

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

Predição de Cobertura Radioelétrica em Terrenos Irregulares usando Método de Funções de Base Características

William Eustáquio da Silva

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, outubro de 2011

“A mente que se abre a uma nova idéia
jamais voltará ao seu tamanho original.”

Albert Einstein

Agradecimentos

- À Deus;
- Aos meus pais e irmãos pelo incentivo;
- À minha esposa Jussiane pelo apoio, amor, carinho e compreensão;
- Ao meu orientador, Professor Cássio Gonçalves do Rego, pela dedicação, confiança e amizade;
- Aos professores do GAPTEM;
- Ao meu companheiro e amigo Marcos Pacheco pelas valiosas discussões e troca de experiências;
- Aos meus amigos Ramon Dornellas e Arnaldo Avidago pelas inúmeras dicas;
- Ao professor Vakur B. Ertüurk (Bilkent University, Ankara, Turquia) e ao seu aluno de Ph.D, Atacan Yagbasan (Middle East Technical University, Ankara, Turquia), pela gentileza de ceder os dados das medições e os resultados numéricos, para polarização horizontal, sobre os perfis Handsund e Jerslev na Dinamarca e os resultados numéricos sobre os perfis na Turquia;
- Aos professores Conor Brennan (Dublin City University, Dublin 9, Irlanda) e Jørgen Bach Andersen (Aalborg University, Aalborg, Dinamarca) pela gentileza de ceder os dados das medições, para polarização vertical, sobre os perfis na Dinamarca;
- Aos amigos da TV Globo pelo apoio e pela colaboração.

Resumo

O presente trabalho trata da propagação de ondas eletromagnéticas nas faixas de VHF (*Very High Frequencies*) e UHF (*Ultra High Frequencies*) sobre terrenos irregulares. O principal objetivo é implementar um modelo computacional capaz de fornecer uma solução exata na predição do comportamento da onda eletromagnética. A formulação proposta é baseada no uso das equações integrais do campo elétrico (*Electric Field Integral Equation* - EFIE) e magnético (*Magnetic Field Integral Equation* - MFIE) no domínio da frequência. Estas equações são discretizadas com auxílio do Método dos Momentos (*Method of Moments* - MoM) e as soluções são obtidas numericamente aplicando-se um método denominado Funções de Base Características (*Characteristic Basis Function Method* - CBFM). O método CBFM utiliza funções de base especiais definidas em macro domínios (blocos). Estas funções são construídas a partir do uso de funções de base convencionais aplicadas em sub-domínios (segmentos). Uma das vantagens deste método é a possibilidade de levar em conta os efeitos do retro-espalhamento, mesmo em problemas onde o terreno seja considerado eletricamente grande. Durante o desenvolvimento da formulação, algumas aproximações são feitas para viabilizar a implementação da solução. O terreno é considerado irregular, homogêneo e invariante na direção perpendicular à direção de propagação da onda eletromagnética. As perdas no solo são aproximadas pela condição de contorno de Leontovich. Para o tratamento puramente bi-dimensional do problema, considera-se a fonte transmissora como sendo uma linha de corrente elétrica infinita para polarização horizontal (H-Pol) e magnética para polarização vertical (V-Pol). Para testar a eficiência e precisão do método, são analisados 3 casos usando perfis de terrenos teóricos e 3 casos utilizando perfis de terrenos reais (dois localizados na Dinamarca e um na Turquia). Em cada caso, são realizadas simulações, tanto para H-Pol quanto para V-Pol, variando os principais parâmetros permitidos pelo

método CBFM afim de encontrar a melhor solução. Os resultados obtidos são apresentados e comparados com medidas ou resultados existentes na literatura científica e mostram que o método CBFM fornece bons resultados podendo ser usado na investigação de problemas de propagação de ondas eletromagnéticas sobre terrenos irregulares.

Abstract

This work deals with the propagation of electromagnetic waves in the VHF (Very High Frequencies) and UHF (Ultra High Frequencies) bands over irregular terrain. This study is concerned in development an computationally algorithm capable of providing an accurate solution in predicting the behavior of electromagnetic wave. The formulation proposed is based on the Electric Field Integral Equation (EFIE) and Magnetic Field Integral Equation (MFIE) in frequency domain. These equations are discretized by The Method of Moments (MoM) and the solutions are obtained numerically applying the Characteristic Basis Function Method (CBFM). The CBFM utilizes special functions defined on macro-domains (blocks). These functions are constructed from the use of conventional basis functions defined on sub-domains (segments). One of the advantages of the method is the possibility of taking into account the effects of back-scattering in problems where the terrain is considered electrically large. In the formulation, some approaches have been adopted to allow the implementation of the solution. The terrain is considered irregular, homogeneous and the transverse variation is disregarded. The ground losses are estimated by the Leontovich boundary condition. For the treatment of purely two-dimensional problem the transmitting source is considered as the infinite electrical line source for horizontal polarization (H-Pol) and magnetic for vertical polarization (V-Pol). To test the accuracy and efficiency of the method, three cases are analyzed using theoretical terrain profiles and three other cases using real terrain profiles (two located in Denmark and one in Turkey). In each case, simulations are performed for both H-Pol and V-Pol, varying the main parameters allowed by the method CBFM in order to find the best solution. The results obtained are presented and compared with measurements or previously published reference solution in the scientific literature. It has been observed that CBFM provides good results and can be used in the investigation

of problems of electromagnetic wave propagation over rough terrain.

Lista de Figuras

2.1	Geometria do problema.	8
2.2	Representação dos vetores envolvidos no problema.	9
2.3	Campo eletromagnético incidente com polarização horizontal.	10
2.4	Campo eletromagnético incidente com polarização vertical.	13
2.5	Segmentação do perfil do terreno.	16
2.6	Representação dos vetores no cálculo do campo espalhado.	23
3.1	Divisão de um perfil segmentado em blocos	26
3.2	Representação dos blocos vizinhos adjacentes	27
3.3	Localização das matrizes $\bar{\mathbf{Z}}^{(i,k)}$ na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{MoM}$	29
3.4	Localização dos vetores excitação $\mathbf{V}^{(i)}$ no vetor \mathbf{V}_{MoM}	29
3.5	Representação dos blocos estendidos	31
3.6	Localização de $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(1,1)}$ na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{MoM}$ e $\mathbf{V}_e^{(1)}$ no vetor \mathbf{V}_{MoM}	34
3.7	Localização de $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(2,2)}$ na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{MoM}$ e $\mathbf{V}_e^{(2)}$ no vetor \mathbf{V}_{MoM}	34
3.8	Representação dos vetores $\mathbf{I}_{e(2)}^{(2)}$ e $\mathbf{I}_{(2)}^{(2)}$	34
3.9	Representação da interação do bloco estendido $i = 1$ com os blocos $k_t = 2, k = 3$ e $k = 4$	36
3.10	Localização de $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(1,2)}$ na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{MoM}$	38
3.11	Representação dos vetores $\mathbf{I}_{e(2)}^{(1)}$ e $\mathbf{I}_{(2)}^{(1)}$	38
3.12	Representação do vetor $\mathbf{u}_{(2)}^{(1)}$	41
3.13	Representação do vetor $\mathbf{I}^{(3)}$	43
4.1	Modelo Terra Plana.	46
4.2a	Atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 80 m$, $H_r = 10 m$, $P_t = 10 W$, $\eta_s = (1, 25 - j0, 09) \times 10^{-8} \Omega$, $N = 7.000$, $nmb = 2$ e $M = 7; 70; 1.000$	47

4.2b	Erro absoluto entre CBFM e solução analítica no cálculo da atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M	47
4.3a	Atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 80 m$, $H_r = 10 m$, $P_t = 10 W$, $\eta_s = 93,36 + j6,21 \Omega$, $N = 7.000$, $nnb = 2$ e $M = 7; 70; 1.000$	48
4.3b	Erro absoluto entre CBFM e solução analítica no cálculo da atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M	48
4.4a	Atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de nnb . Parâmetros: $H_t = 80 m$, $H_r = 10 m$, $P_t = 10 W$, $\eta_s = (1,25 - j0,09) \times 10^{-8} \Omega$, $N = 7.000$, $M = 7$ e $nnb = 2; 4; 6$	52
4.4b	Erro absoluto entre CBFM e solução analítica no cálculo da atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de nnb	52
4.5a	Atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de nnb . Parâmetros: $H_t = 80 m$, $H_r = 10 m$, $P_t = 10 W$, $\eta_s = 93,36 + j6,21 \Omega$, $N = 7.000$, $M = 7$ e $nnb = 2; 4; 6$	53
4.5b	Erro absoluto entre CBFM e solução analítica no cálculo da atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de nnb	53
4.6a	Atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 80 m$, $H_r = 10 m$, $P_t = 10 W$, $\eta_s = (1,25 - j0,09) \times 10^{-8} \Omega$, $N = 7.000$, $nnb = 2$ e $M = 7; 70; 1.000$	55
4.6b	Erro absoluto entre CBFM-PO e solução analítica no cálculo da atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M	55
4.7a	Atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 80 m$, $H_r = 10 m$, $P_t = 10 W$, $\eta_s = 93,36 + j6,21 \Omega$, $N = 7.000$, $nnb = 2$ e $M = 7; 70; 1.000$	56

4.7b	Erro absoluto entre CBFM-PO e solução analítica no cálculo da atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M	56
4.8	Geometria da Cunha.	58
4.9a	Atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10 m$, $H_r = 1 m$, $P_t = 10 W$, $\eta_s = (1, 25 - j0, 09) \times 10^{-8} \Omega$, $N = 7.000$, $nnb = 2$ e $M = 7; 70; 1.000$	59
4.9b	Erro absoluto entre CBFM e solução EFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo da atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M	59
4.10a	Atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10 m$, $H_r = 1 m$, $P_t = 10 W$, $\eta_s = 93, 36 + j6, 21 \Omega$, $N = 7.000$, $nnb = 2$ e $M = 7; 70; 1.000$	60
4.10b	Erro absoluto entre CBFM e solução MFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo da atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M	60
4.11a	Atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de nnb . Parâmetros: $H_t = 10 m$, $H_r = 1 m$, $P_t = 10 W$, $\eta_s = (1, 25 - j0, 09) \times 10^{-8} \Omega$, $N = 7.000$, $M = 7$ e $nnb = 2; 4; 6$	62
4.11b	Erro absoluto entre CBFM e solução EFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo da atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de nnb	62
4.12a	Atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de nnb . Parâmetros: $H_t = 10 m$, $H_r = 1 m$, $P_t = 10 W$, $\eta_s = 93, 36 + j6, 21 \Omega$, $N = 7.000$, $M = 7$ e $nnb = 2; 4; 6$	63
4.12b	Erro absoluto entre CBFM e solução MFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo da atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de nnb	63
4.13a	Atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10 m$, $H_r = 1 m$, $P_t = 10 W$, $\eta_s = (1, 25 - j0, 09) \times 10^{-8} \Omega$, $N = 7.000$, $nnb = 2$ e $M = 7; 70; 1.000$	65

4.13b	Erro absoluto entre CBFM-PO e solução EFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo da atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M	65
4.14a	Atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10 m$, $H_r = 1 m$, $P_t = 10 W$, $\eta_s = 93,36 + j6,21 \Omega$, $N = 7.000$, $nnb = 2$ e $M = 7; 70; 1.000$	66
4.14b	Erro absoluto entre CBFM-PO e solução MFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo da atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M	66
4.15	Perfil Atacan.	69
4.16a	Campo elétrico espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 25 m$, $H_r = 2,4 m$, $P_t = 25 W$, $\eta_s = 20 + j15 \Omega$, $N = 10.000$, $nnb = 2$ e $M = 10; 50; 100$	70
4.16b	Erro absoluto entre CBFM e solução EFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo do campo elétrico espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M	70
4.17a	Campo magnético espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 25 m$, $H_r = 2,4 m$, $P_t = 25 W$, $\eta_s = 20 + j15 \Omega$, $N = 10.000$, $nnb = 2$ e $M = 10; 50; 100$	71
4.17b	Erro absoluto entre CBFM e solução MFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo do campo magnético espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M	71
4.18a	Campo elétrico espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 25 m$, $H_r = 2,4 m$, $P_t = 25 W$, $\eta_s = 20 + j15 \Omega$, $N = 10.000$, $nnb = 2$ e $M = 10; 50; 100$	73
4.18b	Erro absoluto entre CBFM-PO e solução EFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo do campo elétrico espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M	73

4.19a	Campo magnético espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 25\text{ m}$, $H_r = 2,4\text{ m}$, $P_t = 25\text{ W}$, $\eta_s = 20 + j15\ \Omega$, $N = 10.000$, $nmb = 2$ e $M = 10; 50; 100$	74
4.19b	Erro absoluto entre CBFM-PO e solução MFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo do campo magnético espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M	74
4.20	Perfil Hadsund.	77
4.21a	Atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10,4\text{ m}$, $H_r = 2,4\text{ m}$, $P_t = 10\text{ W}$, $\eta_s = 20,2 + j8,1\ \Omega$, $N = 50.000$, $nmb = 2$ e $M = 50; 200$	78
4.21b	Erro absoluto entre CBFM e medidas no cálculo da atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M	78
4.22a	Atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10,4\text{ m}$, $H_r = 2,4\text{ m}$, $P_t = 10\text{ W}$, $\eta_s = 20,2 + j8,1\ \Omega$, $N = 50.000$, $nmb = 2$ e $M = 50; 200$	79
4.22b	Erro absoluto entre CBFM e medidas no cálculo da atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M	79
4.23a	Atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10,4\text{ m}$, $H_r = 2,4\text{ m}$, $P_t = 10\text{ W}$, $\eta_s = 20,2 + j8,1\ \Omega$, $N = 50.000$, $nmb = 2$ e $M = 50; 200$	81
4.23b	Erro absoluto entre CBFM-PO e medidas no cálculo da atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M	81
4.24a	Atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10,4\text{ m}$, $H_r = 2,4\text{ m}$, $P_t = 10\text{ W}$, $\eta_s = 20,2 + j8,1\ \Omega$, $N = 50.000$, $nmb = 2$ e $M = 50; 200$	82
4.24b	Erro absoluto entre CBFM-PO e medidas no cálculo da atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M	82
4.25	Perfil Jerslev.	84

4.26a	Atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10,4 m$, $H_r = 2,4 m$, $P_t = 10 W$, $\eta_s = 20,2 + j8,1 \Omega$, $N = 77.000$, $nnb = 2$ e $M = 77; 275$.	85
4.26b	Erro absoluto entre CBFM e medidas no cálculo da atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M .	85
4.27a	Atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10,4 m$, $H_r = 2,4 m$, $P_t = 10 W$, $\eta_s = 20,2 + j8,1 \Omega$, $N = 77.000$, $nnb = 2$ e $M = 77; 275$.	86
4.27b	Erro absoluto entre CBFM e medidas no cálculo da atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M .	86
4.28a	Atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10,4 m$, $H_r = 2,4 m$, $P_t = 10 W$, $\eta_s = 20,2 + j8,1 \Omega$, $N = 77.000$, $nnb = 2$ e $M = 77; 275$.	88
4.28b	Erro absoluto entre CBFM-PO e medidas no cálculo da atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M .	88
4.29a	Atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10,4 m$, $H_r = 2,4 m$, $P_t = 10 W$, $\eta_s = 20,2 + j8,1 \Omega$, $N = 77.000$, $nnb = 2$ e $M = 77; 275$.	89
4.29b	Erro absoluto entre CBFM-PO e medidas no cálculo da atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M .	89
4.30	Perfil Downhill.	91
4.31a	Campo elétrico total sobre perfil Downhill em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 25 m$, $H_r = 2,4 m$, $P_t = 25 W$, $\eta_s = 20,2 + j8,1 \Omega$, $N = 20.000$, $nnb = 2$ e $M = 20; 100$.	92
4.31b	Erro absoluto entre CBFM e FBM no cálculo do campo elétrico total sobre perfil Downhill em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M .	92

4.32a	Campo magnético total sobre perfil Downhill em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 25 m$, $H_r = 2,4 m$, $P_t = 25 W$, $\eta_s = 20,2 + j8,1 \Omega$, $N = 20.000$, $nnb = 2$ e $M = 20; 100$	93
4.32b	Erro absoluto entre CBFM e FBM no cálculo do campo magnético total sobre perfil Downhill em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M	93
4.33a	Campo elétrico total sobre perfil Downhill em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 25 m$, $H_r = 2,4 m$, $P_t = 25 W$, $\eta_s = 20,2 + j8,1 \Omega$, $N = 20.000$, $nnb = 2$ e $M = 20; 100$	95
4.33b	Erro absoluto entre CBFM-PO e FBM no cálculo do campo elétrico total sobre perfil Downhill em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M	95
4.34a	Campo magnético total sobre perfil Downhill em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 25 m$, $H_r = 2,4 m$, $P_t = 25 W$, $\eta_s = 20,2 + j8,1 \Omega$, $N = 20.000$, $nnb = 2$ e $M = 20; 100$	96
4.34b	Erro absoluto entre CBFM-PO e FBM no cálculo do campo magnético total sobre perfil Downhill em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M	96

Lista de Tabelas

2.1	Tipos de solo e respectivos parâmetros eletromagnéticos.	14
3.1	Valores de ℓ_i , ℓ_f , c_i e c_f em função de $\bar{\mathbf{Z}}^{(t,i)}$ para $\mathbf{u}_{(2)}^{(1)}$	40
4.1	Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz usando CBFM variando M com $nnb = 2$ e $N = 7.000$	49
4.2	Tempos de simulação e ordens de grandeza do tempo de CPU para os diferentes estágios do CBFM no cálculo da atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, H-Pol, variando M com $nnb = 2$ e $N = 7.000$	49
4.3	Tempos de simulação e ordens de grandeza do tempo de CPU para os diferentes estágios do CBFM no cálculo da atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, V-Pol, variando M com $nnb = 2$ e $N = 7.000$	50
4.4	Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz usando CBFM variando nnb com $M = 7$ e $N = 7.000$	54
4.5	Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nnb = 2$ e $N = 7.000$	57
4.6	Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nnb = 2$ e $N = 7.000$	57
4.7	Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz usando CBFM variando M com $nnb = 2$ e $N = 7.000$	61

4.8	Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz usando CBFM variando nnb com $M = 7$ e $N = 7.000$	64
4.9	Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nnb = 2$ e $N = 7.000$	67
4.10	Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nnb = 2$ e $N = 7.000$	67
4.11	Comparação dos tempos de simulação e erro para campo espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz usando CBFM variando M com $nnb = 2$ e $N = 10.000$	72
4.12	Comparação dos tempos de simulação e erro para campo elétrico espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nnb = 2$ e $N = 10.000$	75
4.13	Comparação dos tempos de simulação e erro para campo magnético espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nnb = 2$ e $N = 10.000$	75
4.14	Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz usando CBFM variando M com $nnb = 2$ e $N = 50.000$	80
4.15	Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, H-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nnb = 2$ e $N = 50.000$	83
4.16	Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, V-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nnb = 2$ e $N = 50.000$	83
4.17	Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz usando CBFM variando M com $nnb = 2$ e $N = 77.000$	87
4.18	Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, H-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nnb = 2$ e $N = 77.000$	90

4.19	Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, V-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nnb = 2$ e $N = 77.000$	90
4.20	Comparação dos tempos de simulação e erro para campo total sobre perfil Downhill em 300 MHz usando CBFM variando M com $nnb = 2$ e $N = 77.000$	94
4.21	Comparação dos tempos de simulação e erro para campo total sobre perfil Downhill em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nnb = 2$ e $N = 77.000$	97
4.22	Comparação dos tempos de simulação e erro para campo total sobre perfil Downhill em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nnb = 2$ e $N = 77.000$	97

Lista de Abreviações

VHF	frequências muito altas (<i>very high frequencies</i>)
UHF	frequências ultra altas (<i>ultra high frequencies</i>)
VLF	frequências muito baixas (<i>very low frequencies</i>)
EHF	frequências extremamente altas (<i>extremely high frequencies</i>)
EFIE	equação integral do campo elétrico (<i>electric field integral equation</i>)
MFIE	equação integral do campo magnético (<i>magnetic field integral equation</i>)
MoM	método dos momentos (<i>method of moments</i>)
H-POL	polarização horizontal (<i>horizontal polarization</i>)
V-POL	polarização vertical (<i>vertical polarization</i>)
FAFFA	aproximação rápida para campo distante (<i>fast far field approximation</i>)
FBM	método que considera o espalhamento eletromagnético em duas direções: para frente e para trás (retro-espalhamento) (<i>forward-backward method</i>)
SA	aceleração espectral (<i>spectral acceleration</i>)
SA-FBM	método FBM com aceleração espectral (<i>spectrally accelerated forward-backward method</i>)
PO	ótica física (<i>physical optics</i>)
CBFM	método de funções de base características (<i>characteristic basis function method</i>)
CBFM-PO	método CBFM combinado com ótica física (<i>characteristic basis function method - physical optics</i>)
CBFM-PO-FBM	método CBFM combinado com ótica física e FBM (<i>characteristic basis function method - physical optics - forward backward method</i>)
CBF	função de base característica (<i>characteristic basis function</i>)
PBF	função de base primária (<i>primary basis function</i>)
SBF	função de base secundária (<i>secondary basis function</i>)

RMS	valor eficaz (<i>root mean square</i>)
2D	bi-dimensional (<i>two-dimensional</i>)
3D	tri-dimensional (<i>three-dimensional</i>)

Lista de Símbolos

λ	comprimento de onda	[m]
γ	1,781072418	[–]
\approx	aproximadamente	[–]
k_0	número de onda do vácuo	[rad/m]
ω_0	frequencia angular do vácuo	[rad/s]
μ_0	permeabilidade magnética do vácuo	[H/m]
μ_s	permeabilidade magnética do solo	[H/m]
ϵ_0	permeabilidade elétrica do vácuo	[F/m]
ϵ_s	permeabilidade elétrica do solo	[F/m]
σ_s	condutividade elétrica do solo	[S/m]
η_0	impedância intrínseca do vácuo	[Ω]
η_s	impedância do solo	[Ω]
H_t	altura do transmissor em relação ao solo	[m]
H_r	altura do receptor em relação ao solo	[m]
P_t	potência do transmissor	[W]
P_r	potência recebida no receptor	[W]
G_t	ganho da antena transmissora	[dBi]
G_r	ganho da antena receptora	[dBi]
A_{ef}	abertura efetiva da antena receptora	[m ²]
\mathbf{E}^{inc}	campo elétrico incidente	[V/m]
\mathbf{E}^{esp}	campo elétrico espalhado	[V/m]
\mathbf{E}^{tot}	campo elétrico total	[V/m]
\mathbf{H}^{inc}	campo magnético incidente	[A/m]
\mathbf{H}^{esp}	campo magnético espalhado	[A/m]
\mathbf{H}^{tot}	campo magnético total	[A/m]
\mathbf{J}_s	densidade de corrente elétrica superficial equivalente	[A/m ²]
\mathbf{M}_s	densidade de corrente magnética superficial equivalente	[V/m ²]

$\boldsymbol{\rho}_0$	vetor que localiza a fonte transmissora	[–]
$\boldsymbol{\rho}$	vetor que localiza o ponto observador	[–]
$\boldsymbol{\rho}'$	vetor que localiza o ponto fonte	[–]
$\boldsymbol{\rho}^{inc}$	vetor que relaciona a fonte transmissora ao observador	[–]
$\boldsymbol{\rho}_1$	vetor que relaciona a fonte transmissora ao ponto fonte	[–]
$\boldsymbol{\rho}_2$	vetor que relaciona o ponto fonte ao observador	[–]
$\hat{\boldsymbol{n}}$	vetor unitário normal ao ponto observador	[–]
$\hat{\boldsymbol{t}}$	vetor unitário tangente ao ponto observador	[–]
$\hat{\boldsymbol{n}}'$	vetor unitário normal ao ponto fonte	[–]
$\hat{\boldsymbol{t}}'$	vetor unitário tangente ao ponto fonte	[–]
N	Número total de segmentos do perfil	[–]
q	fator de discretização (define o número de segmentos por comprimento de onda)	[–]
$\boldsymbol{\rho}_i$	vetor que localiza o observador no segmento i	[–]
$\hat{\boldsymbol{n}}_i$	vetor unitário normal ao ponto observador no segmento i	[–]
$\hat{\boldsymbol{t}}_i$	vetor unitário tangente ao ponto observador no segmento i	[–]
$\boldsymbol{\rho}_j$	vetor que localiza o ponto fonte no segmento j	[–]
$\hat{\boldsymbol{n}}_j$	vetor unitário normal ao ponto fonte no segmento j	[–]
$\hat{\boldsymbol{t}}_j$	vetor unitário tangente ao ponto fonte no segmento j	[–]
Δ_j	comprimento do segmento j	[m]
\mathbf{V} ou \mathbf{V}_{MoM}	vetor excitação MoM	[–]
$\bar{\mathbf{Z}}$ ou $\bar{\mathbf{Z}}_{MoM}$	matriz impedância MoM	[–]
\mathbf{I}	vetor corrente solução	[–]
V_{iEFIEH}	campo elétrico incidente no segmento i (considerando polarização horizontal e usando a EFIE)	[V/m]
$Z_{iiEFIEH}$	impedância própria do segmento i (considerando polarização horizontal e usando a EFIE)	[Ω]
$Z_{ijEFIEH}$	impedância mútua entre os segmentos i e j (considerando polarização horizontal e usando a EFIE)	[Ω]
I_{jEFIEH}	corrente solução no segmento j (considerando polarização horizontal e usando a EFIE)	[A]
V_{iMFIEV}	campo magnético incidente no segmento i (considerando polarização vertical e usando a MFIE)	[A/m]
$Z_{iiMFIEV}$	impedância própria do segmento i (considerando polarização vertical e usando MFIE)	[Ω]
$Z_{ijMFIEV}$	impedância mútua entre os segmentos i e j (considerando polarização vertical e usando a MFIE)	[Ω]
I_{jMFIEV}	corrente solução no segmento j (considerando polarização vertical e usando a MFIE)	[A]

M	número de blocos usados para agrupar os N segmentos do perfil do terreno	[—]
n_{nb}	número de blocos vizinhos usados na construção das SBFs	[—]
N_i	número de segmentos pertencentes ao bloco i	[—]
N_k	número de segmentos pertencentes ao bloco k	[—]
N_i^e	número de segmentos pertencentes ao bloco i estendido	[—]
N_{kt}	número de segmentos pertencentes ao bloco k truncado	[—]
$\mathbf{V}^{(i)}$	vetor excitação do bloco i	[—]
$\mathbf{V}_e^{(i)}$	vetor excitação do bloco i estendido	[—]
$v_{(i)}$	excitação no segmento i	$[V/m]$ ou $[A/m]$
$\bar{\mathbf{Z}}^{(i,i)}$	matriz de impedâncias entre os segmentos de um bloco i	[—]
$\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,i)}$	matriz de impedâncias entre os segmentos de um bloco i estendido	[—]
$\bar{\mathbf{Z}}^{(i,k)}$	matriz de impedâncias entre os segmentos de um bloco i e os segmentos de um bloco k	[—]
$\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,k)}$	matriz de impedâncias entre os segmentos de um bloco i estendido e os segmentos de um bloco k	[—]
$\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,k_t)}$	matriz de impedâncias entre os segmentos de um bloco i estendido e os segmentos de um bloco k truncado	[—]
$Z_{(i,i)}$	impedância própria do segmento i	$[\Omega]$
$Z_{(i,k)}$	impedância mútua entre o segmento i e o segmento k	$[\Omega]$
$\mathbf{I}^{(i)}$	vetor corrente solução do bloco i	[—]
i_{N_i}	corrente solução no n -ésimo segmento do bloco i	$[A]$
$\mathbf{I}_{(i)}^{(i)}$	vetor PBF que contém as correntes primárias induzidas nos segmentos de um bloco i considerando apenas as interações entre os segmentos que pertencem a este mesmo bloco i	[—]
$\mathbf{I}_{e(i)}^{(i)}$	vetor PBF que contém as correntes primárias induzidas nos segmentos de um bloco i estendido considerando apenas as interações entre os segmentos que pertencem a este mesmo bloco i estendido	[—]
$i_{N_i}^{(i)}$	corrente primária induzida no n -ésimo segmento do bloco i devido às correntes do bloco i	[—]
$\mathbf{I}^{(k)}$	vetor corrente solução do bloco k	[—]
i_{N_k}	corrente solução no n -ésimo segmento do bloco k	$[A]$
$\mathbf{I}_{(k)}^{(k)}$	vetor PBF que contém as correntes primárias induzidas nos segmentos de um bloco k considerando apenas as interações entre os segmentos que pertencem a este mesmo bloco k	[—]

$\mathbf{I}_{(k_t)}^{(k_t)}$	vetor PBF que contém as correntes primárias induzidas nos segmentos de um bloco k truncado considerando apenas as interações entre os segmentos que pertencem a este mesmo bloco k truncado	[–]
$\mathbf{I}_{(k)}^{(i)}$	vetor SBF que contém as correntes secundárias induzidas nos segmentos de um bloco i devido às correntes do bloco k	[–]
$\mathbf{I}_{e(k)}^{(i)}$	vetor SBF que contém as correntes secundárias induzidas nos segmentos de um bloco i estendido devido às correntes do bloco k	[–]
$\mathbf{I}_{e(k_t)}^{(i)}$	vetor SBF que contém as correntes secundárias induzidas nos segmentos de um bloco i estendido devido às correntes do bloco k truncado	[–]
$i_{N_i(k)}^{(i)}$	corrente secundária induzida no n -ésimo segmento do bloco i devido às correntes do bloco k	[–]
$\mathbf{u}_{(k)}^{(i)}$	vetor usado no CBFM para a geração da matriz reduzida	[–]
$\alpha_{(k)}^{(i)}$	coeficiente complexo de expansão para a k -ésima macro função de base do bloco i	[–]

Sumário

Resumo	iv
Abstract	vi
Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xv
Lista de Abreviações	xviii
Lista de Símbolos	xxii
1 Introdução	1
1.1 Objetivo e Motivação do Trabalho	1
1.2 Revisão Bibliográfica	2
1.3 Estrutura da Dissertação	5
2 Formulação	7
2.1 Geometria do Problema	7
2.2 Equações Integrais	9
2.2.1 EFIE - Polarização Horizontal	9
2.2.2 MFIE - Polarização Vertical	12
2.3 Método dos Momentos	14
2.3.1 EFIE - Polarização Horizontal	16
2.3.2 MFIE - Polarização Vertical	19
2.4 Campo Total e Atenuação	20
3 Método CBFM	24
3.1 Divisão do perfil em segmentos e blocos	24
3.2 Macro funções de base	26

3.2.1	Funções de Base Primárias - PBFs	30
3.2.2	Funções de Base Secundárias - SBFs	35
3.3	Geração da matriz reduzida	38
3.4	Vetor Corrente Solução	42
3.5	CBFM com mais de 2 blocos vizinhos na construção das SBFs . .	43
4	Resultados Numéricos e Estudo de Casos	44
4.1	Caso 1: Perfil Terra Plana	45
4.2	Caso 2: Perfil Cunha	57
4.3	Caso 3: Perfil Atacan	68
4.4	Caso 4: Perfil Hadsund	76
4.5	Caso 5: Perfil Jerslev	83
4.6	Caso 6: Perfil Downhill	90
5	Conclusões	98
5.1	Propostas de Continuidade	99

Capítulo 1

Introdução

1.1 Objetivo e Motivação do Trabalho

O principal objetivo deste trabalho é a implementação computacional de um modelo de predição de cobertura radioelétrica baseado nas equações integrais do campo elétrico (EFIE) e magnético (MFIE) no domínio da frequência e na aplicação do método CBFM (*Characteristic Basis Function Method*). A formulação desenvolvida se aplica sobre terrenos irregulares nas faixas de frequência VHF e UHF tanto para a polarização horizontal (H-Pol) quanto para a polarização vertical (V-Pol).

A comunicação usando o ar como meio de transmissão tem se mostrado, principalmente ao longo das últimas décadas, indispensável. Atualmente, a maioria das pessoas já estão familiarizadas com os sistemas de comunicações sem fio na sua vida cotidiana através do uso de controles remoto, telefones sem fio, telefones celulares, rádio, televisão e internet. Todas essas aplicações são exemplo de sistemas de comunicação sem fio. Entretanto, o custo, a complexidade e performance para cada tipo de serviço oferecido são muito diferentes. Em sistemas sem fio, ao contrário de sistemas onde o meio de transmissão pode ser mais facilmente controlado, o canal de transmissão é extremamente aleatório e não oferece simplicidade na sua análise. Historicamente, o modelamento deste ambiente de propagação complexo tem sido uma das partes mais difíceis no desenvolvimento de sistemas de comunicação sem fio [1]. Neste sentido, diversas técnicas vem sendo intensamente estudadas para analisar o comportamento da propagação de ondas eletromagnéticas a fim de tornar a predição de cobertura radioelétrica cada

vez mais eficiente. O conhecimento antecipado do comportamento do sinal com maior exatidão permite, por exemplo, realizar um projeto com menor número de medidas em campo, além de contribuir para uma especificação mais precisa dos equipamentos de transmissão e recepção reduzindo os custos do projeto.

O desenvolvimento de um modelo de predição de cobertura radioelétrica exige previamente o conhecimento dos mecanismos de propagação das ondas eletromagnéticas. Tais mecanismos são, principalmente, a visibilidade direta, difração, refração ionosférica, difusão troposférica e onda de superfície [2]. Todos estes mecanismos são diretamente influenciados pela faixa de frequência de operação 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 (*Extremely High Frequencies*) [2].

Os modelos existentes na literatura científica podem ser agrupados em empíricos, semi-empíricos e analíticos. De forma geral, os empíricos baseiam-se em experiências práticas para vários ambientes de propagação, a partir das quais o modelo de previsão e suas regras de aplicação são estabelecidas. Modelos semi-empíricos são estabelecidos a partir de técnicas analíticas com ajustes realizados através de medidas e tratamento estatístico. Já os modelos analíticos são baseados em cálculos matemáticos exatos que, através de aproximações, tentam descrever o fenômeno físico real. Apesar deste último exigir grande esforço computacional em relação aos outros dois, o avanço computacional dos últimos anos têm permitido e incentivado a pesquisa de tais modelos por serem capazes de fornecer resultados mais precisos e coerentes.

1.2 Revisão Bibliográfica

Nos últimos anos tem-se visto um crescente interesse na busca de uma solução mais precisa e eficiente para problemas de espalhamento eletromagnético, especialmente, envolvendo grandes objetos [3]. O uso de equações integrais na solução destes problemas tem sido tipicamente realizado usando o MoM (*Method of Moments*) [4],[5], onde, para garantir a precisão dos resultados, é comum escolher uma discretização do objeto que vai de $\lambda/4$ a $\lambda/20$. No entanto, este procedimento leva a um rápido aumento do tamanho da matriz de impedância quando grandes objetos, em termos de comprimento de onda, são analisados. A

solução direta do sistema de equações requer um custo computacional de $O(N^3)$, onde N é o número de variáveis desconhecidas. Assim soluções numéricas usando MoM convencional são limitadas a aplicações onde o tamanho do objeto seja moderado.

Hviid *et al.* [6] consideraram a fonte como sendo esférica e algumas aproximações foram feitas (desprezo do retro-espalhamento, superfície eletricamente suave, sem variação na direção perpendicular ao plano de incidência e tratada como condutor magnético perfeito) para tornar o método mais eficiente. Apesar da melhora, outros métodos continuaram a ser propostos visando diminuir o tempo de simulação. Brennan *et al.* [7] trataram o espalhamento do campo eletromagnético de forma puramente bidimensional e propuseram uma técnica de aceleração conhecida como *Fast Far Field Approximation* (FAFFA), produzindo resultados mais eficientes e reduzindo o custo computacional de $O(N^2)$ por iteração para $O(N^{4/3})$. Esta técnica é baseada na divisão do perfil do terreno em grupos de segmentos, passando-se a calcular a interação entre os segmentos através de uma aproximação de amplitude e fase da interação entre os centros dos grupos.

Moreira em [8] discutiu a aplicação das equações integrais EFIE e MFIE no domínio da frequência para a previsão de cobertura radioelétrica em enlaces radioelétricos sobre solos suavemente irregulares considerando a fonte transmissora como sendo esférica. Neste trabalho, Moreira utilizou a cunha proposta por Leubbers [9] para validar a formulação proposta. Os resultados obtidos foram comparados considerando três condições de contorno distintas para a superfície: condutor elétrico perfeito, condutor magnético perfeito e condutor imperfeito. Para o tratamento da condutividade finita do terreno, foi utilizada a condição de contorno de Leontovich [10],[11]. Teperino em [12] aplicou a MFIE e EFIE no domínio da frequência e do tempo, considerando a fonte transmissora como sendo esférica e para a polarização vertical. A superfície do terreno também foi considerada como suavemente irregular, o solo tratado como condutor magnético perfeito e os efeitos do retro-espalhamento desprezados. Ainda em [12], visando reduzir os tempos de simulação, nos casos com enlaces eletricamente longos, Teperino implementou a técnica FAFFA [7]. Garcia em [13] propôs uma formulação para a MFIE e EFIE considerando o terreno com condutividade finita e não-homogêneo. O resultado foi uma extensão de [8] e [12] para terrenos mistos

com rápida convergência.

Um método iterativo denominado *Forward-Backward Method* (FBM), de $O(N^2)$, foi proposto por Holliday *et al.* [14] e consiste basicamente em decompor a matriz e os vetores envolvidos do MoM convencional em partes, uma representando o espalhamento eletromagnético para frente (*forward*) e outra o espalhamento eletromagnético para trás (*backward*), para posteriormente resolver o sistema de equações e obter a solução. Chou *et al.* [15] introduziram no método FBM uma nova técnica de aceleração *Spectral Acceleration* (SA) afim de reduzir o custo computacional para $O(N)$ e diminuir a quantidade de memória exigida. Este método, conhecido como *Spectrally Accelerated Forward-Backward Method* (SA-FBM), foi modificado por Chou *et al.* em [16] e por López *et al.* em [17] para permitir a solução de problemas envolvendo terrenos muito irregulares. Prakash *et al.* [18] apresentaram um método referido como *Characteristic Basis Function Method* (CBFM) com o objetivo de obter uma solução mais eficiente do sistema de equações do MoM convencional. O CBFM é baseado na utilização de funções de base especiais denominadas *Characteristic Basis Functions* (CBFs) definidas em macro-domínios (blocos) e funções de base convencionais definidas em subdomínios (segmentos). O uso destas funções de base especiais nos leva a um sistema de equações reduzido, em relação ao MoM convencional, que pode ser resolvido em muitos casos diretamente sem a necessidade de iterações. Atacan *et al.* [19],[20] aplicaram o CBFM em problemas de propagação e os resultados foram comparados com os resultados obtidos através do método FBM. Do ponto de vista de precisão, o resultado CBFM também apresentou bons resultados. Já do ponto de vista de eficiência, ou seja, tempo de simulação, o CBFM se mostrou muito mais rápido que o FBM. Em [21] Atacan *et al.* combinaram o CBFM com a Ótica Física, quando aplicável, e, ainda, utilizaram um fator de extrapolação de fase não-uniforme para tornar o método ainda mais eficiente. Tal método foi denominado *Characteristic Basis Function Method - Physical Optics - Forward Backward Method* (CBFM-PO-FBM).

No presente trabalho a formulação proposta em [21] é implementada computacionalmente, porém usando uma técnica conhecida como decomposição LU nos cálculos das funções de base primárias (*Primary Basis Functions* - PBFs) e secundárias (*Secondary Basis Functions* - SBFs), ao invés de iterações, e sem considerar o fator de extrapolação de fase não-uniforme. Espera-se com estas

considerações um resultado mais preciso, porém com aumento do tempo de simulação. A implementação é validada através da comparação com resultados existentes na literatura científica e com casos práticos através de medidas. Os resultados numéricos obtidos pelo método FBM e as medições dos casos práticos para H-Pol usados neste trabalho foram gentilmente cedidos por Atacan Yagbasan (Middle East Technical University, Ankara, Turquia) e Vakur B. Ertüürk (Bilkent University, Ankara, Turquia) - autores das referências [19],[20] e [21]. Já as medições dos casos práticos para V-Pol foram cedidas pelos professores Conor Brennam (Dublin City University, Dublin 9, Irlanda) e Jørgen Bach Anderson (Aalborg University, Aalborg, Dinamarca).

1.3 Estrutura da Dissertação

A presente dissertação está organizada da seguinte maneira: na primeira seção do Capítulo 2 é apresentada a geometria do problema e as aproximações assumidas no modelo. Na segunda, são apresentadas a Equação Integral do Campo Elétrico (EFIE), para polarização horizontal (H-Pol), e a Equação do Campo Magnético (MFIE), para a polarização vertical (V-Pol), ambas no domínio da frequência. Na seção seguinte, estas integrais são discretizadas através do Método dos Momentos (MoM). Na última seção do capítulo, são descritos os passos para a obtenção do campo total e da atenuação no receptor.

O capítulo 3 mostra o desenvolvimento da formulação do método CBFM. Na primeira seção são feitas as considerações sobre a divisão do terreno em segmentos e blocos. Na seção seguinte são apresentados os conceitos das macro funções de base primárias (PBFs) e secundárias (SBFs) e as equações necessárias para a obtenção das mesmas. As duas próximas seções abordam, respectivamente, a geração da matriz reduzida e a solução para encontrar as correntes equivalentes. A última seção traz uma breve discussão sobre o método CBFM usando mais de dois blocos vizinhos na construção das SBFs.

No capítulo 4, a formulação é testada em 6 casos, sendo 3 teóricos e 3 práticos. O primeiro caso analisado é a propagação em Terra Plana, com solução analítica conhecida. Na sequência a formulação proposta é avaliada sobre o perfil de uma cunha e os resultados são comparados com os gerados pelo MoM convencional (matriz cheia). O terceiro caso teórico é um perfil retirado da referência [20]. O

quarto e quinto casos estudados usam perfis reais situados na Dinamarca e bem conhecidos na literatura científica. Os resultados são comparados com medições feitas em campo e com resultados já publicados anteriormente. O último caso trata de um terreno localizado na Turquia e os resultados das simulações são comparados com resultados já existentes no meio acadêmico. Em todos os casos as simulações foram realizadas para polarização horizontal (H-Pol) e, vertical (V-Pol). Em cada caso estudado também aplica-se a aproximação da Ótica Física na geração das PBFs.

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

Capítulo 2

Formulação

Este capítulo tem como objetivo apresentar a parte inicial da formulação proposta para resolver o problema de espalhamento eletromagnético sobre terrenos irregulares nas faixas de VHF e UHF. A formulação é baseada nas equações integrais EFIE e MFIE e na aplicação do MoM. Na primeira seção são descritas a geometria do problema e as aproximações assumidas no modelo. Na seção seguinte são apresentadas as equações EFIE e MFIE do problema estudado. Na terceira seção o MoM é adotado para obter o sistema de equações discretizado das equações EFIE e MFIE.

2.1 Geometria do Problema

O problema estudado aqui consiste na predição da intensidade do campo eletromagnético, em um ponto qualquer do espaço, quando um terreno irregular é iluminado por uma fonte transmissora. O terreno é considerado invariante na direção perpendicular à direção de propagação para reduzir a análise do problema à duas dimensões (2D). O perfil do terreno ao longo do eixo x é caracterizado pela curva C definida por $z = f(x)$ conforme ilustrado na figura 2.1. Neste trabalho, o terreno é tratado como um condutor imperfeito e homogêneo, modelado por uma impedância superficial, η_s , e as perdas no solo são aproximadas pela condição de contorno de Leontovich.

O terreno é iluminado por um campo incidente $\{\mathbf{E}^{inc}(\boldsymbol{\rho}), \mathbf{H}^{inc}(\boldsymbol{\rho})\}$ gerado por uma linha de corrente. Esta consideração permite tratar o espalhamento do campo eletromagnético de forma puramente bidimensional, ou seja, considerando

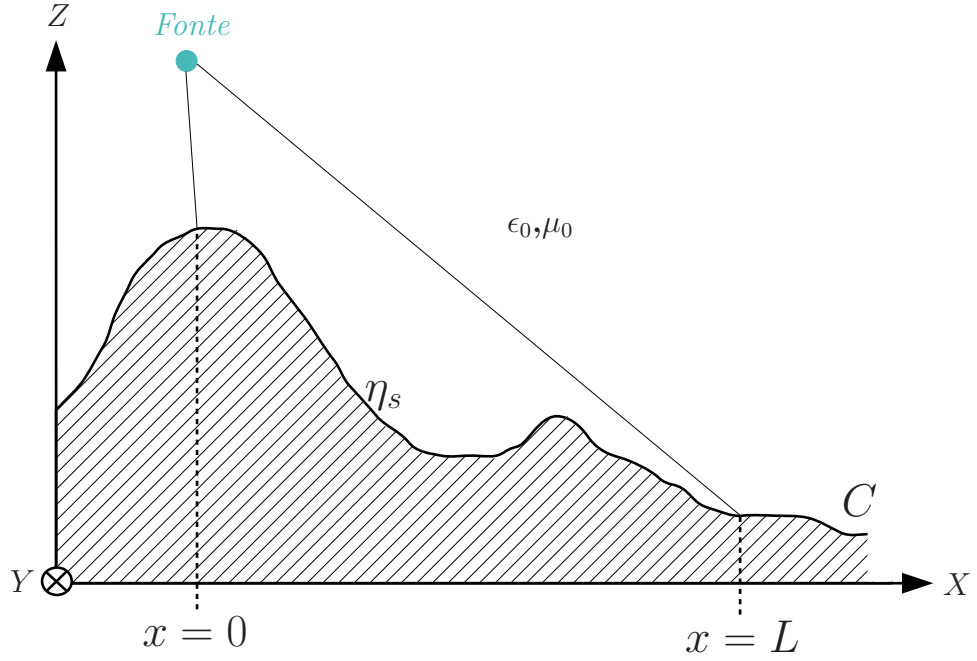


Figura 2.1: Geometria do problema.

onda cilíndrica. A formulação será aplicada tanto para polarização horizontal (H-Pol) quanto para polarização vertical (V-Pol). Todos os campos e correntes tem variação temporal da forma $e^{j\omega t}$ e são suprimidos por conveniência, onde ω é a frequência angular do meio acima do terreno. Neste trabalho, o ar é modelado com as características do vácuo.

Observando o sistema de coordenadas proposto na figura 2.2, a fonte transmissora é indicada pelo vetor $\boldsymbol{\rho}_0$, o ponto observador pelo vetor $\boldsymbol{\rho}$ e o ponto fonte pelo vetor $\boldsymbol{\rho}'$. Para a representação das correntes superficiais equivalentes \mathbf{J}_s e \mathbf{M}_s , é adotado um sistema de coordenadas local, fixo a cada ponto do perfil do terreno. Dessa maneira, \hat{n} representa o vetor unitário normal e \hat{t} o vetor unitário tangente ao ponto considerado. De acordo com a notação utilizada, $(\hat{y}, \hat{n}, \hat{t})$ são associadas ao ponto observador e $(\hat{y}', \hat{n}', \hat{t}')$ ao ponto fonte. O vetor $\boldsymbol{\rho}_1$ relaciona a fonte transmissora ao ponto fonte e o vetor $\boldsymbol{\rho}_2$ o ponto fonte ao ponto observador, ambos na superfície do terreno.

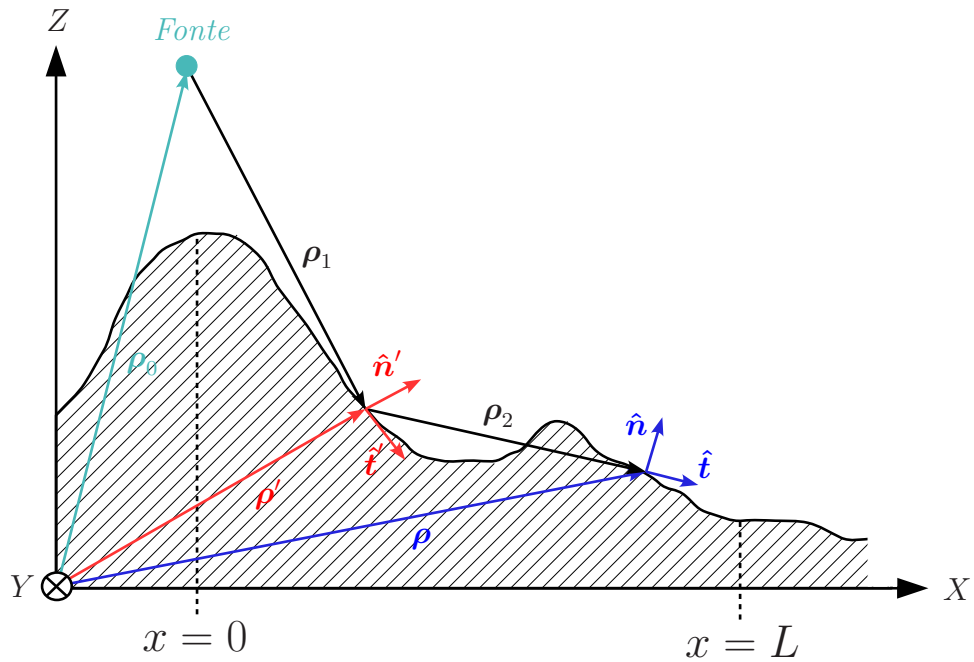


Figura 2.2: Representação dos vetores envolvidos no problema.

2.2 Equações Integrais

Nesta seção são apresentadas as equações integrais EFIE e MFIE, no domínio da frequência, para o problema proposto na seção anterior. As incógnitas destas equações são as correntes superficiais equivalentes elétrica e magnética obtidas a partir da aplicação do princípio da equivalência [22]. Através destas correntes pode-se encontrar o campo eletromagnético espalhado que, somado ao campo incidente proveniente da fonte, define o campo total no observador. A função de Green para o espaço livre pode ser usada nas equações uma vez que no problema equivalente o obstáculo (solo, neste caso) não está presente. Estas equações são derivadas a partir das equações de Maxwell e especializadas através da condição de contorno de Leontovich. A dedução das equações EFIE e MFIE pode ser encontrada em [23].

2.2.1 EFIE - Polarização Horizontal

Quando o campo eletromagnético incidente tem polarização horizontal ($\mathbf{E}^{inc} = \mathbf{E}^{inc} \cdot \hat{y}$), conforme mostra a figura 2.3, a equação integral do campo elétrico

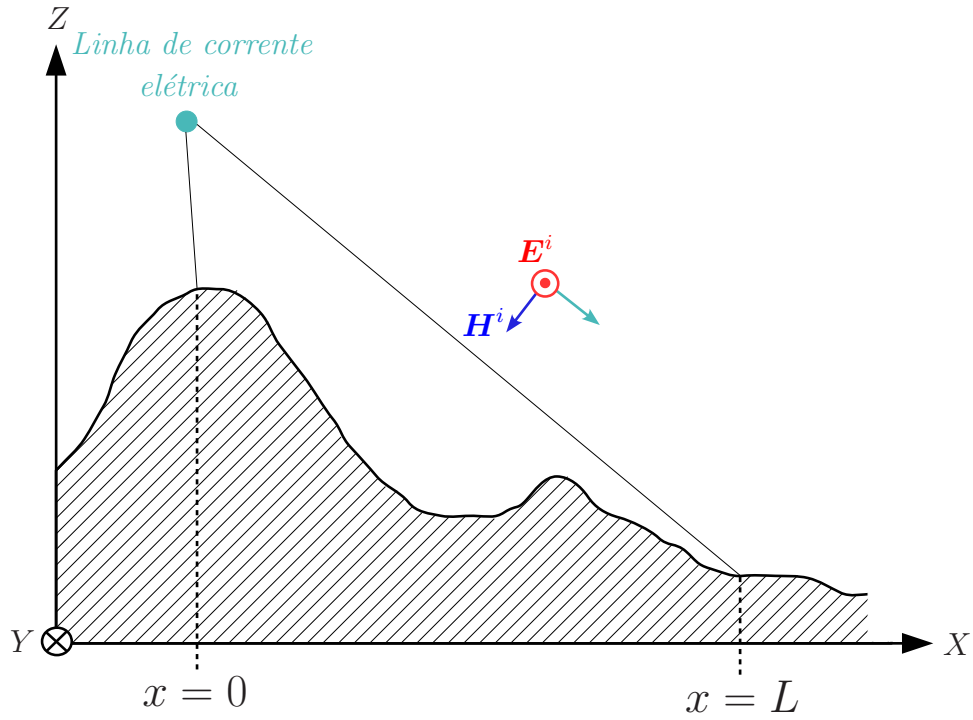


Figura 2.3: Campo eletromagnético incidente com polarização horizontal.

(EFIE) pode ser expressa como [21]

$$\begin{aligned}
 -E_y^{inc}(\boldsymbol{\rho}) = & -\eta_s J_y(\boldsymbol{\rho}) - j\omega_0 \mu_0 \int_C J_y(\boldsymbol{\rho}') G(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}') d\rho' \\
 & + \int_C \eta_s J_y(\boldsymbol{\rho}') [\hat{n}' \cdot \nabla G(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}')] d\rho', \quad (2.1)
 \end{aligned}$$

onde E_y^{inc} é o campo elétrico incidente, J_y é a corrente elétrica induzida na superfície na direção \hat{y} , $G(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}') = -(j/4)H_0^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|)$ é a função de Green bi-dimensional para o espaço livre, k_0 é o número de onda do ar, \hat{n}' é o vetor unitário normal à superfície no ponto localizado pelo vetor $\boldsymbol{\rho}'$ e μ_0 é a permeabilidade magnética do ar.

De acordo com o sistema de coordenadas adotado, a função de Green pode ser reescrita da seguinte forma:

$$G(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}') = \frac{-jH_0^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|)}{4} = \frac{-jH_0^{(2)}(k_0\sqrt{(x-x')^2 + (z-z')^2})}{4}. \quad (2.2)$$

Logo,

$$\begin{aligned}
\nabla G(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}') &= \frac{\partial G}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial G}{\partial z} \hat{z}, \\
&= \frac{-jkH_1^{(2)}(k_0\sqrt{(x-x')^2 + (z-z')^2})}{4\sqrt{(x-x')^2 + (z-z')^2}} ((x-x')\hat{x} + (z-z')\hat{z}), \\
&= \frac{-jkH_1^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|)}{4|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|} (\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'). \tag{2.3}
\end{aligned}$$

Mas, de acordo com a figura 2.2,

$$\boldsymbol{\rho}_2 = \boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}' \Rightarrow \rho_2 = |\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|. \tag{2.4}$$

Então, levando (2.4) em (2.2) e (2.4) em (2.3), pode-se reescrever a função de Green e o seu gradiente da seguinte maneira:

$$G(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}') = \frac{-jkH_0^{(2)}(k_0\rho_2)}{4}, \tag{2.5}$$

$$\nabla G(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}') = \frac{-jkH_1^{(2)}(k_0\rho_2)}{4} \hat{\rho}_2, \tag{2.6}$$

onde $H_0^{(2)}(k_0\rho_2)$ e $H_1^{(2)}(k_0\rho_2)$ são as funções de Hankel de segundo tipo de ordem zero e um, respectivamente. Substituindo (2.5) e (2.6) em (2.1), considerando $\hat{n}' \cdot \hat{\rho}_2 = \cos \varphi'$ e usando $\omega_0\mu_0 = k_0\eta_0$ obtém-se

$$\begin{aligned}
-E_y^{inc}(\boldsymbol{\rho}) &= -\eta_s J_y(\boldsymbol{\rho}) - \frac{k_0\eta_0}{4} \int_C J_y(\boldsymbol{\rho}') H_0^{(2)}(k_0\rho_2) d\rho' \\
&\quad - \frac{jk_0\eta_s}{4} \int_C J_y(\boldsymbol{\rho}') \cos \varphi' H_1^{(2)}(k_0\rho_2) d\rho'. \tag{2.7}
\end{aligned}$$

Avaliando a singularidade que existe em $H_1^{(2)}(k_0\rho_2)$ no terceiro termo do lado

direito de (2.7) quando $\rho_2 = 0$ tem-se

$$\begin{aligned} -E_y^{inc}(\boldsymbol{\rho}) &= -\eta_s \frac{J_y(\boldsymbol{\rho})}{2} - \frac{k_0 \eta_0}{4} \int_C J_y(\boldsymbol{\rho}') H_0^{(2)}(k_0 \rho_2) d\rho' \\ &\quad - \frac{j k_0 \eta_s}{4} \int_C J_y(\boldsymbol{\rho}') \cos \varphi' H_1^{(2)}(k_0 \rho_2) d\rho'. \end{aligned} \quad (2.8)$$

Para simplificar a notação da equação (2.8) são definidos os operadores L_1 e L_2 :

$$L_1[J_s(\boldsymbol{\rho})] = \frac{k_0 \eta_0}{4} \int_C J_s(\boldsymbol{\rho}') H_0^{(2)}(k_0 \rho_2) d\rho', \quad (2.9)$$

$$L_2[J_s(\boldsymbol{\rho})] = \frac{J_s(\boldsymbol{\rho})}{2} + j \frac{k_0}{4} \int_C J_s(\boldsymbol{\rho}') \cos \varphi' H_1^{(2)}(k_0 \rho_2) d\rho', \quad (2.10)$$

onde $J_s(\boldsymbol{\rho})$ representa uma corrente genérica. Assim, a equação (2.8) pode ser escrita novamente como:

$$-E_y^{inc}(\boldsymbol{\rho}) = -L_1[J_y(\boldsymbol{\rho})] - \eta_s L_2[J_y(\boldsymbol{\rho})]. \quad (2.11)$$

Observe que fazendo $\eta_s = 0$ em (2.11) a equação se torna a EFIE para o caso do solo ser tratado como condutor perfeito.

2.2.2 MFIE - Polarização Vertical

Quando o campo eletromagnético incidente tem polarização vertical ($\mathbf{H}^{inc} = \mathbf{H}^{inc} \cdot \hat{y}$), situação mostrada na figura 2.4, a equação integral do campo magnético (MFIE) pode ser expressa como [21]

$$\begin{aligned} -H_y^{inc}(\boldsymbol{\rho}) &= J_t(\boldsymbol{\rho}) - \int_C J_t(\boldsymbol{\rho}') [\hat{n}' \cdot \nabla G(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}')] d\rho' \\ &\quad + j\omega_0 \epsilon_0 \int_C \eta_s J_t(\boldsymbol{\rho}') G(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}') d\rho', \end{aligned} \quad (2.12)$$

onde H_y^{inc} é o campo magnético incidente, J_t é a corrente elétrica induzida na superfície na direção \hat{t} , sendo $\hat{t} = \hat{y} \times \hat{n}$ e ϵ_0 a permissividade elétrica do ar.

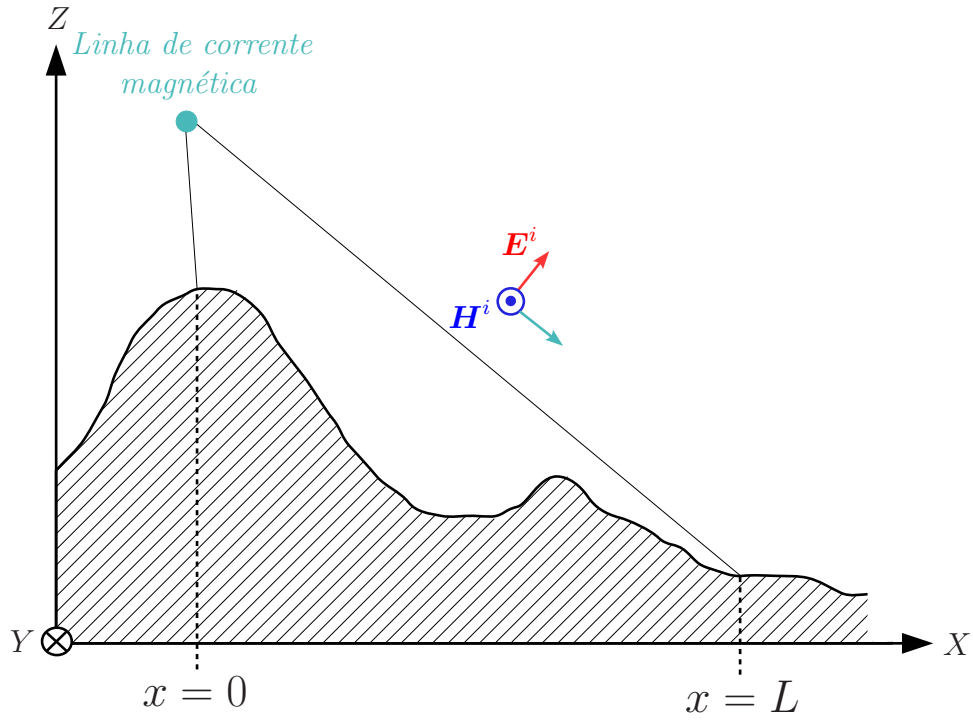


Figura 2.4: Campo eletromagnético incidente com polarização vertical.

Substituindo (2.5) e (2.6) em (2.12), considerando $\hat{n}' \cdot \hat{\rho}_2 = \cos \varphi'$ e usando $\omega_0 \epsilon_0 = k_0 / \eta_0$ obtém-se

$$\begin{aligned}
 -H_y^{inc}(\boldsymbol{\rho}) = & J_t(\boldsymbol{\rho}) + \frac{jk_0}{4} \int_C J_t(\boldsymbol{\rho}') \cos \varphi' H_1^{(2)}(k_0 \rho_2) d\rho' \\
 & + \frac{k_0 \eta_s}{4\eta_0} \int_C J_t(\boldsymbol{\rho}') H_0^{(2)}(k_0 \rho_2) d\rho'. \quad (2.13)
 \end{aligned}$$

Tal como fizemos com a EFIE, para facilitar a notação, vamos reescrever a equação (2.13) em termos dos operadores L_1 (2.9) e L_2 (2.10):

$$-H_y^{inc}(\boldsymbol{\rho}) = L_2[J_t(\boldsymbol{\rho})] + \frac{\eta_s}{\eta_0^2} L_1[J_t(\boldsymbol{\rho})]. \quad (2.14)$$

Note que a singularidade que existe em $H_1^{(2)}(k_0 \rho_2)$ quando $\rho_2 = 0$, presente na equação (2.13), já é levada em conta quando expressamos a MFIE em termos do operador L_2 (2.10). Observe ainda que fazendo $\eta_s = 0$ em (2.14) a equação se torna a MFIE para o caso do solo ser tratado como condutor perfeito.

É importante ressaltar que a corrente magnética induzida na superfície \mathbf{M}_s não aparece diretamente nas equações (2.1) e (2.12), pois está relacionada com a

corrente elétrica \mathbf{J}_s através da condição de contorno de Leontovich [?],[?]:

$$\hat{n} \times \mathbf{E}^{tot} = \eta_s \times \hat{n}(\hat{n} \times \mathbf{H}^{tot}) \Rightarrow \mathbf{M}_s = -\eta_s \hat{n} \times \mathbf{J}_s, \quad (2.15)$$

onde \mathbf{E}^{tot} e \mathbf{H}^{tot} são o campo elétrico total e o campo magnético total, respectivamente. A impedância de superfície η_s é definida como [13]:

$$\eta_s = \begin{cases} \sqrt{\mu_s \left[\epsilon_s - j \frac{\sigma_s}{\omega_0} \right] - \mu_0 \epsilon_0}, & \text{para H-Pol,} \\ \frac{\sqrt{\mu_s \left[\epsilon_s - j \frac{\sigma_s}{\omega_0} \right] - \mu_0 \epsilon_0}}{\epsilon_s - j \frac{\sigma_s}{\omega_0}}, & \text{para V-Pol,} \end{cases} \quad (2.16)$$

onde μ_s , ϵ_s e σ_s são a permeabilidade magnética, permissividade elétrica e condutividade do solo, respectivamente. Os valores típicos de parâmetros constitutivos adotados para cálculo da impedância de superfície são exibidos na tabela 2.1 [13].

Tabela 2.1: *Tipos de solo e respectivos parâmetros eletromagnéticos.*

Tipo de solo	μ_s/μ_0	ϵ_s/ϵ_0	σ_s
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

2.3 Método dos Momentos

Uma das primeiras técnicas numéricas utilizadas para o tratamento de problemas de espalhamento eletromagnético foi o Método de Momentos. Este método foi proposto por R. F. Harrington em 1968 e desde então tem sido utilizado como referência para solucionar equações integrais. O MoM é usado para converter es-

tas equações integrais em um sistema linear que pode ser resolvido numericamente usando um computador.

Neste trabalho estamos interessados em obter o sistema de equações gerado pelo MoM e solucioná-lo usando o método CBFM com objetivo de resolver o problema proposto, ou seja, calcular o campo eletromagnético em um ponto qualquer do espaço devido a uma fonte transmissora irradiando na presença de um terreno irregular. Embora o terreno C (figura 2.1) se estenda de $-\infty$ a ∞ em x , o campo incidente é considerado de modo que a superfície irregular seja iluminada, e conseqüentemente, as integrais (2.11) e (2.14) possam ser confinadas em uma região finita de tamanho L . Quando a curva C for limitada à esse intervalo, ou seja, começando em $x = 0$ e terminando em $x = L$, a curva será representada por ℓ . Além disso, nos casos onde o terreno é iluminado por uma antena, esta é colocada em $x = 0$ e de tal modo que o campo atrás da antena seja fraco [21].

O primeiro passo para a aplicação do MoM consiste na representação do perfil do terreno por N segmentos de reta, conforme ilustra a figura 2.5. De acordo com a notação adotada, $(\boldsymbol{\rho}_i, \hat{n}_i, \hat{t}_i)$ é associada ao ponto observador no segmento i , e $(\boldsymbol{\rho}_j, \hat{n}_j, \hat{t}_j)$ é associada ao ponto fonte no segmento j . O próximo passo é transformar as equações integrais (2.11) e (2.14) em um sistema de equações lineares. Para isso $\mathbf{J}_s(\boldsymbol{\rho})$ é expandida em um somatório de N funções de base locais, $\mathbf{J}_j(\boldsymbol{\rho})$, multiplicadas por coeficientes desconhecidos, I_j , e a solução é imposta através de produtos internos com funções de peso $\mathbf{W}_i(\boldsymbol{\rho})$.

Neste trabalho as funções de base são pulsos unitários [19]-[21], definidos sobre cada segmento do perfil do terreno e as funções de peso são um impulso (função Delta de Dirac) no centro de cada segmento em questão [19]-[21]. Isto significa que a variação da corrente ao longo de um segmento foi assumida constante e o seu valor calculado no centro do segmento. As orientações das funções de base e das funções de peso são definidas de acordo com a equação integral (EFIE ou MFIE) e a polarização do campo (H-Pol ou V-Pol).

O produto interno, considerando o domínio ℓ , tem a forma de:

$$\int_{\ell} \mathbf{W}_i(\boldsymbol{\rho}) \cdot [\dots] d\ell. \quad (2.17)$$

Ao definirmos uma quantidade de produtos internos igual à quantidade de coeficientes desconhecidos, teremos um sistema de $N \times N$ equações lineares que pode

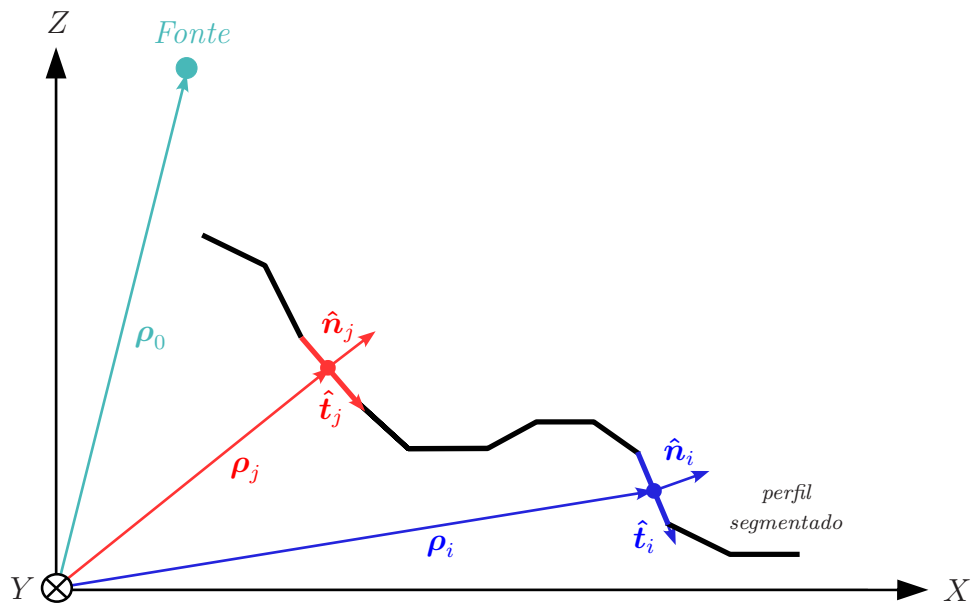


Figura 2.5: Segmentação do perfil do terreno.

ser representado pela seguinte operação matricial:

$$\mathbf{V} = \bar{\mathbf{Z}}\mathbf{I}, \quad (2.18)$$

onde \mathbf{V} é o vetor excitação, de dimensão $N \times 1$, cujos elementos são os valores do campo incidente no centro de cada segmento do terreno; $\bar{\mathbf{Z}}$ é a matriz impedância de dimensão $N \times N$; e \mathbf{I} é o vetor solução, de dimensão $N \times 1$, que contém o valor dos coeficientes desconhecidos das correntes no centro de cada segmento do terreno. N é o número de variáveis desconhecidas.

Nas duas próximas seções serão mostrados os passos para se obter os elementos do vetor \mathbf{V} e da matriz $\bar{\mathbf{Z}}$ para H-Pol e V-Pol.

2.3.1 EFIE - Polarização Horizontal

Para a solução de $\mathbf{J}_y(\boldsymbol{\rho})$, esta é expandida da seguinte forma:

$$\mathbf{J}_y(\boldsymbol{\rho}) = \sum_{j=1}^N I_j J_j(\boldsymbol{\rho}) \hat{y}, \quad (2.19)$$

onde I_j^j representa a amplitude complexa da corrente no centro do segmento j . As funções de base, $J_j(\boldsymbol{\rho})$ estão na direção \hat{y} , uma vez que corrente elétrica induzida na superfície, neste caso, está orientada em \hat{y} .

Levando (2.19) em (2.11):

$$\mathbf{E}^{inc}(\boldsymbol{\rho}) = -\frac{k_0\eta_0}{4} \int_{\ell'} \sum_{j=1}^N I_j J_j(\boldsymbol{\rho}') \hat{y} H_0^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|) d\ell' - \frac{\eta_s}{2} \sum_{j=1}^N I_j J_j(\boldsymbol{\rho}) \hat{y} - \frac{j\eta_s k_0}{4} \int_{\ell'} \sum_{j=1}^N I_j J_j(\boldsymbol{\rho}') \hat{y} \cos \varphi' H_1^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|) d\ell', \quad (2.20)$$

onde $|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'| = \rho_2$; e $\mathbf{E}^{inc}(\boldsymbol{\rho}) = -E_y^{inc}(\boldsymbol{\rho}) \hat{y}$.

Os elementos do vetor \mathbf{V} e da matriz $\bar{\mathbf{Z}}$ para a H-Pol são obtidos aplicando-se a função de peso $\mathbf{W}_i(\boldsymbol{\rho})$ em (2.20):

$$\int_{\ell} \mathbf{W}_i(\boldsymbol{\rho}) \cdot [\mathbf{E}^{inc}(\boldsymbol{\rho})] d\ell = \sum_{j=1}^N I_j \left\{ -\frac{k_0\eta_0}{4} \int_{\ell} \int_{\ell'} \mathbf{W}_i(\boldsymbol{\rho}) \cdot [J_j(\boldsymbol{\rho}') \hat{y} H_0^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|)] d\ell' d\ell - \frac{\eta_s}{2} \int_{\ell} \mathbf{W}_i(\boldsymbol{\rho}) \cdot [J_j(\boldsymbol{\rho}) \hat{y}] d\ell - \frac{j\eta_s k_0}{4} \int_{\ell} \int_{\ell'} \mathbf{W}_i(\boldsymbol{\rho}) \cdot [J_j(\boldsymbol{\rho}') \hat{y} \cos \varphi' H_1^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|)] d\ell' d\ell \right\}, \quad (2.21)$$

onde $\mathbf{W}_i(\boldsymbol{\rho}) = \delta(\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_i) \hat{y}$.

As integrais de linha em ℓ , com o auxílio das propriedades da função Delta de Dirac, são dadas, então, pelo integrando calculado no centro do segmento observador i . Logo,

$$-E_y^{inc}(\boldsymbol{\rho}_i) = \sum_{j=1}^N I_j \left\{ -\frac{k_0\eta_0}{4} \int_{\ell'} H_0^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho}_i - \boldsymbol{\rho}'|) d\ell' - \frac{\eta_s}{2} \beta_{ij} - \frac{j\eta_s k_0}{4} \int_{\ell'} \cos \varphi' H_1^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho}_i - \boldsymbol{\rho}'|) d\ell' \right\}, \quad (2.22)$$

onde $\beta_{ij} = 1$ para $i = j$ e $\beta_{ij} = 0$ para $i \neq j$.

A equação (2.22) possui N coeficientes I_j correspondentes ao 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 representado da seguinte forma:

$$\mathbf{V}_i = \bar{\mathbf{Z}}_{ij} \mathbf{I}_j, \quad (2.23)$$

onde, para H-Pol, tem-se:

$$V_{iEFIEH} = -E_y^{inc}(\boldsymbol{\rho}_i), \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned} Z_{ijEFIEH} = & -\frac{k_0 \eta_0}{4} \int_{\ell'} H_0^{(2)}(k_0 |\boldsymbol{\rho}_i - \boldsymbol{\rho}'|) d\ell' - \frac{\eta_s}{2} \beta_{ij} \\ & - \frac{j \eta_s k_0}{4} \int_{\ell'} \cos \varphi' H_1^{(2)}(k_0 |\boldsymbol{\rho}_i - \boldsymbol{\rho}'|) d\ell'. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Supondo que o ponto observador $\boldsymbol{\rho}_i$ esteja em uma região suficientemente afastada da fonte transmissora,

$$E_y^{inc}(\boldsymbol{\rho}_i) \approx \sqrt{120 P_t G_t} \frac{e^{-jk_0 \rho_i}}{\sqrt{\rho_i}}, \quad (2.26)$$

onde P_t é a potência do transmissor em *Watts* e G_t é o ganho linear da antena transmissora.

A integral em ℓ' em (2.25) é calculada sobre o segmento j considerado. Assumindo o segmento suficientemente curto podemos aproximar a integral da equação através da fórmula da área do retângulo. Para $i \neq j$:

$$Z_{ijEFIEH} = -\frac{k_0 \eta_0}{4} H_0^{(2)}(k_0 |\boldsymbol{\rho}_i - \boldsymbol{\rho}_j|) \Delta_j - \frac{j \eta_s k_0}{4} \cos \varphi' H_1^{(2)}(k_0 |\boldsymbol{\rho}_i - \boldsymbol{\rho}_j|) \Delta_j, \quad (2.27)$$

onde Δ_j é o comprimento do segmento j . Note que o segundo termo da equação (2.25) é nulo para $i \neq j$, pois $\beta_{ij} = 0$. Porém, quando $i = j$, as integrais tem que ser avaliada com cuidado pois o argumento das funções de Hankel tendem para zero. Note que o terceiro termo da equação (2.25) é nulo para $i = j$, pois $\cos \varphi' = 0$. Logo, precisamos avaliar somente a integral do primeiro termo em (2.25). Neste caso, quando o argumento da função tende para zero, a função de Hankel de segundo tipo e ordem zero pode ser substituída por uma expansão em

série de potências [24]:

$$H_0^{(2)}(x) \approx \left(1 - \frac{x^2}{4}\right) - j \left\{ \frac{2}{\pi} \ln\left(\frac{\gamma x}{2}\right) + \left[\frac{1}{2\pi} - \frac{1}{2\pi} \ln\left(\frac{\gamma x}{2}\right) \right] x^2 \right\} + O(x^4), \quad (2.28)$$

onde $\gamma = 1,781072418\dots$

Então, considerando apenas os termos dominantes em (2.28), substituindo no primeiro termo da equação (2.25) e resolvendo as integrais em ℓ' obtém-se:

$$Z_{iiEFIEH} = -\frac{k_0\eta_0}{4}\Delta_j \left\{ 1 - j\frac{2}{\pi} \left[\ln\left(\frac{\gamma k_0\Delta_j}{4}\right) - 1 \right] \right\} - \frac{\eta_s}{2}. \quad (2.29)$$

2.3.2 MFIE - Polarização Vertical

Para a solução de $\mathbf{J}_t(\boldsymbol{\rho})$, esta é expandida da seguinte forma:

$$\mathbf{J}_t(\boldsymbol{\rho}) = \sum_{j=1}^N I_j J_j(\boldsymbol{\rho}) \hat{t}, \quad (2.30)$$

onde I_j^j representa a amplitude complexa da corrente no centro do segmento j . As funções de base, $J_j(\boldsymbol{\rho})$, estão na direção \hat{t} , uma vez que a corrente elétrica induzida na superfície, neste caso, está orientada em \hat{t} .

Levando (2.30) em (2.14):

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{inc}(\boldsymbol{\rho}) = & \frac{1}{2} \sum_{j=1}^N I_j J_j(\boldsymbol{\rho}) \hat{t} + \frac{jk_0}{4} \int_{\ell'} \sum_{j=1}^N I_j J_j(\boldsymbol{\rho}') \hat{t} \cos\varphi' H_1^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|) d\ell' \\ & + \frac{\eta_s k_0}{4\eta_0} \int_{\ell'} \sum_{j=1}^N I_j J_j(\boldsymbol{\rho}') \hat{t} H_0^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|) d\ell', \quad (2.31) \end{aligned}$$

onde $\mathbf{H}^{inc}(\boldsymbol{\rho}) = -H_y^{inc}(\boldsymbol{\rho}) \hat{t}$.

Os elementos do vetor \mathbf{V} e da matriz $\bar{\mathbf{Z}}$ para V-Pol são obtidos aplicando-se

a função de peso $\mathbf{W}_i(\boldsymbol{\rho})$ em (2.31):

$$\begin{aligned} \int_{\ell} \mathbf{W}_i(\boldsymbol{\rho}) \cdot [\mathbf{H}^{inc}(\boldsymbol{\rho})] d\ell &= \sum_{j=1}^N I_j \left\{ \frac{1}{2} \int_{\ell} \mathbf{W}_i(\boldsymbol{\rho}) \cdot [J_t(\boldsymbol{\rho})\hat{t}] d\ell \right. \\ &+ \frac{jk_0}{4} \int_{\ell} \int_{\ell'} \mathbf{W}_i(\boldsymbol{\rho}) \cdot [J_t(\boldsymbol{\rho}')\hat{t} \cos\varphi' H_1^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|)] d\ell' d\ell \\ &\left. + \frac{\eta_s k_0}{4\eta_0} \int_{\ell} \int_{\ell'} \mathbf{W}_i(\boldsymbol{\rho}) \cdot [J_t(\boldsymbol{\rho}')\hat{t} H_0^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|)] d\ell' d\ell \right\}, \end{aligned} \quad (2.32)$$

onde $\mathbf{W}_i(\boldsymbol{\rho}) = \delta(\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_i)\hat{t}$.

Resolvendo as integrais em ℓ e ℓ' da equação (2.32) de maneira similar à feita para a EFIE pode-se mostrar que:

$$V_{iMFIEV} = -H_y^{inc}(\boldsymbol{\rho}_i), \quad (2.33)$$

$$\begin{aligned} Z_{ijMFIEV} &= \frac{jk_0}{4} \cos\varphi' H_1^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho}_i - \boldsymbol{\rho}_j|)\Delta_j \\ &+ \frac{\eta_s k_0}{4\eta_0} H_0^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho}_i - \boldsymbol{\rho}_j|)\Delta_j, \quad \text{para } i \neq j, \end{aligned} \quad (2.34)$$

$$Z_{iiMFIEV} = \frac{1}{2} + \frac{\eta_s k_0}{4\eta_0} \Delta_j \left\{ 1 - j \frac{2}{\pi} \left[\ln\left(\frac{\gamma k_0 \Delta_j}{4}\right) - 1 \right] \right\}, \quad \text{para } i = j. \quad (2.35)$$

Supondo novamente que o ponto observador $\boldsymbol{\rho}_i$ esteja em uma região suficientemente afastado da fonte transmissora:

$$H_y^{inc}(\boldsymbol{\rho}_i) \approx \frac{\sqrt{120P_t G_t} e^{-jk_0 \rho_i}}{\eta_0 \sqrt{\rho_i}}. \quad (2.36)$$

2.4 Campo Total e Atenuação

A solução do sistema linear representado por (2.23), para H-Pol e V-Pol, fornece os valores dos coeficientes das correntes equivalentes. Uma vez obtidas as correntes equivalentes, o campo espalhado pode ser calculado através de (2.37),

para H-Pol, e de (2.38), para V-Pol.

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^{esp}(\boldsymbol{\rho}) &= \frac{k_0\eta_0}{4} \int_{\ell'} \mathbf{J}_y(\boldsymbol{\rho}') H_0^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|) d\ell' \\ &\quad - \frac{jk_0\eta_s}{4} \int_{\ell'} \mathbf{J}_y(\boldsymbol{\rho}') \cos \varphi' H_1^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|) d\ell'. \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{esp}(\boldsymbol{\rho}) &= -\frac{jk_0}{4} \int_{\ell'} \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{J}_t(\boldsymbol{\rho}') \cos \varphi' H_1^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|) d\ell' \\ &\quad - \frac{k_0\eta_s}{4\eta_0} \int_{\ell'} \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{J}_t(\boldsymbol{\rho}') H_0^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|) d\ell'. \end{aligned} \quad (2.38)$$

Levando (2.19) em (2.37) e (2.30) em (2.38) obtém-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^{esp}(\boldsymbol{\rho}) &= \frac{k_0\eta_0}{4} \int_{\ell'} \sum_{j=1}^N I_{jEFIE_H} J_j \hat{\mathbf{y}} H_0^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|) d\ell' \\ &\quad - \frac{jk_0\eta_s}{4} \int_{\ell'} \sum_{j=1}^N I_{jEFIE_H} J_j \hat{\mathbf{y}} \cos \varphi' H_1^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|) d\ell', \end{aligned} \quad (2.39)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{esp}(\boldsymbol{\rho}) &= -\frac{jk_0}{4} \int_{\ell'} \hat{\mathbf{n}} \times \sum_{j=1}^N I_{jMFIE_V} J_j \hat{\mathbf{t}} \cos \varphi' H_1^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|) d\ell' \\ &\quad - \frac{k_0\eta_s}{4\eta_0} \int_{\ell'} \hat{\mathbf{n}} \times \sum_{j=1}^N I_{jMFIE_V} J_j \hat{\mathbf{t}} H_0^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|) d\ell', \end{aligned} \quad (2.40)$$

onde I_{jEFIE_H} e I_{jMFIE_V} representam os valores dos coeficientes das correntes equivalentes para as polarizações horizontal e vertical, respectivamente. Considerando que o segmento j é suficientemente pequeno, as integrais em ℓ' podem ser representadas por somatórios em j . Assim, as equações (2.39) e (2.40) podem ser reescritas como

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^{esp}(\boldsymbol{\rho}) &= \sum_{j=1}^N I_{jEFIE_H} \Delta_j \left\{ \frac{k_0\eta_0}{4} H_0^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_j|) \right. \\ &\quad \left. - \frac{jk_0\eta_s}{4} \cos \varphi' H_1^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_j|) \right\} \hat{\mathbf{y}}, \end{aligned} \quad (2.41)$$

$$\mathbf{H}^{esp}(\boldsymbol{\rho}) = \sum_{j=1}^N I_{jMFIEV} \Delta_j \left\{ -\frac{jk_0}{4} \cos\varphi' H_1^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_j|) - \frac{k_0\eta_s}{4\eta_0} H_0^{(2)}(k_0|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_j|) \right\} \hat{y} \quad (2.42)$$

A figura 2.6 mostra os vetores envolvidos no cálculo do campo espalhado. O vetor $\boldsymbol{\rho}_{inc}$ representa a distância entre a fonte transmissora e o receptor, o vetor $\boldsymbol{\rho}_1$, a distância entre fonte transmissora e o segmento fonte j e o vetor $\boldsymbol{\rho}_2$ passa a ser a distância entre o segmento fonte j e o receptor. Note que agora o observador está fora da superfície.

O campo total no ponto receptor para H-Pol é dado por

$$\mathbf{E}^{tot}(\boldsymbol{\rho}) = \mathbf{E}^{inc}(\boldsymbol{\rho}) + \mathbf{E}^{esp}(\boldsymbol{\rho}), \quad (2.43)$$

e para V-Pol por

$$\mathbf{H}^{tot}(\boldsymbol{\rho}) = \mathbf{H}^{inc}(\boldsymbol{\rho}) + \mathbf{H}^{esp}(\boldsymbol{\rho}). \quad (2.44)$$

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

$$|\mathbf{E}^{tot}(\boldsymbol{\rho})| \approx \eta_0 |\mathbf{H}^{tot}(\boldsymbol{\rho})|. \quad (2.45)$$

Uma vez determinado o campo elétrico total no receptor, a atenuação pode ser calculada usando [12]

$$A_{(dB)} = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right) + 10 \log(G_t) + 10 \log(G_r), \quad (2.46)$$

onde G_t e G_r são os ganhos lineares da antenna transmissora e receptora, respectivamente. A potência recebida é definida como:

$$P_r = \mathbf{S} A_{ef} = \frac{|\mathbf{E}(\boldsymbol{\rho})|^2}{2\eta_0} \frac{G_r \lambda^2}{4\pi}, \quad (2.47)$$

onde \mathbf{S} é a densidade de potência sobre a antenna receptora e A_{ef} é a abertura efetiva desta antenna.

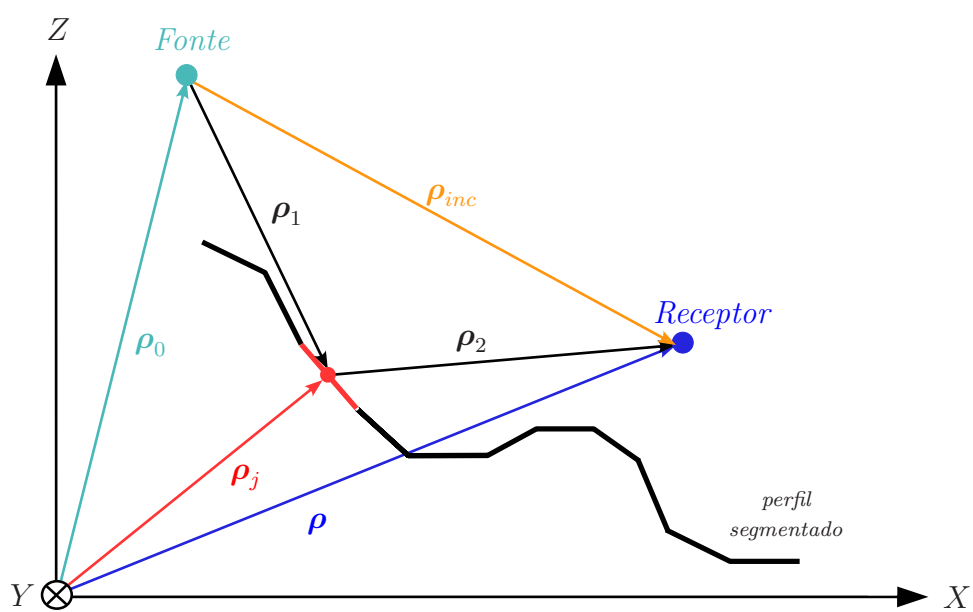


Figura 2.6: Representação dos vetores no cálculo do campo espalhado.

Capítulo 3

Método CBFM

Este capítulo tem como objetivo apresentar o desenvolvimento da formulação do método *Characteristic Basis Function Method* (CBFM) usado na investigação de problemas envolvendo espalhamento eletromagnético e propagação afim de fornecer uma solução eficiente para o sistema de equações gerado pelo MoM. Neste trabalho, o CBFM é usado para solucionar as equações integrais EFIE e MFIE apresentadas no Capítulo 2. Embora a formulação do método seja baseada no trabalho de Atacan *et al* [21], algumas modificações são realizadas. O cálculo das funções de base primárias (*Primary Basis Functions* - PBFs) e secundárias (*Secondary Basis Functions* - SBFs) é feito usando uma técnica conhecida como decomposição LU ao invés de iterações e o fator de extrapolação de fase não-uniforme não é considerado. Espera-se com essas modificações um resultado mais preciso, porém com aumento do tempo de simulação e dos requisitos de memória exigidos. Assim como em [21], são usados apenas dois blocos vizinhos no cálculo das SBFs para diminuir o custo computacional. No entanto, o algoritmo implementado foi desenvolvido de tal maneira que é possível aumentar o número de blocos vizinhos caso seja necessário. No intuito de facilitar a compreensão do método, o desenvolvimento da formulação conta com um exemplo teórico básico.

3.1 Divisão do perfil em segmentos e blocos

No Capítulo 2, o perfil do terreno foi dividido em N segmentos para possibilitar a aplicação do MoM. A respeito da segmentação do terreno, é estabelecida uma relação entre o tamanho dos segmentos considerados e o comprimento de

onda do sinal emitido pela fonte [12]. Esta relação é representada através de um parâmetro de entrada no algoritmo desenvolvido. Tal parâmetro é chamado fator de discretização q e define o número de segmentos por comprimento de onda. O algoritmo foi implementado de tal forma que, dadas as coordenadas do perfil do terreno, um cálculo é efetuado para determinar o número mínimo de segmentos necessários respeitando o fator discretização q . Entretanto, a escolha final do número total de segmentos é feita pelo usuário. Vale ressaltar que o número total de segmentos não deve ser inferior ao número mínimo de segmentos calculados para não afetar a precisão dos resultados.

Uma vez determinado o número total de segmentos, estes são agrupados em M blocos com N_i segmentos cada um. Neste trabalho, N_i é considerado constante para todos os blocos com o objetivo de facilitar a aplicação do método CBFM. Assim, podemos escrever que $N = N_i M$. A figura 3.1 ilustra a divisão do perfil de um terreno segmentado em blocos. É importante destacar que apesar do terreno escolhido para o exemplo ser uma superfície plana, devido à simplicidade de sua geometria, a formulação também pode ser aplicada em superfícies irregulares. Veja que para o perfil da figura 3.1: $N_i = 5$, $M = 4$ e $N = 20$. Na prática esses valores são maiores. A escolha dos parâmetros N_i e M está diretamente relacionada com a eficiência e precisão do método. De acordo com esta observação, Atacan *et. al* em [21] sugere, como parâmetro inicial, que N_i seja aproximadamente 1.000. Porém, este valor é apenas um parâmetro inicial e ajustes devem ser feitos para encontrar a melhor opção.

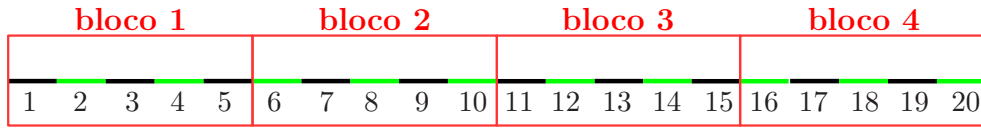


Figura 3.1: Divisão de um perfil segmentado em blocos

3.2 Macro funções de base

O CBFM é baseado na utilização de funções de base especiais (*Characteristic Basis Function* - CBFs) definidas sobre os blocos do perfil. Estas funções são construídas a partir de funções de base primárias (PBFs) que avaliam as interações entre os segmentos que estão dentro de um mesmo bloco i , e de funções de base secundárias (SBFs) que avaliam as interações entre os segmentos de um bloco i e os segmentos de um bloco vizinho k . No CBFM convencional, todos os blocos vizinhos a um bloco i são considerados no cálculo das SBFs. Então, para cada bloco i tem-se uma PBF e $(M - 1)$ SBFs. Logo, considerando todos o blocos, o número total de CBFs é $(1 + M - 1)M = M^2$. Mas, seguindo a referência [21], no cálculo das SBFs serão considerados apenas os dois blocos vizinhos adjacentes de um determinado bloco i , um à esquerda (bloco $k = i - 1$) e um à direita (bloco $k = i + 1$), uma vez que as interações entre blocos distantes são consideradas muito fracas para terrenos eletricamente grandes. Neste caso, para cada bloco i tem-se uma PBF e duas SBFs, exceto os blocos de borda (o primeiro e o último) que tem apenas uma SBF cada um. Assim, o número total de CBFs é reduzido para $(1 + 2)M - 2 = 3M - 2$. A figura 3.2, tendo como referência o terreno do exemplo, mostra cada bloco i , destacados em preto, com seu(s) respectivo(s) bloco(s) vizinho(s) adjacente(s) k , destacados em azul. Veja, por exemplo, que o bloco $i = 1$ possui somente um bloco vizinho adjacente ($k = 2$) enquanto que o bloco $i = 3$ possui dois blocos vizinhos adjacentes ($k = 2$ e $k = 4$).

O objetivo final do método CBFM é determinar a corrente induzida em todos os segmentos de um determinado bloco i . E, assumindo que este procedimento é feito para blocos de $i = 1, 2, \dots, M$ tem-se como resultado a corrente induzida em todos os segmentos do terreno. Para a representação dos vetores e das matrizes envolvidos no método adota-se $\mathbf{V}^{(i)}$ e $\mathbf{I}^{(i)}$ para os vetores excitação e corrente solução, respectivamente, de um bloco i e $\bar{\mathbf{Z}}^{(i,k)}$ para a matriz impedância que contém as interações entre os segmentos de um bloco i e os segmentos de um

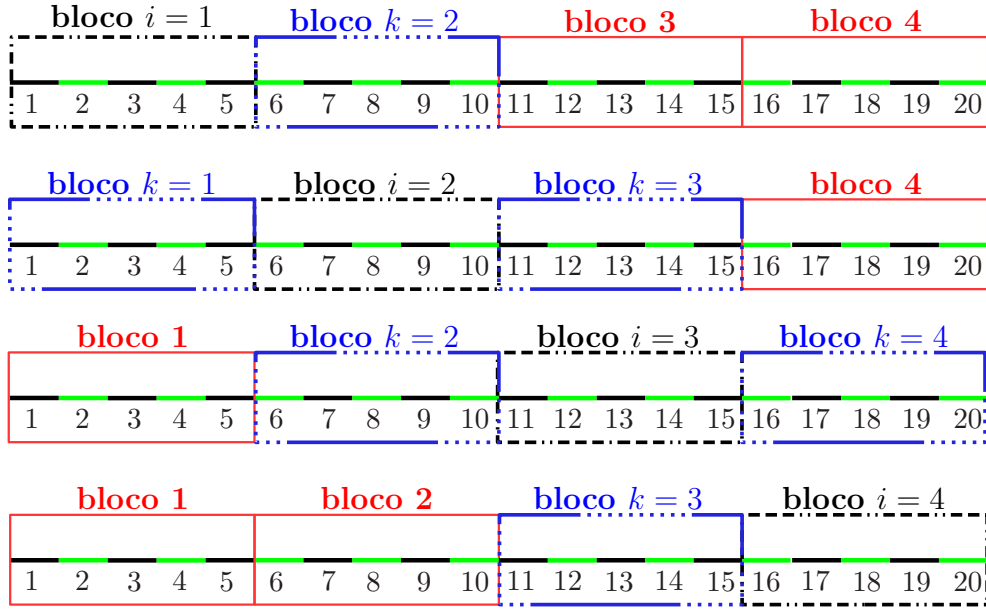


Figura 3.2: Representação dos blocos vizinhos adjacentes

bloco k . A exata solução para $\mathbf{I}^{(i)}$ dado que $\mathbf{I}^{(k)}$ é conhecido, para $i \neq k$, pode ser encontrada resolvendo [21]

$$\bar{\mathbf{Z}}^{(i,i)} \mathbf{I}^{(i)} = \mathbf{V}^{(i)} - \sum_{k \neq i}^M \bar{\mathbf{Z}}^{(i,k)} \mathbf{I}^{(k)}, \quad (3.1)$$

onde $\bar{\mathbf{Z}}^{(i,i)}$ representa a matriz impedância que contém as interações entre os segmentos que pertencem a um mesmo bloco i . Note que o somatório do lado direito de (3.1) considera a interação de um bloco i com todos os blocos vizinhos k , ou seja, o CBFM convencional. Para levar em consideração a interação de um bloco i apenas com seu(s) respectivo(s) bloco(s) vizinho(s) adjacente(s) k , o somatório será feito parcialmente de acordo com o bloco i envolvido. Isto porque o primeiro e o último bloco tem apenas um bloco vizinho adjacente, enquanto os demais possuem dois blocos vizinhos adjacentes.

As matrizes $\bar{\mathbf{Z}}^{(i,k)}$, de dimensão $N_i \times N_k$, são subconjuntos da matriz impedância $\bar{\mathbf{Z}}_{M \times M}$. No algoritmo desenvolvido, dados i e k , existe uma rotina responsável pelo cálculo das linhas e as colunas de $\bar{\mathbf{Z}}^{(i,k)}$ na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{M \times M}$ usando

o seguinte conjunto de equações:

$$\ell i = (i - 1)N_i + 1, \quad (3.2a)$$

$$\ell f = \ell i - 1 + N_i, \quad (3.2b)$$

$$c i = (k - 1)N_k + 1, \quad (3.2c)$$

$$c f = c i - 1 + N_k, \quad (3.2d)$$

onde ℓi e ℓf , são, respectivamente, as linhas iniciais e finais de $\bar{\mathbf{Z}}^{(i,k)}$ na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{MoM}$, enquanto que $c i$ e $c f$ são as colunas iniciais e finais, respectivamente. A figura 3.3 mostra alguns desses subconjuntos na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{MoM}$, considerando o terreno da figura 3.1. Veja, por exemplo, que para $\bar{\mathbf{Z}}^{(1,4)}$: $\ell i = 1$; $\ell f = 5$; $c i = 16$ e $c f = 20$. Note que as linhas de $\bar{\mathbf{Z}}^{(i,k)}$ na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{MoM}$ são dadas pelo ponto observador nos segmentos pertencentes ao bloco i e as colunas são dadas pelo ponto fonte nos segmentos pertencentes ao bloco k . Os valores dos elementos da matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{MoM}$ são dados por (2.27) e (2.29) para H-Pol, e por (2.34) e (2.35) para V-Pol.

Os vetores $\mathbf{V}^{(i)}$, de dimensão $N_i \times 1$, por sua vez, são subconjuntos do vetor \mathbf{V}_{MoM} . Para calcular as linhas de $\mathbf{V}^{(i)}$ no vetor \mathbf{V}_{MoM} , dado i , são usadas as equações (3.2a) e (3.2b). A figura 3.4 ilustra alguns desses subconjuntos no vetor \mathbf{V}_{MoM} . Veja, por exemplo, que para $\mathbf{V}^{(4)}$: $\ell i = 16$ e $\ell f = 20$. Note que as linhas de $\mathbf{V}^{(i)}$ no vetor \mathbf{V}_{MoM} são dadas pelo ponto observador nos segmentos pertencentes ao bloco i . Ainda, conforme a figura 3.4, observe que $\mathbf{V}^{(1)} \neq v_{(1)}$. O lado esquerdo da desigualdade representa o campo incidente no bloco 1 e o lado direito, o campo incidente no segmento 1. Os valores dos elementos do vetor \mathbf{V}_{MoM} são dados por (2.24) para H-Pol e (2.33) para V-Pol.

O próximo passo é a construção das CBFs para cada bloco usando [21]

$$\bar{\mathbf{Z}}^{(i,i)} \mathbf{I}_{(k)}^{(i)} = \mathbf{V}^{(i)}, \quad \text{para } k = i, \quad (3.3)$$

$$\bar{\mathbf{Z}}^{(i,i)} \mathbf{I}_{(k)}^{(i)} = -\bar{\mathbf{Z}}^{(i,k)} \mathbf{I}_{(k)}, \quad \text{para } k \neq i, \quad (3.4)$$

onde $\mathbf{I}_{(k)}^{(i)}$ é o vetor, de dimensão $N_i \times 1$, que contém as correntes parciais induzidas nos segmentos do bloco i devido às correntes dos segmentos do bloco k . É importante ressaltar que estas correntes não são as correntes induzidas (equi-

$$\begin{array}{c}
\bar{\mathbf{Z}}^{(1,1)} \qquad \qquad \qquad \bar{\mathbf{Z}}^{(1,4)} \\
\left[\begin{array}{ccccccccc}
z_{(1,1)} & z_{(1,2)} & z_{(1,3)} & z_{(1,4)} & z_{(1,5)} & \cdots & z_{(1,16)} & z_{(1,17)} & z_{(1,18)} & z_{(1,19)} & z_{(1,20)} \\
z_{(2,1)} & z_{(2,2)} & z_{(2,3)} & z_{(2,4)} & z_{(2,5)} & \cdots & z_{(2,16)} & z_{(2,17)} & z_{(2,18)} & z_{(2,19)} & z_{(2,20)} \\
z_{(3,1)} & z_{(3,2)} & z_{(3,3)} & z_{(3,4)} & z_{(3,5)} & \cdots & z_{(3,16)} & z_{(3,17)} & z_{(3,18)} & z_{(3,19)} & z_{(3,20)} \\
z_{(4,1)} & z_{(4,2)} & z_{(4,3)} & z_{(4,4)} & z_{(4,5)} & \cdots & z_{(4,16)} & z_{(4,17)} & z_{(4,18)} & z_{(4,19)} & z_{(4,20)} \\
z_{(5,1)} & z_{(5,2)} & z_{(5,3)} & z_{(5,4)} & z_{(5,5)} & \cdots & z_{(5,16)} & z_{(5,17)} & z_{(5,18)} & z_{(5,19)} & z_{(5,20)} \\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
z_{(16,1)} & z_{(16,2)} & z_{(16,3)} & z_{(16,4)} & z_{(16,5)} & \cdots & z_{(16,16)} & z_{(16,17)} & z_{(16,18)} & z_{(16,19)} & z_{(16,20)} \\
z_{(17,1)} & z_{(17,2)} & z_{(17,3)} & z_{(17,4)} & z_{(17,5)} & \cdots & z_{(17,16)} & z_{(17,17)} & z_{(17,18)} & z_{(17,19)} & z_{(17,20)} \\
z_{(18,1)} & z_{(18,2)} & z_{(18,3)} & z_{(18,4)} & z_{(18,5)} & \cdots & z_{(18,16)} & z_{(18,17)} & z_{(18,18)} & z_{(18,19)} & z_{(18,20)} \\
z_{(19,1)} & z_{(19,2)} & z_{(19,3)} & z_{(19,4)} & z_{(19,5)} & \cdots & z_{(19,16)} & z_{(19,17)} & z_{(19,18)} & z_{(19,19)} & z_{(19,20)} \\
z_{(20,1)} & z_{(20,2)} & z_{(20,3)} & z_{(20,4)} & z_{(20,5)} & \cdots & z_{(20,16)} & z_{(20,17)} & z_{(20,18)} & z_{(20,19)} & z_{(20,20)}
\end{array} \right] \\
\bar{\mathbf{Z}}^{(4,1)} \qquad \qquad \qquad \bar{\mathbf{Z}}^{(4,4)}
\end{array}$$

Figura 3.3: Localização das matrizes $\bar{\mathbf{Z}}^{(i,k)}$ na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{MoM}$

$$\begin{array}{c}
\mathbf{V}^{(1)} \\
\mathbf{V}^{(4)}
\end{array}
\left[\begin{array}{c}
v_{(1)} \\
v_{(2)} \\
v_{(3)} \\
v_{(4)} \\
v_{(5)} \\
\vdots \\
v_{(16)} \\
v_{(17)} \\
v_{(18)} \\
v_{(19)} \\
v_{(20)}
\end{array} \right]$$

Figura 3.4: Localização dos vetores excitação $\mathbf{V}^{(i)}$ no vetor \mathbf{V}_{MoM}

valentes) finais e servem apenas como funções de base usadas na construção da matriz reduzida.

3.2.1 Funções de Base Primárias - PBFs

As PBFs, $\mathbf{I}_{(i)}^{(i)}$, são vetores, de dimensão $N_i \times 1$, que contém as correntes primárias induzidas nos segmentos de um bloco i considerando apenas as interações entre os segmentos que pertencem a este mesmo bloco i . As PBFs podem ser obtidas usando (3.3) uma vez que $\mathbf{V}^{(i)}$, de dimensão $N_i \times 1$, e $\bar{\mathbf{Z}}^{(i,i)}$, de dimensão $N_i \times N_i$, são conhecidos. Entretanto, para eliminar os efeitos espúrios causados pelas bordas dos blocos, cada bloco i é estendido em ambas direções de d segmentos, exceto nos blocos das extremidades onde o bloco é estendido somente em uma direção. A figura 3.5 ilustra o conceito de blocos estendidos, considerando $d = 1$. Como resultado, cada bloco i estendido tem N_i^e segmentos ($N_i^e > N_i$). Então, as PBFs são construídas a partir destes blocos estendidos resolvendo a equação [21]

$$\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,i)} \mathbf{I}_{e(i)}^{(i)} = \mathbf{V}_e^{(i)}, \quad \text{para } i=1,2,\dots,M, \quad (3.5)$$

onde $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,i)}$ é a matriz impedância do bloco i estendido, de dimensão $N_i^e \times N_i^e$, e $\mathbf{V}_e^{(i)}$ é o vetor excitação, correspondente ao mesmo bloco i estendido, de dimensão $N_i^e \times 1$. A figura 3.6 ilustra a localização de $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(1,1)}$ na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{M \times M}$ e $\mathbf{V}_e^{(1)}$ no vetor $\mathbf{V}_{M \times 1}$. A figura 3.7 mostra a localização de $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(2,2)}$ e $\mathbf{V}_e^{(2)}$. Com auxílio das figuras 3.6 e 3.7, note que as dimensões de $\mathbf{V}_e^{(i)}$ e $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,i)}$ variam de acordo com os blocos envolvidos. Por exemplo, $\mathbf{V}_e^{(1)}$ e $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(1,1)}$ tem dimensão 6×1 e 6×6 , respectivamente. Já $\mathbf{V}_e^{(2)}$ e $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(2,2)}$ tem dimensão 8×1 e 8×8 , respectivamente.

O fato dos vetores $\mathbf{V}_e^{(i)}$ e das matrizes $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,i)}$ não possuírem dimensão fixa exige o uso de alocação dinâmica de vetores e matrizes na implementação do algoritmo. Então, a dimensão de um vetor $\mathbf{V}_e^{(i)}$ e de uma matriz $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,i)}$, dado i , é determinada por

$$N_i^e = \begin{cases} N_i + d, & \text{para } i = 1 \text{ ou } i = M, \\ N_i + 2d, & \text{para outros valores de } i. \end{cases} \quad (3.6)$$

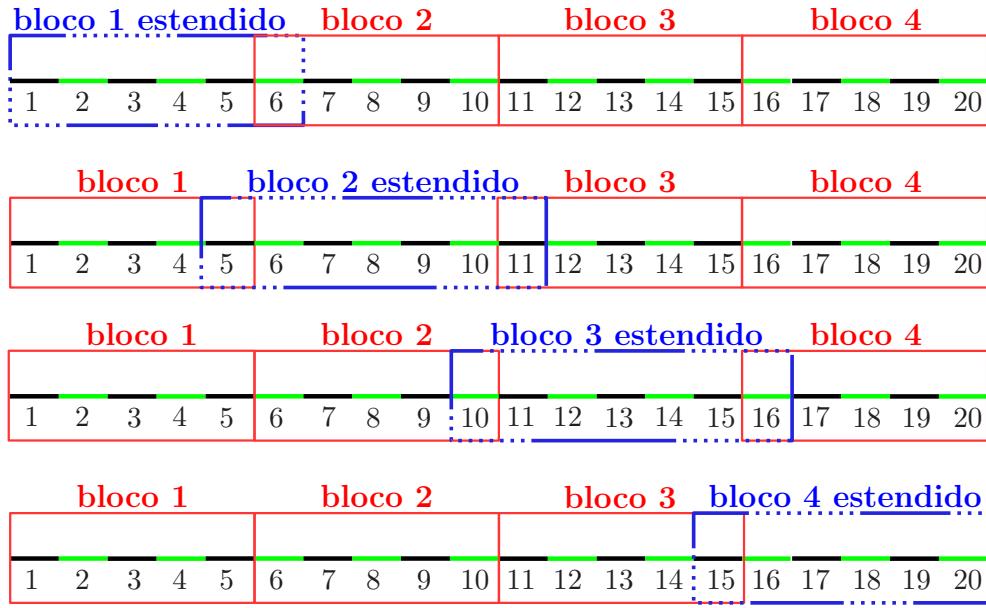


Figura 3.5: Representação dos blocos estendidos

Uma vez obtida a dimensão do vetor $\mathbf{V}_e^{(i)}$ e da matriz $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,i)}$, é necessário localizar as linhas e as colunas de $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,i)}$ na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{MoM}$ e as linhas de $\mathbf{V}_e^{(i)}$ no vetor \mathbf{V}_{MoM} . Dado i e com auxílio das equações (3.2a) e (3.2b), o cálculo destas linhas e colunas é dado por

$$lie = \begin{cases} 1, & \text{para } i = 1, \\ li - d, & \text{para } i \neq 1, \end{cases} \quad (3.7a)$$

$$lfe = \begin{cases} N_i + d, & \text{para } i = 1, \\ lf, & \text{para } i = M, \\ lf + d, & \text{para outros valores de } i, \end{cases} \quad (3.7b)$$

$$cie = lie, \quad (3.7c)$$

$$cfe = lfe, \quad (3.7d)$$

onde lie e lfe , são, respectivamente, as linhas iniciais e finais de $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,i)}$ na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{MoM}$ e de $\mathbf{V}_e^{(i)}$ no vetor \mathbf{V}_{MoM} ; ci e cf são as colunas iniciais e finais de $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,i)}$ na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{MoM}$. Como exemplo, para $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(1,1)}$ obtém-se: $lie = 1$, $lfe = 6$, $cie = 1$ e $cfe = 6$; e, para $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(2,2)}$ obtém-se: $lie = 5$, $lfe = 11$, $cie = 5$ e $cfe = 11$. Note que os cálculos estão de acordo com as figuras 3.6 e 3.7.

A equação (3.5) pode ser resolvida de forma direta (decomposição LU) ou por processos numéricos iterativos. No presente trabalho, em que N_i é razoavelmente pequeno, optou-se por gerar as macro funções de base utilizando a decomposição LU. A solução de (3.5) fornece o vetor PBF estendido, $\mathbf{I}_{e(i)}^{(i)}$, de dimensão $N_i^e \times 1$. Para determinar o vetor PBF não estendido, $\mathbf{I}_{(i)}^{(i)}$, de dimensão $N_i \times 1$, deve-se selecionar no vetor $\mathbf{I}_{e(i)}^{(i)}$ somente as correntes dos segmentos que fazem parte do bloco i não estendido. Então, dado i , as linhas que devem ser selecionadas no vetor $\mathbf{I}_{e(i)}^{(i)}$ são obtidas usando

$$lis = \begin{cases} 1, & \text{para } i = 1, \\ 1 + d, & \text{para } i \neq 1, \end{cases} \quad (3.8a)$$

$$lfs = \begin{cases} N_i, & \text{para } i = 1, \\ N_i + d, & \text{para } i \neq 1, \end{cases} \quad (3.8b)$$

onde lis e lfs são, respectivamente, as linhas iniciais e finais a serem selecionadas no vetor $\mathbf{I}_{e(i)}^{(i)}$. Como exemplo, suponha que o vetor $\mathbf{I}_{e(2)}^{(2)}$, tenha sido calculado. Então, para se obter o vetor $\mathbf{I}_{(2)}^{(2)}$ deve-se calcular lis e lfs . Neste caso, para $i = 2$ e $d = 1$: $lis = 2$ e $lfs = 6$. Logo, o vetor $\mathbf{I}_{(2)}^{(2)}$ é obtido selecionando as linhas de 2 a 6 do vetor $\mathbf{I}_{e(2)}^{(2)}$. A figura 3.8 mostra os vetores $\mathbf{I}_{e(2)}^{(2)}$ e $\mathbf{I}_{(2)}^{(2)}$. Note que são selecionadas do vetor $\mathbf{I}_{e(2)}^{(2)}$ apenas as correntes dos segmentos que pertencem ao bloco $i = 2$ não estendido (vide figura 3.1). Dependendo da natureza da fonte eletromagnética que ilumina o perfil do terreno, a aproximação da Ótica Física pode ser usada para se encontrar os vetores das PBFs dispensando a necessidade de resolver a equação (3.5). Em [21], Atacan *et al.* observaram que a aproximação da Ótica Física poder ser aplicada se o terreno é iluminado por um radiador isotrópico localizado a poucos comprimentos de onda do solo ou por uma onda

plana.

Neste momento, vale reforçar que apesar das PBFs representarem as correntes primárias induzidas nos segmentos de um bloco i , considerando somente as interações entre os segmentos que pertencem a este mesmo bloco i , elas servem apenas como funções de base usadas na construção da matriz reduzida.

O próximo passo é a construção das SBFs, $\mathbf{I}_{(k)}^{(i)}$, $i \neq k$, para levar em conta as interações entre os segmentos destes dois blocos distintos.

$$\begin{array}{c} \mathbf{V}_e^{(1)} \end{array} \begin{bmatrix} v(1) \\ v(2) \\ v(3) \\ v(4) \\ v(5) \\ v(6) \\ \vdots \\ v(20) \end{bmatrix} \begin{array}{c} \bar{\mathbf{Z}}_e^{(1,1)} \end{array} \begin{bmatrix} z(1,1) & z(1,2) & z(1,3) & z(1,4) & z(1,5) & z(1,6) & \cdots & z(1,20) \\ z(2,1) & z(2,2) & z(2,3) & z(2,4) & z(2,5) & z(2,6) & \cdots & z(2,20) \\ z(3,1) & z(3,2) & z(3,3) & z(3,4) & z(3,5) & z(3,6) & \cdots & z(3,20) \\ z(4,1) & z(4,2) & z(4,3) & z(4,4) & z(4,5) & z(4,6) & \cdots & z(4,20) \\ z(5,1) & z(5,2) & z(5,3) & z(5,4) & z(5,5) & z(5,6) & \cdots & z(5,20) \\ z(6,1) & z(6,2) & z(6,3) & z(6,4) & z(6,5) & z(6,6) & \cdots & z(6,20) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ z(20,1) & z(20,2) & z(20,3) & z(20,4) & z(20,5) & z(20,6) & \cdots & z(20,20) \end{bmatrix}$$

Figura 3.6: Localização de $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(1,1)}$ na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{MoM}$ e $\mathbf{V}_e^{(1)}$ no vetor \mathbf{V}_{MoM}

$$\begin{array}{c} \mathbf{V}_e^{(2)} \end{array} \begin{bmatrix} v(1) \\ \vdots \\ v(5) \\ v(6) \\ v(7) \\ v(8) \\ v(9) \\ v(10) \\ v(11) \\ \vdots \\ v(20) \end{bmatrix} \begin{array}{c} \bar{\mathbf{Z}}_e^{(2,2)} \end{array} \begin{bmatrix} z(1,1) & \cdots & z(1,5) & z(1,6) & z(1,7) & z(1,8) & z(1,9) & z(1,10) & z(1,11) & \cdots & z(1,20) \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ z(5,1) & \cdots & z(5,5) & z(5,6) & z(5,7) & z(5,8) & z(5,9) & z(5,10) & z(5,11) & \cdots & z(5,20) \\ z(6,1) & \cdots & z(6,5) & z(6,6) & z(6,7) & z(6,8) & z(6,9) & z(6,10) & z(6,11) & \cdots & z(6,20) \\ z(7,1) & \cdots & z(7,5) & z(7,6) & z(7,7) & z(7,8) & z(7,9) & z(7,10) & z(7,11) & \cdots & z(7,20) \\ z(8,1) & \cdots & z(8,5) & z(8,6) & z(8,7) & z(8,8) & z(8,9) & z(8,10) & z(8,11) & \cdots & z(8,20) \\ z(9,1) & \cdots & z(9,5) & z(9,6) & z(9,7) & z(9,8) & z(9,9) & z(9,10) & z(9,11) & \cdots & z(9,20) \\ z(10,1) & \cdots & z(10,5) & z(10,6) & z(10,7) & z(10,8) & z(10,9) & z(10,10) & z(10,11) & \cdots & z(10,20) \\ z(11,1) & \cdots & z(11,5) & z(11,6) & z(11,7) & z(11,8) & z(11,9) & z(11,10) & z(11,11) & \cdots & z(11,20) \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ z(20,1) & \cdots & z(20,5) & z(20,6) & z(20,7) & z(20,8) & z(20,9) & z(20,10) & z(20,11) & \cdots & z(20,20) \end{bmatrix}$$

Figura 3.7: Localização de $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(2,2)}$ na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{MoM}$ e $\mathbf{V}_e^{(2)}$ no vetor \mathbf{V}_{MoM}

$$\mathbf{I}_{e(2)}^{(2)} \begin{bmatrix} i_{5(2)}^{(2)} \\ i_{6(2)}^{(2)} \\ i_{7(2)}^{(2)} \\ i_{8(2)}^{(2)} \\ i_{9(2)}^{(2)} \\ i_{10(2)}^{(2)} \\ i_{11(2)}^{(2)} \end{bmatrix} \quad \mathbf{I}_{(2)}^{(2)} \begin{bmatrix} i_{6(2)}^{(2)} \\ i_{7(2)}^{(2)} \\ i_{8(2)}^{(2)} \\ i_{9(2)}^{(2)} \\ i_{10(2)}^{(2)} \end{bmatrix}$$

Figura 3.8: Representação dos vetores $\mathbf{I}_{e(2)}^{(2)}$ e $\mathbf{I}_{(2)}^{(2)}$

3.2.2 Funções de Base Secundárias - SBFs

As SBFs, $\mathbf{I}_{(k)}^{(i)}$, são vetores, de dimensão $N_i \times 1$, que contém as correntes secundárias induzidas nos segmentos de um bloco i devido às correntes de um bloco k . Quando o bloco k está à esquerda do bloco i , considera-se o espalhamento eletromagnético para frente (*forward*). Quando o bloco k está à direita do bloco i , considera-se o espalhamento eletromagnético para trás (*backward*). As SBFs poderiam ser calculadas usando (3.4), entretanto, $\mathbf{I}^{(k)}$ não é conhecido a priori. Então, como aproximação, as PBFs, $\mathbf{I}_{(k)}^{(k)}$, já calculadas, são usadas para representar $\mathbf{I}^{(k)}$. Esta aproximação é justificada pelo fato de que não se espera que a forma de $\mathbf{I}_{(k)}^{(i)}$ seja tão dependente da forma exata de $\mathbf{I}^{(k)}$ [21]. Analogamente ao procedimento usado para as PBFs, as SBFs também serão calculadas usando blocos estendidos, porém agora a interação ocorre entre blocos distintos, ou seja, $i \neq k$. Quando um bloco i se estende sobre um bloco k vizinho adjacente ($k = i - 1$ ou $k = i + 1$) de d segmentos, o bloco k é truncado e passa a ter N_{k_t} segmentos, onde $N_{k_t} = N_k - d$. Em termos de notação, o índice k_t é usado para diferenciar um bloco k truncado de um bloco k não truncado. A figura 3.9 ilustra, como exemplo, a interação do bloco $i = 1$ estendido com blocos $k_t = 2$, $k = 3$ e $k = 4$. Então, considerando os blocos estendidos, as SBFs são dadas por

$$\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,i)} \mathbf{I}_{e(k)}^{(i)} = -\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,k)} \mathbf{I}_{(k)}^{(k)}, \quad \text{para } k \neq i, \quad (3.9)$$

onde $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,i)}$ e $\mathbf{I}_{e(k)}^{(i)}$, tem dimensões $N_e^i \times N_e^i$ e $N_e^i \times 1$, respectivamente. A dimensão das matrizes $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,k)}$ e dos vetores $\mathbf{I}_{(k)}^{(k)}$ dependem se o bloco k é um bloco truncado ou não. Caso o bloco k não seja um bloco truncado, $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,k)}$ tem dimensão $N_e^i \times N_k$ e $\mathbf{I}_{(k)}^{(k)}$ dimensão $N_k \times 1$. Caso o bloco k seja um bloco truncado, $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,k)}$ é descrito $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,k_t)}$ e tem dimensão $N_e^i \times N_{k_t}$, e $\mathbf{I}_{(k)}^{(k)}$ é descrito $\mathbf{I}_{(k_t)}^{(k_t)}$ e tem dimensão $N_{k_t} \times 1$. Embora no algoritmo implementado as SBFs possam ser calculadas também para blocos vizinhos não adjacentes, o que implica na verificação se o bloco k é truncado ou não truncado, no desenvolvimento desta formulação considera-se a interação de um bloco i apenas com seu(s) respectivo(s) bloco(s) vizinho(s) adjacente(s) k . Logo, a equação (3.9) se torna mais simples e pode ser escrita novamente da seguinte forma:

$$\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,i)} \mathbf{I}_{e(k_t)}^{(i)} = -\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,k_t)} \mathbf{I}_{(k_t)}^{(k_t)}, \quad \text{para } k_t \neq i, \quad (3.10)$$

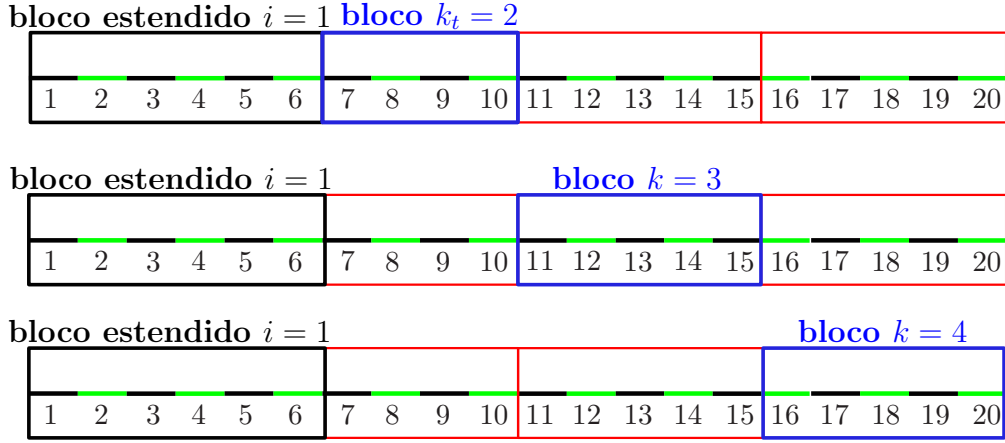


Figura 3.9: Representação da interação do bloco estendido $i = 1$ com os blocos $k_t = 2$, $k = 3$ e $k = 4$.

onde $k_t = i - 1$ ou $k_t = i + 1$; e $\mathbf{I}_{e(k_t)}^{(k_t)}$ é o vetor que contém as correntes primárias induzidas nos segmentos do bloco k truncado. Note que o vetor $\mathbf{I}_{e(k_t)}^{(i)}$ tem a mesma dimensão do vetor $\mathbf{I}_{e(k)}^{(i)}$, ou seja, $N_e^i \times 1$. Isto ocorre porque a dimensão é dada pelo número de segmentos do bloco i estendido e não pelo número de segmentos do bloco k , seja ele truncado ou não. A substituição de $\mathbf{I}_{e(k)}^{(i)}$ em (3.9) por $\mathbf{I}_{e(k_t)}^{(i)}$ em (3.10) é feita apenas para manter a coerência na notação.

Para obter o vetor $\mathbf{I}_{e(k_t)}^{(i)}$, através da solução de (3.10), é preciso primeiro localizar as linhas e as colunas das matrizes $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,i)}$ e $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,k_t)}$ na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{MoM}$. As linhas e as colunas de $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,i)}$ já foram encontradas no cálculo das PBFs e são dadas por (3.7a), (3.7b), (3.7c) e (3.7d). Dados i e k_t , $i \neq k_t$, as linhas de $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(i,k_t)}$ são dadas por (3.7a) e (3.7b), mas as colunas são encontradas usando

$$cie = \begin{cases} c + d, & \text{para } i = k_t - 1, \\ c, & \text{para } i = k_t + 1, \end{cases} \quad (3.11a)$$

$$cfe = \begin{cases} c + N_{k_t} + d - 1, & \text{para } i = k_t - 1, \\ c + N_{k_t} - 1, & \text{para } i = k_t + 1, \end{cases} \quad (3.11b)$$

onde $c = (k_t - 1)(N_{k_t} + d) + 1$. A figura 3.10 mostra, como exemplo, a localização de $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(1,2)}$. Veja que neste caso: $lie = 1$, $lfe = 6$, $cie = 7$ e $cfe = 10$. Note

também que $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(1,2)}$ tem dimensão 6×4 .

O vetor SBF não estendido, $\mathbf{I}_{(k)}^{(i)}$, de dimensão $N_i \times 1$, é obtido selecionando de $\mathbf{I}_{e(k_i)}^{(i)}$, de dimensão $N_i^e \times 1$, apenas as correntes dos segmentos que pertencem ao bloco i não estendido. Dado i , as linhas que devem ser selecionadas de $\mathbf{I}_{e(k_i)}^{(i)}$ são obtidas usando (3.8a) e (3.8b). Como exemplo, suponha que o vetor $\mathbf{I}_{e(2)}^{(1)}$, tenha sido calculado. Então, para se obter o vetor $\mathbf{I}_{(2)}^{(1)}$ deve-se calcular lis e lfs . Neste caso, para $i = 1$ e $d = 1$: $lis = 1$ e $lfs = 5$. Logo, o vetor $\mathbf{I}_{(2)}^{(1)}$ é obtido selecionando as linhas de 1 a 5 do vetor $\mathbf{I}_{e(2)}^{(1)}$. A figura 3.11 mostra os vetores $\mathbf{I}_{e(2)}^{(1)}$ e $\mathbf{I}_{(2)}^{(1)}$. Note que são selecionadas do vetor $\mathbf{I}_{e(2)}^{(1)}$ apenas as correntes dos segmentos que pertencem ao bloco $i = 1$ não estendido (vide figura 3.1).

Neste ponto, vale destacar que apesar das SBFs representarem as correntes secundárias induzidas nos segmentos de um bloco i devido às correntes nos segmentos de um bloco k , elas, assim como as PBFs, servem apenas como funções de base usadas na construção da matriz reduzida.

Após a construção de todas as CBFs, o próximo passo é expressar o vetor corrente solução, \mathbf{I} , usando uma combinação destas CBFs e construir a matriz reduzida.

$$\bar{\mathbf{Z}}_e^{(1,2)}$$

$$\begin{bmatrix} z(1,1) & \cdots & z(1,5) & z(1,6) & z(1,7) & z(1,8) & z(1,9) & z(1,10) & z(1,11) & \cdots & z(1,20) \\ z(2,1) & \cdots & z(2,5) & z(2,6) & z(2,7) & z(2,8) & z(2,9) & z(2,10) & z(2,11) & \cdots & z(2,20) \\ z(3,1) & \cdots & z(3,5) & z(3,6) & z(3,7) & z(3,8) & z(3,9) & z(3,10) & z(3,11) & \cdots & z(3,20) \\ z(4,1) & \cdots & z(4,5) & z(4,6) & z(4,7) & z(4,8) & z(4,9) & z(4,10) & z(4,11) & \cdots & z(4,20) \\ z(5,1) & \cdots & z(5,5) & z(5,6) & z(5,7) & z(5,8) & z(5,9) & z(5,10) & z(5,11) & \cdots & z(5,20) \\ z(6,1) & \cdots & z(6,5) & z(6,6) & z(6,7) & z(6,8) & z(6,9) & z(6,10) & z(6,11) & \cdots & z(6,20) \\ z(7,1) & \cdots & z(7,5) & z(7,6) & z(7,7) & z(7,8) & z(7,9) & z(7,10) & z(7,11) & \cdots & z(7,20) \\ z(8,1) & \cdots & z(8,5) & z(8,6) & z(8,7) & z(8,8) & z(8,9) & z(8,10) & z(8,11) & \cdots & z(8,20) \\ z(9,1) & \cdots & z(9,5) & z(9,6) & z(9,7) & z(9,8) & z(9,9) & z(9,10) & z(9,11) & \cdots & z(9,20) \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ z(20,1) & \cdots & z(20,5) & z(20,6) & z(20,7) & z(20,8) & z(20,9) & z(20,10) & z(20,11) & \cdots & z(20,20) \end{bmatrix}$$

Figura 3.10: Localização de $\bar{\mathbf{Z}}_e^{(1,2)}$ na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{M \circ M}$

$$\mathbf{I}_{e(2)}^{(1)} \quad \begin{bmatrix} i_{1(2)}^{(1)} \\ i_{2(2)}^{(1)} \\ i_{3(2)}^{(1)} \\ i_{4(2)}^{(1)} \\ i_{5(2)}^{(1)} \\ i_{6(2)}^{(1)} \end{bmatrix} \quad \mathbf{I}_{(2)}^{(1)} \quad \begin{bmatrix} i_{1(2)}^{(1)} \\ i_{2(2)}^{(1)} \\ i_{3(2)}^{(1)} \\ i_{4(2)}^{(1)} \\ i_{5(2)}^{(1)} \end{bmatrix}$$

Figura 3.11: Representação dos vetores $\mathbf{I}_{e(2)}^{(1)}$ e $\mathbf{I}_{(2)}^{(1)}$

3.3 Geração da matriz reduzida

Para a solução do problema, o vetor corrente solução, \mathbf{I} , de dimensão $N \times 1$, é expresso através de uma combinação das $3M - 2$ CBFs, calculadas anteriormente,

dada por

$$\mathbf{I}_{N \times 1} = \sum_{k=i}^{i+1} \alpha_{(k)}^{(1)} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{(k)}^{(1)} \\ \mathbf{0} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} + \sum_{k=i-1}^{i+1} \alpha_{(k)}^{(2)} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I}_{(k)}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} + \cdots + \sum_{k=i-1}^i \alpha_{(k)}^{(M)} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \vdots \\ \mathbf{I}_{(k)}^{(M)} \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

onde $\mathbf{I}_{(k)}^{(i)}$ e $\mathbf{0}$ são vetores de dimensão $N_i \times 1$ e $\alpha_{(k)}^{(i)}$ é o coeficiente complexo de expansão para k -ésima macro função de base do bloco i . Então, substituindo (3.12) em (2.18) temos:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}^{(1)} \\ \mathbf{V}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{V}^{(M)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{Z}}^{(1,1)} & \bar{\mathbf{Z}}^{(1,2)} & \cdots & \bar{\mathbf{Z}}^{(1,M)} \\ \bar{\mathbf{Z}}^{(2,1)} & \bar{\mathbf{Z}}^{(2,2)} & \cdots & \bar{\mathbf{Z}}^{(2,M)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{\mathbf{Z}}^{(M,1)} & \bar{\mathbf{Z}}^{(M,2)} & \cdots & \bar{\mathbf{Z}}^{(M,M)} \end{bmatrix} \left(\sum_{k=i}^{i+1} \alpha_{(k)}^{(1)} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{(k)}^{(1)} \\ \mathbf{0} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} + \sum_{k=i-1}^{i+1} \alpha_{(k)}^{(2)} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I}_{(k)}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} + \cdots + \sum_{k=i-1}^i \alpha_{(k)}^{(M)} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \vdots \\ \mathbf{I}_{(k)}^{(M)} \end{bmatrix} \right). \quad (3.13)$$

Para facilitar a notação, a equação (3.13) é reescrita da seguinte maneira:

$$\mathbf{V}_{N \times 1} = \sum_{k=i}^{i+1} \alpha_{(k)}^{(1)} \mathbf{u}_{(k)}^{(1)} + \sum_{k=i-1}^{i+1} \alpha_{(k)}^{(2)} \mathbf{u}_{(k)}^{(2)} + \cdots + \sum_{k=i-1}^i \alpha_{(k)}^{(M)} \mathbf{u}_{(k)}^{(M)}, \quad (3.14)$$

onde

$$\mathbf{u}_{(k)}^{(i)} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{Z}}^{(1,i)} \mathbf{I}_{(k)}^{(i)} \\ \bar{\mathbf{Z}}^{(2,i)} \mathbf{I}_{(k)}^{(i)} \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{Z}}^{(M,i)} \mathbf{I}_{(k)}^{(i)} \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

Note que $\mathbf{u}_{(k)}^{(i)}$ tem dimensão $N \times 1$ e é determinado para cada par de blocos i e k . Assim, existe um vetor $\mathbf{u}_{(k)}^{(i)}$ para cada vetor $\mathbf{I}_{(k)}^{(i)}$. Logo, o número total de vetores $\mathbf{u}_{(k)}^{(i)}$ é igual ao número de CBFs ($3M - 2$). Dados i e k , cada elemento de $\mathbf{u}_{(k)}^{(i)}$ pode ser determinado usando

$$\bar{\mathbf{Z}}^{(t,i)} \mathbf{I}_{(k)}^{(i)} = \begin{bmatrix} z_{(li,ci)} & z_{(li,ci+1)} & \cdots & z_{(li,cf)} \\ z_{(li+1,ci)} & z_{(li+1,ci+1)} & \cdots & z_{(li+1,cf)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ z_{(lf,ci)} & z_{(lf,ci+1)} & \cdots & z_{(lf,cf)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1(k)}^{(i)} \\ i_{2(k)}^{(i)} \\ \vdots \\ i_{N_i(k)}^{(i)} \end{bmatrix}, \quad (3.16)$$

onde $t = 1, 2, \dots, M$ e $i_{N_i(k)}^{(i)}$ representa a corrente parcial, primária quando $i = k$ e secundária quando $i \neq k$, induzida no n -ésimo segmento do bloco i devido às correntes do bloco k . Observe que, dado t e i , define-se uma matriz do tipo $\bar{\mathbf{Z}}^{(i,k)}$ e li , lf , ci e cf podem ser calculadas, respectivamente, por (3.2a), (3.2b), (3.2c) e (3.2d) afim de localizar esta matriz na matriz $\bar{\mathbf{Z}}_{M \times M}$. Para exemplificar, a tabela 3.1 mostra os valores calculados para li , lf , ci e cf em função de t e i para o vetor $\mathbf{u}_{(2)}^{(1)}$. Neste caso, $i = 1$, $k = 2$ e t varia de 1 a 4, pois no terreno usado como exemplo $M = 4$. A figura 3.12 mostra o vetor $\mathbf{u}_{(2)}^{(1)}$.

Tabela 3.1: Valores de li , lf , ci e cf em função de $\bar{\mathbf{Z}}^{(t,i)}$ para $\mathbf{u}_{(2)}^{(1)}$

$\bar{\mathbf{Z}}^{(t,i)}$	li	lf	ci	cf
$\bar{\mathbf{Z}}^{(1,1)}$	1	5	1	5
$\bar{\mathbf{Z}}^{(2,1)}$	6	10	1	5
$\bar{\mathbf{Z}}^{(3,1)}$	11	15	1	5
$\bar{\mathbf{Z}}^{(4,1)}$	16	20	1	5

Uma vez calculados todos os $3M - 2$ vetores $\mathbf{u}_{(k)}^{(i)}$, o próximo passo é determinar os seus respectivos coeficientes $\alpha_{(k)}^{(i)}$. Expandindo a equação (3.14), temos

$$\mathbf{V}_{N \times 1} = \underbrace{\alpha_{(1)}^{(1)}}_1 \mathbf{u}_{(1)}^{(1)} + \alpha_{(2)}^{(1)} \mathbf{u}_{(2)}^{(1)} + \alpha_{(1)}^{(2)} \mathbf{u}_{(1)}^{(2)} + \alpha_{(2)}^{(2)} \mathbf{u}_{(2)}^{(2)} + \alpha_{(3)}^{(2)} \mathbf{u}_{(3)}^{(2)} \\ + \cdots + \alpha_{(M-1)}^{(M)} \mathbf{u}_{(M-1)}^{(M)} + \underbrace{\alpha_{(M)}^{(M)}}_{3M-2} \mathbf{u}_{(M)}^{(M)}, \quad (3.17)$$

$$\mathbf{u}_{(2)}^{(1)} \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{(1,1)} & z_{(1,2)} & z_{(1,3)} & z_{(1,4)} & z_{(1,5)} \\ z_{(2,1)} & z_{(2,2)} & z_{(2,3)} & z_{(2,4)} & z_{(2,5)} \\ z_{(3,1)} & z_{(3,2)} & z_{(3,3)} & z_{(3,4)} & z_{(3,5)} \\ z_{(4,1)} & z_{(4,2)} & z_{(4,3)} & z_{(4,4)} & z_{(4,5)} \\ z_{(5,1)} & z_{(5,2)} & z_{(5,3)} & z_{(5,4)} & z_{(5,5)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1(2)}^{(1)} \\ i_{2(2)}^{(1)} \\ i_{3(2)}^{(1)} \\ i_{4(2)}^{(1)} \\ i_{5(2)}^{(1)} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} z_{(6,1)} & z_{(6,2)} & z_{(6,3)} & z_{(6,4)} & z_{(6,5)} \\ z_{(7,1)} & z_{(7,2)} & z_{(7,3)} & z_{(7,4)} & z_{(7,5)} \\ z_{(8,1)} & z_{(8,2)} & z_{(8,3)} & z_{(8,4)} & z_{(8,5)} \\ z_{(9,1)} & z_{(9,2)} & z_{(9,3)} & z_{(9,4)} & z_{(9,5)} \\ z_{(10,1)} & z_{(10,2)} & z_{(10,3)} & z_{(10,4)} & z_{(10,5)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1(2)}^{(1)} \\ i_{2(2)}^{(1)} \\ i_{3(2)}^{(1)} \\ i_{4(2)}^{(1)} \\ i_{5(2)}^{(1)} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} z_{(11,1)} & z_{(11,2)} & z_{(11,3)} & z_{(11,4)} & z_{(11,5)} \\ z_{(12,1)} & z_{(12,2)} & z_{(12,3)} & z_{(12,4)} & z_{(12,5)} \\ z_{(13,1)} & z_{(13,2)} & z_{(13,3)} & z_{(13,4)} & z_{(13,5)} \\ z_{(14,1)} & z_{(14,2)} & z_{(14,3)} & z_{(14,4)} & z_{(14,5)} \\ z_{(15,1)} & z_{(15,2)} & z_{(15,3)} & z_{(15,4)} & z_{(15,5)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1(2)}^{(1)} \\ i_{2(2)}^{(1)} \\ i_{3(2)}^{(1)} \\ i_{4(2)}^{(1)} \\ i_{5(2)}^{(1)} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} z_{(16,1)} & z_{(16,2)} & z_{(16,3)} & z_{(16,4)} & z_{(16,5)} \\ z_{(17,1)} & z_{(17,2)} & z_{(17,3)} & z_{(17,4)} & z_{(17,5)} \\ z_{(18,1)} & z_{(18,2)} & z_{(18,3)} & z_{(18,4)} & z_{(18,5)} \\ z_{(19,1)} & z_{(19,2)} & z_{(19,3)} & z_{(19,4)} & z_{(19,5)} \\ z_{(20,1)} & z_{(20,2)} & z_{(20,3)} & z_{(20,4)} & z_{(20,5)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1(2)}^{(1)} \\ i_{2(2)}^{(1)} \\ i_{3(2)}^{(1)} \\ i_{4(2)}^{(1)} \\ i_{5(2)}^{(1)} \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

Figura 3.12: Representação do vetor $\mathbf{u}_{(2)}^{(1)}$

que representa um sistema com N equações e $3M - 2$ incógnitas. Então, para determinar as incógnitas $\alpha_{(k)}^{(i)}$, faz-se o produto interno de (3.17) com o conjugado de cada um dos $3M - 2$ vetores $\mathbf{u}_{(k)}^{(i)}$. Assim, é gerado um sistema com $3M - 2$ equações e $3M - 2$ incógnitas. A solução deste sistema reduzido, podendo ser obtida através de métodos de solução direta, fornece os valores dos coeficientes $\alpha_{(k)}^{(i)}$. Note que o sistema reduzido gerado pelo método CBFM, $(3M-2) \times (3M-2)$, é significativamente menor do que o sistema, $N \times N$, gerado pelo MoM.

3.4 Vetor Corrente Solução

O vetor solução, \mathbf{I} , de dimensão $N \times 1$, que contém as correntes equivalentes em todos os segmentos do terreno, é encontrado substituindo os coeficientes $\alpha_{(k)}^{(i)}$, determinados na seção anterior, em (3.12). Observe que o vetor de correntes equivalentes do primeiro bloco é dado por

$$\mathbf{I}^{(1)} = \alpha_{(1)}^{(1)} \mathbf{I}_{(1)}^{(1)} + \alpha_{(2)}^{(1)} \mathbf{I}_{(2)}^{(1)}, \quad (3.18)$$

dos blocos intermediários por

$$\mathbf{I}^{(i)} = \alpha_{(k-i)}^{(i)} \mathbf{I}_{(k-i)}^{(i)} + \alpha_{(i)}^{(i)} \mathbf{I}_{(i)}^{(i)} + \alpha_{(k+i)}^{(i)} \mathbf{I}_{(k+i)}^{(i)}, \quad i = 2, 3, \dots, M - 1, \quad (3.19)$$

e do último bloco por

$$\mathbf{I}^{(M)} = \alpha_{(M-1)}^{(M)} \mathbf{I}_{(M-1)}^{(M)} + \alpha_{(M)}^{(M)} \mathbf{I}_{(M)}^{(M)}. \quad (3.20)$$

A figura 3.13 mostra a representação do vetor $\mathbf{I}^{(3)}$ para o terreno do exemplo. Observe que o vetor $\mathbf{I}^{(3)}$ contém as correntes equivalentes nos segmentos que pertencem ao bloco 3 (vide figura 3.1).

$$\mathbf{I}^{(3)} \begin{bmatrix} i_{11} \\ i_{12} \\ i_{13} \\ i_{14} \\ i_{15} \end{bmatrix}$$

Figura 3.13: Representação do vetor $\mathbf{I}^{(3)}$

3.5 CBFM com mais de 2 blocos vizinhos na construção das SBFs

A formulação apresentada nas seções anteriores considera apenas os blocos vizinhos adjacentes na construção das SBFs. Entretanto, em algumas situações, o aumento do número de blocos vizinhos na construção das SBFs, apesar de exigir maior tempo de processamento e memória, pode melhorar a precisão dos resultados. Vale ressaltar que a inclusão de mais blocos vizinhos no cálculo das SBFs exige modificações na formulação apresentada tornando-a mais complexa. Neste trabalho, essas modificações foram introduzidas no algoritmo implementado de maneira que o número de blocos vizinhos usados na construção das SBFs possa ser variado. No algoritmo, o parâmetro de entrada que define o número de blocos vizinhos é denominado nnb . Para o caso onde são considerados apenas os dois blocos vizinhos adjacentes $nnb = 2$. Dado M e nnb , o número total de CBFs é dado por

$$M(1 + nnb) - \frac{nnb}{2} \left(1 + \frac{nnb}{2}\right). \quad (3.21)$$

Note que para $nnb = 2$ o número total de CBFs é $3M - 2$.

Capítulo 4

Resultados Numéricos e Estudo de Casos

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulações para a validação do algoritmo desenvolvido. A formulação do método CBFM, discutido no Capítulo 3, foi implementada através de código computacional usando a linguagem FORTRAN. As simulações foram realizadas em um computador com sistema operacional Windows XP, compilador Visual Fortran Professional 6.0.A, biblioteca IMSL 3.0, processador Intel Core 2 Duo (T6600 2,20GHz) e 3GB de memória RAM. Seis casos serão estudados, sendo os três primeiros considerando perfis teóricos e os três últimos perfis reais. Os resultados são comparados com soluções de referência já publicadas na literatura científica e com dados medidos. Para todos os casos, os resultados foram gerados tanto para a polarização horizontal (H-Pol) quanto para a polarização vertical (V-Pol). Além disso, uma comparação é feita entre os resultados obtidos usando os métodos CBFM e CBFM-PO com o objetivo de discutir quais as vantagens e desvantagens de se usar a aproximação da Ótica Física (PO) na geração das PBFs. Em todos os gráficos o eixo x representa a distância horizontal do perfil do terreno e a fonte transmissora está localizada em $x = 0$, ou seja, está sempre na extremidade esquerda do terreno. Quando deseja-se comparar os resultados obtidos a partir de um modelo que trata a fonte transmissora como bi-dimensional (2D), conforme exposto no Capítulo 2, com resultados obtidos a partir de modelos ou medidas que consideram a fonte transmissora como esférica, existe a necessidade de levar em conta a propagação do pulso de rádio ao longo da direção perpendicular ao plano vertical. Pode-se

demonstrar que na região de campo distante, a solução de onda 2D difere da solução 3D por um fator de $1/\sqrt{\rho}$, para valores RMS (*Root Mean Square*), onde ρ é a distância da fonte transmissora até o ponto de observação [25]. Mas, como neste trabalho os valores são de pico, após o processamento dos dados considerando a fonte transmissora 2D multiplica-se os resultados obtidos por $1/\sqrt{2\rho}$ para que a comparação seja feita corretamente.

4.1 Caso 1: Perfil Terra Plana

Para o primeiro caso, foi adotado um terreno teórico de menor complexidade onde este é aproximado como uma superfície plana e lisa permitindo a utilização do modelo de propagação Terra Plana analítico [2] como referência. O transmissor é uma antena isotrópica localizada a 80 m de altura do solo e irradiando sinal na frequência de 100 MHz. Para esta frequência e classificando o solo como médio, de acordo com a tabela 2.1, e usando a equação (2.16), calcula-se a impedância de superfície, η_s , para H-Pol e V-Pol. Neste caso, $\eta_s = (1,25 - j0,09) \times 10^{-8} \Omega$ para H-Pol e $\eta_s = 93,36 + j6,21 \Omega$ para V-Pol. A atenuação total foi calculada para o receptor localizado a uma altura de 10 m, variando sua distância, d_r , ao longo do perfil. Os resultados são comparados usando o modelo Terra Plana como referência. A figura 4.1 ilustra a geometria do modelo Terra Plana. Para as simulações, utilizou-se 4,2 segmentos/ λ na aplicação do MoM que resultou na divisão do terreno em 7.000 segmentos. Este caso foi usado para explorar e investigar o comportamento do método CBFM através da variação dos seus principais parâmetros com o objetivo de construir os primeiros dados para, depois de analisar todos os casos, indicar a melhor situação equilibrando eficiência e precisão. Os resultados obtidos são apresentados através de gráficos e organizados em tabelas para facilitar a interpretação das informações.

No sentido de comparar os resultados, o seguinte critério de erro é adotado:

$$\text{Erro} = \frac{\|R_R - R_T\|_2}{\|R_R\|_2} \times 100, \quad (4.1)$$

onde $\|\cdot\|$ indica a norma de Frobenius, R_R é o resultado de referência e R_T o resultado de teste. Neste caso, o resultado fornecido pelo modelo Terra Plana Analítico é o resultado de referência e o CBFM é o resultado de teste. Ainda

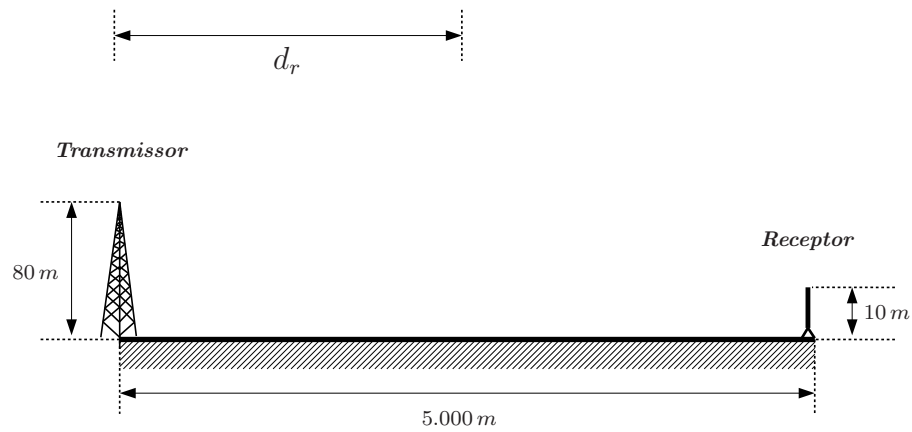


Figura 4.1: *Modelo Terra Plana.*

com o objetivo de comparar os resultados, gráficos mostrando o erro absoluto são construídos a partir das simulações realizadas.

Na primeira simulação a atenuação foi calculada pelo método CBFM variando o número de blocos em que o terreno é dividido. Os resultados foram gerados para $M = 7, 70$ e 1.000 . O número total de segmentos do terreno, N , foi mantido constante em 7.000 segmentos e foram considerados somente os dois blocos vizinhos adjacentes na construção das SBFs, ou seja, $n_{nb} = 2$. Note que como N é constante, a variação de M implica diretamente na variação do parâmetro N_i , isto é, números de segmentos por bloco. As figuras [4.2a](#) e [4.2b](#) mostram, respectivamente, a atenuação e o erro absoluto sobre o perfil Terra Plana para H-Pol. Já para V-Pol, a atenuação e o erro absoluto são mostrados nas figuras [4.3a](#) e [4.3b](#), respectivamente.

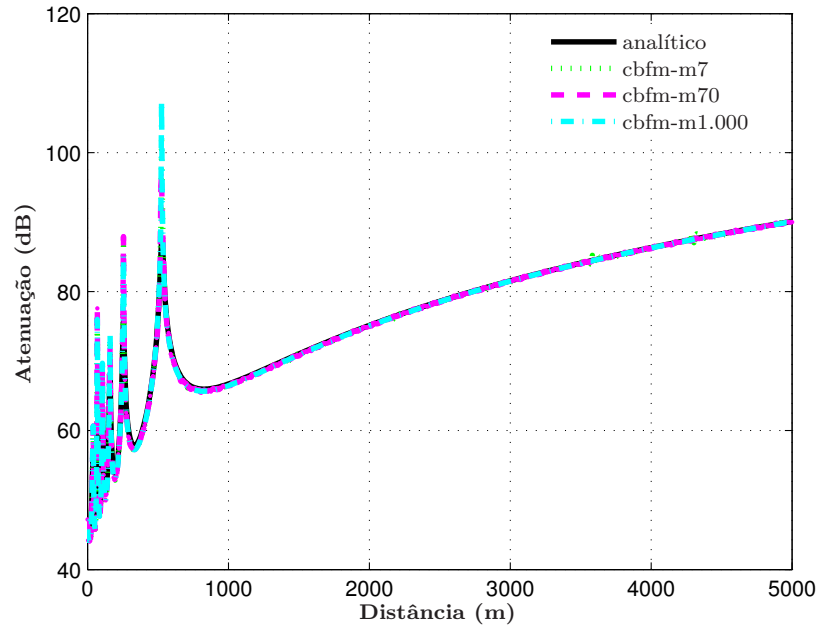


Figura 4.2a: Atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 80$ m, $H_r = 10$ m, $P_t = 10$ W, $\eta_s = (1,25 - j0,09) \times 10^{-8} \Omega$, $N = 7.000$, $n_{nb} = 2$ e $M = 7; 70; 1.000$.

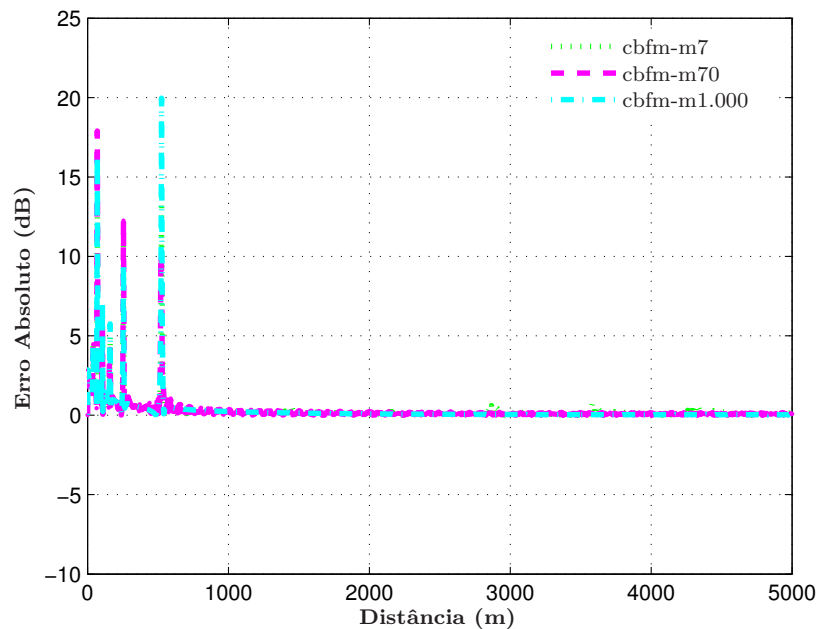


Figura 4.2b: Erro absoluto entre CBFM e solução analítica no cálculo da atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M .

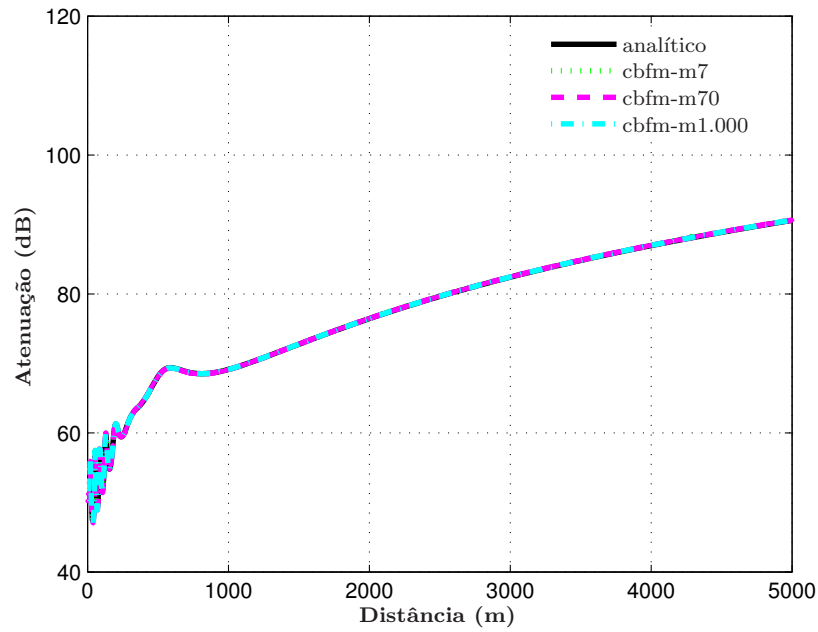


Figura 4.3a: Atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 80$ m, $H_r = 10$ m, $P_t = 10$ W, $\eta_s = 93,36 + j6,21 \Omega$, $N = 7.000$, $n_{nb} = 2$ e $M = 7; 70; 1.000$.

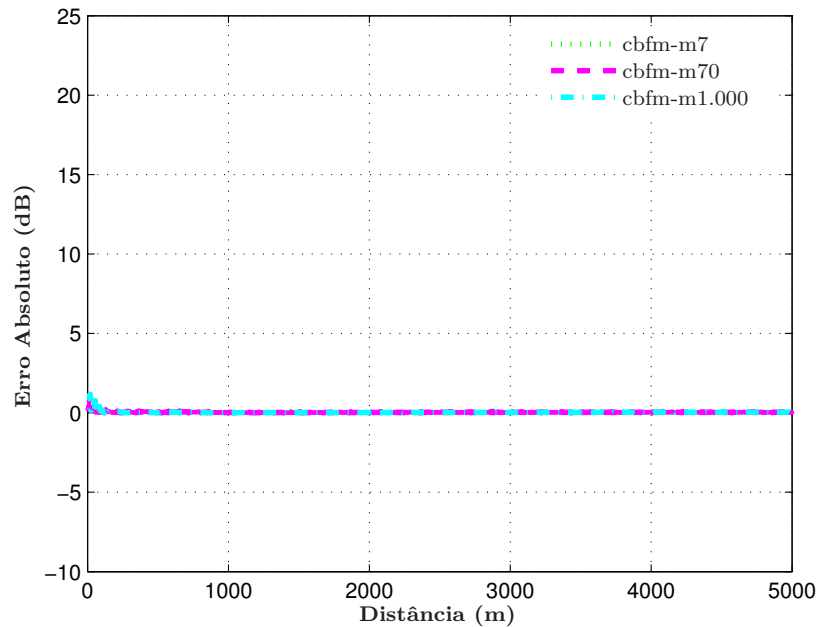


Figura 4.3b: Erro absoluto entre CBFM e solução analítica no cálculo da atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M .

A comparação entre os tempos de simulação e erro para cada valor de M testado, para ambas polarizações, é feita na tabela 4.1. Porém, esta tabela mostra apenas o tempo total de simulação, incluindo o tempo gasto para o cálculo da atenuação. Afim de estudar mais detalhadamente a influência da variação do parâmetro M no tempo consumido em cada estágio do método CBFM, estes tempos foram medidos e são exibidos nas tabelas 4.2 e 4.3 para H-pol e V-Pol, respectivamente. Nas tabelas 4.2 e 4.3 também são exibidas as ordens de grandeza para o tempo de processamento (Tempo de CPU) gasto em cada estágio do método [21],[26].

Tabela 4.1: Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz usando CBFM variando M com $nmb = 2$ e $N = 7.000$.

Pol.	M	N_i	Nº CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
H-Pol	7	1.000	19	214,70	1,22
	70	100	208	72,77	1,21
	1.000	7	2.998	1.231,41	1,20
V-Pol	7	1.000	19	212,78	0,10
	70	100	208	74,88	0,10
	1.000	7	2.998	1.222,57	0,09

Tabela 4.2: Tempos de simulação e ordens de grandeza do tempo de CPU para os diferentes estágios do CBFM no cálculo da atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, H-Pol, variando M com $nmb = 2$ e $N = 7.000$.

M		7	70	1.000	Tempo de CPU
N_i		1.000	100	7	
Funções de Base	PBF	38,11	9,4	10,71	$O(N^3/M^2)$
	SBF	123,73	3,87	0,25	$O(nnb \times N^3/M^2)$
	Total (s)	161,84	13,27	10,96	$O((nnb + 1) \times N^3/M^2)$
Matriz Reduzida	$\mathbf{u}_{(k)}^{(i)}$	46,59	47,93	51,04	$O((nnb + 1) \times N^2)$
	Produto Interno	0,043	5,26	1.163,02	$O((nnb + 1)^2 \times N \times M^2)$
	Total (s)	46,63	53,19	1.214,06	

Tabela 4.3: *Tempos de simulação e ordens de grandeza do tempo de CPU para os diferentes estágios do CBFM no cálculo da atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, V-Pol, variando M com $nnb = 2$ e $N = 7.000$.*

M		7	70	1.000	Tempo de CPU
N_i		1.000	100	7	
Funções de Base	PBF	32,13	5,39	6,09	$O(N^3/M^2)$
	SBF	126,62	8,24	0,99	$O(nnb \times N^3/M^2)$
	Total	158,75	13,63	7,08	$O((nnb + 1) \times N^3/M^2)$
Matriz Reduzida	$\mathbf{u}_{(k)}^{(i)}$	47,47	49,62	52,93	$O((nnb + 1) \times N^2)$
	Produto Interno	0,039	5,31	1.158,48	$O((nnb + 1)^2 \times N \times M^2)$
	Total	47,51	54,93	1.211,41	

Observando a tabela 4.1 é possível verificar que a variação do número de blocos, M , melhorou a precisão dos resultados, estando de acordo com a referência [21]. Note que apesar de haver ganho, a melhora não foi tão significativa. Este fato pode ter relação com a simplicidade do terreno, ou seja, para este caso, com poucos blocos já se obtém um bom resultado. Entretanto, veja que os tempos gastos para as simulações variaram bastante. Por exemplo para $M = 70$ o tempo ficou em torno de 75 segundos e para $M = 1.000$ aproximadamente 1.225 segundos. Estes resultados parecem indicar que existe um valor de M que fornece bons resultados, do ponto de vista de precisão, e melhor eficiência em relação ao tempo de simulação. Ainda, de acordo com a tabela 4.1, percebe-se que os erros são menores para V-Pol do que para H-Pol. Tal diferença ainda precisa ser estudada com mais detalhes, e deve ser tratada em trabalhos futuros.

As tabelas 4.2 e 4.3 mostram que para pequenos valores de M o estágio dominante, em termos do tempo de CPU, no método CBFM é a geração das macro funções de base (PBFs e SBFs). Este resultado já era esperado, pois quanto menor for o valor de M maior será N_i e, conseqüentemente, sistemas com mais incógnitas terão que ser resolvidos para determinar as PBFs e SBFs. Já para altos valores de M , a etapa dominante é a geração dos produtos internos.

Na segunda simulação, a atenuação foi calculada pelo método CBFM variando o número de blocos vizinhos usados na construção das SBFs. Os resultados foram gerados para $n_{nb} = 2, 4$ e 6 com $M = 7$ e $N_i = 1.000$. As figuras 4.4a e 4.4b mostram, respectivamente, a atenuação e o erro absoluto sobre o perfil Terra Plana para H-Pol. Já para V-Pol, a atenuação e o erro absoluto são mostrados nas figuras 4.5a e 4.5b, respectivamente. A comparação entre os tempos de simulação e erro para cada valor de n_{nb} , para ambas polarizações, é feita através da tabela 4.4.

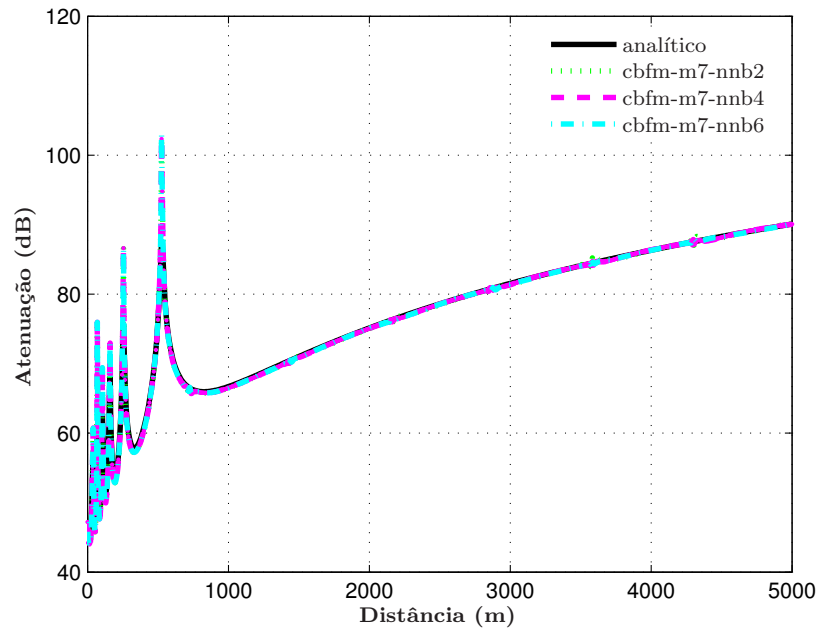


Figura 4.4a: Atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de nnb . Parâmetros: $H_t = 80$ m, $H_r = 10$ m, $P_t = 10$ W, $\eta_s = (1,25 - j0,09) \times 10^{-8} \Omega$, $N = 7.000$, $M = 7$ e $nnb = 2; 4; 6$.

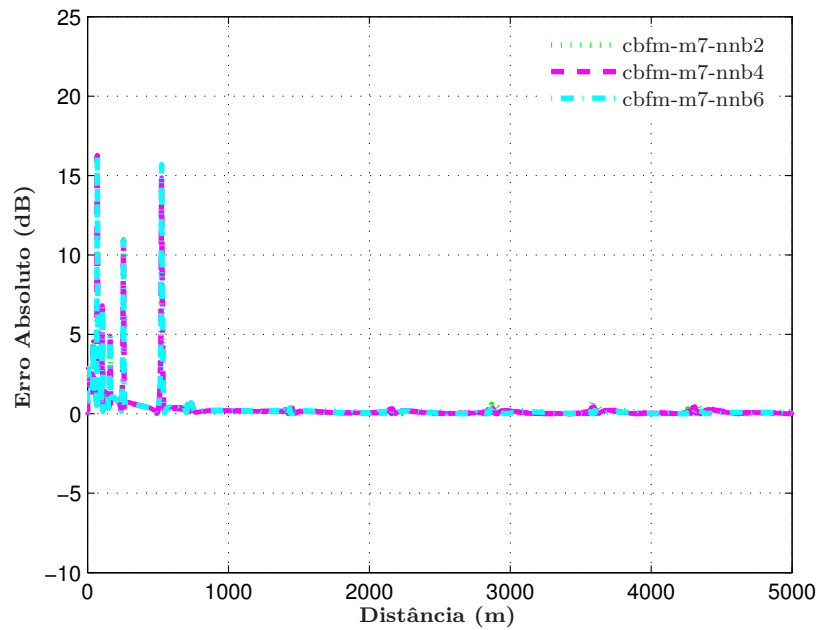


Figura 4.4b: Erro absoluto entre CBFM e solução analítica no cálculo da atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de nnb .

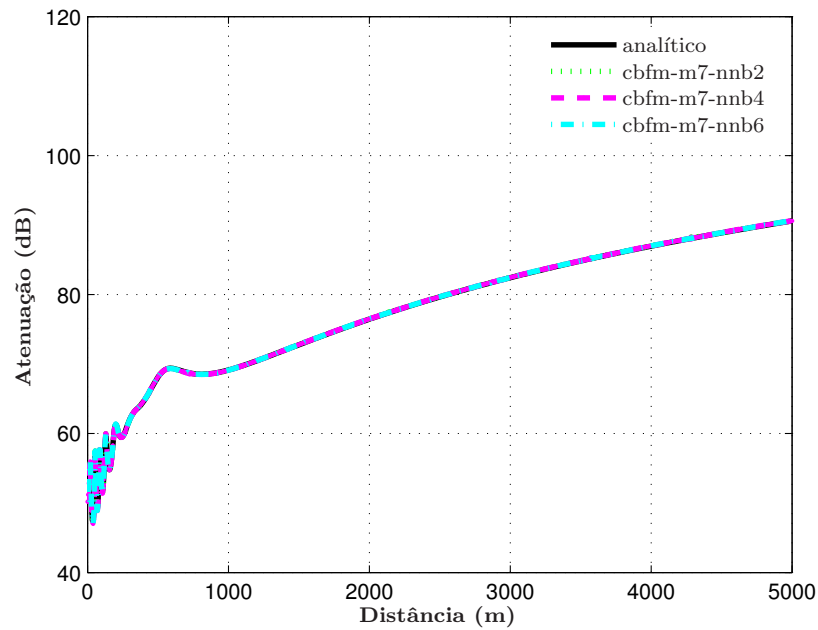


Figura 4.5a: Atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de nnb . Parâmetros: $H_t = 80$ m, $H_r = 10$ m, $P_t = 10$ W, $\eta_s = 93,36 + j6,21 \Omega$, $N = 7.000$, $M = 7$ e $nnb = 2; 4; 6$.

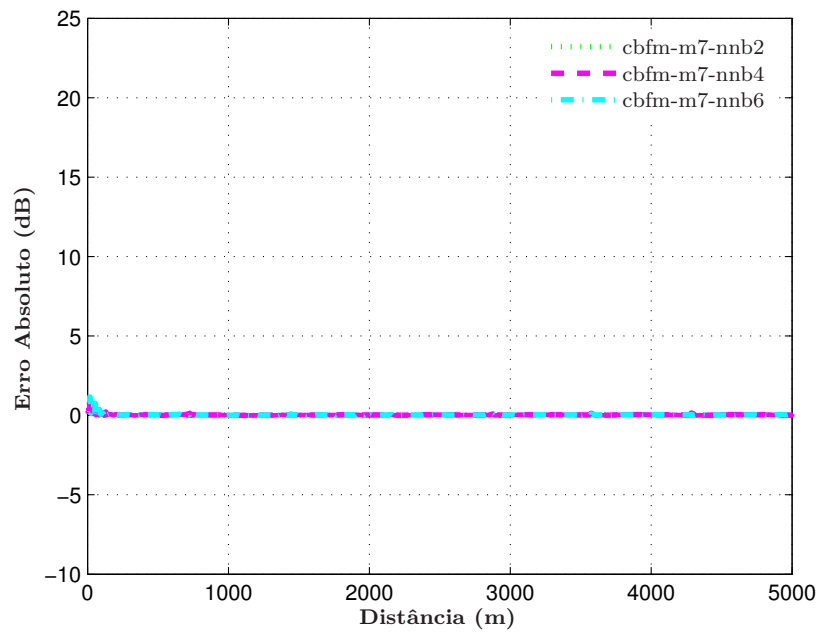


Figura 4.5b: Erro absoluto entre CBFM e solução analítica no cálculo da atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de nnb .

Tabela 4.4: Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz usando CBFM variando nmb com $M = 7$ e $N = 7.000$.

Pol.	M	nmb	N° CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
H-Pol	7	2	19	214,70	1,22
	7	4	29	319,36	1,22
	7	6	37	411,58	1,21
V-Pol	7	2	19	212,78	0,10
	7	4	29	316,02	0,09
	7	6	37	395,80	0,09

A tabela 4.4 mostra que o aumento do número de blocos vizinhos, nmb , na construção das SBFs proporciona resultados mais precisos, porém somente até um certo nível e com aumento do tempo de simulação. Tal fato também foi observado em [21].

No método CBFM-PO [21] as PBFs são calculadas usando a aproximação da Ótica Física para acelerar o método CBFM. Embora essa aproximação possa ser aplicada somente em algumas situações, neste trabalho em todos os casos são feitas simulações usando o CBFM-PO com o objetivo de comparar os resultados com o método CBFM. As figuras 4.6a e 4.6b mostram, respectivamente, a atenuação e o erro absoluto sobre o perfil Terra Plana para H-Pol usando o CBFM-PO. Já para V-Pol, a atenuação e o erro absoluto são mostrados nas figuras 4.7a e 4.7b, respectivamente. Note que os resultados foram gerados para $M = 7, 70$ e 1.000 com $nmb = 2$ possibilitando a comparação com os resultados conseguidos através do CBFM. A tabela 4.5 compara os tempos de simulação e erro entre os métodos CBFM e CBFM-PO para H-Pol. Na tabela 4.6 estão os resultados para V-Pol.

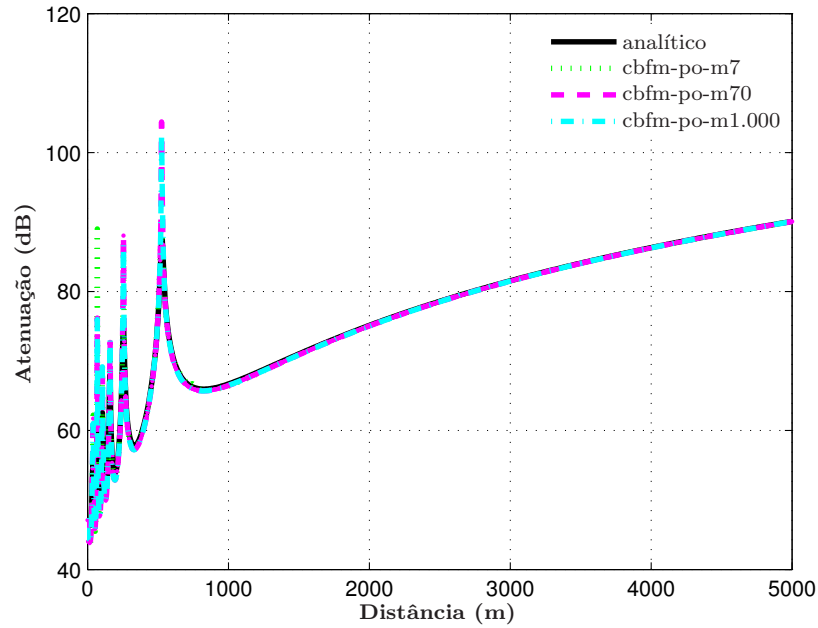


Figura 4.6a: Atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 80$ m, $H_r = 10$ m, $P_t = 10$ W, $\eta_s = (1,25 - j0,09) \times 10^{-8} \Omega$, $N = 7.000$, $n_{nb} = 2$ e $M = 7; 70; 1.000$.

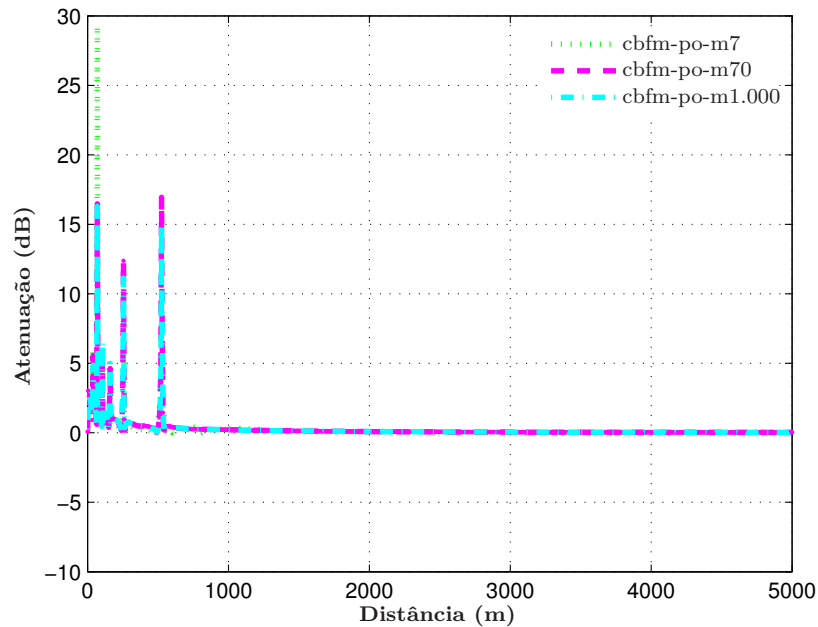


Figura 4.6b: Erro absoluto entre CBFM-PO e solução analítica no cálculo da atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M .

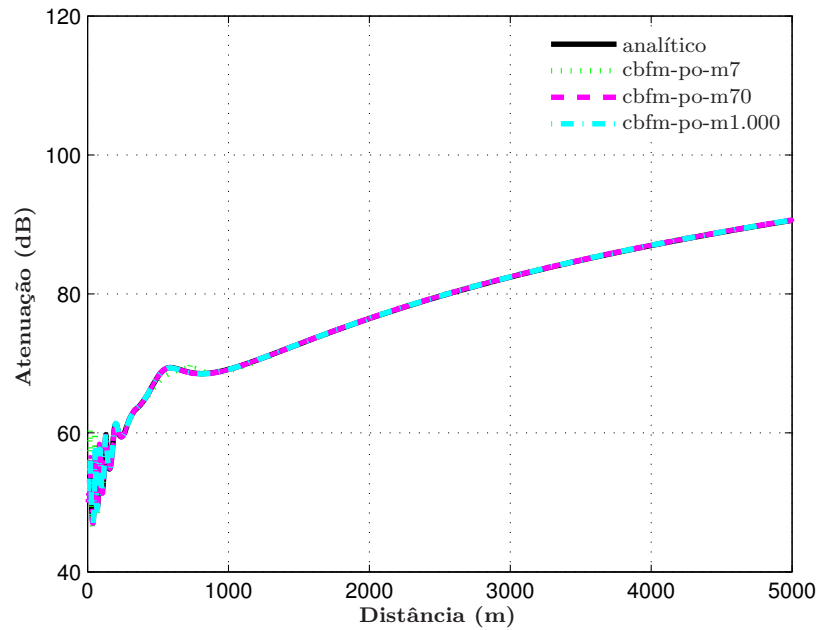


Figura 4.7a: Atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 80$ m, $H_r = 10$ m, $P_t = 10$ W, $\eta_s = 93,36 + j6,21 \Omega$, $N = 7.000$, $nnb = 2$ e $M = 7; 70; 1.000$.

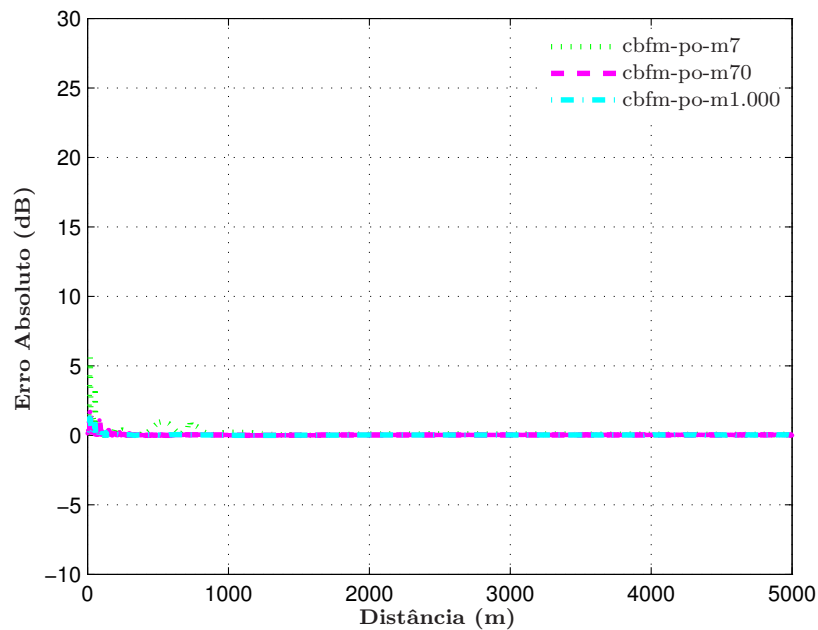


Figura 4.7b: Erro absoluto entre CBFM-PO e solução analítica no cálculo da atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M .

Tabela 4.5: Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nmb = 2$ e $N = 7.000$.

Método	M	N_i	N° CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
CBFM	7	1.000	19	214,70	1,22
	70	100	208	72,77	1,21
	1.000	7	2.998	1.231,41	1,20
CBFM-PO	7	1.000	19	198,77	1,41
	70	100	208	68,16	1,27
	1.000	7	2.998	1.222,91	1,22

Tabela 4.6: Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Terra Plana em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nmb = 2$ e $N = 7.000$.

Método	M	N_i	N° CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
CBFM	7	1.000	19	212,78	0,10
	70	100	208	74,88	0,10
	1.000	7	2.998	1.222,57	0,09
CBFM-PO	7	1.000	19	193,43	0,43
	70	100	208	70,65	0,13
	1.000	7	2.998	1.215,61	0,10

As figuras 4.6a, 4.6b, 4.7a e 4.7b mostram que as simulações usando o CBFM-PO também apresentaram bons resultados para o caso analisado. Observando as tabelas 4.5 e 4.6 pode-se concluir que a aproximação da Ótica Física acelera o tempo de simulação, mas, com já era esperado, produz resultados menos precisos. Note que para este caso, o ganho computacional obtido com a aplicação da Ótica Física foi pequeno. Porém, espera-se que o ganho seja maior para altos valores de N .

4.2 Caso 2: Perfil Cunha

O próximo caso analisado é um problema canônico muito utilizado na literatura científica. O transmissor é uma antena isotrópica posicionada no início da cunha a uma altura de 10 m e emitindo sinal na frequência de 100 MHz. A

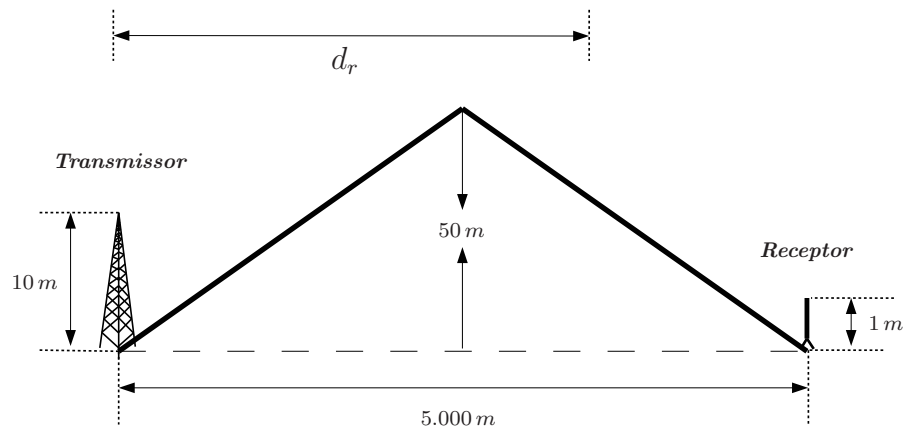


Figura 4.8: *Geometria da Cunha.*

atenuação total é calculada para um receptor mantendo uma altura de 1m, em relação ao solo, e variando sua distância, d_r , ao longo do perfil. O solo, neste caso, também é classificado como médio. As dimensões da cunha são mostradas na figura 4.8. O modelo adotado como referência para este caso é o MoM (matriz cheia) usando 4,2 segmentos/ λ dividindo o terreno em 7.000 segmentos.

Assim como no caso do perfil Terra Plana, as primeiras simulações foram geradas para $M = 7, 70$ e 1.000 considerando $nmb = 2$ e $N = 7.000$. As figuras 4.9a e 4.9b mostram, respectivamente, a atenuação e o erro absoluto sobre o perfil Cunha para H-Pol. Já para V-Pol, a atenuação e o erro absoluto são exibidos nas figuras 4.10a e 4.10b, respectivamente. Os tempos e erro para estas simulações estão representados na tabela 4.7.

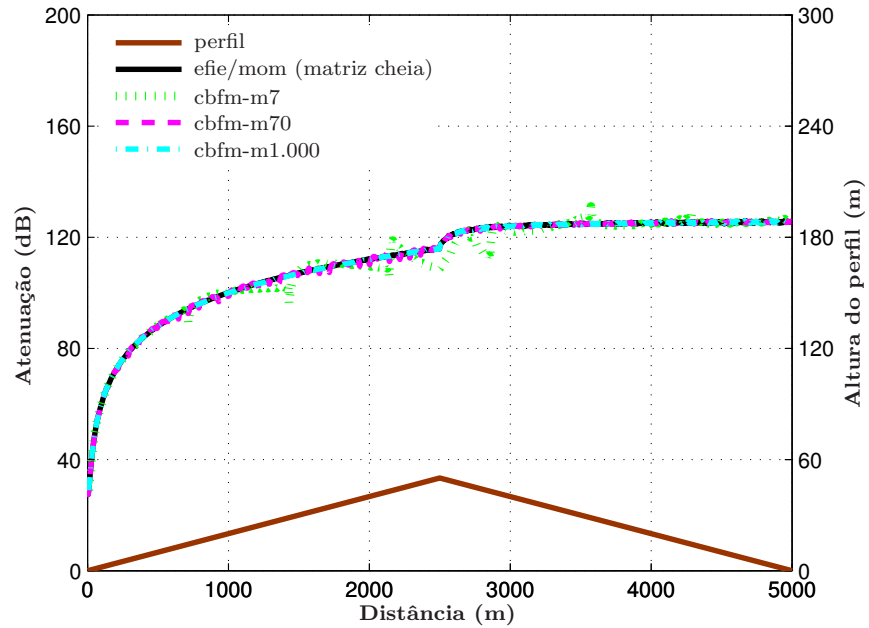


Figura 4.9a: Atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10$ m, $H_r = 1$ m, $P_t = 10$ W, $\eta_s = (1, 25 - j0, 09) \times 10^{-8} \Omega$, $N = 7.000$, $n_{nb} = 2$ e $M = 7; 70; 1.000$.

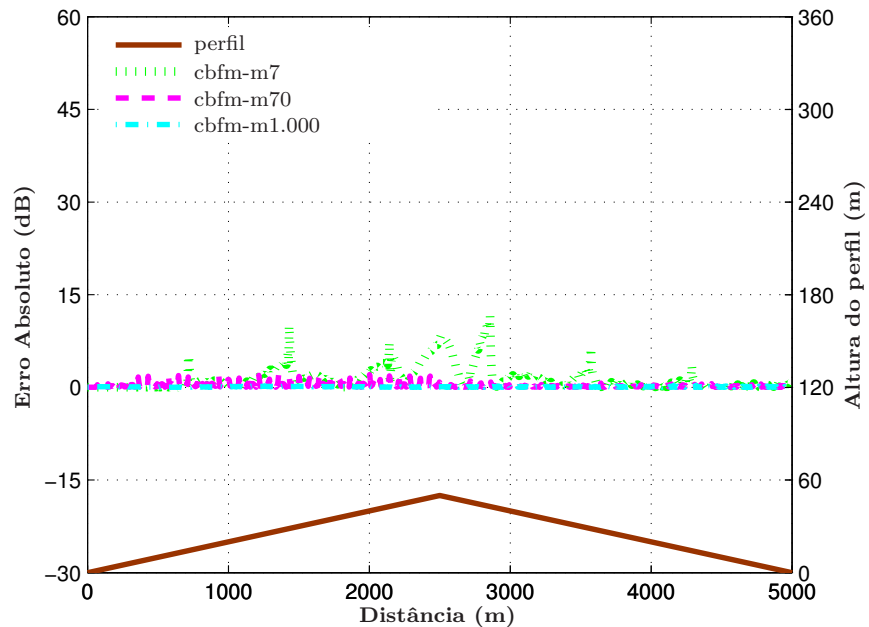


Figura 4.9b: Erro absoluto entre CBFM e solução EFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo da atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M .

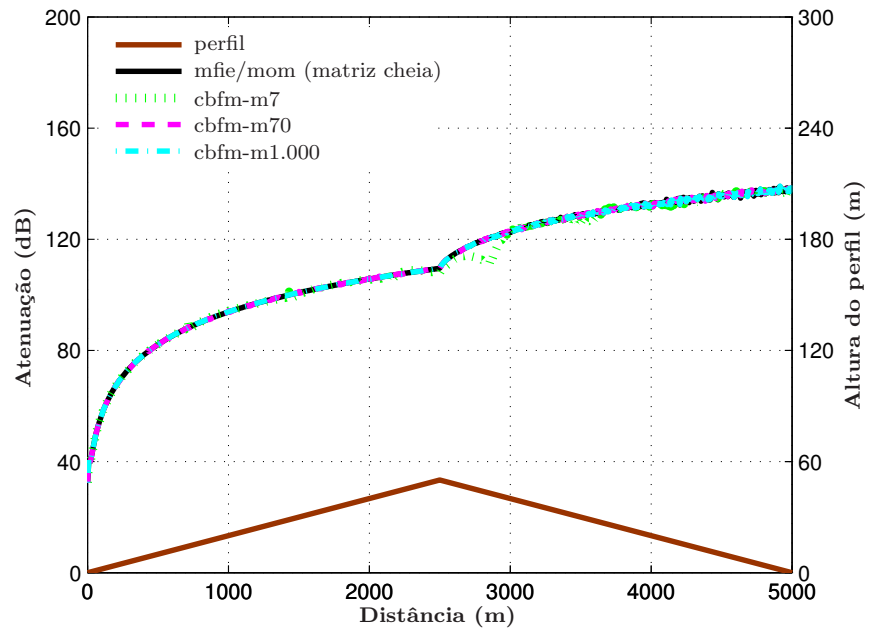


Figura 4.10a: Atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10$ m, $H_r = 1$ m, $P_t = 10$ W, $\eta_s = 93,36 + j6,21 \Omega$, $N = 7.000$, $n_{nb} = 2$ e $M = 7; 70; 1.000$.

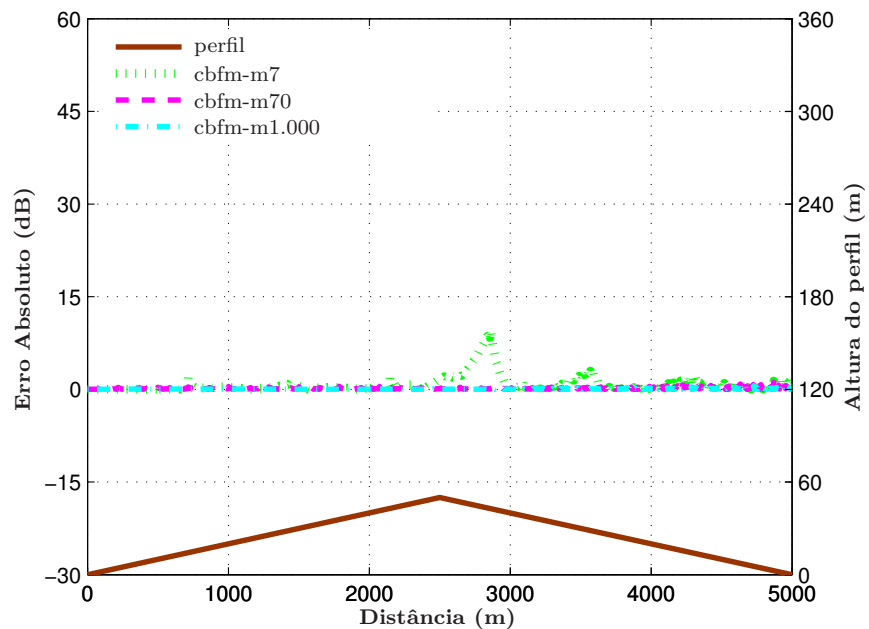


Figura 4.10b: Erro absoluto entre CBFM e solução MFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo da atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M .

Tabela 4.7: Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz usando CBFM variando M com $nmb = 2$ e $N = 7.000$.

Pol.	M	N_i	Nº CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
H-Pol	7	1.000	19	218,98	2,17
	70	100	208	80,94	0,43
	1.000	7	2.998	1.229,37	0,08
V-Pol	7	1.000	19	217,18	1,40
	70	100	208	74,40	0,19
	1.000	7	2.998	1.128,93	0,07

As simulações mostraram novamente que dividindo o terreno em mais blocos, isto é, aumentando M , os resultados apresentam menor erro. Observando a tabela 4.7 percebe-se que, levando em conta eficiência (tempo de simulação) e precisão, o melhor resultado foi alcançado com $M = 70$ para ambas polarizações.

Neste segundo caso, onde o perfil tem a forma de uma cunha, também foram realizados testes variando o número de blocos vizinhos usados na construção das SBFs. Os testes foram feitos para $nmb = 2, 4$ e 6 considerando $M = 7$ e $N = 7.000$. As figuras 4.11a e 4.11b mostram, respectivamente, a atenuação e o erro absoluto sobre o perfil Cunha para H-Pol. Já para V-Pol, a atenuação e o erro absoluto são mostrados nas figuras 4.12a e 4.11b, respectivamente. A tabela 4.8 contém as informações dos tempos de simulação e erro para ambas polarizações.

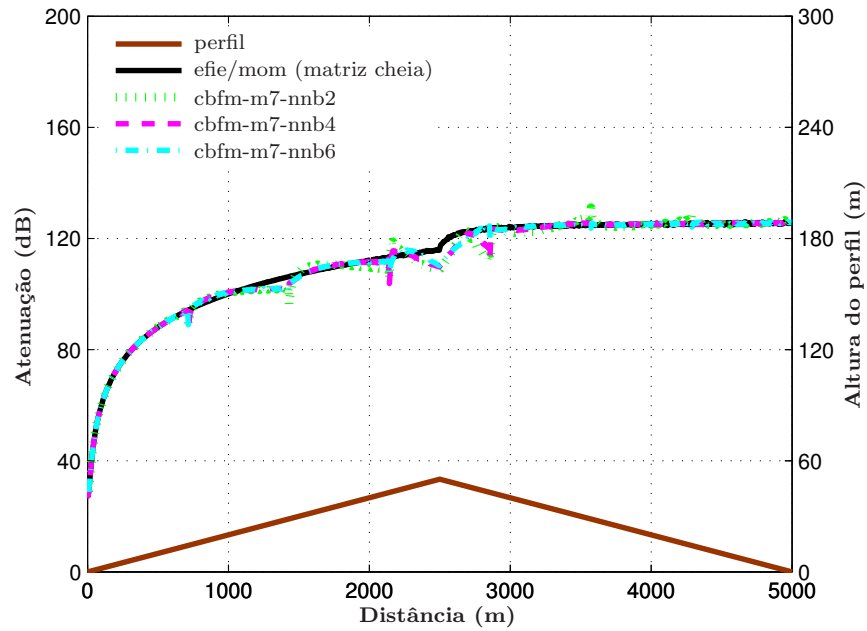


Figura 4.11a: Atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de nnb . Parâmetros: $H_t = 10$ m, $H_r = 1$ m, $P_t = 10$ W, $\eta_s = (1, 25 - j0, 09) \times 10^{-8} \Omega$, $N = 7.000$, $M = 7$ e $nnb = 2; 4; 6$.

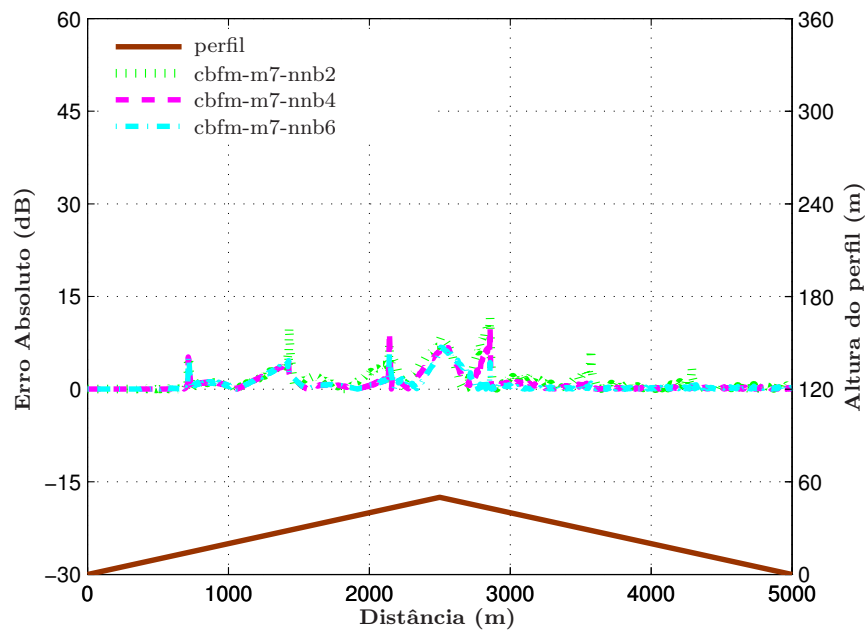


Figura 4.11b: Erro absoluto entre CBFM e solução EFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo da atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de nnb .

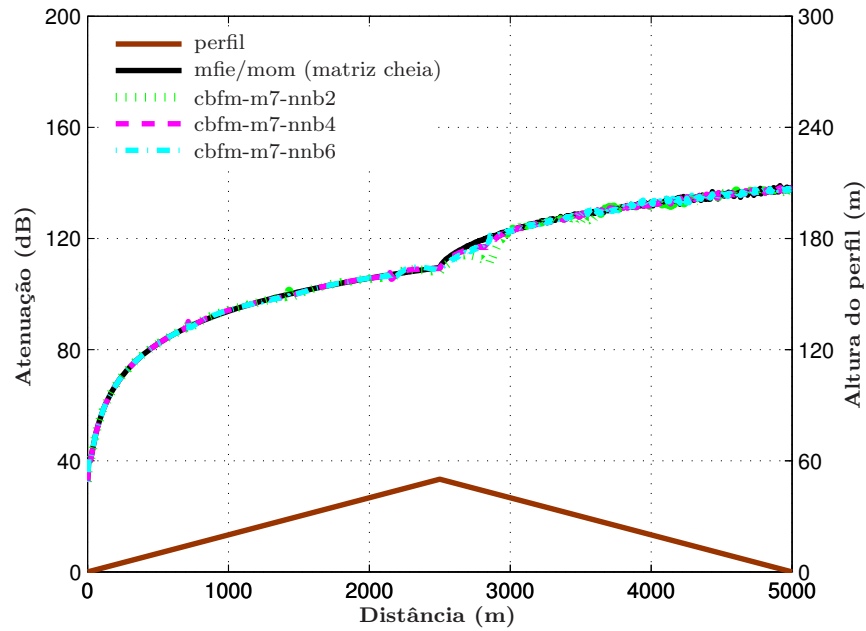


Figura 4.12a: Atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de nnb . Parâmetros: $H_t = 10$ m, $H_r = 1$ m, $P_t = 10$ W, $\eta_s = 93, 36 + j6, 21 \Omega$, $N = 7.000$, $M = 7$ e $nnb = 2; 4; 6$.

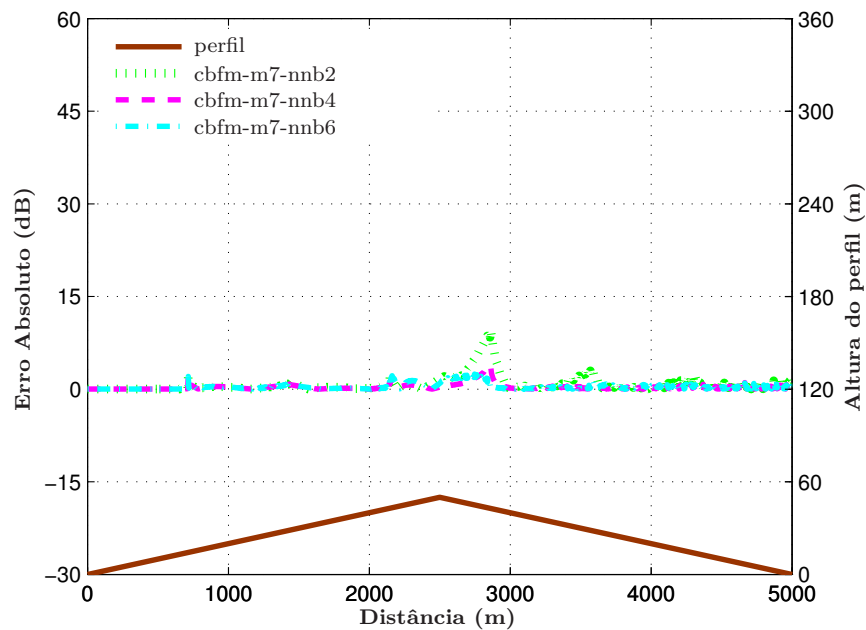


Figura 4.12b: Erro absoluto entre CBFM e solução MFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo da atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de nnb .

Tabela 4.8: Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz usando CBFM variando n_{nb} com $M = 7$ e $N = 7.000$.

Pol.	M	n_{nb}	N° CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
H-Pol	7	2	19	218,98	2,17
	7	4	29	317,02	1,57
	7	6	37	407,20	1,33
V-Pol	7	2	19	217,18	1,40
	7	4	29	326,80	0,57
	7	6	37	403,09	0,56

Assim como no primeiro caso, perfil Terra Plana, a variação do número de blocos vizinhos, n_{nb} , usados na construção das SBFs também melhorou a precisão dos resultados e sempre com aumento no tempo de simulação, conforme os dados apresentados na tabela 4.8.

Simulações usando o método CBFM-PO também foram realizadas e os resultados para a atenuação e erro absoluto sobre o perfil Cunha para H-Pol são exibidos nas figuras 4.13a e 4.13b, respectivamente. Já para V-Pol, a atenuação e o erro absoluto são mostrados nas figuras 4.14a e 4.14b, respectivamente. A comparação destes resultados com os fornecidos pelo método CBFM é feita através da tabela 4.9, para H-Pol, e da tabela 4.10, para V-Pol.

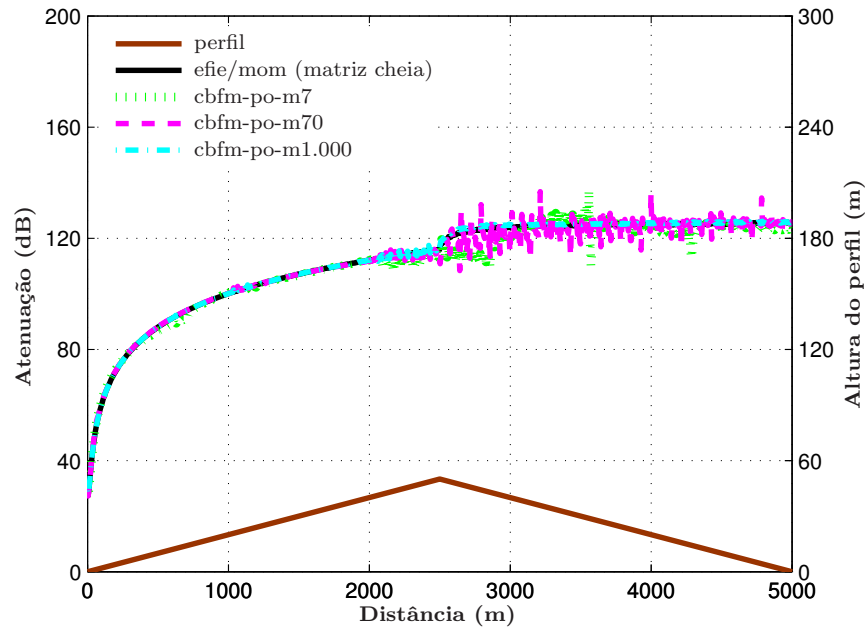


Figura 4.13a: Atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10$ m, $H_r = 1$ m, $P_t = 10$ W, $\eta_s = (1,25 - j0,09) \times 10^{-8} \Omega$, $N = 7.000$, $n_{nb} = 2$ e $M = 7; 70; 1.000$.

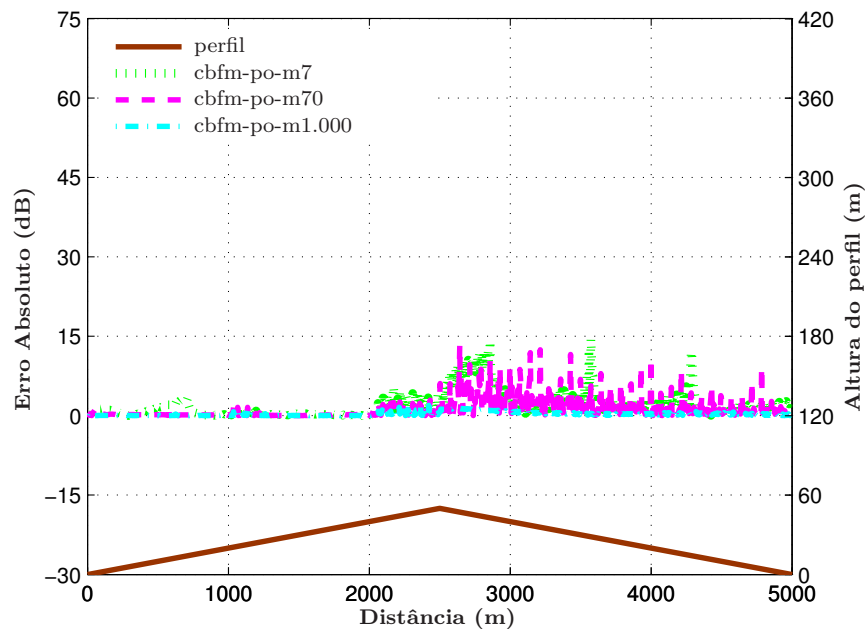


Figura 4.13b: Erro absoluto entre CBFM-PO e solução EFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo da atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M .

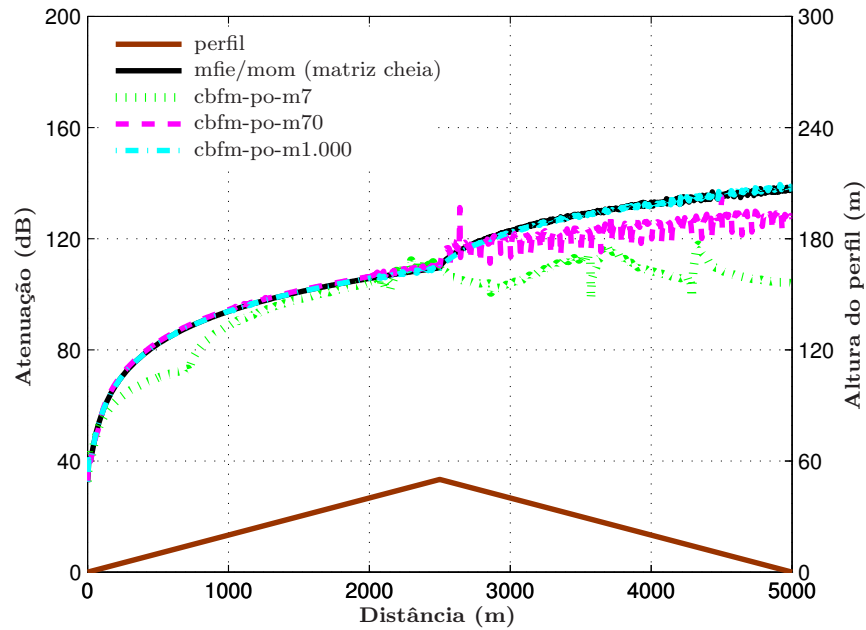


Figura 4.14a: Atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10$ m, $H_r = 1$ m, $P_t = 10$ W, $\eta_s = 93,36 + j6,21 \Omega$, $N = 7.000$, $nmb = 2$ e $M = 7; 70; 1.000$.

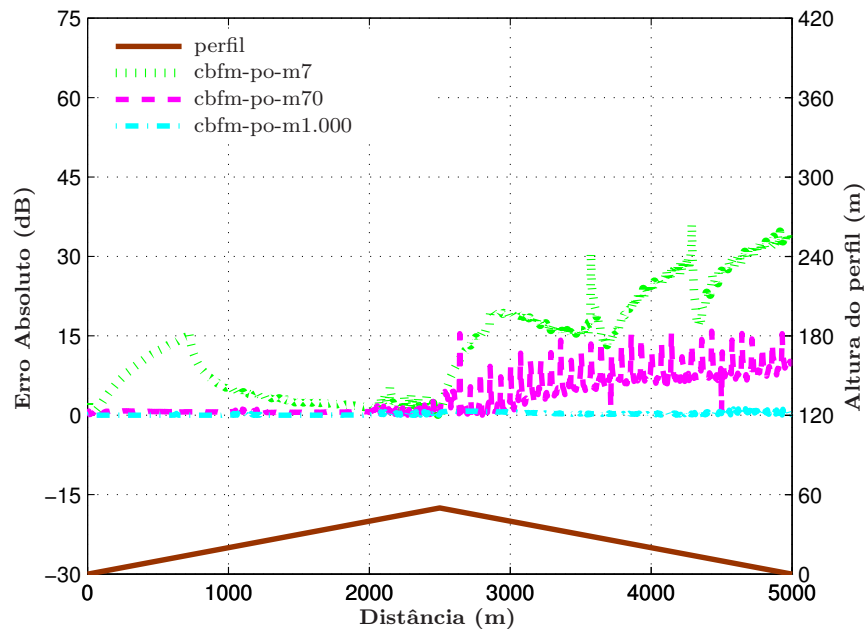


Figura 4.14b: Erro absoluto entre CBFM-PO e solução MFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo da atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M .

Tabela 4.9: Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, H-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $n_{nb} = 2$ e $N = 7.000$.

Método	M	N_i	Nº CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
EFIE/MoM (m. cheia)	-	-	-	909,08	-
CBFM	7	1.000	19	218,98	2,17
	70	100	208	80,94	0,43
	1.000	7	2.998	1.229,37	0,08
CBFM-PO	7	1.000	19	196,73	2,86
	70	100	208	71,98	1,92
	1.000	7	2.998	1.212,87	0,42

Tabela 4.10: Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Cunha em 100 MHz, V-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $n_{nb} = 2$ e $N = 7.000$.

Método	M	N_i	Nº CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
MFIE/MoM (m. cheia)	-	-	-	911,92	-
CBFM	7	1.000	19	217,18	1,40
	70	100	208	74,40	0,19
	1.000	7	2.998	1.128,93	0,07
CBFM-PO	7	1.000	19	194,43	14,53
	70	100	208	71,27	4,49
	1.000	7	2.998	1.223,16	0,33

Observando a tabela 4.9 é possível verificar que para $M = 70$ houve redução de 91,10% no tempo de simulação, em relação ao tempo do método de referência EFIE/MoM (matriz cheia), e com um erro de apenas 0,43%. Por outro lado, para $M = 1.000$ o tempo de simulação foi maior do que o tempo do método de referência. De acordo com a tabela 4.10, para $M = 70$ houve redução de 91,84% no tempo de simulação quando comparado ao MFIE/MoM (matriz cheia) com um erro de 0,19%. Para $M = 1.000$, o tempo de simulação também foi superior ao do método de referência.

Os resultados obtidos em todas as simulações usando o método CBFM-PO tiveram menor tempo de simulação, se comparado com os resultados fornecidos pelo CBFM, porém com menor precisão. Outra observação importante é que, para

este caso, o método CBFM-PO não apresentou bons resultados para pequenos valores de M como no primeiro caso. Tal fato indica que para terrenos com grandes áreas de sombra é necessário usar mais blocos afim de conseguir menores erros.

4.3 Caso 3: Perfil Atacan

O perfil do terceiro caso, ilustrado na figura 4.15, foi retirado de [20] e por isso, neste trabalho, recebeu o nome do autor desta referência. O transmissor é um radiador isotrópico posicionado a 25 m de altura do solo irradiando um sinal, com uma potência de 25 Watts, na frequência de 300 MHz. Neste caso são calculados o campo elétrico espalhado, para H-Pol, e o campo magnético espalhado, para V-Pol, considerando um receptor a uma altura de 2,4 m do solo se deslocando ao longo do perfil. A impedância do solo é a mesma usada em [20], ou seja, $\eta_s = 20 + j15 \Omega$. O modelo adotado como referência para este caso é o MoM (matriz cheia) usando 5 segmentos/ λ o que implica na divisão do terreno em 10.000 segmentos.

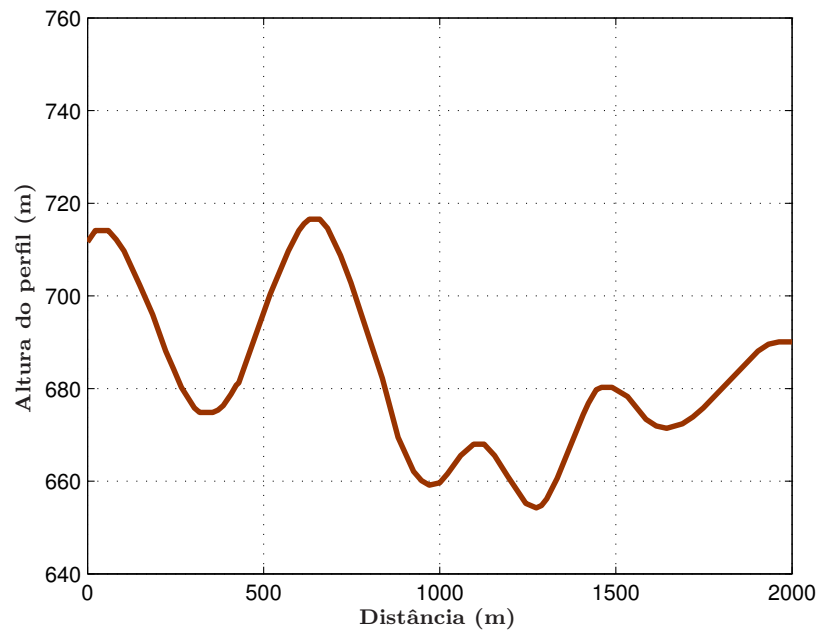


Figura 4.15: *Perfil Atacan.*

Seguindo a mesma linha dos casos anteriores, as primeiras simulações foram realizadas variando o número de blocos em que o terreno é dividido. As figuras 4.16a e 4.16b mostram, respectivamente, o campo elétrico espalhado e o erro absoluto sobre o perfil Atacan para H-Pol. Já para V-Pol, o campo magnético espalhado e o erro absoluto são exibidos nas figuras 4.17a e 4.17b, respectivamente. A comparação dos tempos de simulação e erro estão presentes na tabela 4.11.

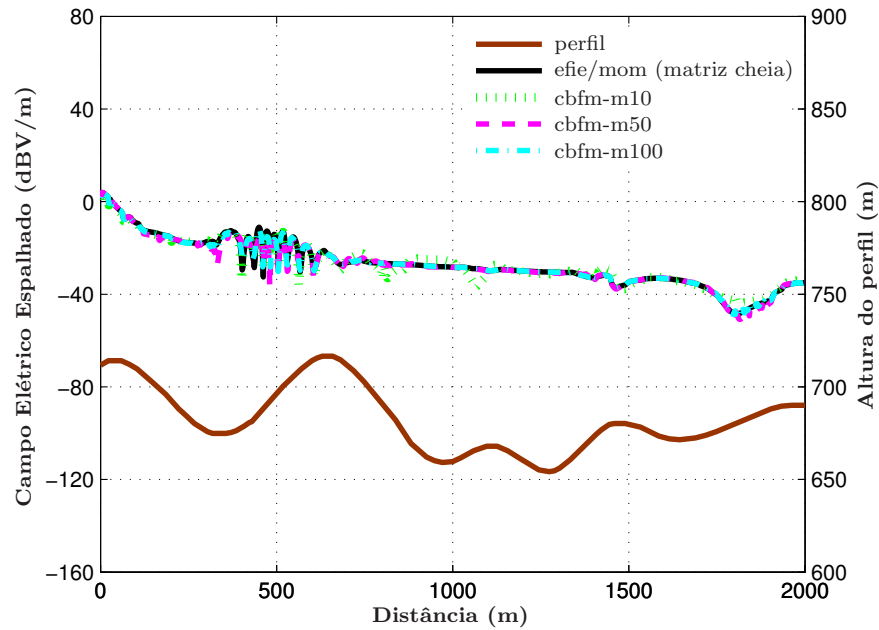


Figura 4.16a: Campo elétrico espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 25$ m, $H_r = 2,4$ m, $P_t = 25$ W, $\eta_s = 20 + j15\Omega$, $N = 10.000$, $nnb = 2$ e $M = 10; 50; 100$.

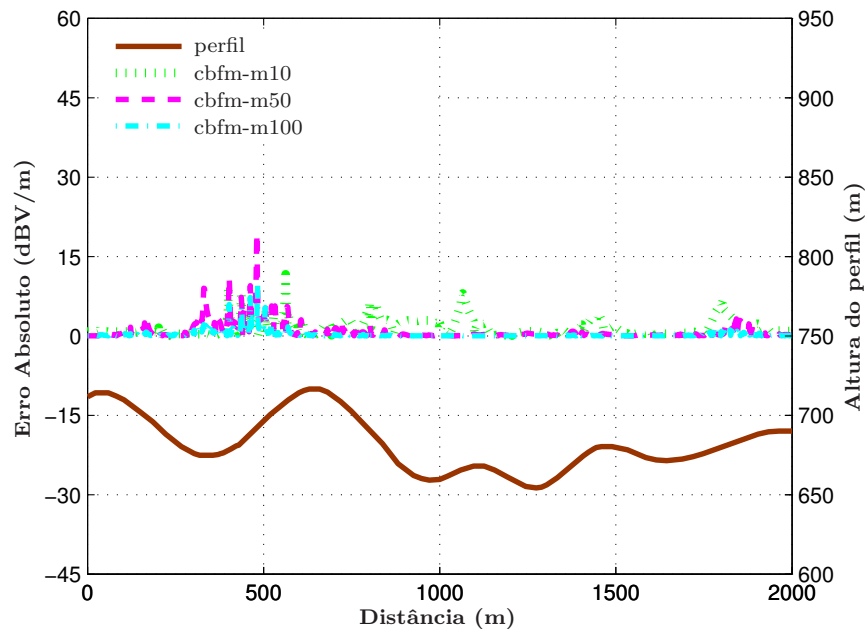


Figura 4.16b: Erro absoluto entre CBFM e solução EFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo do campo elétrico espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M .

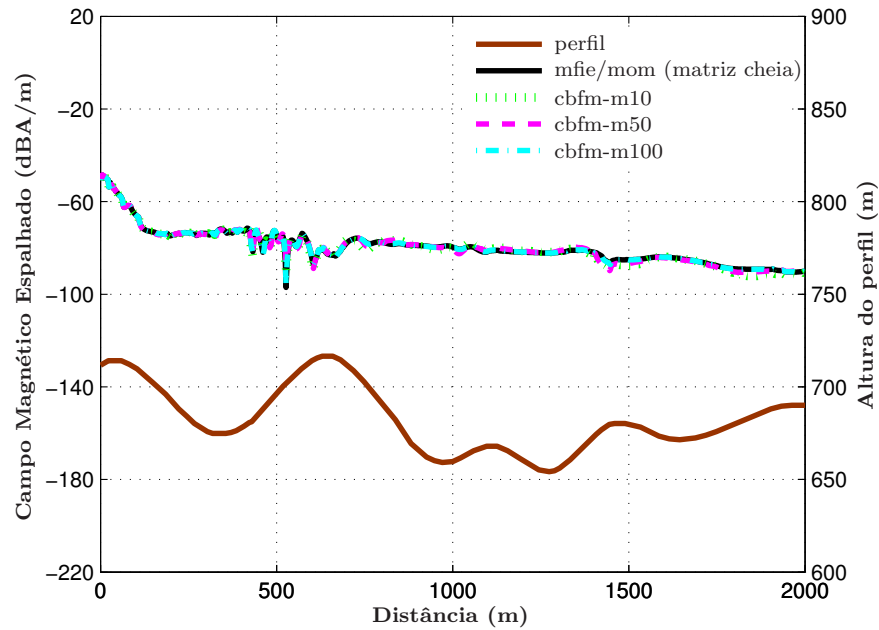


Figura 4.17a: Campo magnético espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 25$ m, $H_r = 2,4$ m, $P_t = 25$ W, $\eta_s = 20 + j15\Omega$, $N = 10.000$, $nnb = 2$ e $M = 10; 50; 100$.

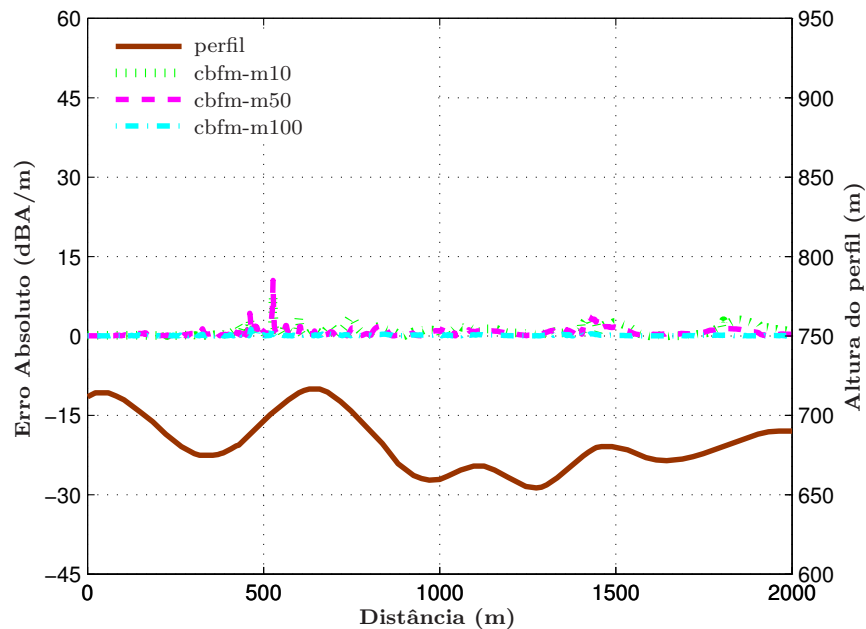


Figura 4.17b: Erro absoluto entre CBFM e solução MFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo do campo magnético espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M .

Tabela 4.11: Comparação dos tempos de simulação e erro para campo espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz usando CBFM variando M com $n_{nb} = 2$ e $N = 10.000$.

Pol.	M	N_i	N° CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
H-Pol	10	1.000	28	381,79	7,46
	50	200	148	141,63	6,09
	100	100	298	139,57	2,59
V-Pol	10	1.000	28	383,45	1,57
	50	200	148	136,23	1,25
	100	100	298	137,01	0,21

Analisando os dados da tabela 4.11, verifica-se que o melhor resultado encontrado variando o número de blocos em que o terreno é particionado, tanto para H-Pol quanto para V-Pol, foi obtido para $M = 100$. Note que para $M = 100$, o número de segmentos por bloco, N_i , também é 100. Esta observação é muito interessante, pois confrontando este resultado com os dos casos anteriores, percebe-se que a medida que M se aproxima de N_i o melhor resultado, em termos de eficiência e precisão, é obtido. Visando estudar melhor esta relação, nos próximos casos também serão realizadas simulações onde M se aproxime de N_i .

Para os mesmos valores de M , também foram feitas simulações usando o método CBFM-PO. As figuras 4.18a e 4.18b mostram, respectivamente, o campo elétrico espalhado e o erro absoluto sobre o perfil Atacan para H-Pol. Já para V-Pol, o campo magnético espalhado e o erro absoluto são exibidos nas figuras 4.19a e 4.19b, respectivamente. A tabela 4.12 contém a comparação entre tempos de simulação e erro para os métodos aplicados considerando H-Pol. Já a tabela 4.13 fornece os resultados para V-Pol.

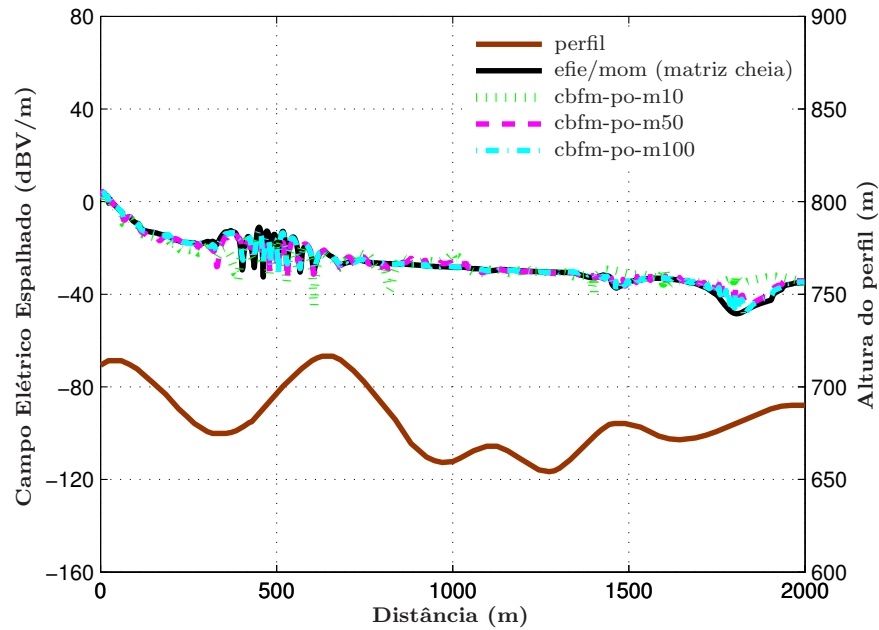


Figura 4.18a: Campo elétrico espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 25$ m, $H_r = 2,4$ m, $P_t = 25$ W, $\eta_s = 20 + j15\Omega$, $N = 10.000$, $nmb = 2$ e $M = 10; 50; 100$.

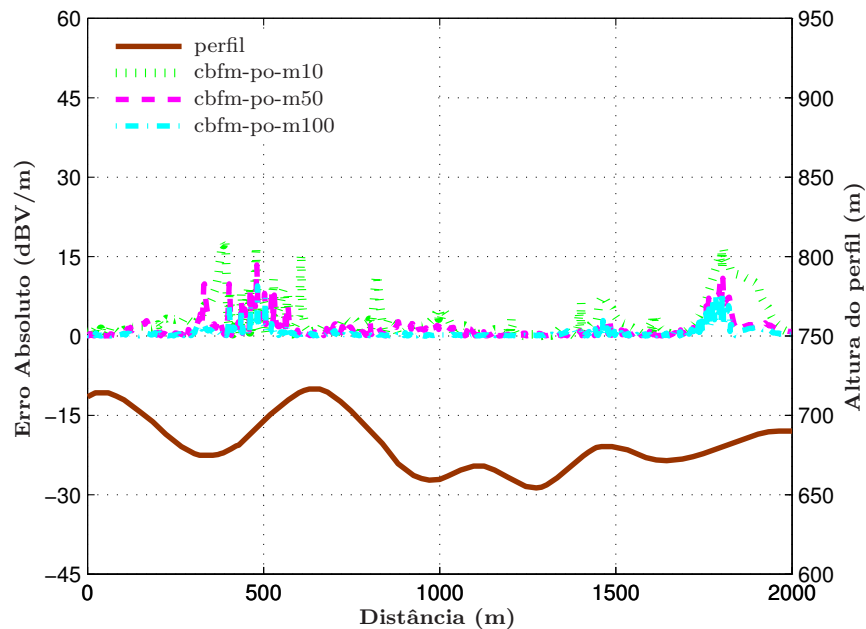


Figura 4.18b: Erro absoluto entre CBFM-PO e solução EFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo do campo elétrico espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M .

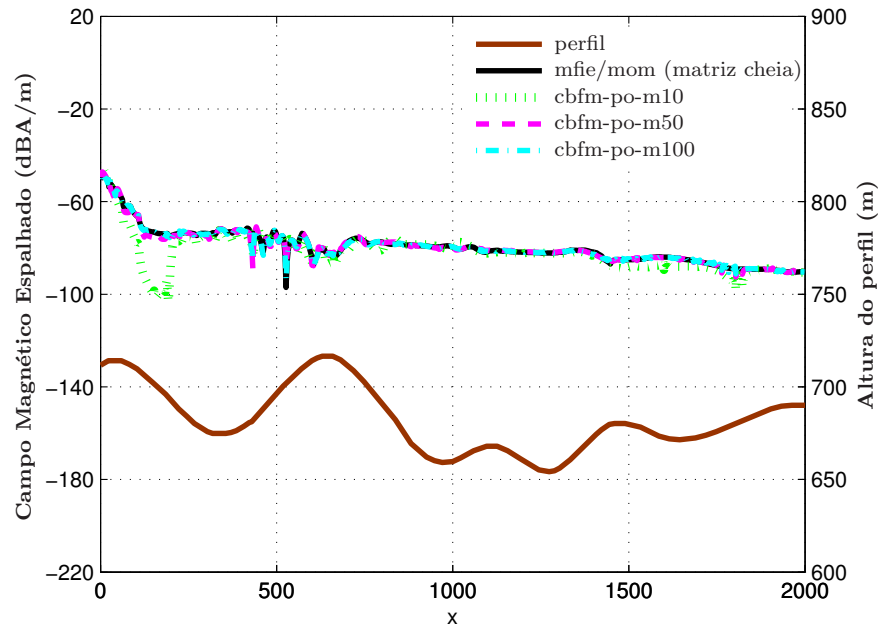


Figura 4.19a: Campo magnético espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 25$ m, $H_r = 2,4$ m, $P_t = 25$ W, $\eta_s = 20 + j15\Omega$, $N = 10.000$, $nmb = 2$ e $M = 10; 50; 100$.

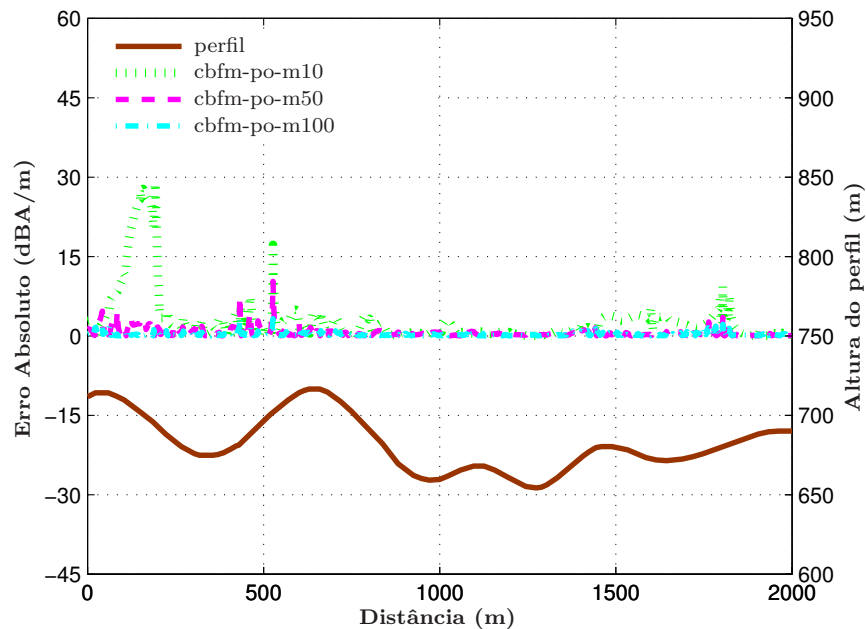


Figura 4.19b: Erro absoluto entre CBFM-PO e solução MFIE/MoM (matriz cheia) no cálculo do campo magnético espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M .

Tabela 4.12: Comparação dos tempos de simulação e erro para campo elétrico espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nmb = 2$ e $N = 10.000$.

Método	M	N_i	Nº CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
EFIE/MoM (m. cheia)	-	-	-	2.755,45	-
CBFM	10	1.000	28	381,79	7,46
	50	200	148	141,63	6,09
	100	100	298	139,57	2,59
CBFM-PO	10	1.000	28	364,54	16,89
	50	200	148	135,38	8,08
	100	100	298	134,38	4,30

Tabela 4.13: Comparação dos tempos de simulação e erro para campo magnético espalhado sobre perfil Atacan em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nmb = 2$ e $N = 10.000$.

Método	M	N_i	Nº CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
MFIE/MoM (m. cheia)	-	-	-	2.721,26	-
CBFM	10	1.000	28	383,45	1,57
	50	200	148	136,23	1,25
	100	100	298	137,01	0,21
CBFM-PO	10	1.000	28	359,68	7,11
	50	200	148	134,27	1,28
	100	100	298	132,87	0,57

As tabelas 4.12 e 4.13 comparam os tempos de simulação e erro para H-Pol e V-Pol, respectivamente, considerando os métodos aplicados no caso estudado. Os resultados aplicando o CBFM mostram que para $M = 100$, o melhor resultado, os tempos de simulação foram reduzidos em aproximadamente 95%, quando comparados ao método de referência, e com erros de apenas 2,59% para H-Pol e 0,21% para V-Pol. Assim como nos casos anteriores, o CBFM-PO apresentou uma aceleração, em relação ao CBFM, no tempo de simulação, mas com aumento do erro. Embora nos três casos estudados até aqui a aceleração obtida através CBFM-PO não tenha sido tão significativa, espera-se que o ganho seja um pouco maior com o aumento de N .

Todas as simulações para este caso foram feitas considerando apenas os dois blocos vizinhos adjacentes na construção das SBFs, ou seja, para $nmb = 2$. Desta

forma reduz-se o tempo de simulação. Entretanto, simulações com mais de dois blocos vizinhos adjacentes podem ser realizadas, porém com aumento no tempo de simulação.

4.4 Caso 4: Perfil Hadsund

O primeiro caso prático estudado utiliza o perfil de um terreno, situado próximo a cidade de Aalborg, Dinamarca, denominado Hadsund. O perfil deste terreno é mostrado na figura 4.20. Neste caso, os resultados são comparados com medições realizadas em campo. As medições para H-Pol foram gentilmente cedidas pelo professor Vakur B. Ertüürk e seu aluno de Ph.D Atacan Yagbasan. Já as medições para V-Pol foram gentilmente cedidas pelos professores Conor Brennam e Jørgen Bach Anderson. O transmissor é um dipolo posicionado a uma altura 10,4 m do solo com um potência de transmissão de 10 W e ganho de 8 dBi. A frequência escolhida é 435 MHz, para confrontar com o resultado obtido em [21], e as perdas são estimadas em 8dB. O receptor é deslocado ao longo do perfil do terreno, sempre a uma altura de 2,4 m do solo e o valor da impedância de superfície considerada é de $\eta_s = 20,2 + j8,1 \Omega$. As simulações foram realizadas para 4,3 segmentos/ λ resultando na divisão do terreno em 50.000 segmentos.

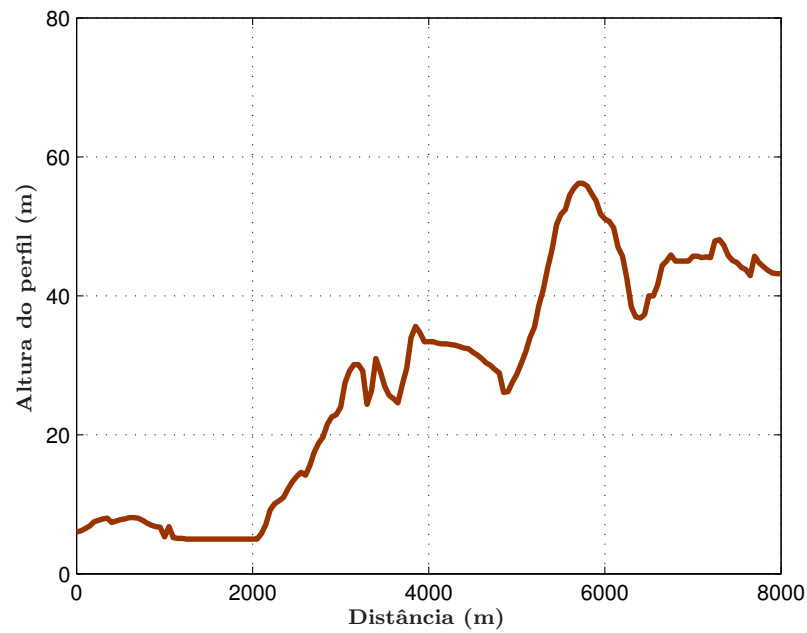


Figura 4.20: *Perfil Hadsund.*

Os resultados para a atenuação foram gerados dividindo o terreno em 50 e 100 blocos. As figuras 4.21a e 4.21b mostram, respectivamente, a atenuação e o erro absoluto sobre o perfil Hadsund para H-Pol. Já para V-Pol, a atenuação e o erro absoluto são exibidos nas figuras 4.22a e 4.22b, respectivamente. Note que para H-Pol, figura 4.21a, foi incluído no gráfico o resultado de uma outra técnica denominada SA-FBM (*spectrally accelerated forward-backward method*). Tal resultado foi obtido por Atacan em [21] e cedido por ele para que o resultado fosse comparado com o deste trabalho. Na tabela 4.14 estão registrados os tempos de simulação e erro para os valores de M testados em ambas polarizações.

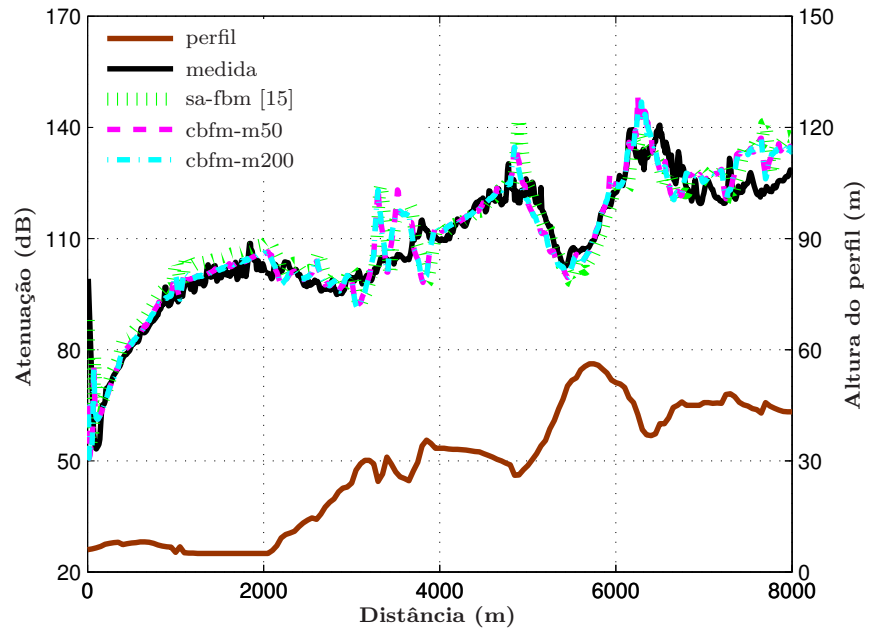


Figura 4.21a: Atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10,4\text{ m}$, $H_r = 2,4\text{ m}$, $P_t = 10\text{ W}$, $\eta_s = 20,2 + j8,1\ \Omega$, $N = 50.000$, $nnb = 2$ e $M = 50; 200$.

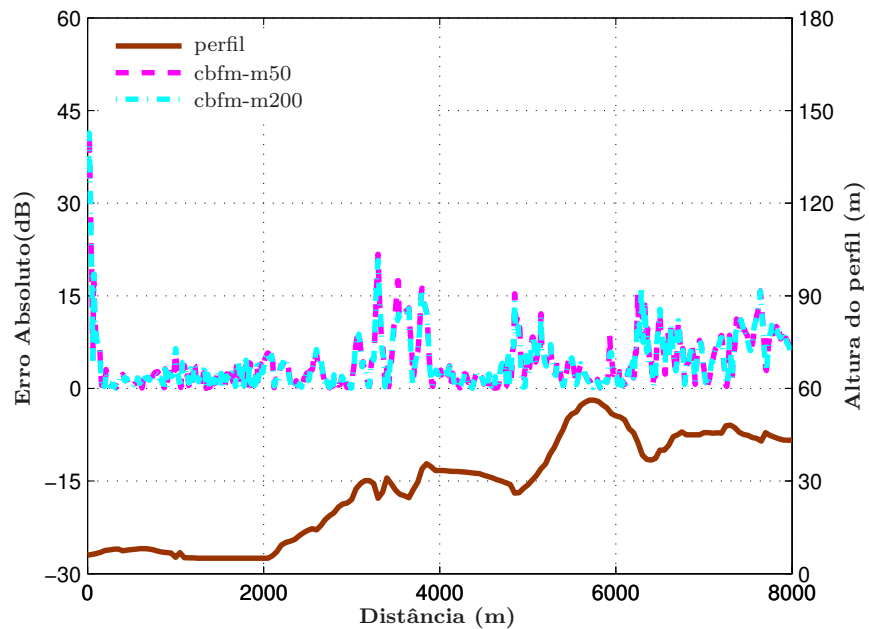


Figura 4.21b: Erro absoluto entre CBFM e medidas no cálculo da atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M .

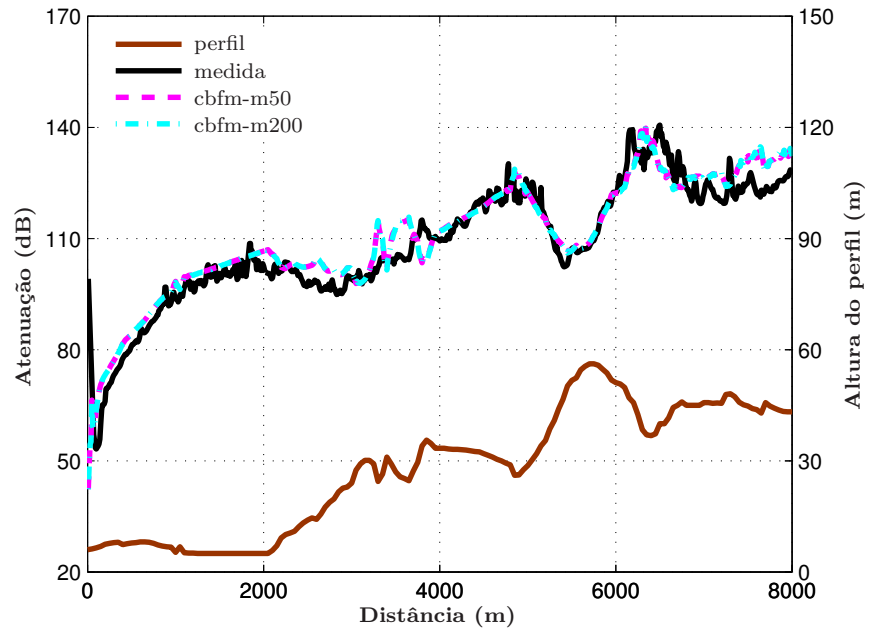


Figura 4.22a: Atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10,4\text{ m}$, $H_r = 2,4\text{ m}$, $P_t = 10\text{ W}$, $\eta_s = 20,2 + j8,1\ \Omega$, $N = 50.000$, $nnb = 2$ e $M = 50; 200$.

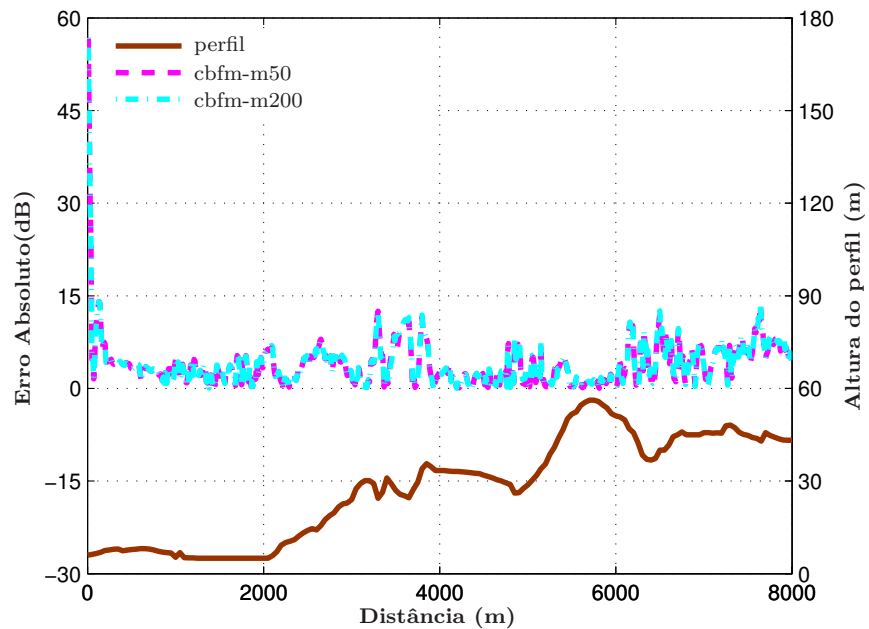


Figura 4.22b: Erro absoluto entre CBFM e medidas no cálculo da atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M .

Tabela 4.14: *Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz usando CBFM variando M com $n_{nb} = 2$ e $N = 50.000$.*

Pol.	M	N_i	N° CBFs	T. Simulação (s)	$Erro(\%)$
H-Pol	50	1.000	148	4.236,52	5,53
	200	250	598	2.911,05	5,42
V-Pol	50	1.000	148	4.228,08	4,98
	200	250	598	2.935,75	5,03

Observando a tabela 4.14, conclui-se novamente que o melhor resultado, levando em conta também o tempo de simulação, foi obtido a medida que M se aproximou de N_i .

Para os mesmos valores de M , também foram feitas simulações usando o método CBFM-PO. As figuras 4.23a e 4.23b mostram, respectivamente, a atenuação e o erro absoluto sobre o perfil Hadsund para H-Pol. Já para V-Pol, a atenuação e o erro absoluto são exibidos nas figuras 4.24a e 4.24b, respectivamente. A tabela 4.15 contém os resultados obtidos pelos métodos CBFM e CBFM-PO para H-Pol. A tabela 4.16 contém os resultados para V-Pol.

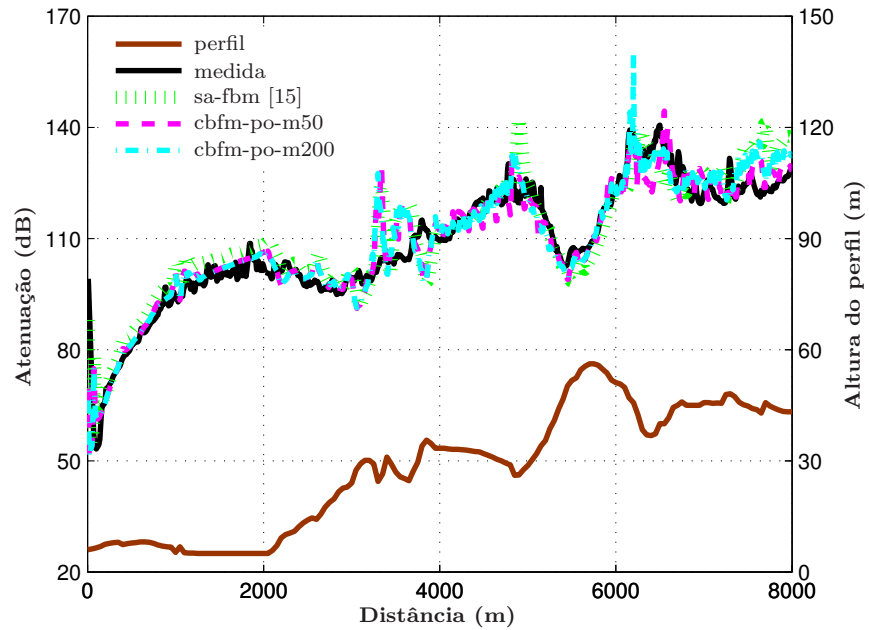


Figura 4.23a: Atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10,4$ m, $H_r = 2,4$ m, $P_t = 10$ W, $\eta_s = 20,2 + j8,1 \Omega$, $N = 50.000$, $nnb = 2$ e $M = 50; 200$.

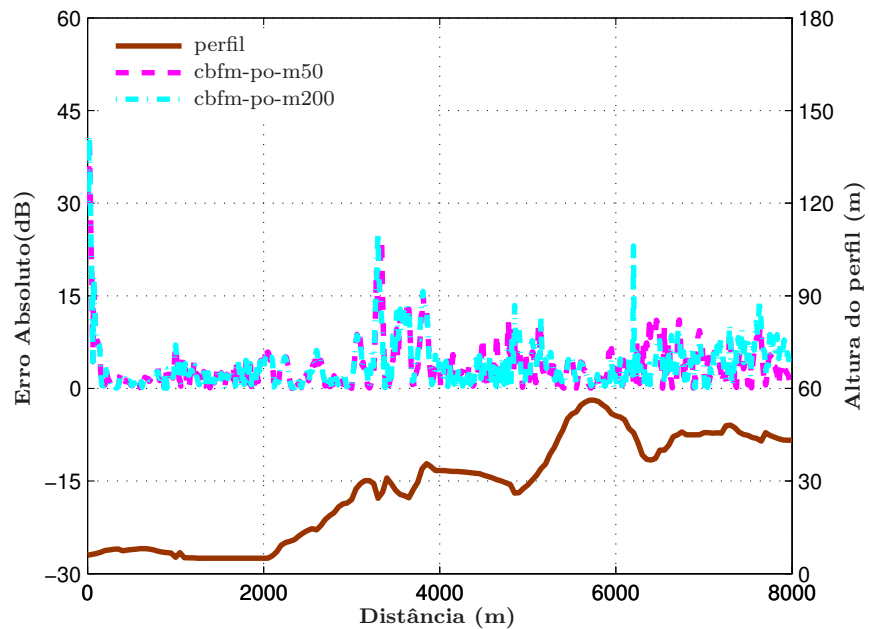


Figura 4.23b: Erro absoluto entre CBFM-PO e medidas no cálculo da atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M .

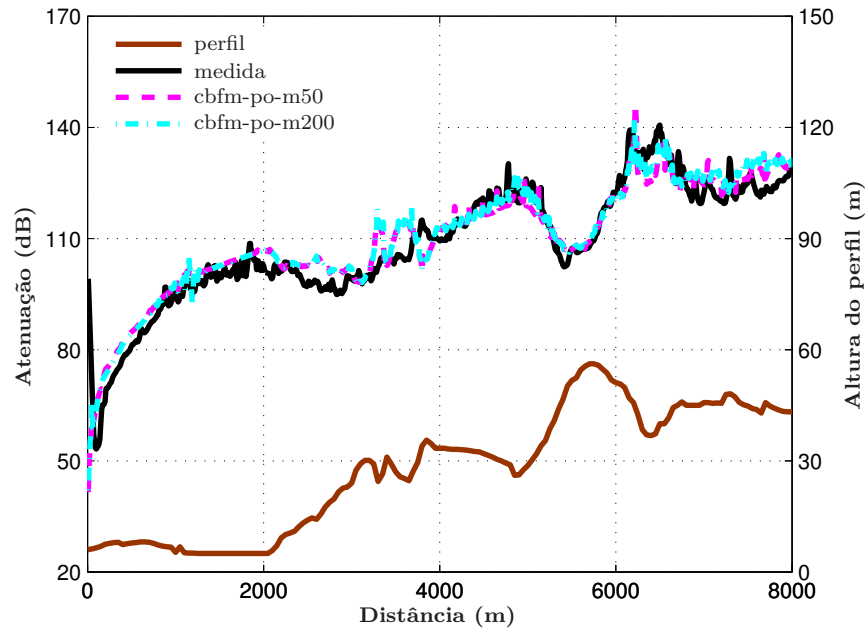


Figura 4.24a: Atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10,4\text{ m}$, $H_r = 2,4\text{ m}$, $P_t = 10\text{ W}$, $\eta_s = 20,2 + j8,1\ \Omega$, $N = 50.000$, $nnb = 2$ e $M = 50; 200$.

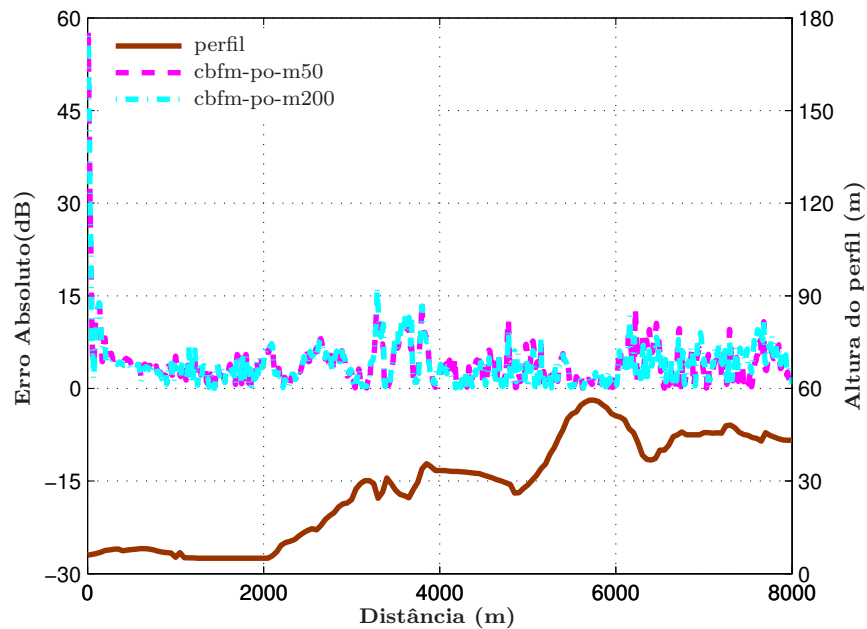


Figura 4.24b: Erro absoluto entre CBFM-PO e medidas no cálculo da atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M .

Tabela 4.15: Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, H-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nmb = 2$ e $N = 50.000$.

Método	M	N_i	Nº CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
CBFM	50	1.000	148	4.236,52	5,53
	200	250	598	2.911,05	5,42
CBFM-PO	50	1.000	148	4.108,23	4,85
	200	250	598	2.906,89	4,97

Tabela 4.16: Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Hadsund em 435 MHz, V-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nmb = 2$ e $N = 50.000$.

Método	M	N_i	Nº CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
CBFM	50	1.000	148	4.228,08	4,98
	200	250	598	2.935,75	5,03
CBFM-PO	50	1.000	148	4.109,93	4,83
	200	250	598	2.722,95	4,84

Neste caso estudado, dois resultados chamaram a atenção, porém ainda precisam ser mais investigados. O primeiro, foi o fato de conseguir praticamente o mesmo resultado obtido por Atacan em [21] dividindo o terreno em menos segmentos. Em [21] Atacan usou 115.000 segmentos enquanto que neste trabalho foram usados 50.000 segmentos. O segundo, foi notado observando as tabelas 4.15 e 4.16 cujos resultados mostraram que, para ambas polarizações, a aplicação dos métodos CBFM e CBFM-PO proporcionaram praticamente o mesmo erro, mas com a vantagem de o CBFM-PO ser mais rápido.

Assim como no caso 3, todas as simulações foram feitas considerando apenas os dois blocos vizinhos adjacentes na construção das SBFs, isto é, para $nmb = 2$.

4.5 Caso 5: Perfil Jerslev

O perfil do quinto caso, ilustrado na figura 4.25, também está localizado na Dinamarca e os resultados obtidos serão comparados com medidas.

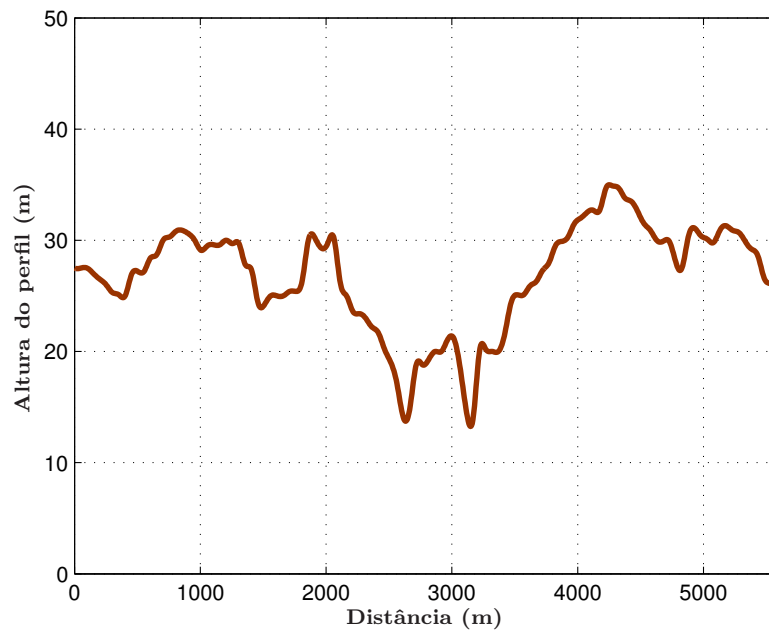


Figura 4.25: *Perfil Jerslev.*

O transmissor é um dipolo posicionado a uma altura de 10,4 m do solo com um potência de transmissão de 10 W e ganho de 8 dBi. A frequência de operação é 970 MHz e as perdas são estimadas em 10 dB. O receptor é deslocado ao longo do perfil do terreno, sempre a uma altura de 2,4 m do solo e o valor da impedância de superfície considerada é de $\eta_s = 20,2 + j8,1 \Omega$. As simulações foram realizadas usando 4,3 segmentos/ λ e o terreno dividido em 77.000 segmentos.

Os resultados para a atenuação foram gerados dividindo o terreno em 77 e 275 blocos. As figuras 4.26a e 4.26b mostram, respectivamente, a atenuação e o erro absoluto sobre o perfil Jerslev para H-Pol. Já para V-Pol, a atenuação e o erro absoluto são exibidos nas figuras 4.27a e 4.27b, respectivamente. Assim como no caso anterior, para H-Pol, figura 4.26a, foi incluído no gráfico o resultado SA-FBM. Tal resultado também foi obtido por Atacan em [21] e cedido por ele para que o resultado fosse comparado com o deste trabalho. Na tabela 4.17 estão registrados os tempos de simulação e erro para os valores de M testados em ambas polarizações.

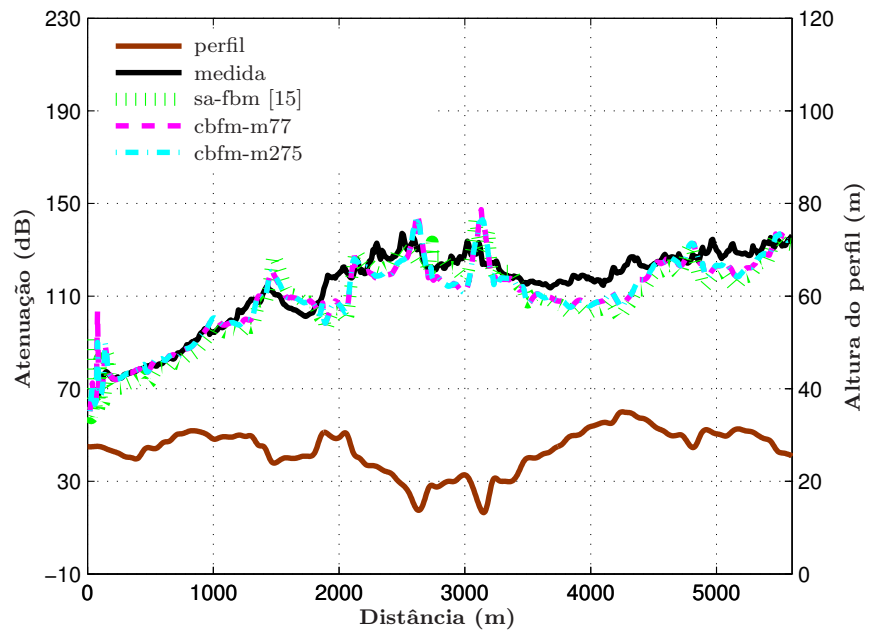


Figura 4.26a: Atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10,4$ m, $H_r = 2,4$ m, $P_t = 10$ W, $\eta_s = 20, 2 + j8, 1 \Omega$, $N = 77.000$, $nnb = 2$ e $M = 77; 275$.

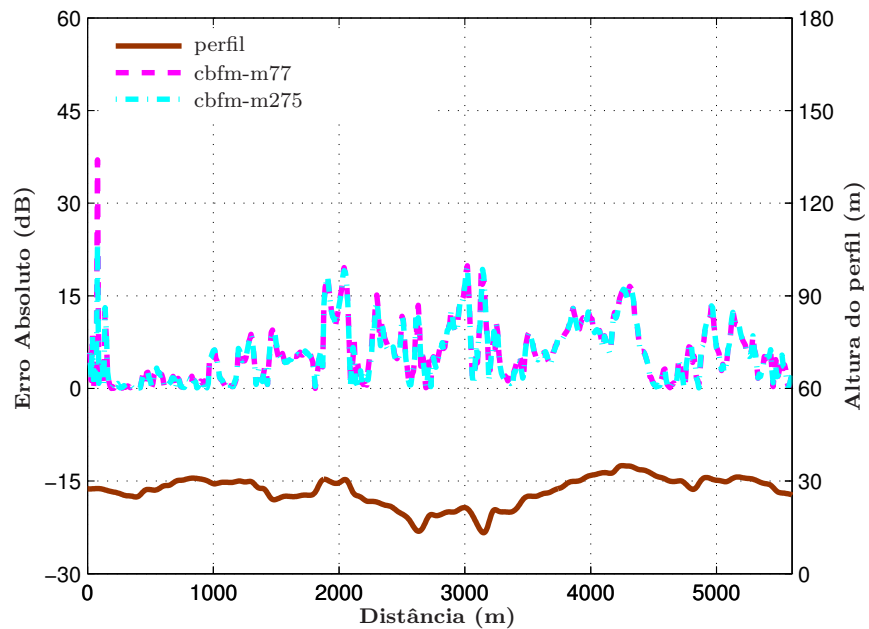


Figura 4.26b: Erro absoluto entre CBFM e medidas no cálculo da atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M .

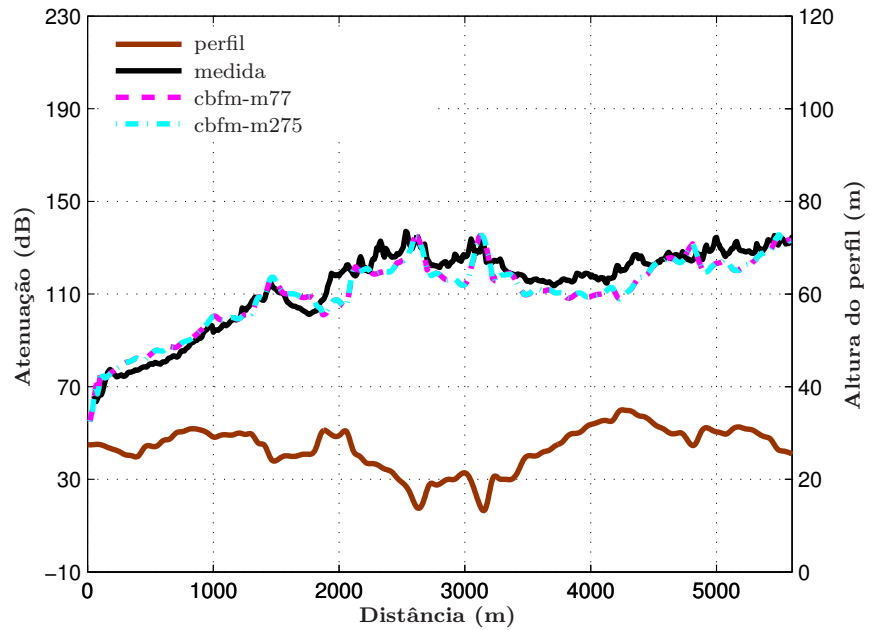


Figura 4.27a: Atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10,4$ m, $H_r = 2,4$ m, $P_t = 10$ W, $\eta_s = 20, 2 + j8, 1 \Omega$, $N = 77.000$, $nnb = 2$ e $M = 77; 275$.

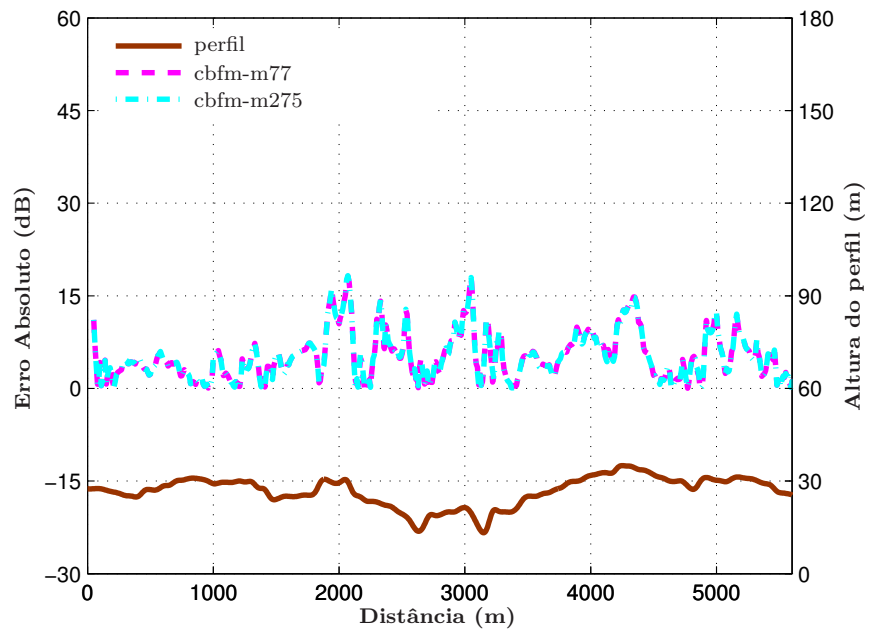


Figura 4.27b: Erro absoluto entre CBFM e medidas no cálculo da atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M .

Tabela 4.17: Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz usando CBFM variando M com $n_{nb} = 2$ e $N = 77.000$.

Pol.	M	N_i	N° CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
H-Pol	77	1.000	229	8.819,07	6,47
	275	280	823	6.973,6	6,32
V-Pol	77	1.000	229	8.860,29	5,55
	275	280	823	7.035,87	5,54

A tabela 4.17 mostra que os menores tempos de simulação foram obtidos para $M = 275$ e $N_i = 280$.

Para os mesmos valores de M , também foram feitas simulações usando o método CBFM-PO. As figuras 4.28a e 4.28b mostram, respectivamente, a atenuação e o erro absoluto sobre o perfil Jerslev para H-Pol. Já para V-Pol, a atenuação e o erro absoluto são exibidos nas figuras 4.29a e 4.29b, respectivamente. A tabela 4.18 contém os resultados obtidos pelos métodos CBFM e CBFM-PO para H-Pol. A tabela 4.19 contém os resultados para V-Pol.

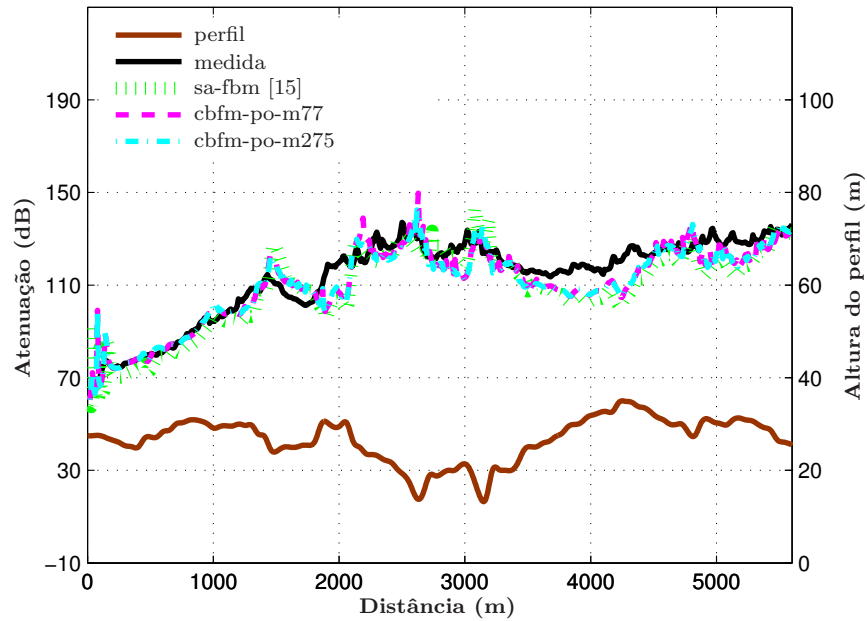


Figura 4.28a: Atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10,4\text{ m}$, $H_r = 2,4\text{ m}$, $P_t = 10\text{ W}$, $\eta_s = 20, 2 + j8, 1\ \Omega$, $N = 77.000$, $nnb = 2$ e $M = 77; 275$.

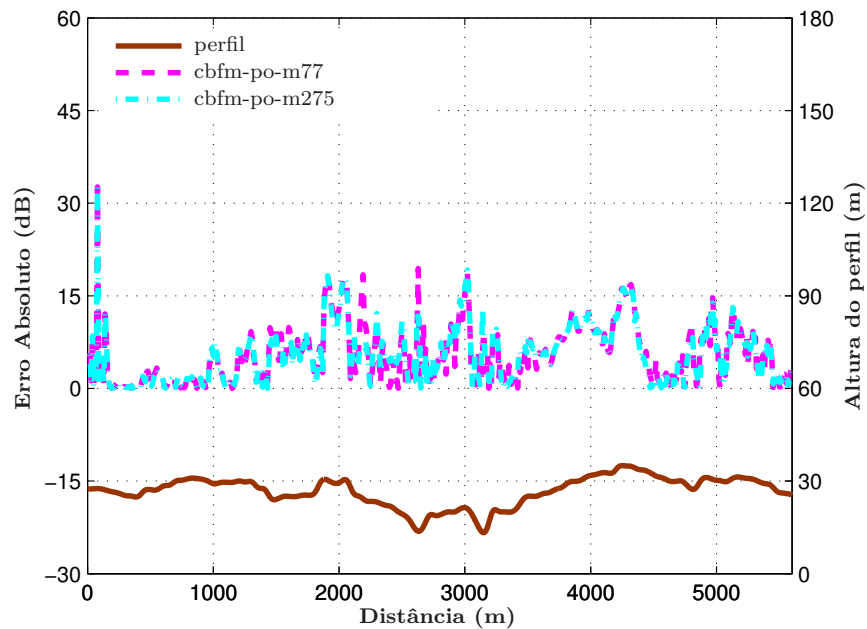


Figura 4.28b: Erro absoluto entre CBFM-PO e medidas no cálculo da atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M .

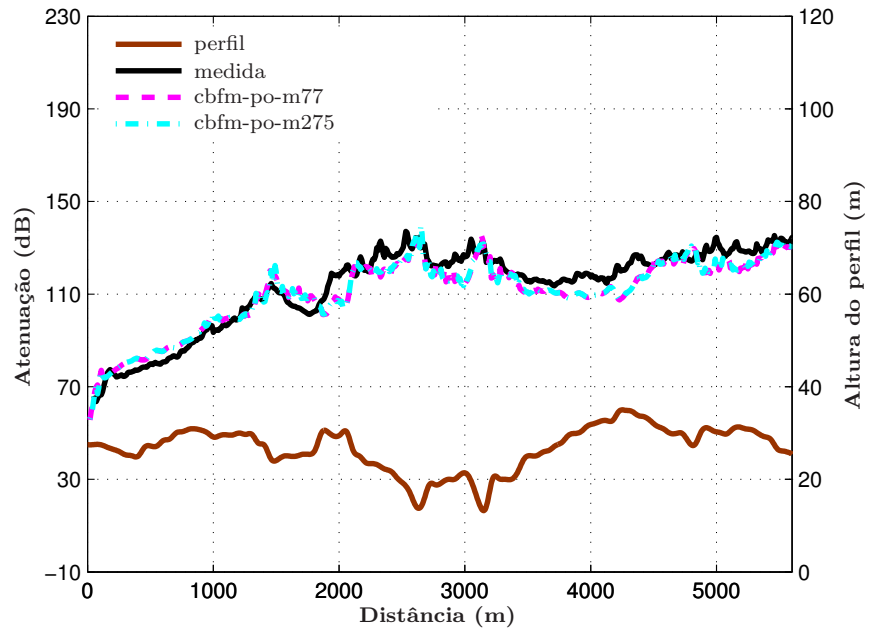


Figura 4.29a: Atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 10,4\text{ m}$, $H_r = 2,4\text{ m}$, $P_t = 10\text{ W}$, $\eta_s = 20, 2 + j8, 1\ \Omega$, $N = 77.000$, $nnb = 2$ e $M = 77; 275$.

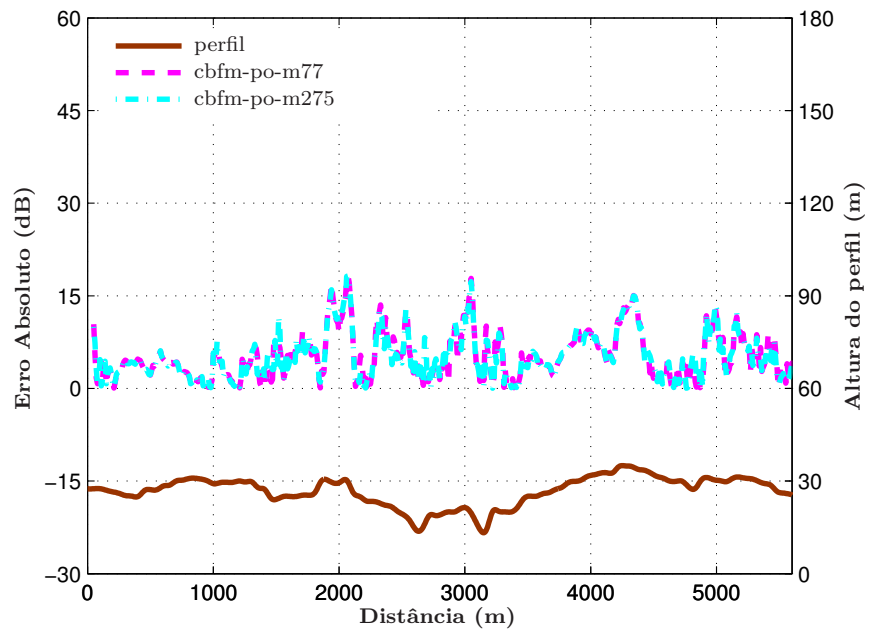


Figura 4.29b: Erro absoluto entre CBFM-PO e medidas no cálculo da atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M .

Tabela 4.18: Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, H-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $n_{nb} = 2$ e $N = 77.000$.

Método	M	N_i	Nº CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
CBFM	77	1.000	229	8.819,07	6,47
	275	280	823	6.973,6	6,32
CBFM-PO	77	1.000	229	8.769,84	6,21
	275	280	823	7.116,66	6,14

Tabela 4.19: Comparação dos tempos de simulação e erro para atenuação sobre perfil Jerslev em 970 MHz, V-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $n_{nb} = 2$ e $N = 77.000$.

Método	M	N_i	Nº CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
CBFM	77	1.000	229	8.860,29	5,55
	275	280	823	7.035,87	5,54
CBFM-PO	77	1.000	229	8.503,31	5,57
	275	280	823	6.961,79	5,51

Todas as simulações para este caso forneceram bons resultados. Note que dividindo o perfil do terreno em 77.000 segmentos obteve-se praticamente o mesmo resultado conseguido por Atacan em [21], onde foram utilizados 180.000 segmentos. Em conformidade com os casos anteriores, o melhor resultado foi obtido para M próximo de N_i . Analisando as tabelas 4.18 e 4.19, observou-se que o método CBFM-PO forneceu praticamente o mesmo resultado que o método CBFM, em termos de erro, porém com tempo de simulação menor.

4.6 Caso 6: Perfil Downhill

O perfil do último caso, mostrado na figura 4.30, é um terreno situado no oeste da Turquia e possui uma grande variação de altura (aproximadamente 700 m).

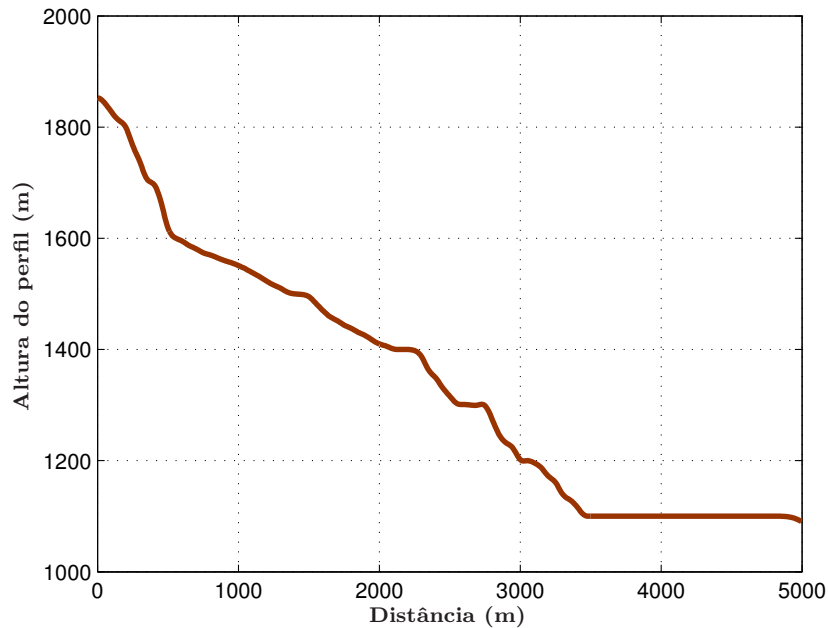


Figura 4.30: *Perfil Downhill.*

O transmissor de 25 W é um radiador isotrópico posicionado a 25 m de altura do solo emitindo um sinal na frequência de 300 MHz. O solo tem uma impedância característica $\eta_s = 20, 2 + j8, 1\Omega$. O campo total, para H-Pol e V-Pol, é calculado para um receptor a uma altura de 2,4 m do solo e deslocando-se ao longo do perfil. Como não há medidas feitas em campo, nos gráficos apresentados para este caso são utilizados como referência os resultados obtidos por Atacan em [21]. As simulações foram realizadas usando 4 segmentos/ λ resultando na divisão do terreno em 20.000 segmentos.

Os resultados para o campo total foram gerados dividindo o terreno em 77 e 275 blocos. As figuras 4.31a e 4.31b mostram, respectivamente, o campo elétrico total e o erro absoluto sobre o perfil Downhill para H-Pol. Já para V-Pol, o campo magnético total e o erro absoluto são exibidos nas figuras 4.32a e 4.32b, respectivamente. Na tabela 4.20 estão registrados os tempos de simulação e erro para os valores de M testados em ambas polarizações.

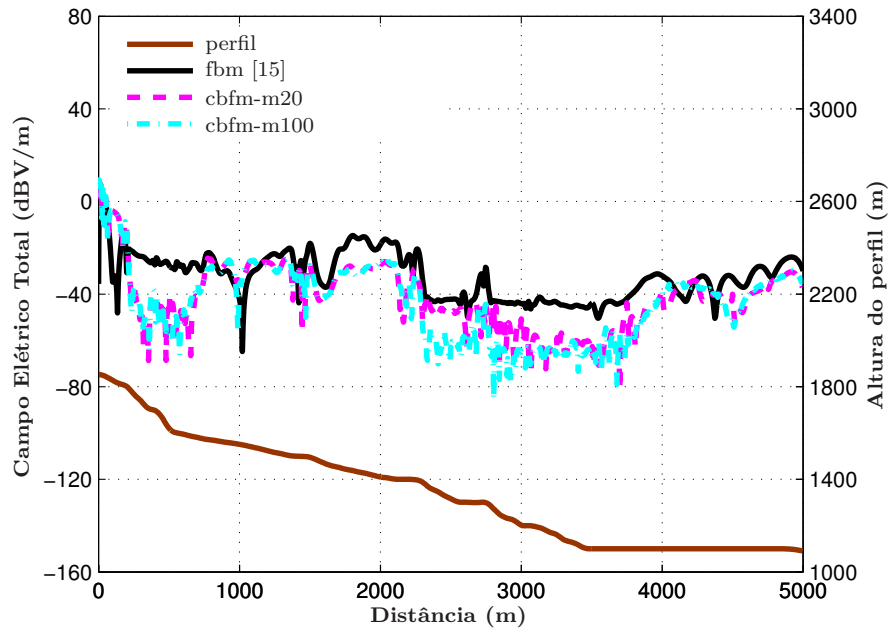


Figura 4.31a: Campo elétrico total sobre perfil Downhill em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 25$ m, $H_r = 2,4$ m, $P_t = 25$ W, $\eta_s = 20,2 + j8,1 \Omega$, $N = 20.000$, $nnb = 2$ e $M = 20; 100$.

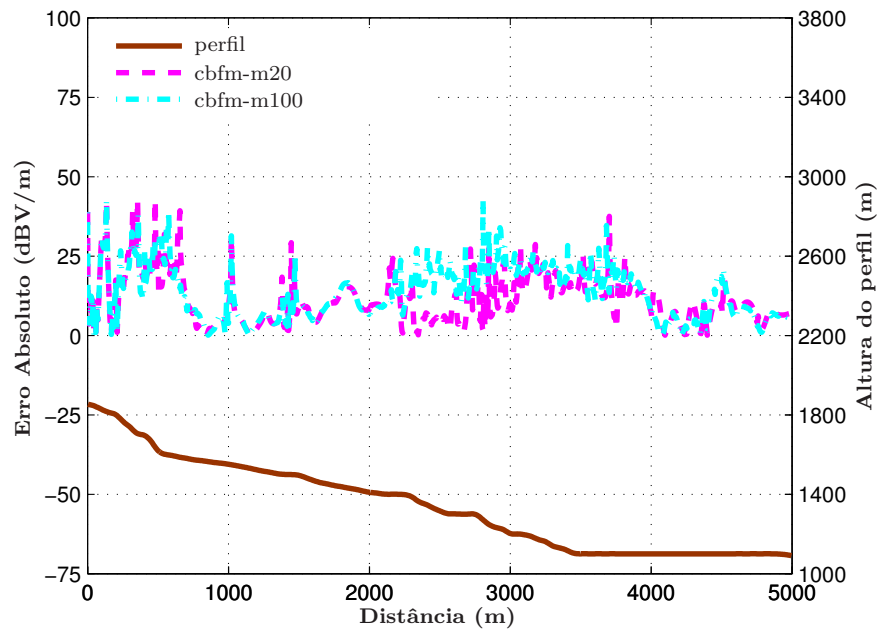


Figura 4.31b: Erro absoluto entre CBFM e FBM no cálculo do campo elétrico total sobre perfil Downhill em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM com variação de M .

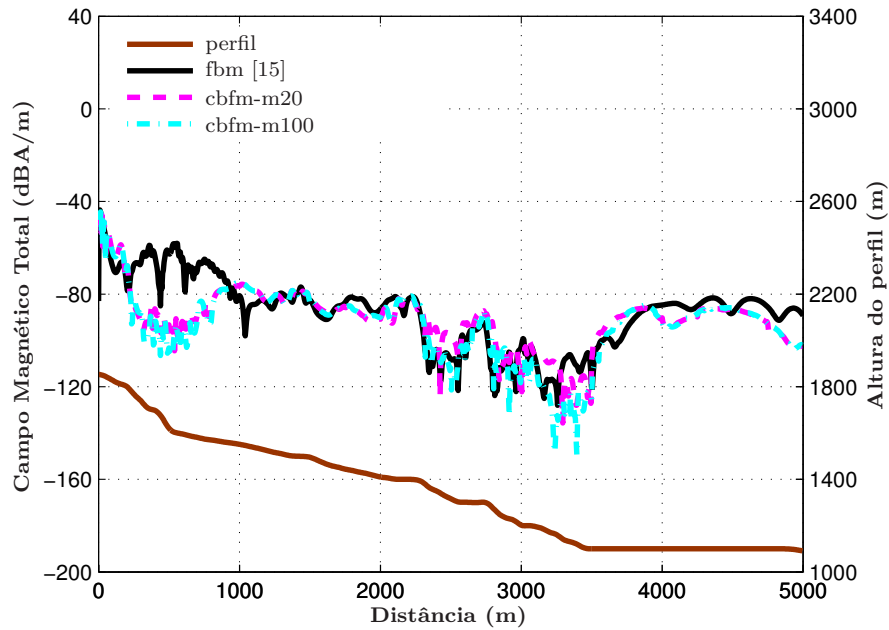


Figura 4.32a: Campo magnético total sobre perfil Downhill em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M . Parâmetros: $H_t = 25$ m, $H_r = 2,4$ m, $P_t = 25$ W, $\eta_s = 20, 2 + j8, 1 \Omega$, $N = 20.000$, $n_{nb} = 2$ e $M = 20; 100$.

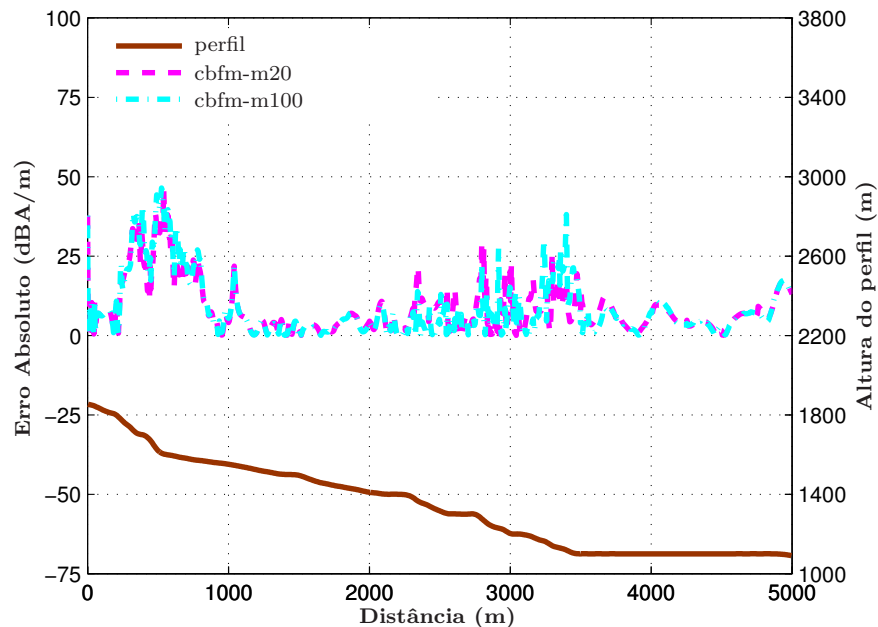


Figura 4.32b: Erro absoluto entre CBFM e FBM no cálculo do campo magnético total sobre perfil Downhill em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM com variação de M .

Tabela 4.20: Comparação dos tempos de simulação e erro para campo total sobre perfil Downhill em 300 MHz usando CBFM variando M com $n_{nb} = 2$ e $N = 77.000$.

Pol.	M	N_i	N° CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
H-Pol	20	1.000	58	1.056,02	39,63
	100	200	298	491,14	45,90
V-Pol	20	1.000	58	1.068,57	12,80
	100	200	298	462,08	13,99

A tabela 4.20 mostra que os menores tempos de simulação foram obtidos para $M = 100$ e $N_i = 200$.

Para os mesmos valores de M , também foram feitas simulações usando o método CBFM-PO. As figuras 4.33a e 4.33b mostram, respectivamente, o campo elétrico total e o erro absoluto sobre o perfil Downhill para H-Pol. Já para V-Pol, o campo magnético total e o erro absoluto são exibidos nas figuras 4.34a e 4.34b, respectivamente. A tabela 4.21 contém os resultados obtidos pelos métodos CBFM e CBFM-PO para H-Pol. A tabela 4.22 contém os resultados para V-Pol.

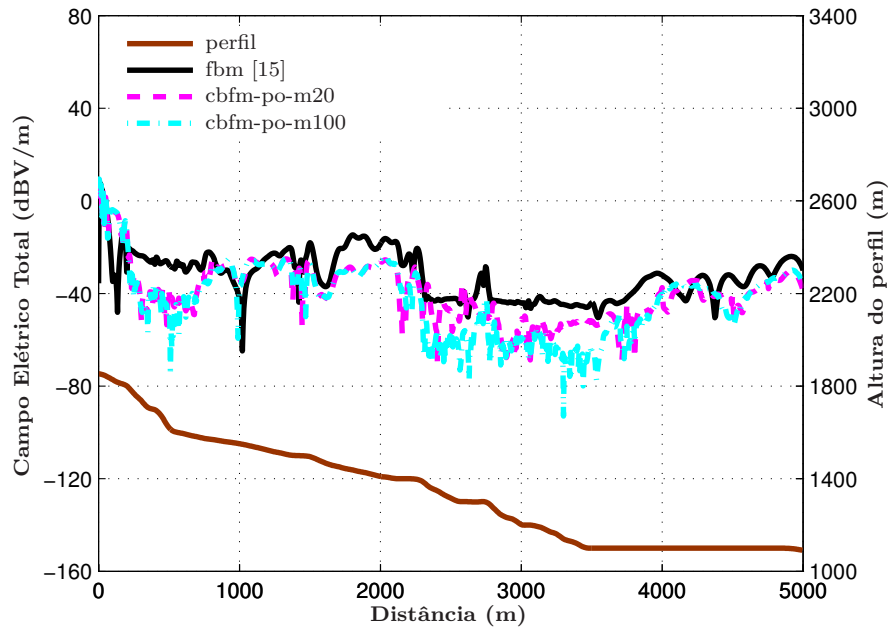


Figura 4.33a: Campo elétrico total sobre perfil Downhill em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 25$ m, $H_r = 2,4$ m, $P_t = 25$ W, $\eta_s = 20, 2 + j8, 1 \Omega$, $N = 20.000$, $nmb = 2$ e $M = 20; 100$.

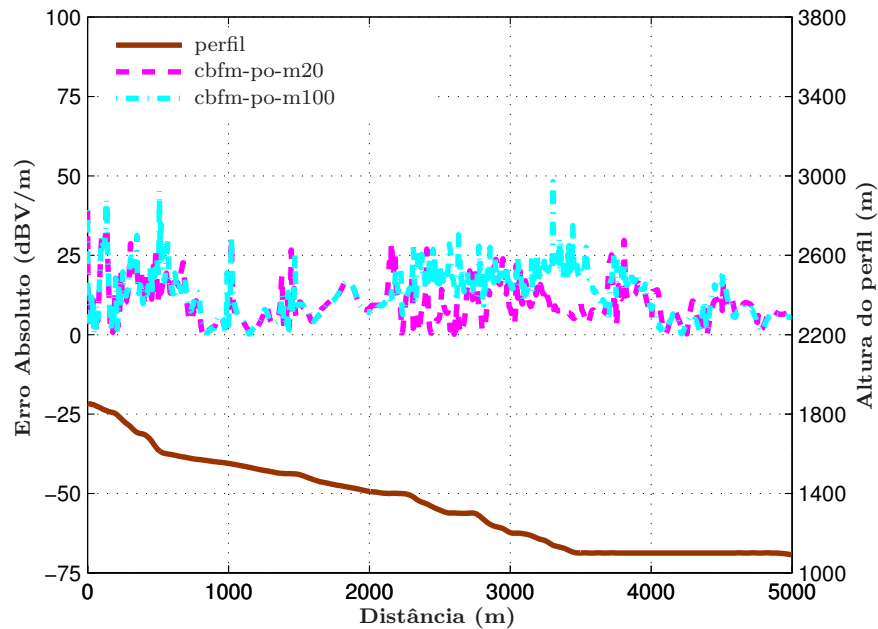


Figura 4.33b: Erro absoluto entre CBFM-PO e FBM no cálculo do campo elétrico total sobre perfil Downhill em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM-PO com variação de M .

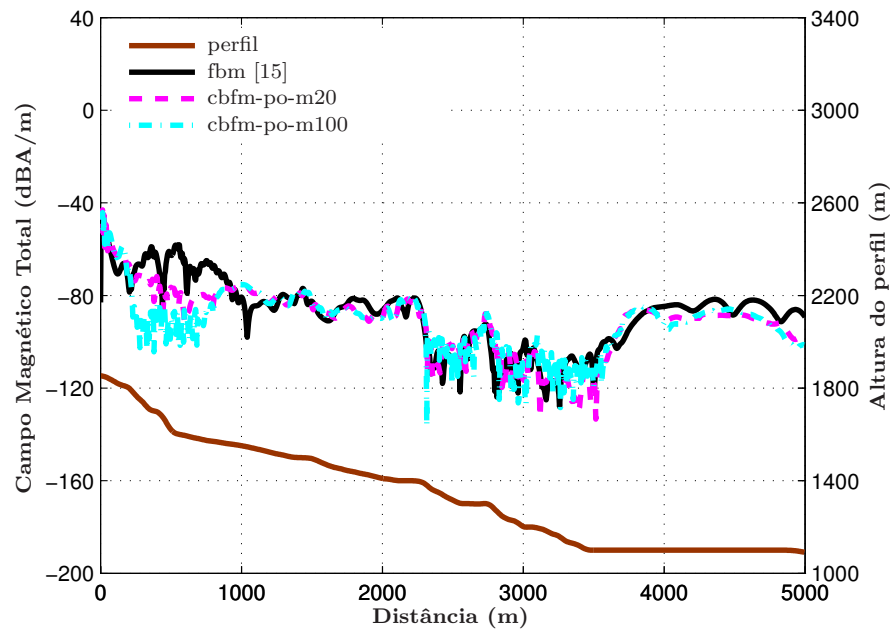


Figura 4.34a: Campo magnético total sobre perfil Downhill em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M . Parâmetros: $H_t = 25$ m, $H_r = 2,4$ m, $P_t = 25$ W, $\eta_s = 20,2 + j8,1 \Omega$, $N = 20.000$, $nnb = 2$ e $M = 20; 100$.

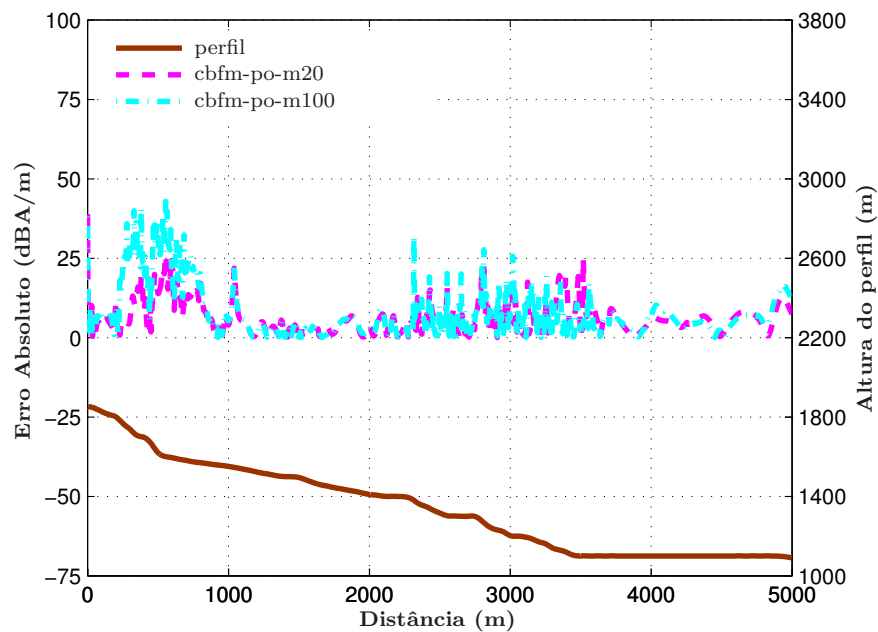


Figura 4.34b: Erro absoluto entre CBFM-PO e FBM no cálculo do campo magnético total sobre perfil Downhill em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM-PO com variação de M .

Tabela 4.21: Comparação dos tempos de simulação e erro para campo total sobre perfil Downhill em 300 MHz, H-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nmb = 2$ e $N = 77.000$.

Método	M	N_i	Nº CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
CBFM	20	1.000	58	1.056,02	39,63
	100	200	298	491,14	45,90
CBFM-PO	20	1.000	58	1.025,48	33,50
	100	200	298	478,57	42,76

Tabela 4.22: Comparação dos tempos de simulação e erro para campo total sobre perfil Downhill em 300 MHz, V-Pol, usando CBFM e CBFM-PO variando M com $nmb = 2$ e $N = 77.000$.

Método	M	N_i	Nº CBFs	T. Simulação (s)	Erro(%)
CBFM	20	1.000	58	1.068,57	12,80
	100	200	298	462,08	13,99
CBFM-PO	20	1.000	58	1.026,26	8,76
	100	200	298	472,58	12,44

Analisando os resultados das simulações verificou-se que, para ambas polarizações, houve discrepância nos primeiros 1.000 m do terreno. Após o início do terreno observou-se que os resultados obtidos foram melhores para V-Pol do que para H-Pol. Na tentativa de melhorar os resultados para H-Pol, foram realizadas simulações (não mostradas neste estudo) aumentando o número de segmentos do terreno para 50.000, aumentando o número de blocos para 1.000, adicionando mais blocos vizinhos usados na geração das SBFs ($nmb = 6$), porém nenhuma destas tentativas provocou melhora significativa no resultado. Para compreender melhor estes resultados é necessário estudar mais terrenos onde ocorram grande variação na altura e que tenham, de preferência, medições realizadas em campo.

Capítulo 5

Conclusões

Este trabalho consistiu no estudo e na aplicação do método CBFM na solução de problemas de propagação, nas faixas de frequências VHF e UHF, sobre terrenos considerados eletricamente grandes onde o solo é tratado como condutor imperfeito. A precisão e eficiência do método foram testadas em seis terrenos diferentes, sendo 3 teóricos e 3 práticos. Em cada caso, foram realizadas simulações variando os principais parâmetros permitidos pelo método com o objetivo de determinar a melhor configuração levando em consideração tempo de simulação e erro.

Em relação à escolha de M (número de blocos em que o terreno é dividido), verificou-se que, apesar da escolha ser flexível, dois fatores, eficiência e precisão, são fundamentais para a determinação do seu valor. Para pequenos valores de M , o estágio dominante, em termos de tempo, no método CBFM é a geração das macro funções de base (PBFs e SBFs), pois o número de segmentos por blocos, N_i , se torna grande e, conseqüentemente, sistemas com mais incógnitas terão que ser resolvidos para determinar as PBFs e SBFs. Já para altos valores de M , o maior consumo de tempo está no cálculo dos produtos internos uma vez que a matriz reduzida gerada pelo método fica maior com o aumento de M . Considerando eficiência e precisão, os resultados obtidos nas simulações indicam que o melhor rendimento é conseguido a medida que M se aproxima de N_i . Vale destacar também que, durante os testes, observou-se que pequenas variações nos valores de M não trazem impactos significantes nos resultados, seja na eficiência ou na precisão do método.

O aumento do número de blocos vizinhos na geração das SBFs, nmb , melhora

a precisão do método, mas somente até um certo nível. Por outro lado, a medida que aumenta-se o valor de nmb maiores são os tempos de simulação, além de exigir mais quantidade de memória. Notou-se que para terrenos eletricamente grandes e sem grandes áreas de sombra, as interações entre blocos distantes são muito pequenas e o aumento de nmb não provoca melhora significativa no resultado. Entretanto, em terrenos com áreas de sombras mais extensas, como por exemplo a cunha, aumentar nmb pode fornecer bons resultados.

De maneira geral, os resultados das simulações mostraram que o método CBFM pode ser usado na investigação de problemas de propagação de ondas eletromagnéticas sobre terrenos irregulares com grande extensão e, quando aplicável, pode ser acelerado usando a aproximação da Ótica Física no cálculo das PBFs. Vale destacar também que o método CBFM além de resolver problemas onde o número total de segmentos do terreno, N , seja muito grande, permite que o efeito do retroespalhamento (ou parte dele) seja levado em conta.

5.1 Propostas de Continuidade

Serão listadas aqui algumas propostas de continuidade para o presente trabalho.

A primeira é a investigação dos motivos pelos quais a formulação desenvolvida para EFIE apresentou convergência mais lenta do que a MFIE.

Uma outra proposta seria implementar um código computacional utilizando um método iterativo no cálculo das macro funções de base. Dessa forma, apenas a solução da matriz reduzida seria obtida através de solução direta reduzindo o tempo de simulação e a quantidade de memória exigida. Apesar de fornecer resultados mais aproximados, estas sugestões foram implementadas com sucesso por Atacan em [21].

Outra possibilidade de continuidade seria implementar uma técnica conhecida como Extrapolação de Fase, também implementada em [21], na etapa de geração dos vetores \mathbf{u}_k^i afim de diminuir o tempo de simulação.

Referências Bibliográficas

- [1] T. S. Rappaport. *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice Hall, New York, 2002.
- [2] J. D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley and Sons, Liverpool-UK, 1998.
- [3] E. Lucente, G. Tiberi, A. Monorchio, G. Manara, and R. Mittra. The characteristic basis function method (cbfm): A numerically efficient strategy for solving large electromagnetic scattering problems. *Turk J Elec Engin*, 16:41–56, 2008.
- [4] R. F. Harrington. *Field Computation by Moment Methods*. McMillan, New York, 1968.
- [5] W. C. Gibson. *The Method of Moments in Electromagnetics*. Chapman & Hall/CRC, New York, 2007.
- [6] J. T. Hviid, J. B. Andersen, J. Toftgard, and J. Bjer. Terrain-based propagation model for rural area - an integral equation approach. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 43:41–46, Jan. 1995.
- [7] C. Brennan and P. Cullen. Application of the fast far field approximation to the computation of uhf pathloss over irregular terrain. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 46:881–889, Jun. 1998.
- [8] F. J. S. Moreira. Aplicação de equações integrais para a predição da propagação radioelétrica sobre solos suavemente irregulares e incidência rasante. In *X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO 2002)*, pages 191–195, Recife, RE, Agosto 2002.

- [9] R. J. Leubbers. Finite conductivity uniform gtd versus knife edge diffraction in prediction of propagation path loss. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-32:70–76, Jan. 1994.
- [10] T. B. A. Senior and J. L. Volakis. *Aproximate Boundary Conditions in Electromagnetics*. U.K.: IEE, 1995.
- [11] T. B. A. Senior. Impedance boundary conditions for imperfectly conducting surfaces. *Appl. Scie. Res.*, 8:418–436, 1961.
- [12] R. B. V. Teperino. Utilização de equações integrais no domínio do tempo na predição da propagação sobre terrenos irregulares. Master's thesis, PPGEE-UFMG, 2003.
- [13] Cláudio Garcia BATISTA. Predição de cobertura radioelétrica em terrenos mistos: uma abordagem via equações integrais. Master's thesis, PPGEE-UFMG, 2008.
- [14] D. Holliday, L. L. DeRaad, and G. J. St-Cyr. Forward-backward: A new method for computing low-grazing angle scattering. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44:722–729, May 1996.
- [15] H.-T. Chou and J. T. Johnson. A novel acceleration for the computation of scattering from rough surfaces with the forward-backward method. *Radio Science*, 33:1277–1287, Jun. 1998.
- [16] H.-T. Chou and J. T. Johnson. Formulation of forward-backward method using novel spectral acceleration for the modeling of scattering from impedance rough surfaces. *IEEE Transaction Geoscience Remote Sensing*, 38:605–607, Jan 2000.
- [17] J. A. López, M. R. Pino, F. Obelleiro, and J. L. Rodríguez. Application of the spectral acceleration forward-backward method to coverage analysis over terrain profiles. *J. Electromagn. Waves Applicat.*, 15:1049–1074, Jan. 2001.
- [18] V. V. S. Prakash and R. Mittra. Characteristic basis function method: A new technique for efficient solution of method of moments matrix equations. *Microwave and Optical Technology Letters*, 36:95–100, 2003.

- [19] A. Yagbasan, C. A. Tunc, V. B. Erturk, A. Altintas, and R. Mittra. Application of characteristic basis function method for scattering from and propagation over terrain problems. In *International Symposium on Electromagnetic Theory URSI - Commission B (EMTS2007)*, July 2007.
- [20] A. Yagbasan, C. A. Tunc, V. B. Erturk, A. Altintas, and R. Mittra. Use of characteristic basis function method for scattering from terrain profiles. *Turk J Elec Engin*, 16:33–39, 2008.
- [21] A. Yagbasan, C. A. Tunc, V. B. Erturk, A. Altintas, and R. Mittra. Characteristic basis function method for solving electromagnetic scattering problems over rough terrain profiles. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 58:1579–1589, 2010.
- [22] R. F. Harrington. *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*. McGraw-Hill, 1961.
- [23] A. Peterson, S. Ray, and R. Mittra. *Computational Methods for Electromagnetics*. IEEE Press, 1998.
- [24] M. Abramowitz and I. A. Stegun. *Handbook of Mathematical Functions*. Dover Publications, New York, 1977.
- [25] Kenneth Wu, Joseph Schuster, Ryan Ohs, and Raymond Luebbers. Application of moving window fdtd to modeling the effects of atmospheric variations and foliage on radio wave propagation over terrain. In *IEEE Military Communications Conference*, pages 1515–1521, 2004.
- [26] Marcos Pacheco. Predição de cobertura radioelétrica em terrenos irregulares iluminados por fonte esférica: uma abordagem via equações integrais e cbfm. Master's thesis, PPGEE-UFMG, 2011.