

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO DA PROPAGAÇÃO DE SINAL EM ONDAS MÉDIAS:  
CONTRIBUIÇÕES PARA A IMPLANTAÇÃO DA RADIODIFUSÃO  
DIGITAL NO BRASIL

FLÁVIO FERREIRA LIMA

ORIENTADOR: HUMBERTO ABDALLA JÚNIOR  
CO-ORIENTADOR: ANTONIO JOSÉ MARTINS SOARES

TESE DE DOUTORADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PUBLICAÇÃO: 022/2008  
BRASÍLIA/DF: FEVEREIRO/2008

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

FLÁVIO FERREIRA LIMA

TESE DE DOUTORADO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

APROVADA POR:

---

Humberto Abdalla Júnior, Docteur, ENE/UnB  
(Orientador)

---

Antônio José Martins Soares, Doutor, ENE/UnB  
(Co-Orientador)

---

Cássio Gonçalves do Rego, Doutor, DELT/UFMG  
(Examinador Externo)

---

Luiz da Silva Mello, Doutor, ENE/CETUC  
(Examinador Externo)

---

Lucio Martins da Silva, Doutor, ENE/UnB  
(Examinador Interno)

BRASÍLIA/DF, 29 DE FEVEREIRO 2008.

## FICHA CATALOGRÁFICA

LIMA, FLÁVIO FERREIRA

Estudo da Propagação de Sinal em Ondas Médias: Contribuições para a Implantação da Radiodifusão Digital no Brasil [Distrito Federal] 2008.

xiv, 87p., 297 mm (ENE/FT/UnB, Doutor, Engenharia Elétrica, 2008).

Tese de Doutorado - Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Propagação

2. Radio Digital

3. Ondas Médias

4. Modelo de Predição

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

## REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

LIMA, F. F. (2008). Estudo da Propagação de Sinal em Ondas Médias: Contribuições para a Implantação da Radiodifusão Digital no Brasil. Tese de Doutorado, Publicação 022/2008, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 87p.

## CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Flávio Ferreira Lima

TÍTULO: Estudo da Propagação de Sinal em Ondas Médias: Contribuições para a Implantação da Radiodifusão Digital no Brasil.

GRAU/ANO: Doutor/2008

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta tese de doutorado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta tese de doutorado pode ser reproduzida sem a autorização por escrito do autor.

---

Flávio Ferreira Lima

SCLN 407 BL. A APT 217

70855-500 - Brasília/DF - Brasil

flavio.ferreira@mc.gov.br

## DEDICATÓRIA

*Ao meu irmão Fábio Ferreira Lima.*

*Ao meu pai Francisco Lima.*

*A minha tia Maria do Carmo.*

*In Memoriam*

## AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus.

A minha mãe Ivone e as minhas irmãs Zuleide, Tânia e Nelbia, exemplo de vida, força e perseverança, que me ensinaram todos os dias a lutar, com estudo e honestidade.

Ao meu tio Natanael, pelo constante apoio e incentivo.

A minha companheira Amanda, da qual tenho o amor, a compreensão e o apoio necessário.

Aos meus amigos Roque Lambert Filho, Georges Daniel Amvame-NZE e Ivan Ney pela inestimável convivência e constante incentivo.

Aos meus orientadores e professores Antônio José Martins Soares e Humberto Abdalla Jr., pela orientação, apoio e sobre tudo pelo entusiasmo e alegria que tanto me ajudaram a superar os momentos mais difíceis no desenvolvimento desse trabalho. Agradeço ainda, pelas oportunidades para o crescimento pessoal e profissional que me proporcionaram, ensinando-me várias lições, as quais espelharei como professor e ser humano, daqui a diante.

Aos professores do curso de Doutorado em Engenharia Elétrica pela contribuição na minha formação acadêmica, em especial aos professores Lúcio, Franklin, Francisco de Assis, Adson, Leonardo, Juliana e Molinaro.

Ao professor Angel Rodolfo Baigorri do Departamento de Matemática, um agradecimento especial, pela paciência e dedicação.

Ao pessoal da Anatel e Radiobrás, em especial aos Engenheiros Fabio Lobão e Osmam (in memoriam).

Aos colegas e amigos do Ministério das Comunicações pelo constante apoio, em especial a Dra Zilda Beatriz, Dr. Jayme Marques e aos engenheiros Carlos Gold, Daniel, Hebert e Erick.

Aos meus amigos e companheiros da UnB, em especial aos meus bons amigos do NMI e a todos funcionários do departamento de Engenharia Elétrica.

A Universidade Regional de Gurupi, pela confiança e apoio financeiro durante o desenvolvimento desse trabalho.

*Muito Obrigado.*

## **RESUMO**

### **ESTUDO DA PROPAGAÇÃO DE SINAL EM ONDAS MÉDIAS: CONTRIBUIÇÕES PARA A IMPLANTAÇÃO DA RADIODIFUSÃO DIGITAL NO BRASIL**

**Autor: Flávio Ferreira Lima**

**Orientador: Humberto Abdalla Júnior**

**Co-Orientador: Antônio José Martins Soares**

**Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica**

**Brasília, fevereiro de 2008**

A digitalização do sistema de radiodifusão tornou-se uma realidade e vem ao encontro dos avanços tecnológicos, proporcionando várias vantagens sobre os atuais sistemas analógicos, tais como: melhor aproveitamento do espectro de frequências disponível; redução na potência de transmissão; utilização de técnicas avançadas para correção de erros; aplicações multimídias, como imagens, dados e informações no visor; e segurança nos dados. Entretanto, as condições para recepção de sinais digitais requerem cuidados adicionais, que não são considerados nos sistemas analógicos. Este trabalho tem como objetivo auxiliar a implantação da radiodifusão digital no Brasil, fornecendo subsídios no que tange às características de propagação do canal de serviço em ondas médias. Nesse sentido, foram realizadas medidas da intensidade de campo elétrico na região central do Brasil, na cidade de Brasília-DF. Para a coleta do sinal, transmitido pela emissora Radiobrás foram utilizados equipamentos de medidas cedidos pela Anatel e Radiobrás. As medidas foram efetuadas em pontos fixos e móveis ao longo de seis rotas radiais, uniformemente distribuídas, com raio de 120 km cada. A partir dos dados obtidos durante a campanha de medidas, foram implementados algoritmos de predições, possibilitando comparações entre os valores teóricos e medidos da intensidade de campo elétrico. Assim, propõe-se uma metodologia para a obtenção da condutividade elétrica do solo, assim como uma solução utilizando a técnica "spline" para a obtenção do perfil do terreno. Finalmente foram realizados estudos da variabilidade do canal com receptor fixo e em movimento.

## **ABSTRACT**

### **STUDY OF THE PROPAGATION OF SIGNAL IN MEDIUM WAVES: CONTRIBUTIONS FOR THE IMPLANTATION OF THE DIGITAL BROADCASTING IN BRAZIL**

**Author: Flávio Ferreira Lima**

**Supervisor: Humberto Abdalla Júnior**

**Co-Supervisor: Antônio José Martins Soares**

**Pos-Graduate in Electric Engineering**

**Brasília, February of 2008**

The digitalization of the broadcasting system became a reality and comes to the meeting of the technological advances, providing some advantages on the current analogical systems, such as: better exploitation of the available specter of frequencies; reduction in the transmission power; use of advanced techniques for correction of errors; multimedia applications, as images, data and information on display and security in the data. However, the conditions for reception of digital signals require additional cares, which are not considered in the analogical systems. This work has as objective to assist the implantation of the digital broadcasting in Brazil, supplying subsidies in what it refers to the characteristics of propagation of the channel of service in average waves. In this direction, measures of the intensity of electric field in the central region of Brazil, in the city of Brasilia-DF were carried through. For the collection of the signal, transmitted by Radiobrás broadcast equipment of measures were used provided by Anatel and Radiobrás. The measures were done in fixed and mobile points throughout six radial routes, uniformly distributed, with 120 ray of km each. From the data gotten during the campaign of measures, algorithms of predictions were implemented, making possible comparisons between the theoretical and measured values from the intensity of electric field. Thus, a methodology for the attainment of the electric conductivity of the ground is considered, as well as a solution using the technique "spline" for the attainment of the land profile. Finally studies of the variability of the channel with both fixed and mobile receiver were carried through.

# SUMÁRIO

<b>SUMÁRIO</b>	<b>viii</b>
<b>LISTA DE TABELAS</b>	<b>x</b>
<b>LISTA DE FIGURAS</b>	<b>xi</b>
<b>1 INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
<b>2 RADIODIFUSÃO EM ONDAS MÉDIAS</b>	<b>4</b>
2.1 INTRODUÇÃO . . . . .	4
2.2 O SERVIÇO DE RADIODIFUSÃO EM AM . . . . .	5
2.3 MODOS DE PROPAGAÇÃO EM RADIODIFUSÃO AM . . . . .	8
2.4 BENEFÍCIOS DA DIGITALIZAÇÃO . . . . .	10
2.5 TRANSMISSÃO <i>ON-CHANNEL SIMULCAST</i> . . . . .	12
2.6 SISTEMA DRM . . . . .	14
2.7 SISTEMA HD RADIO . . . . .	19
2.7.1 Modo Híbrido . . . . .	20
2.7.2 Modo todo digital . . . . .	21
2.8 CONCLUSÕES . . . . .	22
<b>3 PREDIÇÃO DA INTENSIDADE DE CAMPO ELÉTRICO</b>	<b>24</b>
3.1 INTRODUÇÃO . . . . .	24
3.2 ONDA TERRESTRE . . . . .	25
3.3 MODELO TERRA PLANA . . . . .	27
3.4 MODELO TERRA ESFÉRICA . . . . .	30
3.4.1 Solução usando série de resíduos . . . . .	31
3.4.2 Solução usando série de potência . . . . .	33
3.5 MODELO TERRENO IRREGULAR . . . . .	35
3.5.1 Representação do Perfil do Terreno . . . . .	37
3.6 CONCLUSÕES . . . . .	39
<b>4 MEDIDAS E RESULTADOS</b>	<b>41</b>

4.1	INTRODUÇÃO . . . . .	41
4.2	SISTEMAS DE MEDIDAS . . . . .	42
4.3	PROCESSAMENTO DOS DADOS . . . . .	45
4.4	DETERMINAÇÃO DA CONDUTIVIDADE ELÉTRICA DO SOLO . . . . .	50
4.5	CONCLUSÕES . . . . .	54
<b>5</b>	<b>MODELAGEM ESTATÍSTICA DO CANAL</b>	<b>56</b>
5.1	INTRODUÇÃO . . . . .	56
5.2	PROCEDIMENTOS PARA ANÁLISE ESTATÍSTICA . . . . .	56
5.2.1	CHI-SQUARE . . . . .	58
5.2.2	KOLMOGOROV . . . . .	59
5.2.3	ANDERSON DARLING . . . . .	60
5.3	RESULTADOS DA ANÁLISE ESTATÍSTICA . . . . .	61
5.3.1	Medidas em Pontos Fixos . . . . .	61
5.3.2	Medidas com Receptor Móvel . . . . .	65
5.4	ANÁLISE ESTATÍSTICA DOS MODELOS DE PREDIÇÃO . . . . .	65
5.4.1	Ferramentas de Análise . . . . .	68
5.4.2	Resultados . . . . .	69
5.5	CONCLUSÕES . . . . .	79
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES</b>	<b>80</b>
6.1	CONCLUSÕES GERAIS . . . . .	80
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>83</b>

# LISTA DE TABELAS

2.1	Relações de proteção, em dB, para emissoras no Brasil e na Região 2. . . . .	7
2.2	Faixas de frequência destinadas à radiodifusão sonora no Brasil. . . . .	9
2.3	Características dos codificadores de fonte do DRM. . . . .	17
2.4	Parâmetros OFDM dos quatro modos de robustez DRM. . . . .	19
2.5	Modos de robustez do sistema DRM. . . . .	19
4.1	Dados da Rádio Nacional AM da Radiobrás. . . . .	42
4.2	Características dos equipamentos utilizados na viatura da Anatel. . . . .	44
4.3	Condutividades estimadas para cada rota medida. . . . .	54
5.1	Distribuições mais apropriadas em pontos fixos. . . . .	62
5.2	Possibilidades de processamento. . . . .	68
5.3	Comparações entre os modelos terra esférica e Ott. . . . .	70

# LISTA DE FIGURAS

2.1	Regiões definidas pela ITU com o propósito de administrar o espectro de radiofrequência em âmbito global. . . . .	6
2.2	Modos de propagação das ondas de rádio: onda de superfície e onda ionosférica. . . . .	10
2.3	Ilustração da característica multiserviço de um sistema de radiodifusão digital.	12
2.4	Ilustração conceitual do esquema <i>on-channel simulcast</i> . . . . .	14
2.5	Exemplos de configurações simulcast DRM. (a) ocupação da banda lateral superior; (b) ocupação da banda lateral inferior; (c) ocupação das bandas superior e inferior. . . . .	15
2.6	Opções de codificação de fonte (áudio ou voz) para o sistema DRM. . . . .	17
2.7	Máscara de emissão AM definida pela FCC. . . . .	20
2.8	Espectro do sinal HD Radio híbrido [14] - [15]. . . . .	21
2.9	Espectro do sinal HD Radio todo digital híbrido [14] - [15]. . . . .	22
3.1	Composição dos campos que formam as ondas terrestre. . . . .	25
3.2	Coefficiente de atenuação da onda de superfície para o modelo terra plana. . . . .	29
3.3	Distância máxima de acordo com a abordagem de Norton. . . . .	29
3.4	Intensidade de campo elétrico para a onda de superfície, considerando o modelo terra esférica lisa. . . . .	34
3.5	Geometria do perfil para a equação integral de Ott. . . . .	36
3.6	Coefficiente de atenuação da onda de superfície, considerando o modelo terra irregular. . . . .	37
3.7	Segmentação do perfil em retas. . . . .	38
3.8	Coefficiente de atenuação da onda de superfície, com o perfil do terreno obtido por meio de equação e <i>spline</i> cúbica. . . . .	39
4.1	Rotas onde foram realizadas as medidas de intensidade da campo elétrico. . . . .	42
4.2	Sistema de medidas instalado na viatura da Anatel. . . . .	43
4.3	Sistema de medidas instalado na viatura da Radiobrás. . . . .	45
4.4	Resultados das medidas na rota 1. . . . .	46
4.5	Resultados das medidas na rota 1 após aplicação do filtro média móvel. . . . .	49

4.6	Erro na área de cobertura. . . . .	51
4.7	Erro quadrático médio da atenuação, para $\epsilon_r = 15$ . . . . .	52
4.8	Erro do campo elétrico para diferentes valores de $\epsilon_r$ e $\sigma = 3,8$ mS/m. . . . .	53
4.9	Intensidade de campo elétrico medido e predito após processamento para a rota 1. . . . .	53
5.1	Locais dos pontos usados para as medidas. . . . .	63
5.2	Intensidade do campo elétrico medido e estimados em ponto fixo. . . . .	63
5.3	Intensidade do campo elétrico no ponto R1P2. . . . .	64
5.4	Variação brusca da intensidade do campo elétrico no ponto R1P2. . . . .	64
5.5	Intensidade do campo elétrico em medidas móveis. . . . .	66
5.6	Relevo digital da área de interesse na campanha de medidas. . . . .	67
5.7	Perfil real e obtido com a viatura em um ponto da rota 1. . . . .	67
5.8	Intensidade de campo elétrico, valores medido e teórico para a rota 1. . . . .	71
5.9	Erro de predição para a rota 1. . . . .	71
5.10	Intensidade de campo elétrico, valores medido e teórico para a rota 2. . . . .	72
5.11	Erro de predição para a rota 2. . . . .	72
5.12	Intensidade de campo elétrico, valores medido e teórico para a rota 3. . . . .	73
5.13	Erro de predição para a rota 3. . . . .	73
5.14	Intensidade de campo elétrico, valores medido e teórico para a rota 4. . . . .	74
5.15	Erro de predição para a rota 4. . . . .	74
5.16	Intensidade de campo elétrico, valores medido e teórico para a rota 5. . . . .	75
5.17	Erro de predição para a rota 5. . . . .	75
5.18	Intensidade de campo elétrico, valores medido e teórico para a rota 6. . . . .	76
5.19	Erro de predição para a rota 6. . . . .	76
5.20	THR para a rota 1. . . . .	77
5.21	THR para a rota 2. . . . .	77
5.22	THR para a rota 3. . . . .	77
5.23	THR para a rota 4. . . . .	78
5.24	THR para a rota 5. . . . .	78
5.25	THR para a rota 6. . . . .	78

## LISTA DE SÍMBOLOS, NOMENCLATURA E ABREVIACÕES

*AAC: Advanced Audio Coding.*

*AF: Audio Frequency.*

*AM: Amplitude Modulada.*

*CD: Compact Disk.*

*CELP: Code Excited Linear Prediction.*

*DAB: Digital Audio Broadcasting.*

*DRM: Digital Radio Mondiale.*

*ETSI: European Telecommunication Standardisation Institute.*

*FAC: Fast Access Channel.*

*FCC: Federal Communications Commission.*

*FM: Frequência Modulada.*

*HF: High Frequency.*

*HVXC: Harmonic Vector Excitation Coding.*

*IBOC: In Band On Channel.*

*IEC: International Electrotechnical Committee.*

*ISDB – TSB: Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial Sound.*

*ITU: International Telecommunication Union.*

*MF: Medium Frequency.*

*MFBC: Medium Frequency Broadcasting Conference.*

*MSC: Main Service Channel.*

*OC: Onda Curta.*

*OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing.*

*OM: Onda Média.*

*OT: Onda Tropical.*

*PSU: Power Supply Unit.*

*QAM: Quadrature Amplitude Modulation.*

*QPSK: Quadrature Phase Shift Keying.*

*RF: Radio Frequency.*

*SDC: Service Description Channel.*

*ITU – R: International Telecommunication Union - Radiocommunication.*

*THR: Total Hit Rate.*

*UHF: Ultra High Frequency.*

*USADR: USA Digital Radio.*

*VHF: Very High Frequency.*

# 1 INTRODUÇÃO

O serviço de radiodifusão em amplitude modulada (AM), que foi durante algumas décadas o principal meio de comunicação eletrônica de massa, vem perdendo gradativamente audiência. O primeiro concorrente foi a TV, depois o rádio em frequência modulada (FM) e, mais recentemente, o rádio por satélite. Tem, ainda, a concorrência das mídias de gravação e reprodução de músicas, como o cassete, no passado, e, atualmente, o compact disk (CD) e sistemas mais modernos como o iPod.

Uma das principais razões para o desinteresse pelo rádio AM é a baixa qualidade de áudio que ele oferece ao ouvinte. Isso se deve às imperfeições do canal de radiofrequência, que causa problemas de recepção, e ao fato da faixa de frequência do áudio transmitido ser muito estreita, além de esse áudio ser geralmente monofônico — no Brasil todas as emissoras transmitem áudio monofônico. Contudo, a radiodifusão em frequências abaixo de 30 MHz, faixa em que opera o rádio AM, tem a vantagem de atender grandes áreas de cobertura com um único transmissor, sem uso de repetidores ou de satélite. Isso é especialmente verdade na faixa de onda curta (OC), que permite alcance transcontinental. Além disso, a faixa de VHF destinada ao rádio FM se encontra saturada em muitas regiões, fazendo com que se considere melhor a utilização da faixa de onda média (OM) para cobertura local e regional.

Com a digitalização da radiodifusão sonora AM, espera-se que ela se torne mais competitiva e atrativa, oferecendo um serviço sonoro de melhor qualidade e agregando novos serviços de dados, tornando-a competitiva com as atuais mídias digitais. Além disso, a digitalização do sistema de radiodifusão vem ao encontro dos avanços tecnológicos, proporcionando várias vantagens sobre os atuais sistemas analógicos, tais como: melhoria no aproveitamento do espectro disponível; redução na potência de transmissão; utilização de técnicas avançadas para correção de erros; aplicações multimídias, como imagens, dados e informações no visor; e segurança nos dados.

No Brasil, em particular, a digitalização da radiodifusão sonora AM terá prioridade, devido à urgência da revitalização desse serviço. No entanto, o processo de digitalização deverá ser realizado de forma que facilite a aceitação da nova tecnologia por parte da maioria da população, motivando-os a trocar seus receptores, assim como deverá permitir a adequação mais lenta dos parques transmissores de algumas rádios. De maneira a permitir essa adequação, é

necessário que haja um período de transição, no qual se possa ter a mesma programação tanto no formato analógico como no digital à disposição do usuário. Entretanto, deve-se garantir que ambos os sinais possam ser recebidos de maneira satisfatória, e que o sinal digital tenha a mesma área de cobertura do atual sinal analógico. Nesse contexto, é imprescindível que se tenha um conhecimento amplo dos atuais sistemas analógicos em operação e dos sistemas digitais propostos. De maneira a obter esse conhecimento, são necessários testes de campo para a coleta de dados do atual sistema, o que permitirá a análise e definição da melhor estratégia para o período de transição.

Para obtenção da área de cobertura e caracterização do canal na faixa de ondas médias, a ITU disponibiliza algumas recomendações que são adotadas no Brasil, tais como: ITU-R P.1147-2, ITU-R P.368-7 e ITU-R P.832-2 [1]- [3]. Essas recomendações foram elaboradas considerando exclusivamente o serviço de radiodifusão sonora analógica. Nos sistemas digitais, ao contrário do analógico, a recepção do sinal é muito sensível a pequenas variações da intensidade de campo elétrico recebido. Além disso, a exatidão da predição da área de cobertura está condicionada aos valores corretos dos parâmetros de entrada no modelos utilizados, por exemplo, os parâmetros elétrico da condutividade e permissividade do solo.

O objetivo deste trabalho é auxiliar na implantação da radiodifusão digital no Brasil, fornecendo subsídios no que tange às características de propagação do canal de serviço em onda médias. Nesse sentido, foram realizadas medidas da intensidade de campo elétrico na região central do Brasil: no Distrito Federal e em áreas vizinhas dos estados de Goiás e Minas Gerais. Para a coleta do sinal, transmitido pela Rádio Nacional AM de Brasília foram utilizados equipamentos de medidas cedidos pela Anatel e Radiobrás. Medidas em pontos fixos e móveis foram realizadas ao longo de seis rotas radiais, uniformemente distribuídas, com raio de 120 km cada.

No capítulo 2, será descrita a importância do processo de digitalização do rádio, enfatizando as relações de proteções necessárias para um bom funcionamento das emissoras de radiodifusão AM operando em canais adjacentes e co-canais. Apresenta-se também detalhes dos dois sistemas digitais propostos para os serviços na faixa de ondas médias. De maneira a permitir uma comparação entre as intensidades de campo elétrico obtidas na campanha de medidas e os valores preditos, serão descritos, no capítulo 3, a formulação da propagação de onda de superfície, e os modelos terra plana, terra esférica e terreno irregular utilizados na predição do sinal para a faixa de frequência inferior a 30 MHz. Na implementação do modelo terreno irregular, será proposta uma solução utilizando a técnica "spline" para a obtenção do perfil do terreno, permitindo a aplicação do modelo na prática.

A comparação dos valores teórico e medido da intensidade de campo elétrico será realizada no capítulo 4. Para tal, um filtro média móvel foi projetado, permitindo a separação do desvanecimento longo e curto. Nesse capítulo, também será proposta uma metodologia para a obtenção da condutividade elétrica do solo. Além de se estimar o sinal mediano recebido em uma pequena área, é importante determinar a variabilidade desse sinal em torno do nível médio, ou seja, é necessário estudar o comportamento estatístico do sinal. Por meio desse estudo, pode-se, por exemplo, estimar a porcentagem de determinada área que tem intensidade adequada de sinal; a probabilidade de interferência gerada em um transmissor distante; o tempo no qual o nível do sinal permanece abaixo de um nível mínimo detectável; escolha da taxa de transmissão de bits, em projetos de códigos de controle de erro e métodos de codificação em sistemas digitais. Portanto, no capítulo 5, será realizada uma análise estatística, permitindo a caracterização do canal e uma análise comparativa entre os modelos de predição e seus impactos na utilização da predição dos sistemas digitais. Por fim, conclusões gerais e perspectivas de trabalho futuros serão apresentados no capítulo 6.

## 2 RADIODIFUSÃO EM ONDAS MÉDIAS

### 2.1 INTRODUÇÃO

O serviço de radiodifusão sonora pública, que começou a ser explorado no final da segunda década do século XX, deu início a era da comunicação eletrônica de massa. O rádio tem sido, desde então, uma fonte importante de informação, cultura e entretenimento. A partir dos anos 1920, transmissões em Amplitude Modulada (AM) por ondas curtas atendiam distâncias continentais. Em 1939, iniciaram-se as transmissões em Frequência Modulada (FM), com largura de banda muito maior e, conseqüentemente, qualidade de som bem superior que a pioneira rádio AM. A radiodifusão FM estereofônica teve início em 1961.

No final do século XX, iniciou-se uma transformação na radiodifusão sonora: a evolução para tecnologia digital. Assim como tem acontecido com outras mídias, a conversão para digital oferece um elenco de benefícios não propiciados pelos sistemas analógicos AM e FM. Os consumidores naturalmente comparam o rádio, um serviço de áudio, com a mais difundida tecnologia de áudio de alta qualidade: o CD (*Compact Disk*). Um bom sinal FM reproduzido por um receptor fixo de alta qualidade compara-se favoravelmente a um áudio de CD. Mas, se o receptor FM está em um veículo em movimento (situação típica para audição de rádio), as imperfeições do canal experimentadas pelo sinal rapidamente diminuirão a qualidade sonora. Entre os problemas devido ao canal, incluem-se o ruído e o desvanecimento causado pelas várias réplicas do sinal que chegam ao receptor devido às reflexões do sinal de radiofrequência. No caso da radiodifusão AM, as degradações causadas pelo canal podem ser ainda mais acentuadas, especialmente nas transmissões em ondas curtas. Soma-se a isso o fato de o canal AM ser muito estreito em frequência e, por isso, o áudio transmitido ser também de banda estreita.

O rádio digital pode mudar significativamente essa situação, propiciando uma radiodifusão sonora de qualidade muito melhor que a oferecida pelos sistemas analógicos AM e FM. A transmissão digital pode ser muito mais robusta que a 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 que a largura de banda dos sinais de áudio transmitidos pelos sistemas analógicos AM e FM.

O uso das técnicas de transmissão digital na radiodifusão sonora terrestre teve início na Europa na década de 1990, com o sistema Eureka 147 DAB (*Digital Audio Broadcasting*) [4]. Atualmente, são quatro os sistemas disponíveis: DRM (*Digital Radio Mondiale*), HD-Radio (*High Definition Radio*), ISDB-TSB (*Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial Sound*) e Eureka 147 DAB. O primeiro foi projetado para operar na faixa de frequências abaixo de 30 MHz, o segundo para ondas médias (OM) e na faixa de FM (em VHF) e os dois últimos para a faixa de VHF (*Very High Frequency*) e UHF (*Ultra High Frequency*). O sistema HD-Radio é usado nos Estados Unidos; no Japão, utiliza-se o sistema ISDB-TSB; os sistemas Eureka 147 DAB e DRM são empregados em vários países, a maioria deles da Europa [5] - [8].

O objetivo deste capítulo é apresentar a importância do processo de digitalização do rádio, enfatizando as relações de proteções necessárias para um bom funcionamento das emissoras de radiodifusão em AM operando em canais adjacentes e co-canais. Também serão apresentados detalhes dos dois sistemas disponíveis para digitalização na faixa de frequência abaixo de 30 MHz.

## **2.2 O SERVIÇO DE RADIODIFUSÃO EM AM**

O serviço de radiodifusão sonora em AM é regulamentado mundialmente pela ITU (*International Telecommunications Union*) para operar nas faixas de frequências de 300 kHz a 3 MHz (MF) e de 3 MHz a 30 MHz (HF). A ITU-R, uma subdivisão da ITU para assuntos ligados à radiocomunicação, é o órgão responsável por definir e estabelecer regras para os serviços de radiodifusão. Devido a diferentes níveis de ruído em algumas regiões do planeta e também por motivações geopolíticas de anos atrás, a ITU dividiu o mundo, para efeito de administração do espectro, em três regiões, Fig. 2.1. A Região 1 é composta pelos países da Europa, África e Oriente Médio. A Região 2 é composta pelo continente americano (onde o Brasil se encontra) e a Região 3 envolve a Ásia (exceto o Oriente Médio) e a Oceania. Dentro dessas regiões, as regras devem ser iguais, mas podem ocorrer diferenças entre uma região e outra. No caso da faixa de OM, nas Regiões 1 e 2, por exemplo, são utilizados diferentes valores de relação de proteção e da máscara espectral.

De forma a garantir que uma emissora não interfira em outra deve-se realizar gerenciamento do espectro. Esse gerenciamento considera principalmente duas regras de convivência entre as emissoras: relações de proteção entre os diversos canais; e limites para as emissões fora da banda de frequências autorizada.

Relação de proteção é definida como a relação mínima entre a potência do sinal desejado e a

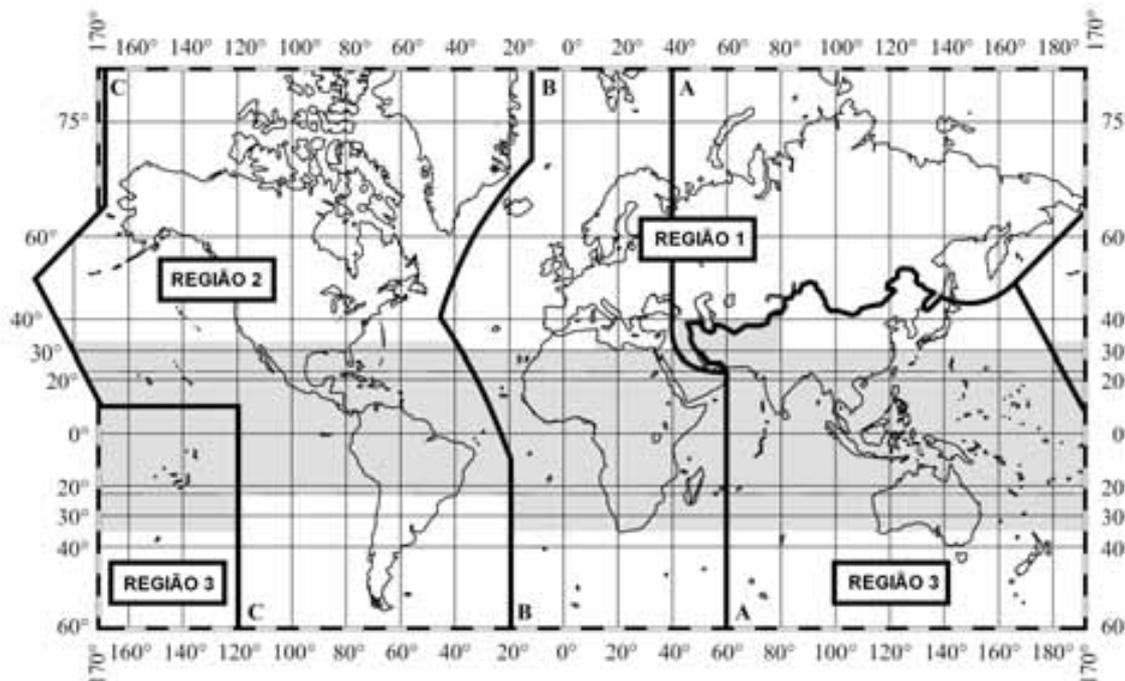


Figura 2.1: Regiões definidas pela ITU com o propósito de administrar o espectro de radiofrequência em âmbito global.

potência de um sinal não-desejado, ou interferente, que assegura uma qualidade especificada para o serviço de radiodifusão. A relação de proteção pode ser dos tipos AF (*Audio Frequency*) e RF (*Radio Frequency*). O primeiro é obtido por meio de testes subjetivos na saída do receptor, enquanto que o segundo é determinado por medidas realizadas na entrada do receptor. As relações de proteção são função da separação em frequência entre dois canais. Quanto menor essa separação, maior será a interferência de um sinal no outro e, portanto, maior deve ser a proteção entre os canais.

Para quantificar as relações de proteção, as emissoras de radiodifusão AM são classificadas em co-canais, primeiro adjacente e segundo adjacente. As emissoras são co-canais quando operam na mesma frequência central de transmissão, ou seja, a separação em frequência é igual a zero. Este caso requer uma maior restrição com relação aos níveis de sinal. Quando as frequências centrais de operação de duas emissoras estão espaçadas de exatamente um canal, uma delas é denominada primeiro adjacente da outra. Para o Brasil, no caso do serviço de OM, esse espaçamento é igual a 10 kHz. Uma emissora é classificada como segundo adjacente de outra quando as frequências centrais de operação dessas emissoras estão espaçadas de exatamente dois canais. No caso do serviço de OM, o espaçamento é de 20 kHz.

A regulamentação de radiofrequência para a Região 2 está oficializada em documento produzido na *MF Broadcasting Conference* (MFBC), que se realizou no Rio de Janeiro em

1981 [9]. Esse documento define os valores mínimos que os países devem adotar, a fim de garantir que uma emissora de um país não interfira em outra emissora de um outro país da mesma região. No entanto, valores mais restritivos podem ser adotados para proteção dentro de uma mesma nação. De fato, isso ocorre, por exemplo, com a definição dos valores para relações de proteção no Brasil, entre as emissoras nacionais. Os valores encontrados na norma técnica brasileira são mostrados na Tabela 2.1, comparados com os valores definidos no documento da MFBC/1981 [9].

Os valores na Tabela 2.1 especificam a diferença mínima exigida entre as potências do sinal desejado e de um sinal interferente em determinado ponto de recepção, de acordo com a separação de frequência. Assim, supondo que um ouvinte deseje sintonizar uma rádio nacional em certa localidade do território brasileiro, o sinal dessa rádio deverá ter, no ponto de recepção, potência 26 dB acima de uma emissora estrangeira co-canal, independentemente do período do dia. Por outro lado, se a emissora interferente for nacional, o sinal desejado deverá ter, em operação diurna, potência 40 dB acima da emissora interferente.

Tabela 2.1: Relações de proteção, em dB, para emissoras no Brasil e na Região 2.

Canal Interferente	Brasil		Região 2
	Nacional e Estrangeira	Nacionais	MFBC-81
co-canal	26	Dia: 40 Noite: 26	26
primeiro adjacente	0	6	0
segundo adjacente	-29,5	-29,5	-29,5

Ao se sintonizar determinada emissora de rádio, se deseja receber apenas as informações contidas no canal designado àquela emissora. Para isso, no aparelho receptor, existe um filtro seletivo que realiza a filtragem do canal desejado. Esse filtro elimina ao máximo as componentes de frequência de outros canais, além dos limites do canal desejado. Nota-se, na Tabela 2.1, que quanto maior o espaçamento em frequência entre os canais, menor a restrição da relação de proteção, ou seja, quanto maior o espaçamento em frequência, maior a eficiência de bloqueio do filtro para componentes espectrais de um sinal interferente. Portanto, para uma emissora classificada como segundo adjacente, a sua potência pode ser até 29,5 dB maior que a potência do sinal desejado, em determinado ponto de recepção.

As relações de proteção entre emissoras instaladas no território brasileiro são mais restritivas para se garantir um serviço de melhor qualidade sonora. Uma relação de proteção de

40 dB entre emissoras co-canais é recomendada pela ITU para operação diurna. Esse valor permite um serviço de excelente qualidade de recepção quando os sinais desejado e interferente são estáveis, ou seja, quando a propagação do sinal ocorre por meio de ondas de superfície.

No entanto, uma qualidade ainda boa pode ser alcançada utilizando, para efeitos de planejamento, uma relação de proteção igual a 26 dB. Por isso, no regulamento técnico para o serviço de OM, visando garantir um serviço de radiodifusão de melhor qualidade no Brasil, a Anatel adotou a recomendação da ITU e estabeleceu o valor de 40 dB para proteção entre emissoras em OM no período diurno. Para o período noturno, adotou-se o valor de 26 dB, inclusive para manter conformidade com o MFBC-1981. Durante o período noturno, devido às características de propagação em OM, um sinal pode cobrir uma área maior do que aquela coberta durante o período diurno.

### **2.3 MODOS DE PROPAGAÇÃO EM RADIODIFUSÃO AM**

Várias faixas de frequência estão destinadas à radiodifusão sonora AM, sendo que há algumas diferenças de acordo com a parte do mundo e, especialmente, com a região ITU. A Tabela 2.2 mostra as faixas de frequência que estão atualmente reservadas para a radiodifusão sonora AM no Brasil.

O meio de transmissão das ondas eletromagnéticas em radiodifusão AM é constituído pelo conjunto atmosfera-superfície terrestre. As características de propagação das ondas eletromagnéticas nesse meio de transmissão são altamente dependentes da frequência. Para frequência menor que 30 MHz, as ondas propagam-se de dois modos: onda de superfície e onda ionosférica (ou onda celeste), ilustradas na Fig. 2.2. A onda de superfície segue 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 elétrica do solo (ou da superfície) por onde a onda se desloca. Deve-se usar polarização vertical para a onda de superfície, uma vez que a terra apresenta um efeito de curto-circuito para a onda de polarização horizontal, atenuando-a severamente.

As ondas ionosféricas são ondas refletidas (na realidade, refratadas) pela ionosfera e que retornam à terra. Com esse modo de propagação, é possível atingir distâncias 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 frequên-

Tabela 2.2: Faixas de frequência destinadas à radiodifusão sonora no Brasil.

Faixa de frequência	Banda	Subdivisão métrica	Designação popular
525 a 1.705 kHz	MF	Hectométrica	Onda média (OM)
2.300 a 2.495 kHz	MF	Hectométrica	Onda Tropical (OT)
3.200 a 3.400 kHz 4.750 a 4.995 kHz 5.005 a 5.060 kHz	HF	Decamétrica	Onda Tropical (OT)
5.950 a 6.200 kHz 9.500 a 9.775 kHz 11.700 a 11.975 kHz 15.100 a 15.450 kHz 17.700 a 17.900 kHz 21.450 a 21.750 kHz 25.600 a 26.100 kHz	HF	Decamétrica	Onda curta (OC)

cia, da hora do dia, da estação do ano e do nível da atividade solar.

Nas faixas de onda média e onda tropical de 120 m, a radiodifusão no período diurno depende inteiramente da propagação por onda de superfície. Durante o dia, as ondas ionosféricas nessa faixa de frequência são absorvidas pela camada D da ionosfera. À noite, a camada D desaparece e as ondas ionosféricas conseguem chegar a regiões distantes do transmissor, não alcançadas pela onda de superfície. Assim, em onda média, a recepção fixa é razoavelmente estável durante o dia, embora a recepção móvel sofra deteriorações significativas quando se passa, por exemplo, 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 m 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 podem conter vários países, e seu alcance pode ser transcontinental. Em função disso, a coordenação dos canais em onda decamétricas é feita a nível mundial.

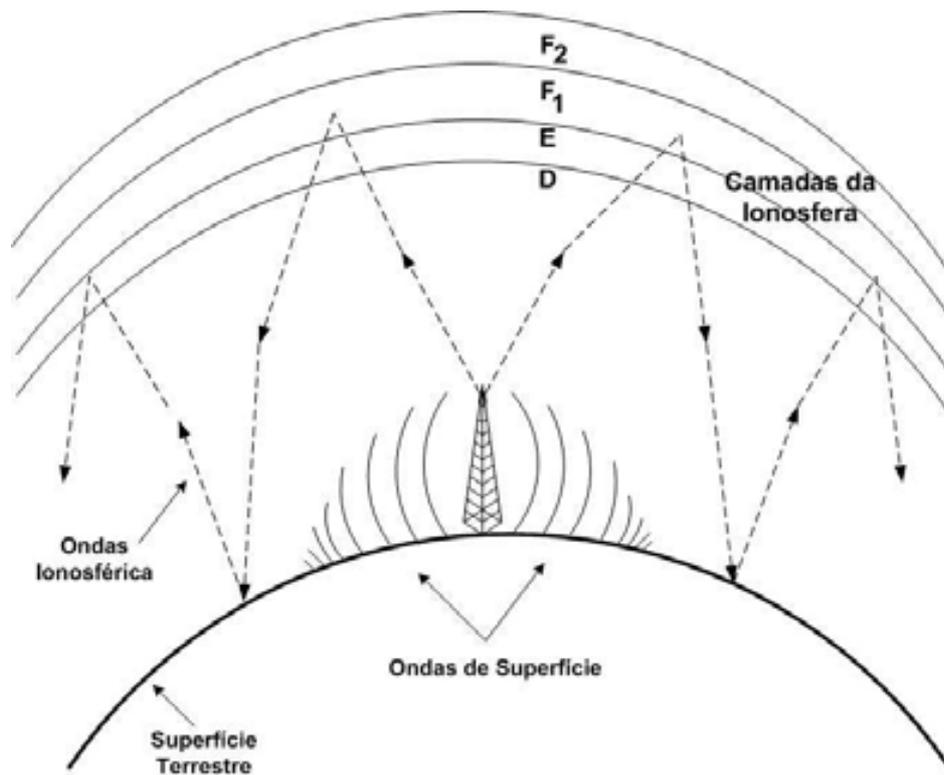


Figura 2.2: Modos de propagação das ondas de rádio: onda de superfície e onda ionosférica.

## 2.4 BENEFÍCIOS DA DIGITALIZAÇÃO

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.

- **Recepção de melhor qualidade.** Os sistemas digitais são muito mais robustos que os sistemas analógicos em relação aos distúrbios intrínsecos às transmissões radioelétricas. Os sistemas digitais propiciam uma qualidade de recepção muito mais estável e sem as deteriorações audíveis comuns nas recepções analógicas, especialmente nas recepções em onda média ou onda curta no período noturno.
- **Áudio de melhor qualidade.** Técnicas digitais de compressão de áudio e esquemas de modulação digital com alta eficiência espectral possibilitam a transmissão de sinais de áudio com largura de banda maior que a largura de banda dos sinais de áudio transmitidos pelos sistemas analógicos AM e FM. Sistemas digitais desenvolvidos para usar os canais estreitos das faixas de onda média e onda curta podem oferecer áudio com qualidade equivalente à qualidade propiciada atualmente pela radiodifusão FM e, portanto, muito melhor que a qualidade propiciada pela radiodifusão AM. Os sistemas digitais que usam canais mais largos em VHF e em UHF podem oferecer áudio com qualidade equivalente à qualidade propiciada pelos CDs.

- Informações relacionadas com o serviço de áudio. Além do áudio, um sistema de radiodifusão digital pode transmitir informações na forma de texto relativas ao áudio, tais como nome da música, autor, cantor, ano de gravação, disponibilidade do disco no mercado etc.
- Serviços de dados. Sistemas de radiodifusão digital são independentes do tipo de conteúdo, podendo ser um sistema multiserviço. Assim, juntamente com o serviço de áudio, é possível oferecer serviços de dados com informações na forma de texto, gráficos e até mesmo imagens, que são mostradas em um visor do receptor. As informações transmitidas podem ser sobre trânsito, clima, bolsa de valores, esportes etc.
- 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. Isso significa que os sistemas digitais propiciam economia expressiva de energia.
- Flexibilidade na configuração dos parâmetros de transmissão. Em um sistema de radiodifusão digital, 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.
- Uso mais eficiente do espectro radioelétrico. Combinando técnicas de compressão de áudio e esquemas de modulação de alta eficiência espectral, a tecnologia digital pode propiciar um uso mais eficiente do espectro radioelétrico.
- O poder de convergência. A digitalização permitirá a integração do rádio a plataformas convergentes, o que poderá prover ao rádio uma maior interatividade e também uma maior competitividade.

A melhor qualidade e os novos serviços oferecidos pelos sistemas de radiodifusão digital aumentarão a atratividade e a competitividade da radiodifusão sonora. Isso é imprescindível para que o rádio possa concorrer com a TV, que também está sendo digitalizada, com a Internet e com outras mídias. Além disso, outras mídias (por exemplo, CDs e DVDs) fazem uso da tecnologia digital e as pessoas estão cada vez mais habituadas com as vantagens dessa tecnologia. Assim, a continuação do uso das técnicas analógicas na radiodifusão sonora, em um mundo dominado pelas técnicas digitais, provavelmente levará a um crescente desinteresse por esse serviço. A Fig. 2.3 ilustra a característica multiserviço de um sistema de radiodifusão digital.

Contudo, a digitalização da radiodifusão sonora trará custos que podem ser relativamente altos. O usuário será obrigado a comprar um novo receptor, com custo inicial elevado, como

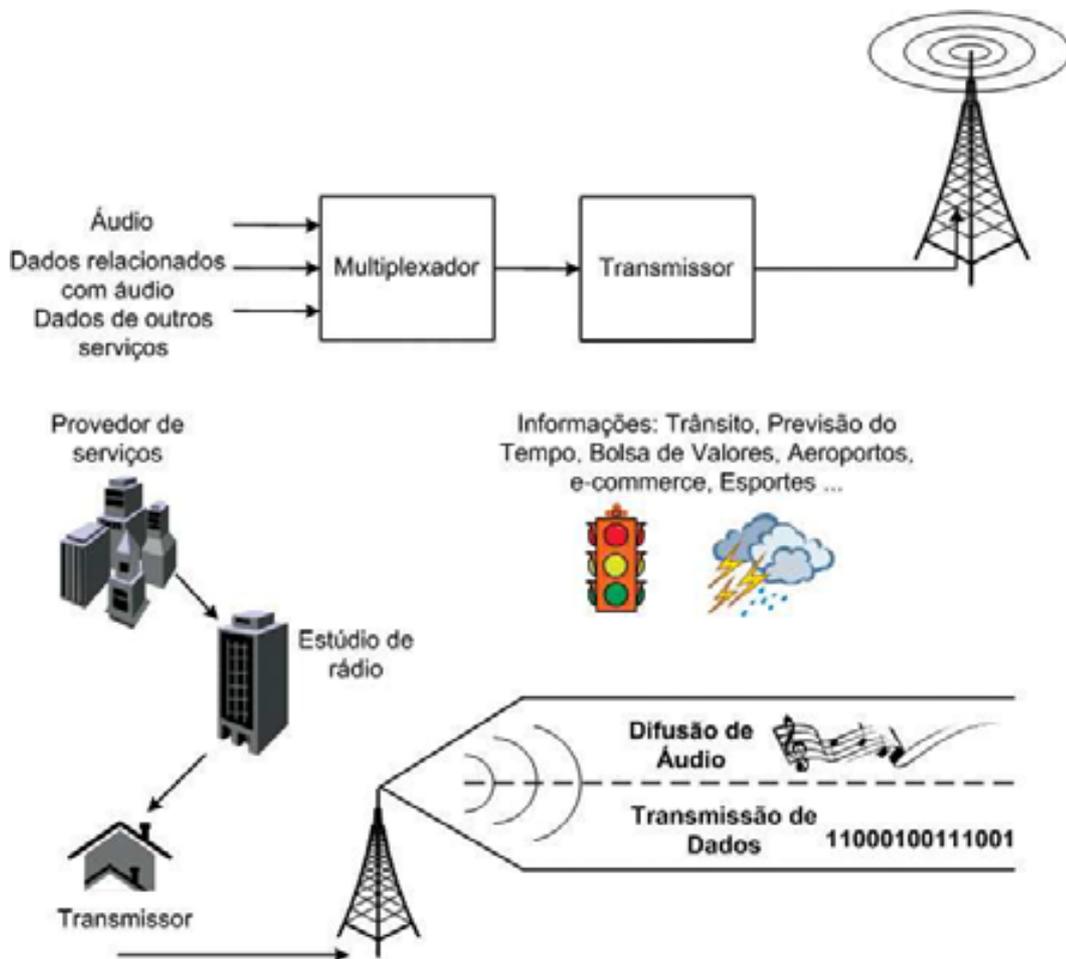


Figura 2.3: Ilustração da característica multisserviço de um sistema de radiodifusão digital.

acontece geralmente com produtos que utilizam novas tecnologias. Quanto ao radiodifusor, dependendo do tipo de seu transmissor, ele deverá substituí-lo ou, em alguns casos, necessitará adquirir pelo menos um novo modulador (ou excitador). No entanto, o investimento feito pelo radiodifusor provavelmente será compensado ao longo do tempo pela economia de energia elétrica e pelo fato de que passará a ter um produto mais atrativo e, portanto, lhe propiciará maior faturamento.

## 2.5 TRANSMISSÃO *ON-CHANNEL SIMULCAST*

Existem, atualmente, dois paradigmas para a radiodifusão sonora digital: *in-band* e *new-band*. Sistemas que seguem o paradigma *in-band* geram sinais de RF que são compatíveis com a canalização adotada para as faixas de frequência usadas pela radiodifusão sonora analógica AM ou FM. Assim, para implantar a radiodifusão sonora digital usando tais sistemas, não é necessário alocar uma faixa de frequência nova e exclusiva para as transmissões digitais. Nesse caso, as duas tecnologias, a analógica e a digital, podem conviver harmoniosamente nas faixas de frequência já destinadas para radiodifusão sonora. No paradigma

*new-band*, os sinais de RF gerados pelo sistema não são compatíveis com a canalização AM ou FM e, portanto, é necessário que seja alocada uma nova faixa de frequência exclusiva para as transmissões digitais.

Entre os sistemas de radiodifusão sonora digital existentes, os sistemas Eureka 147 DAB e ISDB-TSB são do tipo *new-band*, enquanto os sistemas DRM e HD Radio são do tipo *in-band*. Os dois sistemas *new-band* foram projetados para a faixa de 30 MHz a 3.000 MHz (VHF e UHF). O sistema DRM foi projetado para frequências abaixo de 30 MHz, incluindo ondas longas (OL), ondas médias (OM), ondas tropicais (OT) e ondas curtas (OC), ou seja, foi projetado para substituir a tecnologia analógica AM. O sistema HD Radio foi projetado para ondas médias e para a faixa de FM em VHF.

Uma vantagem importante dos sistemas *in-band* é a facilidade da mudança de tecnologia, que pode ocorrer de forma gradual, permitindo ao radiodifusor aproveitar grande parte da sua infra-estrutura de transmissão. Por outro lado, os sistemas *new-band* requerem maior investimento financeiro para a sua implantação, mas, em compensação, são mais inovadores e têm capacidade de suportar uma variedade maior de novos serviços.

Na Região 2 definida pela ITU, a máscara espectral adotada por alguns países permite também a transmissão, em um canal já ocupado por um sinal analógico AM, de um sinal digital do tipo *in-band*. Nesse esquema, denominado *on-channel simulcast*, o sinal digital é inserido em faixas de frequência adjacentes à faixa ocupada pelo sinal analógico hospedeiro, conforme mostrado na Fig. 2.4. O nível de potência do sinal digital é mantido baixo o bastante para que fique dentro da máscara espectral do canal. Esse tipo de esquema facilita a introdução da digitalização porque não é necessário, por parte do radiodifusor que tem uma estação em operação, obter a outorga de um segundo canal para fazer a transmissão digital, ele pode fazê-la no mesmo canal que já dispõe, simultaneamente com o sinal analógico [10]. Quando o número de ouvintes da transmissão digital crescer suficientemente, então se desativa a transmissão analógica e o sinal digital passa a ocupar sozinho o canal com uma configuração que propicia maior capacidade de transmissão.

O sistema HD Radio foi concebido para operar no esquema *on-channel simulcast*, na faixa de OM e na faixa de FM. Por sua vez, o projeto do sistema DRM não teve o esquema *on-channel simulcast* como um de seus objetivos, uma vez que a máscara espectral do canal AM adotada na Europa, e em toda a Região 1 da ITU, não permite a implementação desse esquema. No entanto, atualmente é possível a realização *on-channel simulcast* com o sistema DRM.

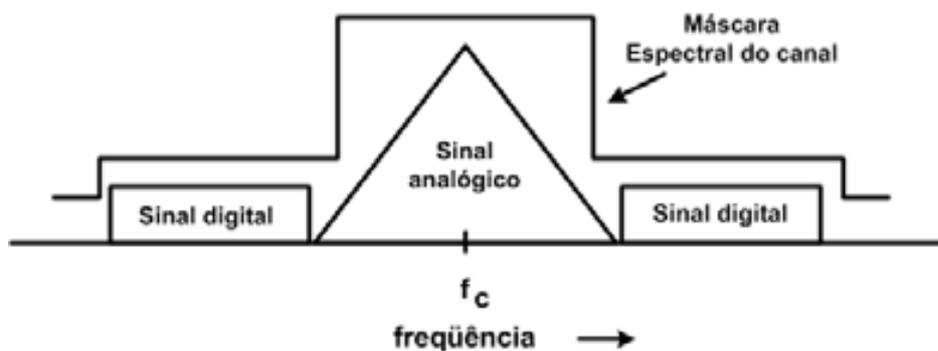


Figura 2.4: Ilustração conceitual do esquema *on-channel simulcast*.

## 2.6 SISTEMA DRM

O sistema DRM, um padrão europeu não-proprietário para o serviço de radiodifusão, permite digitalizar as emissões em ondas curtas, ondas médias e ondas tropicais. Esse sistema, que tem a perspectiva de ser adotado mundialmente, teve seu desenvolvimento iniciado em 1998 com a criação de um consórcio formado por radiodifusores e fabricantes, cuja sede se localiza em Genebra, Suíça.

Em 2001, o consórcio DRM realizou testes de campo para validação do sistema e iniciou o processo de padronização na ITU-R, na *European Telecommunication Standardisation Institute (ETSI)* e na *International Electrotechnical Committee (IEC)*. No padrão DRM, são previstas três possibilidades para se alocar os canais destinados à transmissão do sinal digital, conforme especificado a seguir.

- Utilização dos canais já destinados à radiodifusão sonora, respeitando o planejamento atual do espectro eletromagnético. Nos países membros da ITU, a largura de banda dos canais pode ser de 9 kHz ou de 10 kHz.
- Ocupação da metade dos canais de 9 kHz ou 10 kHz, ou seja, 4,5 kHz ou 5 kHz, para possibilitar a transmissão simultânea dos sinais analógico e digital durante o processo de transição.
- Utilização de canais com 18 kHz ou 20 kHz de largura de banda, quando viável do ponto de vista do planejamento do espectro, para aumentar a capacidade de transmissão.

A Fig. 2.5 ilustra várias possibilidades para a transmissão *simulcast* [11] - [12].

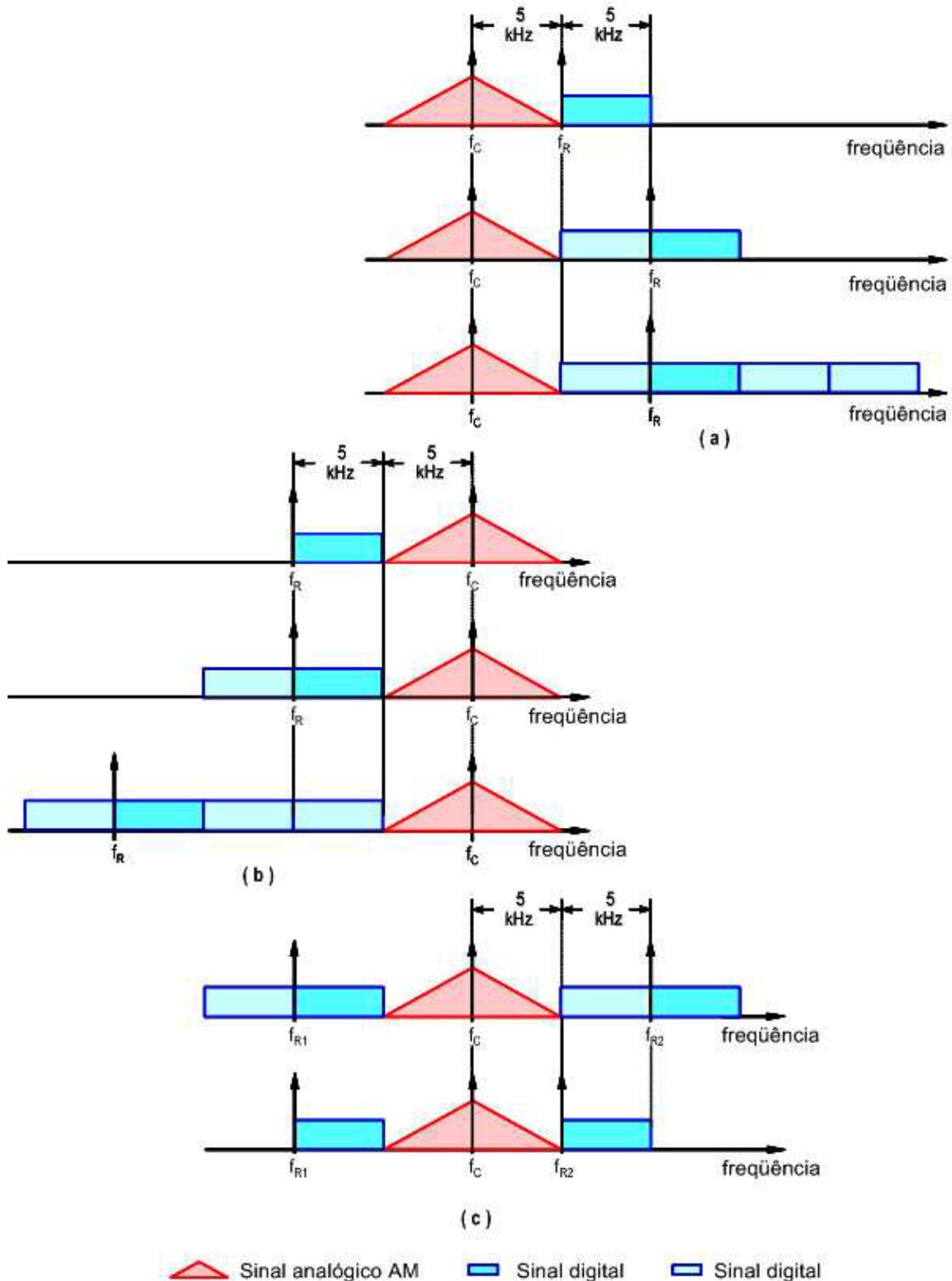


Figura 2.5: Exemplos de configurações simulcast DRM. (a) ocupação da banda lateral superior; (b) ocupação da banda lateral inferior; (c) ocupação das bandas superior e inferior.

Além de permitir a digitalização das emissoras de rádio nas mesmas faixas de frequências atuais, outra característica de interesse, tanto para o governo quanto para os radiodifusores,

é a possibilidade de transmissão simultânea dos sinais analógico e digital (*simulcast*). Para o governo, responsável pela gerência do espectro eletromagnético, não seria preciso destinar outras faixas de frequências a esses serviços. Para o radiodifusor, as vantagens são o aproveitamento do parque instalado, mesmo que fosse necessária sua atualização, além da manutenção da "marca" de cada emissora, identificada pela sua frequência de transmissão. Após a transição do sistema analógico para o digital, será possível configurar uma taxa de transmissão de acordo com a largura de banda definida por cada país.

A arquitetura do sistema DRM possui três canais: MSC (*Main Service Channel*), FAC (*Fast Access Channel*) e SDC (*Service Description Channel*). O canal MSC transporta os conteúdos referentes ao áudio e/ou dados e tem capacidade de transmitir entre um e quatro serviços de dados e áudio, ou ambos, com uma taxa de bits que varia segundo a largura de banda do canal e o modo de transmissão. O canal FAC transporta dados que informa ao receptor a largura de faixa do sinal DRM, a modulação usada com o SDC e com o MSC, o comprimento do embaralhamento (interleaving), quantos serviços contém o MSC e o nome desses serviços. O receptor decodifica primeiro o FAC, para depois então decodificar o SDC e o MSC. Para que o receptor possa adquirir e decodificar a informação contida no FAC em menos tempo, não é aplicado ao FAC o embaralhamento temporal de células OFDM, como é feito com o SDC e o MSC. Contudo, como o FAC transporta os dados mais críticos do sistema, ele requer maior robustez, que é conseguida com o uso da modulação 4-QAM, a mais robusta dentre as modulações disponíveis no sistema DRM, e com o uso de um código de canal também robusto. Desse modo, mesmo quando a decodificação do SDC e do MSC falha, devido a um desvanecimento do sinal por exemplo, o FAC continua geralmente garantindo a sincronização do receptor e, assim, minimizando o tempo de recuperação para o serviço de áudio após o fim de um desvanecimento severo. Uma vez decodificada a informação contida no FAC, o receptor pode iniciar a decodificação da informação transportada pelo canal de descrição de serviço (ou SDC). Entre outras coisas, o SDC descreve em detalhes como decodificar os serviços contidos no MSC e também informa se existem outras frequências em que os mesmos serviços ou serviços relacionados podem ser recebidos, em quais regiões e quando eles estão disponíveis.

O codificador de fonte (áudio ou voz) e os pré-codificadores (de dados e de informações FAC e SDC) convertem os fluxos de bits (ou streams) de entrada em um formato apropriado para transmissão digital. No caso da codificação de fonte, essa funcionalidade inclui técnicas de compressão de áudio ou de voz. A saída do codificador de fonte e a saída do pré-codificador de dados podem compreender duas partes que requerem dois níveis de proteção diferentes na etapa de codificação de canal.

Devido às limitações impostas pelas normas que regem a radiodifusão na faixa de frequências inferior a 30 MHz e aos parâmetros de codificação e modulação utilizados, a taxa de bits disponível para a codificação de fonte é geralmente baixa, estando na faixa de 4,8 kbps (canais de 4,5 e de 5 kHz) a 72 kbps (canais de 18 e de 20 kHz) [11] - [12]. Por isso, o codificador de fonte é um elemento fundamental para o bom desempenho de um sistema de radiodifusão digital.

O sistema DRM oferece grande flexibilidade na codificação de fonte, permitindo o uso de três esquemas de codificação: um para codificação de áudio (AAC) e dois para codificação de voz (CELP e HVXC) [12]. A Fig. 2.6 mostra o arranjo previsto para a codificação de fonte no sistema DRM. Os três codificadores disponíveis fazem parte do padrão MPEG-4 e algumas de suas características são mostradas na Tabela 2.3.

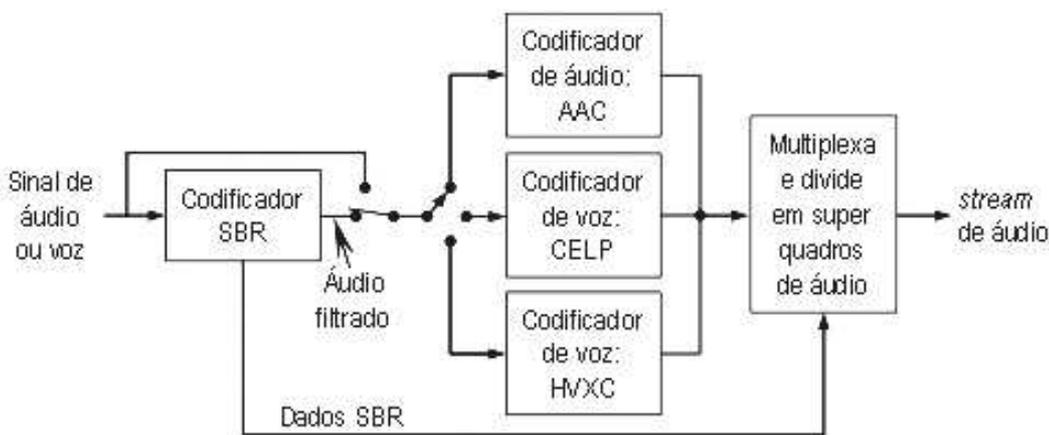


Figura 2.6: Opções de codificação de fonte (áudio ou voz) para o sistema DRM.

Tabela 2.3: Características dos codificadores de fonte do DRM.

Codificador	Taxa de amostragem (kHz)	Taxas de bits possíveis (kbps)	Aplicação
AAC	12 e 24	Ampla faixa, com granulação de 20 bps	Codificação de áudio genérico, estereofônico ou monofônico
CELP	8 e 16	4 a 20	Codificação de voz a baixas taxas de bits
HVXC	8	2 a 4	Codificação de voz a taxas de bits muito baixas

A propagação nas faixas AM (OL, OM, OT e OC) pode variar entre onda de superfície, onde o ruído elétrico é o fator adverso predominante, à onda ionosférica (ou celeste) com diversos graus de complexidade, onde os efeitos Doppler e do atraso diferencial (entre os múltiplos percursos) são fatores adversos adicionais. Sob certas circunstâncias, sinais podem chegar a algumas localidades da área de cobertura por meio de ambos os modos de propagação. Para conviver com esses efeitos adversos, o sistema DRM oferece quatro modos de robustez ou modos OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). A Tabela 2.4 mostra os principais parâmetros desses modos e a Tabela 2.5 mostra as condições de propagação a que cada modo se destina, bem como as suas aplicações típicas.

Por meio da escolha do modo OFDM, da ordem da modulação e das taxas da codificação de canal, em função das condições de propagação, pode ser garantido que o sinal de áudio será recebido com a melhor qualidade possível para o nível de disponibilidade de serviço e cobertura desejados pelo radiodifusor. Inevitavelmente, a escolha de um modo mais robusto ou de uma modulação mais robusta ou de uma codificação de canal mais robusta terá o efeito de reduzir a taxa de bits disponível e portanto a qualidade do áudio transmitido.

O modo A foi projetado para propiciar a mais alta taxa de bits possível em uma cobertura por meio de onda de superfície. É o modo com o menor intervalo de guarda e o menor espaçamento entre portadoras OFDM, Tabela 2.4. No modo B, o espaçamento entre portadoras OFDM é um pouco maior do que no modo A mas o intervalo de guarda é praticamente o dobro daquele do modo A, o que torna o modo B mais robusto aos efeitos dos múltiplos percursos e, por isso, ele é indicado para o caso em que pelo menos parte do sinal recebido é devido a ondas ionosféricas. O modo C tem, em relação ao modo B, um maior espaçamento entre portadoras OFDM, o que o torna mais robusto ao efeito Doppler e, por isso, ele é indicado para longas distâncias (cobertura nacional ou internacional) com múltiplos saltos (isto é, múltiplas reflexões na ionosfera). Finalmente, o modo D que tem o maior intervalo de guarda e o maior espaçamento entre portadoras OFDM, o que o torna robusto mesmo em condições muito adversas de múltiplos percursos e de efeito Doppler e, por isso, ele se destina especialmente para cobertura nacional usando onda celeste com incidência quase vertical na faixa OT.

Portanto, uma análise detalhada do modo de transmissão deve ser feita, de maneira a se obter a maior taxa de transmissão e a maior segurança possíveis para o transporte da informação.

Tabela 2.4: Parâmetros OFDM dos quatro modos de robustez DRM.

Parâmetro	Modo de robustez			
	A	B	C	D
Espaçamento entre portadoras ( $\Delta f_p$ )	41,667 Hz	46,875 Hz	68,182 Hz	107,143 Hz
Duração da parte útil do símbolo ( $T_u = 1/\Delta f_p$ )	24 ms	21,333 ms	14,667 ms	9,333 ms
Intervalo de guarda ( $T_g$ )	2,667 ms	5,333 ms	5,333 ms	7,333 ms
Duração do símbolo OFDM	26,667 ms	26,667 ms	20 ms	16,667 ms
$T_g/T_u$	1/9	1/4	4/11	11/14

Tabela 2.5: Modos de robustez do sistema DRM.

Modo de robustez	Condições de propagação típicas	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 <i>delay spread</i>	Cobertura nacional e internacional usando onda celeste nas faixas OM e OC.
C	Idem modo B, mas com elevado <i>Doppler spread</i>	Cobertura internacional usando onda celeste na faixa OC.
D	Idem modo B, mas com severos <i>delay spread e Doppler spread</i>	Onda celeste requerendo robustez altíssima, particularmente onda celeste com incidência quase vertical para cobertura nacional na faixa OT.

## 2.7 SISTEMA HD RADIO

O sistema HD Radio, também conhecido como IBOC (*In Band On Channel*), é um padrão proprietário, pertencente à empresa *iBiquity Digital Corporation*, formada pela fusão das

empresas *USA Digital Radio-USADR* e *Lucent Digital Radio* [13] - [14]. O projeto desse sistema surgiu no início da década de 90 com a empresa USADR, mas a sua consolidação só ocorreu em outubro de 2002 com a regulamentação do mesmo junto à FCC (*Federal Communications Commission*).

Esse sistema foi projetado de modo a operar de acordo com a máscara da FCC, obedecendo aos limites de potência de radiação em cada banda, Fig. 2.7. O sistema HD Radio oferece dois modos de operação: modo híbrido e modo todo digital [15] - [17]. O modo híbrido conserva o sinal analógico AM, enquanto o todo digital não. A idéia é iniciar a transmissão usando o modo híbrido e, após um período de transição, a transmissão analógica é desativada e passa-se a usar o modo todo digital.

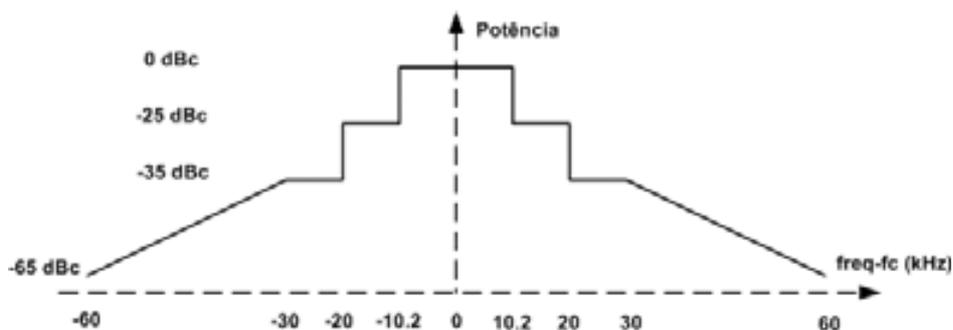


Figura 2.7: Máscara de emissão AM definida pela FCC.

### 2.7.1 Modo Híbrido

A Fig. 2.8 mostra o espectro do sinal HD Radio híbrido. O espectro do sinal digital tem uma largura de aproximadamente 30 kHz e é dividido em três faixas laterais: primária (P), secundária (S) e terciária (T). Cada faixa tem uma parte inferior e outra superior. O nível de potência de cada portadora OFDM é fixado em relação à potência média da portadora AM não modulada, que corresponde ao nível 0 dBc<sup>1</sup> indicado na Fig. 2.8. 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 Fig. 2.8.

A faixa terciária do espectro do sinal digital sobrepõe o espectro do sinal analógico AM. Em princípio, essa situação resultaria em interferência objetável do sinal digital no sinal analógico e vice-versa. Contudo, as portadoras OFDM na faixa terciária são geradas de modo a serem ortogonais (relação de quadratura ou de fase de 90°) à portadora AM, tal que

<sup>1</sup>dBc é uma unidade de potência que tem como referência a potência média da portadora não modulada.

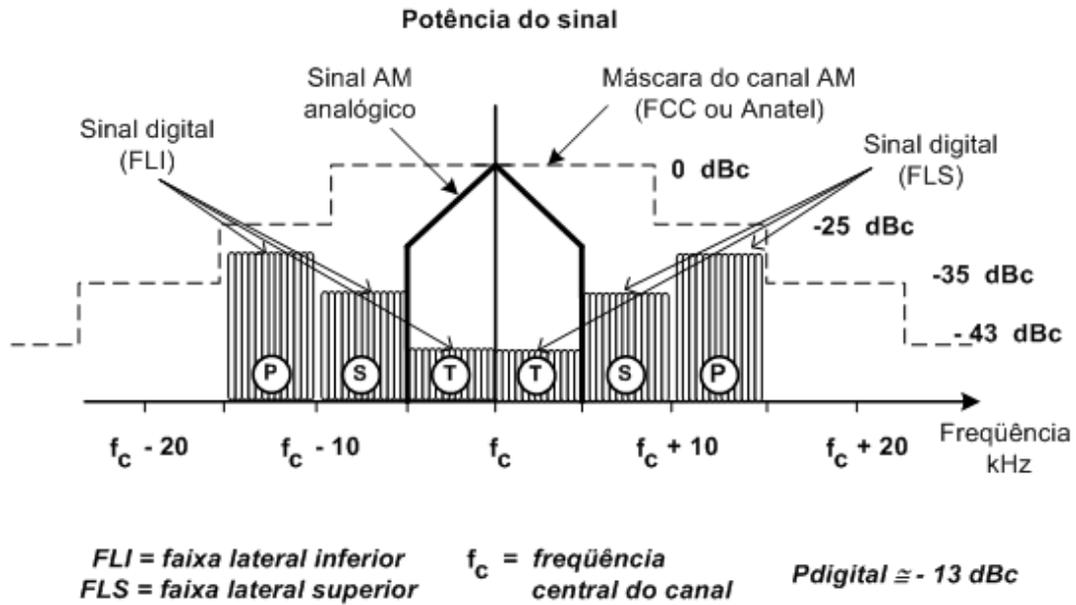


Figura 2.8: Espectro do sinal HD Radio híbrido [14] - [15].

ambos os sinais possam ser detectados sem uma interferência significativa do outro [15]. Essa ortogonalidade também é imposta às portadoras na faixa secundária, diminuindo a interferência dessas portadoras na detecção do sinal analógico AM e vice-versa. Isso faz, porém, com que as portadoras nas faixas secundária e terciária tenham a sua capacidade de transmissão reduzida pela metade e exige que a transmissão analógica AM seja monofônica.

A relação de fase entre os sinais analógico e digital deve ser preservada ao longo das trajetórias desses sinais no transmissor. Assim, se são usados amplificadores separados para os sinais analógico e digital, deve-se observar que a relação de fase permaneça após os sinais terem passado pelos amplificadores.

De acordo com a Fig. 2.8, 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 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 [16]. Essa permissão é possível porque as portadoras OFDM na faixa secundária também estão em quadratura com a portadora AM.

### 2.7.2 Modo todo digital

No modo todo digital, o sinal analógico AM deixa de existir e a faixa de freqüência que ele ocupava passa a ser ocupada pelas faixas laterais primárias (P) do sinal, cujas portadoras passam a ter um nível mais alto de potência [13] - [16], Fig. 2.9. A portadora AM não modulada

é mantida: ela propicia referência de fase e de sincronismo para o receptor. O espectro do sinal todo digital tem, ainda, uma faixa secundária (S) e uma faixa terciária (T), como mostra a Fig.2.9, ambas com nível de potência mais alto do que tinham no modo híbrido. A largura dessas faixas é, contudo, reduzida pela metade (ela não têm mais uma parte inferior e outra superior), o que reduz a faixa de frequência ocupada pelo sinal digital de 30 kHz para 20 kHz, aproximadamente.

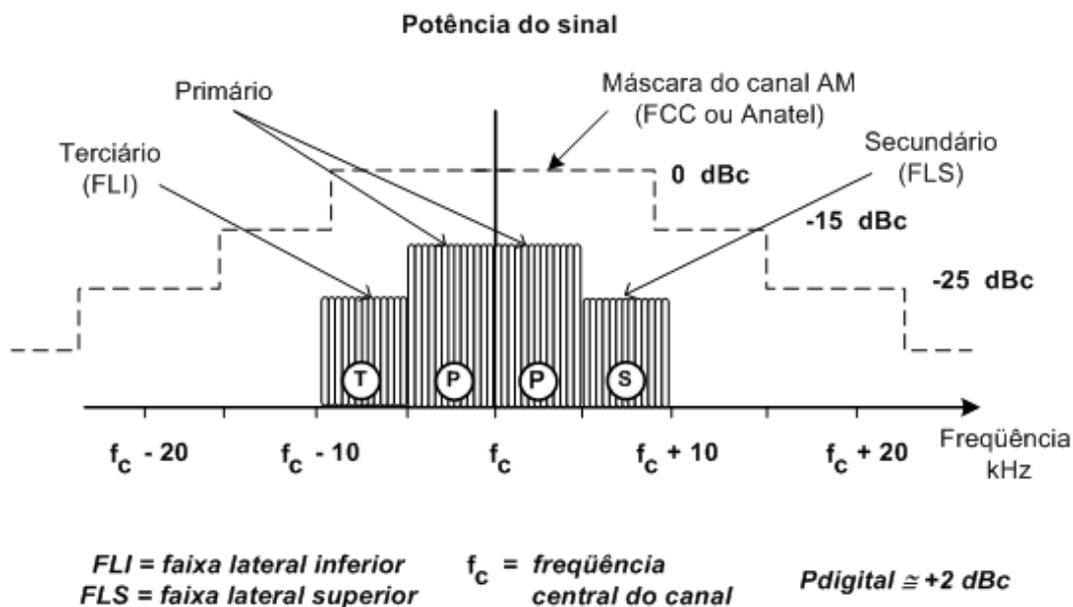


Figura 2.9: Espectro do sinal HD Radio todo digital híbrido [14] - [15].

No que diz respeito à capacidade de transmissão, essa redução na largura de faixa é compensada de duas formas. Primeiro, 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. Segundo, 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 o uso de um esquema de modulação de ordem maior; nesse caso, 64-QAM (no modo híbrido, as portadoras na faixa secundária utilizam a modulação 16-QAM e as portadoras na faixa terciária, a modulação QPSK) [16].

## 2.8 CONCLUSÕES

Neste capítulo, apresentou-se os sistemas para a digitalização da radiodifusão em frequências inferiores a 30 MHz, fornecendo subsídios importantes de modos de operação, robustez de transmissão e máscara de emissão. As relações de proteção que os sistemas analógicos necessitam atender foram comentadas.

Em um ambiente de propagação, existem diferentes características que podem gerar interferência e degradação no sinal recebido. Em algumas condições em particular, podem ser constatadas, interferência de canais adjacentes, ruído impulsivo e influência de estruturas (pontes, prédios, viadutos, garagens). Essas condições aumentam o nível do ruído e, conseqüentemente, exigem que o sinal que chega à antena do receptor seja maior, de forma a garantir que a taxa de erro se mantenha acima do limite estipulado. Nesse caso, é necessário realizar uma análise das relações de proteção, de acordo com a Tabela 2.1.

## 3 PREDIÇÃO DA INTENSIDADE DE CAMPO ELÉTRICO

### 3.1 INTRODUÇÃO

Como requisito para o estudo de propagação na faixa de frequência inferior a 30 MHz, além do conhecimento do comportamento do canal de transmissão, faz-se necessário entender os principais modelos de predição de sinal nesses canais. As curvas de intensidade de campo elétrico incluídas nas recomendações ITU-R 368-7 [2] e ITU-R Acts 81 RJ [9] têm como objetivo evitar cálculos complexos na determinação prática da intensidade do campo. Essas curvas são utilizadas pela Anatel e Ministério das Comunicações no estudo de viabilidade técnica de uma emissora de radiodifusão AM. Neste capítulo, será descrita a formulação matemática utilizada para a obtenção das curvas de intensidade de campo. Dessa forma, será possível realizar um estudo comparativo entre as intensidades de campo predita e medida.

A história da propagação das ondas de rádio foi iniciada com o trabalho de Maxwell, em 1864, cujas equações levavam à conclusão da existência de ondas eletromagnéticas que se propagam com a velocidade da luz. Em 1907, Zenneck mostrou que, ao longo da fronteira entre dois dielétricos, como a terra e o ar, era possível a propagação de onda de superfície. Dois anos após, em 1909, Sommerfeld apresentou uma solução para o problema de um dipolo vertical situado na superfície de terra plana com condutividade finita [18]. Seus resultados incluíam uma onda cilíndrica de superfície que, a grandes distâncias da antena, se tornava idêntica à onda de Zenneck. Com esse estudo, Sommerfeld concluiu que as ondas radioelétricas seriam guiadas ao longo da superfície da terra.

Em 1919, Weyl reestudou o problema apresentado por Sommerfeld, chegando a soluções diferentes, embora concluindo também que o campo total podia ser expresso como a superposição de onda espacial e onda de superfície [19]. Mais tarde, em 1936, Burrows mostrou que, numericamente, a diferença entre os dois resultados era exatamente igual a onda de superfície de Sommerfeld, e seus resultados experimentais tenderam a confirmar a solução de Weyl [20] - [21]. Ao mesmo tempo, Norton mostrou que a razão da discrepância encontrada na solução de Sommerfeld era a escolha incorreta do sinal da raiz quadrada de uma quantidade complexa [22]. Com o estudo de Norton, conclui-se que as fórmulas de Sommerfeld só se aplicam ao caso em que as correntes de deslocamento podem ser desprezadas, isto é, para as frequências mais baixas. Os trabalhos de Van der Pol e Niessen [23] e Norton [24] - [25]

apresentam resultados consistentes com os de Weyl.

As expressões usadas neste trabalho para a obtenção das curvas incluídas nas recomendações ITU-R 368-7 e ITU-R Acts 81RJ se baseiam na solução de Norton [24] - [25]. A seguir serão apresentados os modelos de predição utilizados para a obtenção das curvas contidas nessas recomendações.

### 3.2 ONDA TERRESTRE

A energia radiada por uma antena transmissora pode atingir uma antena receptora através de diversas trajetórias, Fig. 3.1. O conjunto formado pelas ondas com trajetórias próximas do solo é designado por onda terrestre. De maneira a simplificar a análise de Norton, é usual considerar a onda terrestre dividida em duas componentes: a onda espacial e a onda de superfície. A onda espacial inclui a onda direta, cuja trajetória interliga diretamente o transmissor e o receptor, e uma onda refletida pela superfície terrestre. Geralmente, considera-se que a onda espacial inclui também a energia recebida por refração em camadas elevadas da troposfera e por difração pela superfície terrestre. A onda de superfície é formada pela energia que se propaga guiada pela superfície terrestre, com uma atenuação dependente das características do terreno e da frequência de transmissão. Então, de acordo com a Fig. 3.1, o campo elétrico da onda terrestre é constituída da seguinte maneira [26],

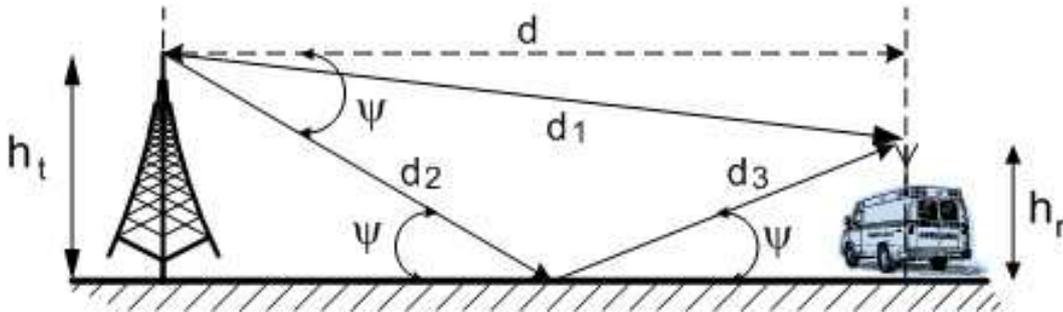


Figura 3.1: Composição dos campos que formam as ondas terrestre.

$$E = E_0 \{ f_d(\psi, \phi) e^{-jk d_1} + R_v f_r(\psi, \phi) e^{-jk(d_2+d_3)} + (1 - R_v) A_s f_s(\psi, \phi) e^{-j(k(d_2+d_3)-\varphi)} \}. \quad (3.1)$$

Na equação (3.1), o primeiro termo representa a onda direta, o segundo, a onda refletida e o terceiro, a contribuição correspondente à onda de superfície. As funções  $f_d(\psi, \phi)$ ,  $f_r(\psi, \phi)$  e  $f_s(\psi, \phi)$  estão relacionadas ao diagrama de radiação da antena, isto é, à forma com a qual a antena distribui a potência radiada no espaço. O fator  $R_v$  é o coeficiente de reflexão no solo e  $A_s$  é um fator de atenuação que afeta a amplitude da onda de superfície, também função das

características eletromagnéticas do solo e da frequência, grandeza complexa com argumento  $\varphi$ . As distâncias  $d$ ,  $d_1$ ,  $d_2$  e  $d_3$  indicam a separação entre as antenas e os percursos feitos pelas ondas direta e refletida e  $k$  é a constante de propagação. Para a geometria da Fig. 3.1, o coeficiente de reflexão é obtido por meio da seguinte expressão [22] - [24],

$$R_v = \frac{(\epsilon_r - jx) \sin(\psi) - \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}{(\epsilon_r - jx) \sin(\psi) + \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}} \quad (3.2)$$

$$x = \frac{18 \times 10^3 \sigma}{f_{(\text{MHz})}} = 60 \sigma \lambda \quad (3.3)$$

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (3.4)$$

em que  $\sigma$ , em S/m, é a condutividade do solo,  $f$  é a frequência e  $\epsilon_r$  é a constante dielétrica relativa, com  $\epsilon_0 = \frac{10^{-9} \text{ F}}{36\pi \text{ m}}$ . Para o caso de uma antena dipolo eletricamente curta na e colocado sobre a terra, o módulo do campo elétrico distante, componente vertical, é dado por [27] - [28]

$$E = E_0 |1 + R_v e^{-jk\Delta} + (1 - R_v) A_s e^{-jk\Delta}| \quad (3.5)$$

onde  $\Delta$  é o fator de fase representado por

$$\Delta = \frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d} \quad (3.6)$$

e  $E_0$  é o campo do dipolo elétrico curto, dado por [29]

$$E_0 = 173 \frac{\sqrt{P_T G_T} \text{ mV}}{d \text{ m}} \quad (3.7)$$

em que  $P_T$  representa a potência de transmissão em kW,  $G_T$ , o ganho da antena transmissora e  $d$  é a distância, em km, ao ponto no qual se deseja calcular a intensidade de campo.

A equação (3.5) é composta por três parcelas, a primeira e a segunda parcelas representadas por

$$(1 + R_v e^{-jk\Delta}) E_0 \quad (3.8)$$

correspondem à onda espacial, compondo-se da onda direta ( $E_0$ ) e da onda refletida ( $E_0 R_v e^{-jk\Delta}$ ), que leva em consideração o solo ( $R_v$ ) e o percurso adicionado ( $\Delta$ ). A terceira

parcela

$$(1 - R_v)A_s e^{-jk\Delta} \quad (3.9)$$

é a onda de superfície, de grande importância prática para comunicação em frequências inferiores a 30 MHz, possuindo somente valores significativos para pontos próximos à superfície da terra, decrescendo com a altura e a frequência. No caso de frequências crescentes, a onda espacial vai se tornando progressivamente mais intensa que a onda de superfície, até tornar-se a única componente de interesse. Assim, pode-se concluir que a formulação da equação (3.5) satisfaz as condições iniciais requeridas pela equação (3.1).

Para antenas elevadas e frequências muito altas, a contribuição da onda de superfície é desprezível. Ao contrário, para baixas frequências e antenas pouco elevadas, a contribuição da onda espacial é muito pequena e o campo é dado essencialmente pela onda de superfície. Quando a altura da antena transmissora é nula, a onda refletida cancela a onda direta, a onda espacial se anula e a propagação ocorre exclusivamente por meio da onda de superfície. É importante acrescentar que o fator de atenuação da onda de superfície em frequências médias é muito maior no caso da polarização horizontal. Por esta razão, são usadas, para essas frequências, quase que exclusivamente antenas verticais.

### 3.3 MODELO TERRA PLANA

A onda de superfície desloca-se ao longo do contorno do solo. No modelo terra plana, algumas simplificações são adotadas, como solo homogêneo e superfície uniforme e plana ao longo de todo o percurso em que a onda se propaga. Em virtude da consideração da terra plana, esse modelo é aplicado até a distância do horizonte limitado pela expressão [29]:

$$d \leq \frac{66,94}{\sqrt[3]{f}} \quad (3.10)$$

em que  $d$  e  $f$ , são representados, respectivamente, em km e MHz. Além dessa distância, a curvatura da terra começa a ter efeito significativo na intensidade do campo elétrico. Então, de acordo com a equação (3.10), o modelo terra plana é muito restrito em aplicações práticas onde se utiliza altas frequências. Nas transmissões na faixa de OM, o modelo se aplica até a distância de 100 km para frequência de 300 kHz e 46,4 km para frequência de 3 MHz.

Em relação à propagação em ondas médias e quando as antenas de transmissão e recepção estão localizadas sobre o solo, é possível simplificar a expressão do campo distante, equação (3.5). Assim, para  $h_t = h_r = 0$ , a partir das equações (3.2) e (3.6), respectivamente,

$R_v = -1$  e  $\Delta = 0$ . Portanto, a equação (3.5) pode ser expressa da seguinte maneira:

$$E = 2E_0|A_s|. \quad (3.11)$$

O fator de atenuação da onda de superfície é determinado pela expressão [22]

$$|A_s| = |1 - j\sqrt{\pi\Omega}e^{-\Omega}\text{erfc}(\sqrt{-\Omega})| \quad (3.12)$$

em que  $\text{erfc}(\sqrt{-\Omega})$  é a função erro complementar, obtida pelas relações a seguir [30].

$$\text{erfc}(\sqrt{-\Omega}) = \frac{2}{\sqrt{\Omega}} \int_{\sqrt{-\Omega}}^{\infty} e^{-x^2} dx \quad (3.13)$$

$$\Omega = \frac{4p_1}{(1 - R_v)^2} \quad (3.14)$$

$$p_1 = pe^{-jb} \quad (3.15)$$

$$p = \frac{\pi d}{\lambda} \frac{\sqrt{(\epsilon_r - 1)^2 + x^2}}{(\epsilon_r^2 + x^2)} \quad (3.16)$$

$$\tan(b) = \frac{\epsilon_r + 1 + (\epsilon_r - 1) \left(\frac{\epsilon_r}{x}\right)^2}{x + (\epsilon_r - 2) \left(\frac{\epsilon_r}{x}\right)}. \quad (3.17)$$

A variável  $p$  na equação (3.16) é denominada distância numérica. A Fig. 3.2 ilustra o coeficiente de atenuação no modelo terra plana em relação à distância numérica. Cabe salientar que o modelo terra plana é utilizado para expressar a intensidade campo elétrico para distâncias compreendidas entre os seguintes limites:

- limite curto,  $d \gg \lambda$ , condição de campo distante;
- limite longo,  $d < 10\lambda^{1/3}$ , condição imposta pela curvatura da terra, equação (3.10).

A Fig. 3.3 mostra a distância máxima de utilização do modelo terra plana em função do comprimento de onda utilizado.

Devido à complexidade da equação (3.12), Ronglong Li propôs uma aproximação empírica para a determinação da função de atenuação, com as seguintes restrições [31]

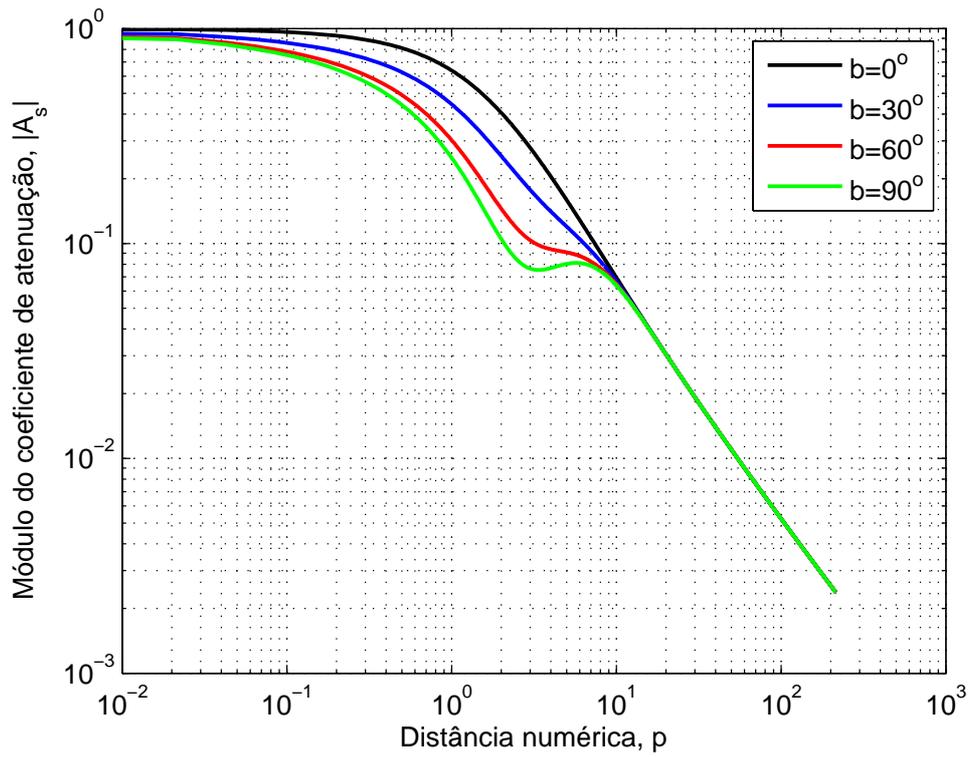


Figura 3.2: Coeficiente de atenuação da onda de superfície para o modelo terra plana.

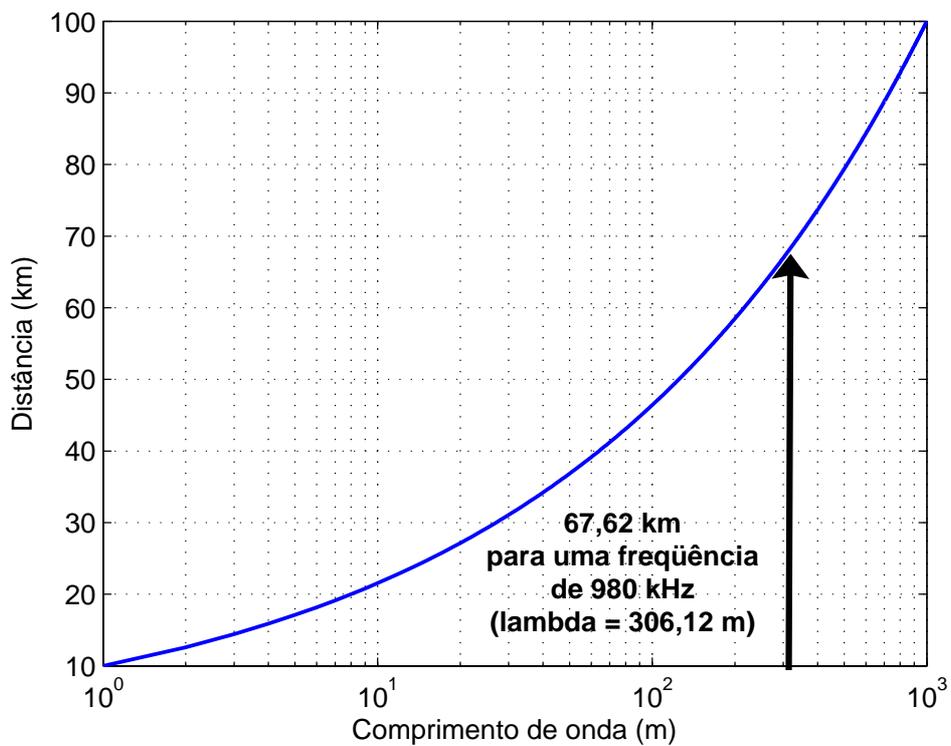


Figura 3.3: Distância máxima de acordo com a abordagem de Norton.

- Quando o parâmetro  $b$ , equação (3.15), for menor que  $5^\circ$ :

$$A_1 = \frac{2 + 0,3p}{2 + p + 0,6p^2}, \quad p \text{ arbitrário} \quad (3.18)$$

$$A_2 = \frac{1}{2p - 3,7}, \quad p > 4,5 \quad (3.19)$$

$$A_3 = e^{-0,43p+0,01p}, \quad p \leq 4,5 \quad (3.20)$$

- Quando o parâmetro  $b$ , equação (3.15), for maior que  $5^\circ$ :

$$A_4 = \frac{2 + 0,3p}{2 + p + 0,6p^2} - \sqrt{\frac{p}{2}} e^{-5p/8} \sin b, \quad p \text{ arbitrário} \quad (3.21)$$

$$A_5 = e^{-0,43p+0,01p} - \sqrt{\frac{p}{2}} e^{-5p/8} \sin b, \quad p \leq 4,5 \quad (3.22)$$

$$A_6 = \frac{1}{2p - 3,7} - \sqrt{\frac{p}{2}} e^{-5p/8} \sin b, \quad p \geq 4,5 \quad (3.23)$$

A aproximação empírica é comparada em [31] com o modelo exato, equação (3.12), e apresenta ótimos resultados. Na prática, o modelo empírico é mais utilizado.

### 3.4 MODELO TERRA ESFÉRICA

Para longos percursos, a terra não pode ser considerada plana. Se a geometria é tal que a linha de visada direta que conecta o transmissor ao receptor intercepta a curvatura da terra, impossibilitando a visada entre as antenas de transmissão e recepção, então o modelo de propagação terra esférica deve prevalecer sobre o modelo terra plana. Nesse caso, a representação integral da teoria de onda completa deve ser empregada [32] - [33].

A solução da representação integral é complexa, portanto, durante muito tempo pesquisadores trabalharam no modelo terra esférica para torná-la mais simples e possibilitar sua implementação computacional. Nesse período, surgiram diversas teorias e, junto com elas, suas limitações. Entre as soluções propostas, pode-se calcular a intensidade do campo utilizando o modelo terra plana até a linha de visada, e, em seguida, somar a intensidade de campo deste ponto até a antena de recepção aplicando um fator de correção no raio da terra. Neste caso, a distância entre as antenas de transmissão e recepção deverá ser menor que a distância ao

horizonte, obedecendo a equação (3.10). No entanto, em virtude de as perdas por difração excederem as perdas ôhmicas, na faixa de VLF, procedimentos que requerem interpolação entre o modelo de predição terra plana e séries residuais são de duvidosas validades para frequências na faixa de VLF e LF [32].

O modelo de predição terra esférica, que utiliza as séries residuais e de potência, é aplicado para todas as frequências inferiores a 30 MHz por apresentar menor complexidade computacional. No modelo de terra esférica lisa, a função de atenuação da onda de superfície terrestre é definida pelas relações a seguir, em que  $a = 6.368$  km é o raio da terra [33] - [34].

$$A_s = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{jx}{\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-j\frac{2\pi}{3}\right) \frac{\exp(-jxt)w_1(t)}{w_1'(t) - qw_1(t)} dt, \quad (3.24)$$

$$x = \sqrt[3]{\frac{ka}{2} \frac{d}{a}}, \quad (3.25)$$

$$q = -j \left( \sqrt[3]{\frac{ka}{2}} \right) \nabla, \quad (3.26)$$

$$\nabla = \left( \sqrt{\frac{j\epsilon_0\omega}{(\sigma + j\epsilon)}} \right) \left( \sqrt{\frac{1 - j\epsilon_0\omega}{(\sigma + j\epsilon\omega)}} \right). \quad (3.27)$$

Em (3.24),  $w_1(t)$  é a função de Airy e  $w_1'(t) = \frac{dw_1(t)}{dt}$ . A solução da equação (3.24) não é trivial, tornando inviável a aplicação do modelo na prática. Assim, de maneira a reduzir a complexidade dos cálculos e permitir a implementação computacional do modelo terra esférica lisa, é necessário a aplicação das séries residuais e de potência.

### 3.4.1 Solução usando série de resíduos

Uma maneira clássica para a solução da equação integral (3.24) consiste na decomposição da mesma em uma série residual incluindo os pólos do integrando. Dessa forma, a equação (3.24) pode ser reescrita da seguinte maneira [32]

$$A_s = \sqrt{\frac{\pi x}{j}} \sum_{s=1}^{\infty} \frac{e^{-jxt_s}}{t_s - q^2}, \quad (3.28)$$

onde os pólos em  $t = t_s$  são raízes da equação

$$w_1'(t) - qw_1(t) = 0, \quad (3.29)$$

sendo:

$$w_1'(t) = \sqrt{\pi} [B_i(t) - jA_i(t)], \quad (3.30)$$

em que  $B_i(t)$  e  $A_i(t)$  são funções de Airy, definidas em [30]. Para determinar a série residual, equação (3.28),  $x$  e  $q$  devem ser fornecidos, no entanto, é necessário encontrar as raízes  $t_s$  que satisfazem à equação (3.29). Essas raízes, que são funções de  $q$ , satisfazem a equação diferencial

$$\frac{dt_s}{dq} = \frac{1}{t_s - q^2}. \quad (3.31)$$

Para a solução de (3.31), serão utilizadas duas condições [32].

- **Condição 1:**  $|q| \leq 1$ . Neste caso, a condição inicial da equação diferencial (3.31) é

$$t_s|_{q=0} = t_s(0) = \alpha'_s e^{-\frac{j\pi}{3}} \quad (s = 1, 2, 3, \dots) \quad (3.32)$$

onde os  $\alpha'_s$  são os zeros de  $A_i'(-\alpha)$ . Em seguida, forma-se, em um plano complexo  $q$ , uma seqüência de  $R + 1$  pontos,

$$0 = q_0, q_1, q_2, \dots, q_R = q \quad (3.33)$$

igualmente espaçados em uma linha reta, da origem até determinado valor de  $q$ . A condição inicial é definida por  $\alpha'_s e^{-\frac{j\pi}{3}}$  em  $q_0 = 0$ . As soluções em  $q_1, q_2, \dots, q_R$  são calculadas em seqüências utilizando a equação de Runge-Kutta de quarta ordem, a partir das relações a seguir.

$$\begin{aligned} t_s(q_{n+1}) &= t_s(q_n) + \frac{\Delta q}{6} [p_1 + 2p_2 + 2p_3 + p_4] \\ p_1 &= f(q_n, t_s(q_n)) \\ p_2 &= f\left(q_n + \frac{1}{2}\Delta q, t_s(q_n) + \frac{1}{2}p_1\Delta q\right) \\ p_3 &= f\left(q_n + \frac{1}{2}\Delta q, t_s(q_n) + \frac{1}{2}p_2\Delta q\right) \\ p_4 &= f(q_n + \Delta q, t_s(q_n) + p_3\Delta q) \\ f(q, t) &= \frac{1}{t - q^2} \end{aligned} \quad (3.34)$$

Assim, tendo-se todos os valores de  $t_s$  é possível calcular a série residual, equação (3.28), e encontrar o valor da intensidade de campo para  $|q| \leq 1$ .

- **Condição 2:**  $|q| > 1$ . Neste caso, a condição inicial da equação diferencial (3.31) é

$$t_s|_{q=0}^{Q=0} = t_s(\infty) = \alpha_s e^{-\frac{j\pi}{3}} \quad (s = 1, 2, 3, \dots) \quad (3.35)$$

onde os  $\alpha_s$  são os zeros de  $A_i(-\alpha)$  e  $Q = q^{-1}$ . Em seguida, forma-se, em um plano complexo  $Q$ , uma seqüência de  $R + 1$  pontos,

$$0 = Q_0, Q_1, Q_2, \dots, Q_R = Q = \frac{1}{q} \quad (3.36)$$

igualmente espaçados em uma linha reta, da origem até determinado valor de  $Q$ . A condição inicial é definida por  $\alpha_s e^{-\frac{j\pi}{3}}$  em  $Q_0 = 0$ . As soluções em  $Q_1, Q_2, \dots, Q_R$  são calculadas em seqüência utilizando a equação de Runge-Kutta de quarta ordem, de maneira análoga à equação (3.34), substituindo  $f(q, t)$  por:

$$f(Q, t) = \frac{1}{1 - Q^2 t} \quad (3.37)$$

Assim, obtidos todos os valores de  $t_s$  é possível calcular a série residual, (3.28), e encontrar o valor da intensidade de campo para  $|q| > 1$ .

Embora o método da série residual possa ser aplicado para calcular o fator de atenuação em todas as faixas de frequências inferiores a 30 MHz, para frequências na faixa de VLF e LF, o método é computacionalmente dispendioso. Isso pode ser atribuído ao número de elementos necessários na série residual, equação (3.28), para que a mesma convirja. A convergência da série depende do valor de  $x$ , que está diretamente ligado ao comprimento de onda  $\lambda$  e à distância  $d$  entre transmissor e receptor. Portanto, quanto menor a frequência de transmissão e/ou a distância entre as antenas de transmissão e recepção, mais termos serão necessários para a convergência da série. Então, um novo método foi proposto de maneira a maximizar a eficiência computacional. Este método foi denominado séries de potência [32] - [33].

### 3.4.2 Solução usando série de potência

A série de potência é aplicada para pequenos valores de  $|qx|$ , situação em que a série residual é computacionalmente lenta. Em [29], essa limitação está em função de  $q$ , podendo ser aplicado para  $|qx| < 0, 1$ , e é definida pelas expressões a seguir [29] [32] [33].

$$A_s = \sum_{m=0}^{\infty} W_m \left( e^{\frac{j\pi}{4}} q x^{\frac{1}{2}} \right)^m \quad (3.38)$$

$$\begin{aligned}
W_0 &= 1 & W_5 &= -\frac{j\sqrt{\pi}}{2} \left(1 + \frac{3}{4q^3}\right) \\
W_1 &= -j\sqrt{\pi} & W_6 &= -\frac{8}{15} \left(1 + \frac{1}{q^3} + \frac{7}{32q^6}\right) \\
W_2 &= -2 & W_7 &= \frac{j\sqrt{\pi}}{6} \left(1 + \frac{5}{4q^3} + \frac{1}{2q^6}\right) \\
W_3 &= j\sqrt{\pi} \left(1 + \frac{1}{4q^3}\right) & W_8 &= \frac{16}{105} \left(1 + \frac{3}{2q^3} + \frac{27}{32q^6}\right) \\
W_4 &= \frac{4}{3} \left(1 + \frac{1}{2q^3}\right) & W_9 &= -\frac{j\sqrt{\pi}}{24} \left(1 + \frac{7}{4q^3} + \frac{5}{4q^6} + \frac{21}{64q^9}\right) \\
W_{10} &= -\left(\frac{32}{945} + \frac{64}{945q^3} + \frac{11}{189q^6} + \frac{7}{270q^9}\right)
\end{aligned}$$

A Fig. 3.4 mostra curvas de intensidade de campo elétrico obtido pela equação (3.11), considerando o modelo terra esférica lisa e homogênea, para potência de transmissão de 1 kW e antena dipolo eletricamente curto sobre a terra, com ganho igual a 1,5. Essas curvas são idênticas às apresentadas na recomendação ITU-R P.368-7 [2], considerando a condutividade do solo,  $\sigma = 1$  mS/m, e a permissividade relativa,  $\epsilon_r = 15$ .

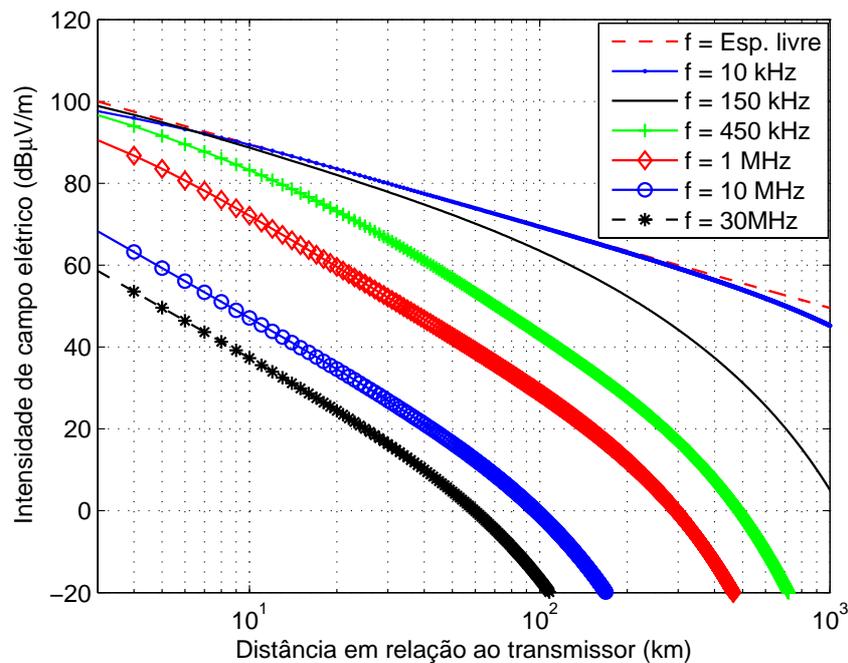


Figura 3.4: Intensidade de campo elétrico para a onda de superfície, considerando o modelo terra esférica lisa.

### 3.5 MODELO TERRENO IRREGULAR

Na prática, a propagação da onda eletromagnética ocorre em terrenos com perfis irregulares e oscilatórios, o que irá influenciar no valor da atenuação. Assim, várias equações foram propostas para se verificar qual variação do perfil do terreno interfere significativamente no valor da atenuação [35]. Em OM, com variação do perfil da ordem de um comprimento de onda é necessária a utilização de modelos de predição que considerem a irregularidade do terreno [29]. Nesse caso, os modelos terra irregular foram definidos a partir da equação integral de Volterra do tipo [36]

$$f(x) = g(x) + \int_0^x f(\xi)K(\xi, x)d\xi \quad (3.39)$$

em que  $f(x)$ , coeficiente de atenuação, é a solução desejada,  $K(\xi, x)$ , o kernel da equação integral e  $g(x)$ , uma função conhecida. Com a definição do kernel da equação (3.39), a mesma passa a ser chamada equação integral. Então, o problema consiste em definir o kernel e resolver a equação, mas algoritmos comuns não podem ser utilizados na solução, em virtude da singularidade do kernel ( $K(\xi, x) \rightarrow \infty$ ) quando  $\xi = x$  e também da pseudo singularidade quando  $\xi = 0$ . Diversos algoritmos foram propostos para a solução numérica da equação integral (3.39). O proposto por Ott será considerada neste trabalho devido a sua estabilidade na faixa de ondas médias [36] - [37].

O modelo de Ott considera a propagação principal na direção do eixo  $x$ . Assim, é possível simplificar a equação elíptica de Helmholtz em uma equação parabólica. Usando de desenvolvimentos similares a de Hufford [38], Ott obteve a seguinte equação integral para a função de atenuação [37]

$$f(x) = g(x, y)W(x, 0) - \sqrt{\frac{j}{\lambda}} \int_0^x f(\xi)e^{-jk\omega(x, \xi)} \left[ y'(\xi)W(x, \xi) - \frac{y(x) - y(\xi)}{x - \xi} (\Delta - \Delta_r) \right] \left[ \frac{x}{\xi(x - \xi)} \right]^{\frac{1}{2}} d\xi, \quad (3.40)$$

sendo,

$$\omega(x, \xi) = \frac{[y(x) - y(\xi)]^2}{2(x - \xi)} + \frac{y^2(\xi)}{2\xi} - \frac{y^2(x)}{2x},$$

$$W(x, \xi) = 1 - j\sqrt{\pi p} w(-\sqrt{u}),$$

$$p = \frac{-jk\Delta^2(x - \xi)}{2},$$

$$u = p \left\{ 1 - \frac{y(x) - y(\xi)}{\Delta(x - \xi)} \right\}, \quad \xi < x,$$

$$w(-\sqrt{u}) = e^{-u} \operatorname{erfc}(j\sqrt{u})$$

$$= \frac{1}{j\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-t^2}}{\sqrt{u} + t} dt$$

$$\Delta = \begin{cases} \frac{\sqrt{\eta - 1}}{\eta} & , \text{ polarização vertical} \\ \sqrt{\eta - 1} & , \text{ polarização horizontal} \end{cases}$$

$$\eta = \epsilon_r - j \frac{18 \times 10^3 \sigma}{f}$$

sendo  $f$  a frequência, em MHz e  $g(x, y)$ , o ganho da antena. Os valores de  $x$ ,  $y(x)$  e  $y(\xi)$ , são definidos na Fig. 3.5, e a solução numérica em [37].

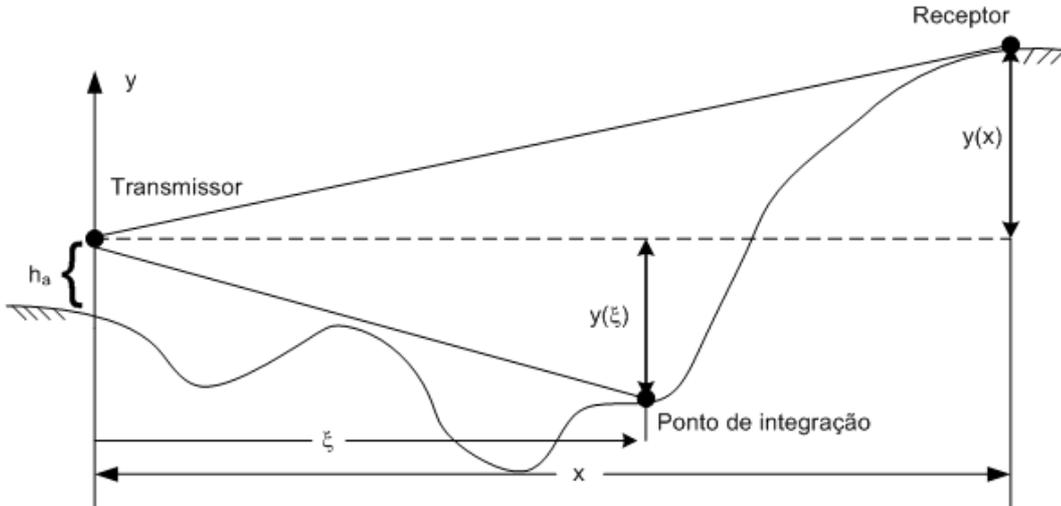


Figura 3.5: Geometria do perfil para a equação integral de Ott.

Um exemplo de aplicação da equação integral de Ott pode ser obtido utilizando a equação  $y(x) = 1000 \exp(-9(\xi - 5000/3000)^2)$  para representar um perfil de terreno gaussiano, ilustrado na Fig. 3.6. Ao considerar uma transmissão na frequência de 1 MHz ao longo

desse perfil, o comprimento de onda, igual a 300 m, é bem inferior à variação de altitude do terreno. Os demais parâmetros utilizados foram: condutividade  $\sigma = 0,01$  S/m e permissividade  $\epsilon_r = 10$ . A atenuação resultante pode ser observada na Fig. 3.6.

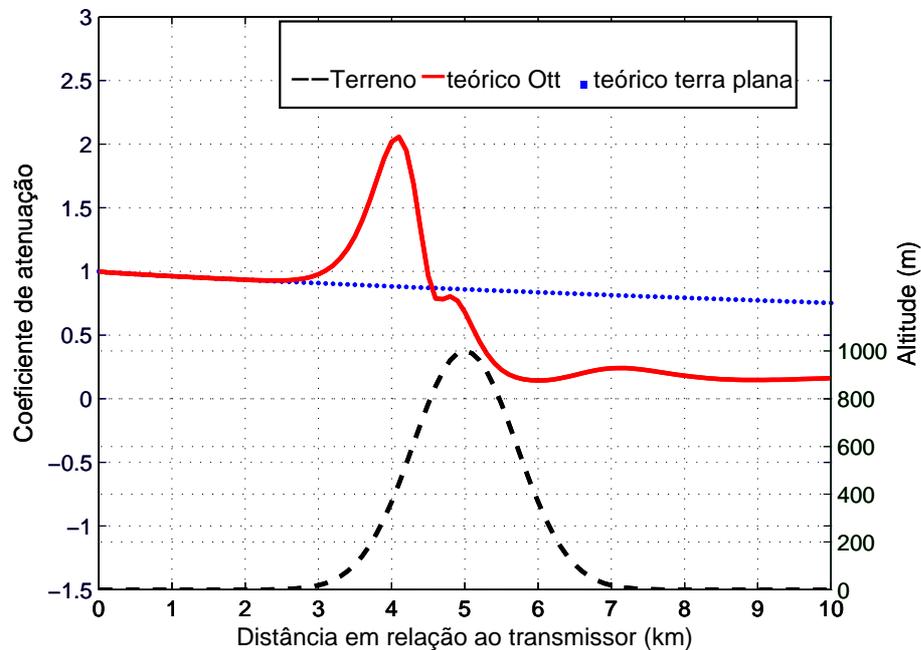


Figura 3.6: Coeficiente de atenuação da onda de superfície, considerando o modelo terra irregular.

O resultado apresentado, Fig. 3.6, mostra que até 2,5 km os valores da atenuação obtidos com os modelos terra plana e terra irregular são iguais. Isso é devido ao perfil gaussiano ser praticamente plano ao longo desse percurso. Em 2,5 km, o valor da atenuação começa a aumentar, devido a frente de onda que está acima da superfície terrestre que encontrar-se desobstruída. A partir de 4 km, a altitude do perfil é superior a um comprimento de onda, e apesar da desobstrução entre as antenas transmissora e receptora, a contribuição da frente de onda oriunda da propagação espacial deixa de existir, iniciando a diminuição do fator de atenuação. Assim, a partir de 5 km, tem-se uma recepção realmente obstruída ocasionando a diminuição acentuada do fator de atenuação.

### 3.5.1 Representação do Perfil do Terreno

A implementação computacional do modelo de predição terra irregular apresentado por Ott, requer prévio conhecimento da função que representa o perfil do terreno entre as antenas transmissora e receptora. A regressão é uma ferramenta matemática que permite a obtenção de funções aproximadas por meio de polinômios. No entanto, representações de dados através de funções aproximadas usando polinômios de baixa e média ordem somente é possível quando o comportamento físico das amostras for semelhante a funções arbitrárias em

intervalos fechados. Entretanto, na prática, os perfis dos terrenos são de natureza oscilatória, exigindo polinômios de ordem elevada, que são sensíveis a rápidas flutuações, restringindo assim a sua utilização [39]. Nesse caso, a solução encontrada foi dividir o perfil do terreno em uma série de subintervalos da maneira apresentada a seguir, e construir os polinômios de aproximação para cada segmento, como ilustra a Fig. 3.7.

$$f(x) = \begin{cases} f_0(x) & \text{se } x_0 \leq x < x_1 \\ f_1(x) & \text{se } x_1 \leq x < x_2 \\ f_2(x) & \text{se } x_2 \leq x < x_3 \\ \vdots & \\ f_{n-1}(x), & \text{se } x_{n-1} \leq x < x_n \end{cases} \quad (3.41)$$

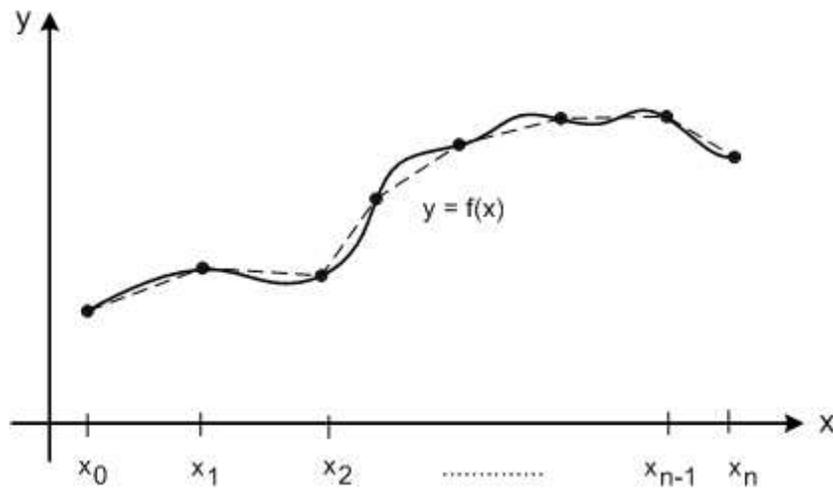


Figura 3.7: Segmentação do perfil em retas.

A segmentação do perfil em retas tem sérios problemas em virtude das discontinuidades nos extremos dos subintervalos. A solução consiste na utilização de polinômios cúbicos, representando cada subintervalo por segmentos flexíveis. Esse procedimento é denominado de interpolação com *spline* cúbico [40] - [42]. Dessa maneira, é possível assegurar ao interpolador derivação contínua e derivada de 2ª ordem no segmento, que é representado por um polinômio cúbico da forma

$$\begin{aligned} f_1(x) &= y_1 + a_1(x - x_1)^3 + b_1(x - x_1)^2 + c_1(x - x_1) \quad , \quad x \in [x_1, x_2] \\ f_2(x) &= y_2 + a_2(x - x_2)^3 + b_2(x - x_2)^2 + c_2(x - x_2) \quad , \quad x \in [x_2, x_3] \\ &\vdots \\ f_{n-1}(x) &= y_{n-1} + a_{n-1}(x - x_{n-1})^3 + b_2(x - x_{n-1})^2 + c_2(x - x_{n-1}) \quad , \quad x \in [x_{n-1}, x_n] \end{aligned} \quad (3.42)$$

A Fig. 3.8 mostra o exemplo da Fig.3.6, utilizando-se interpoladores cúbicos na obtenção do perfil do terreno. Nesse caso, o erro foi inferior a  $10^{-6}$ , o que garante a utilização dessa técnica na substituição da equação que define o perfil do terreno no modelo de predição proposto por Ott. Essa estratégia assegura na prática, a utilização de mapas digitais.

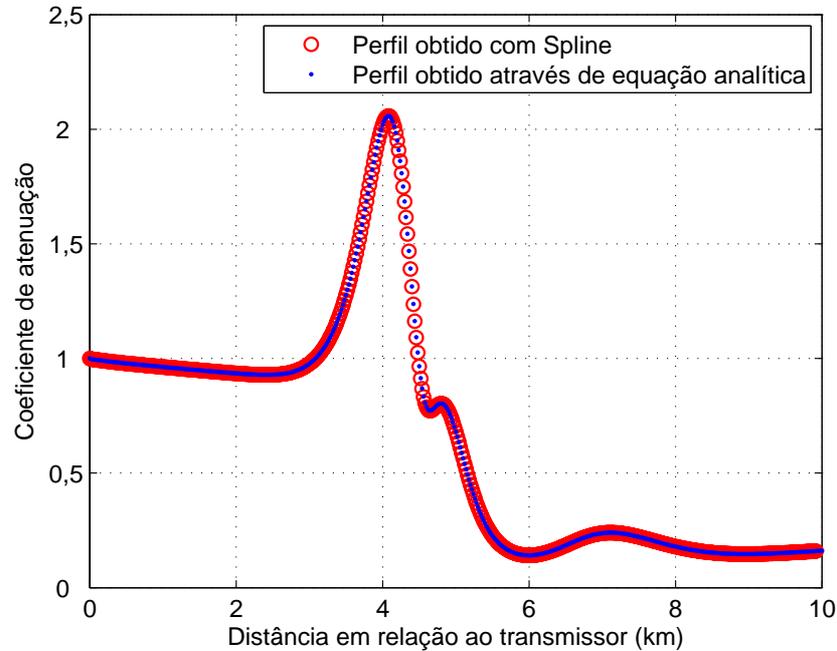


Figura 3.8: Coeficiente de atenuação da onda de superfície, com o perfil do terreno obtido por meio de equação e *spline* cúbica.

### 3.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo, os modelos de predição para frequência inferior a 30 MHz foram apresentados. Os algoritmos computacionais usados na aplicação desses modelos foram implementados na linguagem MatLab [43]. O modelo terra esférica, que não leva em consideração o perfil do terreno, é utilizado pela Anatel e Ministério das Comunicações na predição da área de cobertura dos serviços de radiodifusão AM. No entanto, 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 sistemas de rádio digital, é imprescindível a utilização de um modelo de predição que realmente represente de maneira eficiente o comportamento do campo elétrico, permitindo, assim, um correto planejamento do serviço. Com esse objetivo foi implementado o modelo terra irregular proposto por Ott [37].

A partir do modelo terra irregular, foi possível analisar a influência do perfil do terreno na propagação das ondas de superfície. Verificou-se a necessidade da utilização de modelos dessa natureza para a precisa determinação de intensidade do campo elétrico.

Por fim, uma forma alternativa para a obtenção da variação do terreno foi proposta, com o objetivo de substituir as funções dos perfis requeridas no modelo terra irregular. O resultado mostrou-se satisfatório, com erro de  $10^{-6}$ . Isso irá permitir a comparação entre as intensidades de campo medida e as predita utilizando esse modelo.

## **4 MEDIDAS E RESULTADOS**

### **4.1 INTRODUÇÃO**

Em regiões rurais, a propagação da onda de superfície ocorre sobre terreno que apresenta variação tanto na topografia quanto na vegetação. Embora o cálculo da perda de propagação possa ser realizado utilizando técnicas como a proposta por Ott [37], ou soluções numéricas da equação integral de Volterra [44] - [45], os modelos com terra plana e terra esférica são os mais utilizados, ainda que com precisão limitada, para a avaliação de cobertura do sinal. No entanto, com a digitalização do serviço de radiodifusão em ondas médias, é importante o conhecimento do nível de sinal real em determinada condição de propagação. Assim, será possível estabelecer a diferença entre os valores real e teórico para a cobertura do sinal, nos sistemas digitais propostos.

Com o objetivo de se determinar o comportamento da onda de superfície na zona rural ao redor da cidade de Brasília, foram realizadas medidas de intensidade de campo elétrico ao longo de seis rotas radiais, mostradas na Fig. 4.1, no período diurno das 09:00 às 17:00 hs. A campanha incluiu medidas fixas e móveis, o que permite a caracterização do canal e a análise da área de cobertura do sinal, por meio dos parâmetros utilizados nos modelos de predição em uso. Os sinais de ondas médias coletados nas medidas foram irradiados a partir do Centro de Transmissão da Empresa Brasileira de Comunicação S/A - Radiobrás, localizado na SOFS Quadra 1, na cidade de Brasília-DF. Essa emissora opera em classe A, com as características de transmissão apresentadas na Tabela 4.1.

Neste capítulo, é realizada uma análise comparativa das intensidades de campo elétrico medida e teórica, propondo-se uma nova metodologia para a determinação dos parâmetros elétricos do solo que influenciam na propagação do sinal: a condutividade e a permissividade elétrica.

Tabela 4.1: Dados da Rádio Nacional AM da Radiobrás.

Localização	15°49'31,44" S - 47°57'49,89" W
Frequência central	980 kHz
Potência transmitida	50 kW ERP
Campo característico	321 mV/m
Altura da antena transmissora	94 m



Figura 4.1: Rotas onde foram realizadas as medidas de intensidade da campo elétrico.

## 4.2 SISTEMAS DE MEDIDAS

As medidas foram realizadas usando-se equipamentos cedidos pela Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel) e pela Radiobrás. Os equipamentos cedidos pela Anatel foram montados na França pela empresa Thales, e integrados na viatura pela empresa Rontan, em São Paulo, sob a supervisão da Thales Communication, responsável também pela calibração dos equipamentos. A viatura 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. Com essa demanda, foi necessário instalar diversas antenas operando em largura de banda diferentes.

Na Fig. 4.2 apresenta-se a configuração do sistema de medidas do veículo da Anatel. A aquisição do sinal AM é realizada por meio de uma antena monopolo ativa RN 4203 Rayan.

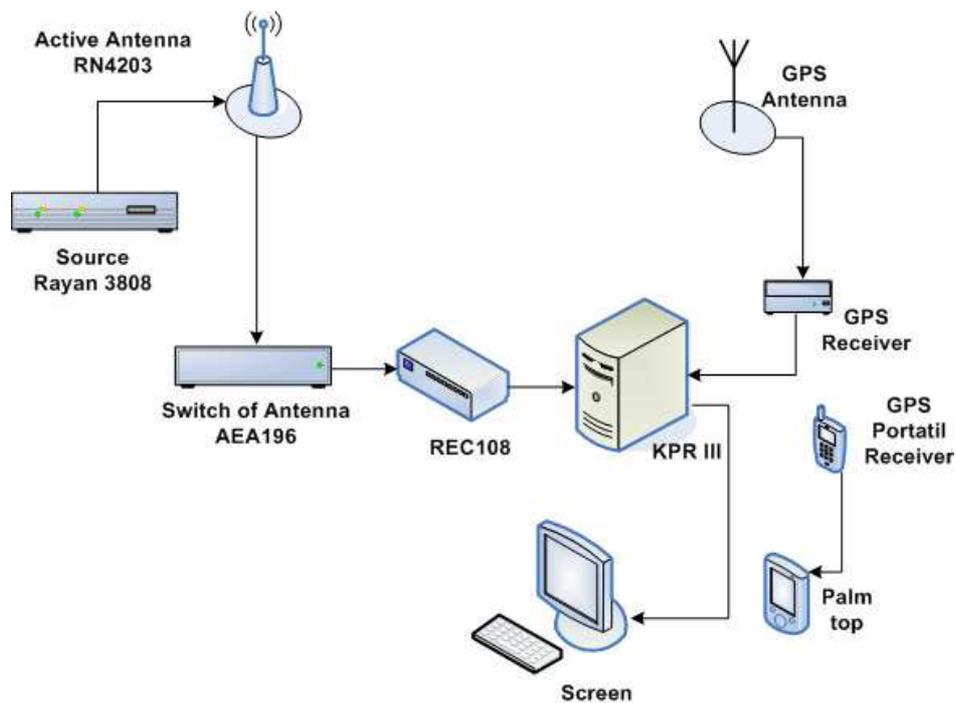


Figura 4.2: Sistema de medidas instalado na viatura da Anatel.

O sinal passa pelo comutador de antenas AEA196 e é entregue ao receptor denominado REC 108. Este receptor dispõe de dois módulos para a faixa de frequência inferior a 30 MHz: o RF HF 2000, que translada o sinal RF para IF; e o IF HVU 2000, que amostra o sinal em IF e o demodula. Após o processamento no REC 108, as amostras do sinal em IF são enviadas ao CPU KPRIII que, através do módulo QSCHARC+CARAIBE utilizando o DSP (*Digital Signal Processor*), adquire o valor da intensidade de campo de cada amostra em IF. Por meio de um receptor GPS Trimble, interfaceado na porta RS232 do CPU KPRIII, as respectivas referências geográficas de latitude e longitude de cada amostra são armazenadas.

Para completar o sistema de medidas, foi utilizado um GPS portátil interligado a um Palm Top, a fim de registrar as coordenadas geográficas dos locais onde o sinal apresentava distorções, com variações bruscas no valor da intensidade do campo elétrico medido provocadas pela presença de linhas de transmissão de média e alta tensão, túneis etc. A Tabela 4.2 detalha as características de cada equipamento utilizado na viatura.

A viatura da Anatel foi usada para a coleta dos dados ao longo das rotas 1, 2 e 6. Nas rotas 1, 3, 4 e 5, as medidas foram realizadas utilizando uma viatura da Empresa Brasileira de Comunicação S/A - RadioBrás. Os equipamentos foram montados nessa viatura pela equipe do consórcio DRM (*Digital Radio Mondiale*) [46]- [47]. Para a validação das medidas realizadas com esse sistema, fez-se uma comparação dos valores obtidos anteriormente com a viatura da Anatel com os dados obtidos através de um analisador de espectro em um ponto

Tabela 4.2: Características dos equipamentos utilizados na viatura da Anatel.

Instrumento	Descrição
Antena ativa RN4203	<p>Características da Antena:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Faixa de frequência: 9 kHz - 300 MHz</li> <li>- Impedância de entrada nominal: 50 <math>\Omega</math></li> <li>- Polarização vertical</li> <li>- Fator de ruído &lt; 10 dB</li> <li>- VSWR &lt; 2</li> <li>- Fator da antena &lt; 25 dB</li> <li>- Diagrama de radiação: <ul style="list-style-type: none"> <li>elevação - como o de um dipolo de <math>\lambda/2</math></li> <li>azimute - omidirecional</li> </ul> </li> </ul>
Alimentação Rayan 3808	Alimentador da antena ativa
AEA 196	Comutador de antenas
REC 108	Translação de RF para FI
KPR III	Processador de sinal DSP

fixo no campus da universidade de Brasília. A rota 1 foi também refeita possibilitando a validação completa ao longo de uma rota. A Fig. 4.3 ilustra a configuração do sistema de medidas da viatura da Radiobrás.

A aquisição do sinal AM é realizada por uma antena monopolo curto ativa, com fator K igual a 15 dB, modelo R&S HE010, fabricada pela Rohde-Schwarz. O sinal 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, que está conectada diretamente à porta USB de um Laptop. No Laptop, foram instalados os softwares Dream e TSR DRM, que são responsáveis, respectivamente, pela demodulação do áudio e captura do valor da intensidade do campo elétrico medido no EB200. O software TSR DRM armazena, juntamente com o valor do campo referente a cada amostra, as respectivas coordenadas geográficas, que são obtidas por um GPS modelo 99xx Garmim, bem como a velocidade do veículo e a altitude do terreno.

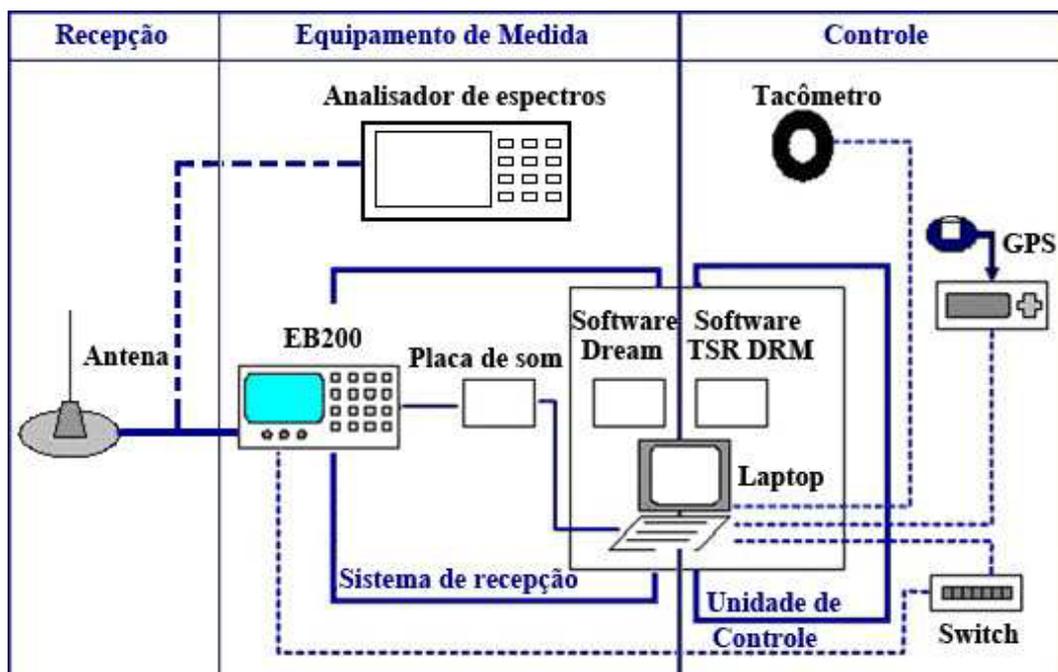


Figura 4.3: Sistema de medidas instalado na viatura da Radiobrás.

### 4.3 PROCESSAMENTO DOS DADOS

A Fig. 4.4 ilustra o resultado da campanha de medidas realizada na rota 1. Os valores teórico e medido da intensidade do campo elétrico e a altitude do terreno são observados nessa figura. Os valores teóricos foram obtidos por meio do modelo com terra esférica, conforme recomendação ITU-R P.368-8 [2], considerando a condutividade do solo,  $\sigma = 1$  mS/m, e a permissividade relativa,  $\epsilon_r = 15$ . A partir desse resultado, as considerações a seguir podem ser apresentadas.

- Entre os quilômetros 105 e 110, existe uma grande depressão no terreno, superior a um comprimento de onda - 310 m na frequência de interesse de 980 kHz -, provocando queda acentuada da intensidade do campo elétrico medido.
- Várias amostras entre os quilômetros 40 e 80 estão bem inferiores à média, em virtude de terem sido obtidas no instante em que a viatura passava por baixo de linhas de transmissão ou placas de sinalização, de acordo com as anotações efetuadas durante as medições.
- Várias amostras têm nível bem superior à média, principalmente no final da rota.
- Os valores medidos foram superiores aos valores teóricos, o que permite supor que a condutividade elétrica do solo, na região considerada, é diferente da disponível na recomendação ITU-R P.832-2 [3].

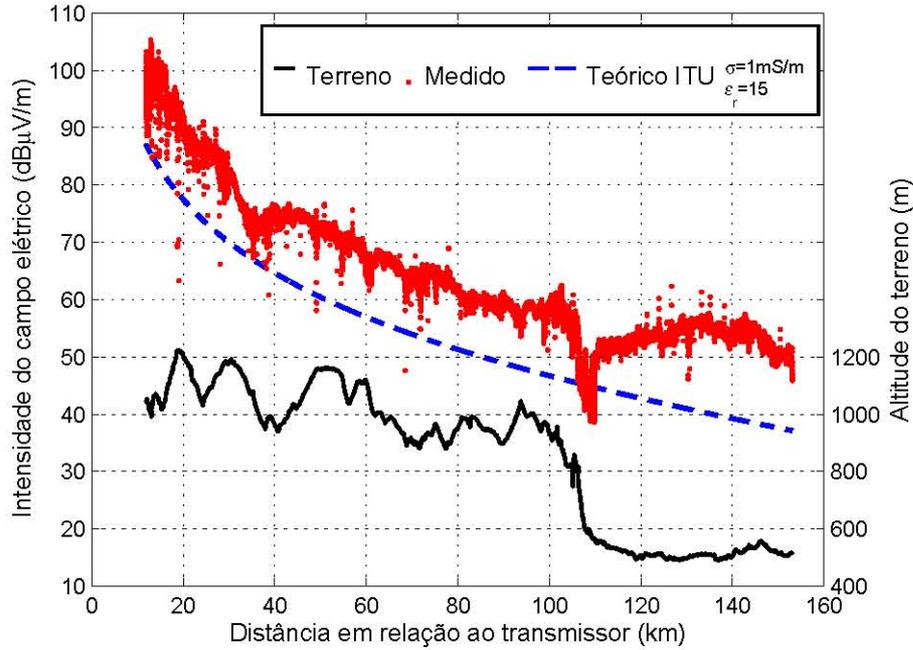


Figura 4.4: Resultados das medidas na rota 1.

Pelas observações anteriores e apesar de o comprimento de onda ser muito grande na faixa de OM, é necessário um pré-processamento nos dados obtidos na campanha de medidas, antes de serem utilizados. O objetivo é validar os dados, removendo as amostras das áreas urbanas e as componentes de alta frequência. No processo de validação das amostras, para que o sinal seja corretamente reproduzido, a distância entre os pontos de coletas das amostras deve satisfazer a relação [48]

$$d \leq \frac{\lambda}{4} \quad (4.1)$$

O software TSR DRM instalado na viatura da Radiobrás foi desenvolvido para medições do sistema DRM. Nesse sistema, a demodulação de cada pacote ocorre a cada 400 milissegundos, sendo necessário uma taxa de amostragem de 2,5 amostra/segundo no processo de demodulação do sinal. Assim, a medida da intensidade do campo elétrico só é possível com essa taxa de amostragem. Portanto, foi utilizado uma taxa de amostragem de 2,5 amostras/segundo, com o veículo desenvolvendo uma velocidade média de 80 km/h, durante a campanha de medidas. Dessa maneira, a distância média entre as amostras foi de aproximadamente 8,8 metros, inferior a 76,5 metros imposta pela equação (4.1).

Em uma campanha de medidas móvel, o sinal instantâneo recebido pode ser expresso por [49]

$$s(t) = r(t)e^{j\Psi(t)} \quad (4.2)$$

em que  $r(t)$  é a envoltória do sinal. Essa envoltória pode ser descrita como o produto entre um sinal  $m(t)$ , com variação lenta, e um sinal  $r_0(t)$ , que varia rapidamente; isto é,

$$r(t) = m(t)r_0(t). \quad (4.3)$$

A equação (4.3) pode ser reescrita, em decibéis, como uma função do deslocamento da viatura,  $y$ , por meio da expressão

$$r(y)_{\text{dB}} = m(y)_{\text{dB}} + r_0(y)_{\text{dB}} \quad (4.4)$$

em que,  $r(y)_{\text{dB}}$  é o valor da intensidade de campo medida. Aplicando as amostras do sinal na entrada de um filtro passa baixa, o sinal desejado  $m(y)_{\text{dB}}$  pode ser obtido. Neste caso, a maior dificuldade, encontra-se na definição do filtro e de seus parâmetros. Na solução desse tipo de problema, o filtro média móvel é o mais recomendado, e portanto será utilizado neste trabalho.

O filtro média móvel é uma representação suave da tendência das amostras, filtrando as amostras com menores oscilações. No processo de filtragem, uma janela móvel de comprimento  $2\Lambda + 1$ , em que  $\Lambda$  é um número inteiro, desloca-se sobre as amostras. Cada amostra a ser filtrada é colocada no centro da janela e substituída pela média aritmética das amostras que compõem a janela, calculada por [48]

$$\hat{m}(i) = \frac{1}{2\Lambda + 1} \sum_{j=-\Lambda}^{\Lambda} r(i + j). \quad (4.5)$$

Introduzindo um operador  $z^{-1}$  para representar o atraso das  $j$  amostras na equação (4.5), e aplicando as propriedades das séries geométricas, tem-se o seguinte filtro digital [50]

$$H(z) = \frac{z^{-\Lambda}}{2\Lambda + 1} \left( \frac{1 - z^{2\Lambda+1}}{1 - z} \right). \quad (4.6)$$

Na utilização do filtro média móvel, a definição do comprimento da janela é o principal parâmetro a ser determinado. Se a janela for pequena, a média estimada conterá um grande número de componentes de alta frequência, caso contrário, a média não será adequadamente constante, distorcendo o desvanecimento lento do sinal. Para o filtro digital da equação (4.6), a frequência de corte é [48]

$$f_c = \frac{f_s}{2\Lambda + 1} \quad (4.7)$$

em que  $f_s$  é a frequência de amostragem definida por

$$f_s = \frac{v}{d} \quad (4.8)$$

sendo  $v$  a velocidade da viatura e  $d$  a distância do receptor ao transmissor.

De acordo com o teorema da amostragem, o menor valor de  $f_s$  deverá ser duas vezes o valor da maior frequência presente no sinal [51] então, a partir das equações (4.8) e (4.1), obtém-se

$$f_s \geq \frac{4v}{\lambda}. \quad (4.9)$$

De maneira a eliminar a desigualdade da equação (4.9), um fator  $\gamma \geq 1$  será introduzindo, resultando em

$$f_s = \frac{4\gamma v}{\lambda}. \quad (4.10)$$

A relação  $v/\lambda$  é definida como a máxima frequência de deslocamento do efeito Doppler,  $f_m$ . Então a equação (4.7) torna-se

$$f_c = 4\gamma f_m \frac{1}{2\Lambda + 1}. \quad (4.11)$$

Adotando-se  $\alpha = 4\gamma/(2\Lambda + 1)$ , que representa a percentagem de efeito Doppler contida nas amostras após filtragem,  $0 \leq \alpha \leq 1$ , e a partir das equações (4.7), (4.10) e (4.11), tem-se o valor do comprimento da janela do filtro, dado por

$$2\Lambda + 1 = \frac{4\gamma}{\alpha}. \quad (4.12)$$

As  $2\Lambda + 1$  amostras são coletadas dentro de um intervalo igual a  $(2\Lambda + 1)/f_s$ . Se a viatura desloca-se com uma velocidade  $v$ , então a distância  $L$ , onde o sinal é considerado adequadamente constante, ou seja, sem alterações do desvanecimento rápido e lento no conjunto de amostras, é [48]

$$L = \frac{2\Lambda + 1}{f_s} v = \frac{\lambda}{\alpha} \quad (4.13)$$

A definição da frequência de amostragem em uma campanha de medidas móveis, geralmente, se dá em função da escolha dos parâmetros do filtro média móvel. Neste trabalho, devido a falta de flexibilidade na escolha da frequência de amostragem, o processo foi invertido. Portanto, adotou-se um valor de  $\gamma = 8,62$ , correspondendo a dezessete vezes o valor da maior frequência presente no sinal, satisfazendo amplamente o teorema da amostragem. A frequência de corte foi escolhida de maneira a permitir somente 8% da máxima frequência

de deslocamento do efeito Doppler,  $\alpha = 0,08$ . Então, de acordo com a equação (4.12), o comprimento da janela,  $2\Lambda + 1$ , é de 431 amostras, ao longo de 3.826,5 metros. Utilizando a equação (4.13), tem-se  $f_s = 2,5$  amostras/segundo, comprovando a escolha correta dos parâmetros no projeto do filtro digital. Dessa forma, pode-se garantir a utilização dos dados após processamento.

Para os dados obtidos com a viatura da Anatel, o mesmo procedimento foi adotado. No entanto, devido a frequência de amostragem ser diferente, 2 amostras/segundo, os parâmetros do filtro média móvel foi alterado. Portanto, valores de 6,9 e 0,08 foram escolhidos para  $\gamma$  e  $\alpha$  respectivamente, resultando em uma janela com comprimento de 345 amostras, ao longo de 3.826,5 metros.

A Fig. 4.5 ilustra a rota 1 após aplicação do filtro média móvel. Como observado na Fig. 4.5, fica evidente que o valor da condutividade do solo correspondente à rota 1 é diferente do valor usado no modelo teórico terra esférica, conforme proposto pela recomendação ITU-R P832-2, [52] - [57]. Portanto, na próxima seção será apresentada uma metodologia para a determinação da condutividade elétrica do solo em ambiente rural, a partir do conhecimento da atenuação do campo da onda de superfície [58].

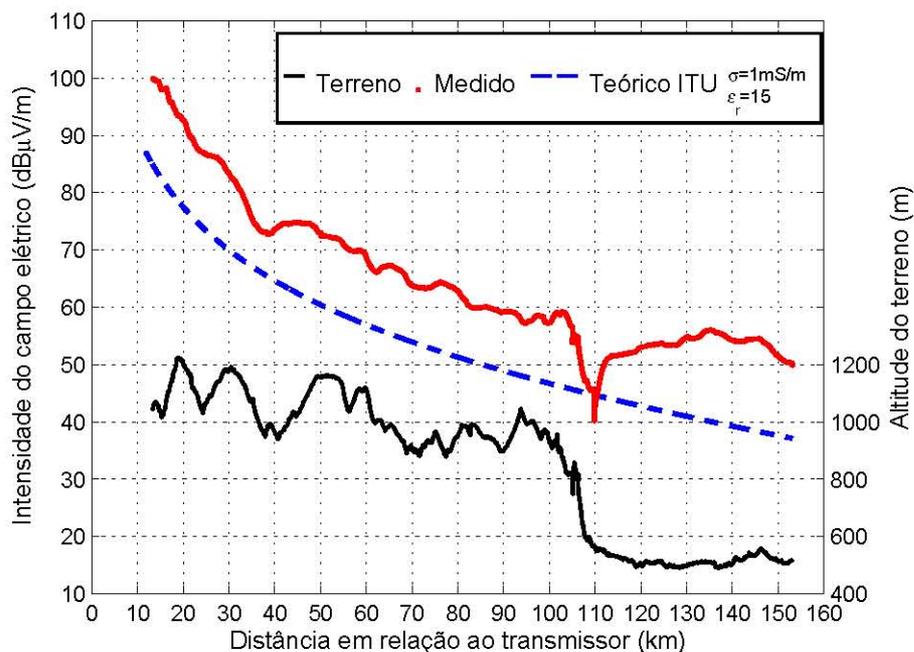


Figura 4.5: Resultados das medidas na rota 1 após aplicação do filtro média móvel.

#### 4.4 DETERMINAÇÃO DA CONDUTIVIDADE ELÉTRICA DO SOLO

Para a predição da área de cobertura de uma estação de rádio *broadcasting*, é necessário conhecer os parâmetros que influenciam na propagação do sinal, como a condutividade e a permissividade elétrica do solo. A condutividade elétrica do solo é um parâmetro importante e torna-se crítico, em especial, no planejamento da digitalização desse serviço. Na prática, o valor da condutividade é difícil de se obter, em virtude das complexidades inerentes ao processo de medição ou do custo envolvido nas medidas.

Atualmente, o *World Conductivity Atlas* constante da 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 milisiemens por metro [3]. Esses mapas são baseados em medidas e em outras informações fornecidas pelos diferentes países membros da ITU. No caso brasileiro, onde foram realizadas as medidas, uma condutividade do solo igual a 1 mS/m e 4 mS/m são recomendadas para a região central do Brasil: no Distrito Federal e em áreas vizinhas dos estados de Goiás e Minas Gerais. Esses valores, no entanto, são estimados e não foram obtidos e nem comprovados por meio de medidas.

O contorno protegido das emissoras AM é determinado pelo campo nominal utilizável ( $E_{nom}$ ) que é função da classe da estação. A classe da estação é definida pelos valores da potência nominal, do campo elétrico característico<sup>1</sup>, e pela localização geográfica da emissora em relação às zonas de ruído atmosférico [59]. Então, pode-se afirmar que a área de cobertura da emissora Radiobrás na direção da rota 1 está compreendida até a distância de 48 km para um  $E_{nom}$  de  $1.250 \mu V/m$  na zona de ruído 2. No entanto, através dos resultados da campanha de medidas o valor médio encontrado foi de 80 km, representando um aumento de 66% da área útil coberta um erro de 10 dB entre os valores medido e teórico, como ilustra à Fig. 4.6 referente à rota 1.

O aumento da área de cobertura deu-se em virtude dos valores real da condutividade e o utilizado na predição do sinal. Isso impossibilitará a instalação de outras emissoras co-canal e adjacentes nessa região, em virtude das relações de proteções, tornando-se ainda mais crítico com a digitalização desse serviço, devido ao processo de transição, que utilizará transmissão *simulcast*.

---

<sup>1</sup>Intensidade de campo elétrico do sinal da onda de superfície propagada através de solo perfeitamente condutor, à distância de 1 km na direção horizontal, para uma estação de 1 kW de potência, transmitindo com uma antena real omnidirecional.

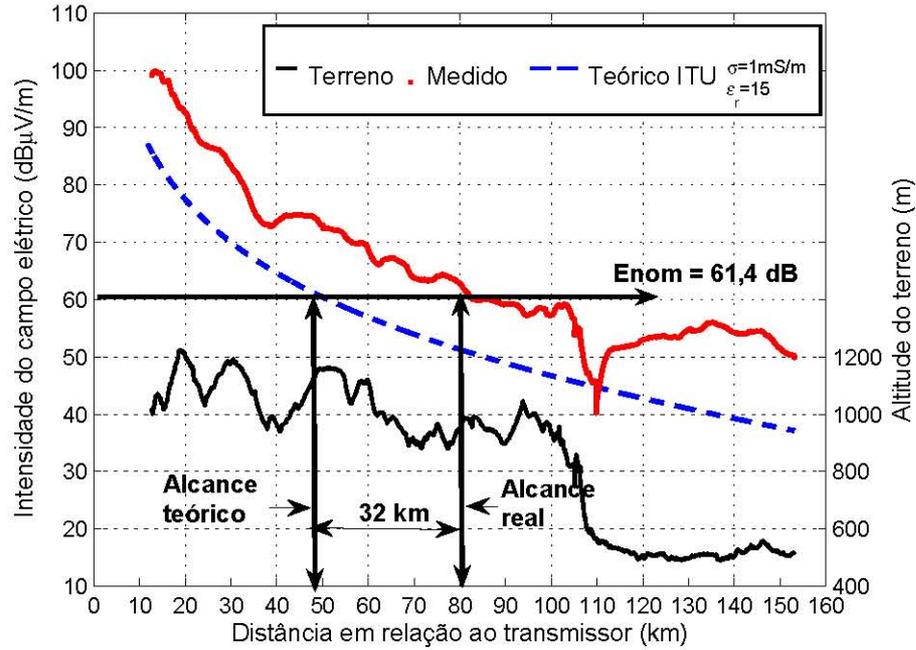


Figura 4.6: Erro na área de cobertura.

Para a determinação dos valores reais dos parâmetros elétricos do solo, e obedecendo às restrições impostas no modelo terra esférica, desenvolveu-se uma metodologia que 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 [2]

$$A_s(dB) = 142,0 + 20\log(f_{MHz}) - E(dB\mu(V/m)) \quad (4.14)$$

Definindo-se a diferença entre as atenuações predita,  $p_i$ , e medida,  $m_i$ , em escala logarítmica, tem-se o valor médio quadrático ou segundo momento do erro  $RMSE$ , que pode ser obtido por

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (p_i - m_i)^2} \quad (4.15)$$

sendo  $N$  o número de amostras. A metodologia proposta consiste em se plotar uma curva da condutividade versus erro médio quadrático, para diferentes valores da condutividade. A Fig. 4.7 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.

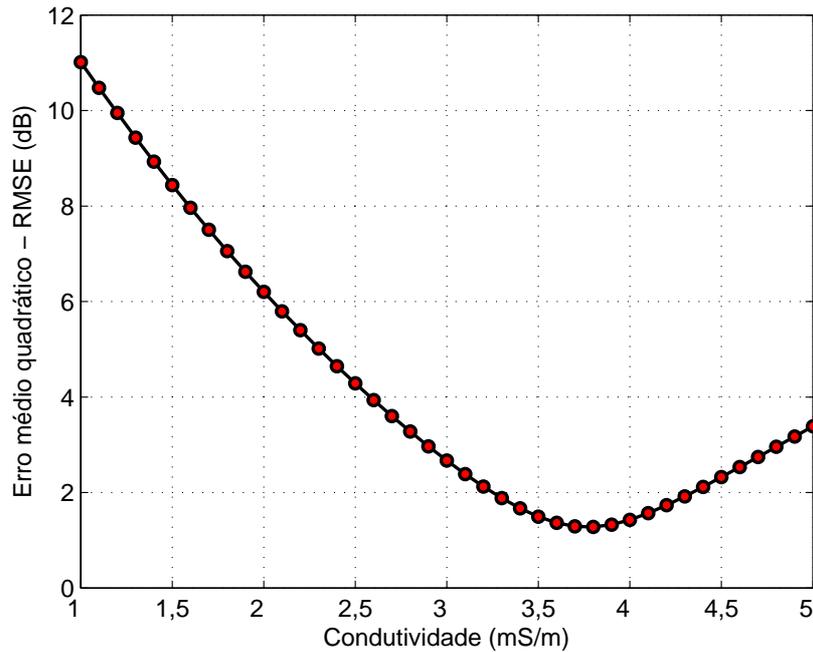


Figura 4.7: Erro quadrático médio da atenuação, para  $\epsilon_r = 15$ .

A influência da permissividade na metodologia proposta também foi analisada. Para isso, considerou-se uma condutividade constante, igual a 3,8 mS/m, e obteve-se a intensidade do campo elétrico para diferentes valores da permissividade elétrica relativa,  $\epsilon_r$ . A Fig. 4.8 ilustra o erro resultante definido como a diferença entre os valores de intensidade de campo elétrico obtidos para dois valores de  $\epsilon_r$ .

De acordo com a Fig. 4.8, o erro varia com a distância. Para o pior caso, 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 10 km, o valor do erro é bem inferior. Para as medidas realizadas, o transmissor encontra-se próximo da região central da cidade. Como perímetro urbano, foi considerado uma área de 30 km de raio em torno da estação transmissora. Assim, o erro introduzido para o pior caso na escolha da permissividade é inferior a 0,5 dB. Portanto, 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  $\epsilon_r = 15$ , que representa a permissividade relativa média do terreno na situação de solo médio (de seco para úmido) [60].

Com a metodologia proposta, a condutividade correspondente a cada rota utilizada na campanha de medida foi estimada. A Tabela 4.3 apresenta os resultados obtidos, bem como o erro médio quadrático respectivo. Tendo-se os parâmetros elétricos do solo estimados, foi possível determinar a intensidade do campo elétrico e comparar com os valores medidos. A

Fig. 4.9 apresenta essa comparação para a rota 1, entre os quilômetros 30 e 90.

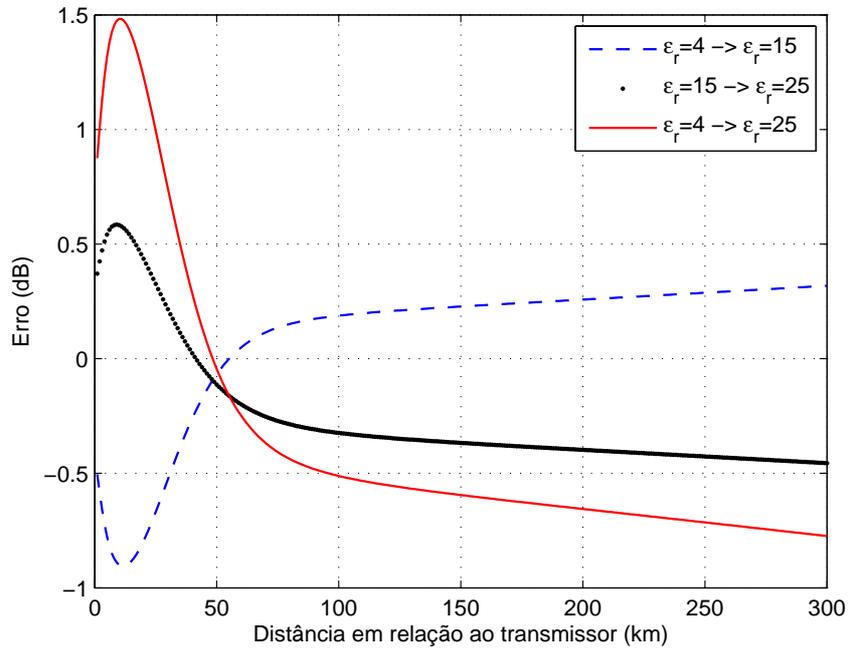


Figura 4.8: Erro do campo elétrico para diferentes valores de  $\epsilon_r$  e  $\sigma = 3,8$  mS/m.

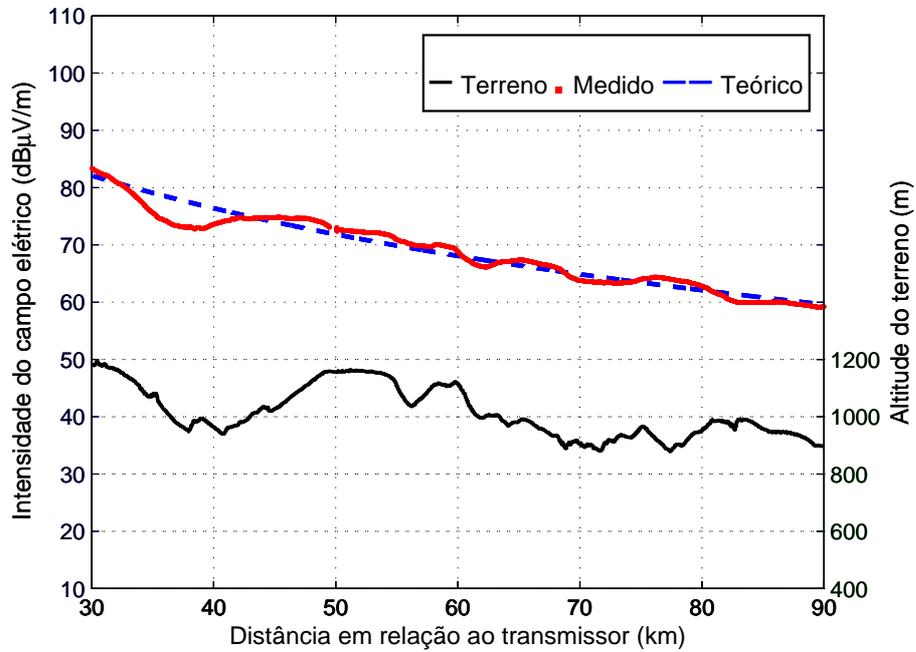


Figura 4.9: Intensidade de campo elétrico medido e previsto após processamento para a rota 1.

Tabela 4.3: Condutividades estimadas para cada rota medida.

Rotas	Condutividade (mS/m)	RMSE (dB)
1	3,8	1,27
2	4,2	3,06
3	3,1	3,20
4	5,2	1,62
5	3,6	2,00
6	4,0	2,37

## 4.5 CONCLUSÕES

Considerando os aspectos relativos à cobertura para os sistema analógicos, é possível definir um valor aproximado para referência limite de cobertura, com qualidade de áudio razoável, em torno de  $60 \text{ dB}\mu\text{V/m}$  [60]. Então, de acordo com os resultados obtidos na campanha de medidas, em ambientes com variações da altitude do terreno superior a 1,5 comprimento de onda, a variação na intensidade de campo elétrico é em média 20 dB, comprometendo a qualidade do áudio.

Na implantação dos sistemas digitais, deseja-se que a área de cobertura seja a mesma proporcionada pelo sistema analógico, que é definida como a área geográfica em que é possível se receber o sinal com uma intensidade de campo elétrico suficiente para que o mesmo seja decodificado pelo receptor. Uma taxa de erro de bit (BER) limite de  $10^{-4}$ , após correção de erro, para recepção transparente do áudio foi definida na recomendação em ITU-R BS.1514-1 [6]. Esse valor, associado com especificação de parâmetros de modulação e codificação de erro, define a relação sinal-ruído desejada e, conseqüentemente, o nível de sinal para a qual a cobertura se estende.

Considerando um sinal em ondas médias, de banda 10 kHz, uma análise de modelos constantes das recomendações ITU-R BS.1615 [61] e ITU-R P.372 [62] possibilita encontrar valores de referência para a área de cobertura. Como ponto de partida, avalia-se que o sinal possa ser recebido com intensidades da ordem de  $43,2 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ , em condições de baixa proteção, até  $33,1 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ , para sinais mais robustos, num ambiente de propagação por ondas terrestres, transmissão diurna<sup>2</sup>. Devido a recepção do sinal digital ser muito sensível a pequenas variações da intensidade de campo recebido, e principalmente por causa das restrições impostas durante o processo de transição, em que o sinal digital deve estar 16 dB abaixo do

<sup>2</sup>Este valor foi retirado da recomendação ITU-R BS.1615, página 4, tabela referente ao sistema DRM.

analógico, acredita-se que nas áreas rurais, principalmente nas regiões acidentadas, não será possível receber o sinal digital.

O valor da condutividade elétrica do solo varia com o passar dos anos, em virtude de mudanças geológicas da terra e climáticas. Então, é necessário a obtenção de um novo mapa de condutividade para o Brasil, de maneira a minimizar a diferença entre os valores das intensidades de campo elétrico medido e predito. Assim, será possível maximizar a utilização do espectro na faixa de OM diante da digitalização do serviço em AM.

O valor da condutividade também pode variar de acordo com a frequência de transmissão, devido a penetração da onda eletromagnética no solo. Os valores estimados para a condutividade elétrica do solo aplicando a metodologia proposta foram diferentes da recomendada. Apesar de não ter sido empregado outro processo para a determinação da condutividade, por exemplo, indução eletromagnética, de maneira a estabelecer uma análise comparativa, acredita-se que os valores obtidos através da metodologia aplicada estejam coerentes, devido as precauções tomadas na calibração dos equipamentos utilizados na campanha de medidas e, na confiabilidade do modelo de predição com terra esférica.

## **5 MODELAGEM ESTATÍSTICA DO CANAL**

### **5.1 INTRODUÇÃO**

Ao se propagar em um canal não-guiado, um sinal está sujeito à degradação devido a dois efeitos de desvanecimento, longo e curto. O desvanecimento longo representa a variação da intensidade do campo elétrico devido ao distanciamento do receptor em relação ao transmissor, sofrendo influências de sombreamento do relevo do terreno, florestas e construções. O sombreamento ocorre quando a direção de propagação entre transmissor e receptor está obstruída por objetos de grandes dimensões quando comparadas ao comprimento de onda, provocando o aparecimento de ondas secundárias atrás do objeto. O desvanecimento curto, que aparece sobreposto ao desvanecimento longo, consiste em variações intensas e rápidas na amplitude e fase do sinal. Este tipo de comportamento do sinal é mais acentuado em área urbanas e suburbanas, com menor intensidade em regiões rurais.

Com a análise estatística do canal é possível prever o número de bits que poderão ser perdidos em uma transmissão digital e, conseqüentemente, definir a taxa de codificação e o tipo de modulação do sinal. Essa análise pode ser temporal, espacial ou ambas. Na recepção móvel, o movimento relativo entre transmissor e receptor caracteriza o canal como variante no tempo. Assim, na recepção de um sinal, o receptor "vê" variações de amplitude e fase do sinal recebido. Se todos os objetos estiverem estacionários, quando o movimento do receptor cessa, a amplitude e a fase do sinal recebido tendem a ser constantes, isto é, o canal permanece invariante no tempo. Se o receptor se movimenta novamente, o canal mais uma vez se torna variante no tempo. Como as características do canal são dependentes da posição do transmissor e receptor, variação no tempo é equivalente, neste caso, à variação espacial [63].

### **5.2 PROCEDIMENTOS PARA ANÁLISE ESTATÍSTICA**

Para generalizar o comportamento do canal a partir dos dados obtidos na campanha de medidas, utilizou-se a Inferência Estatística<sup>1</sup>. Este processo consiste em comparar as distribuições de probabilidades com os valores de intensidade de campo elétrico medido, sendo necessário a estimação do(s) parâmetro(s) das funções de probabilidades. Portanto, para a estimação

---

<sup>1</sup>Análise e interpretação dos dados empíricos por meio dos métodos estatísticos.

dos dados foram utilizadas várias distribuições comuns que modelam a propagação das ondas eletromagnéticas. Essas distribuições são: Gaussiana, Log-Normal, Nakagami, Gamma, Weibull, Rayleigh, Rice e Exponencial [64].

A distribuição Gaussiana é principalmente encontrada quando valores da quantidade considerada resultam do efeito aditivo de numerosas causas aleatórias, cada uma com uma importância relativamente pequena. A distribuição Log-normal é um componente randômico que representa o efeito de grandes obstruções no caminho de propagação, devido ao relevo, prédios, árvores etc. A distribuição de Rayleigh é atribuída a sinais de recepção oriundos apenas de multipercurso. Rice é caracterizada pela presença do sinal direto e de sinais oriundos de multipercurso e de pelo menos um sinal direto. A distribuição Weibull descreve a intensidade de campo com propagação em visada direta em um ambiente de dispersão.

A estimação é o processo no qual se analisa uma amostra para predizer o valor correspondente de um parâmetro populacional. O estimador de máxima verossimilhança (MLE - *Maximum Likelihood Estimation*) foi utilizado, por ser considerado o mais robusto, produzindo estimadores com boas propriedades estatísticas [65]. O MLE determina os parâmetros que maximiza a probabilidade dos dados amostrados, definido por:

$$L = \prod_{i=1}^N f(x_i; \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_\tau); \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (5.1)$$

onde  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_\tau$  são  $\tau$  parâmetros constantes desconhecidos que necessitam ser estimados, e  $x_i$  são variáveis aleatórias de uma função de densidade de probabilidade. Geralmente é mais fácil maximizar  $\ln(L)$  que o próprio  $L$ , então,

$$\ln(L) = \Upsilon = \sum_{i=1}^N \ln f(x_i; \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_\tau). \quad (5.2)$$

Os valores de  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_\tau$  são obtidos maximizando (5.2), que consiste na solução simultânea de  $\tau$  equações, tais que:

$$\frac{\partial(\Upsilon)}{\partial\theta_j} = 0. \quad (5.3)$$

Para a estimação dos parâmetros das funções de distribuições de probabilidade, com exceção da Nakagami, empregou-se a função `fitdistr` do software R [66]. Esta função estima os parâmetros das distribuições Normal, Log-Normal, Exponencial e Poisson usando as formas fechadas do MLE. Para as outras distribuições, tais como Weibull, Gamma etc, usa-se um método de otimização progressiva baseado no método de Nelder-Mead, que tem se mostrado

eficiente e confiável. Para a estimação dos parâmetros de Nakagami, foram implementados os estimadores estudados em [67].

Com os valores dos parâmetros estimados das medidas de intensidade de campo elétrico, é possível realizar determinadas suposições a respeito do comportamento do sinal, que podem ou não ser verdadeiras, denominadas de teste de hipótese [68]. Em geral, os testes de hipóteses assumem dois estados, a saber:

1.  $H_0$ : os dados seguem uma distribuição específica.
2.  $H_a$ : os dados não seguem uma distribuição específica.

As hipóteses  $H_0$  e  $H_a$  descrevem dois possíveis estados mutuamente excludentes, pois as duas hipóteses não podem ser aceitas ou rejeitadas ao mesmo tempo. Ao rejeitar uma hipótese quando ela deveria ser aceita ou vice-versa, comete-se um erro de decisão, no entanto, a validade dos testes de hipóteses exige que eles sejam delineados de modo a minimizar o erro. Na prática, o único meio de reduzir ambos os erros é aumentar o tamanho da amostra; e isso nem sempre é possível. Portanto, a probabilidade máxima com a qual é possível fixar determinado tipo de erro é chamado de nível de significância do teste. Assim, foi adotado um nível de 0,05, representando 95% de confiança de que a decisão tenha sido correta.

Em engenharia, geralmente, utilizam-se o teste Chi-square como ferramenta para concluir se um conjunto de amostras é oriunda de determinada distribuição estatística [69]. No entanto, existem vários teste de hipótese, cujo desempenho depende das restrições impostas por cada um. Por exemplo, para um mesmo conjunto de dados, um teste pode rejeitar uma hipótese enquanto outro pode aceitá-la [70]. Então, foram utilizados três métodos de maneira a sedimentar os resultados obtidos. A seguir, serão apresentados os testes de hipótese utilizados para o processamento dos dados.

### 5.2.1 CHI-SQUARE

O teste de hipótese Chi-Square é uma ferramenta matemática utilizada para verificar qual a função de distribuição de probabilidade que melhor representa um conjunto de medidas de intensidade de campo elétrico. Para o cálculo da Chi Square, os dados são divididos dentro de  $m$  categorias e a estatística é definida como [68]:

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^m \frac{(O_i - E_i)^2}{E_i} \quad (5.4)$$

em que  $O_i$  é a frequência observada e  $E_i$ , a esperada, para a categoria  $i$ . A frequência

esperada é calculada por

$$E_i = N(F(Y_u) - F(Y_l)) \quad (5.5)$$

em que  $F$  é a função de distribuição cumulativa para a distribuição inicialmente testada,  $Y_u$ ,  $Y_l$  e  $N$  são os limites superior e inferior da categoria e o tamanho da amostra, respectivamente. Se a função de distribuição cumulativa for discreta, as categorias são os próprios valores da variável, eventualmente agregando mais de um valor na mesma categoria. No caso da distribuição cumulativa ser contínua, as categorias são definidas a partir de faixas de valores da variável, denominadas de intervalo de freqüência. O teste estatístico segue, aproximadamente, uma distribuição Chi-Square com  $(t - g)$  graus de liberdade, em que  $t$  é o número de células não vazias e  $g$ , o número de parâmetros estimados +1. Portanto, a hipótese de que os dados são de uma população com a distribuição especificada é rejeitada se:

$$\chi^2 > \chi_{\alpha, t-g}^2 \quad (5.6)$$

que representa a porcentagem de pontos da função com  $(t - g)$  graus de liberdade e um nível de significância igual a  $\alpha$ .

Por ser uma ferramenta sensível pela escolha da largura dos intervalos de freqüência, foi implementado um algoritmo de otimização de maneira a escolher os intervalos de freqüência automaticamente, evitando freqüência de ocorrência inferior a dez amostras por intervalo e quantidade superior de três intervalos para cada registro processado. Dessa maneira, a Chi-Square torna-se muito eficiente, apresentando resultados altamente confiáveis [71].

### 5.2.2 KOLMOGOROV

O teste de hipótese  $D_N$  de Kolmogorov Smirnov (KS) é uma medida definida pelo valor máximo da diferença absoluta entre a função distribuição cumulativa empírica,  $F_N(x)$ , e a distribuição teórica  $F_0(x)$  [72].

$$D_N = \max_{-\infty < x < +\infty} |F_N(x) - F_0(x)| \quad (5.7)$$

A função empírica é obtida de um conjunto de dados ordenados seqüencialmente de maneira crescente, ou seja, dado um conjunto de medidas  $x_1, x_2, \dots, x_n$ , a função empírica é definida por

$$E_n(x) = \frac{n}{N} \quad (5.8)$$

sendo  $n$  o número de pontos menores ou igual que  $x$ . Para  $N$  grande a distribuição  $D_N$  é dada por:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} Prob \left[ D_N < \frac{C}{N} \right] = 1 - 2 \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i-1} \exp(-2i^2 c^2). \quad (5.9)$$

Reescrevendo-se a equação (5.9) tem-se

$$Prob[D_N < \varepsilon_{N,\alpha}] = 1 - \alpha \quad (5.10)$$

em que  $\alpha$  é o nível de significância e  $\varepsilon_{N,\alpha}$  é o valor crítico do teste. Para  $N$  grande, o limiar de  $\varepsilon_{N,\alpha}$  pode ser escrito como

$$\varepsilon_{N,\alpha} = \sqrt{-\frac{1}{2N} \ln \frac{\alpha}{2}}. \quad (5.11)$$

Se  $D_N$  é menor que  $\varepsilon_{N,\alpha}$  e com um intervalo de confiança de  $1 - \alpha$ , a hipótese  $F_0(x) = F_N(x)$  não pode ser rejeitada, ou seja,  $F_0$  passa no teste.

O teste de hipótese KS tem melhor desempenho que o Chi-Square por não depender da forma da função distribuição cumulativa inicialmente testada. No entanto, o teste KS tem algumas desvantagens, tais como: foi desenvolvido exclusivamente para a função de distribuição normal; só se aplica para funções contínuas; é mais sensível no centro que na cauda da função cumulativa; quando aplicado para outras funções, os parâmetros de localização, escala e forma necessitam ser conhecidos [73]. Devido a essas restrições, geralmente o teste de hipótese KS é aplicado somente para verificação de funções de distribuição normal.

### 5.2.3 ANDERSON DARLING

O teste de hipótese Anderson Darling (AD) é uma versão melhorada do teste KS, resolvendo a falta de sensibilidade na cauda da distribuição, portanto bem superior que a Chi-Squares. No entanto, o método exige o cálculo do valor crítico para cada função de distribuição a ser testada, além disso, a aplicação do teste AD é restrito a um conjunto de funções de distribuição, a saber: Normal, Log-Normal, Exponencial, Weibull, Logistic e Pareto [73]. O teste AD avalia a discrepância entre a função de distribuição empírica  $F_n(x)$  de uma dada amostra e a distribuição hipotética cumulativa  $F(x; \theta)$  a ser testada por [74]

$$AD = \int_{-\infty}^{+\infty} [F_n(x) - F(x; \theta)]^2 \Psi(r) dr \quad (5.12)$$

sendo  $\Psi(r) = [\{F(x; \theta)\}\{1 - F(x; \theta)\}]^{-1}$ . Numericamente, a equação (5.12) pode ser resolvida por [70]

$$AD = \frac{\sum_{i=1}^n (2i - 1)(\ln Z_i + \ln(1 - Z_{n-i+1}))}{n} - n \quad (5.13)$$

em que  $Z_i = F(x_i; \theta)$  é a variável uniforme no intervalo  $[0, 1]$ , transformada a partir da variável amostra  $x_i$  por

$$Z_i = \phi \frac{x_i - \mu}{\sigma}. \quad (5.14)$$

Para uma função de distribuição Normal, o valor crítico  $D_{1-\alpha}$ , pode ser calculado com um nível de significância de 5% por [70]

$$D_{0,95} = 1,0348 \left( 1 - \frac{1,013}{n} - \frac{0,93}{n^2} \right). \quad (5.15)$$

Após o cálculo do valor crítico, se  $AD > D_{1-\alpha}$  então a hipótese é rejeitada.

### 5.3 RESULTADOS DA ANÁLISE ESTATÍSTICA

O estudo da variabilidade foi dividido em duas partes: obtenção da distribuição de probabilidade mais apropriada para os valores da intensidade do campo elétrico medido em ponto fixo e em movimento. Em todas as análises, o ambiente de recepção foi levado em consideração. O processamento dos dados foi realizado após a conversão do valor da intensidade de campo em escala logarítmica ( $\text{dB}\mu\text{V/m}$ ) para linear ( $\mu\text{V/m}$ ). O algoritmo MLE estatístico foi calculado usando-se uma linguagem de programação com ênfase em análise estatística, software R Statistic [66].

#### 5.3.1 Medidas em Pontos Fixos

Para análise estatística do canal em ponto fixo, foram analisados um total de 14 registros. Cada registro corresponde a um ponto de medida, como ilustra a Fig. 5.1, contendo aproximadamente 600 amostras, referente a 4 minutos de coleta de dados. A Fig. 5.2 ilustra um exemplo típico do comportamento do sinal no ambiente rural, ponto R1P4, onde foram realizadas as medidas. O nível de significância 0,05 está em função do nível de significância observado representado por p-value. O p-value é a probabilidade de observar um valor da estatística de teste tanto ou mais afastado que o valor observado na amostra, assumindo que  $H_0$  é verdadeira. Assim, se o valor de p-value for maior ou igual o nível de significância então a hipótese será aceita. Portanto, quanto menor for o valor de p-value, mais forte será a evidência para rejeitar a hipótese.

Na Tabela 5.1, apresenta-se o resultado para três pontos, R3P3, R1P4 e R5P2. Nesses três pontos o comportamento estatístico do sinal foi melhor representado pela distribuição Log-Normal, seguido pelas distribuições Gaussiana, Nakagami e Weibull. Comportamento que se repetiu no processamento dos dados obtidos em outros pontos, com exceção da distribuição Weibull. No total de 14 registros processados, 1 registro foi descartado por não representar nenhuma das distribuições em estudo; 12 registros os testes de hipóteses elegeram a distribuição Log-Normal como a que melhor representa o comportamento estatístico do sinal; e apenas em 1 registro no ponto R5P2 próximo da área suburbana, Fig. 5.1, foi aceita como uma distribuição Weibull, mostrado na última linha da Tabela 5.1. No entanto, foi uma ocorrência rara, durante todas as amostras obtidas no processo de medidas.

Definida a distribuição que melhor representa o sinal, foi estimada a variância obtendo valores entre 0,08 e 0,38 dB $\mu$ V/m. A Fig. 5.3 ilustra o ponto R1P2 com variância de 0,0793 dB $\mu$ V/m, com variação brusca entre as amostras 500 e 600. Essa anomalia foi devido a passagem de uma carreta no instante da coleta dos dados, o que causou uma atenuação de aproximadamente 2,5 dB na intensidade do campo elétrico, com duração de 3,6 segundos, como ilustra a Fig. 5.4.

Com os valores obtidos, pode-se concluir que a variabilidade do sinal é pequena, e que provavelmente não causará efeitos significativos no sinal digital. No entanto, com a presença de espalhadores de sinal, essa variabilidade tornar-se crítica na região limiar da relação sinal/ruído requerido pelos sistemas digitais.

Tabela 5.1: Distribuições mais apropriadas em pontos fixos.

Distribuição	Ponto	Log-Normal	Gaussiana	Nakagami	Weibull
p-value	R3P3	0,0519	0,0497	0,0464	0,0004
	R1P4	0,2093	0,2143	0,1939	0,0005
	R5P2	0,6216	0,6011	0,5362	0,2013

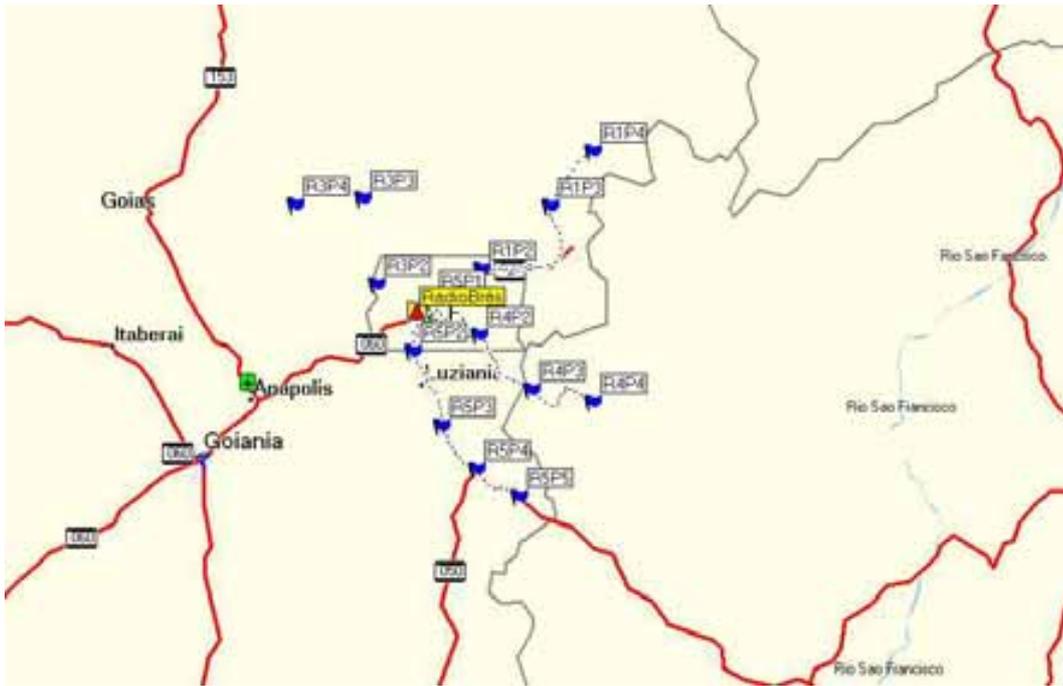


Figura 5.1: Locais dos pontos usados para as medidas.

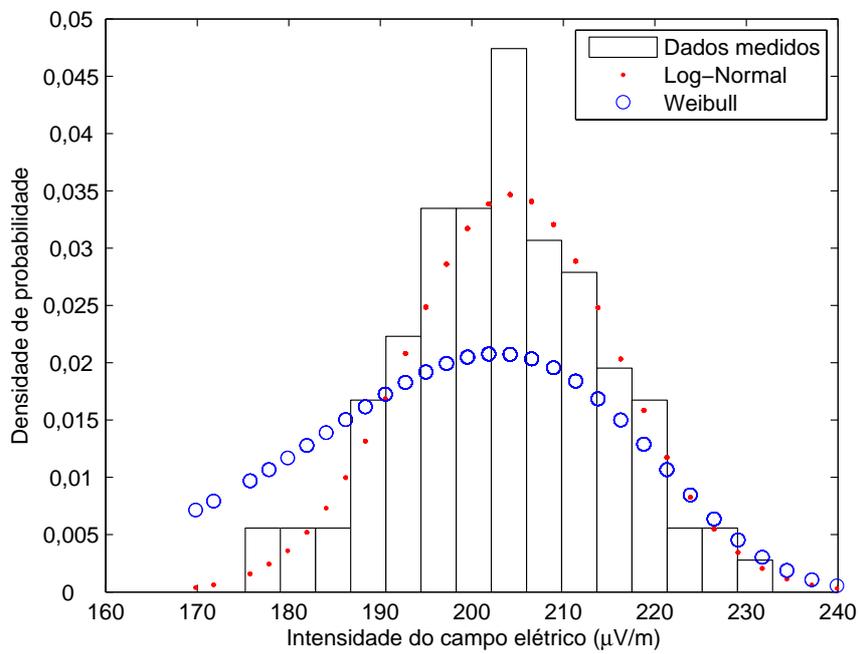


Figura 5.2: Intensidade do campo elétrico medido e estimados em ponto fixo.

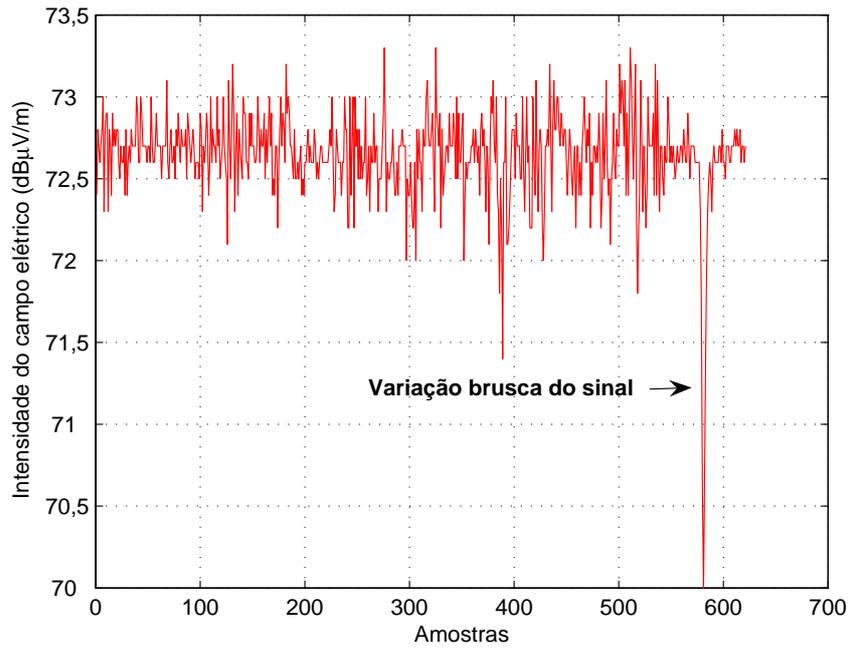


Figura 5.3: Intensidade do campo elétrico no ponto R1P2.

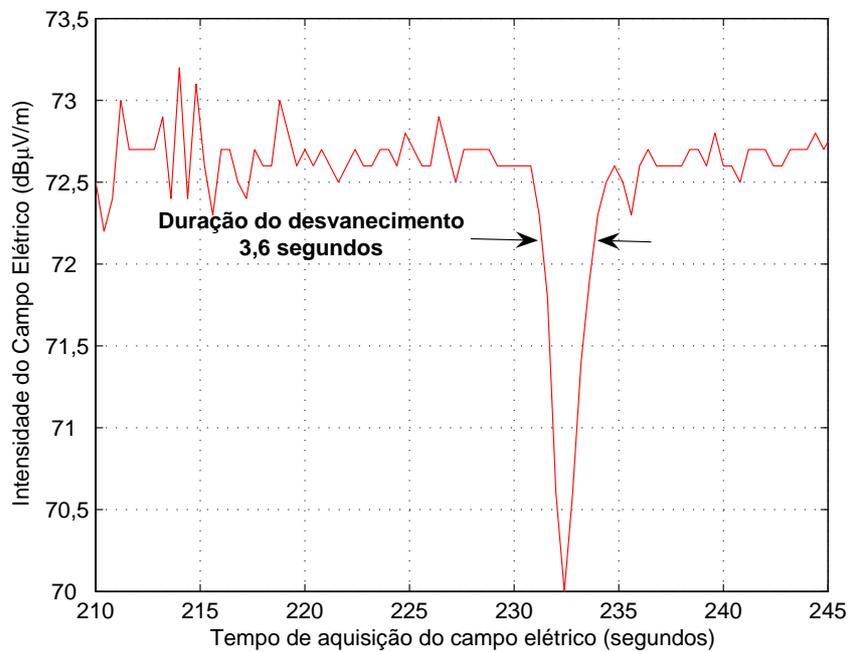


Figura 5.4: Variação brusca da intensidade do campo elétrico no ponto R1P2.

### 5.3.2 Medidas com Receptor Móvel

Para análise estatística do canal com receptor em movimento, um total de 235 registros foram considerados. Cada rota foi segmentada em intervalo de trechos de aproximadamente 3,6 km. Isso garante que as amostras processadas serão componentes do desvanecimento longo adequadamente constantes, devido à aplicação do filtro média móvel. Assim, um trecho equivale a um registro com cerca de 410 amostras. Nesta análise, somente o desvanecimento longo foi considerado. Entretanto, nos estudos estatísticos referente ao desvanecimento lento em canal móvel, a escala linear é de pouco interesse em virtude dos parâmetros desvio padrão e média serem dependentes da distância [49]. Nesse caso, utiliza-se os parâmetros em escala logarítmica eliminando o efeito da distância entre transmissor e receptor. Assim, para o cálculo da variância, a seguinte equação foi utilizada [69].

$$\sigma = 20 \log(\mu + \sigma\sqrt{2}) - 20 \log(\mu - \sigma\sqrt{2}) \quad (5.16)$$

Os resultados apresentaram características semelhantes ao das medidas fixas, ou seja, as amostras dos dados foram melhores representadas pelas distribuições Log-Normal, Gaussiana e Nakagami, com maior predominância da distribuição Log-Normal com aproximadamente 83% dos registros válidos. No entanto, a distribuição de Weibull apareceu com maior frequência do que nas medidas fixas, em aproximadamente 12% dos registros. A Fig. 5.5 ilustra um exemplo típico da aceitação dos testes de hipóteses pelas distribuições Log-Normal e Weibull.

Após processamento dos dados e elegendo a distribuição Log-Normal que melhor representou as intensidades de campo elétrico obtidos na campanha de medidas, a variância do sinal foi estimada, encontrando-se valores entre 0,8 e 2,3 dB. Na presença de espalhadores, valores de até 4,4 dB foram obtidos.

## 5.4 ANÁLISE ESTATÍSTICA DOS MODELOS DE PREDIÇÃO

Os modelos de predição para obtenção da área de cobertura na faixa de OM foram desenvolvidos no início do século XX, e melhorados ao longo das décadas de 30 a 60. Esses modelos são utilizados na prática até os dias atuais, com resultados que, apesar de não terem grande precisão, são suficiente para a avaliação da área de cobertura, principalmente pelo fato de o sinal transmitido ser analógico, funcionando mesmo em locais onde a intensidade de campo elétrico real é bem diferente da predita. Com a digitalização, as informações (músicas, dados etc) a serem transmitidas passam por vários estágios de codificação, no transmissor, e decodificação, no receptor, o que irá proporcionar melhor qualidade de serviço. No

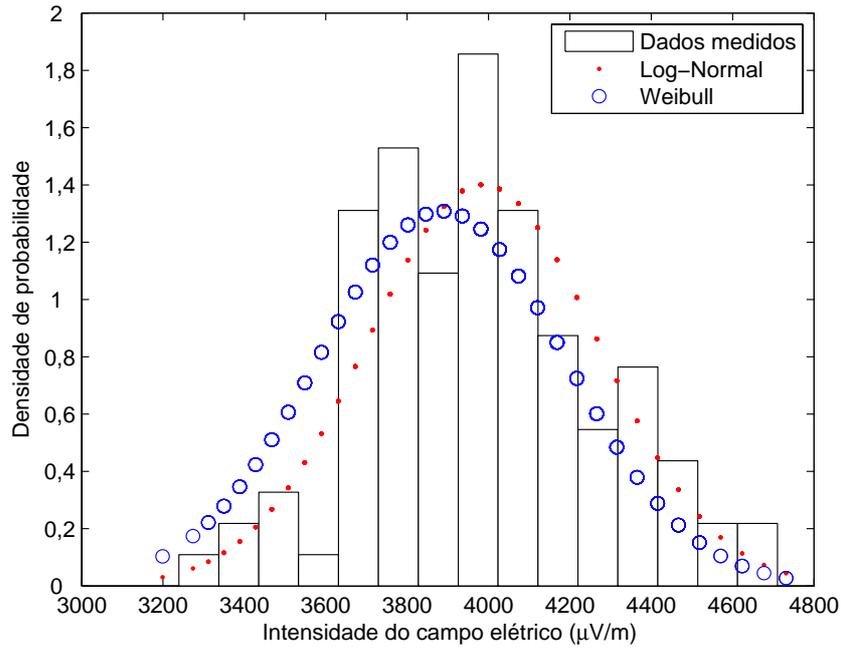


Figura 5.5: Intensidade do campo elétrico em medidas móveis.

entanto, para um bom desempenho desses codificadores e decodificadores, alguns critérios deverão ser contemplados, entre eles a relação sinal/ruído, que influenciará diretamente na área de cobertura. Então, os modelos de predição usados devem ser capaz de prever com exatidão a cobertura do sinal digital.

A altitude do terreno é o parâmetro diferencial na determinação teórica do valor da intensidade de campo elétrico, entre os modelos terra esférica lisa e terra irregular. Então, em uma campanha de medidas, as rotas têm que ser escolhidas de maneira a serem retas perpendiculares à antena de transmissão, garantindo assim uma análise real entre os valores teórico e medido. Na prática, isso é mutio difícil, principalmente em longas distâncias.

Para o processamento do modelo de predição terra irregular, foi utilizado um mapa de digitalização do terreno com precisão de 30 m, englobando todas as rotas, ilustrado na Fig 5.6. Assim, para cada ponto coletado nas medidas, obteve-se um valor teórico com perfil real entre as antenas transmissora e receptora, permitindo uma melhor análise entre os valores medido e predito. A Fig. 5.7 ilustra a diferença entre os perfis reais e o obtido a partir dos pontos registrados na viatura em um ponto da rota 1.

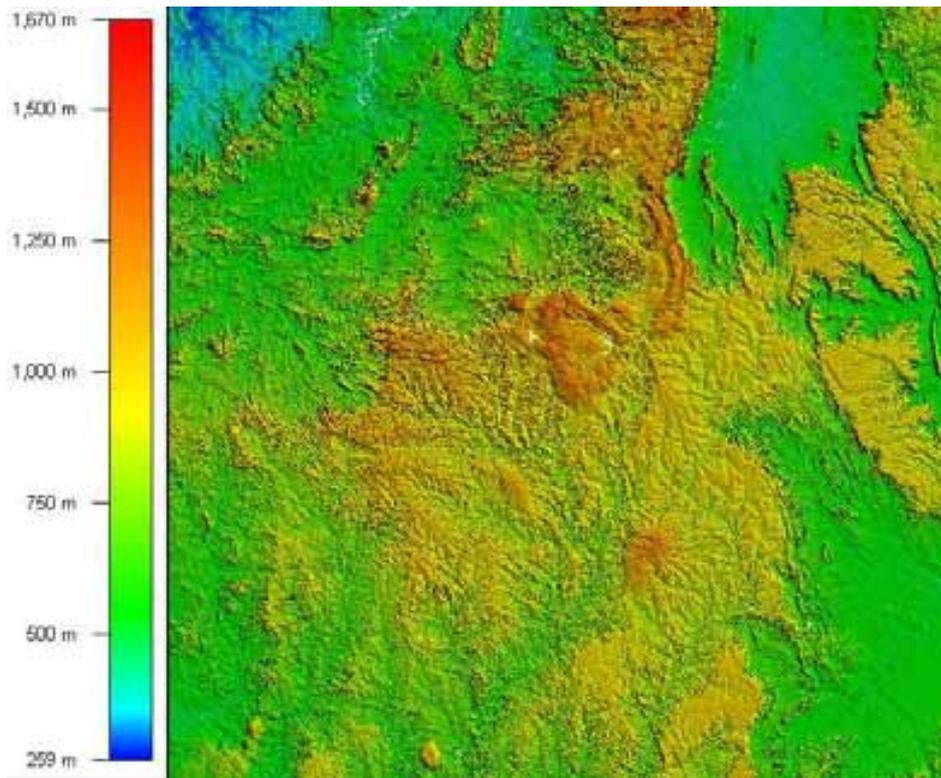


Figura 5.6: Relevo digital da área de interesse na campanha de medidas.

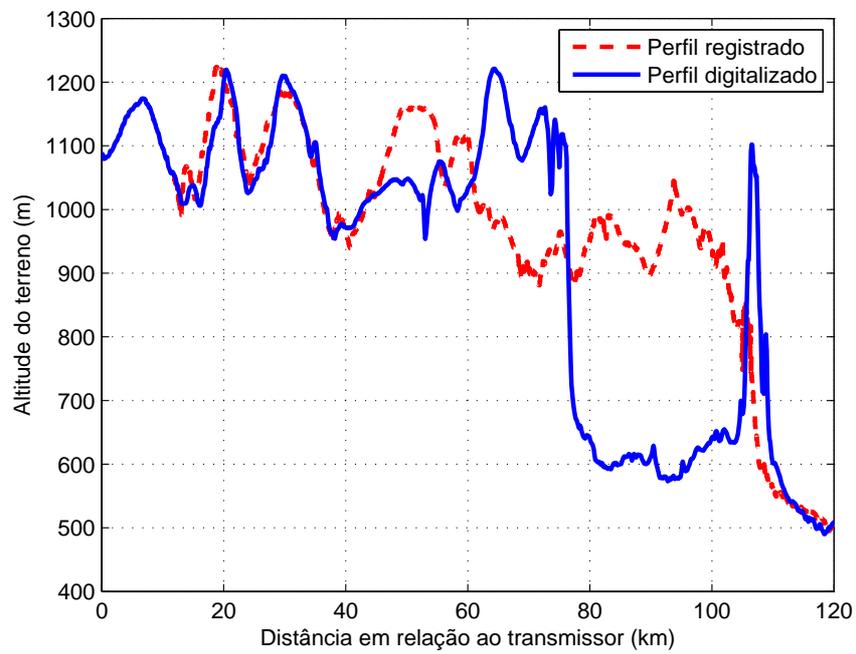


Figura 5.7: Perfil real e obtido com a viatura em um ponto da rota 1.

### 5.4.1 Ferramentas de Análise

A média e o desvio padrão do erro são estatísticas de primeira ordem tradicionalmente usadas para avaliar a exatidão dos modelos de predição. O erro é definido como a diferença entre os valores preditos,  $p_i$ , e medidos,  $m_i$ , numa escala logarítmica (dB). Entretanto, estatísticas de primeira ordem fornecem um panorama aproximado da exatidão dos modelos, que nem sempre permite uma correta análise dos resultados [75]. Então, para analisar o desempenho dos modelos de predição além da estatística de primeira ordem, foi utilizado o método denominado *Hit Rate* proposto em [76].

O método *Hit Rate* considera uma transmissão ponto multiponto, com transmissor fixo e receptor deslocando-se ao longo de uma rota. Para cada ponto  $i$ , as intensidades do campo elétrico são medidas e calculadas teoricamente, permitindo a obtenção das atenuações nesses pontos, que serão comparadas com um limiar  $L_T$ . Se a magnitude da atenuação no ponto  $i$  for menor ou igual a magnitude do limiar  $L_T$ , então esse ponto pode ser considerado como "coberto", caso contrário "não está coberto". Assim, uma situação de "cobertura" assume um valor lógico 1 e, caso contrário, 0, representado por

$$U(x) = \begin{cases} 1 & \text{se } |x| \leq L_T \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (5.17)$$

onde  $x = p_i$  ou  $m_i$ , ambos em dB. A Tabela 5.2 ilustra as possibilidades de processamento dos dados de acordo com a equação (5.17). Com a definição do método hit rate, a seguinte ferramenta pode ser implementada:

Tabela 5.2: Possibilidades de processamento.

$U(p_i)$	$U(m_i)$	$N_{pm}$	Significado
0	0	$N_{00}$	Número de localizações onde ambos $p_i$ e $m_i$ estão fora do limiar de cobertura.
0	1	$N_{01}$	Número de localizações onde $p_i$ está fora do limiar de cobertura e $m_i$ está dentro do limiar de cobertura.
1	0	$N_{10}$	Número de localizações onde $p_i$ está dentro do limiar de cobertura e $m_i$ está fora do limiar de cobertura.
1	1	$N_{11}$	Número de localizações onde ambos $p_i$ e $m_i$ estão dentro do limiar de cobertura.

- **THR - Total Hit Rate:** o método THR é uma indicação direta da exatidão de um modelo, fornecendo a porcentagem de locais nos quais os valores preditos e medidos são iguais. Em função de probabilidade, seja  $S$  e  $Q$  os eventos onde os valores medido e predito são cobertos, então as probabilidade dos eventos  $S$  ou  $Q$  ocorrerem são:

$$P(S) = \frac{\sum_i U(m_i)}{N_T} \quad (5.18)$$

$$P(Q) = \frac{\sum_i U(p_i)}{N_T} \quad (5.19)$$

sendo que  $N_T = N_{00} + N_{01} + N_{10} + N_{11}$  é o número total de pontos calculados. Então,  $THR(L_T) = |P(S \cap Q) + P(\bar{S} \cap \bar{Q})| \times 100$ , ou seja,

$$THR(L_T) = \left[ \frac{\sum_i U(m_i)U(p_i)}{N_T} + \frac{\sum_i \bar{U}(m_i)\bar{U}(p_i)}{N_T} \right] \quad (5.20)$$

em que  $\bar{U}$  é o complemento de  $U$ .

#### 5.4.2 Resultados

As figuras de 5.8 a 5.19 e a Tabela 5.3 ilustram os resultados das intensidades de campo elétrico medido e predito, e a análise estatística tanto de primeira ordem, erro quadrático médio e desvio padrão, quando o método *Hit Rate* ao longo das seis rotas radiais. Observa-se que o modelo proposto por Ott tem melhor desempenho que o modelo terra esférica, devido ao acréscimo da variável altitude. No entanto, nas variações de altitude superiores a um comprimento de onda ao longo do percurso, esperava-se que o modelo terreno irregular tivesse um melhor desempenho. Por exemplo, na rota 1 entre os quilômetros 100 à 110 existe uma depressão de 500 metros, e a diferença entre as intensidades de campo elétrico medida e predita foi de 9,8 dB, resultando em um erro de predição inadmissível em um projeto de sistema digital. Essa discrepância tem as seguintes explicações:

1. O modelo terreno irregular é recursivo, ou seja, para cada ponto predito é necessário retornar ao ponto de origem, transmissor, e reiniciar o processamento. A torre de transmissão do sinal encontra-se no centro da cidade. Nesse caso, a onda de superfície sofre influência de outras naturezas, tais como as edificações, que irão refletir no campo recebido na área rural, e que não são consideradas no modelo de predição.

2. Durante a campanha de medidas, foram observadas variações de até 3 dB na intensidade do campo elétrico no instante em que a viatura passava em alguns pontos montanhosos. Vários locais do percurso, principalmente na rota 3 e no final do percurso da rota 4, apresentavam vales acentuados que não estão representados no mapa digital utilizado para definição do terreno. Esse fato pode contribuir em acréscimo ou decréscimo do campo predito, dependendo principalmente da altitude do terreno, refletindo na parcela de difração.
3. Em algumas rotas, principalmente na 4, existem plantações de eucaliptos, presença de grandes árvores e linhas de transmissões ao lado da rodovia, onde foram observadas variações de 2,5 dB na intensidade do campo elétrico. No modelo de predição terreno irregular, esses parâmetros não são considerados.

Com os resultados obtidos na Tabela 5.3 pode-se afirmar que a variação entre os modelos terra esférica e Ott obtidos na região de interesse da campanha de medidas foram de 0,2 a 1,1 dB. No entanto, não foi possível equacionar através das medidas um coeficiente de maneira a estabelecer uma relação entre os dois modelos. Para tal, é necessário a realização de outras medidas englobando ambientes com maior variação no perfil do terreno e com vegetação densa.

Os resultados do método THR ilustrados nas figuras 5.20 a 5.25 mostram a existência de um bom desempenho dos modelos de predição terra esférica e terra irregular nos limiares das baixas atenuações e melhor desempenho do modelo terra irregular para nos limiares das altas atenuações. Isso é devido à variação dos perfis dos terrenos na campanha de medidas se concentrarem mais distante do transmissor. Assim, mais uma vez, fica comprovado a necessidade da utilização desse tipo de modelo de predição.

Tabela 5.3: Comparações entre os modelos terra esférica e Ott.

Rotas	RMSE em dB		Desvio padrão em dB	
	Terra esférica	Ott	Terra esférica	Ott
1	2,73	1,91	2,62	1,79
2	2,75	2,05	2,54	1,57
3	2,93	1,48	2,40	1,36
4	2,06	2,07	1,26	1,09
5	1,33	1,40	1,24	1,12
6	1,46	1,29	1,38	1,21

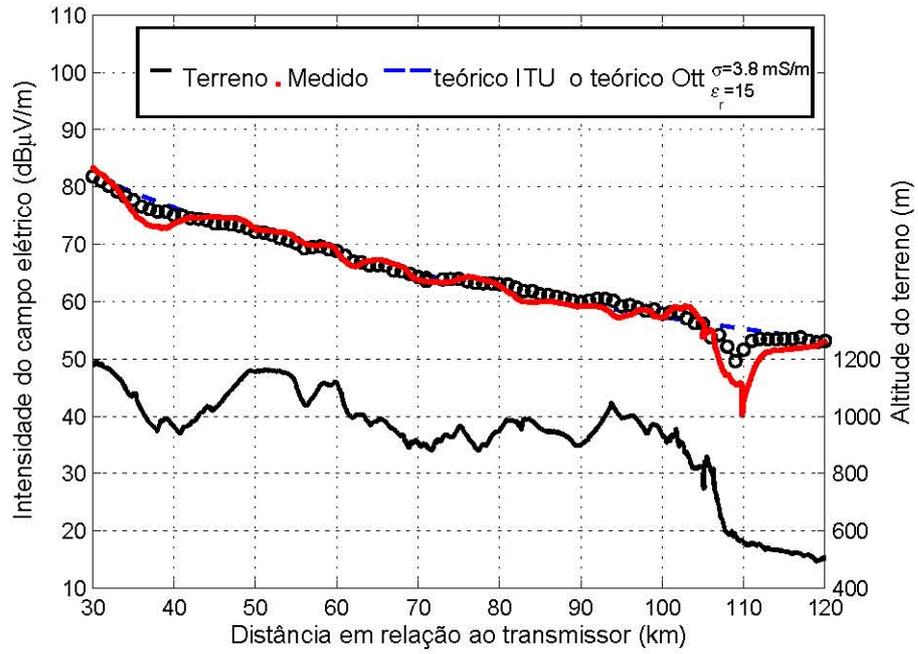


Figura 5.8: Intensidade de campo elétrico, valores medido e teórico para a rota 1.

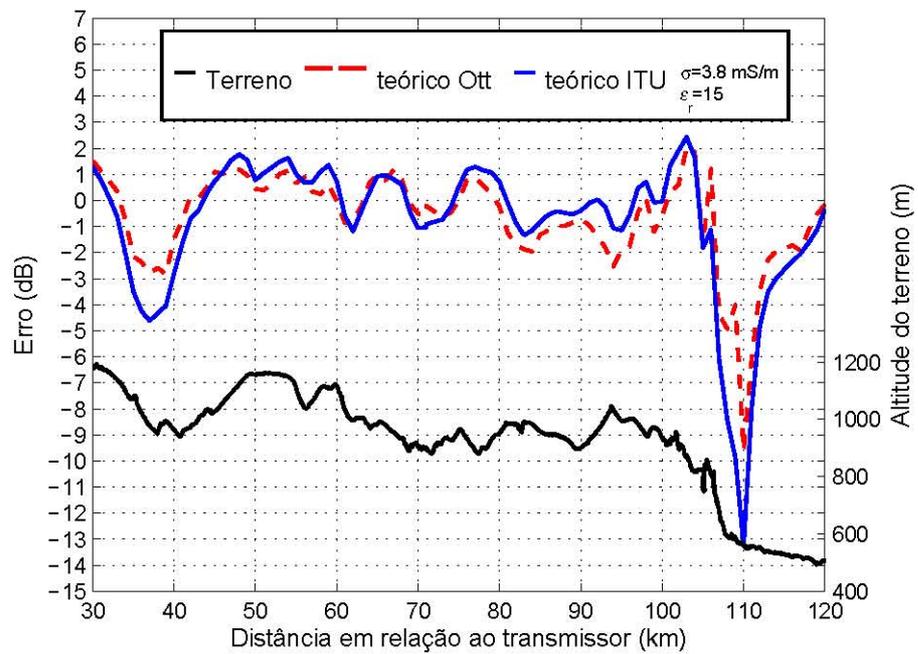


Figura 5.9: Erro de predição para a rota 1.

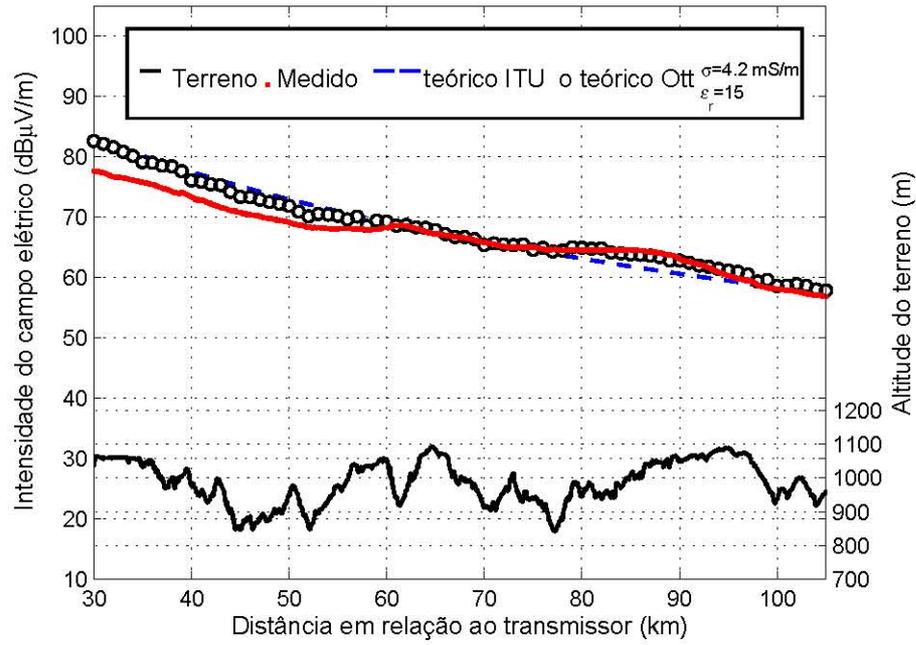


Figura 5.10: Intensidade de campo elétrico, valores medido e teórico para a rota 2.

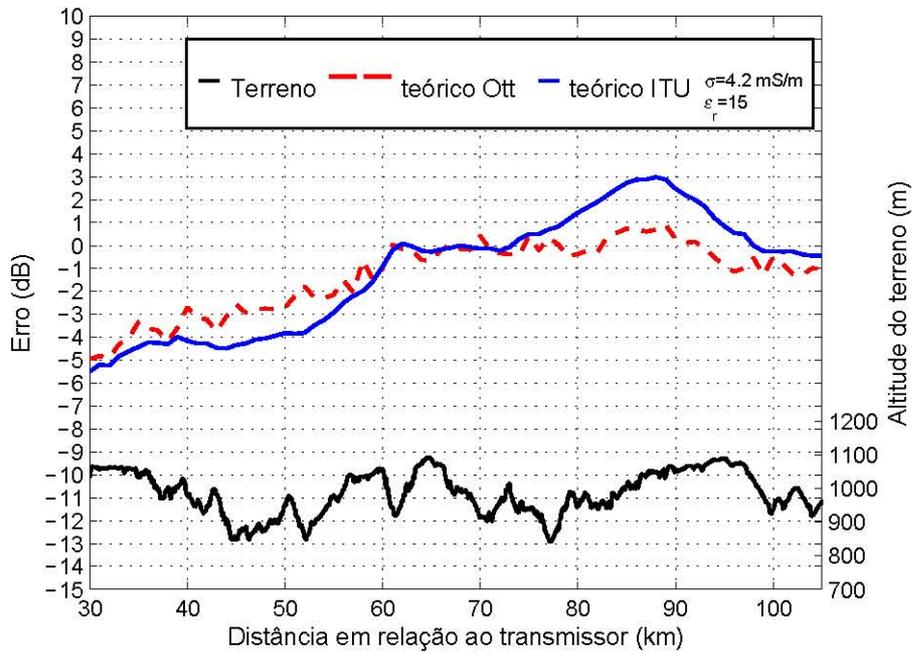


Figura 5.11: Erro de predição para a rota 2.

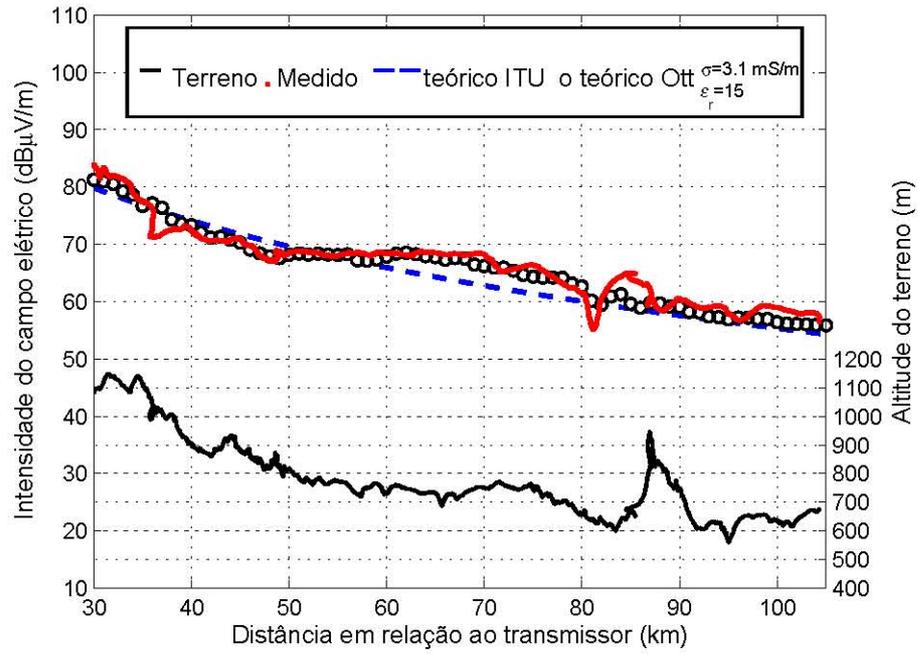


Figura 5.12: Intensidade de campo elétrico, valores medido e teórico para a rota 3.

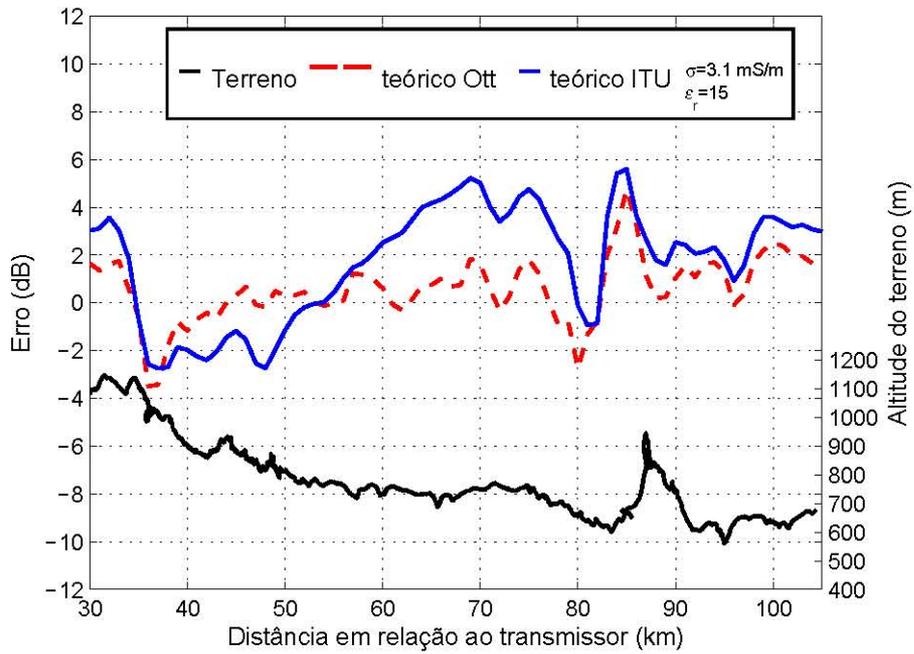


Figura 5.13: Erro de predição para a rota 3.

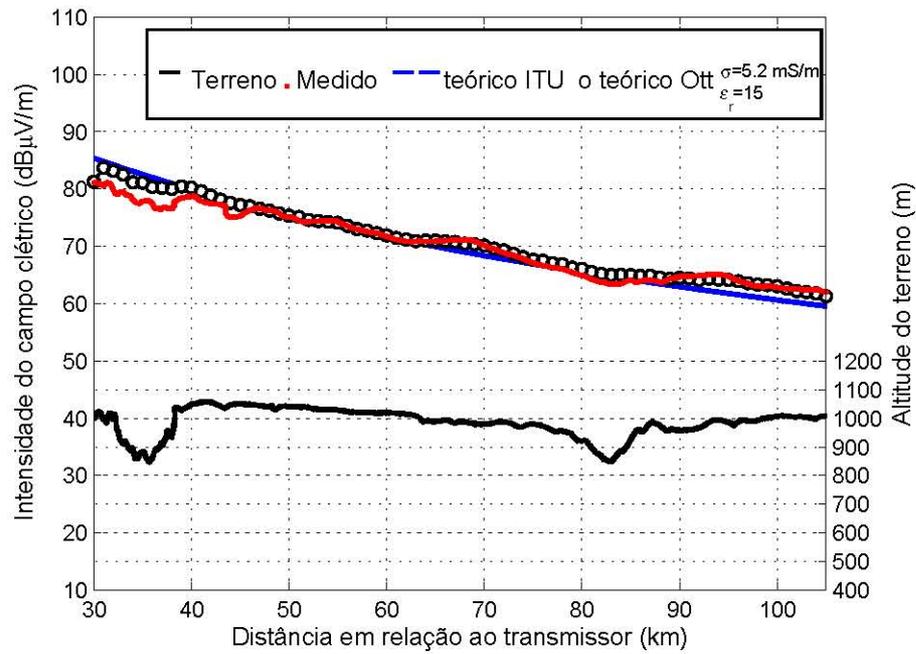


Figura 5.14: Intensidade de campo elétrico, valores medido e teórico para a rota 4.

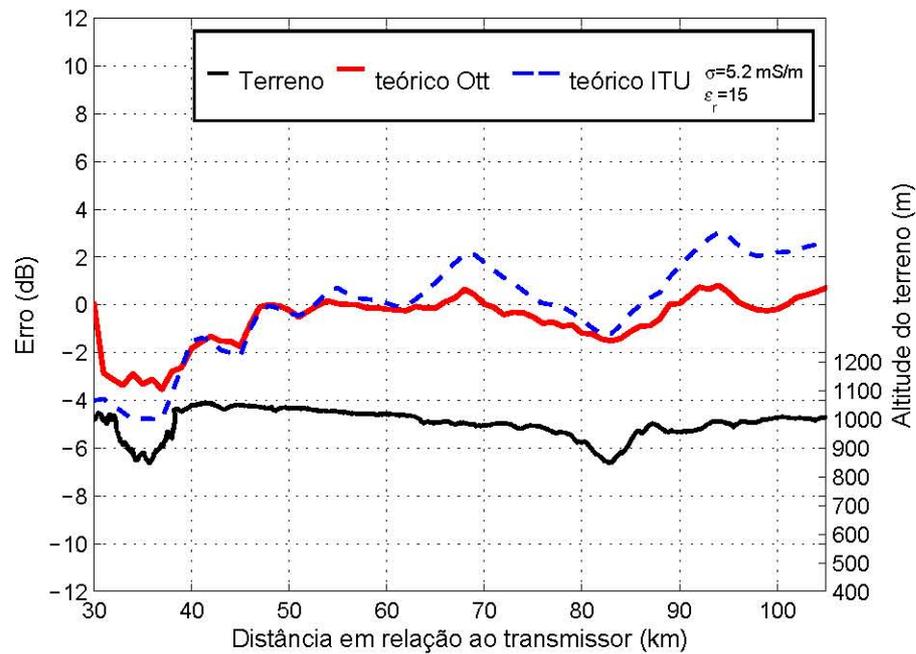


Figura 5.15: Erro de predição para a rota 4.

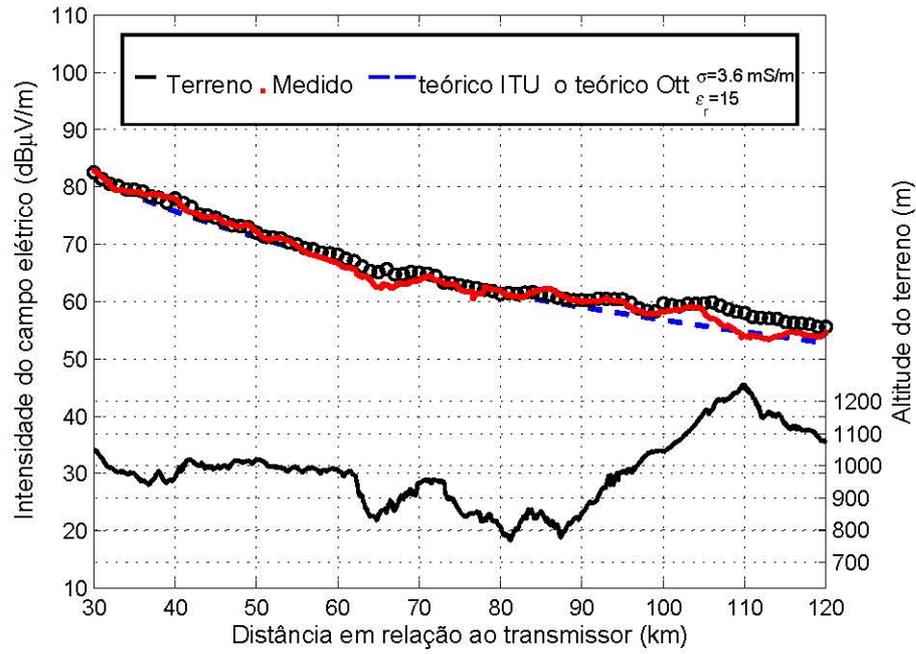


Figura 5.16: Intensidade de campo elétrico, valores medido e teórico para a rota 5.

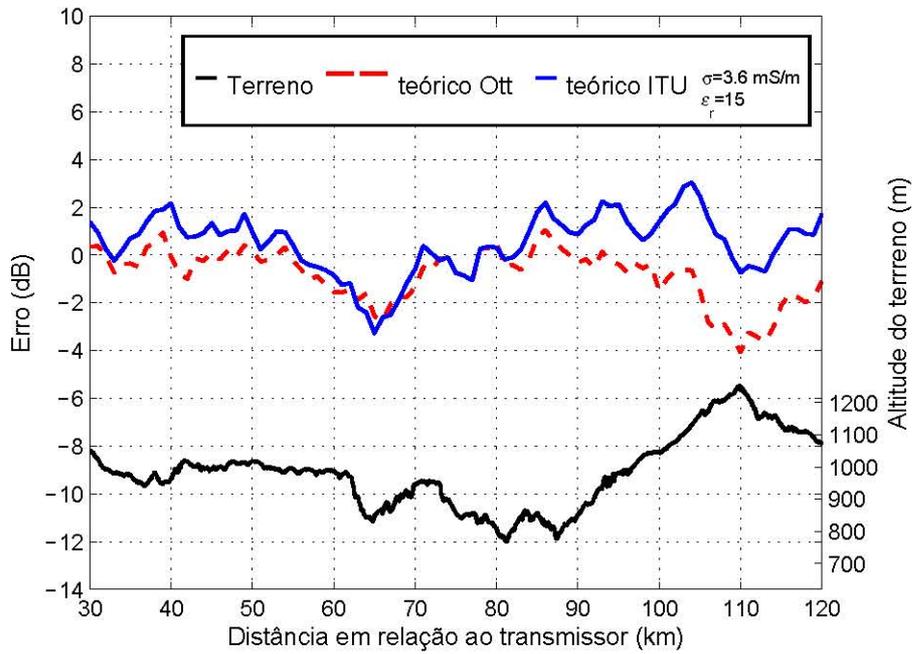


Figura 5.17: Erro de predição para a rota 5.

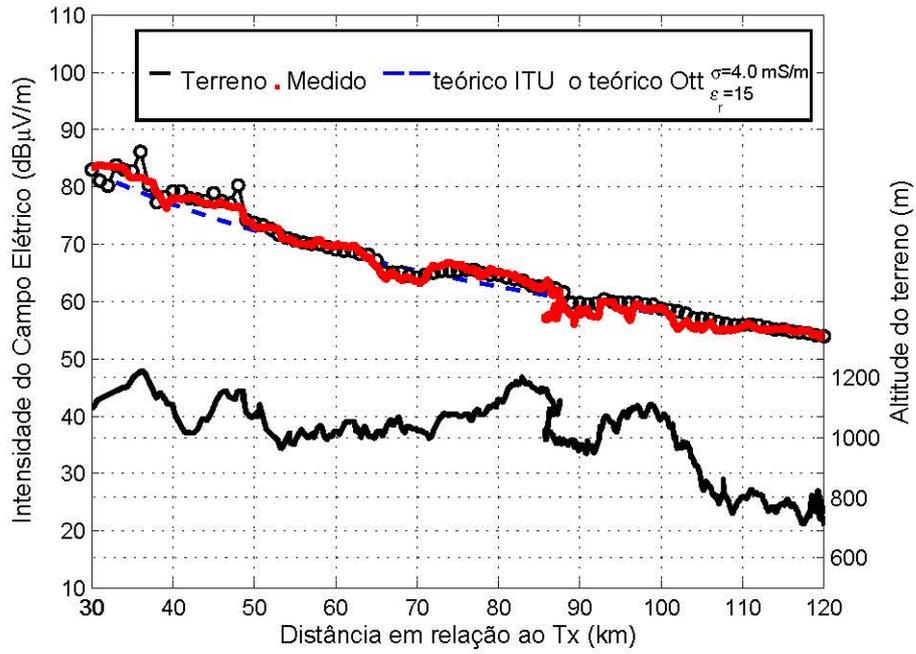


Figura 5.18: Intensidade de campo elétrico, valores medido e teórico para a rota 6.

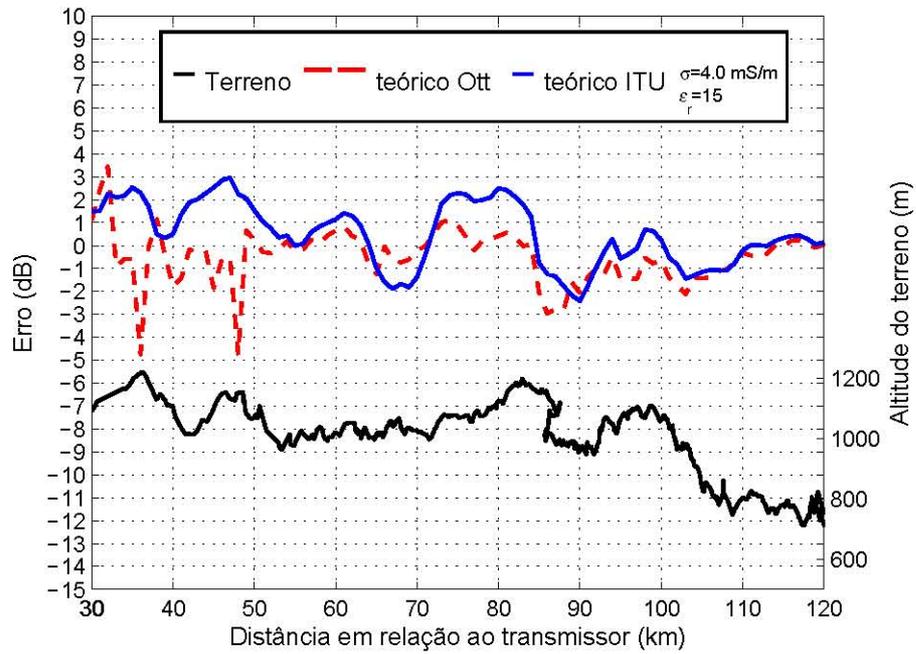


Figura 5.19: Erro de predição para a rota 6.

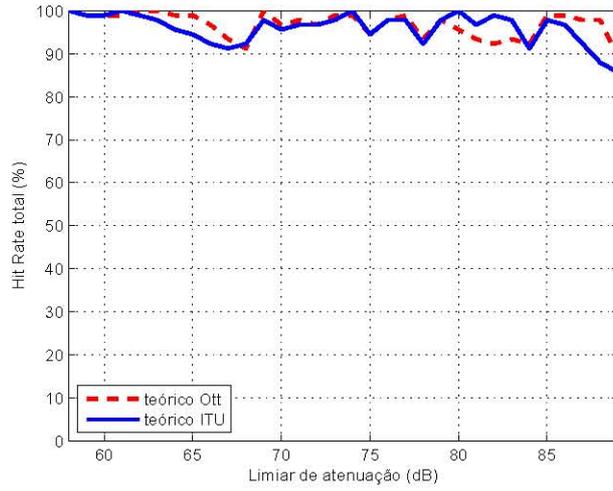


Figura 5.20: THR para a rota 1.

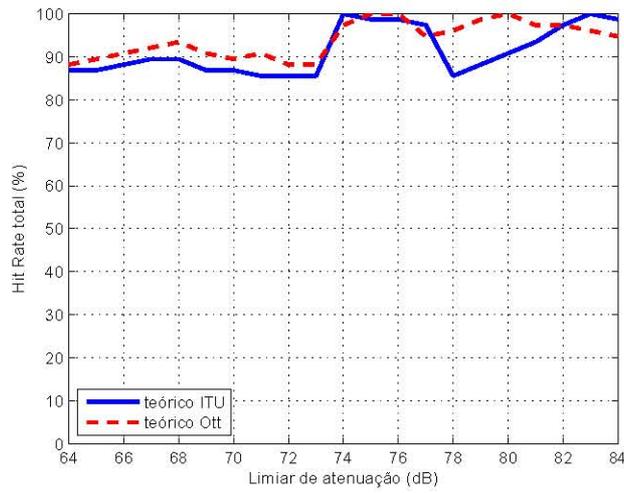


Figura 5.21: THR para a rota 2.

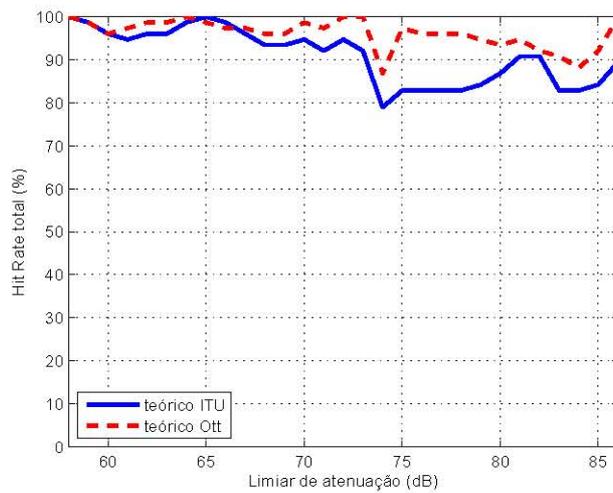


Figura 5.22: THR para a rota 3.

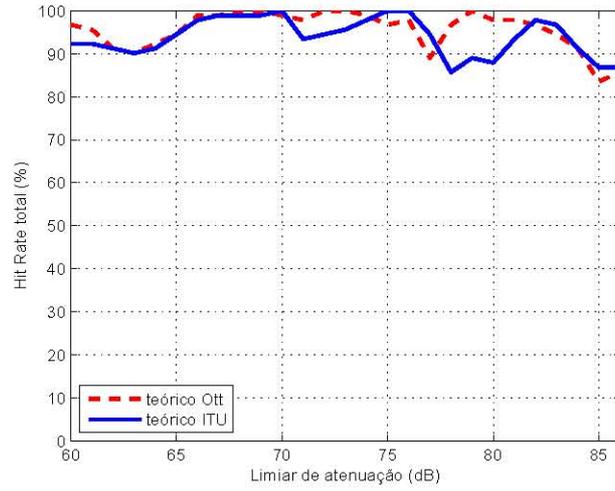


Figura 5.23: THR para a rota 4.

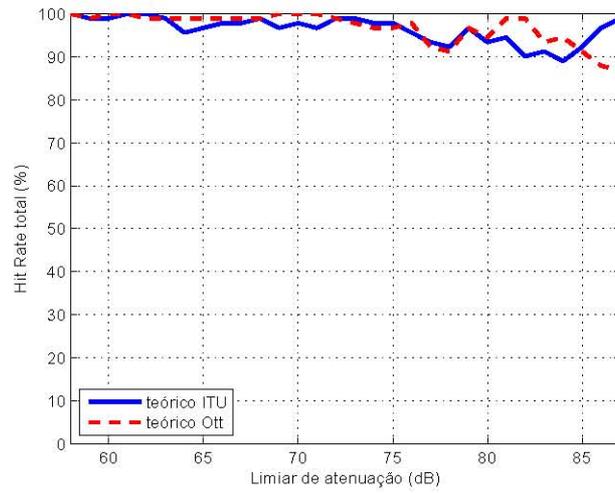


Figura 5.24: THR para a rota 5.

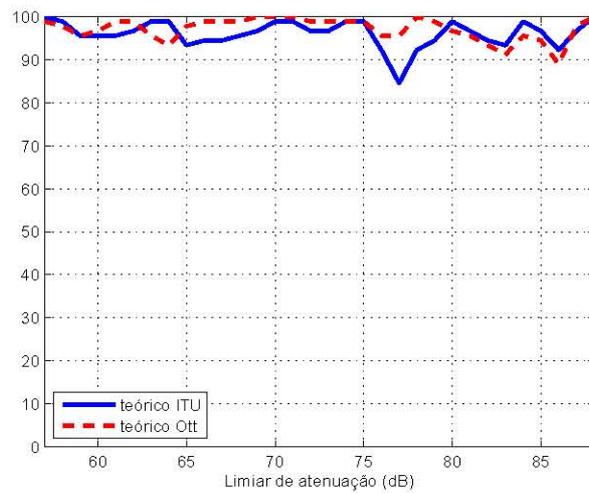


Figura 5.25: THR para a rota 6.

## 5.5 CONCLUSÕES

As recomendações da ITU consideram a propagação da onda de superfície diurna essencialmente constante em um ponto de recepção, porque a qualidade do áudio não apresenta mudanças significativas com o tempo ou com a variabilidade atmosférica. Assim, a amplitude do sinal depende somente da frequência e das características elétricas do solo. No entanto, os resultados obtidos neste capítulo mostram que a intensidade do campo elétrico varia com o tempo e/ou deslocamento. Assim, variações no tempo, espaço e frequência, além das características elétricas do solo, também devem ser levadas em consideração no processo de digitalização dos serviços em onda médias.

Para a análise correta dos dados coletados ao longo da campanha de medidas, a escolha do estimador é muito importante. Como apresentado, o teste de hipótese Anderson Darling é o mais indicado, sendo um método melhor que a Chi Square e o Kolmogorov Smirnov.

Os modelos de predição do campo elétrico em uma onda de superfície foram também analisados. O modelo terreno irregular apresentou melhor desempenho em relação ao modelo terra esférica. No entanto, a sua utilização requer alguns requisitos que nem sempre são possíveis de atender na prática. Para uma boa predição, o modelo necessita de informações do relevo do terreno de grande precisão e, na direção de recepção do sinal, transmissor e receptor necessitam estar interligados somente pela superfície da terra, ou seja, sem presença de prédios e florestas entre eles. Além disso, o tempo de processamento requerido pelo modelo terreno irregular é grande, em função do número de perfis do terreno necessários para cada rota.

## 6 CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

### 6.1 CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho apresentou resultados da pesquisa sobre propagação de onda de superfície em áreas rurais para a faixa de frequência em ondas médias. Nessa pesquisa, que tem o objetivo de auxiliar o planejamento da implantação da radiodifusão digital no Brasil, foram estudados os sistemas de digitalização propostos, as recomendações ITU e os modelos de predição da intensidade do campo elétrico.

Iniciou-se este trabalho com uma revisão dos sistemas propostos para a digitalização da radiodifusão em frequências inferiores a 30 MHz, fornecendo subsídios importantes de modos de operação, robustez de transmissão e máscara de emissão. As relações de proteção que os sistemas analógicos necessitam atender foram especificadas. Entre as emissoras instaladas no território brasileiro, as relações de proteção são mais restritivas para se garantir um serviço de melhor qualidade sonora. Uma relação de proteção de 40 dB entre emissoras co-canal é recomendada pela ITU para operação diurna. No entanto, na prática, as emissoras somente estarão protegidas contra interferências indesejáveis se a área de cobertura predita for próxima da real. Os principais modelos de predição foram comentados e implementados.

O modelo terra esférica lisa, que não leva em consideração o perfil do terreno, é utilizado pela Anatel e pelo Ministério das Comunicações na predição da área de cobertura dos serviços de radiodifusão AM. Contudo, 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 da disponibilidade do serviço. Portanto, para sistemas de rádio digital, é imprescindível a utilização de um modelo de predição que realmente represente de maneira eficiente o comportamento do campo elétrico, permitindo, assim, um correto planejamento do serviço. Com esse objetivo foi implementado o modelo terra irregular proposto por Ott. A partir desse modelo, foi possível analisar a influência do perfil do terreno na propagação das ondas de superfície. Verificou-se a necessidade da utilização de modelos dessa natureza para a precisa determinação de intensidade do campo elétrico.

Desenvolvida a teoria da propagação de onda de superfície e a implementação dos algo-

ritmos dos modelos de predição, realizou-se uma análise comparativa entre as intensidades de campo elétrico medido e predito. Para tal, um filtro média móvel foi projetado de maneira a obter o desvanecimento longo (média local) e o desvanecimento curto. Os valores medidos foram superiores aos valores teóricos, o que permitiu concluir que a condutividade elétrica do solo, na região considerada, é diferente da disponível para predições do sinal. Na prática, os parâmetros do solo são os mais difíceis de serem obtidos, em virtude das complexidades inerentes ao processo de medição ou do custo envolvido nas medidas. Então, desenvolveu-se uma metodologia de maneira a estimar o real valor da condutividade elétrica do solo, permitindo uma melhor estimativa do campo teórico. Resultados comparativos entre as intensidades de campo elétrico medido e teórico mostraram que, em regiões acidentadas com variação de altitude superiores a 1,5 comprimento de onda, a recepção do sinal digital ficará comprometida. Esse problema deve ser mais grave no período de transição, em que o sinal digital deve estar 16 dB abaixo do analógico.

A modelagem estatística do canal e uma análise comparativa dos modelos de predição também foram realizadas. As recomendações da ITU consideram a propagação por onda de superfície diurna essencialmente constante, por não apresentar mudanças significativas na qualidade do áudio com o tempo ou com a variabilidade atmosférica. Assim, a amplitude do sinal depende somente da frequência e das características elétricas do solo. No entanto, os resultados obtidos neste trabalho mostram que a intensidade do campo elétrico varia com o tempo e/ou deslocamento. Recepções em pontos fixos podem ser modeladas com distribuição Log-Normal, e, em recepções móveis além da Log-Normal, as distribuições Weibull devem ser consideradas. A partir desses modelos, variações no tempo, espaço e frequência, além das características elétricas do solo, também podem ser consideradas no processo de digitalização do serviço de radiodifusão.

Com o objetivo de verificar a aplicação dos atuais modelos de predição do campo elétrico para onda de superfície na digitalização do serviço AM, estatísticas de primeira ordem e o método *hit rate* foram empregados. O modelo de predição terreno irregular apresentou melhor desempenho em relação ao modelo terra esférica. No entanto, a sua utilização requer alguns requisitos que nem sempre são possíveis na prática. Para uma boa predição, o modelo necessita de um banco de dados do relevo do terreno de grande precisão e, na direção de recepção do sinal, transmissor e receptor necessitam estar interligados somente pela superfície da terra, ou seja, sem presença de prédios e florestas entre eles. Além disso, o tempo de processamento requerido pelo modelo terreno irregular é grande, em função do número de perfis do terreno para cada rota. Portanto, com a digitalização dos serviços nessa faixa de frequência, novos modelos de predição deverão surgir, principalmente empíricos e semi-

empíricos, seguindo a tendência dos modelos de predição para alta-frequência.

Em resumo, o objetivo inicial do trabalho foi alcançado, isto é, pesquisas do comportamento real do sinal na área rural foram realizadas, de maneira a fornecer subsídios na digitalização do serviço em AM. Os resultados obtidos indicam a necessidade do desenvolvimento de um trabalho mais elaborado por parte do governo brasileiro no processo da digitalização do serviço OM, de maneira a permitir a otimização da canalização desse serviço.

Certamente há um campo muito amplo para o desenvolvimento de trabalhos sobre propagação em onda de superfície correlatos a esta tese. Alguns deles são listados a seguir.

- Desenvolvimento de modelos de predição empíricos e/ou semi-empírico para a região urbana, suburbana e rural, no período diurno.
- Desenvolvimento de modelos de predição empíricos e/ou semi empírico para a região rural, no período noturno.
- Desenvolvimento de metodologia para a obtenção dos parâmetros elétricos do solo em região montanhosa a partir de medidas de intensidade de campo elétrico realizadas em região plana.
- Análise estatística da propagação de ondas celestes com receptor em movimento.
- Estudo do comportamento dos sistemas digitais propostos no período noturno.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Rec. ITU-R P.1147-2: "Prediction of sky-wave field strength at frequencies between about 150 and 1700 kHz", 2003.
- [2] Rec. ITU-R P.368-7: "Ground-Wave propagation curve for frequencies between 10 kHz and 30 MHz", 1992.
- [3] Rec. ITU-R P.832-2: "World atlas of ground conductivities", 1999.
- [4] F. F. Lima, H. A. Junior and R. S. Barbosa, "A Realidade Brasileira e o Sistema Eureka 147", Revista Engenharia de Televisão, v. 66, p. 14-17, 2003.
- [5] Draft Revision Of Recommendation ITU-R BS.1114-2: "Systems for terrestrial digital sound broadcasting to vehicular, portable and fixed receivers in the frequency range 30-3000 MHz", Anexo C, September 2001.
- [6] Rec. ITU-R BS.1514-1: "Systems for Digital Sound Broadcasting in the Broadcasting Bands Below 30 MHz", 2002.
- [7] F. F. Lima, "Radiodifusão Digital - Tecnologias e Tendências", Dissertação de Mestrado ENE/UnB, Brasília-DF, Novembro, 2002.
- [8] L. M. Silva, F. F. Lima, D. Lopes, H. A. Junior, "Radiodifusão Sonora Digital Terrestre: "Sistemas Existentes e suas Principais Características", Apostila, Fevereiro 2005.
- [9] Acts 81 RJ (ITU): "Final acts of the Regional Administrative MF Broadcasting Conference (Region 2)", Rio de Janeiro, 1981.
- [10] F. F. Lima, D. Lopes, H. A. Junior, L. M. Silva and A. J. M. Soares, "Analog and Digital sound Broadcasting Systems Compatibility Analysis for Frequencies Below 30 MHz in Brazil", International Microwave and Optoelectronic Conference, 2005, Brasília, DF. Proceeding SBMO/IEEE MTT-S IMOC 2005.
- [11] ETSI TS 101 980: "Digital Radio Mondiale (DRM), System Specification", V1.1.1, Volume I, 2001-09.
- [12] ETSI TS 201 980: "Digital Radio Mondiale (DRM), System Specification", V1.2.2, 2003.
- [13] Lucent Digital Radio: "LDR AM IBOC System Description", Appendix I, 2000.
- [14] Lucent Digital Radio: "Submission To The National Radio Systems Committee", January, 2000.
- [15] HD Radio: "HD Radio™ Air Interface Design Description Layer 1 AM", 2005.

- [16] iBiquity Digital Corporation: "AM IBOC Test Data Report: Appendix A - IBOC AM transmission specification", February of 2002.
- [17] S. Johnson, "The structure and generation of robust waveforms for AM in-band on-channel digital broadcasting", disponível em <http://www.ibiquity.com/technology/papers.htm>, acessado em agosto de 2005.
- [18] A. Sommerfeld, "The propagation of Waves in Wireless Telegraphy", *Ann. der Phys.*, vol. 28, pp. 665-736, March 1909.
- [19] H. Weyl, "The Propagation of Electromagnetic Waves over a Plane Conductor", *Ann. der Phys.*, vol. 60, pp. 481-500, November 1919.
- [20] C. R. Burrows, "Existence of a Surface Wave in Radio Propagation", *Nature*, vol. 138, pag. 284, August 1936.
- [21] C. R. Burrows, "The Surface Wave in Radio Propagation over Plane Earth", *Proc. IRE*, vol. 25, pag. 219-229, August 1936.
- [22] K. A. Norton, "Propagation of Radio Wave over a Plane Earth", *Nature*, vol. 135, pp. 954-955, June 1935.
- [23] B. Van der Pol and K. F. Niessen., "The Propagation of Electromagnetic Waves over a Plane Earth", *Ann. der Phys.*, vol. 6, pp. 273-294, August 1930.
- [24] K. A. Norton, "The Propagation of Radio Wave over a Surface of the Earth and in the Upper Atmosphere", 1ª parte: *Proc. IRE*, vol. 24, pp. 1367-1387, October 1936.
- [25] K. A. Norton, "The Propagation of Radio Wave over a Surface of the Earth and in the Upper Atmosphere", 2ª parte: *Proc. IRE*, vol. 25, pp. 1203-1236, September 1936.
- [26] J. A. J. Ribeiro, "Propagação das Ondas Eletromagnéticas", Érica, 2004.
- [27] K. Bullington, "Radio Propagation at Frequencies Above 30 Megacycles", *Proc. IRE*, pp. 1122-1136, October 1947.
- [28] I. H. Gerks, "Use of a High-Speed Computer for Ground-Wave Calculations", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 292-299, May 1962.
- [29] N. DeMinco, "Propagation Prediction Techniques and Antenna Modeling (150 to 1705 kHz) for Intelligent Transportation Systems (ITS) Broadcast". *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 42, no 4, pp.9-34, August 2000.
- [30] M. Abramowitz and I. A. Stegun, "Handbook of Mathematical Functions", (National Bureau of Standards AMS 55), Washington, DC, US Government Printing Office, pp. 297-329, June 1964.
- [31] R. Li, "The Accuracy of Norton's Empirical Approximations for Groundwave Attenuation", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-31, no 4, pp. 624-628, July 1983.
- [32] J. R. Wait and K. P. Spies, "On the Calculation of the Ground Wave Attenuation Factor at Low Frequencies", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 515-517, March 1966.

- [33] J. R. Wait and K. P. Spies, "Correction to On the Calculation of the Ground Wave Attenuation Factor at Low Frequencies", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-27, no 2, pp. 286, March 1979.
- [34] D. A. Hill and J. R. Wait, "Ground wave attenuation function for a spherical earth with arbitrary surface impedance", *Radio Science*, vol. 15, pp. 637-643, May-June 1980.
- [35] T. S. M. Maclean, "Radiowave Propagation Over Ground", Ed. Chapman & Hall, 1993.
- [36] H. Gesny, O. Ravard, "Propagation Over Irregular Terrain in the VHF Band: A Review of Integral Equation Models", *International Conference on Antennas and Propagation*, no 461, pp. 61-64, April 1999.
- [37] R. H. Ott, "A New Method for Predicting HF Ground Wave Attenuation Over Inhomogeneous, Irregular Terrain", *ITS Research Report*, no 7, January 1971.
- [38] G. Hufford, "An Integral equation approach to the problem of wave propagation over irregular surface", *Quarterly Journal of Applied Mathematics*, pp. 391-404, 1952.
- [39] Douglas Faires and Richard L. Burden, "Numerical Methods", Ed. Thomson, 1999.
- [40] S. A. Dyer and D. J. S. Dyer, "Cubic-spline interpolation: Part 1", *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 4, pp. 44-46, March 2001.
- [41] S. A. Dyer and X. He, "Cubic-spline interpolation: Part 2", *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, pp. 34-36, June 2001.
- [42] M. Yeary, J. Price, R. Fink and D. Guidry, "Waverform Synthesis Via Splines", *IEEE Instrumentation & Measurement*, pp. 1529-1532, May 2003.
- [43] P. Venkataraman, "Applied Optimization With MatLab Programming", Ed. John Wiley & Sons, 2002.
- [44] Z. Wu and T. S. M. Maclean, "Numerical Solution of Integral Equation For Ground-To-Ground Radiowave Propagation", University of Birmingham, U K.
- [45] R. H. Ott, "RING: An integral equation algorithm for HF-VHF radio wave propagation over irregular, inhomogeneous terrain", *Radio Science*, vol. 27, no 4, pp. 867-882, December 1992.
- [46] I. Peña, F.F. Lima, R. Granja, L. Martins, P. Angueira, I. Losada and S. López, "Digital Radio Mondiale Field Trials in Brasilia for Local Radio Coverage Using the 26 MHz Band", *IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*, March 2007, Orlando, USA.
- [47] R. G. Neves, I. Pena, F. F. Lima, H. A. Junior, P. Anguera and L. M. Silva, "Local Digital Radio in the 26 MHz Band Using DRM - Results of the Brasilia Field Trials", *International Microwave and optoelectronic Conference*, 2007, Salvador, BA, October 2007.
- [48] M. D. Yacoub, "Foundations of Mobile Radio Engineering", Ed. CRC Press, 1993.

- [49] 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.
- [50] A. V. Oppenheim and A. S. Willsky, "Signal & Systems", Ed. Prentice Hall Processing Series, 1997.
- [51] L. W. Couch, "Digital and Analog Communication Systems", Ed. Prentice Hall, 2001.
- [52] F. F. Lima, H. A. Junior, A. J. M. Soares and L. M. Silva, "Field Intensity Measure en Medium Waves for Broadcasting Digitalization Planning in Brazil", 2006 Joint IEEE AP-S URSI AMEREM Symposium 2006, Albuquerque, New Mexico. Proceeding URSI/AMEREM Digest, p 727, July 2006.
- [53] F. F. Lima, H. A. Junior, A. J. M. Soares, L. M. Silva and R. L. Filho, "Ground Wave Field Measurements in the Medium Wave Band in Rural Environment - Brasilia, Brazil", 56<sup>th</sup> Annual Broadcast Symposium 2006, Washington D.C., September, 2006.
- [54] F. F. Lima, H. A. Junior, A. J. M. Soares and L. M. Silva, "Medidas de Campo da Onda de Superfície Visando a Digitalização do Rádio Comercial no Brasil", 12<sup>o</sup> SBMO Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 7<sup>o</sup> CBMAG Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2006, Belo Horizonte MOMAG 2006, Agosto 2006.
- [55] K. C. B. L. Melo, F. F. Lima and A. J. M. Soares "Prediction of Electrical Field Strength for AM signal using Artificial Neural Network", Eleventh URSI Commission F Open Symposium on Radio Wave Propagation and Remote Sensing, PUC-Rio, Rio de Janeiro, Brazil, November 2007.
- [56] F. F. Lima, H. A. Junior, A. J. M. Soares, L. M. Silva, R. L. Filho and A. R. Baigorri, "Field Intensity Measure in Médium Waves Over Irregular Terrains for Broadcasting Digitalization Planning in Brazil", URSI 2007- International Union of Radio Science, Ottawa- Canada, July 2007.
- [57] F. F. Lima, H. A. Junior, B. Monteiro, G. P. S. Cavalcante, H. S. Gomes and D. M. Rosário, "Evaluation of Radio Propagation Parameters for Field Strength Prediction Using Neural Network", International Microwave and optoelectronic Conference, 2007, Salvador, BA, October 2007.
- [58] F.F. Lima, A. J. M. Soares, H. A. Abdalla, and L. M. Silva, "Methodology for the Determination of the Ground's Electric Conductivity in Rural Environments trough Measurements of the Surface Wave", The First European Conference on Antennas and Propagation, Nice, France, 2006.
- [59] "Regulamento Técnico para a Prestação do Serviço de Radiodifusão Sonora em Onda Média e em Onda Tropical (faixa de 120 metros", 1999.
- [60] DRM: "Estudio de La Recepción DRM en Diferentes Entornos", 2005.
- [61] Rec. ITU-R BS.1615: "Planning parameters for digital sound broadcasting at frequencies below 30 MHz", 2003.
- [62] Rec. ITU-R P.372-8: "Radio Noise", 2003.

- [63] B. Sklar, "Rayleigh Fading Channel in Mobile Digital Communication Systems, Part I: Characterization", IEEE Communications Magazine, pp. 90-100, July 1997.
- [64] Rec. ITU-R P.1057-1: "Probability distributions relevant to radiowave propagation modelling", 2001.
- [65] I. J. Myung, "Tutorial on maximum likelihood estimation", Journal of Mathematical Psychology, pp. 90-100, October 2002.
- [66] Software R: "The R Project for Statistical Computing", disponível em <http://www.r-project.org/>, acessado em agosto de 2006.
- [67] J. Cheng, N. Beaulieu, "Maximum-Likelihood Based Estimation of the Nakagami m Parameter", IEEE Communications Letters, vol. 5, pp. 101-103, March 2001.
- [68] D. C. Montgomery and G. C. Runger, "Applied Statistics and Probability for Engineers", John Wiley & Sons, 2003.
- [69] D. Guerra, U. Gil, D. Vega, G. Prieto A. Arrinda, J. L. Ordiales and P. Angueira, "Medium Wave Digital Radio Mondiale (DRM) Field Strength Time Variation in Different Reception Environments", IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 52, pp. 483-490, December 2006.
- [70] P. Mach and H. Hochlová, "Testing of Normality of Data Files for Application of SPC Tools", IEEE 27<sup>th</sup> Spring Seminar on Electronics Technology, pp. 318-321, April 2004.
- [71] F.F Lima, H. A. Junior, A. J. M. Soares, L. M. Silva, R. L. Filho and A. R. Baigorri, "Statistical Modelling of the Mobile Radio Propagation in Rural Area at Medium Wave", ISAP 2007- International Symposium on Antennas and Propagation, Toki Messe, Niigata, Japan, pp. 177-180, August 2007.
- [72] H. Nikookar and H. Hashemi, "Statistical modeling of signal amplitude fading of indoor radio propagation channels", IEEE ICUPC 93, pp. 84-88, August 1993.
- [73] Software Dataplot: "Statistical Engineering Division Software", disponível em <http://www.itl.nist.gov/div898/software/dataplot/>, acessado em agosto de 2006.
- [74] S. Venkatraman and J. C. Junior, "A Statistical Approach to Non-line-of-Sight BS Identification", IEEE Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC) Conference, Honolulu, HI, pp. 296-300, October 2002.
- [75] E. Ostlin, H. J. Zepernick and H. Suzuki, "Evaluation of the New Semi-Terrain Based Propagation Model Recommendation ITU-R P.1546", 58th IEEE Vehicular Technology Conference (VCT 2003-Fall), pp. 114-118, Orlando, Fla, 2003.
- [76] A. S. Owadally, E. Montiel and S. R. Saunders, "A comparison of the accuracy of propagation models using hit rate analysis", IEEE Vehicular Technology Conference (Fall), Atlantic City, Vol. 4, No. 54, pp. 1979-1983, 2001.