



SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ALAN TEIXEIRA DA SILVA

PREDIÇÃO DOS CAMPOS ELÉTRICOS NA FAIXA DE
ONDAS MÉDIAS EM AMBIENTE RURAL UTILIZANDO
EQUAÇÕES PARABÓLICAS.

UFPA/CT/PPGEE/LCT
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DO GUAMÁ
66.075-900 – BELÉM-PARÁ-BRASIL

2011

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

ALAN TEIXEIRA DA SILVA

PREDIÇÃO DOS CAMPOS ELÉTRICOS NA FAIXA DE ONDAS
MÉDIAS EM AMBIENTE RURAL UTILIZANDO EQUAÇÕES
PARABÓLICAS.

**Dissertação submetida à Banca Examinadora
aprovada pelo Colegiado do curso de Mestrado em
Engenharia Elétrica do Instituto de Tecnologia da
Universidade Federal do Pará através do Programa de
Pós Graduação em Engenharia Elétrica para obtenção do
grau de Mestre em Engenharia Elétrica –
Telecomunicações.**

UFPA/CT/PPGEE
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DO GUAMÁ
66.075-900 – BELÉM-PARÁ-BRASIL

2011

S586p Silva, Alan Teixeira da

Predição dos campos elétricos na faixa de ondas médias em ambiente rural utilizando equações parabólicas/ Alan Teixeira da Silva; orientador, Gervásio Protásio dos Santos Cavalcante. - 2012.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belém, 2012.

1. Comunicações digitais. 2. Ondas de rádio-propagação. 3. Ondas eletromagnéticas - transmissão. I. Orientador. II. Título.

CDD 22. ed. 621.382



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PREDIÇÃO DOS CAMPOS ELÉTRICOS NA FAIXA DE ONDAS MÉDIAS EM
AMBIENTE RURAL UTILIZANDO EQUAÇÕES PARABÓLICAS.**

Autor:

ALAN TEIXEIRA DA SILVA

**Dissertação submetida à Banca Examinadora aprovada pelo
Colegiado do curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto
de Tecnologia da Universidade Federal do Pará através do Programa
de Pós Graduação em Engenharia Elétrica para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica – Telecomunicações.**

APROVADA EM: / /

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. GERVÁSIO PROTÁSIO DOS SANTOS CAVALCANTE
Orientador

Prof. Dr. EVALDO GONÇALVES PELAES
Membro

Prof. Dr. ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO

“A Glória pode ser alcançada. A Honra, basta que não seja perdida” – Arthur Schopenhauer

Agradecimentos

Agradeço primeiramente aos meus pais, Paulo Júlio da Silva Neto e Ivete Teixeira da Silva, que com muito amor me apoiaram em todos os momentos da minha vida.

Agradeço ao meu orientador Gervásio P. S. Cavalcante pela oportunidade oferecida a mim e por todos os ensinamentos e conhecimentos repassados ao longo do curso. Entendo que todo aprendizado contribui para a evolução de nós, humana, nessa longa jornada a que nossa espécie está destinada no planeta Terra. Dentre aqueles que são considerados os maiores pensadores com obras relevantes na ciência e filosofia, comparo meu mestre orientador a Renè Descartes e Arthur Schopenhauer, dada a consistência e abrangência das lições repassadas a mim e meus colegas de laboratório. Também deixo agradecimentos a todas as pessoas do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica que me ajudaram a concluir as tarefas do curso, em especial os Prof. Dr.: Jasmine Araújo, Hermínio Gomes, Simone Fraiha, Josiane Rodrigues, João Furtado e Fátima Baraúna.

Minha gratidão é igualmente destinada ao Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes e ao Prof. Dr. Adaildo Gomes D'assunção pelo trabalho de avaliação e correções feitas enquanto membros da Banca Avaliadora.

RESUMO

O Brasil está realizando testes para selecionar o padrão de transmissão digital a ser adotado. Sistemas como Digital Radio Mondiale (DRM) e Rádio de Alta Definição (HD Radio), desenvolvido apenas para freqüências abaixo de 30 MHz permitem a operação com largura de banda compatível com a utilizada no país, abrindo a possibilidade de coexistência de radiodifusão analógica e digital. Para qualquer sistema a ser adotado são necessários estudos que permitem uma melhor gestão do espectro eletromagnético, que exige conhecimento real do alcance do sinal. A propagação de ondas eletromagnéticas na faixa de ondas médias (MW) é caracterizada pela dependência do campo em relação aos parâmetros elétricos do solo. Para contribuir para o planejamento e adaptação do Plano Básico de Radiodifusão em Onda Média – PMWB, a inclusão de novas estações que operam principalmente em simulcast-canal, torna-se necessário desenvolver ferramentas que permitem a avaliação das características do solo onde não fornece dados precisos, permitindo uma revisão de modelos teóricos para prever a adoção, contribuindo para a implantação do rádio digital em nosso país.

Este trabalho apresenta os resultados dos ensaios de campo realizados pela ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações) e Radiobrás para analisar um sistema de DRM (Digital Radio Mondiale) na faixa de ondas médias. Foi gerada uma potência de 50kW, com antenas omni-direcionais operando na frequência de 980kHz e utilizando um veículo de medição para recepção fixa e móvel. Várias vias radiais foram percorridas a partir do transmissor localizado em uma área urbana e rural nos entornos da capital do Brasil, Brasília. A partir desses dados é proposto um modelo para avaliação das características elétricas do solo correspondente ao campo elétrico, através da aplicação do método de Equações Parabólicas e comprovação da eficácia do modelo proposto.

ABSTRACT

Brazil is carrying out trials to select the digital broadcasting standard to be adopted. Systems Digital Radio Mondiale (DRM) and High Definition Radio (HD Radio) developed only for frequencies below 30 MHz allow operation with bandwidth compatible with that used in Brazil, opening the possibility of coexistence of analog and digital radio broadcasting. Especially in the range of medium wave, the prediction of field strength of the surface wave is essential for planning of broadcasting systems considering the effects of terrain in order to determine the coverage area of the seasons. To contribute to the planning and adjustment of the Basic Plan in Medium Wave Broadcasting - PMWB the inclusion of new stations operating primarily in on-channel simulcast, it becomes necessary to develop tools that enable the evaluation of soil characteristics where no provides accurate data, allowing a review of theoretical models to predict adoption, contributing to the deployment of digital radio in our country.

This work presents the results of the Brazilian field trial carried out carried by ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações) and Radiobrás to analyze a DRM (Digital Radio Mondiale) system in the medium-wave band. A 50-kW ERP power omnidirectional ground-wave experimental DRM transmission at a frequency of 980 kHz was surveyed by means of a measurement vehicle for fixed and mobile reception. Several radial routes starting from the transmitter site suburban area around the capital of Brazil, Brasilia provided behavior features of the system. Field strength threshold values were determined for the tested transmission configurations and compared with a Parabolic Equation model prediction.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Esquemas de transmissão simulcast

Figura 2.2 – Máscara Espectral de Emissão AM aprovada pela ANATEL

Figura 2.3 – Espectro do Sinal HD rádio Híbrido

Figura 2.4 – Espectro do sinal AM completamente digital

Figura 2.5 – Modos de Propagação das ondas de rádio AM

Figura 3.1 – Grade de diferenças finitas para o esquema Cranck-Nicholson

Figura 4.1 – Setup de equipamentos instalado no veículo da Anatel[1]

Figura 4.2 – Sistema de medição instalado no carro da Anatel

Figura 4.3 – Rotas percorridas durante a campanha de medições da intensidade do campo elétrico.

Figura 4.4 – Intensidade do Campo Elétrico versus Distância para a Rota03. Perfil topográfico adicionado [21].

Figura 4.5 – Intensidade do Campo Elétrico versus Distância para a Rota04. Perfil topográfico adicionado [21].

Figura 4.6 – Erro médio Quadrático da Atenuação, para $\epsilon_r=15$.

Figura 4.7- Diferentes permissividades relativas do solo.

Figura 4.8- Erro do campo elétrico para diferentes permissividades relativas (campo elétrico estimado em 3,8 mS/m).

Figura 5.1 – Valores fornecidos pelo processamento com Equações Parabólicas para a Rota 03.

Figura 5.2 – Valores fornecidos pelo processamento com Equações Parabólicas para a Rota 04.

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Sistema DRM: modos de robustez

Tabela 3.1 – Desenvolvimento do operador Q para diferentes ângulos

Tabela 4.1 – Dados de operação da emissora Radiobrás.

Tabela 4.2 – Dados de operação da emissora Radiobrás.

Tabela 4.3 – Condutividades estimadas para cada rota

Tabela 4.4 – Valor médio da Condutividade

Tabela 5.1 – Valor do erro RSME (Root Square Medium Error)

LISTA DE SÍMBOLOS

A

AAC: Advanced Audio Coding

AM: Amplitude Modulation

ASK: Amplitude Shift Keying

C

CELP: Code Excited Linear Prediction

DAB: Digital Audio Broadcasting

DRM: Digital Radio Mondiale

E

ETSI: European Telecommunications Standards Institute

Enom: Campo nominal utilizável

F

FAC: Fast Access Channel

FM: Frequency Modulation

FSK: Frequency Shift Keying

H

HD Radio: High Definition Radio

HVEC: Harmonic Vector Excitation Coding

I

IBOC: In-Band On-Channel

ITU-R: International Telecommunication Union - Radiocommunication

M

MSC: Main Service Channel

O

OC: Ondas Curtas

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OL: Ondas Longas

OM/FM: Ondas Médias/FM

OM: Ondas Médias

OM: Ondas Médias

OT: Ondas Tropicais

S

SDC: Service Description Channel

SSB: Single Sideband Modulation

V

VHF: Very High Frequency

VSB: Vestigial Sideband Modulation

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO	13
1.1 – Motivação	14
1.2 – Objetivo	15
1.3 – Contribuições	16
1.4 – Organização deste trabalho	16
CAPÍTULO 2 – SISTEMAS DE RADIO DIGITAL	17
2.1 – Sistema DRM	18
2.2 – Sistema HD Radio	19
2.3 – Modos De Propagação Utilizados Pela Radiodifusão Em Amplitude Modulada–AM	23
2.4 – Conclusão	28
CAPÍTULO 3 – PROPOSTA DO MODELO –EQUAÇÕES PARABÓLICAS	29
3.1 – Equação Parabólica	30
3.2 – Resolução da Equação Parabólica escalar bi-dimensional	32
3.3 – Aproximação do operador raiz quadrada	34
3.4 – Propagação no vácuo	37
3.5 – O método de diferenças finitas	40
3.6 – Algoritmo da equação parabólica	44
3.7 – Código para pequenos ângulos	46
3.8 – Conclusão	49
CAPÍTULO 4 – CENÁRIOS DE MEDIÇÕES	50
4.1 – Sistemas de Medições	51
4.2 – Processamento dos dados	57
4.3 – Estimativa da condutividade do solo através do erro médio quadrático – rmse	60
4.4 – Conclusão	64

CAPITULO 5 – RESULTADOS	65
CONCLUSÃO	69
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	70

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Após a descoberta da indução eletromagnética por Michael Faraday em 1831, o escocês James Clerk Maxwell demonstrou matematicamente através do conjunto de equações diferenciais parciais denominadas Equações de Maxwell que as ondas eletromagnéticas podem propagar-se no espaço livre e que a eletricidade, a luz e o magnetismo são manifestações de um mesmo fenômeno denominado Campo Eletromagnético. Esse conjunto de conceitos formou a Teoria Clássica do Eletromagnetismo publicada por Maxwell no livro “A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field” de 1865. Heinrich Rudolf Hertz fez a demonstração prática, em laboratório, da propagação das ondas de rádio.

A transmissão e radiação da energia de radiofrequência foi um aspecto exibido em experimentos por Nikola Tesla, no ano de 1897 em Nova Iorque, proposto para o uso em telecomunicações da informação. Esse aspecto formulou a primeira patente de sistemas de rádio. Na virada do século, em 1901, Marconi realizou a primeira transmissão transatlântica bem sucedida. Estabeleceu-se então o ponto inicial das telecomunicações via rádio – no caso, transmissão de mensagens de voz. A invenção das transmissões de rádio em amplitude modulada (AM) por ondas curtas tem sido atribuída a Reginald Fessenden e Lee de Forest em 1906.

A radiodifusão como principal meio de comunicação em massa, seja para lazer ou troca de informações entre pessoas e entidades oficiais e prestadoras de serviço, teve início apenas em 1920 através da homologação oficial das primeiras estações transmissoras como a KDKA em Pittsburgh, EUA. No Brasil, em sete de setembro de 1922 foi realizada a primeira transmissão oficial, com o discurso do Presidente Epitácio Pessoa, em comemoração ao centenário da Independência.

A transmissão em frequência modulada (FM) tem como característica um som em um formato de taxas de bits muito acima da taxa característica do som na frequência modulada por amplitude (AM) – desta forma, com uma qualidade de som bem melhor do que a pioneira rádio AM iniciou em 1939, com a estação experimental de Edwin Armstrong. A radiodifusão FM estereofônica teve início em 1961.

No final do século XX, uma transformação iniciou-se na radiodifusão sonora com a evolução dos sistemas AM e FM para sistemas digitais. Esses sistemas consistem em *Amplitude Shift Keying (ASK)* e *Frequency Shift Keying (FSK)*, que oferecem benefícios muito maiores e abrangentes que os sistemas analógicos AM e FM. O benefício mais comum entre eles é a melhoria significativa na qualidade de som oferecido ao ouvinte. A título de exemplo, o sinal ASK oferece qualidade de áudio semelhante ao atual FM, enquanto o FSK oferece qualidade de áudio equivalente ao *compact disk (CD)*.

O rádio digital pode mudar significativamente essa situação, propiciando uma radiodifusão sonora de melhor qualidade do que a oferecida pelos sistemas analógicos AM e FM. Uma transmissão digital pode ser muito mais robusta do que uma transmissão analógica em relação às degradações causadas pelo canal ao sinal de radiofrequência. Além disso, técnicas de compressão da informação e esquemas de modulação com alta eficiência espectral possibilitam a transmissão de sinais de áudio com largura de banda maior do que a largura de banda dos sinais de áudio transmitidos pelos sistemas analógicos AM e FM [1].

1.1 – Motivação

A digitalização da radiodifusão sonora em ondas médias exige a revitalização, de modo prioritário, deste serviço. Para que a transição seja executada sem prejuízos à população e de forma que permita a adequação dos parques de transmissão por parte das estações de rádio, é necessário que a transição ocorra de forma lenta e progressiva. O motivo principal é o alto custo financeiro dos equipamentos de transmissão e recepção.

Para disponibilizar a propagação para os ouvintes deve-se inicialmente fazê-la simultânea nos modos analógico e digital. Os dois padrões digitais compatíveis com a transmissão simultânea (IBOC OM/FM e DRM em OM) necessitam de avaliações dentro das condições técnicas existentes no Brasil, no que se refere à ocupação do espectro eletromagnético e radiopropagação.

Para implantar a transmissão simultânea dos sinais, é necessário que as emissoras do sinal analógico apresentem áreas de cobertura equivalentes. O

conhecimento dos parâmetros elétricos do solo, condutividade e permissividade, é fundamental para determinação da zona de cobertura das estações de radiodifusão que operam na faixa de 525 kHz a 1705 kHz, uma vez que há predominância da onda de superfície, cuja atenuação está relacionada com as características do solo.

A fonte de dados utilizada para determinação da condutividade elétrica do solo é o *World Atlas of Ground Conductivities* da Recomendação ITU-RP.832-2 [2]. Nela são apresentados mapas para a faixa de frequências em ondas médias, contendo a condutividade, baseados em medições e outras informações fornecidas por outros países membros da ITU. Os valores de permissividade são definidos pela Recomendação ITU-R “*Final acts of the Regional Administrative MF Broadcasting Conference – Region 2*” [3].

1.2 – Objetivo

Considerando-se que a Recomendação ITU-R P.832-2 [2] não contém os valores adequados para obtenção mais precisa do alcance da onda de superfície que determina a cobertura das estações de onda média, no Brasil, o desenvolvimento de ferramentas que possibilitem a avaliação das características elétricas do solo, como o campo elétrico, torna-se estritamente necessário.

Este trabalho tem como objetivo apresentar o método de avaliação da característica elétricas do solo correspondente ao campo elétrico, através da aplicação do método de Equações Parabólicas para pequenos ângulos, treinado a partir de uma base de dados composta por valores teóricos de intensidade de campo elétrico comparada com dados coletados de uma estação de radiodifusão, operando na faixa de frequências de Ondas Médias, situada na cidade de Brasília-DF.

1.3 – Contribuições

A análise comparativa dos resultados de mais de um método de processamento de dados proporciona uma ideia mais precisa e elucidativa do que se busca.

O processamento dos dados fornecidos pela campanha de medição dos parâmetros elétricos do solo pelo método de Equações Parabólicas apresentado nesta dissertação pode ser aplicado como método principal ou comparativo na formulação de um novo mapa de condutividade do solo brasileiro, atualmente em curso.

1.4 – Organização deste Trabalho

Este trabalho compõe parte da campanha de estudo da condutividade do solo do território do Brasil.

O Capítulo 2 realiza a abordagem teórica dos sistemas de rádio digital para fornecer uma visão abrangente tanto dos fundamentos de transmissão de ondas de rádio quanto da funcionalidade dos sistemas digitais.

A proposta de modelo é apresentada no Capítulo 3. A resolução da Equação Parabólica escalar bi-dimensional, o método de diferenças finitas e o Código para Pequenos Ângulos são descritos nos subitens conseguintes.

O Capítulo 4 traz o detalhamento do cenário e as principais características das campanhas de medição de onde foram obtidos os dados utilizados para o processamento através método de EP aplicado neste trabalho, assim como os resultados obtidos e a discussão dos mesmos.

CAPÍTULO 2

SISTEMAS DE RÁDIO DIGITAL

O uso das técnicas de transmissão digitais na radiodifusão sonora terrestre teve início na Europa no meado da década de 1990, com o sistema Eureka 147 DAB (*Digital Audio Broadcasting*). Atualmente, são quatro os sistemas disponíveis: o sistema DRM (*Digital Radio Mondiale*), o sistema HD-Radio (*High Definition Radio*), o sistema ISDB-TSB (*Integrated Services Digital Broadcasting – Terrestrial Sound*) e o sistema Eureka 147 DAB. O primeiro foi projetado para a faixa de frequências abaixo de 30 MHz, o segundo para OM e a faixa de FM (em VHF) e os dois últimos para a faixa de VHF. Os Estados Unidos já utiliza os sistemas HD-Radio, da mesma forma que o Japão faz o uso do sistema ISDB-TSB e vários países, a maioria deles da Europa, já aplicaram e utilizam os sistemas Eureka 147 DAB e DRM.

Um sinal FM digital reproduzido por um receptor fixo de alta qualidade compara-se favoravelmente a um som de CD, entretanto, se o receptor FM localizar-se num veículo em movimento (situação típica para audição de rádio) as imperfeições do canal experimentadas pelo FM digital rapidamente diminuirão a qualidade sonora. Os problemas incluem o ruído e o desvanecimento causado pelas várias réplicas do sinal que chegam ao receptor devido a reflexões do sinal de radiofrequência.

No caso da radiodifusão AM, as degradações causadas pelo canal podem ser ainda mais acentuadas, especialmente nas transmissões em onda curta, somando-se a isso o fato de que o canal AM é muito estreito, resultando num áudio transmitido em banda estreita.

Os sistemas de radiodifusão digital oferecem melhorias e vantagens significativas em relação aos atuais sistemas analógicos AM e FM. Suas principais vantagens são explicadas a seguir [4].

I – Melhor qualidade

Recepção: os sistemas digitais são muito mais robustos que os sistemas analógicos em relação aos distúrbios a que estão sujeitas as transmissões

radioelétricas e proporcionam uma qualidade de recepção muito mais estável, sem as deteriorações audíveis comuns das recepções analógicas.

Áudio: técnicas digitais de compressão de áudio e modulação digital com alta eficiência espectral possibilitam a que a transmissão de sinais de áudio seja realizada com largura de banda maior do que a largura de banda dos sinais de áudio transmitidos pelos sistemas analógicos AM e FM.

II – Informações relacionadas com o serviço de áudio.

Os sistemas de radiodifusão digital podem transmitir informações na forma de texto relativas ao áudio, tais como nome da música, autor, cantor, ano de gravação, disponibilidade do disco no mercado.

III – Serviços de dados.

Sistemas de radiodifusão digital independem do tipo de conteúdo, caracterizando um sistema multiserviço. Desta forma, é possível oferecer serviços de dados com informações na forma de texto, gráficos e até mesmo imagens, que são exibidas em um visor localizado no receptor.

IV – Economia de potência na transmissão.

Para ter a mesma área de cobertura de uma transmissão analógica, a transmissão digital requer potência de RF bem menor, propiciando economia expressiva de energia.

V – Flexibilidade na configuração dos parâmetros de transmissão.

Os parâmetros relativos à qualidade do áudio e à robustez podem ser ajustados de forma mais flexível em função do tipo de cobertura desejada e das condições do canal

VI – Uso mais eficiente do espectro radioelétrico.

Ao combinar técnicas de compressão de áudio e esquemas de modulação de alta eficiência espectral, a tecnologia digital proporciona um uso mais eficiente do espectro radioelétrico.

VII – O poder de convergência.

A digitalização permite a integração do rádio a plataformas convergentes, o que provê ao rádio maior interatividade e também maior competitividade.

2.1 – Sistema DRM (*Digital Radio Mondiale*)

Formado em 1998, o consórcio DRM tinha como propósito formular os requerimentos para um sistema de radiodifusão digital para ser usado nas faixas de radiodifusão AM que pudesse ser disponibilizado para aplicações comerciais no mercado de radiodifusão mundial. No início do ano 2000 foram fabricados os primeiros moduladores DRM e uma série de testes em campo foi iniciada. Em 2001 foi publicada a primeira versão do padrão DRM pelo ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) [5] [6] e em abril do mesmo ano foi aprovado pela UIT. Em junho de 2003, 16 emissoras de vários países começaram a transmitir diariamente o sinal digital DRM para a Europa, América do Norte, Oriente Médio, Austrália e Nova Zelândia [7].

O sistema DRM oferece configurações que permitem a transmissão em onda longa (OL), onda média (OM), onda tropical (OT) e onda curta (OC). O sistema DRM é completamente compatível com o espaçamento e a largura de faixa dos canais de radiodifusão nessas faixas de frequência. O sistema DRM foi projetado para ser compatível com as características técnicas de todas as Regiões adotadas pelo ITU, por isso o sinal DRM pode ter as seguintes larguras de faixa nominais [8].

- 9 ou 10 kHz (valores primários) — esses valores possibilitam a compatibilidade com os planos atuais de distribuição de canais;
- 4,5 ou 5 kHz (metade dos valores primários) — esses valores permitem a transmissão simultânea (*simulcast*) do sinal digital DRM e do sinal analógico AM dentro de um único canal com largura de 9 ou 10 kHz, (desde que o sinal AM seja do tipo SSB ou VSB);
- 18 ou 20 kHz (dobro dos valores primários) — esses valores permitem uma maior capacidade de transmissão onde e quando as condições de planejamento permitirem.

As características técnicas do sistema DRM permitem a digitalização das emissoras de radiodifusão sonora em AM, utilizando-se as mesmas frequências de operação hoje existentes, além de propiciarem a transmissão simultânea dos sinais analógico e digital. Desta forma, existem vantagens para o radio difusor que aproveita o parque de transmissão já instalado e para o Órgão Regulador que não precisa viabilizar outras faixas de frequências para a execução do serviço.

O sinal DRM pode ser alocado na faixa (ou canal) adjacente superior ou inferior àquela ocupada pelo sinal analógico AM e o sinal DRM pode ocupar uma faixa com largura nominal de 5 kHz, 10 kHz ou 20 kHz. É possível, ainda, transmitir dois sinais DRM, um ocupando a banda lateral adjacente inferior e o outro a faixa adjacente superior, como mostram os dois últimos diagramas da Figura 1.1.

Os componentes de informação estabelecidos na arquitetura do sistema DRM, multiplexados e transmitidos são divididos em três canais: o canal de acesso rápido, ou FAC (*Fast Access Channel*), o canal de descrição de serviço ou SDC (*Service Description Channel*) e o canal de serviço principal ou MSC (*Main Service Channel*).

A propagação nas faixas de frequências abaixo de 30 MHz pode variar entre onda de superfície, onde o ruído elétrico é o fator adverso predominante, à onda ionosférica, onde os efeitos Doppler e devido aos múltiplos percursos são problemas adicionais. Para combater estes fatores adversos o sistema DRM oferece quatro modos de robustez ou modos OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), conforme Tabela 1.1 [9].

Tabela1.1 – Sistema DRM: modos de robustez

MODO DE ROBUSTEZ	CONDIÇÕES DE PROPAGAÇÃO	USOS TÍPICOS
A	Onda de superfície, com pouco desvanecimento	Cobertura local ou regional usando onda de superfície nas faixas OL e OM. Cobertura local usando onda espacial na faixa OC 26 MHz.
B	Canais seletivos no tempo e na frequência, com maior delay spread.	Cobertura nacional e internacional usando onda celeste nas faixas OM e OC.
C	Idem modo B, mas com elevado Doppler spread.	Cobertura internacional usando onda celeste na faixa OC.
D	Idem modo B, mas com severos delay spread e Doppler spread.	Onda celeste requerendo robustez altíssima, particularmente onda celeste com incidência quase vertical para cobertura nacional na faixa OT.

O sistema DRM além de oferecer grande flexibilidade na configuração do sistema de transmissão, referente à codificação de canal e modulação, também oferece três esquemas na codificação de fonte:

- *Advanced Audio Coding*– AAC, para codificação de áudio genérico estereofônico ou monofônico;
- *Code Excited Linear Prediction*– codificador de voz de boa qualidade a baixa taxa de bits;
- *Harmonic Vector Excitation Coding* – HVEC, codificador de voz que depende das taxas de bits mais baixas do que o CELP.

Uma das principais características do sistema DRM é o fato de ser, atualmente, o único sistema de radiodifusão sonora digital cujas configurações disponíveis permitem a transmissão na faixa de onda curta (OC), com a propagação utilizando onda ionosférica, com um ou mais saltos. A radiodifusão sonora em onda curta é utilizada para cobrir grandes distâncias, na maioria dos casos, atingindo vários países, tornando desejável que o sistema adotado para a transmissão seja padronizado.

Não existe ainda uma configuração DRM para ser usada na faixa de VHF, utilizada pela radiodifusão em frequência modulada. Isso ocorre porque quando o sistema DRM foi desenvolvido, já estava disponível o sistema EUREKA 147 DAB, para frequências acima de 30 MHz. A decisão para desenvolvimento de um sistema DRM para operação em VHF, foi tomada pelo Consórcio DRM, que está preparando a especificação do sistema para testes, e verificando o projeto do DRM+ anterior para a normatização como uma revisão do DRM existente.

O sistema DRM suporta várias configurações de transmissão simultânea (simulcast) de um sinal analógico AM e de um sinal digital, ambos transportando o mesmo áudio, ou versões de um mesmo áudio. A Figura 1.1 ilustra algumas configurações possíveis para transmissão simulcast [10].

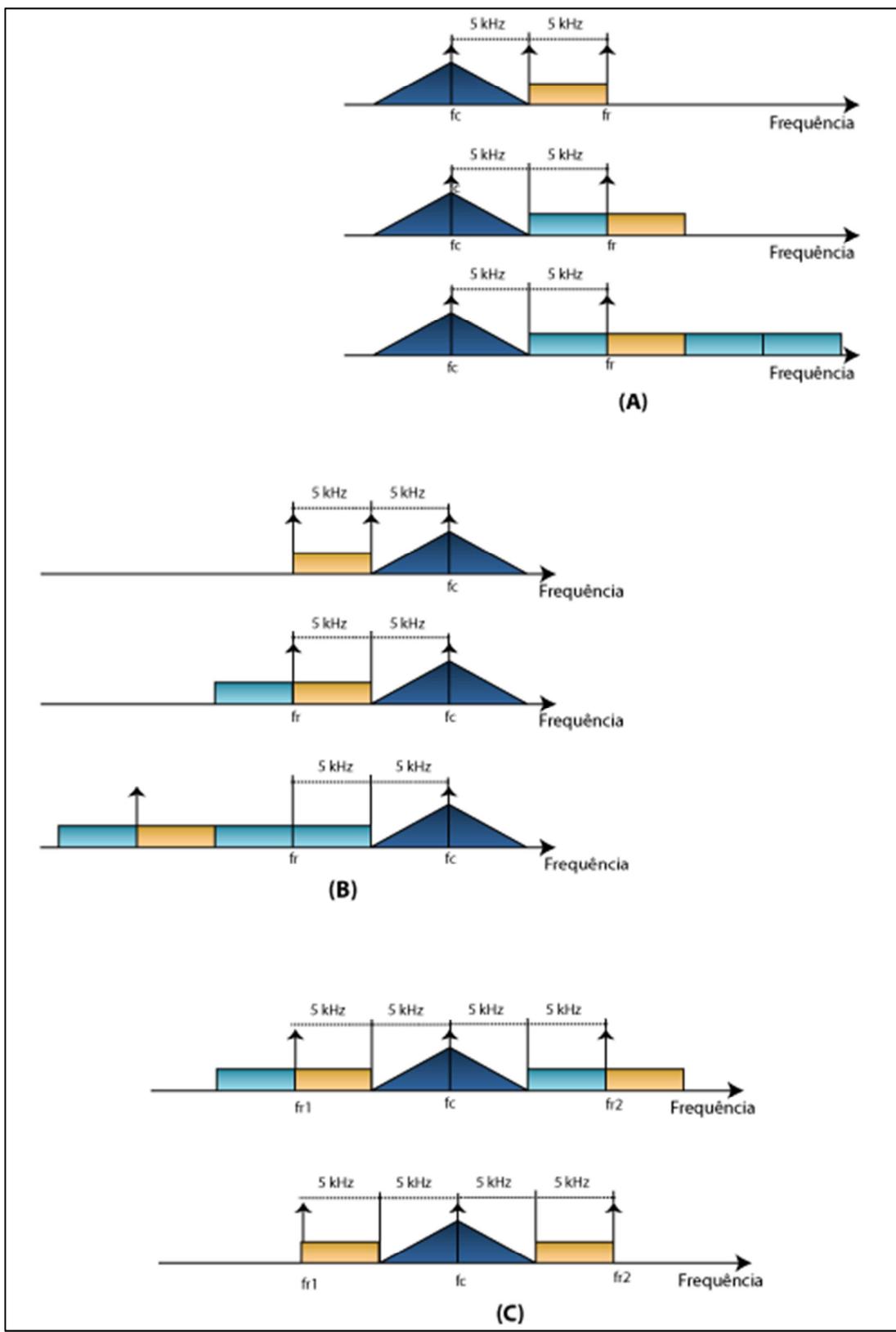


Figura 1.1: Esquemas de transmissão simulcast

O modo **(A)** foi projetado para propiciar a mais alta taxa de bits possível em uma cobertura por meio de onda de superfície. O modo **(B)** é mais robusto aos efeitos dos múltiplos percursos, indicado para o caso em que pelo menos parte do sinal recebido é devido a ondas ionosféricas. O modo **(C)**, mais robusto ao efeito Doppler é indicado para longas distâncias (cobertura nacional ou internacional) com múltiplos saltos (isto é, múltiplas reflexões na ionosfera). Finalmente, o modo D torna-se mais robusto mesmo em condições muito adversas de múltiplos percursos e de efeito Doppler, se destina especialmente para cobertura nacional usando onda celeste com incidência quase vertical na faixa OT.

Para obter-se a maior taxa de transmissão e a maior segurança possível no transporte da informação, deve ser feita uma análise bem apurada do modo de transmissão a ser adotado.

2.2 – Sistema HD RADIO

O sistema HD Radio (High Definition Radio), desenvolvido pela empresa americana iBiquity Digital Corporation, também conhecido como In Band On Channel (IBOC), surgiu no início dos anos 90, porém só foi selecionado como tecnologia de radiodifusão sonora terrestre digital para o Estados Unidos, em 2002, mediante regulamentação junto a FCC (Federal Communications Comission).

O princípio básico do IBOC consiste na inserção de sinais digitais de baixa potência em faixas de frequência adjacentes à faixa ocupada pelo sinal analógico, respeitando a máscara espectral aprovada pelo FCC, dentro do canal alocado à emissora, Fig. 1.2 [11]. Considera-se que apenas um canal está sendo usado, podendo a emissora transmitir simultaneamente o sinal analógico e o sinal digital durante um período de transição, efetuando uma suave transição da tecnologia analógica para a digital.

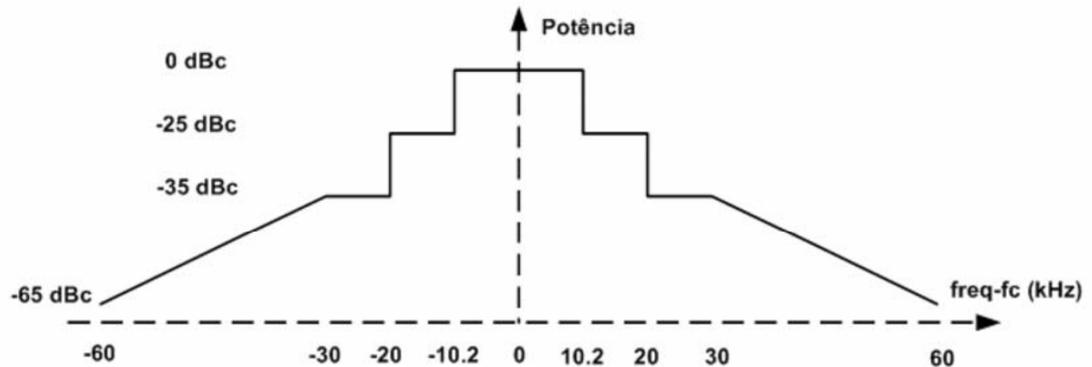


Figura1.2: Máscara Espectral de Emissão AM aprovada pela ANATEL[11]

Esse sistema foi desenvolvido para operar de forma híbrida, transmitindo o sinal digital juntamente com o analógico AM, ou no modo totalmente digital. O modo híbrido permite a transmissão de conteúdo de programação idêntico no formato analógico e digital, utilizando o mesmo canal ocupado pelo sinal analógico. O modo totalmente digital permite maior qualidade de transmissão para operação no mesmo canal após a remoção do sinal analógico ou quando o canal não estiver sendo utilizado pelas estações de radiodifusão que transmitem de forma analógica [10] [11].

▪ MODO HÍBRIDO

Com uma largura aproximada de 30kHz, o espectro do sinal digital é dividido em três faixas laterais: primária (P), secundária (S) e terciária (T), cada uma contendo uma parte inferior e outra superior. O nível de potência de cada portadora OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) é fixado em relação à potência média da portadora AM não modulada, correspondente ao nível 0dBc (unidade que tem como referência a potência média da portadora não modulada). O nível de potência das portadoras OFDM é baixo o suficiente para que o espectro do sinal digital fique contido na máscara do canal AM, conforme mostrado na Figura 1.3.

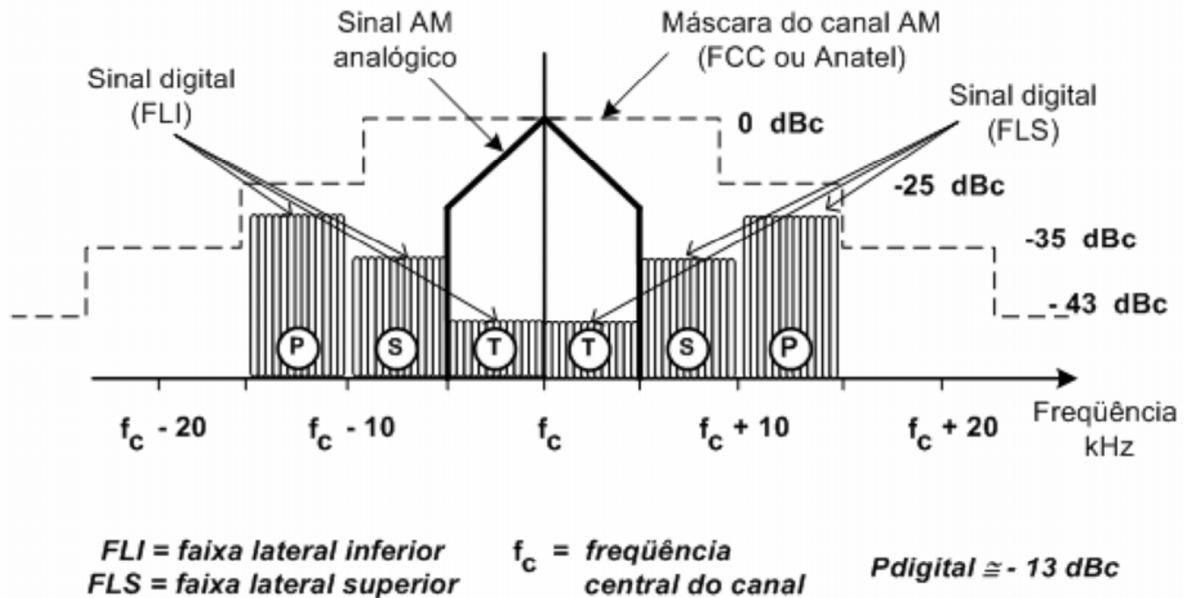


Figura 1.3: Espectro do Sinal HD Rádio Híbrido [11]

A faixa terciária do espectro do sinal digital sobrepõe o espectro do sinal analógico AM. Pode-se pensar que isso resultará em interferência objetável, do sinal digital no analógico e vice-versa, entretanto, as portadoras OFDM na faixa terciária são geradas de modo ortogonal (relação de quadratura ou de fase de 90°) à portadora AM, o que garante a detecção de ambos os sinais se interferência significativa do outro.

A largura de faixa do sinal analógico AM é de 10 kHz, ou seja, o áudio transportado por esse sinal deve ter uma largura de faixa de no máximo 5 kHz. Contudo, o sistema AM HD Radio permite que o áudio transportado pelo sinal analógico AM tenha uma largura de faixa de 8 kHz e, conseqüentemente, que a largura de banda do sinal AM seja de 16 kHz. Essa permissão é possível porque as portadoras OFDM na faixa secundária também estão em quadratura com a portadora AM [11].

▪ MODO TODO DIGITAL

No modo todo digital, a faixa de frequência que era ocupada pelo sinal analógico passa a ser ocupada pelas faixas laterais primárias (P) do sinal, cujas portadoras passam a ter um nível mais alto de potência. A portadora AM não

modulada permanece e propicia uma referência de fase e de sincronismo para o receptor.

O espectro do sinal todo digital apresenta uma faixa secundária (S) e uma faixa terciária (T), como ilustra a Figura 1.4, ambas com nível de potência mais alto do que aquelas que tinham no modo híbrido. A largura dessas faixas é reduzida pela metade, fazendo com que a faixa de frequências ocupada pelo sinal digital reduza de 30 kHz para 20 kHz, aproximadamente.

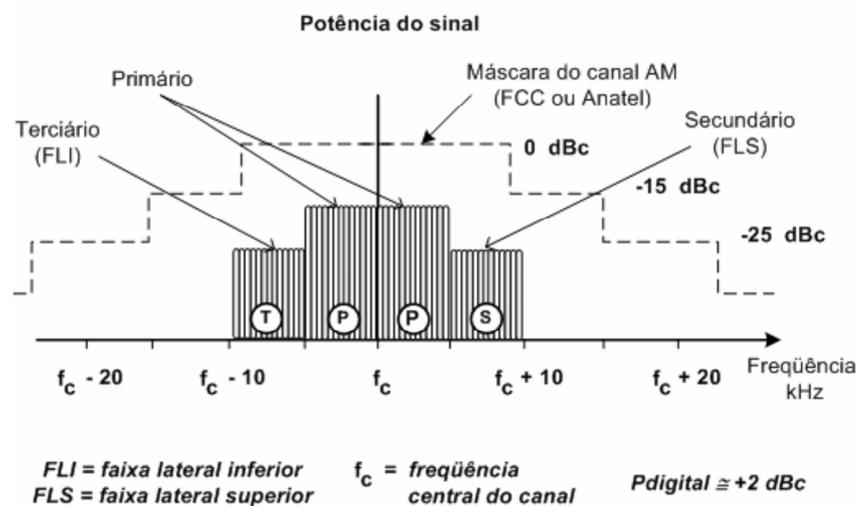


Figura 1.4: Espectro do sinal AM completamente digital.[11]

Quanto à capacidade de transmissão, essa redução na largura de faixa é compensada das seguintes maneiras:

- As portadoras de qualquer das faixas do sinal digital não necessitam mais estar em quadratura com a portadora AM, portanto é utilizada a capacidade de transmissão plena de todas as portadoras OFDM.

- As portadoras das faixas secundária e terciária têm sua potência aumentada, além de não sofrerem mais a interferência do sinal analógico AM, o que permite que se utilize um esquema de modulação de ordem maior, 64-QAM (no modo híbrido, as portadoras na faixa secundária utilizam a modulação 16-QAM e as portadoras na faixa terciária, a modulação QPSK) [12].

2.3 – Modos de Propagação Utilizados Pela Radiodifusão em Amplitude Modulada – AM.

Na faixa de frequências destinada à radiodifusão sonora em onda média, o meio de transmissão das ondas eletromagnéticas predominante é constituído pelo conjunto atmosfera-superfície terrestre. As ondas eletromagnéticas nas frequências inferiores a 30 MHz propagam-se de dois modos: onda de superfície e onda ionosférica, ilustradas na Figura 1.5.

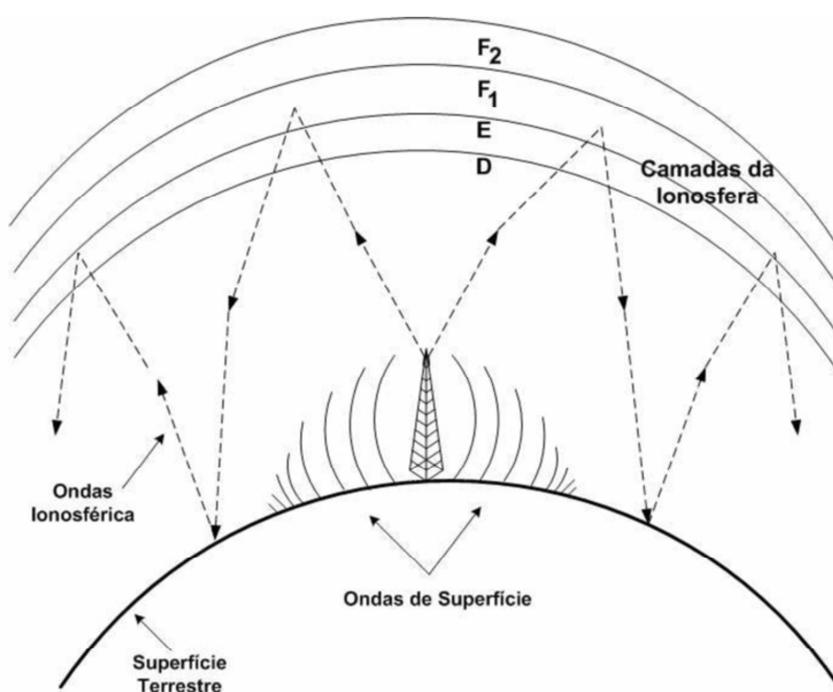


Figura 1.5: Modos de Propagação das ondas de rádio AM [11]

A onda de superfície acompanha o contorno da terra, indo além do horizonte visual, mas é atenuada com a distância devido à absorção de sua energia pela terra. Essa atenuação é função da condutividade e da permissividade do solo (ou da superfície) por onde a onda se desloca.

As ondas ionosféricas são ondas refratadas pela ionosfera e que retornam a terra. Nesse modo de propagação, é possível atingir distâncias muito grandes regionais, transnacionais e transcontinentais. A região entre o limite do alcance da onda de superfície e a área de recepção da onda ionosférica é denominada zona de

silêncio, pois não existe sinal útil nessa região. O ângulo de reflexão e a perda de sinal na reflexão ionosférica dependem da frequência, da hora do dia, da estação do ano e do nível da atividade solar.

Na faixa de ondas hectométricas, (onda média e onda tropical de 120 m), a propagação no período diurno ocorre inteiramente através da onda de superfície, pois as ondas ionosféricas são absorvidas pela região D da ionosfera. À noite, a camada D desaparece e as ondas ionosféricas hectométricas conseguem chegar a regiões distantes do transmissor, não alcançadas pela onda de superfície.

Desta maneira, a recepção fixa é razoavelmente estável durante o dia, embora a recepção móvel sofra deteriorações significativas quando, por exemplo, o receptor passa por túneis, sob viadutos e sob linhas de transmissão de energia elétrica. À noite, o nível de interferência pode tornar-se bastante alto devido às ondas ionosféricas de emissoras distantes que utilizam o mesmo canal ou canal adjacente ao da emissora que se deseja receber. Na faixa de ondas decamétricas (ondas tropicais de 90 ou 60 m e ondas curtas), o modo principal de propagação é o das ondas ionosféricas. Por isso, as emissoras de onda curta têm área de cobertura muito grande, que englobam vários países e seu alcance pode ser transcontinental.

Em função disso, a coordenação dos canais de ondas decamétricas é feita em escala mundial [22]. A faixa de frequências (VHF) utilizada pela radiodifusão sonora em Frequência Modulada – FM, não utiliza a ionosfera, uma vez que a refração não é suficiente para fazer retornar o sinal superfície da terra. Desta forma, o modo de propagação utilizado é o da onda espacial.

2.4 – CONCLUSÃO

Neste capítulo foram abordados os esquemas de transmissão de rádio digital Digital Radio Mondiale (DRM) e High Definition Radio (HD RADIO) adotados pelo Governo Brasileiro como padrão da radiodifusão sonora digital e, portanto, configuram o modo de transmissão implantado medido pela campanha de medição.

CAPÍTULO 3

PROPOSTA DE MODELO – EQUAÇÕES PARABÓLICAS

3.1 – EQUAÇÃO PARABÓLICA

Equação Parabólica (EP) é uma aproximação da equação de onda que modela a energia propagada em um cone centrado em uma direção preferencial, a direção paraxial. A equação parabólica foi introduzida em 1946 por Leontovich e Fock em propagação de ondas de rádio. Esta teoria trouxe um pequeno desenvolvimento para modelos práticos de propagação de ondas eletromagnéticas, devido à carência de técnicas numéricas e computacionais disponíveis [13]. Na década de 40, Malyuzhinets combinou o método de EP com óptica geométrica para desenvolver uma potente teoria de difração para obstáculos [13]. Russian trabalhou a ideia de simplificar a equação de onda para certos tipos de problemas de propagação de ondas de rádio e resolveu um número considerável desses problemas utilizando funções especiais [13].

Com o computador digital a ideia da aproximação parabólica continuou sendo levada adiante objetivando o encontro de soluções numéricas, de preferência para as expressões que tinham forma fechada. Handin e Tappert introduziram uma eficiente solução “*split-step/Fourier*” para a PE aplicada a problemas acústicos acima do nível do mar, e Claerbout desenvolveu códigos de diferenças finitas para problemas geofísicos [01].

Em anos posteriores, os métodos da EP também foram utilizados para problemas de espalhamento em objetos, ligando métodos como FDTD, que resolvem com exatidão as equações de Maxwell, e métodos aproximados baseados no traçado de raios (“*raytracing*”) ou óptica física [13-20].

A Equação Parabólica produz uma eficiente solução numérica para vários problemas de propagação de ondas. A equação de ondas é fatorada em dois termos e sua resolução requer um menor tempo computacional que a equação elíptica original. Esta técnica pode ser aplicada em acústica, propagação de ondas de rádio na atmosfera, sísmicas espalhamento óptico e eletromagnético.

A limitação paraxial imposta pelo método de equações parabólicas, mencionada anteriormente, não impede seu uso para problemas de espalhamento

geral. O principal fator desta generalização é que podem ser resolvidos problemas de espalhamento de campo melhor que para o campo total, escolhendo a direção paraxial independentemente da direção incidente. Para muitas aplicações o meio experimental é infinito e homogêneo, mas o método pode ser aplicado com propriedades mais complexas. No que segue, considera-se que a dependência do campo com o tempo é da forma $\exp(-i\omega t)$ onde ω consiste na frequência angular. Considera-se ainda o problema eletromagnético a duas dimensões, onde os campos são independentes da coordenada transversal y . Não há efeitos de despolarização, e todos os campos podem ser decompostos, independentemente, em componentes polarizadas horizontalmente e verticalmente.

Para a polarização horizontal, o campo elétrico \vec{E} tem apenas uma componente não-nula E_y , enquanto que para a polarização vertical, o campo magnético \vec{H} tem somente a componente H_y que é diferente de zero. A componente do campo ψ é assim definida:

$$\psi(x, z) = E_y(x, y) \quad (3.1)$$

para a polarização horizontal, e

$$\psi(x, z) = H_y(x, y) \quad (3.2)$$

para polarização vertical.

A resolução desta equação será feita admitindo-se que o índice de refração $n(x, y)$ sofre pequenas variações e considerando que as condições de contorno apropriadas podem ser definidas pelas condições de fronteira. O interesse principal é o de resolver problemas onde há propagação de energia para pequenos ângulos da direção escolhida, a direção paraxial. Seguindo a convenção de problemas de propagação em ondas de rádio, escolhe-se a direção x positiva para a direção paraxial.

Se o meio de propagação é homogêneo com índice de refração n , a componente ψ satisfaz a equação de onda homogênea.

$$(\nabla^2 + k^2 n^2)\psi(x, y, z) = 0 \quad (3.3)$$

Se k_0 número de onda no vácuo. A equação (2.3), em coordenadas cartesianas (x, y, z) , transforma-se na equação de onda tri-dimensional

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial z^2} + k^2 n^2 \psi = 0 \quad (3.4)$$

Como o problema considerado é independente da coordenada y , tem-se

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial z^2} + k^2 n^2 \psi = 0 \quad (3.5)$$

Em geral, o índice de refração varia com o comprimento x e com a altura z , fazendo com que a equação (3.5) não seja exata. Entretanto, ela fornece uma boa aproximação, desde que as variações de n sejam pequenas comparadas ao comprimento de onda [01].

3.2 – RESOLUÇÃO DA EQUAÇÃO PARABÓLICA ESCALAR BI-DIMENSIONAL

- A equação de Onda Paraxial

Como nosso interesse é na variação do campo relacionado com o comprimento de onda é interessante substituir a rápida variação de fase da expressão ψ em termos do campo $u(x, z)$

$$u(x, z) = e^{-ikx}\psi(x, z) \quad (3.6)$$

Derivando $y(x,z)$ da equação (3.6) duas vezes, em relação a x e z , e empregando na equação (3.5), obtém-se [11]

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + 2ik \frac{\partial u}{\partial x} + \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} + k^2(n^2 - 1) = 0 \quad (3.7)$$

Define-se o operador

$$Q = \sqrt{\frac{1}{k^2} \frac{\partial^2}{\partial z^2} + n^2(x, z)} \quad (3.8)$$

Utilizando-se o operador Q , a equação (2.7) pode ser fatorada como

$$\left\{ \frac{\partial}{\partial x} + ik(1 - Q) \right\} \left\{ \frac{\partial}{\partial x} + ik(1 + Q) \right\} u = 0 \quad (3.9)$$

sendo que os dois termos correspondem, respectivamente, a ondas progressivas e regressivas (a fatoração implica que algum termo de união das duas equações foi desprezado) [15]. Nesta fatoração, deve-se considerar que o índice de refração n não varia com o comprimento x , para que o operador Q comute com a derivada do comprimento, pois pelo contrário a fatoração acima se torna incorreta. O próximo passo é dividir a equação de onda em dois termos definidos pela equação (2.9)

$$\frac{\partial}{\partial x} = -ik(1 - Q) \quad (3.10)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} = -ik(1 + Q) \quad (3.11)$$

As técnicas de EP preocupam-se em obter aproximações para Q que sejam válidas para vários ângulos. Para obter-se a solução exata para a equação (3.7) deve-se resolver as equações (3.10) e (3.11) simultaneamente, em um sistema acoplado, pois a primeira despreza o espalhamento regressivo e a segunda despreza o progressivo. As equações (3.10) e (3.11) são equações pseudodiferenciais de primeira ordem em x . Elas podem ser resolvidas, sendo dados o campo inicial na vertical e as condições de contorno no topo e na base da fronteira.

A equação de onda progressiva, equação (3.10), tem a solução formal

$$u(x + \Delta x, .) = e^{-ik\Delta x(1+Q)}u(x, .) \quad (3.12)$$

Para a obtenção deste resultado, o ganho computacional é considerável, comparado à equação de onda elíptica, que é de segunda ordem em x e z e seria resolvida simultaneamente para todos os pontos do domínio de integração.

3.3 – APROXIMAÇÕES DO OPERADOR RAIZ QUADRADA

- A equação diferencial padrão

Para se encontrar a equação parabólica padrão (EPP) pode-se fazer uma expansão do termo exponencial e do operador raiz quadrada em série de Taylor de primeira ordem, na equação (3.12), e calcular as derivadas solicitadas

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}(x, z) + 2ik \frac{\partial u}{\partial x}(x, z) + k^2(n^2(x, z) - 1)u(x, z) = 0 \quad (3.13)$$

Esta forma simples da equação parabólica é muito utilizada para a resolução de problemas de propagação de ondas de rádio a longas distâncias na troposfera. O índice de refração do ar é muito próximo da unidade e não causa problemas significativos na precisão.

- As diferentes equações parabólicas

A equação (3.10) é o ponto de partida para as diferentes equações parabólicas desenvolvidas para a propagação acústica. Cada variação é proveniente de um corte diferente do desenvolvimento em série de Taylor ou da forma geral de uma aproximação linear [13]:

$$Q = \sqrt{1 + q} \cong \frac{a_0 + a_1 q}{b_0 + b_1 q} \quad (3.14)$$

com

$$q = n^2 + \frac{1}{k^2} \frac{\partial^2}{\partial z} - 1 \quad (3.15)$$

ou recorrer à desenvolvimentos em séries de Padè de ordem m [13]:

$$Q = \sqrt{1 + q} \sum_{r=1}^n \frac{a_{j,m} q}{1 + b_{j,m} q} \quad (3.16)$$

sendo

$$a_{j,m} = \frac{2}{2_m + 1} \text{sen}^2 \left(\frac{j\pi}{2m + 1} \right)$$

e

$$b_{j,m} = \text{cos}^2 \left(\frac{j\pi}{2m+1} \right) \quad (3.17)$$

A tabela seguinte dá as expressões do pseudo-operador diferencial Q empregado para as equações parabólicas mais utilizadas, e também as limitações angulares associadas a estas, segundo as obras de [13], onde são estudadas as aberturas angulares máximas com a fase sendo inferior a $0,002^\circ$.

Tabela 3.1: Desenvolvimento do operador Q para diferentes ângulos

Desenvolvimento de Q utilizado	Autor da Aproximação da PE	Limitação Angular
$Q = \sqrt{1+q} \cong 1 + 0,5q$	Tappert [Tappert, 1977]	20°
$\sqrt{1+q} \cong \frac{1 + 0,75q}{1 + 0,25q}$	Claerbout [Claerbout, 1976] Ordem de Padé1 [Collins, 1989]	35°
$\sqrt{1+q} \cong \frac{0,99987 + 0,75q}{1 + 0,30102q}$	Greene [Greene, 1984]	45°
$\sqrt{1+q} \cong 1 + q \frac{0,1382q}{1 + 0,6545q} + \frac{0,36180q}{1 + 0,09549q}$	Ordem de Padé2 [Collins, 1989]	55°
$Q \cong \sqrt{1 + \frac{1}{k^2} \frac{\partial^2}{\partial z^2}} + n - 1$	Thomson e Chapman [Thomson e Chapman, 1983]	>55°

Delrieux mostra [13] que a decomposição de Thomson e Chapman conduz a uma EP dita de “grandes ângulos”, isto é, que reduz os erros para os ângulos de propagação superiores a 15°. Ele mostra que os melhoramentos trazidos à EP obedecem ao mesmo princípio: saber desenvolver o operador raiz quadrada de Q de modo a aproximar-se o mais possível da solução exata da equação de Helmholtz [15].

3.4 – Propagação no Vácuo

- Espectro Angular

Considera-se o caso especial da propagação no vácuo. A técnica da transformada de Fourier fornece uma poderosa arma para a solução de certos tipos de equações diferenciais parciais. A ideia é transformar a equação diferencial parcial, resolvê-la no domínio do espectro, e voltar para o domínio original com a transformada inversa. Introduzindo-se a transformada de Fourier F de função $u(x,z)$ no que diz respeito à altura. Fazendo $U=Fu$, tem-se:

$$U(x, p) = Fu(x, z) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(x, z) e^{-2i\pi pz} dz \quad (3.18)$$

A transformada inversa de Fourier F^{-1} é dada por

$$u(x, z) = \int_{-\infty}^{+\infty} U(x, p) e^{2i\pi pz} dp \quad (3.19)$$

sendo $u = F^{-1} U$.

Se a função $u(x,z)$ é regular, a transformada de Fourier parcial de segunda ordem em z é dada por

$$F\left(\frac{\partial^2 u}{\partial z^2}\right) = -4\pi^2 p^2 Fu \quad (3.20)$$

considerando a transformada de Fourier da derivada parcial de x como

$$F\left(\frac{\partial u}{\partial x}\right) = \frac{\partial(Fu)}{\partial x} \quad (3.21)$$

- Equação Parabólica no Vácuo

Quando o meio de propagação é o vácuo, deve-se tomar a equação (3.7)

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + 2ik \frac{\partial u}{\partial x} + \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + k^2(n^2 - 1) = 0$$

e fazer o índice de refração n igual a 1, obtendo-se

$$\frac{\partial^2 u(x,z)}{\partial z^2} + 2ik \frac{\partial u(x,z)}{\partial x} = 0 \quad (3.22)$$

que é denominada equação parabólica padrão no vácuo. Calculando a transformada de Fourier da equação (3.22)

$$F\left(\frac{\partial^2 u(x,z)}{\partial z^2}\right) + F\left(2ik \frac{\partial u(x,z)}{\partial x}\right) = 0 \quad (3.23)$$

Utilizando as propriedades (3.20) e (3.21) e resolvendo a equação diferencial, obtém-se

$$U(x, p) = e^{-\frac{2i\pi p^2 x}{k}} U(0, p) \quad (3.24)$$

Deseja-se, agora, voltar para o domínio original; para isto, deve-se calcular a transformada inversa da equação (3.24)

$$F^{-1}(U(x, p)) = F^{-1}\left(e^{-\frac{2i\pi p^2 x}{k}} U(0, p)\right) \quad (3.25)$$

porém, a condição

$$F^{-1} \left\{ e^{-\frac{2i\pi p^2 x}{k}} \right\} (x, z) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{2i\pi p^2 x}{k}} e^{2i\pi zp} \quad (3.26)$$

Calculando-se a integral

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} e^{i\pi/4} = e^{-i\pi/4}$$

Obtém-se

$$F^{-1} \left\{ e^{-\frac{2i\pi p^2 x}{k}} \right\} (x, z) = \sqrt{\frac{1}{\lambda}} e^{-i\pi/4} e^{ikz^2/2} \quad (3.27)$$

sendo λ o comprimento de onda. Voltando para o domínio original, obtém-se a fórmula da convolução

$$u(x, z) = \sqrt{\frac{1}{\lambda x}} e^{-i\pi/4} \int_{-\infty}^{+\infty} U(0, z') e^{\frac{ik(z-z')^2}{2x}} dz' \quad (3.28)$$

o que mostra que a solução será completamente determinada desde que se conheça o campo inicial $u(0, z)$ [12].

3.5 – O Método de Diferenças Finitas

A formulação matemática da maioria dos problemas na ciência envolvendo taxa de troca relativa a duas ou mais variáveis independentes resulta nas chamadas equações diferenciais parciais (EDP). O caso especial da equação de segunda ordem a duas dimensões:

$$a \frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} + b \frac{\partial^2 \Phi}{\partial x \partial z} + c \frac{\partial^2 \Phi}{\partial z^2} + d \frac{\partial \Phi}{\partial x} + e \frac{\partial \Phi}{\partial z} + f \Phi + g = 0 \quad (3.29)$$

onde a , b , c , d , e , f e g podem ser funções das variáveis independentes x e z e da variável dependente Φ , ocorre frequentemente nos principais princípios de conservação de física.

Esta equação é elíptica quando $b^2 - 4ac < 0$, parabólica quando $b^2 - 4ac = 0$, e hiperbólica quando $b^2 - 4ac > 0$ [14].

A solução de uma EDP necessita de condições auxiliares adequadas. Muitas EDPs têm comportamento misto, isto é, são parabólicas em uma variável e elípticas em outra, complicando bastante a definição das condições auxiliares apropriadas.

Para que seja possível tratar numericamente as EDPs, elas devem ser expressas na forma de operações aritméticas que o computador possa executar. Essencialmente, deve-se representar os diferenciais da EDP por expressões algébricas, ou seja, discretizar a EDP. Portanto, antes de se resolver a EDP de forma numérica, precisa-se encontrar, para os termos que nela aparecem, as respectivas expressões escritas em função dos pontos da malha (conjunto de pontos discretos). Essas expressões são denominadas de aproximações por diferenças finitas. O resultado final desse processo é uma equação algébrica, denominada equação de diferenças finitas (EDF). A EDF é escrita para cada ponto da região discretizada em que se deseja calcular a solução do problema. Resolvendo-se as EDFs, encontra-se a solução aproximada desejada.

As aproximações de diferenças finitas podem ser obtidas de várias formas. As mais comuns são: expansão em série de Taylor e interpolação polinomial.

- Expansão em séries de Taylor

As aproximações de diferenças finitas têm como base a expansão em série de Taylor de uma função f . Supondo que f seja contínua no intervalo $[a,b]$ de interesse e que possua derivadas até ordem N contínuas nesse intervalo, o Teorema de Taylor permite que se escreva, para todo ponto $x \in [a,b]$,

$$f(x) = f(x_0) + (\Delta x) \frac{df}{dx} + \frac{\Delta x}{2!} \frac{d^2f}{dx^2} + \frac{\Delta x}{3!} \frac{d^3f}{dx^3} + \dots + R_N \quad (3.30)$$

em que $\Delta x = x - x_0$ e R_N é o resto.

Quer-se determinar a primeira derivada de uma função f no ponto $x_i = i\Delta x$. Expandindo $f(x_i + \Delta x)$ em torno do ponto x_i e isolando a primeira derivada, pode-se escrever:

$$\frac{\partial f}{\partial x} = \frac{f(x_i + \Delta x) - f(x_i)}{\Delta x} + \left[-\frac{\Delta x}{2!} \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} - \frac{\Delta x}{3!} \frac{\partial^3 f}{\partial x^3} - \dots - R_N \right] \quad (3.31)$$

Pode-se simplificar a notação escrevendo-se f_i para $f(x_i)$ ou, em geral, $f_{i \pm k}$ para $f(x_i \pm k\Delta x)$. Com isso, a expressão (2.31) torna-se

$$\frac{\partial f}{\partial x} = \frac{f_{i+1} - f_i}{\Delta x} + 0 \quad (3.32)$$

A expressão (3.32) é uma equação de diferenças finitas que representa uma aproximação de primeira ordem para a primeira derivada de f , utilizando diferenças progressivas. Uma segunda aproximação de diferenças finitas pode ser obtida a partir da expansão de $f(x_i - \Delta x)$ obtendo-se, para a primeira derivada,

$$\frac{\partial f}{\partial x} = \frac{f_i - f_{i-1}}{\Delta x} + 0 \quad (3.33)$$

que é outra aproximação de primeira ordem para a primeira derivada de f , considerada uma aproximação por diferenças atrasadas. Manipulando convenientemente as expansões em série de Taylor para $f(x_i + \Delta x)$ e $f(x_i - \Delta x)$ obtém-se a aproximação por diferenças centrais

$$\frac{\partial f}{\partial x} = \frac{f_{i+1} - f_{i-1}}{2\Delta x} + 0(\Delta x)^2 \quad (3.34)$$

Expressões para derivadas de ordem superior a 1 podem ser construídas da mesma maneira como foram obtidas as fórmulas para as primeiras derivadas, isto é, por meio de manipulações adequadas da série de Taylor. A expressão mais comum encontrada na literatura para derivadas de segunda ordem encontra-se na referência [15].

$$\frac{\partial^2 f}{\partial x^2} = \frac{f_{i+1} - 2f_i + f_{i-1}}{(\Delta x)^2} + 0(\Delta x)^2 \quad (3.35)$$

- Notação para funções de várias variáveis

Seja f uma função das variáveis independentes x e z . Então, o valor de f para o ponto de malha $P(x_i, z_j)$ é

$$f_p = f(i\Delta x, j\Delta z) = f_{i,j} \quad (3.36)$$

Após algumas manipulações matemáticas, a aproximação por diferenças progressivas para a variável x é:

$$\frac{\partial f}{\partial x} = \frac{f_{i+1,j} - f_{i,j}}{\Delta x} + 0 \quad (3.37)$$

para derivada de primeira ordem. Para derivadas de segunda ordem ela se torna:

$$\frac{\partial f}{\partial x} = \frac{f_{i+1,j} - 2f_{i,j} + f_{i-1,j}}{(\Delta x)^2} + O(\Delta x)^2 \quad (3.38)$$

Similarmente, para a variável z

$$\frac{\partial f}{\partial x} = \frac{f_{i,j+1} - f_{i,j}}{\Delta z} \quad e \quad \frac{\partial f}{\partial x} = \frac{f_{i,j+1} - 2f_{i,j} + f_{i,j-1}}{(\Delta z)^2} \quad (3.39)$$

As equações (3.37), (3.38) e (3.39) são chamadas de discretização explícita.

Outro esquema de discretização, chamado implícito, foi proposto por Crank e Nicolson (1947)[01]. Este esquema consiste em utilizar um método de discretização que reduz o volume total de cálculos; sendo este método convergente e estável para todo valor finito de $\Delta x / \Delta z$. Eles consideraram a equação diferencial parcial sendo satisfeita por um ponto médio $\{i(\Delta x), (j+1/2)(\Delta z)\}$ e substituíram $\partial^2 f / \partial x^2$ por uma aproximação de diferenças finitas para o j -ésimo e $j+1$ -ésimo níveis da extensão. Então [14]:

$$\frac{\partial f}{\partial x} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{f_{i+1,j+1} - 2f_{i,j+1} + f_{i,j-1}}{(\Delta x)^2} + \frac{f_{i+1,j} - 2f_{i,j} + f_{i-1,j}}{(\Delta x)^2} \right\} \quad (3.40)$$

3.6 – Algoritmos da Equação Parabólica

A solução de uma equação parabólica em uma região implica na obtenção dos valores para a variável dependente em cada ponto da região. Computacionalmente, somente pode-se lidar com uma região contínua se for determinada uma forma analítica para a solução do problema. No caso de solução por métodos numéricos não é possível tratar a região como contínua, pois o método numérico apresenta a solução em pontos (x,z) , por cálculos como adição e multiplicação. Porém, nada impede de escolher pontos no interior da região para solucionar o problema, ou seja, deve-se discretizar a equação parabólica [15]. O esquema de diferenças finitas mais comumente empregado para discretizar a equação parabólica é o esquema implícito de Crank-Nicolson, que permite o modelamento dos contornos arbitrários, aplicado na equação parabólica padrão [01].

O mais baixo contorno horizontal está localizado em $z=0$. Para iniciar, deve-se definir a grade de integração Fig. 3.1, que é fixada na direção vertical, mas não no alcance, de forma que pode ser adaptada em um terreno plano.

Seja

$$z_j = j\Delta z, \quad j = 0, N \quad (3.41)$$

os pontos da grade vertical e x_0, \dots, x_m, \dots são os sucessivos alcances da integração. Para auxiliar a solução de x_{m-1} para x_m , considera-se o ponto médio

$$\xi_m = \frac{x_{m-1} + x_m}{2} \quad (3.42)$$

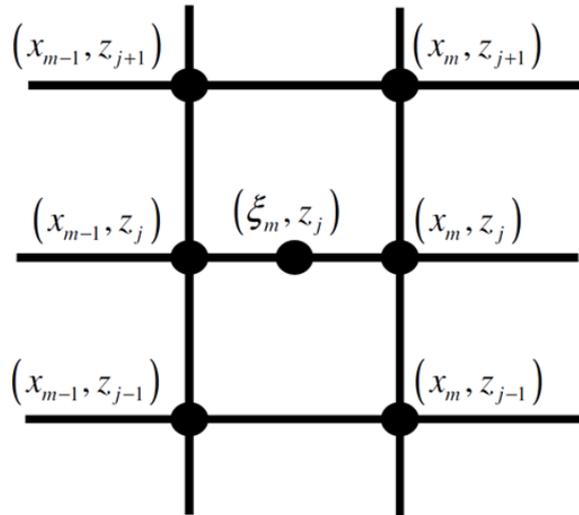


Figura 3.1: Grade de diferenças finitas para o esquema Crank-Nicolson

A aproximação de diferenças finitas centrais da derivada no alcance é

$$\frac{\partial u}{\partial x}(\xi_m, z_j) = \frac{u(x_m, z_j) - u(x_{m-1}, z_j)}{\Delta x_m} \quad (3.43)$$

$$\Delta x_m = x_m - x_{m-1} \quad (2.44)$$

Usando expansão de Taylor, pode-se verificar que o erro é da ordem de $(\Delta x)^2$ (equação (2.34)). A aproximação de diferenças finitas centrais para derivadas de segunda ordem na altura é

$$\frac{\partial^2 u}{\partial z^2}(\xi_m, z_j) = \frac{u(\xi_m, z_{j+1}) - 2u(\xi_m, z_j) + u(\xi_m, z_{j-1}))}{(\Delta z)^2} \quad (3.45)$$

O erro aqui é da ordem de $(\Delta z)^4$. Na expressão (3.45) todos os pontos envolvidos estão dentro do domínio de integração, ou seja, j pode ser 0 ou N [01].

3.7 – Códigos Para Pequenos Ângulos

Nesta secção serão apresentadas as ferramentas adicionais para resolver o problema de propagação de ondas de rádio através da EP para pequenos ângulos. Tomando-se a equação parabólica padrão (3.13)

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}(x, z) + 2ik \frac{\partial u}{\partial x}(x, z) + k^2(n^2(x, z) - 1)u(x, z) = 0$$

e combinando-se com (3.43) e (3.45) obtém-se

$$\frac{u(\xi_m, z_{j+1}) - 2u(\xi_m, z_j) + u(\xi_m, z_{j-1}))}{(\Delta z)^2} + 2ik \frac{u(x_m, z_j) - u(x_{m-1}, z_j)}{\Delta x_m} + k^2(n^2(\xi_m, z_j) - 1)u(\xi_m, z_j) = 0 \quad (3.46)$$

O próximo passo é aproximar u para o alcance ξ_m através da média de valores de x_{m-1} e x_m . Fazendo

$$u_j^m = u(x_m, z_j) \quad (3.47)$$

$$b = 4ki \frac{\Delta z^2}{\Delta x} \quad (3.48)$$

$$a_j^m = k^2(n^2(\xi_m, z_j) - 1)\Delta z^2 \quad (3.49)$$

Obtém-se

$$u_j^m(-2 + b + a_j^m) + u_{j+1}^m + u_{j-1}^m = u_j^{m-1}(2 + b - a_j^m) - u_{j+1}^{m-1} - u_{j-1}^{m-1} \quad (3.50)$$

Para $j = 1, \dots, N-1$ são fornecidas $N-1$ equações.

Para completar o sistema é necessário incluir equações para o topo e base do domínio. Aqui, considera-se que a região é perfeitamente condutora, então u deve ser zero para a base e $u(x,zN) = 0$, pois utiliza-se camadas absorventes para evitar reflexões no topo do domínio.

É necessário expressar os valores de x_m como uma função de x_{m-1} na forma de um sistema linear. A solução não é obtida explicitamente, somente implicitamente, pois é necessário inverter a matriz para obter u para o alcance x_m . Este esquema implícito é do tipo Crank-Nicolson. Na forma matricial, o esquema é dado por [13]

$$A_m U_m = V_m \quad (3.51)$$

Sendo U_m vetor que fornece o campo para o alcance x_m

$$U_m = \begin{bmatrix} u_0^m \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_N^m \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

E A_m é a matriz tri diagonal:

$$A_m = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & \alpha_1^m & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \alpha_2^m & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & & & \dots & & \vdots \\ 0 & \dots & & 1 & \alpha_{N-1}^m & 1 \\ 0 & \dots & & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

sendo

$$\alpha_j^m = -2 + b + a_j^m \quad (3.54)$$

O valor de V_m é obtido do campo U_{m-1} para o alcance anterior através da matriz

$$A_m = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -1 & \beta_1^m & -1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -1 & \beta_2^m & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & & & \dots & & \vdots \\ 0 & \dots & & -1 & \beta_{N-1}^m & -1 \\ 0 & \dots & & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

sendo

$$\beta_j^m = -2 + b + a_j^m, \quad j = 1, \dots, N-1 \quad (3.56)$$

Já que a matriz A_m é tri diagonal, a inversão com o esquema de eliminação de Gauss fornece diretamente A_m não-singular. A seguir, omite-se o índice m por simplicidade. Na primeira passada, a subdiagonal mais baixa é eliminada, com um laço para frente [01]

$$\Gamma_0 = \frac{v_0}{\alpha_0}$$

$$\Gamma_j = \frac{V_j - \Gamma_{j-1}}{\alpha_j}, \quad j = 1, \dots, N \quad (3.57)$$

A subdiagonal mais alta é então eliminada com um laço para trás, obtendo-se a solução como

$$U_N = \Gamma_N$$

$$U_j = \Gamma_j - \frac{U_{j+1}}{\alpha_j}, \quad j = N-1, \dots, 0 \quad (3.58)$$

O número de operações é da ordem de N [13].

Uma vez que a metodologia descrita corresponde ao código para pequenos ângulos, é perfeitamente adequada ao processamento dos dados que objetiva-se realizar.

3.8 – Conclusão

Neste capítulo foram indicados e explicados os detalhes matemáticos do modelo de Equações Parabólicas para pequenos ângulos. A princípio a resolução da equação parabólica bi-dimensional é explicada para iniciar as aproximações do operador raiz-quadrada. A seguir, a formulação do método das diferenças finitas através da expansão da série de Taylor e polinômios é introduzido com método de encontrar as respectivas expressões escritas em função dos pontos da malha (conjunto de pontos discretos) através da UDF.

CAPÍTULO 4

CENÁRIO DAS MEDIÇÕES

Nas regiões rurais, a onda de superfície propaga-se em terrenos que apresentam variações aleatórias na vegetação e na topografia. Na literatura [20] [21] estão presentes os principais modelos de predição que, embora com precisão limitada, são utilizados para determinação da área de cobertura de uma estação de radiodifusão em onda média. Estes modelos exigem o conhecimento prévio dos parâmetros que influenciam na propagação do sinal, como a condutividade e a permissividade do solo. A condutividade elétrica do solo é um parâmetro importante e torna-se crítico no planejamento da digitalização desse serviço.

O valor da condutividade apresenta um nível obtenção difícil, decorrente da complexidade inerente à metodologia e custo envolvidos nas medições. A Recomendação ITU-R P.832-2 é a principal fonte de dados sobre condutividade elétrica do solo, apresentando mapas para frequências em ondas médias que fornecem a condutividade, em milisemens por metro presentes no *World Conductivity Atlas* [1]. Tais mapas são baseados em medidas e em outras informações fornecidas pelos diferentes países membros da ITU.

Condutividades do solo iguais a 1mS/m e 4mS/m são recomendadas para a região central do Brasil: no Distrito Federal e em áreas vizinhas dos estados de Goiás e Minas Gerais. Contudo, esses valores são estimados e não foram obtidos e nem comprovados por meio de métodos de medição da condutividade elétrica como indução eletromagnética e contato direto. Porém, trabalhos utilizando medidas de intensidade de campo elétrico foram desenvolvidos de maneira a estimar valores da condutividade do solo na região central do Brasil, com considerável eficiência de estimação [18].

Os sinais de ondas médias foram radiados a partir do Centro de Transmissão da Empresa Brasileira de Comunicação S/A - Radiobrás, localizado na SOFS Quadra 1, Lote S/N no Plano Piloto da cidade de Brasília-DF, operando na classe A, com as características de transmissão apresentadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Dados de operação da emissora Radiobrás.

EMISSORA RADIOBRÁS	
Estação Transmissora	Centro de Brasília, Brasil 15°49'31,44"S 47°57'49,89"W
Frequência Central	980 kHz
Largura de Banda	10 kHz
Potencia Transmitida	50 kW ERP
Campo Característico	321 mV/m
Antena Transmissora	94 m
Horário de Realização das Transmissões	09:00 – 17:00

4.1 – Sistemas De Medições

Para a realização das medições utilizaram-se equipamentos instalados em veículos da Anatel e da Radiobrás. Na Unidade Móvel de Radiomonitoragem - UMR da ANATEL, os equipamentos foram montados na França pela empresa Thales, e integrados pela empresa Rontan em São Paulo, Brasil, sob a supervisão da *Thales Communication* no Brasil, responsável também pela calibração dos equipamentos. A UMR está preparada para a realização de missões como radiogoniometria, avaliação de parâmetros técnicos (modulação, frequência e intensidade de campo), análise espectral e taxa de ocupação. Para a realização das medidas foi utilizado o layout da Figura 3.1 [21].

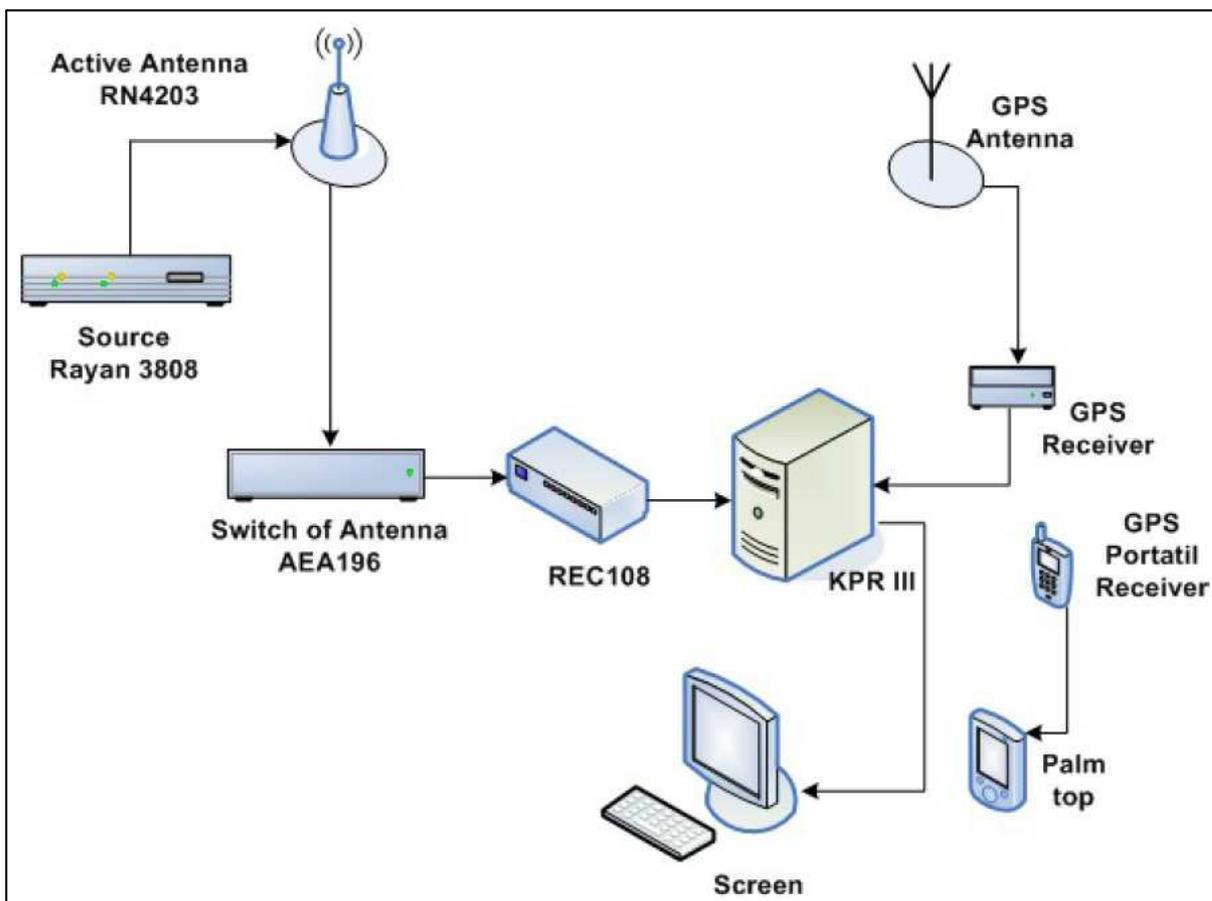


Figura 4.1: Setup de equipamentos instalado no veículo da Anatel [21].

O sinal modulado em amplitude - AM captado por uma antena monopolo ativa RN 4203 Rayan, passa pelo comutador de antenas AEA 196 e na sequência é entregue ao receptor REC 108. Este receptor contém dois módulos para a faixa de frequência inferior a 30 MHz: o RF HF 2000, que translada o sinal de Radiofrequência – RF, para Frequência Intermediária - FI; e o FI HVU 2000, que amostra o sinal em FI e realiza a demodulação do mesmo. Após o processamento no REC 108, as amostras do sinal em FI são enviadas a unidade central de processamento KPRIII, que utilizando um Processador Digital de Sinais adquire o valor da intensidade de campo de cada amostra em FI. As coordenadas geográficas, latitude e longitude, de cada amostra são armazenadas através de um receptor GPS Trimble, acoplado na porta RS232 do Computador KPRIII.

Complementa o sistema de medidas, um GPS portátil interligado a um Palm Top, com o objetivo de registrar as coordenadas geográficas, onde o sinal apresenta variações bruscas no valor da intensidade do campo elétrico medido, que ocorrem

na presença de linhas de transmissão, túneis e placas de sinalização. A Tabela 4.2 efetua a descrição de cada equipamento utilizado na viatura da ANATEL.

Tabela 4.2 - Dados de operação da emissora Radiobrás.

Equipamento	Descrição
Antena ativa RN4203	Faixa de freqüência: 9kHz – 300 MHz Impedância de entrada nominal: 50 Ω Polarização: Vertical Fator de ruído: < 10 dB VSWR: < 2:1 Fator da antena: < 25 dB Diagrama de radiação: elevação – como um dipolo de $\lambda/2$; azimute – onidirecional
Rayan 3808	Alimentador da antena ativa.
AEA 196	Comutador de antenas.
REC 108	Translação de RF para FI.
KPR III	Processador digital de sinal - DSP
Receptor GPS	GPS

A UMR da ANATEL realizou as medições nas rotas 1, 2 e 6, enquanto que nas rotas 1, 3, 4 e 5 foi utilizada a viatura da Empresa Brasileira de Comunicação S/A – Radiobrás, cujos equipamentos foram montados pela equipe do consórcio sistema de radiodifusão digital DRM (Digital Radio Mondiale) em Brasília-DF, Brasil. A validação das medições realizadas neste sistema fez-se pela comparação dos valores obtidos anteriormente com a viatura da Anatel com os dados obtidos através de um analisador de espectro instalado no campus da Universidade de Brasília - UNB. Assim, as medições foram realizadas mediante o layout da Figura 4.3.

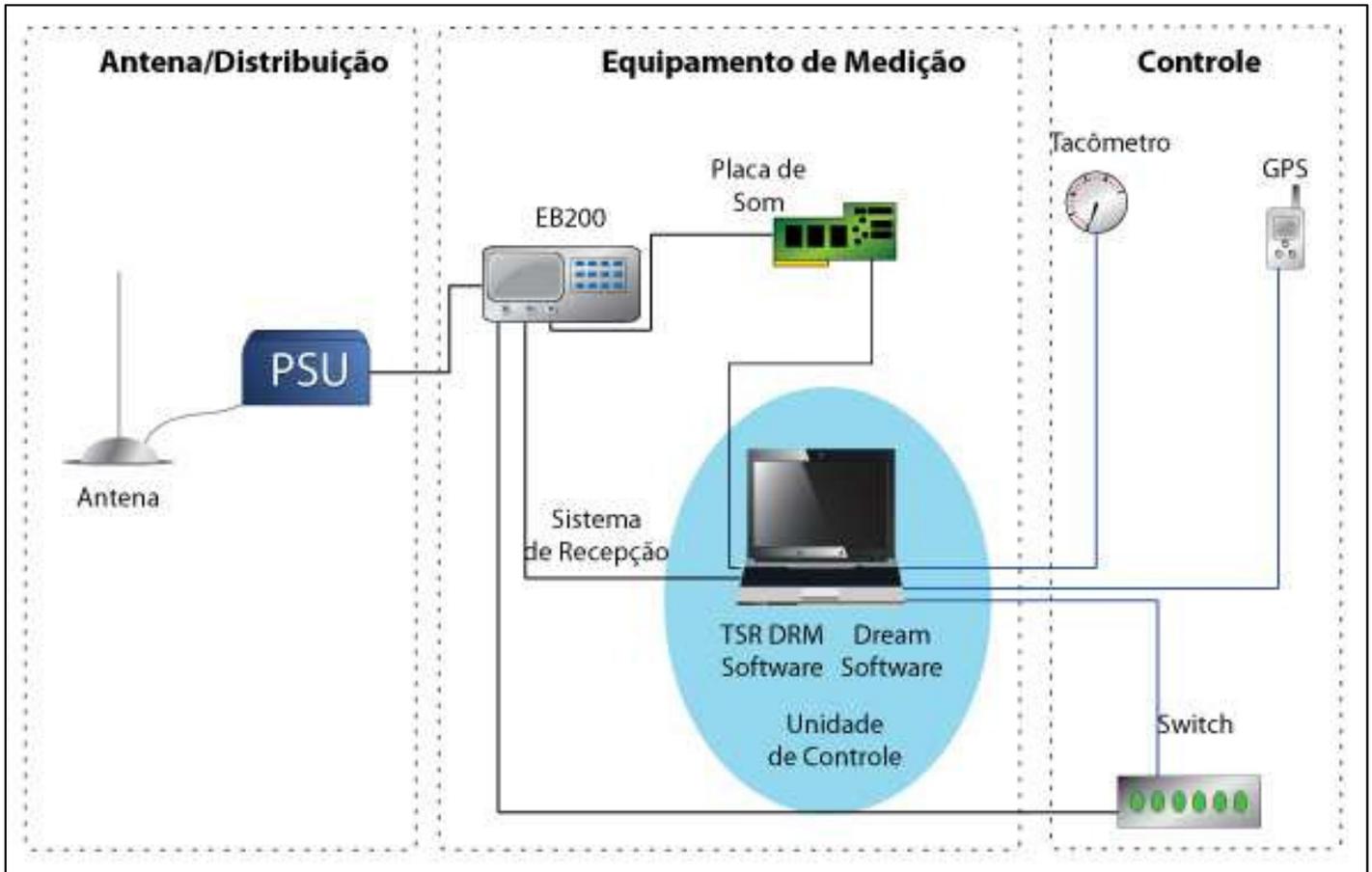


Figura 4.2: Sistema de medição instalado no carro da Anatel.

O sinal AM coletado por uma antena monopolo curto ativa, com fator K igual a 15 dB, modelo R&S HE010, fabricante Rohde-Schwarz, é entregue a um PSU (Power Supply Unit – 10 kHz à 30 GHz) da Rohde-Schwarz que interliga a antena de recepção e o receptor. O receptor profissional EB200 adquire o sinal do PSU em RF e translada para FI e banda básica, colocando-o no formato IQ, em fase e quadratura. O sinal IQ é entregue a uma placa de som modelo Creative Sound Blaster 24 bit conectada diretamente a porta USB de um Notebook. No Notebook, foram instalados os softwares, Dream e TSR DRM, responsáveis respectivamente pela demodulação do áudio e captura do valor da intensidade do campo elétrico medido no EB200. O software TSR DRM, armazena para cada amostra o valor do campo elétrico, as coordenadas geográficas obtidas por um GPS modelo 99xx Garmim, velocidade do veículo e altitude do terreno.

Com o objetivo de estimar a condutividade elétrica do solo, medições da intensidade de campo elétrico foram realizadas ao longo de seis rotas radiais uniformemente distribuídas, na região das cidades satélites da cidade de Brasília, das quais os dados disponibilizados correspondem à rota 03 e à rota 04 conforme ilustra a Figura 4.3.



Figura 4.3: Rotas percorridas durante a campanha de medições da intensidade do campo elétrico.

O ponto de partida das duas rotas é a capital federal Brasília. Para percorrer a Rota 04, a equipe de medição partiu em direção leste com destino à cidade de Arinos seguindo pela BR-479, de comprimento aproximado igual a 130km. Para percorrer a Rota 03, a equipe de medição deixou a capital e seguiu em direção norte para a cidade de Niquelândia através da BR-414, de comprimento próximo a 100km. A permissividade relativa assume valor de $15F/m$ para ambas as rotas.

Os valores de condutividade seguem um padrão observado a partir da avaliação analítica das curvas resultantes da plotagem dos dados iniciais, fornecidos pela campanha de medição da ANATEL/Radiobrás. Os valores de condutividade assumidos por trecho em cada rota são descritos na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Valores de condutividade para diferentes distâncias

Rota	Distância (km)	Condutividade (mS/m)
Rota3	0-40	2.9
Rota3	40-100	4.1
Rota4	0-60	3.7
Rota4	60-130	4.7

Para a metodologia de Equações Parabólicas para pequenos ângulos, o valor médio da condutividade das duas partes de cada rota configura a melhor escolha para processamentos futuros. Ao adotar-se o valor médio das condutividades, reduz-se o custo de tempo e o alcance final dos valores de saída fornecidos pelo processamento dos dados.

Desta forma, o cálculo para encontrar o valor médio foi realizado para encontrar a condutividade média. O resultado deste cálculo está descrito na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 – Valores médios para Condutividade

Rota	Valor médio da Condutivade (mS/m)
Rota03	3.5
Rota04	4.0

Uma vez que o valor condutividade elétrica apresenta-se mais preciso, torna-se possível minimizar o erro entre os valores das intensidades de campo elétrico medido e predito.

4.2– Processamento Dos Dados

Os dados obtidos pela campanha de medição executadas pela ANATEL/Radiobrás foram processados utilizando o método Modelo Terra Esférica, seguindo a recomendação ITU-R P.368-8 [13], para uma condutividade do solo $\sigma = 1$ mS/m e permissividade relativa $\epsilon_r = 15$. As figuras 4.4 e 4.5 ilustram os resultados obtidos pela campanha para as rotas 3 e 4, respectivamente, assim como o perfil topográfico ao longo das rotas.

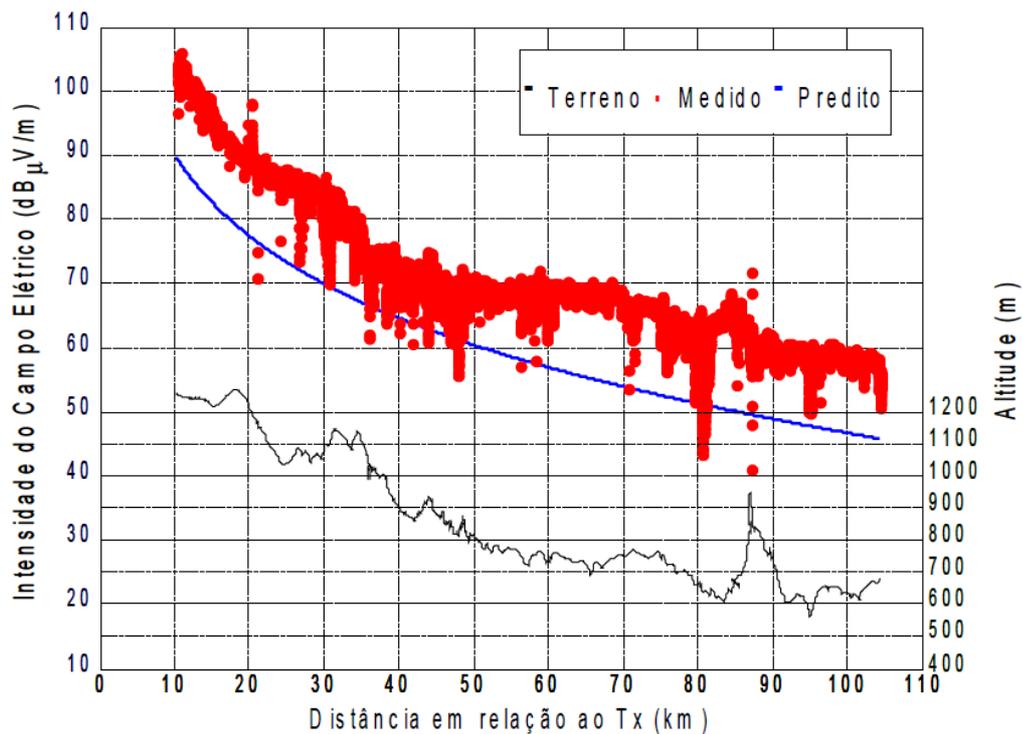


Figura 4.4 – Intensidade do Campo Elétrico versus Distância para a Rota03. Perfil topográfico adicionado.

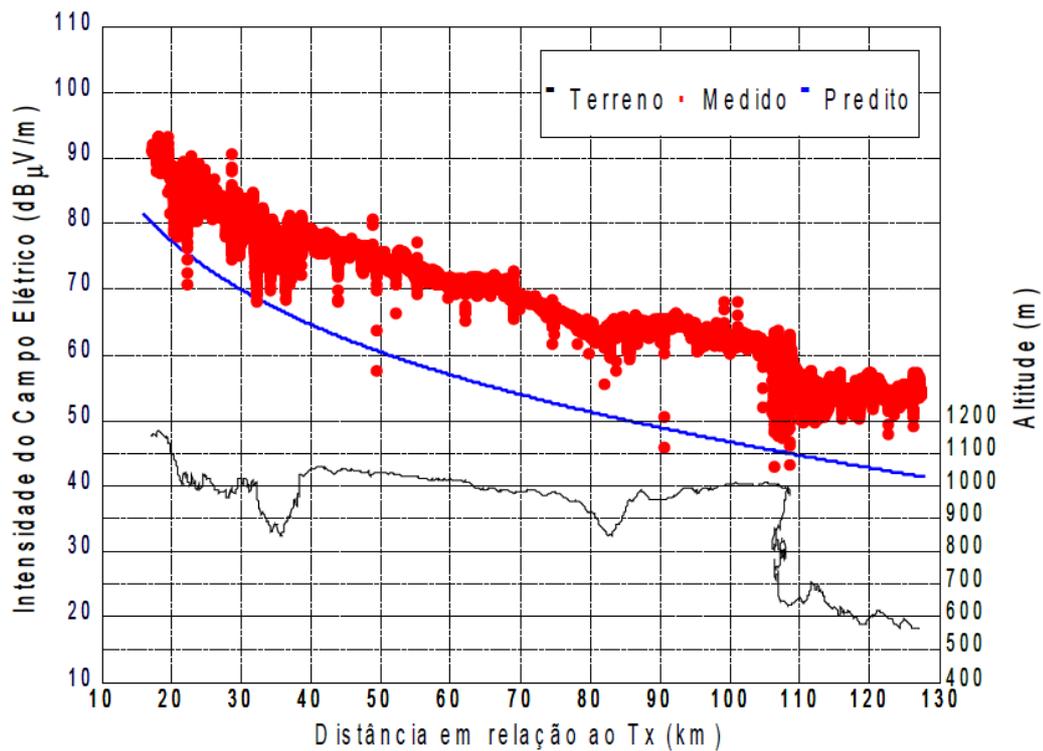


Figura 4.5 – Intensidade do Campo Elétrico versus Distância para a Rota04. Perfil topográfico adicionado [21].

Ao observar o comportamento das curvas de ambas as rotas, é possível destacar algumas considerações importantes. Há uma queda acentuada da intensidade de campo elétrico nos pontos onde existem depressões no terreno, que superam um comprimento de onda, que é de 306 m na frequência de 980 kHz, utilizada pela emissora cujo sinal foi medido. Várias amostras têm nível bem superior à média, principalmente no final da rota.

A curva gerada através da aplicação do método Modelo Terra Esférica, indicado no gráfico como Predito, o que sugere que a condutividade elétrica do solo na região de interesse, difere da indicada na recomendação ITU-R P. 832-2 [13].

Considerando as observações anteriores, realizou-se um pré-processamento nas amostras da intensidade de campo elétrico obtidas na campanha de medidas, com o objetivo de validar os dados. Então, os pontos situados na área urbana e as componentes de alta frequência foram removidos.

Na coleta de medidas algumas precauções devem ser observadas de maneira a validar as amostras obtidas. Portanto, para que o sinal seja corretamente

reproduzido, a distância entre os pontos de coleta deve atender a seguinte relação [20].

$$d \leq \frac{\lambda}{4}$$

O sinal de radio instantâneo recebido numa unidade móvel pode ser expresso por

$$s(t) = r(t)e^{j\psi(t)}$$

sendo $r(t)$ a envoltória do sinal, que pode ser obtida pelo produto entre um sinal $m(t)$, com variação lenta e um sinal $r_0(t)$, com variação rápida.

$$r(t) = m(t) r_0(t)$$

Escrevendo a equação em decibéis, como função do deslocamento do veículo, y , obtém-se:

$$r(y)dB = m(y)dB + r_0(y)dB$$

em que, $r(y)dB$ é o valor da intensidade de campo elétrico medida. Ao aplicar-se as amostras do sinal na entrada de um filtro passa baixa, obtém-se o sinal $m(y)dB$ desejado. Por ser o mais recomendado para esse tipo de problema, utilizou-se um filtro média móvel, que filtra as amostras com menores oscilações e representa uma suave tendência das mesmas. Portanto, o filtro projetado em [22] foi utilizado.

Conforme dispõe o Regulamento Técnico para Emissoras de Radiodifusão Sonora em Onda Média e Onda Tropical – 120 metros, aprovado pela Resolução 116/99, da ANATEL, os critérios de proteção destas emissoras são determinados pelo campo nominal utilizável (E_{nom}) que é função da classe e localização geográfica em relação às zonas de ruído atmosférico [22].

Para a emissora da Radiobrás, classe “A” utilizada na coleta dos dados, o Regulamento Técnico estabelece um Enom de 1250 $\mu\text{V}/\text{m}$. Observa-se na Figura 4.10 que o contorno protegido da emissora na direção da rota 1, considerando os valores preditos, é de 48 km, enquanto que para os valores medidos, aumenta para 97 km. Tal fato representa um incremento na área de serviço da estação que deverá ser protegida contra interferências provocadas por sinais que excedam o campo máximo permissível no contorno protegido.

4.3– Estimativa Da Condutividade Do Solo Através Do Erro Médio Quadrático – Rmse

Nos sistemas digitais, a recepção do sinal é muito sensível a pequenas variações da intensidade de campo recebido, devido ao fato de que valores de campo inferiores ao limiar de recepção podem causar a perda completa de disponibilidade do serviço. Portanto, para esses sistemas, é imprescindível que os valores dos parâmetros utilizados nos modelos de predição sejam confiáveis e, desta forma, permitam que um correto planejamento do serviço seja realizado. Então, em [8] é proposta uma metodologia para a estimação dos parâmetros do solo.

Para estimar os valores dos parâmetros elétricos do solo, obedecendo às restrições impostas pelo modelo terra esférica, a metodologia consiste em comparar os valores medidos da atenuação do sinal com os valores obtidos por meio do modelo de propagação da onda de superfície. A atenuação do sinal pode ser obtida a partir da intensidade do campo elétrico, por [22].

$$A_s(\text{dB}) = 142,0 + 20 \log(f_{\text{MHz}}) - E(\text{dB}\mu(\text{V}/\text{m}))$$

Definindo-se a diferença entre as atenuações predita, p_i , e medida, m_i , em escala logarítmica, tem-se o valor quadrático médio ou segundo momento do erro (Raiz do Erro Médio Quadrático – REMQ), que pode ser obtido por:

$$REMQ = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (p_i - m_i)^2}$$

com N assumindo o valor do número de amostras.

A metodologia proposta consiste em se desenhar uma curva da condutividade versus erro médio quadrático, para diferentes valores da condutividade. Figura 4.6 mostra um exemplo dessa curva para a rota 1, em que se considerou, para a determinação do campo teórico, a permissividade relativa igual a 15. A partir desse resultado, pode-se determinar o valor da condutividade que mais se aproxima do valor real.

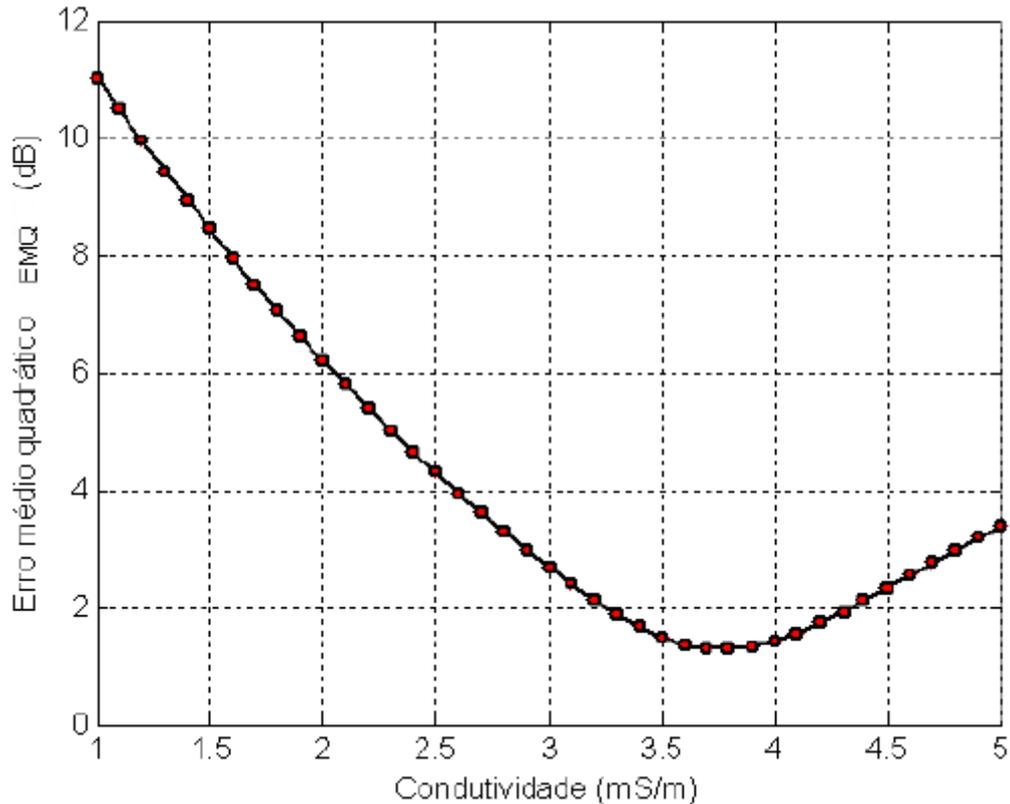


Figura 4.6- Erro médio Quadrático da Atenuação, para $\epsilon_r=15$

Na metodologia proposta o valor da permissividade foi considerado constante o que pode influenciar na condutividade estimada. Portanto, uma análise foi realizada considerando-se a condutividade igual a 3,8mS/m, traçando-se as curvas para permissividades relativas de valores iguais a 4, 15 e 25, conforme Figura 4.7.

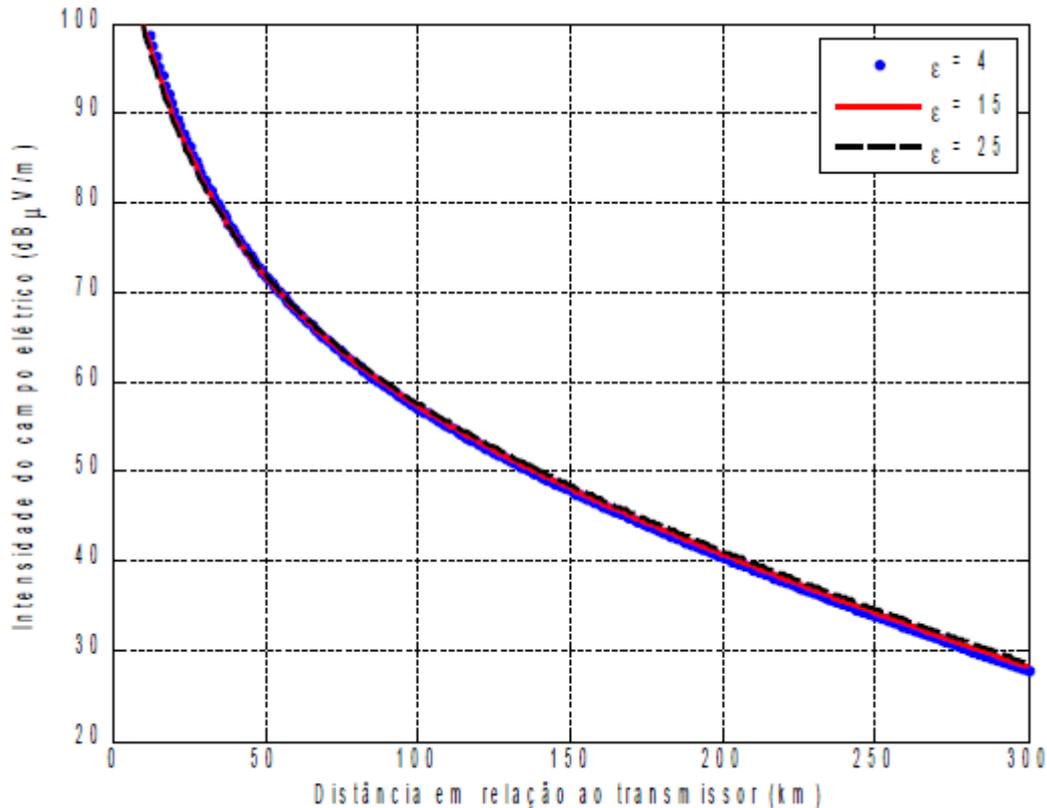


Figura 4.7- Diferentes permissividades relativas do solo.

A Figura 4.8 ilustra o erro resultante em função da distância ao considerar o solo seco ao invés de médio, médio ao invés de pantanoso, ou extremamente seco ao invés de pantanoso. Verifica-se que os valores da intensidade do campo elétrico estão próximos, mesmo no caso extremo das características do solo. Para o pior caso, ao considerar a característica do solo extremamente seco $\epsilon_r = 4$ e na prática ser extremamente úmido $\epsilon_r = 25$, o erro máximo é de 1,5 dB a 10 km do transmissor.

No entanto, em situações onde o receptor encontra-se a distâncias superiores a 10km, o valor do erro é inferior. O transmissor utilizado na campanha de medição encontra-se próximo da região central da cidade, e como perímetro urbano foi considerado 30 km de raio em torno da estação transmissora. Assim, o erro introduzido para o pior caso na escolha da permissividade é inferior a 0,5dB. Desta forma, a permissividade tem influência muito menor que a condutividade no cálculo

da intensidade do campo elétrico, sendo utilizado, para a obtenção do campo teórico o valor de $\epsilon_r = 15$.

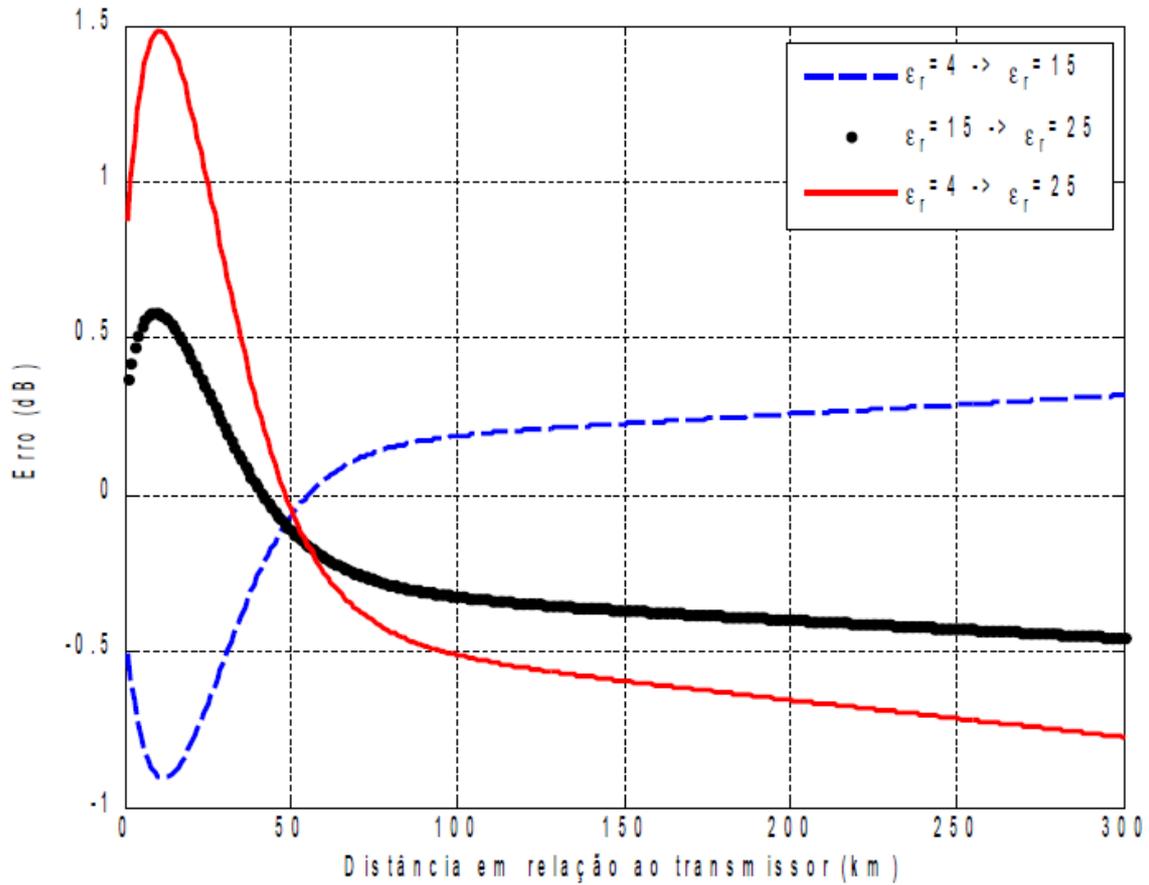


Figura 4.8- Erro do campo elétrico para diferentes permissividades relativas (campo elétrico estimado em 3,8 mS/m).

Com a metodologia do erro médio aplicada, a condutividade correspondente a cada rota utilizada na campanha de medição foi estimada.

A Tabela 3.3 apresenta os resultados obtidos, bem como o erro médio quadrático respectivo. Estimados os parâmetros elétricos do solo, foi possível determinar a intensidade do campo elétrico e comparar com os valores medidos.

Tabela 4.3 – Condutividades estimadas para cada rota segundo método REMQ

Rotas	Condutividade (mS/m)	REMQ(dB)
3	3,1	3,20
4	5,2	1,62

4.4 – Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o centro de transmissão utilizado na campanha de medidas, suas configurações e os equipamentos de medição. Após o processamento dos dados, a diferença entre o valor real da condutividade e o recomendado pela ITU-R na região onde a campanha de medição foi executada ficou evidenciada: a condutividade estimada é bem superior a recomendada, proporcionando assim, uma maior área de cobertura, implicando em restrições para a digitalização desse serviço nessa região.

A metodologia para a estimativa dos parâmetros do solo através das medidas de intensidades de campo elétrico proposto em [21] foi descrito na seção 4.2, apresentando resultados satisfatórios. No entanto, a metodologia requer várias etapas de processamento e, desta forma, acarreta um processo custoso em nível de tempo.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS

O conhecimento dos valores elétricos do solo, com destaque ao parâmetro condutividade e campo elétrico, permite uma maximização da qualidade dos serviços de onda média através do planejamento mais preciso destes serviços. Processos convencionais de medição de tais parâmetros apresentam elevados custos financeiros e temporais, portanto a aplicação destes processos em áreas territoriais muito extensas como o território nacional brasileiro torna-se inviável. Desta forma, modelos para predição [20] [21] da condutividade do solo têm sido estudados.

Neste capítulo serão apresentados os resultados da predição de campo elétrico obtidos através do processamento dos dados da campanha de medição da condutividade do solo nos entornos da capital federal do Brasil, Brasília, executada pela ANATEL/Radiobrás [23], utilizando o método de Equações Parabólicas para ângulos restritos discutido no Capítulo 2.

Na Figura 4.1 é possível analisar os valores do campo elétrico em $\text{dB}\mu\text{mV/m}$ versus a distância em relação ao transmissor fornecidos pelo método EP (Equações Parabólicas), referente ao processamento dos dados da Rota03.

O gráfico apresenta a relação otimizada entre a curva de valores medidos (Measured) e a curva de valores preditos (Predicted) versus a distância em relação ao transmissor (Tx) em quilômetros. Observa-se que a predição forneceu poucos picos de baixa, majoritariamente a uma distância considerável do transmissor.

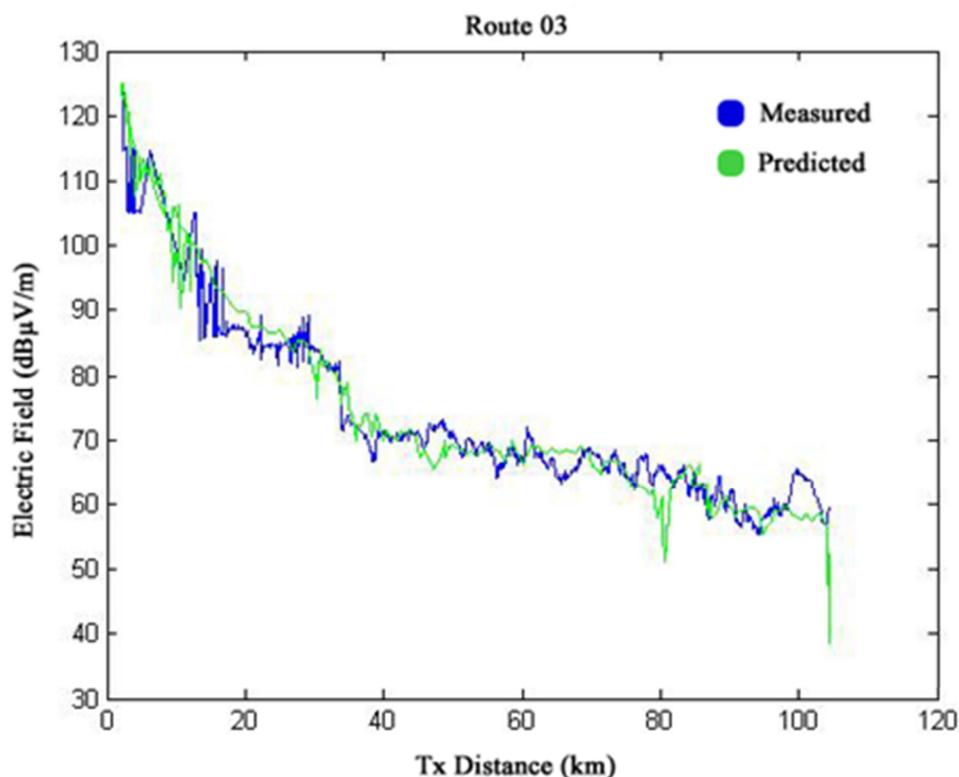


Figura 5.1: Valores fornecidos pelo processamento com Equações Parabólicas para a Rota 03.

Na Figura 4.2 os valores do campo elétrico em $\text{dB}\mu\text{mV/m}$ versus a distância em relação ao transmissor fornecidos pelo método EP (Equações Parabólicas) são apresentados em forma de gráfico, referente ao processamento dos dados da Rota04.

O gráfico apresenta a relação otimizada entre a curva de valores medidos (Measured) e a curva de valores preditos (Predicted) versus a distância em relação ao transmissor (Tx) em quilômetros. Observa-se que a predição forneceu quantidade menor de picos relevantes que o resultado da rota 03. O pico baixo mais considerável apresenta uma distância de mais de 120 km do transmissor.

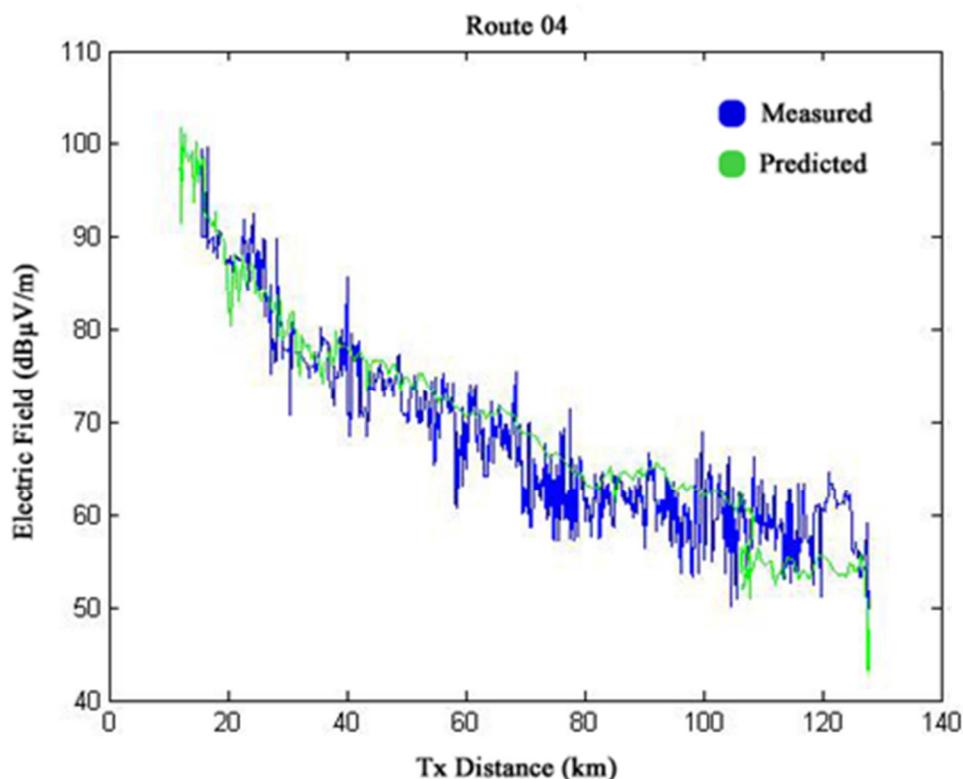


Figura 5.2: Valores fornecidos pelo processamento com Equações Parabólicas para a Rota 04.

Após a coleta dos resultados de campo elétrico processados por Equações Parabólicas (EP), o filtro para análise do erro RMSE (Root Square Medium Error) foi aplicado para validar os resultados obtidos.

Ao aplicar o filtro, foram utilizados os parâmetros de condutividade para as duas diferentes distâncias em relação ao transmissor em cada rota tal como descrito na Tabela 4.3, com o objetivo é fornecer uma saída de valores de forma mais segura e precisa.

Os valores descritos da Tabela 5.1 correspondente ao Erro RMSE comprovam o rendimento satisfatório do método de Equações Parabólicas para pequenos ângulos como satisfatório. Tais valores atribuídos ao erro RMSE estão descritos na Tabela 4.1.

Tabela 5.1 – Erro RMSE (Root Medium Square Error)

Rota	Condutividade Média (mS/m)	Permissividade (F/m)	RMSE (dB)
03	3.5	15	3,7056
04	4.0	15	3,6892

CONCLUSÃO

Em telecomunicações, para que a comunicação sem fio entre transmissor e receptor seja efetuada satisfatoriamente é necessário que as ondas eletromagnéticas, apresentadas pela primeira vez por Nikola Tesla, viajem através do espaço aéreo com ausência de interferências significativas. No ambiente terrestre, os parâmetros elétricos do solo, como condutividade, permissividade e campo elétrico afetam diretamente o desempenho das ondas eletromagnéticas e, conseqüentemente das redes de telecomunicações sem fio.

Com o objetivo de auxiliar o desenvolvimento e aplicação do sistema de Rádio Digital em solo brasileiro, foram apresentados os esquemas de transmissão escolhidos pelo governo federal como padrão para o broadcasting de rádio digital, que são o High Definition-Radio (HD-Radio) e o Digital Radio Mondiale (DRM).

A descrição da aplicação e desenvolvimento da metodologia de predição de campo elétrico utilizando Equações Parabólicas para pequenos ângulos foi realizada. Os dados provenientes da campanha de medição efetuada pela ANATEL/Radiobrás na região em torno da capital federal, Brasília – DF configuram os valores de entrada do processamento.

Os resultados obtidos mostraram-se satisfatórios comparados aos trabalhos anteriores citados, o que comprova a eficiência da metodologia apresentada e a qualifica para aplicações futuras, uma das quais caracteriza o estudo dos dois principais padrões de função demonstrada pela plotagem de gráficos

REFERÊNCIAS

- [1] iBiquity Digital Corporation, “*AM IBOC Test Data Report: Appendix A – IBOC AM transmission specification*”, fevereiro de 2002.
- [2] Rec. ITU-R P.832-2: “*World atlas of ground conductivities*”, 1999.
- [3] F.F. Lima, “*Contribuições para a Implantação da Radiodifusão Digital no Brasil na Faixa de Frequência Inferior a 30 MHz*”, Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, - UNB, Brasil, 2008.
- [4] Hoffmann, F., Hansen, C. and Schäfer, W. “*Digital Radio Mondiale (DRM): digital sound broadcasting in the AM bands*”, IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 49, no.3, pp. 319-328, set de 2003.
- [5] ETSI ES 201 980: “*Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification*”, v1.1.1, 2001-09.
- [6] ETSI TS 201 980 “*Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification*”, v1.2.2, 2003.
- [7] Rec. ITU-R P.368-7: “*Ground-Wave propagation curves for frequencies between 10 kHz and 30 MHz*”, 1992.
- [8] Lecours, J.Y. Chouinard, G. Y. Delisle and J. Roy, “*Statistical Modeling of the Received Signal Envelope in a Mobile Radio Channel*”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol 37, no 4, pp. 204-217, November 1998.
- [9] Resolução 116 ANATEL “*Regulamento Técnico para Emissoras de Radiodifusão em Onda Média e Onda Tropical – 120 Metros*”, Brasília, 1999.
- [10] Silva, L. M. Lima, F. F. Lopes, Junior, D. H. A. “*Radiodifusão Sonora Digital Terrestre: Sistemas Existentes e suas Principais Características*”, Apostila, Fevereiro 2005.
- [11] Rec. ITU-R BS.1514-1: “*Systems for Digital Sound Broadcasting in the Broadcasting Bands Below 30 MHz*”, 2002.
- [12] M.D. Yacoub, “*Foundations of Mobile Radio Engineering*”, Ed. CRC Press, 1993.
- [13] M. Levy, *Parabolic Equation Methods for Electromagnetic Wave Propagation*, The Institution of Electrical Engineers, London, 2000.

- [14] J.B. Andersen, S. Berntsen E P. Dalsgaard, "Propagation in Rectangular Waveguides with Arbitrary Internal and External Media", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-23, No. 7, July 1975.
- [15] P. Valtr and P. Pechac, *Domain Decomposition Algorithm for Complex Boundary Modeling using the Fourier Split-Step Parabolic Equation*, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 6, pp. 152-155, 2007.
- [16] G. D. Smith, *Numerical Solution of Partial Differential Equations □ Finite Difference Methods*, 3rd ed., Oxford: Clarendon, 1984, pp. 11-38.
- [17] R. K. Wangsness, *Electromagnetic Fields*, John Wiley & Sons, United States of America, pp. 34 – appendices, 1979.
- [18] L. W. Li, T. S. Yeo, P. S. Kooi, M. S. Leong, and J. H. Koh, *Analysis of Electromagnetic Wave Propagation in Forest Environment along Multiple Paths*, Progress In Electromagnetics Research, PIER 23, pp. 137-164, 1999.
- [19] D. I. Axiotis and M. E. Theologou, *2 GHz Outdoor to Indoor Propagation at high Elevation Angles*, IEEE, PIMRC 2002.
- [20] H. – S. Kim e R. M. Narayanan, "A New Measurement Technique for Obtaining the Complex Relative Permittivity of Terrain Surfaces", IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, pp. 1190-1194, 2002.
- [21] M. da G., Bruno. "Soil Electric Parameters Prediction for Medium Wave Radio Broadcasting Using Neural Network". Dissertação de Mestrado. UFPa – 2008.
- [22] A. M. Cavalcante, J. C. W. A. Costa and G. P. S. Cavalcante, "3D Ray Tracing Simulator for Characterization of Mobile Radio Channels", MOMAG (XI Brazilian Microwave and Optoelectronics- Symposium SBMO and VI Brazilian Electromagnetic Conference -CBMag), 2004, São Paulo, 2004 (in Portuguese).
- [23] Resolução 116 ANATEL "Regulamento Técnico para Emissoras de Radiodifusão em Onda Média e Onda Tropical – 120 Metros", Brasília, 1999.
- [24] M. Lecours, J.Y. Chouinard, G. Y. Delisle and J. Roy, "Statistical Modeling of the Received Signal Envelope in a Mobile Radio Channel", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol 37, no 4, pp. 204-217, November 1998.