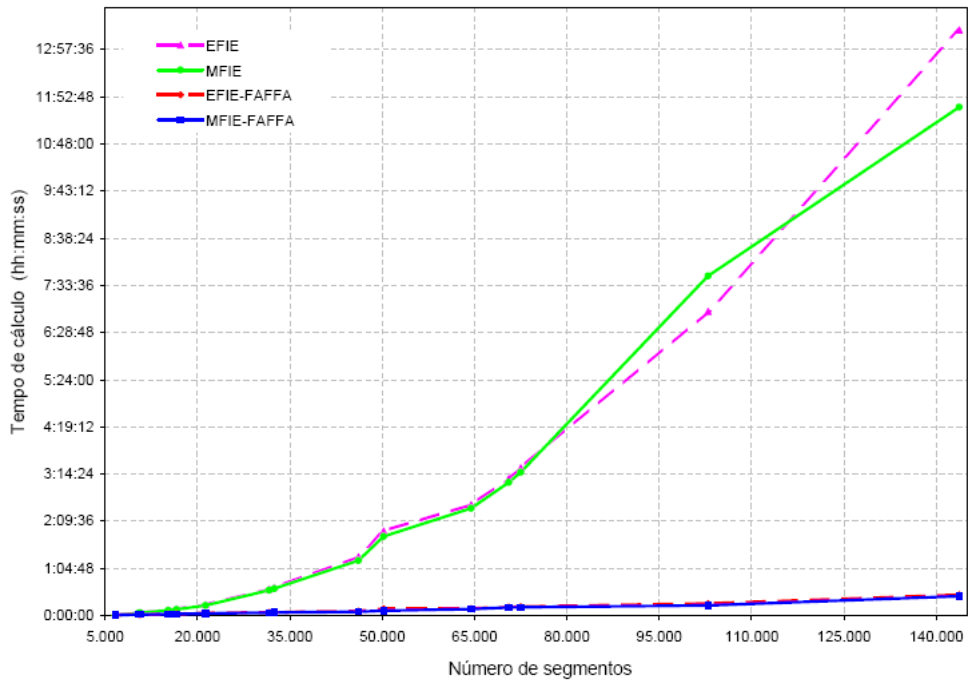
Figura 4.28: Atenuação para polarização horizontal dos casos em Brasília.

A performance da formulação utilizando a técnica FAFFA para a polarização horizontal é apresentada na figura 4.28. A EFIE-FAFFA e MFIE-FAFFA são comparadas com o algoritmo original. A aplicação da técnica mostrou curvas praticamente idênticas às aquelas apresentadas no Capítulo 3, confirmando a validade do FAFFA.

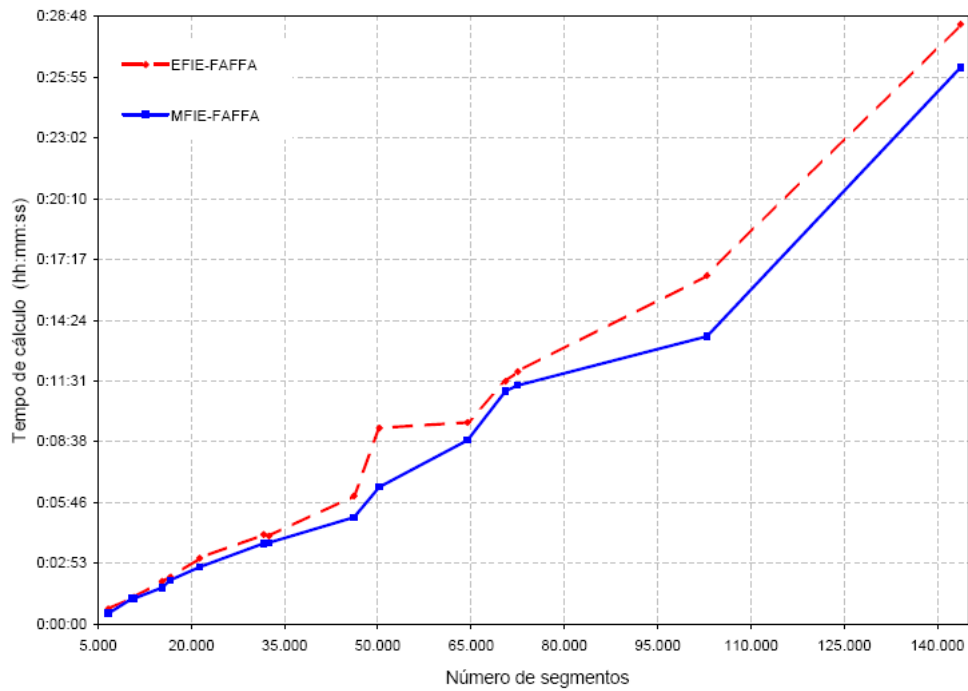
4.2.5 Análise do ganho FAFFA

A aplicação do FAFFA reduz drasticamente o tempo de processamento do algoritmo original. Nos casos analisados no Capítulo 3 a divisão dos perfis utilizando 4 segmentos por lambda resultou em sistemas lineares variando de 6.000 a 145.000 variáveis, com tempo de cálculo de 00:15h até 13:00 horas. A Figura 4.29 mostra os tempos de cálculo para a EFIE e MFIE referentes a diferentes números de segmentos, comparando com a utilização do FAFFA. As simulações foram realizadas num computador CELERON D© a 2,8 GHz com 1 Gbytes de memória RAM, disco rígido de 40 Gbytes, utilizando sistema operacional Windows XP Home Edition©. Os tempos de cálculo na Figura 4.29-a mostram o esperado aumento do esforço computacional proporcional ao quadrado no número de segmentos.

O ganho de processamento referente à técnica de aceleração alcança até 97%, ou seja, realiza o mesmo cálculo com 97% a menos do tempo original. A Figura 4.30 exhibe o ganho em relação ao número de segmentos. Brennan e Cullen em [18] conseguem ganho de cerca de 90% utilizando o FAFFA no cálculo de 48.000 segmentos. Nota-se que quanto maior o número de segmentos maior o ganho proporcional do FAFFA. Como pode ser observado nas Seções 4.2.3-4.2.4, os valores calculados com a técnica de aceleração apresentam valores quase idênticos ao algoritmo original, com diferenças média de 0 a 2 dB.



(a) Algoritmo original versus FAFFA



(b) FAFFA

Figura 4.29: Tempo de cálculo do algoritmo original e modificado pelo FAFFA.

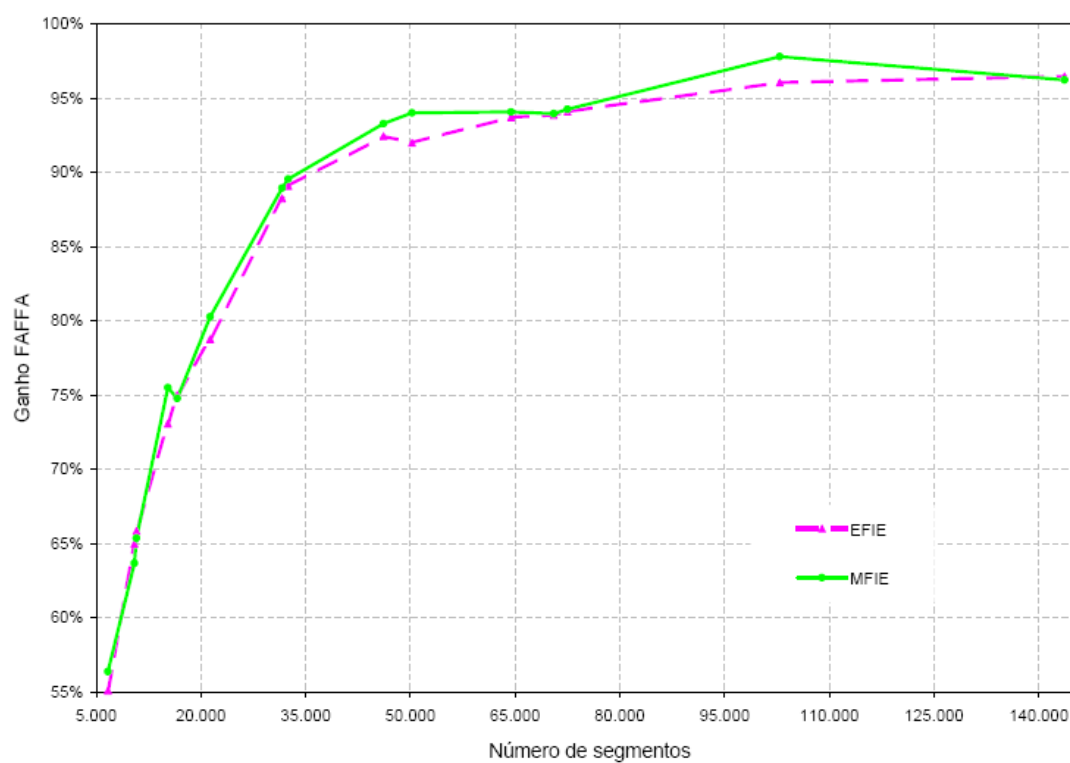


Figura 4.30: Ganho (diferença percentual) do FAFFA em relação ao algoritmo original.

Capítulo 5

Conclusões

Este trabalho consistiu no estudo e desenvolvimento de equações integrais para predição de ondas eletromagnéticas aplicada em terrenos mistos, envolvendo polarização vertical e horizontal. A Recomendação ITU-R 1546-2 foi implementada para efeitos de comparação e casos práticos foram analisados. A implementação dos modelos resultou no *software* MACNEE (Máquina para Cálculo Numérico de Espalhamento Eletromagnético). A comparação dos métodos confrontou modelo analítico versus modelo semi-empírico de propagação radioelétrica.

Inicialmente, a Equação Integral do Campo Elétrico (EFIE - *Electric Field Integral Equation*) e a Equação Integral do Campo Magnético (MFIE - *Magnetic Field Integral Equation*) foram desenvolvidas para aplicação em terreno com condutividade finita e não homogêneo. As perdas do solo são aproximadas através da condição de contorno de Leontovich. Aproximações recorrentes na literatura científica foram adotadas: terreno eletricamente suave e invariante na direção perpendicular à direção de propagação, desprezo do retro-espalhamento e incidência rasante. Tais equações foram resolvidas utilizando a técnica numérica do Método dos Momentos (MoM - *Moment Method*). A aplicação engloba sinais com polarização vertical e horizontal. O modelo recentemente publicado pelo ITU *International Telecommunication Union*, a Recomendação ITU-R 1546-2, foi apresentado e seus principais métodos de cálculo discutidos. A Recomendação se aplica a sistemas de radiocomunicação nas faixas de VHF e UHF, e inclui a consideração de terrenos mistos. Para fins comparativos, descreveu-se de forma resumida o método de Okumura-Hata.

O *software* de predição radioelétrica MACNEE foi desenvolvido para a implementação da formulação apresentada e modelos citados. O resultado é uma ferramenta didática para estudo e análise da predição radioelétrica, em especial o Método dos Momentos.

A validação da formulação proposta foi realizada no problema da cunha de Lubbers. Os resultados foram comparados com a solução da Teoria Uniforme da Difração (UTD - *Uniform Theory of Diffraction*). A MFIE convergiu satisfatoriamente com 1 segmento por comprimento de onda λ . A EFIE não convergiu, mesmo considerando maiores valores de segmentos/ λ . O caso da propagação em Terra plana também foi analisado, e os resultados comparados com a solução analítica e a formulação de Moreira [13]. As fases das correntes equivalentes em cada segmento foram assumidas com variação linear, enquanto que Moreira as considera constantes. Assim a formulação apresenta convergência mais rápida, necessitando menor número de segmentos/ λ .

Analisou-se dois casos práticos onde se obteve medidas de campo. O primeiro caso envolvia cinco perfis localizados na Dinamarca, e representa regiões montanhosas com enlaces somente sobre terra. Foram analisadas três frequências de operação (144 MHz, 435 MHz e 970 MHz) com polarização vertical, e os pontos foram medidos ao longo dos perfis. Assim, obteve-se 2060 pontos e a atenuação total foi calculada pelo método de equações integrais, ITU-R 1546-2 e modelo de Hata. A MFIE obteve a melhor performance, com erro médio de -2,91 dB, enquanto que a EFIE apresentou valores próximos ao modelo espaço livre. O modelo de Hata teve erro médio de 9,71 dB e a recomendação ITU 1546 conseguiu 7,56 dB. O método analítico conseguiu acompanhar com melhor exatidão as variações do campo eletromagnético ao longo do perfil, e o método semi-empírico apresentou curvas suaves. Apesar disso, a ITU-R alcançou o menor desvio padrão (7,96 dB), obtendo a menor dispersão em relação às medidas. A formulação utilizando equações integrais ainda é compara com aquela proposta por Teperino [12], onde o solo é considerado condutor magnético perfeito. Apesar da modelagem dos terrenos envolvidos como terrenos homogêneos, a nova formulação proposta considerando solo condutor imperfeito apresentou maior precisão, excetuando-se a EFIE.

O segundo caso prático utilizou medidas realizadas em torno do Lago Paranoá em Brasília. Escolheu-se 50 enlaces operando em 856 MHz com o valor da atenuação medida na extremidade final de cada perfil. Os terrenos eram classificados como mistos, apresentando diferentes proporções de água e terra. Novamente a atenuação total de cada enlace foi calculada pelos modelos: equações integrais considerando solo CI (condutor imperfeito) e solo CMP (condutor magnético perfeito), e ITU-R 1546. Diferentemente do caso na Dinamarca, a EFIE não calculou valores próximos ao modelo espaço livre. A EFIE e MFIE mostrou resultados mais precisos do que o método ITU 1546, com diferença da ordem de 5 dB nos erros médios relativos às medidas. A consideração da perdas do terreno e a inclusão de informações dos tipos de solo envolvidos (terra e água) proporcionaram melhor exatidão da MFIE e EFIE em relação à formulação de Teperino. O ganho foi maior quando comparado ao caso de terrenos homogêneos na Dinamarca. A ITU 1546 ainda conseguiu desvio padrão pequeno (5,69 dB), mas a EFIE obteve o menor valor.

O processamento computacional necessário ao modelo de equações integrais consome grande tempo de simulação, principalmente no cálculo das correntes equivalentes. O tempo de cálculo é proporcional ao quadrado do número de segmentos em que o terreno foi dividido. Nos casos analisados a divisão dos perfis utilizando 4 segmentos por lambda resultou em sistemas lineares variando de 6.000 a 145.000 variáveis, com tempo de cálculo de 00:15h até 13:00 horas. Visando agilizar o cálculo das correntes e possibilitar maior aplicação prática do método, a técnica FAFFA (*Fast Far Field Approximation*) baseada em [18]-[19] foi aplicada na formulação. A técnica consiste em agrupar os segmentos em grupos e realizar o cálculo das interações entre segmentos de diferentes grupos através de aproximação de amplitude e fase entre os segmentos centrais dos grupos. Os dois casos práticos foram recalculados com a técnica de aceleração. A aplicação do FAFFA reduziu drasticamente o tempo de processamento do algoritmo original, conseguindo realizar cálculos com até 97% a menos do tempo original. Os valores calculados com a técnica de aceleração apresentaram valores quase idênticos ao algoritmo original, com diferenças média de 0 a 2 dB.

5.1 Propostas de Continuidade

Serão listadas algumas propostas de continuidade para o presente trabalho, abordando questões que não puderam ser estudadas nesta dissertação.

A primeira proposta é a investigação dos motivos pelos quais a formulação desenvolvida para a EFIE não apresentou convergência satisfatória para polarização vertical e alcançou performance diferente para polarização horizontal. Além disso, a formulação desenvolvida para polarização horizontal poderia ser aplicada em casos onde se obtiveram medidas de campo.

Outra questão é a utilização de base de medidas mais extensa para testar a formulação desenvolvida e obter maiores conclusões na utilização da ITU-R 1546.

A terceira proposta é a utilização da matriz impedância Z_{ij} cheia, incluindo o efeito de retro-espalhamento. Conseqüentemente, um método de aceleração para a resolução do sistema linear também deve ser aplicado.

A formulação proposta foi desenvolvida para sinais na faixa de VHF e UHF, e não inclui ondas de superfície. Assim, recomenda-se um estudo para viabilizar a utilização em frequências mais baixas. Um possível caminho seria a utilização de outra função de Green.

Referências Bibliográficas

- [1] J. D. Parsons, *The Mobile radio Propagation Channel*, John Wiley and Sons, Liverpool-UK, 1998.
- [2] L. Sevgi, “Groundwave Modeling and Simulation Strategies and Path Loss Prediction Virtual Tools”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.55, pp.1591-1598, Jun. 2007.
- [3] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Prentice Hall, New York, 2002.
- [4] G. A. Hufford, “An integral equation approach to the problem of wavepropagation over an irregular surface”, *Quarterly Appl. Math.*, vol.9, pp.391-404, Jan. 1952.
- [5] L. Berry, R.H. Ott, “An alternative integral equation for propagation over irregular terrain”, *Radio Science*, vol.5, pp.767-771, Mai. 1970.
- [6] Z. Wu, T. Maclean, D. Bagwell, and M. Mehler., “Propagation over an inhomogeneous irregular surface”, *Radio Science*, vol.23, pp.33-40, Jan. 1988.
- [7] H. Gesny, O. Ravard, “Propagation Over Irregular Terrain In The Vhf Band : A Review Of Integral Equation Models”, *National Conference on Antennas and Propagation: 30 March - 1 April 1999* , Conference Publication No. 461,IEE, 1999.
- [8] J. T. Hviid, J. B. Andersen, J. Toftgård, and J. Bøjer, “Terrain-based propagation model for rural area-An integral equation approach”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.43, pp.41-46, Jan. 1995.

- [9] F. K. Akorli, *Solução Eficiente De Uma Equação Integral E Sua Aplicação Na Previsão Da Cobertura De Sistemas Celulares*, CETUC, PUC-RJ, Junho, 1999.
- [10] F. J. S. Moreira, “MFIE-based propagation prediction”, *SBMO/IEEE MTT-S Conf. Proc.*, pp. 199-202, Aug. 2001.
- [11] Antônio Evangelista de Freitas, *Predição de cobertura em enlaces radioelétricos sobre terrenos irregulares através de equações integrais*, PPGEE-UFMG, Agosto 2001.
- [12] R. B. V. Teperino, *Utilização de equações integrais no domínio do tempo na predição da propagação sobre terrenos irregulares*, PPGEE-UFMG, Março, 2003.
- [13] F. J. S. Moreira, “Aplicação de Equações Integrais para a Predição da Propagação Radioelétrica sobre Solos Suavemente Irregulares e Incidência Rasante”, *X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO 2002)*, Recife, PE, pp.191–195, Aug. 2002.
- [14] T. B. A. Senior and J. L. Volakis, *Approximate Boundary Conditions in Electromagnetics*. London, U.K.: IEE, 1995, ch. 2.
- [15] R. J. Luebbers, “Finite conductivity uniform GTD versus knife edge diffraction in prediction of propagation path loss”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-32, pp. 70-76, Jan. 1984.
- [16] P. D. Holm, “A new heuristic UTD diffraction coefficient for nonperfectly conducting wedges”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.48, pp.1211-1219, Aug. 2000.
- [17] C. Lu and W. Chew, *Fast Far Field Approximation for calculating the RCS of large objects*, *Micro. Opt. Tech. Lett.* 8(5), pp.238-241, 1995.
- [18] C. Brennan, P. Cullen, *A method to speed up iterative solutions of terrain scattering problems*, 10th International Conference on Antennas and Propagation, pp.14-17, Abr. 1997.

- [19] C. Brennan, P. Cullen, *Application of the Fast Far Field Approximation to the computation of UHF pathloss over irregular terrain*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.46, pp.881-889, Jun. 1998.
- [20] International Communication Union, "ITU-R P.1546-2 - Method for point-to-area for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3000 MHz", *ITU Recommendation*, Agosto 2005.
- [21] Marco Antônio de Souza Mayrink, *Uma Nova Abordagem da Recomendação ITU-R P.1546 para a Predição de Cobertura em Enlaces Curtos sobre Terrenos Mistos*, PPGEE-UFMG, Novembro, 2005.
- [22] E. Ostlin, H. Suzuki, H.J. Zepemick, *Comparison and Evaluation of ITU-R Recommendation P.1546 Versions*, Vehicular Technology Conference, IEEE 63rd, Volume 6, pp.2896-2900 May 2006.
- [23] M. Hata, "Empirical formulae for propagation loss in land mobile radio services", *IEEE Transact. Vehicular Technology*, vol. VT-29, pp.317-325, 1980.
- [24] A. J. Poggio and E. K. Miller, *Computer Techniques for Electromagnetics*. Oxford, U.K.: Pergamon, 1973, ch. 4.
- [25] J. A. Stratton, *Electromagnetic Theory*, International Series in Pure and Applied Physics, New York, 1941, ch.1-4.
- [26] J. J. H. Wang, *Generalized Moment Methods in Electromagnetics*, John Wiley and Sons, 1991, ch.6.
- [27] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley and Sons, 1989, ch 2-4.
- [28] Dau-Sing Wang, "Limits and Validity of the Impedance Boundary Condition on Penetrable Surfaces", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-35, pp.453-457, Apr. 1987.

- [29] G. L. James, *Geometrical Theory of Diffraction of Electromagnetic Waves*, Peter Peregrinus Ltd., 1986.
- [30] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions*, Dover Publications, New York, 1977.
- [31] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, McGraw Hill, New York, 1961.
- [32] C. Brennan, *Incorporation of backscattering into FAFFA analysis of UHF wave propagation over irregular terrain* Vehicular Technology Conference 2007 VTC2007 IEEE 65th, pp.506-509 , Abr. 2007.
- [33] Cláudio G. Batista, Cássio G. Rego, “Predição de cobertura em terrenos mistos de baixa rugosidade: uma abordagem via equações integrais”, *XXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT'07, Recife, Brasil*, Set. 2007.
- [34] R. Chen, J. C. West, *Analysis of Scattering from Rough Surfaces at Large Incidence Angles Using a Periodic-Surface Moment Method*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sense, Vol.33, pp.1206-1213 , Set. 1995.
- [35] A. Papoulis, S. U. Pillai, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*, McGraw Hill, 2002.
- [36] Y. Okumura, E. Ohmori, T. Kawano, K. Fukuda, *Field strength and its variability in UHF and VHF land-mobile radio service*, Review Electrical Communication Laboratory, Vol.16, pp. 825-873, 1968.
- [37] A. J. M. Soares, C. G. Rego, E. V. Melo, F. J. S. Moreira, G. W. O. Costa, J. P. D. M. Pinto, M. A. S. Mayrink, N. Pasquali, P. H. P. Carvalho, and W. K. Guimarães, “Measurements of a CW Signal in Brazil and Comparison with Prediction using ITU-R P.1546-1“, *2005 IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics, Hawaii, USA*, pp.824-827, Apr. 2005.

- [38] Kleber L. Borges, Daniela N. Schettino, Fernando J. S. Moreira, *Estudo de Coeficientes de Difração Heurísticos para a Aplicação da UTD na Caracterização de Canais Rádio*, X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO 2002), Recife-PE pp. 485–489, Agosto 2002.
- [39] Sérgio A. A. de Castro, Fernando J. S. Moreira, *Convergence Analysis of Integral Equations for Characterization of RF Channels*, 2005 International Microwave and Optoelectronics Conference IMOC 05, Brasília, DF, Brazil, pp. 267-270, July 2005.
- [40] Marco Aurélio Nunes da Silva, *Aplicação de Modelos Computacionalmente Intensivos na Previsão das Perdas de Propagação Devidas a Terrenos Irregulares na Faixa de VHF*, CETUC, PUC-RJ, Setembro, 2005.
- [41] C. A. Tunc, A. Altintas, V. B. Ertürk, *Examination of Existent Propagation Models Over Large Inhomogeneous Terrain Profiles Using Fast Integral Equation Solution*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.53, pp.3080-3083, Sep. 2005.
- [42] B. Bahaoglu, C. A. Tunc, A. Altintas, V. B. Erturk, *Fast Integral Equation Techniques For Propagation Problems*, 10th Int. Conf. on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory, pp.553-555, Set. 2004.