

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 1048

**MÉTODOS DE EQUAÇÃO PARABÓLICA APLICADOS À PREVISÃO DE
COBERTURA RADIOELÉTRICA**

Diego Andres Parada Rozo

DATA DA DEFESA: 28/02/2018

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**MÉTODOS DE EQUAÇÃO PARABÓLICA APLICADOS À
PREVISÃO DE COBERTURA RADIOELÉTRICA**

Diego Andres Parada Rozo

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Cássio Gonçalves do Rego
Coorientador: Prof. Dr. Glaucio Lopes Ramos

Belo Horizonte - MG

Fevereiro de 2018

MÉTODOS DE EQUAÇÃO PARABÓLICA
APLICADOS À PREVISÃO DE COBERTURA
RADIOELÉTRICA

"Métodos de Equação Parabólica Aplicados à Previsão de Cobertura Radioelétrica"

Diego Andres Parada Rozo

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 28 de fevereiro de 2018.

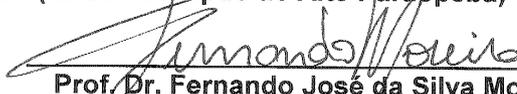
Por:



Prof. Dr. Cássio Gonçalves do Rego
DELT (UFMG) - Orientador



Prof. Dr. Glaucio Lopes Ramos
DETEM (UFSJ - Campus do Alto Paraopeba) - Coorientador



Prof. Dr. Fernando José da Silva Moreira
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Sandro Trindade Mordente Gonçalves
DEE (CEFET MG)

Este trabajo es dedicado,

En primera instancia a Dios, por orientarme en cada paso y decisión, por hacerme comprender su voluntad de seguir y construir este camino, por colmarme de sabiduría, de fortaleza y reconfortarme en momentos de incertidumbre.

A mis padres, Maria Isabel Rozo y José Miguel Parada, por su ejemplo de entrega y disciplina, por ser mi principal motivación para lograr nuevos y grandes objetivos. Para ellos mi esfuerzo, amor y gratitud. Este logro es más de ustedes y para ustedes.

A mi hermanito Miguel Ángel, por ser el motivo de unión, amor y superación de mi familia.

A mi abuelita Ana Matilde.

Diego Andrés Parada Rozo

Agradecimentos

O autor desta dissertação expressa seus agradecimentos:

Ao meu orientador Cássio Gonçalves do Rego, pela amizade, confiança, motivação e apoio durante todo o mestrado, pela tranquilidade transmitida nos momentos mais críticos da minha pesquisa.

Ao meu coorientador Glaucio Lopes Ramos, pela amizade, confiança, e por respaldar todo este processo.

Ao professor Fernando José da Silva Moreira, pelos ensinamentos dados nas suas disciplinas.

A Rafaela, Stefânia e Ruã, colegas e amigos de mestrado, obrigado pela colaboração, amizade, e bons momentos. Desejo para vocês uma vida cheia de sucesso. Também aos meus colegas e amigos do GAPTEM, Tcharles, Franz, Hugo, Nayara e João pelo bom convívio e amizade.

A mis amigos colombianos, Olger, David, Lully, Camilo, Maurício, Arturo, Juancho, Brayan, Karina, Edna y Franklin, por la amistad y los buenos momentos compartidos en el transcurso de esta maestría. A las niñas que durante este tiempo han venido de intercambio a la UFMG, Marthica, Marcela, Pilar, Marcel y Elisa, por su cariño y amistad. A Paolita, por la bonita compañía ofrecida durante su intercambio y por construir juntos una amistad tan valiosa.

A María Victoria, por la amistad y confianza brindada, por los buenos y gratificantes momentos compartidos, por ser desde el inicio de esta experiencia un gran respaldo para mi.

A Diego Camilo, por ser mi amigo, mi hermano, mi consejero, mi ejemplo. Infinitas gracias por el incondicional apoyo brindado desde el principio, por siempre estar dispuesto a ofrecerme una mano amiga. Por cada cerveza, cada partido de fútbol y cada vallenato. A Mariele, por brindarme su amistad y confianza.

Ao PPGEE pela formação acadêmica e profissional dada neste mestrado.

À agência CAPES, pela bolsa de estudo.

“Cuando en esta vida no tenemos garantizado nada, el camino más coherente es el de abrir oportunidades, y bajo esta perspectiva las oportunidades se sueñan, se construyen y se asumen...Son construcción constante de confianza, tomando iniciativas que nacen de esa mayor arma que es la voluntad de querer ser y de querer hacer. Y es que realmente los límites no existen en la medida en que se cree. Todo se construye de forma prudente y razonable”

Diego Parada

Resumo

Neste trabalho o método da equação parabólica (PE) é usado para abordar problemas de radiopropagação. O principal objetivo é obter um modelo de propagação, baseado na solução numérica de SSPE (*Split Step Parabolic Equation*), que garante a precisão e eficiente predição de cobertura radioelétrica. O algoritmo de SSPE é implementado computacionalmente fornecendo solução para duas abordagens denominadas: NAPE (*Narrow Angle Parabolic Equation*) e WAPE (*Wide Angle Parabolic Equation*), onde a segunda abordagem apresenta-se como um aprimoramento da primeira para condições específicas de análise. A solução numérica do método PE permite a consideração de efeitos atmosféricos e fatores de terrenos no modelo de canal. O método de DMFT (*Discrete Mixed Fourier Transform*) inclui-se dentro do algoritmo de SSPE para tratar a análise de ambientes com perdas de propagação devido a condições de impedância nas superfícies, tornando-se em uma abordagem DMFT-SSPE para analisar este tipo de problemas.

O algoritmo de SSPE é aplicado em testes canônicos e casos práticos. Este trabalho também propõe estudos comparativos com o objetivo de avaliar os resultados obtidos via NAPE e WAPE. Os estudos de caso analisados têm como referência resultados obtidos com outras técnicas numéricas, e nos casos práticos as referências são medições.

Ao longo deste trabalho o método de SSPE é apresentado como uma alternativa que garante uma convergência razoável de resultados, demonstrando precisão e notável eficiência em tempo total de simulação para estimar cobertura radioelétrica.

Palavras-chave: Modelo PE, SSPE, DMFT, NAPE, WAPE, técnicas numéricas.

Abstract

In this work, the parabolic equation (PE) method is used to solve radiopropagation problems. The main objective is to obtain a propagation model, based on the numerical solution of SSPE (*Split Step Parabolic Equation*), that guarantees the precision and efficient prediction of radioelectric coverage. SSPE algorithm is computationally implemented, providing a solution for two approaches: NAPE (*Narrow Angle Parabolic Equation*) and WAPE (*Wide Angle Parabolic Equation*), where the second method is presented as an improvement of the first approach for specific conditions of analysis. The numerical solution of the PE method allows the consideration of atmospheric effects and terrain factors in the channel model. In order to study environments with propagation losses due to impedance conditions on the surfaces, the DMFT (Discrete Mixed Fourier Transform) method is included within the SSPE algorithm, becoming a DMFT-SSPE approach to solve this type of problems.

SSPE algorithm is applied in canonical tests and real scenarios. This work also proposes comparative studies with the objective of evaluating the results obtained through NAPE and WAPE. The case studies analyzed use as reference results obtained with other numerical techniques, and in practical cases, the references are measurements.

Throughout this work the SSPE method is presented as an alternative that guarantees a reasonable convergence of results, demonstrating precision and notable computational efficiency to estimate radioelectric coverage.

Keywords: PE Model, SSPE, DMFT, NAPE, WAPE, numerical techniques.

Lista de Figuras

2.1	Polarização horizontal e vertical da onda eletromagnética.	7
2.2	Condições de contorno impostas.	10
2.3	Camada absorvente	12
2.4	Terreno irregular escalonado [1].	14
2.5	Método de SSPE [1]	15
2.6	Domínios usados na abordagem do problema [2].	16
2.7	Exemplos de perfis de campo gerados pelo método das imagens.	17
2.8	Perfis de campo gerados para problemas com perdas.	18
2.9	Janela de Hanning.	19
2.10	Comparação entre uso e não uso de camada absorvente.	20
2.11	Perfis de refratividade.	21
2.12	Perfis de campo usando diferentes refratividades.	22
2.13	Terreno escalonado para aplicar SSPE.	24
2.14	Aplicação do método de SSPE.	25
2.15	Fluxograma de aplicação do algoritmo de SSPE [3].	26
2.16	Perfil vertical com valores de campo se propagando ao longo de um terreno escalonado.	27
2.17	Modelo de Terra plana para cálculo de campo considerando variação atmosférica [4].	31
2.18	Atenuação em atmosfera padrão sobre Terra plana para $f=200\text{MHz}$	32
2.19	Modelo Terra plana [4].	33
2.20	Atenuação sobre Terra plana com perdas para polarização vertical em 100 MHz.	33
3.1	Cenário e escalonamento de cunha com perdas.	36
3.2	Atenuação em cunha com perdas.	37
3.3	Perfis de terreno do caso prático da Dinamarca.	38

3.4	Escalonamento e variação do tamanho do vetor vertical de campo no perfil de Jerslev.	39
3.5	Escalonamento e variação do tamanho do vetor vertical de campo no perfil de Mjels.	40
3.6	Atenuação ao longo do perfil de Jerslev.	41
3.7	Atenuação ao longo do perfil de Mjels.	42
3.8	Perfil de campo elétrico no cenário de Mjels.	44

Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros de entrada usados para aplicar o algoritmo de SSPE	25
2.2	Estatística do erro para o caso de terra plana com variação atmosférica. . .	32
2.3	Estatística do erro para o caso de terra plana com perdas no solo.	34
3.1	Estatística do erro para o caso de cunha com perdas.	37
3.2	Estatística do erro para o caso de Jerslev.	43
3.3	Estatística do erro para o caso de Mjels.	43

Sumário

Agradecimentos	vi
Resumo	ix
Abstract	x
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiii
1 Introdução	1
1.1 Contextualização do problema	1
1.2 Objetivos e contribuições	3
1.3 Estrutura da dissertação	3
2 Modelo de equação parabólica (Modelo PE)	5
2.1 Dedução do Modelo PE	5
2.2 Aspectos a considerar nos ambientes de propagação	10
2.2.1 Imposição de condições de contorno	10
2.2.2 Variação atmosférica	12
2.2.3 Terrenos irregulares	13
2.3 Solução numérica do modelo PE	13
2.3.1 <i>Split Step Fourier Transform</i> (SSFT)	14
2.3.2 Aplicação de SSPE em problemas de radiopropagação	15
2.3.3 Implementação da condição do contorno de impedância	29
2.4 Estudo de casos com terra plana	31
2.5 Conclusões parciais	34
3 Simulação e Resultados	35
3.1 Relevo cunha	35

3.2	Cenários realísticos	38
3.3	Conclusões parciais	45
4	Conclusões	46
4.1	Considerações finais	46
4.2	Propostas de continuidade	47
	Referências Bibliográficas	49

Capítulo 1

Introdução

Os estudos de predição de cobertura radioelétrica analisam o comportamento do sinal de radiofrequência envolvendo o impacto que geram os ambientes de propagação. À medida que a tecnologia evolui surgem redes de telecomunicações mais extensas e complexas em cenários mais variados, o que promove as pesquisas e o desenvolvimento de modelos, técnicas e métodos mais eficientes e precisos para caracterizar canais de rádio.

As ondas de rádio desde a faixa VHF (*Very High Frequencies*) até as ondas milimétricas são afetadas por fenômenos, tais como, reflexão, refração e difração. Além disso, características dos ambientes, por exemplo, perfis de terrenos, condições atmosféricas e parâmetros eletromagnéticos das superfícies têm considerável influência na propagação de ondas. Portanto, o desenvolvimento de modelos numéricos de alta precisão para planejar adequadamente sistemas de comunicações pode ser conseguido incorporando eficientemente os efeitos troposféricos e ambientais [1] [5]. Atualmente, existem métodos numéricos que abordam modelos determinísticos para solucionar problemas de radiopropagação. Entre eles podem-se citar o Método dos Momentos (MoM) para resolver equações integrais, FDTD (*Finite Difference Time Domain*), traçado de raios combinadas com a UTD (*Uniform Theory of Diffraction*), e o método da equação parabólica (PE) [4].

1.1 Contextualização do problema

O desenvolvimento de modelos computacionais que avaliem o desempenho das novas gerações dos sistemas de comunicações é um tópico que gera interesse nos planejadores de redes sem fio e pesquisadores. Recentemente, as ferramentas de propagação baseadas no método da PE têm-se tornado mais atraentes e eficazes, quando comparadas com

outras abordagens numéricas. Tais técnicas apresentam resultados confortáveis tanto na precisão como no tempo de computação [6]. Além disso, as soluções numéricas do método PE fornecem uma solução completa em todos os pontos dos cenários, incluindo as alterações de refratividade atmosférica e os efeitos de fatores de terreno, o que representa um destacado avanço na modelagem de propagação eletromagnética.

O método da PE é uma aproximação da equação de onda que modela a energia se propagando em um cone centrado em uma direção preferencial, denominada direção paraxial. Foi introduzido por Leontovich e Fock para tratar o problema da difração de ondas de rádio ao redor da Terra [7]. Inicialmente, os modelos baseados na PE foram bem recebidos, pois resolveram problemas práticos de propagação. Os algoritmos PE têm sido usados principalmente para modelar a propagação de ondas na troposfera, apresentando a vantagem de fornecer uma solução rápida e eficiente para a maioria dos problemas de longo alcance [8] [9].

Pelo menos duas soluções numéricas podem ser usadas para resolver a PE: as técnicas de diferenças finitas [10] e o algoritmo de SSFT (*Split Step Fourier Transform*) [11]. Para garantir a estabilidade do algoritmo de diferenças finitas tanto Claerbout quanto Popov usaram a solução numérica baseada no Método de Crank-Nicolson. O SSFT, primeiramente utilizado por Hardin e Tappert em problemas de acústica, é mais conhecido como o algoritmo de SSPE (*Split Step Parabolic Equation*) quando é usado no contexto de radiopropagação; sua aplicação precisa de um perfil inicial de campo em uma distância de referência, pois a partir desta posição inicia-se um processo iterativo para calcular passo a passo os valores correspondentes de campo usando transformadas de Fourier. Neste trabalho a PE é resolvida através da aplicação do algoritmo de SSPE.

Outro problema comum na caracterização de canais de rádio é a consideração de ângulos de propagação. Para isto, formulações de NAPE (*Narrow Angle Parabolic Equation*) e WAPE (*Wide Angle Parabolic Equation*) são consideradas dentro da solução numérica oferecida pelo algoritmo de SSPE. A forma NAPE é aplicada em contextos ou problemas onde os ângulos de propagação são inferiores a 15° . A forma WAPE é mais precisa em problemas que envolvem maior faixa angular, por exemplo, propagação de curto alcance e problemas de multipercursos [12].

Este trabalho implementa computacionalmente o método de SSPE em duas formas, WAPE e NAPE, avaliando a estabilidade da formulação quando efeitos atmosféricos e fatores de terreno são considerados. Por outro lado, realiza um estudo comparativo entre as soluções do algoritmo de SSPE e soluções obtidas usando outras abordagens numéricas, tanto em problemas canônicos quanto em casos práticos, com o objetivo de avaliar a sua precisão na predição de cobertura radioelétrica.

1.2 Objetivos e contribuições

Neste trabalho uma solução numérica para o modelo de PE é implementada computacionalmente, aplicando-a em cenários que consideram efeitos naturais e características reais dos ambientes de propagação. O principal objetivo do trabalho é avaliar a aplicabilidade do algoritmo de SSPE para a predição de cobertura radioelétrica, verificando a precisão dos seus resultados com os obtidos por outras técnicas numéricas e/ou formulações analíticas.

Este trabalho conseguiu avaliar os resultados da implementação computacional do método de SSPE, a partir de um estudo comparativo de soluções numéricas e/ou analíticas para casos canônicos. Somando a aplicação em ambientes realísticos, onde foi feita a comparação com campanhas de medições [4]. Assim, o presente trabalho foi realizado segundo as seguintes etapas:

Na primeira etapa do presente estudo, foi escolhida uma técnica numérica para resolver o modelo de PE no domínio da frequência. Posteriormente, foi implementada computacionalmente. Após garantir a estabilidade numérica do método de SSPE com testes iniciais, casos canônicos foram escolhidos para ser estudados. Inicialmente, foram testados casos de estudo de terra plana com perdas no solo, e outro caso de terra plana com superfície condutora perfeita combinado com efeitos atmosféricos.

A seguir, terrenos irregulares foram modelados e incluídos dentro do algoritmo de SSPE. Dessa forma foi acrescentada a complexidade dos casos de estudo. Em adição, a ferramenta computacional implementada foi adaptada para se ajustar às diferentes condições de terrenos irregulares, variações atmosféricas e parâmetros eletromagnéticos. Efetivamente, a sua aplicabilidade foi verificada em casos práticos.

Por último, os resultados obtidos das simulações foram verificados através de estudos comparativos. Assim, o modelo PE foi avaliado para prever cobertura radioelétrica.

A contribuição deste trabalho é a obtenção de um modelo de propagação, baseado na técnica numérica de SSPE, que possui uma razoável convergência numérica de resultados. Portanto, esta implementação é uma alternativa computacionalmente mais eficiente quando comparada a outras ferramentas de análises desenvolvidas no GAPTEM (*Grupo de Antenas, Propagação e Teoria Eletromagnética*) da UFMG.

1.3 Estrutura da dissertação

A presente dissertação está organizada da seguinte maneira. No Capítulo 2 o modelo PE para abordar problemas de propagação de ondas eletromagnéticas é apresentado

no domínio da frequência. A dedução matemática para obter um formato padrão de PE é feita na Seção 2.1. Utilizando aproximações numéricas são obtidas as duas formas do modelo PE: WAPE e NAPE. Na seção seguinte são explicados os aspectos considerados nos ambientes de propagação. Na seção 2.3 é apresentado o método de SSPE como solução numérica do modelo PE. Na Subseção 2.3.2 são descritos os detalhes de implementação computacional das características reais dos ambientes, além de explicar a forma como o algoritmo SSPE é executado. O método da DMFT é exposto na Subseção 2.3.3. Resultados para estudos de caso canônicos com terra plana são exibidos na Seção 2.4.

No Capítulo 3, são mostrados e discutidos resultados numéricos obtidos a partir da implementação computacional do algoritmo DMFT-SSPE. Na Seção 3.1 a solução desenvolvida é aplicada em um caso canônico que envolve uma cunha com perdas. Resultados obtidos para dois perfis reais na Dinamarca são apresentados e analisados na Seção 3.2.

No final do Capítulo 2 e do Capítulo 3 são feitas algumas conclusões parciais a respeito do desenvolvimento apresentado no capítulo correspondente. O Capítulo 4 apresenta as conclusões finais do presente trabalho e as propostas de continuidade para futuras pesquisas.

Capítulo 2

Modelo de equação parabólica (Modelo PE)

2.1 Dedução do Modelo PE

A equação parabólica (PE) aplicada na propagação eletromagnética é obtida a partir da equação de Helmholtz, cuja origem vem das equações de Maxwell.

$$\nabla \times \vec{E}(\omega) = -j\omega\mu_0\vec{H}(\omega) , \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H}(\omega) = j\omega\epsilon\vec{E}(\omega) , \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{E}(\omega) = 0 , \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{H}(\omega) = 0 . \quad (2.4)$$

As equações anteriores são as equações de Maxwell suprimindo o termo $e^{j\omega t}$ e desconsiderando possíveis fontes de correntes e cargas (ou seja, meios sem fontes).

Aplicando rotacional nos ambos os lados da equação (2.1),

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu_0 \left(\nabla \times \vec{H} \right) , \quad (2.5)$$

e incluindo nela a equação (2.2), obtém-se:

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = \omega^2\mu_0\epsilon\vec{E} . \quad (2.6)$$

E agora, com base na identidade vetorial,

$$\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \nabla (\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A}, \quad (2.7)$$

a equação (2.6) transforma-se em,

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \mu_0 \epsilon \vec{E} = 0, \quad (2.8)$$

denominada equação de onda ou equação de Helmholtz do campo elétrico. De forma similar pode-se estabelecer a equação de onda, ou de Helmholtz, para o campo magnético,

$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \mu_0 \epsilon \vec{H} = 0. \quad (2.9)$$

Na equação (2.10) a expressão (2.8) é representada de forma diferencial,

$$\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial z^2} + \omega^2 \mu_0 \epsilon \vec{E} = 0, \quad (2.10)$$

Na análise da formulação usam-se as seguintes grandezas,

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}, \quad (2.11)$$

que é a velocidade da luz no vácuo,

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (2.12)$$

que é o número de onda, e

$$v = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}, \quad (2.13)$$

que é a velocidade da luz em um meio específico. Para Propagação no vácuo $\mu_r = \epsilon_r = 1$. O índice de refração é dado por:

$$n = \frac{c}{v}. \quad (2.14)$$

Então, a expressão $\omega^2 \mu_0 \epsilon$ da equação (2.10) é reexpressa como:

$$\omega^2 \mu_0 \epsilon = \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 \epsilon_r \mu_r = \frac{\omega^2 n^2}{c^2} = \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 n^2 = k_0^2 n^2. \quad (2.15)$$

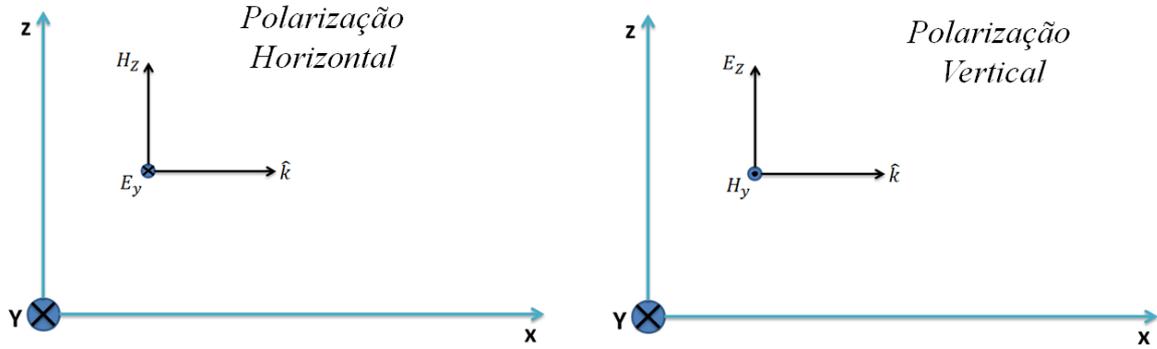


Figura 2.1: Polarização horizontal e vertical da onda eletromagnética.

Então, a equação (2.10) é reescrita da seguinte forma:

$$\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial z^2} + k_0^2 n^2 \vec{E} = 0 . \quad (2.16)$$

Abaixo, a equação de onda é representada em forma geral,

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial z^2} + k_0^2 n^2 \psi = 0 , \quad (2.17)$$

onde:

$$\psi(x, y, z) = E_y ,$$

para polarização horizontal, e

$$\psi(x, y, z) = H_y ,$$

para polarização vertical. Detalhes de polarização são mostrados na Figura 2.1.

Neste trabalho, a propagação será analisada em duas dimensões (sem variações na direção transversal), ou seja, a equação (2.17) fica:

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial z^2} + k_0^2 n^2 \psi = 0 . \quad (2.18)$$

Para analisar a propagação do campo ao longo do eixo x , introduz-se a função auxiliar reduzida:

$$u(x, z) = e^{-jkx} \psi(x, z) , \quad (2.19)$$

e introduzindo a equação (2.19) na equação (2.18), obtém-se:

$$\frac{\partial^2 [u(x, z)e^{jkx}]}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 [u(x, z)e^{jkx}]}{\partial z^2} + k_0^2 n^2 [u(x, z)e^{jkx}] = 0 . \quad (2.20)$$

Após manipulações matemáticas a equação (2.20) fica:

$$\frac{\partial^2 u(x, z)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u(x, z)}{\partial z^2} + 2jk_0 \frac{\partial u(x, z)}{\partial x} + k_0^2 (n^2 - 1) u(x, z) = 0 . \quad (2.21)$$

A equação (2.21) pode ser separada em termos de dois operadores pseudo-diferenciais:

$$\frac{\partial u}{\partial x} = jk_0(1 - Q)u , \quad (2.22)$$

$$\frac{\partial u}{\partial x} = jk_0(1 + Q)u , \quad (2.23)$$

onde

$$Q = \sqrt{1 + q} , \quad (2.24)$$

e

$$q = \frac{1}{k_0^2} \frac{\partial^2}{\partial z^2} + (n^2 - 1) . \quad (2.25)$$

As equações (2.22) e (2.23) representam, respectivamente, a análise da onda a favor ou contra (retroespalhamento) o sentido da propagação. Neste trabalho o retroespalhamento é ignorado.

Uma solução para a equação (2.22) é dada por:

$$u(x + \Delta x, z) = e^{-jk_0 \Delta x (1 - Q)} u(x, z) . \quad (2.26)$$

A equação (2.24) é aproximada como segue:

$$\sqrt{1 + q} = \frac{a_0 + a_1 q}{b_0 + b_1 q} , \quad (2.27)$$

incluindo a equação (2.28) na equação (2.22), obtém-se a seguinte expressão de forma geral:

$$\left(A_0 \frac{\partial}{\partial x} + A_1 \frac{\partial^3}{\partial z^2 \partial x} + A_2 + A_3 \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) u = 0 , \quad (2.28)$$

com $A_0 = b_0 + b_1(n^2 - 1)$, $A_1 = b_1 k_0^{-2}$, $A_2 = jk_0 [(b_0 - a_0) + (b_1 - a_1)(n^2 - 1)]$,
 $A_3 = jk_0^{-1}(b_1 - a_1)$.

Se o ângulo de propagação medido desde a direção paraxial (eixo x) é inferior a 15° , a equação parabólica padrão é obtida através do uso da primeira ordem da expansão de Taylor, $\sqrt{1+q} \approx 1 + \frac{q}{2}$; nesse caso $a_0 = 1$, $a_1 = 0,5$, $b_0 = 1$, $b_1 = 0$, e $A_0 = 1$, $A_1 = 0$, $A_2 = -0,5jk_0(n^2 - 1)$, e $A_3 = -0,5jk_0^{-1}$ [6]; substituindo os valores na equação (2.28) chega-se :

$$\left\{ \frac{\partial}{\partial x} - 0,5jk_0(n^2 - 1) - 0,5jk_0^{-1} \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right\} u = 0 . \quad (2.29)$$

Finalmente, multiplicando por $2jk_0$ obtém-se o modelo de equação parabólica padrão:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial z^2} + 2jk_0 \frac{\partial u}{\partial x} + k_0^2(n^2 - 1)u = 0 . \quad (2.30)$$

O modelo da equação (2.30) é preciso para problemas com ângulos de propagação inferiores a 15° . Por causa disso é que o modelo de equação parabólica padrão é conhecido como NAPE (*Narrow Angle Parabolic Equation*) para a equação de onda. Geralmente em condições de propagação de longo alcance apresentam ângulos pequenos. Assim o modelo da equação (2.30) consegue alta precisão para soluções numéricas.

Problemas que analisam propagação a curto alcance e/ou efeitos multipercursos envolvem ângulos de propagação maiores que 15° . Nesse caso a expansão do operador Q deve ser mais precisa. Portanto, o operador Q pode ser escrito como:

$$Q = \sqrt{1 + A + B} , \quad (2.31)$$

o qual é aproximado como segue:

$$Q \approx \sqrt{1 + A} + \sqrt{1 + B} - 1 . \quad (2.32)$$

Onde, $A = \partial^2/(k_0^2 \partial z^2)$ e $B = n^2 - 1$. Finalmente, usa-se a identidade $\sqrt{1 + A} = 1 + A(\sqrt{1 + A} + 1)^{-1}$. O modelo de equação parabólica para ângulos maiores é denominado WAPE (*Wide Angle Parabolic Equation*) e é dado pela seguinte expressão:

$$\frac{\partial u}{\partial x} - \left[jk_0^{-1} \left(\sqrt{1 + \frac{1}{k_0^2} \frac{\partial^2}{\partial z^2} + 1} \right)^{-1} + jk_0(n - 1) \right] u = 0 . \quad (2.33)$$

2.2 Aspectos a considerar nos ambientes de propagação

Os ambientes de propagação devem ser caracterizados nos detalhes que influenciam diretamente a precisa predição de cobertura radioelétrica. A solução numérica usada neste trabalho permite incluir condições de contorno, efeitos atmosféricos e modelagem de terrenos irregulares dentro do Modelo PE.

2.2.1 Imposição de condições de contorno

Os problemas de propagação eletromagnética analisados neste trabalho estão delimitados. Dessa forma, se estabelece um domínio vertical (ao longo do eixo z) e um domínio horizontal (ao longo do eixo x) desde uma posição $x = x_0$ até $x = x_{max}$. As condições de contorno são impostas no domínio vertical. Existem condições de contorno no solo ($z = 0$), gerado pela impedância de superfície. Do mesmo modo, o problema é truncado numa altura máxima de interesse, denominada z_{max} . A Figura 2.2 mostra uma ideia geral da imposição destas condições de contorno. Os domínios estabelecidos delimitam os problemas para os cálculos numéricos.

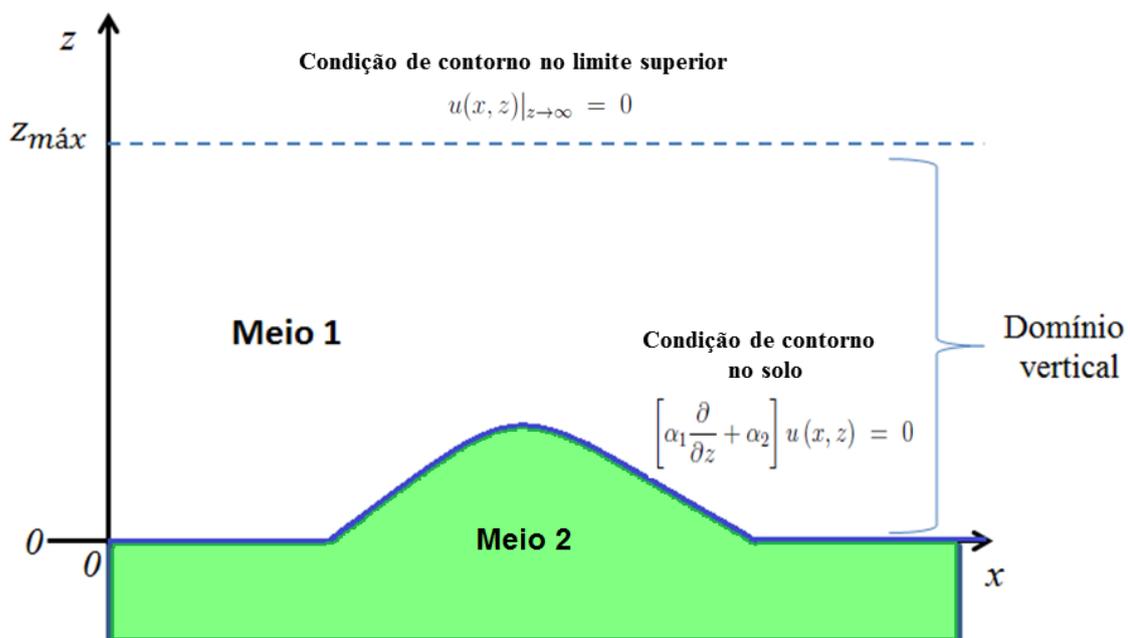


Figura 2.2: Condições de contorno impostas.

2.2.1.1 Condição de contorno de impedância do solo

Esta condição é imposta para estimar as perdas decorrentes da interação entre as ondas eletromagnéticas propagantes e os terrenos. A seguir, a condição de contorno que deve se satisfazer na superfície do solo é expressa [13]:

$$\left[\alpha_1 \frac{\partial}{\partial z} + \alpha_2 \right] u(x, z) = 0, \quad (2.34)$$

onde α_1 e α_2 são constantes.

No caso da superfície ser um condutor elétrico perfeito, aplicam-se as condições de acordo com a polarização. Para polarização horizontal é usada a condição de Dirichlet, nesse caso $\alpha_1 = 0$. No caso de polarização vertical, a condição de Neumann impõe um valor de $\alpha_2 = 0$ [12].

Quando a superfície é um meio com condutividade finita aplica-se a condição de contorno tipo Cauchy, na qual $\alpha_1 = 1$, $\alpha_2 = ik_0\sqrt{\gamma-1}$, para polarização horizontal, e $\alpha_1 = 1$, $\alpha_2 = ik_0\sqrt{\gamma-1}/\gamma$, para polarização vertical, onde $\gamma = \epsilon_r + i60\sigma\lambda$. O termo γ é a permissividade relativa complexa da superfície e é definida em função da permissividade relativa ϵ_r e a condutividade σ [14]. Os valores de α_1 e α_2 são usados dentro do algoritmo de DMFT, descrito na Subseção 2.3.3.1 do presente capítulo.

2.2.1.2 Camada absorvente

No limite superior do problema a condição $u(x, z)|_{z \rightarrow \infty} = 0$ deve se satisfazer. Em $z = z_{max}$ acontece um truncamento brusco que afeta o cálculo de campo, como consequência disto geram-se reflexões não físicas que afetam a precisão da solução numérica usada para resolver o modelo PE, ou seja, são produzidos efeitos indesejados que são resolvidos através da aplicação de uma camada absorvente na metade superior do domínio vertical [15]. O principal objetivo de aplicar esta condição de contorno é absorver a energia que se propaga para cima, e por sua vez não seja refletida na borda superior do domínio vertical.

A Figura 2.3 apresenta os dois tipos de domínios verticais: um domínio vertical global para o problema, estendido desde $z = z_0$ até $z = z_{max}$; e um domínio vertical de interesse, estendido desde $z = z_0$ até $z = z_a$, com $z_a = z_{max}/2$. Na verdade, os resultados analisados são aqueles extraídos do domínio vertical de interesse. Porém, a região compreendida entre $z = z_a$ e $z = z_{max}$ é de grande utilidade na implementação computacional por suportar o papel de camada absorvente.

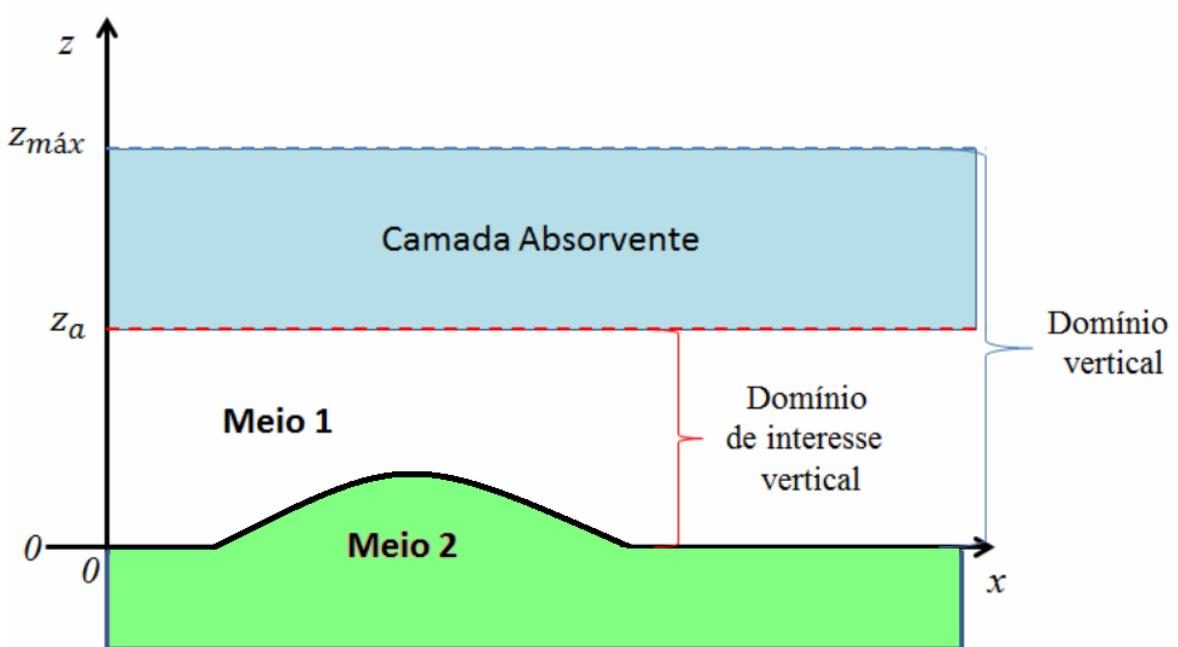


Figura 2.3: Camada absorvente

2.2.2 Variação atmosférica

A variação atmosférica é dependente principalmente da altitude, e para radiopropagação é modelada em termos de *refratividade*.

A refração refere-se à propriedade que um meio tem de curvar a trajetória de uma onda eletromagnética que passa por ele. Uma medida da quantidade de refração é o índice de refração, $n = c/v$, onde c é a velocidade de propagação no vácuo e v a velocidade da onda no meio em questão [16].

Em alguns dos casos de estudo do presente trabalho, define-se a variação do índice de refração para atmosfera padrão. Matematicamente é dada por,

$$n = 1 + N_0 \times 10^{-6} \times e^{-z/z_0}, \quad (2.35)$$

onde $N_0 = 315$ é o valor médio de refratividade atmosférica ao nível do mar, e $z_0 = 7,35$ km é a altura de escala. N_0 e z_0 são valores referências para uma média global, baseados na recomendação ITU-R P.453-10 [17].

Devido à presença do fator 10^{-6} na equação (2.35), o valor numérico de n varia muito pouco em relação a 1 (um), tornando conveniente a definição do parâmetro N , denominado *refratividade*, e definido pela seguinte equação:

$$N = (n - 1) \times 10^6. \quad (2.36)$$

O modelo padrão não é usado nos casos de propagação anômala. A propagação anômala faz com que os raios possam ser refletidos no solo e refratados várias vezes, ficando confinados em uma fina camada da atmosfera e sendo guiados a longas distâncias ao longo da superfície da Terra. Esta camada na qual a onda eletromagnética é guiada é conhecida como *duto troposférico*. O guiamento ocorre principalmente para frequências acima da faixa UHF (*Ultra High Frequency*) e com baixo ângulo de elevação [18] [19].

Dutos podem ser formados próximos à superfície da terra (*dutos de superfície*) ou a vários metros acima desta (*dutos elevados*). Dutos de superfície são gerados quando uma massa de ar quente se aproxima de um solo úmido ou sobre mares tropicais (chamados *dutos de evaporação*). Dutos elevados surgem quando uma massa de ar frio atinge uma área de grande pressão, fenômeno que ocorre principalmente acima das nuvens e interessa às comunicações em UHF [18]. Na Subseção 2.3.2 deste capítulo, perfis de refatividade são modelados e implementados dentro da formulação do algoritmo de SSPE.

2.2.3 Terrenos irregulares

O presente trabalho aborda problemas canônicos e casos práticos que apresentam ambientes com terrenos irregulares. Este é um aspecto relevante considerado pela solução numérica do modelo PE. Apesar de ser ignorada a influência do retroespalhamento, os fatores de terrenos são fonte importante de difração e efeitos multipercursos. Detalhes metodológicos apresentados no livro do Levy [8] explicam duas maneiras de modelar perfis de terrenos irregulares: modelagem por escalonamento do terreno e representação do terreno como linear por partes. Este trabalho implementa a primeira alternativa. Um esboço geral de um terreno escalonado se apresenta na Figura 2.4. A subseção 2.3.2 explica os detalhes mais destacados da modelagem computacional de terrenos irregulares.

2.3 Solução numérica do modelo PE

Esta seção descreve os detalhes da implementação computacional do método de SSPE como solução numérica para o modelo PE. Ao longo da seção explicam-se as maneiras como os efeitos ambientais e fatores de terrenos são abordados computacionalmente dentro do algoritmos de SSPE. Além disso, são obtidos resultados preliminares que demonstram a viabilidade do modelo PE para incluir dentro da sua formulação e solução as diferentes condições dos ambientes de propagação.

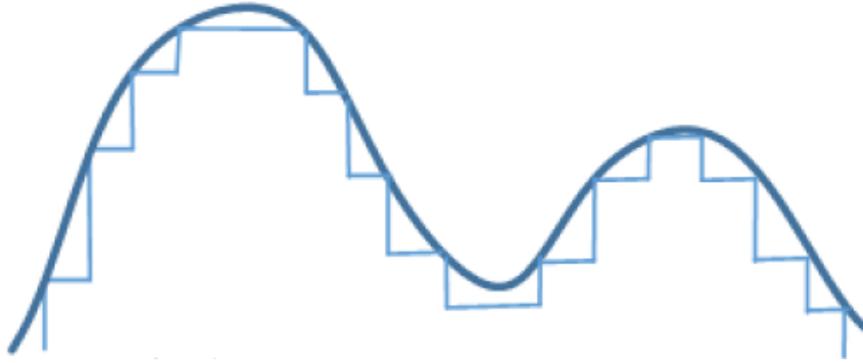


Figura 2.4: Terreno irregular escalonado [1].

2.3.1 *Split Step Fourier Transform (SSFT)*

A solução numérica para o modelo PE é obtida pelo método de SSFT. O uso de SSFT para resolver numericamente o modelo PE é conhecido como SSPE [8].

A solução de SSPE para o modelo de equação parabólica padrão ou forma NAPE, é dada por [3]:

$$u(x + \Delta x, z) = e^{[jk(n^2-1)\frac{\Delta x}{2}]} \times F^{-1} \left\{ e^{(jp^2\frac{\Delta x}{2k})} F\{u(x, z)\} \right\}, \quad (2.37)$$

e a solução de SSPE para a forma WAPE, é dada por [12]:

$$u(x + \Delta x, z) = e^{[jk(n-1)\frac{\Delta x}{2}]} \times F^{-1} \left\{ e^{[-\frac{jp^2\Delta x}{k}(\sqrt{1-(\frac{p}{k})^2+1})^{-1}]} F\{u(x, z)\} \right\}. \quad (2.38)$$

Nas equações (2.37) e (2.38), F e F^{-1} representam a transformada rápida de Fourier (FFT) e a transformada rápida de Fourier inversa (IFFT), respectivamente. Aprofundando, tem-se um vetor de N valores, ou seja $x(n) = \{x_1, x_2, x_3, \dots, x_N\}$, a transformada rápida de Fourier é aplicada nesse vetor, e matematicamente é dada por:

$$X(k) = \sum_{n=1}^N x_n e^{-j2\pi(k-1)\frac{n-1}{N}}, \quad (2.39)$$

com $1 \leq k \leq N$. Desta forma, obtém-se um novo vetor de N valores, ou seja, $X(k) = \{X_1, X_2, X_3, \dots, X_N\}$.

Matematicamente a transformada rápida de Fourier inversa é dada por:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N X_k e^{j2\pi(k-1)\frac{n-1}{N}}, \quad (2.40)$$

com $1 \leq n \leq N$.

De volta nas equações (2.37) e (2.38), o termo p está expresso como $p = k_0 \times \text{sen } \theta$, onde θ é o ângulo de propagação. Também a partir dessas equações pode-se inferir que as duas formas de solução (NAPE e WAPE) atuam no domínio espacial z e no domínio espectral p . Aspectos de implementação, dos efeitos considerados nos casos de estudo, são detalhados na seção seguinte.

2.3.2 Aplicação de SSPE em problemas de radiopropagação

Para a aplicação do método de SSPE precisa-se de um valor inicial de campo em uma distância inicial (x_0). A Figura 2.5 apresenta uma ideia ou esboço sobre a abordagem do método. Primeiramente nota-se que existe um perfil inicial de campo (conjunto vertical de valores de campo na posição x_0). A partir desta posição inicial aplica-se um processo iterativo que vai calculando passo a passo (usando as equações (2.37) e (2.38)) um perfil vertical de campo, usando sempre os valores de campo da posição anterior.

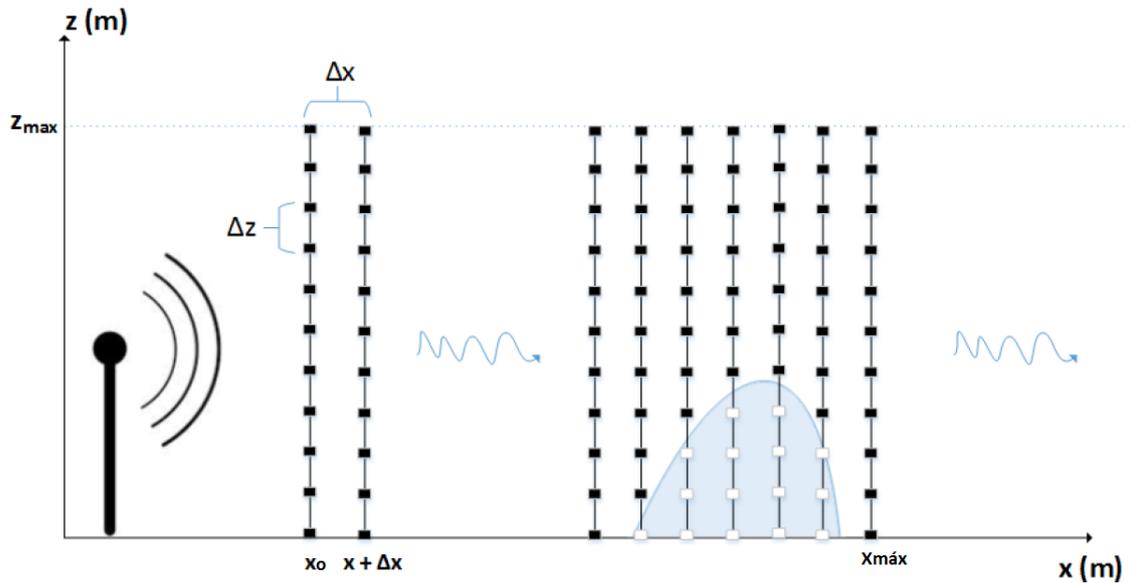


Figura 2.5: Método de SSPE [1]

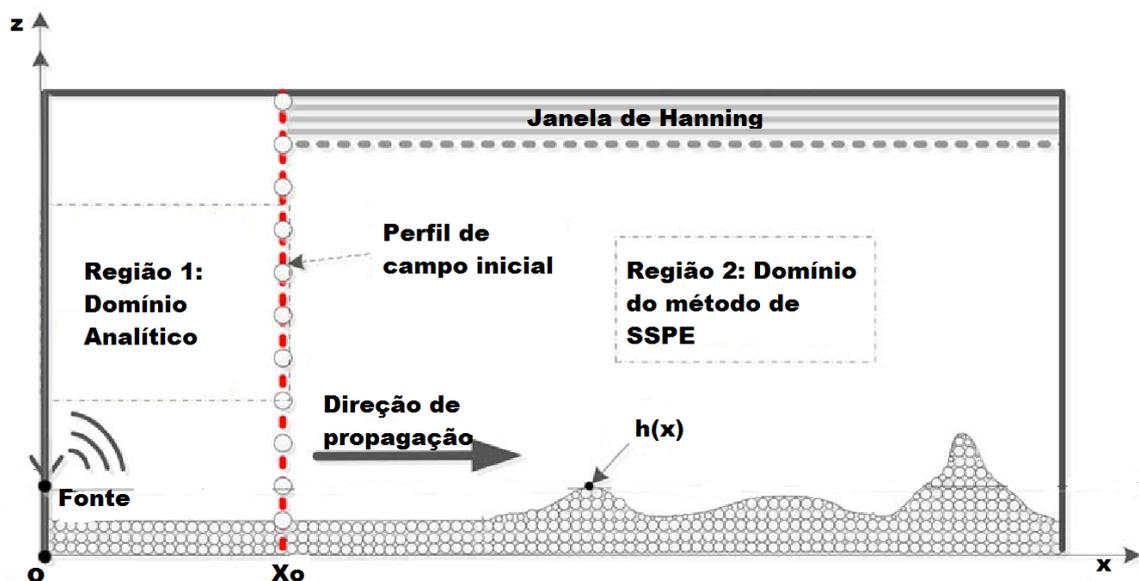


Figura 2.6: Domínios usados na abordagem do problema [2].

Para aplicar SSPE dois domínios computacionais são definidos, como observa-se na Figura 2.6. Define-se uma primeira região (*Região 1*), compreendida entre $x = 0$ até $x = x_0$, denominada de domínio analítico, e uma segunda região (*Região 2*), compreendida entre $x = x_0$ até $x = x_{max}$ denominada de domínio numérico, e que propriamente é resolvida através de SSPE.

A seguir, descreve-se uma sequência de itens que explica como deve ser aplicado o método de SSPE em problemas de propagação de ondas EM. Em adição, cada item apresenta resultados da implementação computacional de cada aspecto mencionado.

1) Cálculo do perfil de campo inicial

Para casos de estudo onde a superfície do terreno é simulada como condutora perfeita, usa-se o método das imagens [20] para gerar o perfil vertical de campo na posição $x = x_0$. A Figura 2.7 mostra exemplos de perfis de campo gerados pelo método das imagens em diferentes posições sobre o eixo x .

Para casos de estudo onde a superfície do terreno é caracterizada com parâmetros eletromagnéticos (tais como, permissividade relativa e condutividade) usa-se a fórmula de terra plana [2] para achar o perfil de campo inicial. A fonte é definida como um dipolo elétrico vertical e o valor de H_ϕ [21] é calculado na posição x_0 através da expressão seguinte:

$$H_\phi = -\frac{Idl}{2\pi} \left[\frac{e^{ik_0 r_1}}{2} \left(\frac{x}{r_1} \right) \left(\frac{ik_0}{r_1} - \frac{1}{r_1^2} \right) + \frac{e^{ik_0 r_2}}{2} \left(\frac{x}{r_2} \right) \left(\frac{ik_0}{r_2} - \frac{1}{r_2^2} \right) - e^{ik_0 r_2} \frac{k_0^3}{k_1} \left(\frac{\pi}{k_0 r_2} \right)^{1/2} e^{-iP} F(P) \right], \quad (2.41)$$

com

$$F(P) = \int_P^\infty \frac{e^{it}}{\sqrt{2\pi t}} dt, \quad (2.42)$$

$$r_1 = [x^2 + (z - d)^2]^{1/2}; \quad r_2 = [x^2 + (z + d)^2]^{1/2}, \quad (2.43)$$

e,

$$P = \frac{k_0^3 r_2}{2k_1^2} \left[\frac{k_0 r_2 + k_1(z + d)}{k_0 x} \right]^2. \quad (2.44)$$

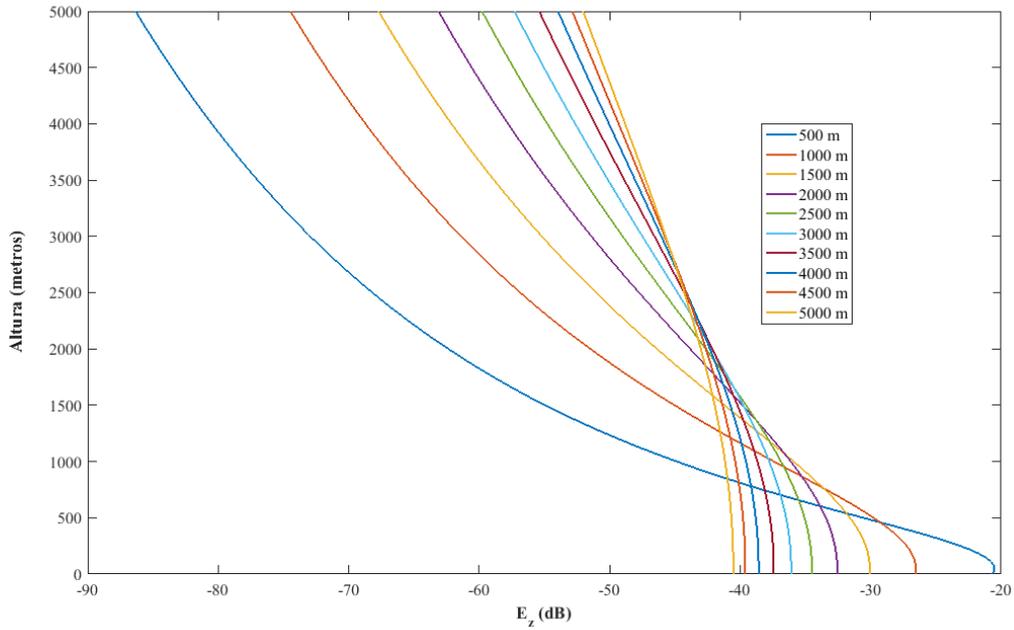


Figura 2.7: Exemplos de perfis de campo gerados pelo método das imagens.

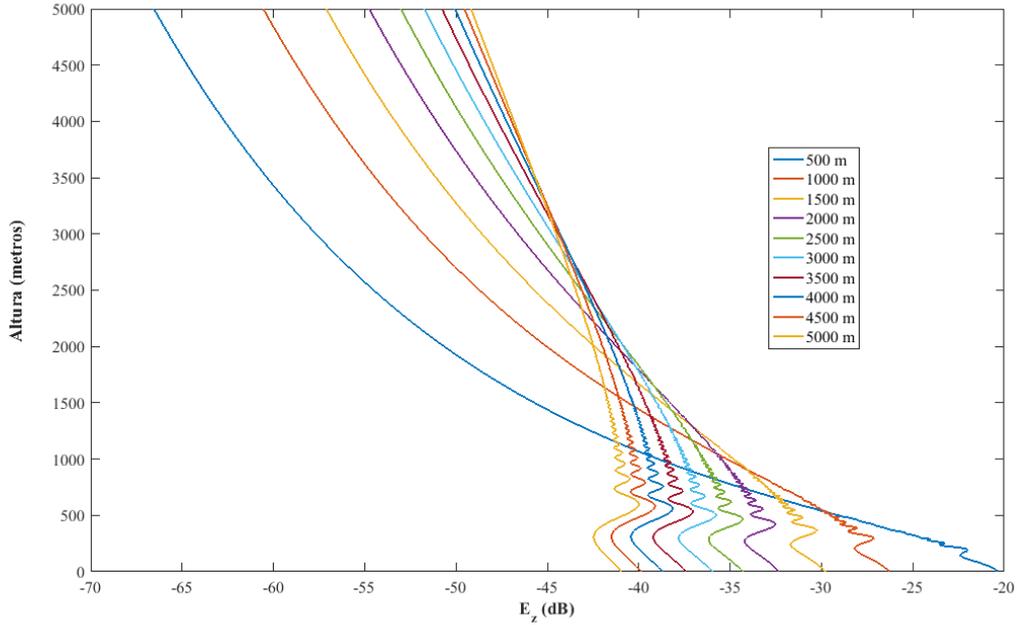


Figura 2.8: Perfis de campo gerados para problemas com perdas.

$k_i = \sqrt{\omega^2 \mu_0 (\epsilon_i + i\sigma_i/\omega)}$, $i = 0, 1$ são os números de onda para o ar e o solo respectivamente, d é a altura da antena transmissora em relação ao solo, $I_{dl} = (1/k_0)(P_t/10)^{1/2}$ é o momento elétrico, onde P_t é a potência transmitida pela antena. A Figura 2.8 mostra exemplos de perfis de campo em diferentes posições sobre o eixo x , gerados pela formulação dada nas equações (2.41) - (2.44).

2) Discretização do problema

O cenário analisado está discretizado ao longo da direção de propagação (eixo x) e em altura (eixo z), ou seja, em passos de Δx e Δz , respectivamente, como foi apresentado na Figura 2.5.

O método de SSPE opera entre o domínio z e o domínio p de maneira consecutiva, como indicam as equações (2.38) e (2.41). Para aplicar a solução numérica os domínios são truncados em z_{max} e p_{max} . Para evitar efeitos de *aliasing* é usado o critério de Nyquist, $z_{max} \times p_{max} = \pi N$. O valor do incremento ou passo Δz deve satisfazer que $\Delta z \leq \lambda/(2 \text{sen } \theta_{max})$, onde θ_{max} é o maior ângulo de propagação considerado. O incremento Δx é coerentemente escolhido dependendo da extensão do ambiente, e pode ser muito maior que o comprimento de onda [12].

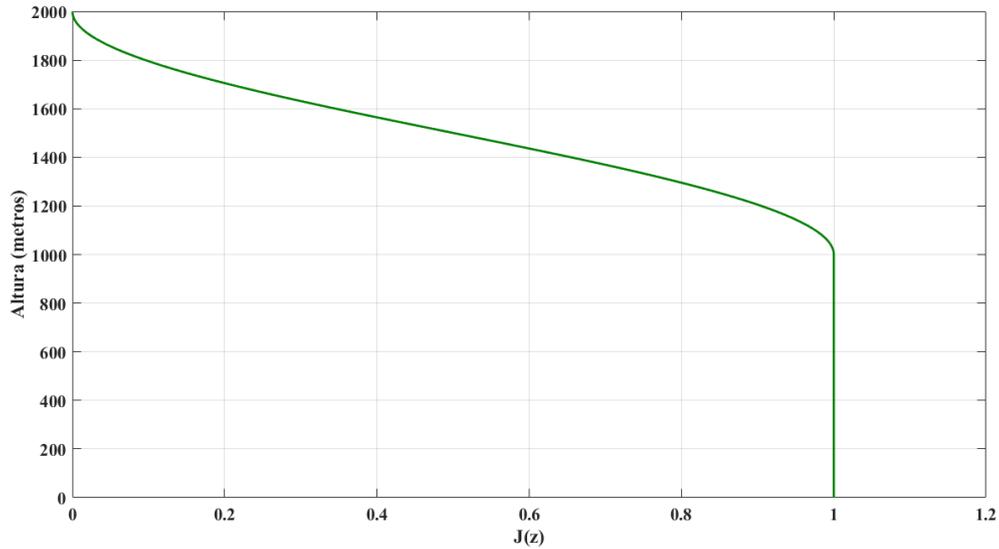


Figura 2.9: Janela de Hanning.

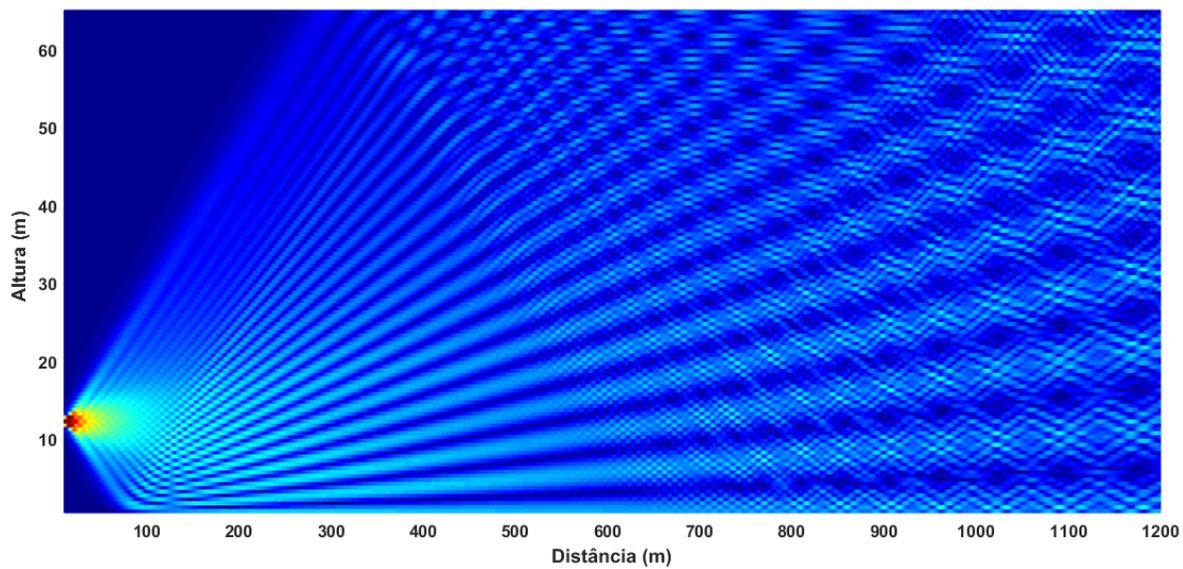
3) Aplicação da janela de Hanning:

Os problemas estudados estão truncados em uma altura limite z_{max} . Isto vai gerar fortes reflexões que vão influenciar negativamente na precisão dos resultados. As reflexões não físicas são removidas mediante o uso de uma camada absorvente [3]. Neste trabalho implementa-se uma janela de Hanning, equacionada da seguinte forma:

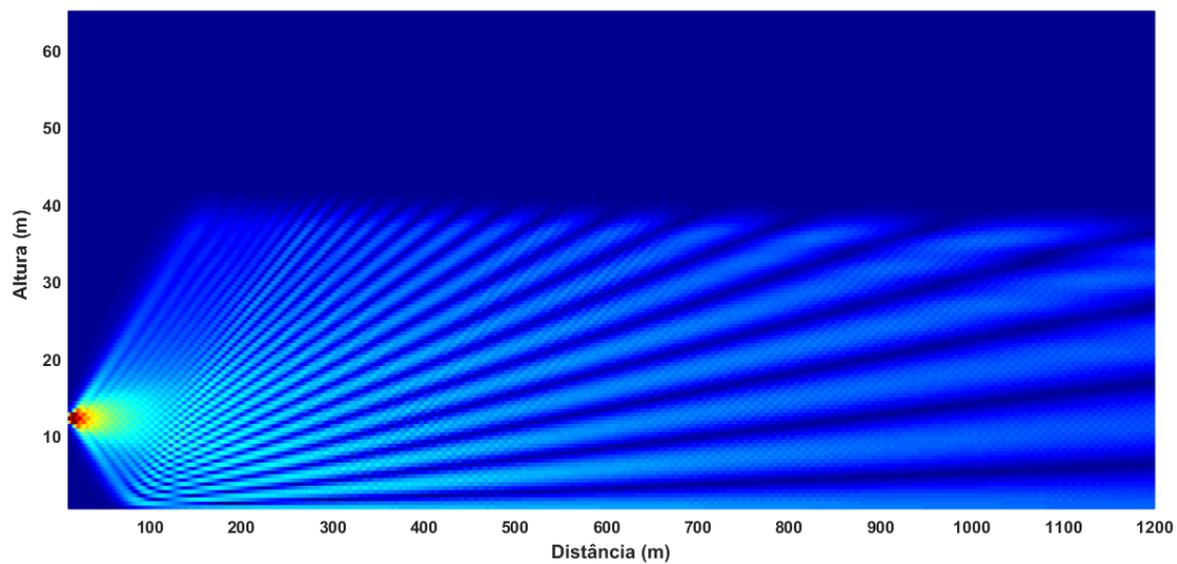
$$J(z) = \frac{1 + \cos\left(\frac{\pi z}{H}\right)}{2}, \quad (2.45)$$

onde H é a largura total da camada absorvente. Matematicamente esta janela garante que $J(0) = 1$ e $J(H) = 0$, ou seja, permite uma atenuação suave. A Figura 2.9 mostra o comportamento da janela de Hanning em função da altura. Note-se que até a metade do domínio vertical (denominado *domínio vertical de interesse*, a partir da explicação dada na Subseção 2.2.1) é conservado um valor constante de 1 (um) e, que como tal, a camada absorvente é implementada na segunda metade.

A comparação entre uso e não uso de uma camada absorvente dentro do algoritmo de SSPE é apresentada na Figura 2.10. Reflexões artificiais geradas pelo não uso da Janela de Hanning podem ser vistas na Figura 2.10a. Nesta figura, evidenciam-se os efeitos indesejados que causam as reflexões não físicas dentro da solução numérica. A Figura 2.10b mostra a atenuação do campo na segunda metade do domínio vertical, devido ao uso adequado da camada absorvente.



(a) SSPE sem aplicar camada absorvente.



(b) SSPE aplicando camada absorvente.

Figura 2.10: Comparação entre uso e não uso de camada absorvente.

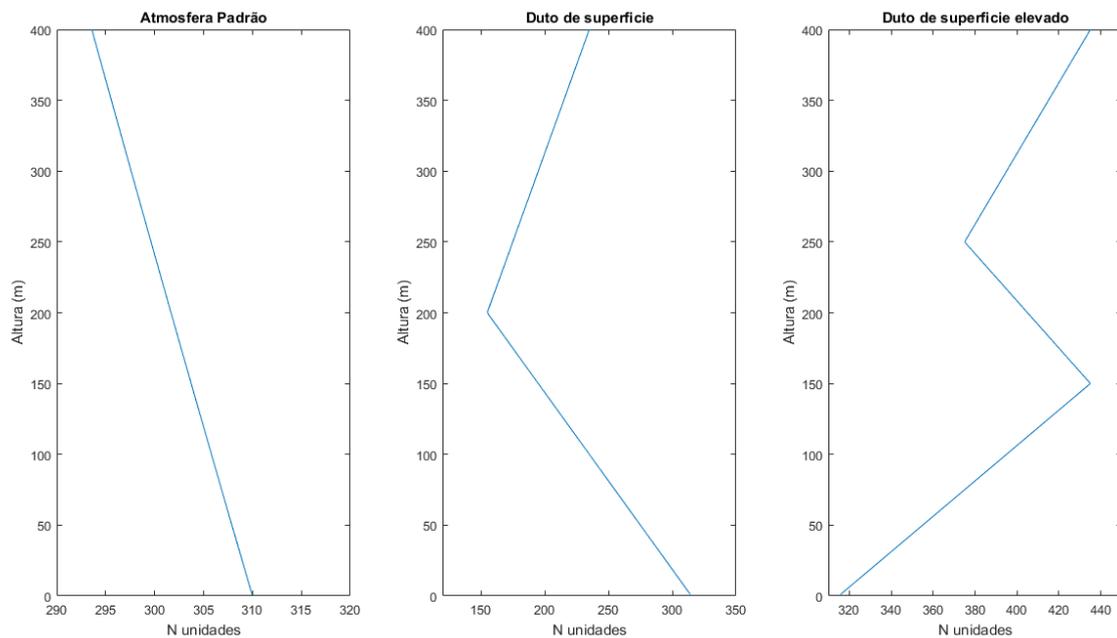


Figura 2.11: Perfis de refratividade.

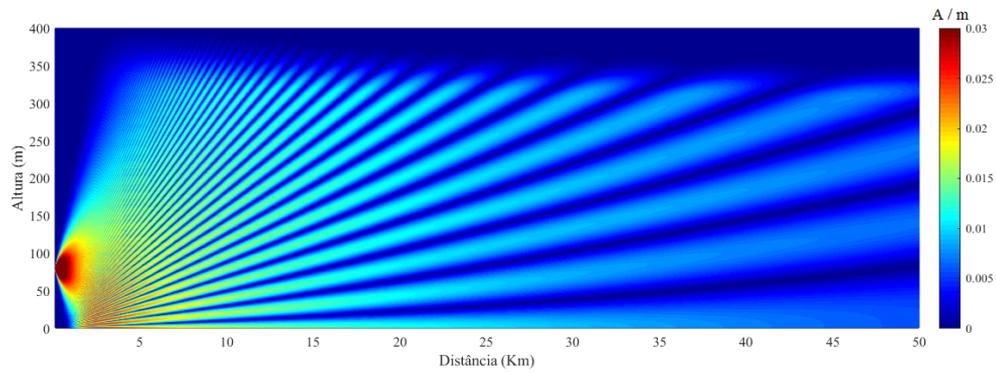
4) Implementação de efeitos atmosféricos:

Três perfis de refratividade dependentes da altitude são modelados, segundo a explicação dada na Subseção 2.2.2. O primeiro modela a atmosfera padrão, o segundo um duto de superfície, e o terceiro representa um duto de superfície elevado. Estes são exibidos na Figura 2.11.

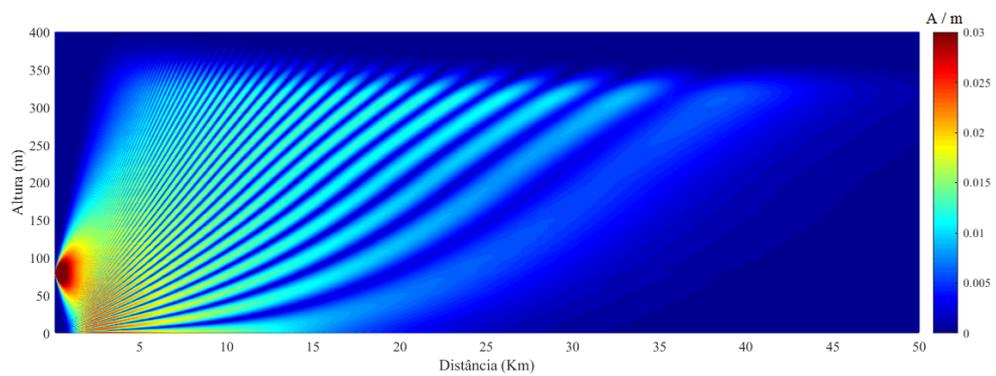
Os perfis de refratividade são incluídos dentro do algoritmo implementado com o propósito de verificar a estabilidade da solução numérica de SSPE quando consideradas as variações atmosféricas.

Dessa forma, obtém-se os perfis de campo apresentados na Figura 2.12. Em geral, é possível observar nela a notável influência dos efeitos da refratividade no cálculo de cobertura radioelétrica.

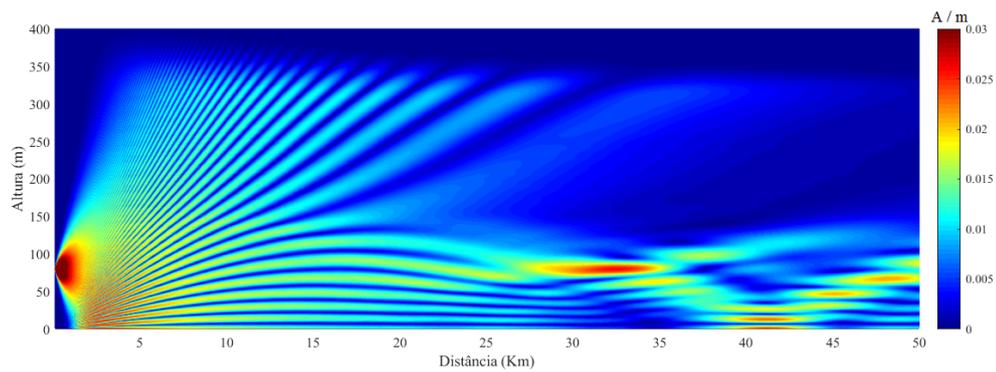
É evidente que a radiopropagação é afetada pelas variações atmosféricas, principalmente por curvar as trajetórias das ondas eletromagnéticas. A Figura 2.12c é um explícito exemplo para visualizar a propagação anômala que é gerada pela presença de um duto troposférico.



(a) Atmosfera padrão.



(b) Duto de superfície.



(c) Duto de superfície elevado.

Figura 2.12: Perfis de campo usando diferentes refratividades.

5) Modelado de Terrenos irregulares:

A solução fornecida pelo método de SSPE resolve problemas de radiopropagação em terrenos planos e não planos. Os terrenos não planos devem ser modelados para serem processados convenientemente pelo algoritmo.

Uma alternativa eficaz para a modelagem de perfis irregulares é o escalonamento do terreno. A Figura 2.13 mostra um perfil Gaussiano computacionalmente escalonado. Para isto, a implementação realizada testa de forma iterativa a altura do terreno em cada passo Δx , para que este seja posteriormente escalonado em concordância com os tamanhos de discretização do problema.

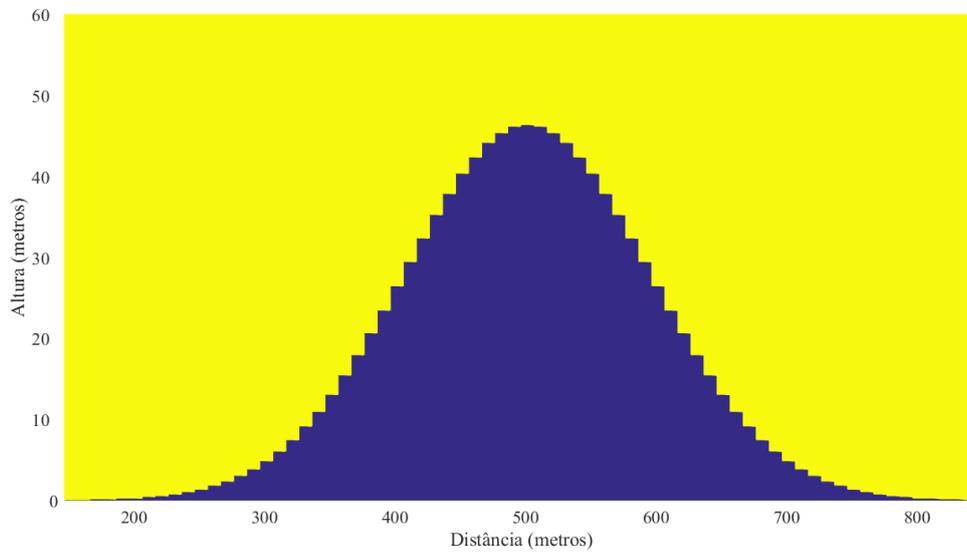
Antes de explicar detalhes da aplicação de SSPE, é importante estabelecer que basicamente os terrenos são escalonados para que a medida que o algoritmo avança, consiga ir modificando o tamanho dos vetores que representam os perfis verticais de campo. Dessa forma, logra-se a coerência matemática dos cálculos feitos.

6) Aplicação da solução numérica de SSPE:

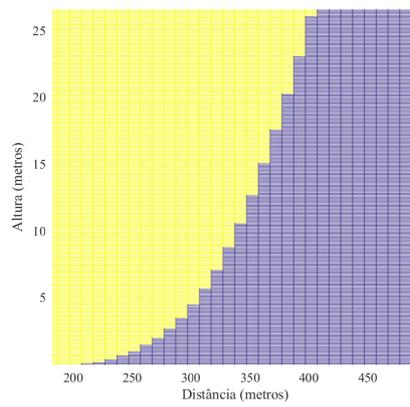
Depois que efeitos atmosféricos e fatores de terrenos são processados para serem interpretados dentro do algoritmo, o método de SSPE é aplicado ao longo do eixo x , partindo desde uma posição x_0 , avançando em passos de Δx , até alcançar uma posição final x_{max} . Isto é feito usando as equações (2.37) e (2.38) de forma iterativa, de acordo com a explicação dada no início desta subseção. Computacionalmente o algoritmo SSPE é implementado para que as duas formas (NAPE e WAPE) rodem simultaneamente.

A Figura 2.14 exhibe os principais aspectos considerados pela solução numérica de SSPE na resolução de problemas de propagação de ondas eletromagnéticas. Adicionalmente, o fluxograma da Figura 2.15 descreve a ordem de execução do algoritmo de SSPE.

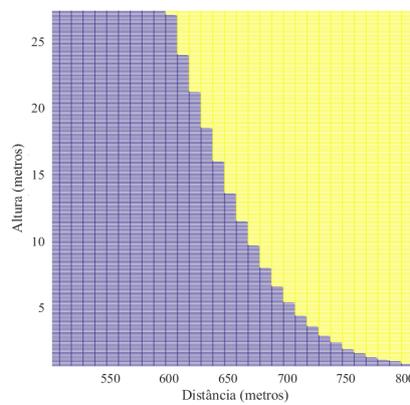
A Tabela 2.1 exhibe os parâmetros de entrada usados para rodar o algoritmo de SSPE, o qual foi implementado computacionalmente em MATLAB R2016a.



(a) Perfil gaussiano escalonado.



(b) Perfil ascendente.



(c) Perfil descendente.

Figura 2.13: Terreno escalonado para aplicar SSPE.

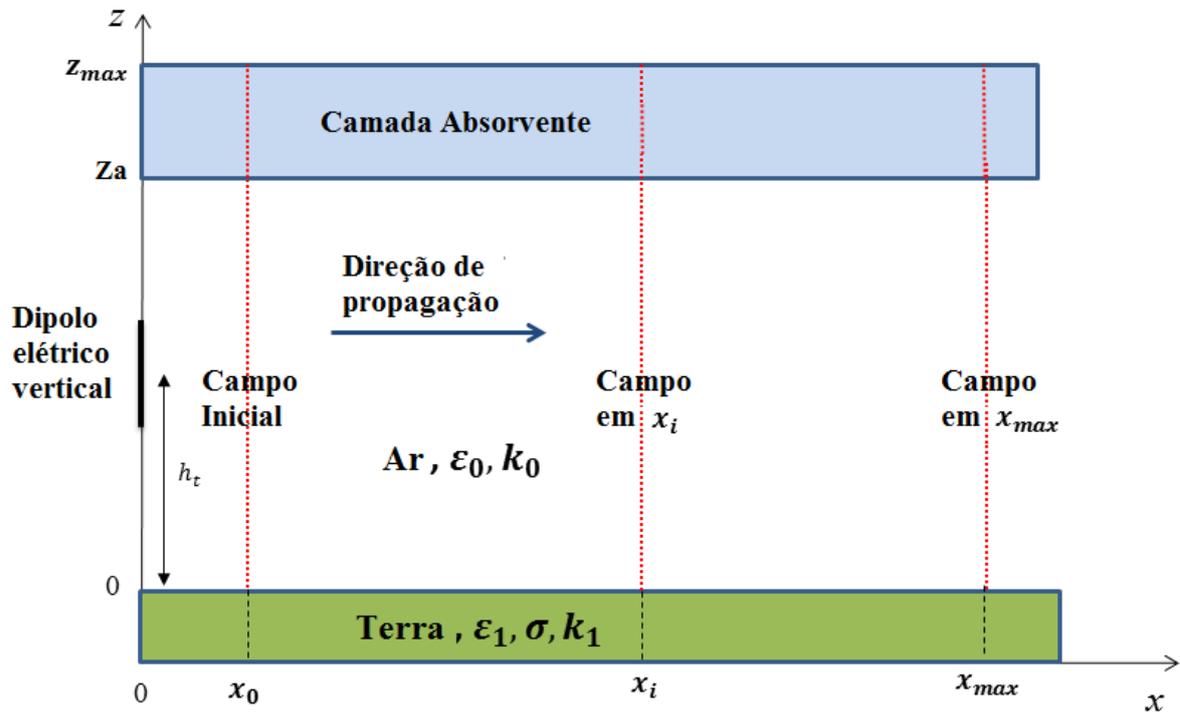


Figura 2.14: Aplicação do método de SSPE.

Tabela 2.1: Parâmetros de entrada usados para aplicar o algoritmo de SSPE

Parâmetros de entrada para aplicar o algoritmo de SSPE
Frequência (f)
Alcance máximo (X_{max})
Altura máxima (Z_{max}).
Tamanho do passo no eixo x (Δx).
Tamanho do passo no eixo z (Δz).
Altura do transmissor ($T_x h$)
Distância de referência para calcular o perfil inicial de campo (d_0)
Ângulo máximo de propagação (α_{max})
Permissividade relativa da superfície do terreno.
Condutividade da superfície do terreno
Conjunto de coordenadas (t_x, t_z) que constroem o perfil de terreno

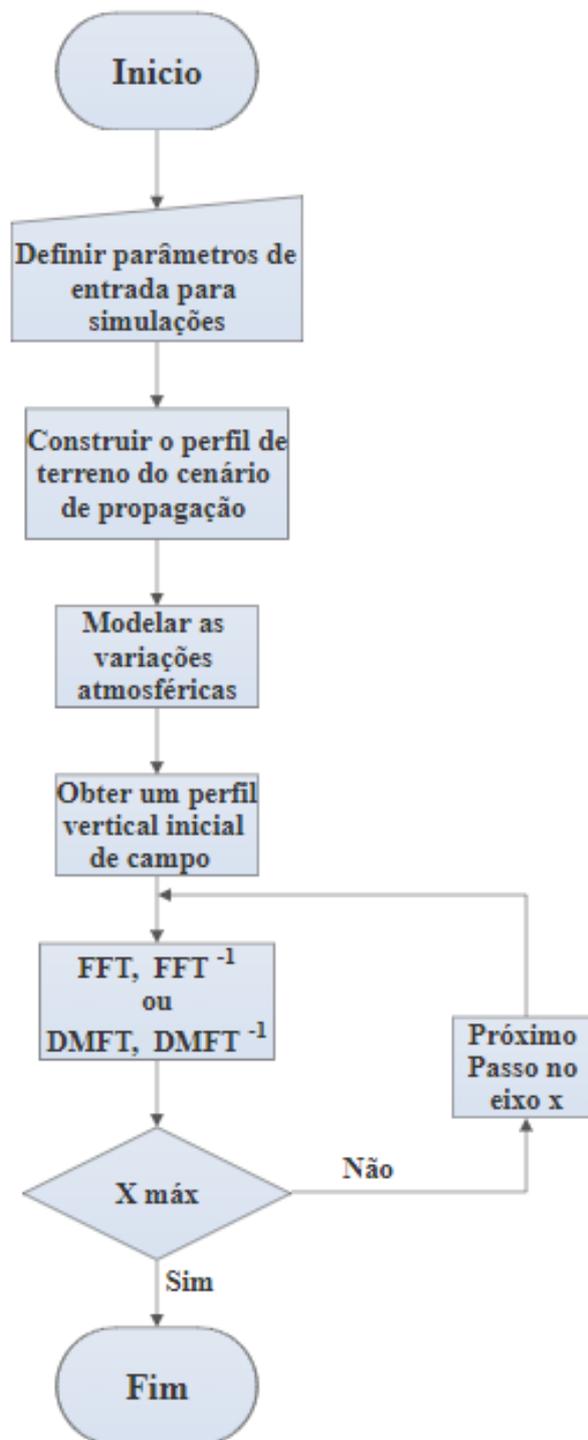


Figura 2.15: Fluxograma de aplicação do algoritmo de SSPE [3].

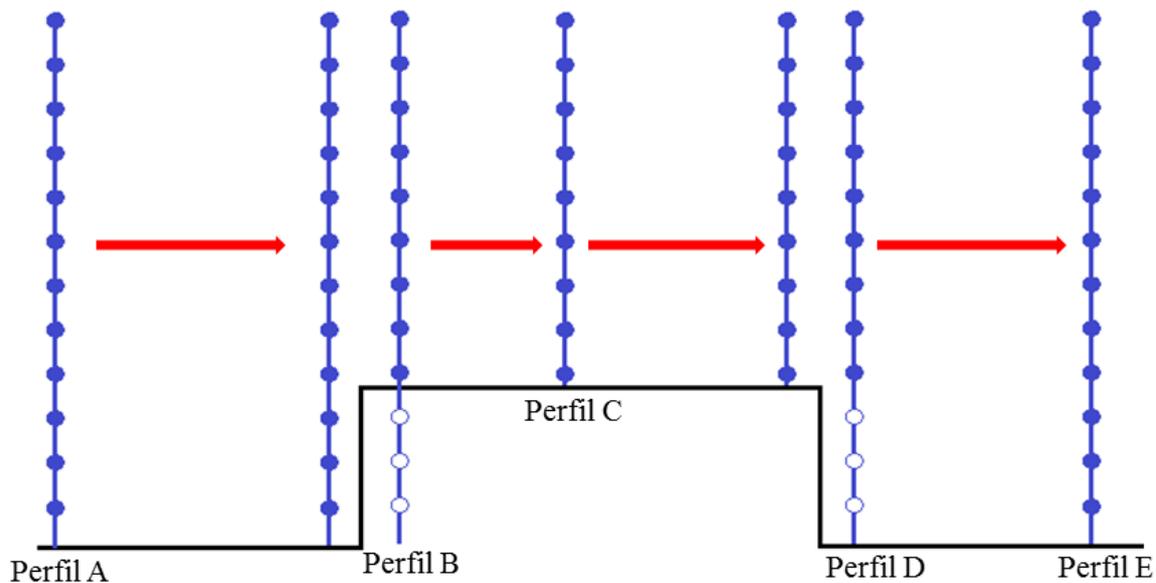


Figura 2.16: Perfil vertical com valores de campo se propagando ao longo de um terreno escalonado.

Quando aplicada a solução numérica de SSPE em terrenos irregulares (previamente escalonados), podem-se apresentar três situações segundo o exibido na Figura 2.16. Ressalta-se que um perfil vertical com valores de campo vai se propagando ao longo do terreno. A seguir, explica-se cada uma das três situações:

- *Segmento de terreno escalonado com altitude constante*

O *perfil A* da figura trata-se de um perfil vertical com valores de campo em uma posição inicial (x_0). É importante lembrar que matematicamente o cálculo da FFT e IFFT (equações (2.41) e (2.42)) dependem do tamanho (número de elementos) dos vetores. Um vetor refere-se a um conjunto vertical de valores de campo. Enquanto o algoritmo de SSPE encontra-se propagando sobre um segmento com altitude constante o tamanho dos respectivos vetores resultantes conserva-se.

- *Degrau ascendente*

É importante estabelecer com clareza que o cálculo de campo é resolvido sobre e acima da superfície dos terrenos (não no interior deles). Em concordância com essa noção tem-se a situação onde o algoritmo encontra-se com um degrau ascendente do terreno escalonado. A primeira ideia clara é que o tamanho do vetor inicial vai mudar. No gráfico é observado que antes do degrau tem-se um vetor do mesmo tamanho que o vetor *Perfil A*, quando esse vetor avança (ou

seja, no seguinte passo) também consegue interceptar o terreno. Nesse caso as posições do vetor que ficam dentro do terreno são preenchidas com zeros, como aprecia-se no *Perfil B*. Dessa forma consegue "subir" o degrau e ficar de novo em um segmento com altitude constante (até encontrar um próximo degrau). Some-se a isto, que já sobre o degrau o perfil vertical com valores de campo é do tamanho do número de posições que estão acima do terreno; isto significa que as posições que ficam abaixo da superfície, e que foram zeradas, não são consideradas nos cálculos. Por isso, é que sobre o degrau propaga-se um perfil vertical de campo (denominado *Perfil C*) de menor tamanho que o vetor inicial de perfil de campo.

- *Degrau descendente*

De acordo com a figura 2.16, observa-se um vetor (denominado *Perfil C*) que vai se propagando até encontrar um degrau descendente. É evidente que nesse instante o vetor tem que mudar o seu tamanho, adicionalmente o algoritmo também deve interpretar que vai "descer" a um segmento de menor altitude. Para isto obtém-se um *Perfil D*. Nele aprecia-se como novas posições são acrescentadas (e preenchidas com zero) na parte inferior do vetor, de modo que seja um conjunto vertical de valores de campo de tamanho coerente com a altura do terreno nessa posição. Finalmente o algoritmo SSPE fica de novo em um segmento com altitude constante, além de propagar um vetor vertical de campo denominado *Perfil E*.

7) Obtenção de valores de campos e atenuação:

O processo iterativo do método de SSPE fornece uma solução completa em todos os pontos dos ambientes estudados. Como resultado obtém-se os valores da função auxiliar de campo $u(x, z)$.

Os casos analisados neste trabalho usam polarização vertical, ou seja, o valor da componente E_z do campo elétrico deve ser calculado. Com base na equação (2.19), é possível encontrar o valor de H_y para cada um dos pontos, onde já são conhecidos os resultados de $u(x, z)$. O valor de E_z é calculado através da relação: $|H_y| = |E_z|/\eta$, onde $\eta = 120\pi \Omega$, e corresponde ao valor da impedância intrínseca no vácuo.

A atenuação correspondente é calculada através da relação entre a potência transmitida P_T e a potência recebida P_R . Logo:

$$A_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_T}{P_R} \right) + G_{T_{dB}} + G_{R_{dB}}, \quad (2.46)$$

onde $G_{T_{dB}}$ é o ganho da antena transmissora e $G_{R_{dB}}$ é o ganho da antena receptora, ambos em dB. Como este trabalho assume polarização vertical, a potência recebida é calculada usando o valor de $|E_z|$ do campo elétrico:

$$P_R = \frac{|E_z|^2}{2\eta} \frac{G_{R_{linear}} \lambda^2}{4\pi}, \quad (2.47)$$

onde $G_{R_{linear}}$ é o ganho da antena receptora.

2.3.3 Implementação da condição do contorno de impedância

Um avanço importante na técnica de SSPE é a introdução da MFT (*Mixed Fourier Transform*), pois permite resolver problemas de propagação de ondas que incluem condições de contorno na superfície [13].

2.3.3.1 Discrete Mixed Fourier Transform (DMFT)

A DMFT é a abordagem discreta do método da MFT, e aplica-se na função auxiliar de campo $u(x, m\Delta z)$, a qual está verticalmente discretizada para $m = 0, 1, 2, \dots, N$. A discretização correspondente e representação no domínio p é dada por [22]:

$$U(x, 0) = A \sum_{m=0}^N r^m u(x, m\Delta z), \quad (2.48)$$

$$U(x, l\Delta p) = A \sum_{m=0}^N u(x, m\Delta z) \left[\alpha_2 \operatorname{sen} \left(\frac{\pi l m}{N} \right) - \frac{\operatorname{sen} \left(\frac{\pi l}{N} \right)}{\Delta z} \cos \left(\frac{\pi l m}{N} \right) \right] \quad (2.49)$$

$$U(x, N\Delta p) = A \sum_{m=0}^N (-r)^{N-m} u(x, m\Delta z), \quad (2.50)$$

para $l = 1, 2, \dots, N - 1$, onde $A = 2(1 - r^2)/[(1 + r^2)(1 - r^{2N})]$. O tamanho de Δp deve satisfazer $\Delta p \Delta z = \pi/N$. Para polarização vertical, $r = \sqrt{1 + (\alpha_2 \Delta z)^2} - \alpha_2 \Delta z$. Nos somatórios das equações (2.48) e (2.50) usa-se um fator ponderado de 0,5 para o primeiro e o último termo ($m = 0$, $m = N$) [13].

Como também trata-se de um processo iterativo, que é ajustado à solução numérica de SSPE, a DMFT no próximo passo, ou seja em $x + \Delta x$, é obtida como segue:

$$U(x + \Delta x, 0) = \exp \left[\frac{j\Delta x}{2k_0} \left(\frac{\log r}{\Delta z} \right)^2 \right] U(x, 0), \quad (2.51)$$

$$U(x + \Delta x, l\Delta p) = \exp \left[j\Delta x (\sqrt{k_0^2 - (l\Delta p)^2} - k_0) \right] U(x, l\Delta p), \quad (2.52)$$

$$U(x + \Delta x, N\Delta p) = \exp \left[\frac{j\Delta x}{2k_0} \left(\frac{\log(-r)}{\Delta z} \right)^2 \right] U(x, N\Delta p). \quad (2.53)$$

Para encontrar $u(x + \Delta x, m\Delta z)$, aplica-se a inversa DMFT [6]:

$$u(x + \Delta x, m\Delta z) = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^N U(x + \Delta x, l\Delta p) \frac{\alpha_2 \operatorname{sen} \left(\frac{\pi i m}{N} \right) - \frac{\operatorname{sen} \left(\frac{\pi i}{N} \right)}{\Delta z} \cos \left(\frac{\pi i m}{N} \right)}{\alpha_2^2 + \left[\frac{\operatorname{sen} \left(\frac{\pi i}{N} \right)}{\Delta z} \right]^2} \quad (2.54)$$

$$+ U(x + \Delta x, 0)r^m + U(x + \Delta x, N\Delta p)(-r)^{N-m}.$$

Portanto, quando analisados problemas de propagação com condições de contorno na superfície um algoritmo DMFT-SSPE é utilizado. A DMFT é implementada dentro da abordagem do algoritmo de SSPE do modo seguinte:

- O perfil vertical de campo inicial é calculado em uma posição x_0 , ou seja, $u(x_0, m\Delta z)$ é conhecido.
- Os terrenos são escalonados, caso sejam irregulares.
- A DMFT é aplicada usando as equações (2.48) - (2.50) e o valor de α_2 . Dessa forma, $U(x)$ é obtido.
- No próximo passo, ou seja em $x + \Delta x$, $U(x + \Delta x)$ é obtido desde $U(x)$ usando as equações (2.51) - (2.53).
- Finalmente, em $x + \Delta x$ a inversa DMFT é aplicada usando a equação (2.54). Dessa forma, obtém-se $u(x + \Delta x)$.

2.4 Estudo de casos com terra plana

Terra plana e efeitos atmosféricos

Neste primeiro caso de estudo, demonstra-se a aplicabilidade da solução numérica fornecida pelo método de SSPE para análise de radiopropagação em ambientes que consideram variações atmosféricas. A Figura 2.17 mostra a situação analisada. Trata-se de um terreno plano, caracterizado como condutor elétrico perfeito. A presença da atmosfera padrão é considerada e o índice de refração é modelado como segue:

$$n(z) = N(z) \times 10^{-6} + 1, \quad (2.55)$$

onde,

$$N(z) = -40z + 304. \quad (2.56)$$

A equação (2.56) modela a refratividade, dependendo da altura z , e é utilizada em casos práticos para pontos situados nos primeiros quilômetros de altitude. O propósito deste caso é visualizar o efeito da atmosfera no sinal recebido ao longo do caminho de propagação.

O caso é estudado para polarização vertical e as simulações são feitas para uma frequência do sinal de 200 MHz. Um dipolo infinitesimal com altura de 25 metros é usado como transmissor, e um receptor com altura fixa $h_r = 50$ metros é deslocado ao longo do eixo x , desde 50 até 500 metros. Assim, a atenuação do sinal é estimada nos pontos de recepção.

Como referência, pretende-se comparar os presentes resultados com aqueles obtidos em [4] com formulação FDTD de alta ordem. Na simulação do algoritmo de SSPE, usou-se $\Delta x = 10$ m e $\Delta z = 0,866$ m, de acordo com os critérios de discretiza-

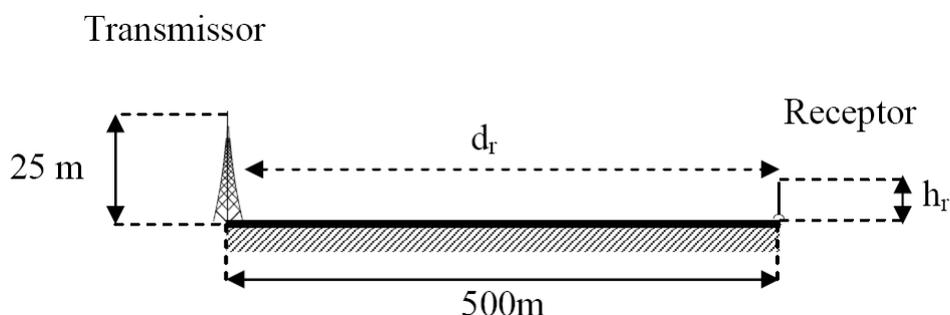


Figura 2.17: Modelo de Terra plana para cálculo de campo considerando variação atmosférica [4].

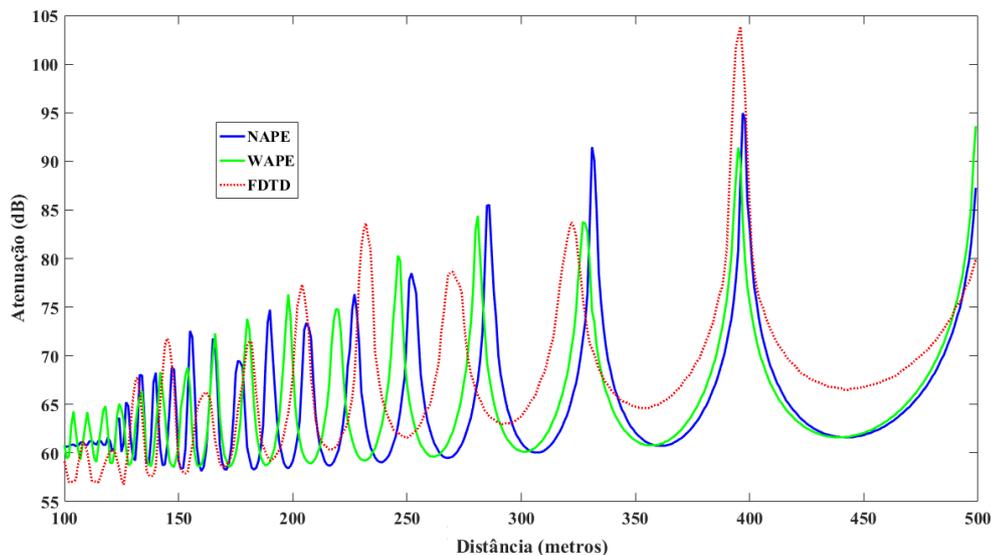


Figura 2.18: Atenuação em atmosfera padrão sobre Terra plana para $f=200\text{MHz}$.

ção. O algoritmo gerou resultados simultâneos para as duas soluções: NAPE e WAPE. Os valores de referência foram extraídos de [4] utilizando a ferramenta computacional *WebPlotDigitizer* disponível na internet.

A Figura 2.18 mostra os resultados obtidos. Nela observa-se coerência de WAPE e NAPE com a referência. Além disso, os resultados obtidos com NAPE e WAPE são avaliados estatisticamente calculando o erro médio absoluto e o desvio padrão com relação ao resultado fornecido pela referência usada, ou seja, a formulação FDTD (ver Tabela 2.2). É válido ressaltar que um melhor resultado observa-se nas estatísticas do erro da forma WAPE. Isto ocorre porque o estudo de caso analisa resultados de cobertura radioelétrica em curto alcance.

Tabela 2.2: Estatística do erro para o caso de terra plana com variação atmosférica.

Modelo	Erro Médio Absoluto (dB)		Desvio Padrão (dB)	
	NAPE	WAPE	NAPE	WAPE
FDTD	5,92	5,68	5,01	4,50

Terra plana com perdas no solo

A situação estudada neste segundo caso é mostrada na Figura 2.19. Trata-se de um terreno plano com perdas, cujas propriedades elétricas são $\epsilon_r = 15$ e $\sigma = 0,012 \text{ S/m}$.

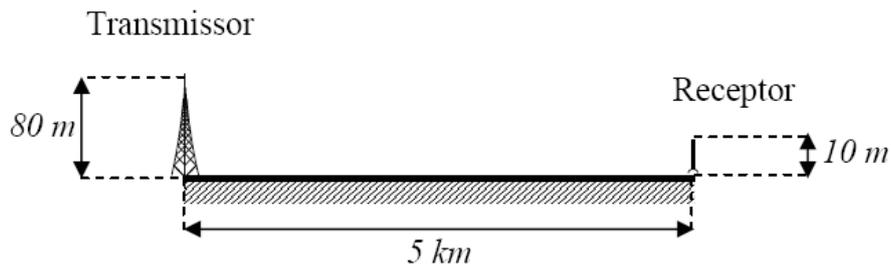


Figura 2.19: Modelo Terra plana [4].

O propósito é demonstrar a aplicabilidade do algoritmo DMFT-SSPE para analisar problemas de propagação em cenários com perdas no solo.

As simulações consideram polarização vertical e atmosfera homogênea. O perfil vertical de campo inicial é calculado através da equação (2.41), sendo o transmissor um dipolo elétrico vertical localizado no início do terreno com altura de 80 m e irradiando em 100 MHz. Um receptor com altura fixa $h_r = 10$ m é deslocado ao longo do eixo x , desde 100 até 5000 metros.

A atenuação estimada ao longo do terreno é mostrada na Figura 2.20. Os resultados de NAPE e WAPE são comparados com uma solução analítica gerada pelo Modelo Terra Plana [23] e com outras soluções numéricas: EFIE (*Electric Field Integral Equation*) e MFIE (*Magnetic Field Integral Equation*), cujos resultados foram obtidos em [24]. De acordo com os critérios de discretização do método de SSPE, os cálculos usaram $\Delta x = 10$ m e $\Delta z = 1,7321$ m.

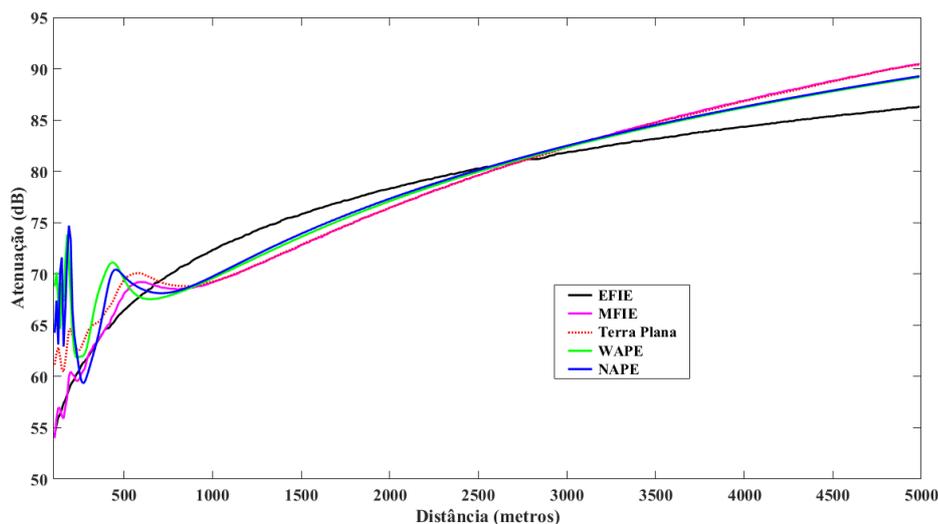


Figura 2.20: Atenuação sobre Terra plana com perdas para polarização vertical em 100 MHz.

A estatística do erro é calculada usando como referência os resultados obtidos através da solução numérica de Modelo de Terra Plana. A Tabela 2.3 apresenta a estatística do erro das diversas técnicas em relação à referência.

Tabela 2.3: Estatística do erro para o caso de terra plana com perdas no solo.

	Erro Médio Absoluto (dB)	Desvio padrão (dB)
MFIE	0,33	0,89
EFIE	2,17	1,21
NAPE	0,89	1,26
WAPE	0,87	1,31

2.5 Conclusões parciais

No início deste capítulo a equação parabólica no domínio da frequência foi deduzida a partir das equações de Maxwell; assim, o modelo PE foi apresentado com o objetivo de abordar e resolver problemas de radiopropagação.

O foco de maior importância foi expor o algoritmo de SSPE como a solução numérica do modelo PE. O método de SSPE estabeleceu duas formas, NAPE e WAPE. As duas soluções foram testadas e avaliadas em dois casos canônicos. Resultados de NAPE e WAPE obtêm-se simultaneamente, e sempre são mostrados e confrontados nos diferentes testes, canônicos ou práticos, realizados ao longo do presente trabalho.

Ressalta-se que efeitos tais como, variações atmosféricas, terrenos irregulares e caracterização eletromagnética das superfícies são considerados dentro da abordagem de solução numérica do SSPE. No decorrer deste capítulo descreveu-se a modelagem computacional das condições realísticas dos ambientes, isto deve ser feito para serem incluídas e interpretadas pelo algoritmo DMFT-SSPE.

Capítulo 3

Simulação e Resultados

O presente capítulo apresenta os resultados obtidos a partir da implementação computacional do método de SSPE, segundo a formulação e os detalhes descritos no capítulo anterior. O algoritmo de DMFT-SSPE é usado para prever atenuação em um problema canônico de cunha com perdas e em dois perfis de terrenos reais. Os correspondentes parâmetros de simulação são especificados em cada caso de estudo.

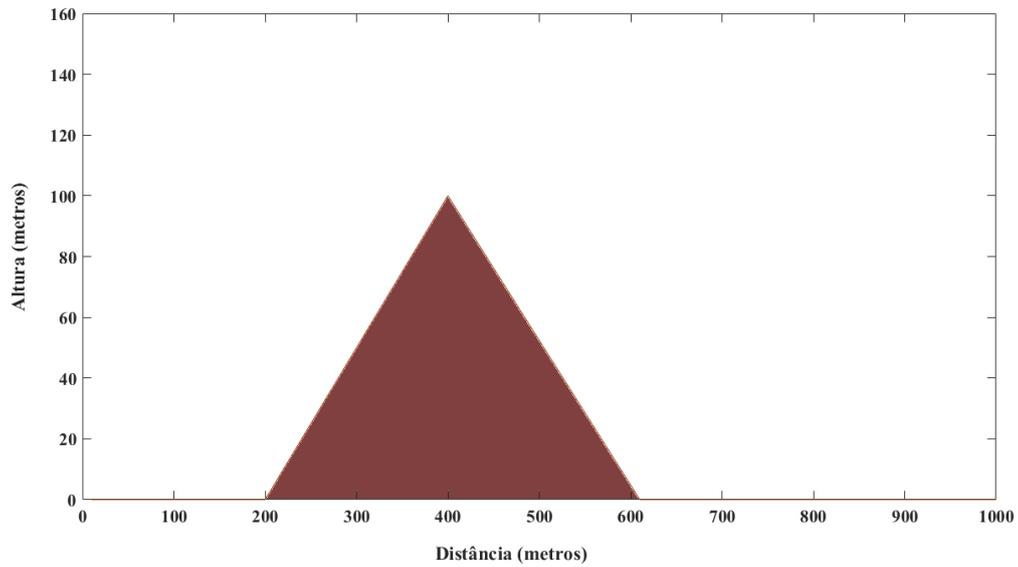
Gráficos com resultados de atenuação ao longo do caminho de propagação são exibidos. Inicialmente, estes permitem uma comparação visual dos resultados das diversas técnicas em relação com as medições. Finalmente, os resultados obtidos são avaliados via estatística do erro. Some-se a isto que uma comparação de tempo de processamento das diferentes soluções é feita em cada situação analisada.

3.1 Relevo cunha

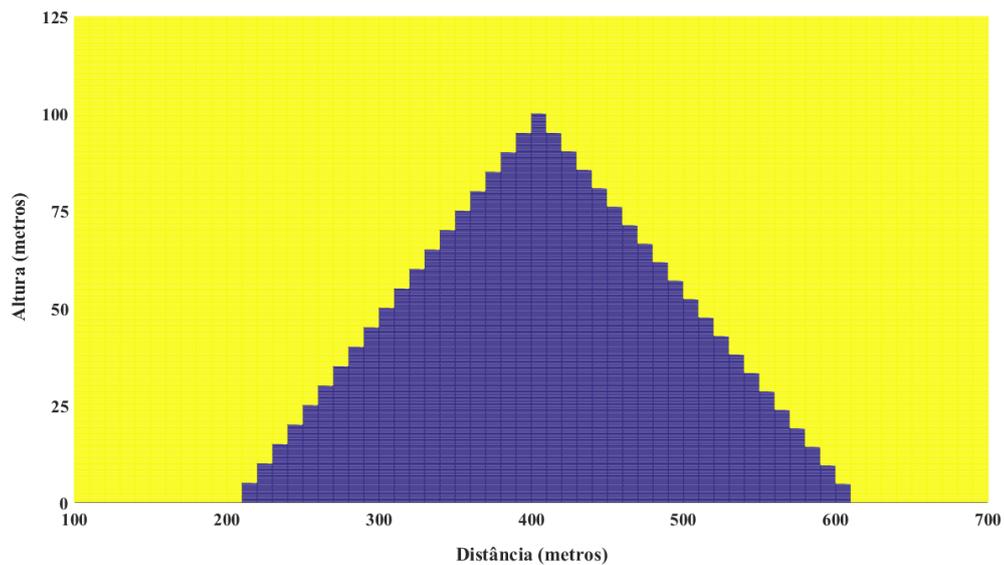
A Figura 3.1a mostra a situação analisada neste caso canônico. O principal propósito é demonstrar a aplicabilidade do escalonamento de terrenos em problemas de propagação que incluem perfis de terrenos irregulares. A cunha escalonada pode-se apreciar na Figura 3.1b. Além disso, também deseja-se verificar a aplicabilidade do algoritmo DMFT-SSPE.

O ambiente estudado tem uma extensão de 1 km. A cunha encontra-se centrada em 400 m e sua altura máxima é de 100 m; a caracterização eletromagnética da superfície do terreno usou os seguintes parâmetros de terra padrão: $\epsilon_r = 15$ e $\sigma = 0,012 S/m$.

As simulações utilizaram um dipolo elétrico vertical com 80 metros de altura e irradiando em 400 MHz. Pontos de recepção com 3 metros de altura sobre a superfície foram definidos ao longo do terreno. O problema foi discretizado com passos de $\Delta x = 10$ m e $\Delta z = 0,3808$ m, e verticalmente limitado em $z_{max} = 500$ m. A atenuação



(a) Cenário de cunha com perdas.



(b) Cunha escalonada.

Figura 3.1: Cenário e escalonamento de cunha com perdas.

é calculada em cada ponto de recepção, dessa forma obtém-se resultados via NAPE e WAPE.

Um caso similar com cunha foi analisado em [4], com a discrepância que a região compreendida entre 610 e 900 metros é simulada como água salgada, ou seja, que o ambiente em geral trata-se de um cenário misto. O algoritmo de DMFT-SSPE apresentou instabilidade numérica quando foi aplicado nesse cenário. Além do mais, os resultados de FDTD do caso tratado por Cláudio Garcia [4] foram usados para avaliar

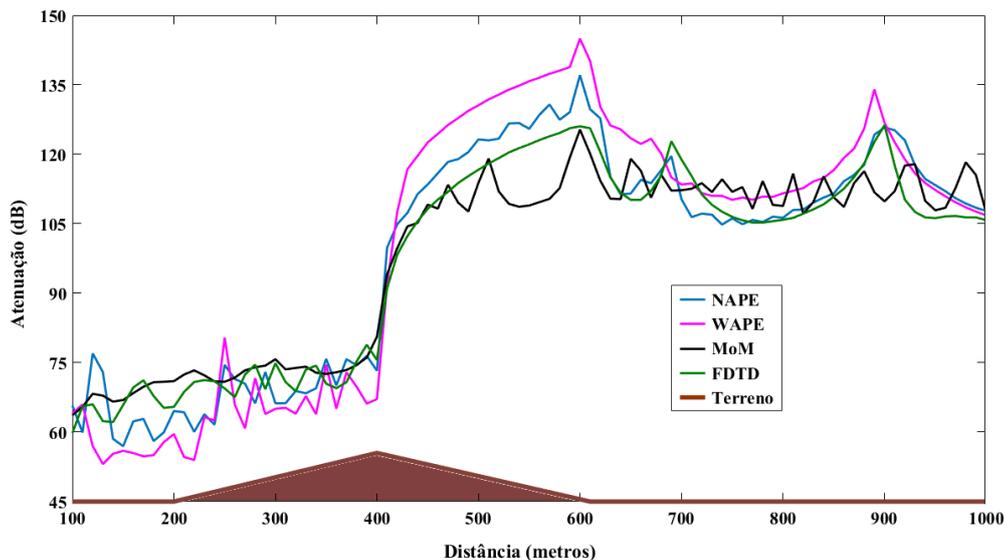


Figura 3.2: Atenuação em cunha com perdas.

a atenuação obtida com WAPE e NAPE na cunha da Figura 3.1a. As correspondentes curvas de atenuação são visualizadas na Figura 3.2. Um estudo comparativo é feito para avaliar os resultados de NAPE e WAPE com aqueles obtidos através da técnica de MoM em [25] e com formulação FDTD de alta ordem em [4].

A Tabela 3.1 mostra a estatística do erro aplicado aos resultados, usando como referencia a técnica de MoM [26]. Também é exibida uma comparação de tempo total de simulação. Com base nas comparações, é válido ressaltar a eficiência em tempo que garante o algoritmo de DMFT-SSPE em relação com a oferecida pela técnica de FDTD. Embora os resultados não sejam comparados em situações totalmente idênticas, o presente estudo de caso permite concluir que o algoritmo de SSPE, como solução numérica do modelo PE, é uma alternativa que garante uma convergência razoável de resultados, sendo mais rápida em tempo de processamento computacional quando comparado com outras técnicas como FDTD ou MoM.

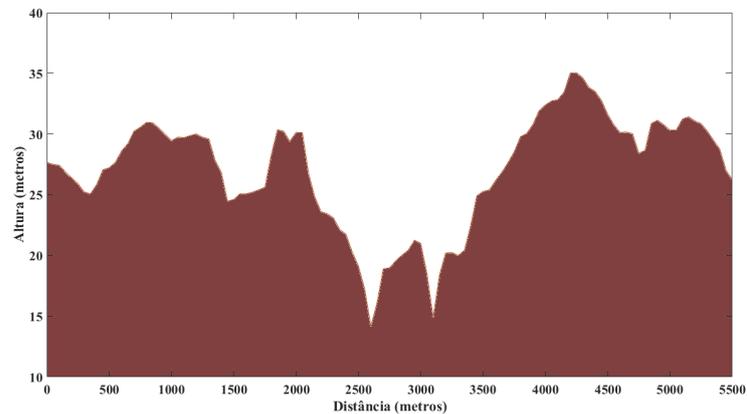
Tabela 3.1: Estatística do erro para o caso de cunha com perdas.

	Erro Médio Absoluto (dB)	Desvio padrão (dB)	Tempo
FDTD	4,70	3,81	723 minutos
NAPE	7,62	4,95	20,18 segundos
WAPE	10,14	7,32	20,18 segundos

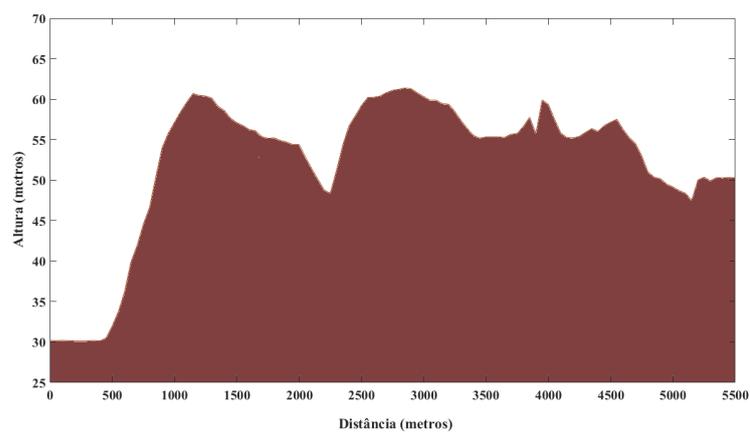
3.2 Cenários realísticos

Este caso prático está baseado na campanha de medição realizada em Northern Jutland perto de Aalborg, Dinamarca, onde medições foram realizadas por Hviid *et al.* em [27]. Dois ambientes denominados Jerslev e Mjels são analisados, apresentam perfis irregulares com regiões rurais, árvores e algumas construções, e possuem aproximadamente 5,5 km de extensão. Os perfis dos terrenos foram obtidos através de mapas digitais com resolução de 50 m [4], na figura 3.3 são exibidos.

A campanha de medição usou como transmissor um dipolo de meia-onda com altura 10,4 m, com polarização vertical e irradiando 10 W. Utilizou-se uma frequência do sinal de 144 MHz. Ao longo dos terrenos uma estação receptora com 2,4 m de altura registrou a intensidade de campo elétrico.



(a) Perfil de Jerslev.



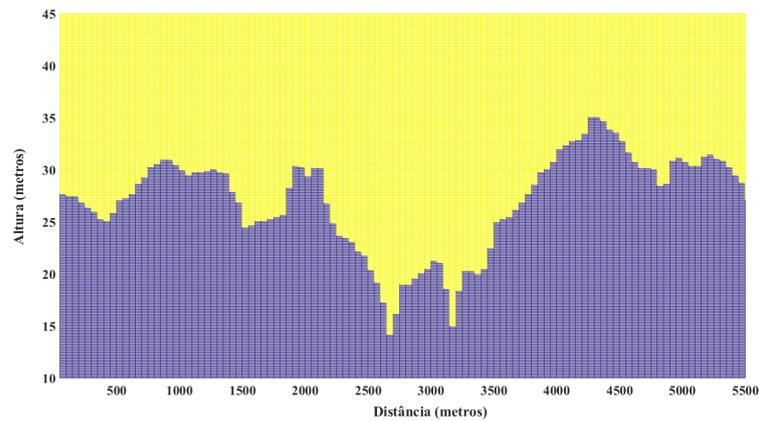
(b) Perfil de Mjels.

Figura 3.3: Perfis de terreno do caso prático da Dinamarca.

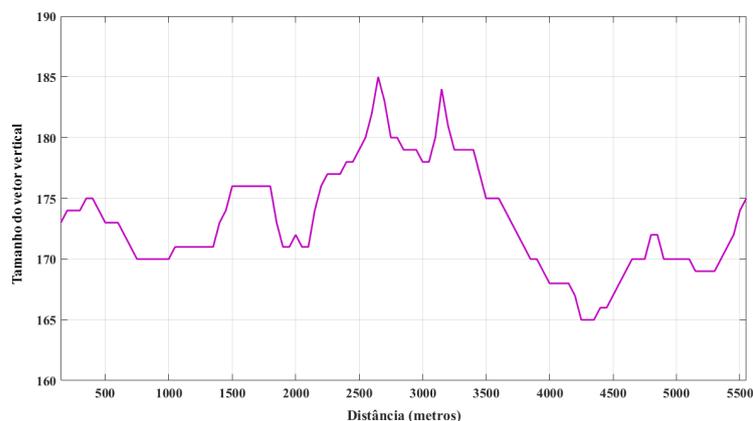
Os parâmetros de simulação utilizados foram iguais para ambos os perfis; e o principal objetivo em cada situação é avaliar os resultados de WAPE e NAPE através de um estudo comparativo com outras soluções numéricas, e em relação com as medidas.

Para obter os resultados do método de SSPE utilizou-se os seguintes parâmetros de simulação: ambos os perfis usaram as propriedades elétricas para solo padrão $\epsilon_r = 15$ e $\sigma = 0,012$ S/m na caracterização do solo [20]. De acordo com os critérios de discretização, valores de $\Delta x = 50$ m e $\Delta z = 1$ m foram usados. Para limitar o domínio vertical definiu-se uma $z_{max} = 200$ m.

Como o algoritmo DMFT-SSPE é aplicado em perfis irregulares, e com base nos aspectos mais relevantes para a abordagem numérica de SSPE, nas Figuras 3.4 e 3.5 apresentam-se os perfis escalonados e a variação do tamanho do vetor vertical de campo ao longo do terreno.

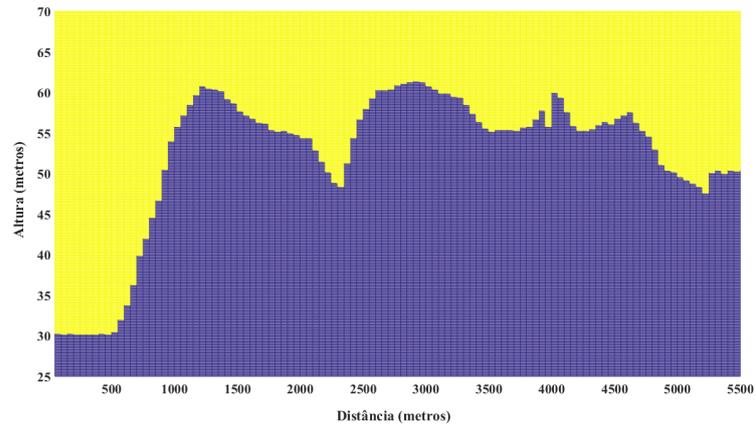


(a) Perfil de Jerslev escalonado.

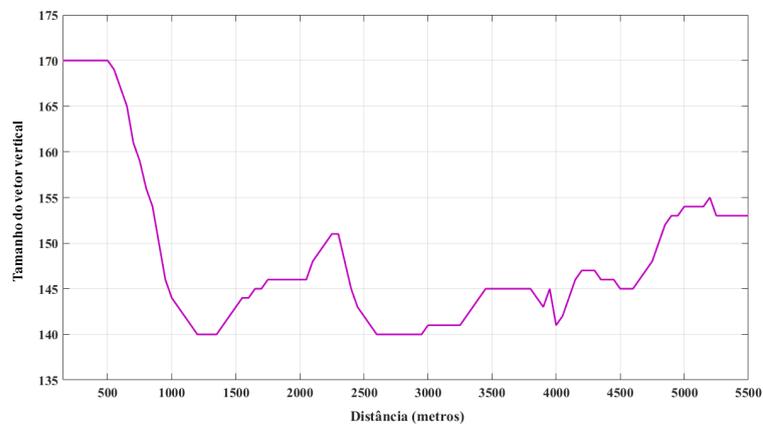


(b) Variação do tamanho do vetor vertical de campo ao longo do perfil de Jerslev.

Figura 3.4: Escalonamento e variação do tamanho do vetor vertical de campo no perfil de Jerslev.



(a) Perfil de Mjels escalonado.

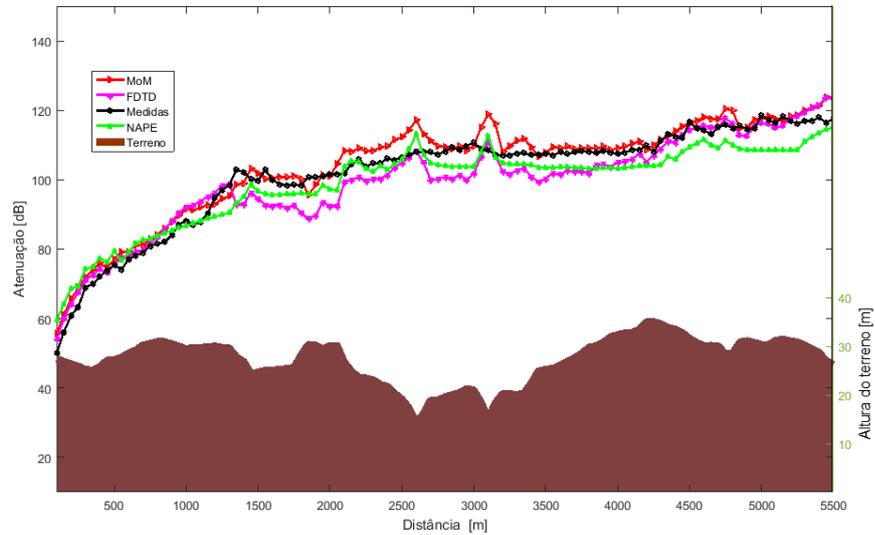


(b) Variação do tamanho do vetor vertical de campo ao longo do perfil de Mjels.

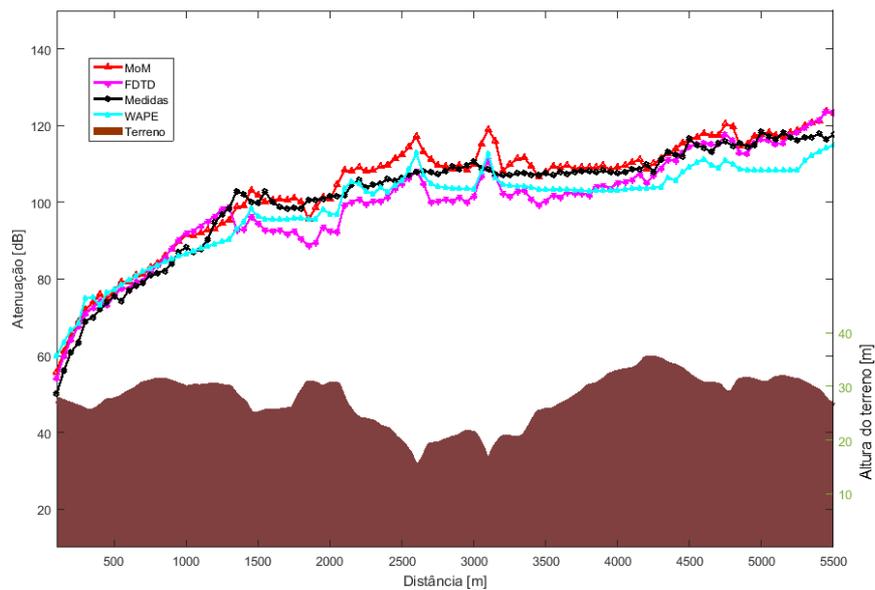
Figura 3.5: Escalonamento e variação do tamanho do vetor vertical de campo no perfil de Mjels.

Lembra-se que o principal propósito de escalonar os terrenos é ir mudando o tamanho dos vetores verticais de campo, para que quando aplicadas a FFT e a IFFT ao longo do caminho de propagação, exista um correto uso das transformadas nos cálculos feitos. Considerando o ponto mais baixo de cada perfil, o tamanho máximo do vetor vertical de campo para o perfil de Jerslev é de 185, e para o perfil de Mjels de 170.

As Figuras 3.6 e 3.7 exibem a atenuação medida, a estimacão obtida pelo MoM e a técnica de FDTD, e os resultados obtidos via NAPE e WAPE ao longo de cada perfil de terreno. Os valores para MoM e FDTD foram extraídos de [4] utilizando a ferramenta computacional *WebPlotDigitizer* disponível na internet. Visualmente  possível afirmar que as curvas das diferentes soluoes numéricas apresentam um com-



(a) Atenuação obtida com formulação NAPE.

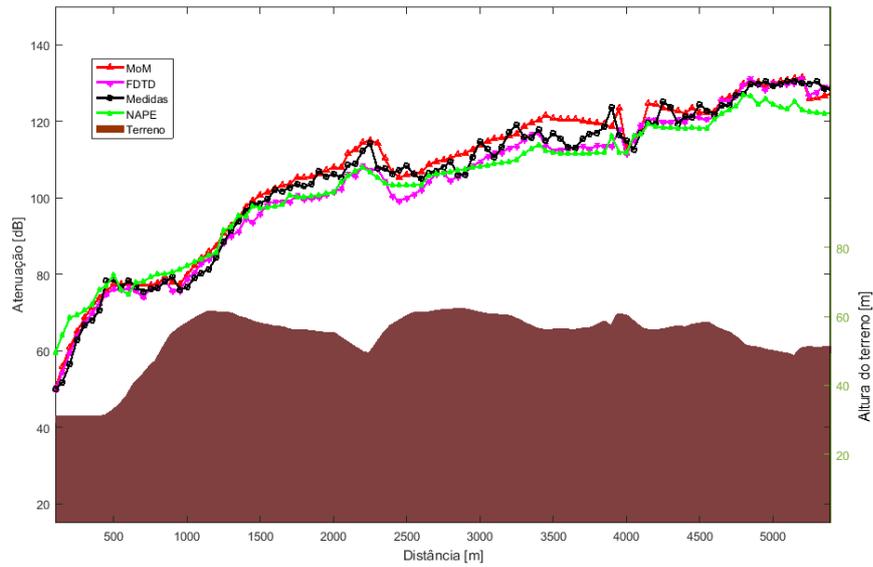


(b) Atenuação obtida com formulação WAPE.

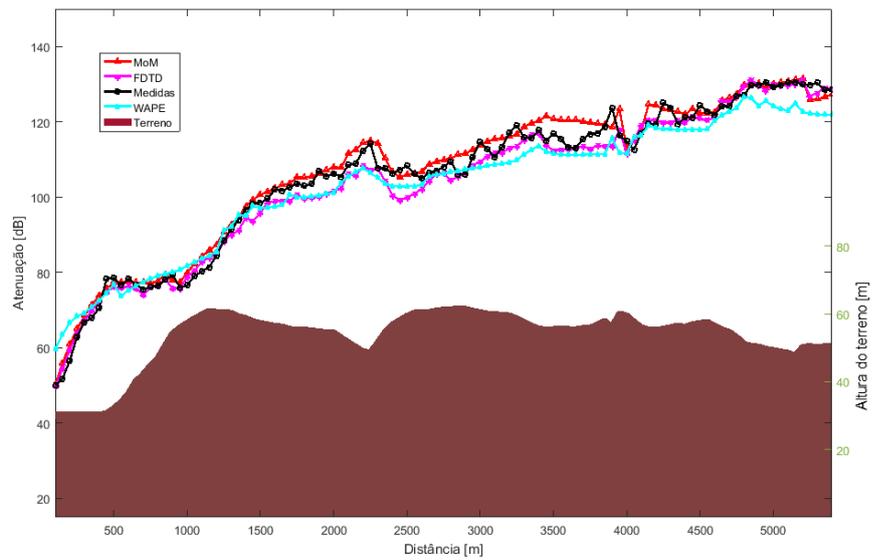
Figura 3.6: Atenuação ao longo do perfil de Jerslev.

portamento semelhante entre si. Adicionalmente, é notável a coerente precisão com as medidas para ambos os casos.

Os resultados para NAPE e WAPE são quase idênticos, devido a que os pontos de recepção estão muito próximos da superfície do terreno, além disso, o estudo é feito para um ambiente de longo alcance, condições idôneas para que a faixa angular de



(a) Atenuação obtida com formulação NAPE.



(b) Atenuação obtida com formulação WAPE.

Figura 3.7: Atenuação ao longo do perfil de Mjels.

propagação conserve valores pequenos. Dentro desta linha, é conveniente lembrar que a formulação WAPE é exclusiva para melhorar a precisão do algoritmo de SSPE em situações críticas, onde a faixa angular seja maior a 15° . Os resultados de WAPE e NAPE são apresentados em gráficos separados para que sejam visualizados com clareza.

Tabela 3.2: Estatística do erro para o caso de Jerslev.

	Erro Médio Absoluto (dB)	Desvio padrão (dB)	Tempo
MoM	2,95	1,98	6,9 horas
FDTD	3,96	2,79	50,3 horas
NAPE	4,21	2,31	31,72 segundos
WAPE	4,29	2,35	31,72 segundos

Tabela 3.3: Estatística do erro para o caso de Mjels.

	Erro Médio Absoluto (dB)	Desvio padrão (dB)	Tempo
MoM	2,48	1,69	6,4 horas
FDTD	2,32	1,96	48,1 horas
NAPE	3,85	2,46	28,64 segundos
WAPE	3,89	2,41	28,64 segundos

As Tabelas 3.2 e 3.3 mostram as estatísticas do erro, respectivamente, para cada caso. Em ambos os perfis as medições foram a referência usada para o cálculo do erro médio absoluto e o desvio padrão. Analisando as tabelas é possível corroborar o que visualmente foi apreciado, as técnicas numéricas apresentam resultados semelhantes entre si, e os resultados de WAPE e NAPE fornecem uma solução quase similar em ambas as situações. Adicionalmente à comparação baseada na estatística, as tabelas exibem para cada caso uma comparação de eficiência computacional, expondo o tempo de processamento para obter resultados com cada uma das técnicas. A aplicação do algoritmo de SSPE nestes cenários realísticos, permite concluir novamente que a solução numérica do modelo PE apresenta-se como uma alternativa que garante uma convergência razoável de resultados, além de apresentar notável eficiência computacional em relação a outras abordagens numéricas.

O propósito da Figura 3.8 é visualizar algumas diferenças entre os perfis de campo elétrico obtidos tanto com formulação WAPE quanto com NAPE para o ambiente de Mjels, quando comparados em todo o cenário. A maior vantagem dos gráficos exibidos é que mostram a solução para o campo em todos os pontos do ambiente. De acordo com o apresentado na Figura 3.8a e Figura 3.8b, pode-se apreciar certas diferenças nos resultados de NAPE e WAPE, identificando discrepâncias a partir de determinada altura. Ressalta-se que o cálculo de campo em alturas consideráveis sugere situações de ângulos de propagação ou de elevação maiores a 15° . A análise desta situação poderia ser ainda mais crítica se o problema é truncado em uma posição de curto alcance em relação ao transmissor.

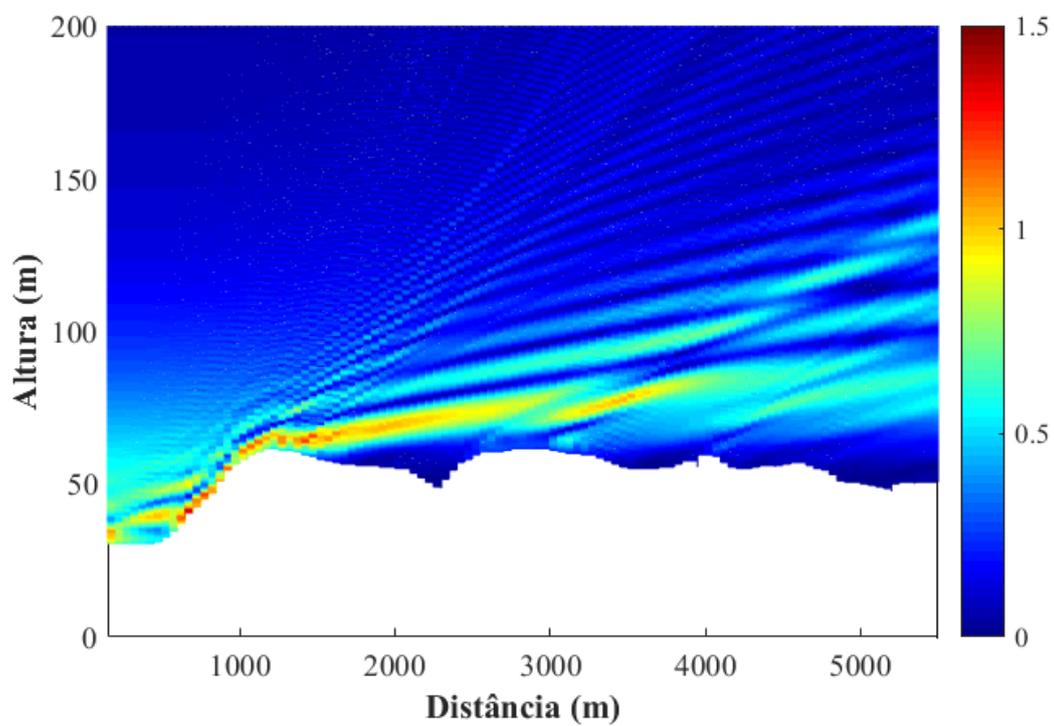
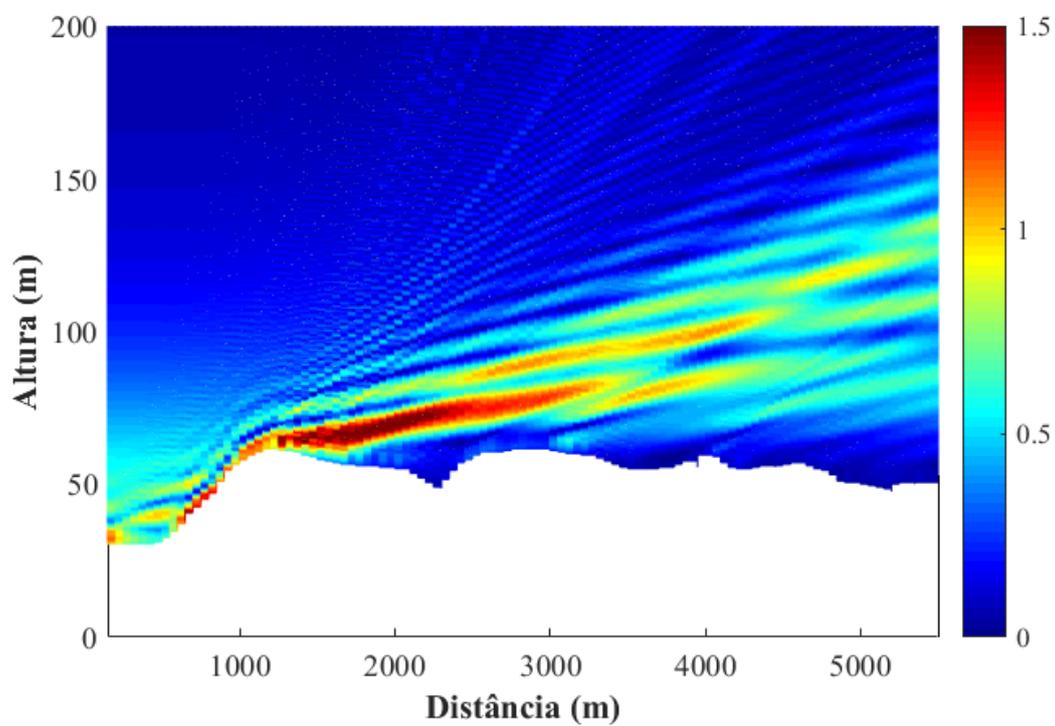


Figura 3.8: Perfil de campo elétrico no cenário de Mjels.

3.3 Conclusões parciais

Este capítulo foi focado à simulação e análise de resultados obtidos com o método de DMFT-SSPE, tanto em um caso canônico quanto em dois perfis de cenários realísticos. Ao longo do capítulo os parâmetros de simulação foram especificados, além disso, breves comentários e discussões dos resultados são apresentados. Analisando cada um dos casos e com o respaldo dos estudos comparativos foi possível estabelecer que o algoritmo SSPE é uma alternativa viável e computacionalmente eficiente para abordar análise de problemas de radiopropagação em testes canônicos e em casos práticos. A verificação dos resultados de NAPE e WAPE foi realizada em relação a medidas e outras soluções numéricas.

Capítulo 4

Conclusões

4.1 Considerações finais

Este trabalho realizou a implementação computacional do algoritmo de SSPE como solução numérica do modelo de equação parabólica. Adicionalmente, a pesquisa propôs uma análise comparativa dos resultados obtidos com SSPE em relação a outras técnicas numéricas, e a campanhas de medição nos casos práticos. O algoritmo implementado aborda o problema de propagação eletromagnética no domínio da frequência.

Na dedução feita do modelo PE, foi possível obter duas formas denominadas NAPE e WAPE. As respectivas citações bibliográficas propõem à forma WAPE como um perfeccionamento da forma NAPE. Isto permitiu abordar com precisão estudos de propagação em situações onde faixa angulares de propagação ou elevação eram analisadas. Além do anterior, as soluções NAPE e WAPE rodam simultaneamente dentro do algoritmo SSPE implementado.

É válido ressaltar que o Capítulo 2 do trabalho apresentou uma metodologia para resolver problemas de radiopropagação através de SSPE, descrevendo detalhes teóricos e de implementação computacional. Portanto, foram estabelecidas abordagens e modelagens para resolver problemas canônicos e práticos usando métodos PE.

Um dos principais objetivos foi a inclusão das características reais dos ambientes de propagação dentro do modelo de canal. O algoritmo de SSPE demonstrou uma formulação estável para incluir os efeitos de variações atmosféricas, perfis de terrenos irregulares e propriedades elétricas das superfícies na caracterização do canal rádio. Quando os problemas estudados incluem perdas de propagação na superfície dos terrenos, o algoritmo tornou-se da forma DMFT-SSPE; a abordagem via método DMFT permitiu carregar a caracterização elétrica dos ambientes dentro da estrutura de solução numérica oferecida pelo método de SSPE.

Os estudos comparativos basearam-se em estatística do erro, calculando-se para cada caso de estudo. As principais referências utilizadas para fazer as comparações foram soluções analíticas, abordagens numéricas, como MoM e FDTD, e medições nos ambientes reais. O algoritmo de SSPE foi aplicado em casos de estudo que anteriormente tinham sido analisados principalmente com formulação de FDTD de alta ordem. Outro propósito de análise foi o tempo de processamento das simulações, dentro dessa linha, a solução numérica implementada nesta pesquisa apresentou notável eficiência computacional.

Na maioria dos casos analisados não conseguem-se diferenças entre as soluções de NAPE e WAPE, isso acontece porque as condições das simulações feitas não apresentam situações críticas que permitam mostrar um melhor rendimento de WAPE em relação a NAPE. Com base no anterior umas das principais sugestões que o autor deste trabalho propõe é inicialmente aplicar FDTD de alta ordem em cenários que garantem maior faixa angular, com o objetivo de comparar o comportamento e a precisão de resultados obtidos via NAPE e WAPE nessas condições. Além do mais, nesta pesquisa a aplicabilidade de NAPE e WAPE foi verificada em casos canônicos e práticos.

Resumindo, o algoritmo de SSPE e/ou DMFT-SSPE como solução numérica do modelo PE apresenta-se como uma alternativa que garante uma convergência razoável de resultados, mostrando notável eficiência computacional em relação a outras abordagens numéricas.

Baseado em resultados preliminares do presente trabalho consegue-se a apresentação do paper titulado: *A Comparative Study Between SSPE Methods and a HO-FDTD Algorithm for EM Propagation over Lossy Terrains*, na *12th European Conference on Antennas and Propagation* (EuCAP 2018).

4.2 Propostas de continuidade

As propostas sugeridas para o presente trabalho são:

- Simular cenários e condições que permitam diferenciar o comportamento, e a precisão dos resultados NAPE e WAPE.
- Resolver os problemas de instabilidade numérica dentro do método de DMFT, para ampliar a aplicação do algoritmo implementado a cenários mistos.
- Incluir os efeitos de retroespalhamento na formulação do método de SSPE.
- Comparar os resultados obtidos neste trabalho com soluções do modelo PE em domínio temporal.

- Desenvolver um propagador 3D baseado em soluções numéricas para o modelo de Equação Parabólica, que possa-se aplicar em ambientes reais tanto *outdoor* quanto *indoor*.

Referências Bibliográficas

- [1] S. Sekmen, *Modeling Of Split Step Parabolic Wave Equation Using The Graphics Processing Unit*. Middle East Technical University, 2014.
- [2] D. D. Wang, X. L. Xi, Y. R. Pu, J. F. Liu, and L. L. Zhou, “Parabolic equation method for loran-c asf prediction over irregular terrain,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 734–737, 2016.
- [3] L. Sevgi, C. Uluisik, and F. Akleman, “A matlab-based two-dimensional parabolic equation radiowave propagation package,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, no. 4, pp. 164–175, Aug 2005.
- [4] C. Garcia Batista, *Propagador baseado em janela deslizante com formulação FDTD incondicionalmente estável de alta ordem*. Tese de Doutorado, PP-GEE/UFMG.
- [5] A. E. Barrios, “A terrain parabolic equation model for propagation in the troposphere,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 1, pp. 90–98, Jan 1994.
- [6] G. Apaydin and L. Sevgi, *Radio wave propagation and parabolic equation modeling*. Wiley, 2017.
- [7] M. Leontovich and V. Fock, “Solution of propagation of electromagnetic waves along the earth’s surface by the method of parabolic equations,” *J. Phys. USSR* 10, 1946.
- [8] M. Levy, *Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation*. The institution of Electrical Engineers, 2000.
- [9] V. Gadwal and A. Barrios, “Channel modeling using the parabolic equation for rf communications,” in *MILCOM 2009 - 2009 IEEE Military Communications Conference*, Oct 2009, pp. 1–6.

- [10] S. McDaniel, “Propagation of a normal mode in the parabolic approximation,” *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 57, no. 2, pp. 307–311, 1975.
- [11] F. D. Tappert, “the parabolic approximation method,” *Wave propagation and underwater acoustics, New York: Springer-Verlag*, vol. 70, pp. 224–287, 1977.
- [12] O. Ozgun, G. Apaydin, M. Kuzuoglu, and L. Sevgi, “Petool: Matlab-based one-way and two-way split-step parabolic equation tool for radiowave propagation over variable terrain,” *Computer Physics Communications*, vol. 182, no. 12, pp. 2638 – 2654, 2011. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0010465511002669>
- [13] D. Dockery and J. R. Kuttler, “An improved impedance-boundary algorithm for fourier split-step solutions of the parabolic wave equation,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 12, pp. 1592–1599, Dec 1996.
- [14] J. R. Kuttler and G. D. Dockery, “Theoretical description of the parabolic approximation/fourier split-step method of representing electromagnetic propagation in the troposphere,” *Radio Science*, vol. 26, no. 02, pp. 381–393, March 1991.
- [15] P. Zhang, L. Bai, Z. Wu, and F. Li, “Effect of window function on absorbing layers top boundary in parabolic equation,” in *Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, July 2014, pp. 849–852.
- [16] G. C. B. e Fernando Walter, “Simulando a propagação de sinais gps em dutos troposférico através do método de traçado de raios,” 2005.
- [17] *ITU-R P-453 The radio refractive index: its formula and refractivity data*, International Communication Union Recommendation , 2017.
- [18] A. Picquenard, *Radio wave propagation*. Philips Technical Library, 1973.
- [19] L. B. M.P. Hall and M. Hewitt, *Propagation of Radiowaves*. The institution of Electrical Engineers, 1996.
- [20] C. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics, 2nd ed.* Wiley, 2012.
- [21] R. W. P. King and S. S. Sandler, “The electromagnetic field of a vertical electric dipole over the earth or sea,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 3, pp. 382–389, Mar 1994.
- [22] J. R. Kuttler and R. Janaswamy, “Improved fourier transform methods for solving the parabolic wave equation,” *Radio Science*, vol. 37, no. 2, pp. 1–11, April 2002.

- [23] J. D. Parsons, *The Mobile radio Propagation Channel*. John Wiley and Sons, 1998.
- [24] C. Garcia Batista, *Predicção de cobertura radioelétrica em terrenos mistos: uma abordagem via equações integrais*. Dissertação de Mestrado, PPGEE/UFMG, 2008.
- [25] C. Batista and C. Rego, “Terrain-based propagation model for rural area-an integral equation approach,” *Microwave and Optical Tech. Letters*, vol. 54, pp. 26–31, 2012.
- [26] F. Moreira, “Aplicação de equações integrais para a predição da propagação radioelétrica sobre solos suavemente irregulares e incidência rasante,” Aug 2002, pp. 191–195.
- [27] J. T. Hviid, J. B. Andersen, J. Toftgard, and J. Bojer, “Terrain-based propagation model for rural area-an integral equation approach,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 1, pp. 41–46, Jan 1995.