

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**DESCRIÇÃO E ANÁLISE DO SISTEMA DE TRANSMISSÃO
DE TV DIGITAL DA EMPRESA BRASIL DE COMUNICAÇÃO
NO DISTRITO FEDERAL.**

ADRIANO GOETZ DA SILVA

ORIENTADOR: MARCO ANTONIO BRASIL TERADA
DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PUBLICAÇÃO PPGEE.DM 589/2015

BRASILIA /DF: 24 de Abril de 2015

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**DESCRIÇÃO E ANÁLISE DO SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE
TELEVISÃO DIGITAL DA EMPRESA BRASIL DE COMUNICAÇÃO
NO DISTRITO FEDERAL.**

ADRIANO GOETZ DA SILVA

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRI-
CA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA,
COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO
GRAU DE MESTRE.**

APROVADA POR:



**MARCO ANTONIO BRASIL TERADA, Dr., ENE/UNB
(ORIENTADOR)**



**FRANKLIN DA COSTA SILVA, Dr., ENE/UNB
(EXAMINADOR INTERNO)**



**BENEDITO ALENCAR ARRUDA Dr., UFMT
(EXAMINADOR EXTERNO)**

Brasília, 24 de abril de 2015.

FICHA CATALOGRÁFICA

SILVA, ADRIANO GOETZ DA

Descrição e Análise do Sistema de Transmissão de TV Digital da Empresa Brasil de Comunicação no Distrito Federal

278 p ., 210mm x 297mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2015).

**Dissertação de Mestrado – Universidade de Brasília – Faculdade de Tecnologia.
Departamento de Engenharia Elétrica**

**1.Telecomunicações 2.Radiodifusão 3.Televisão Digital. 4.ISDB-T 5.Transmissores
6.Antenas 7.Modelos de Propagação**

I.ENE/FT/UnB. II. Título (Série)

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

SILVA, A. G. (2015). Descrição e Análise do Sistema de Transmissão de TV Digital da Empresa Brasil de Comunicação no Distrito Federal. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGEE–DM 589/2015. Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília , DF, 278 p.

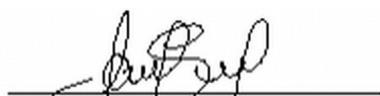
CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: ADRIANO GOETZ DA SILVA.

TITULO: Descrição e Análise do Sistema de Transmissão de TV Digital da Empresa Brasil de Comunicação no Distrito Federal

GRAU: Mestre ANO: 2015

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


Adriano Goetz da Silva

Dedico este trabalho ao meu filho Antônio, à Márcia, à minha mãe.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao princípio universal masculino, elétrico, celeste, ao mundo das ideias e concepções. Agradeço ao princípio universal feminino, magnético, planetário, ao mundo da natureza e das coisas físicas. Agradeço ao princípio universal dinâmico, união ortogonal dos princípios elétrico e magnético, representado na materialização das coisas vivas e animadas, do homem e de suas criações, da tecnologia.

Agradeço aos inexplicáveis princípios cósmicos e universais que agem no entorno de nós, que alguns chamam de Deus.

Agradeço às pessoas com quem tive a oportunidade de aprender eletrônica, aos técnicos e engenheiros Marcos Graebin, Heine Kurt Graebin, Iriceu Gherlach, Wilnei Menegotto, Cianus Colossi, Rafael Haag, Alberto Barchert, André Vanazi, José Peixoto. Aos colegas da RBS TV, da TVE-RS, do Grupo Petrelli, da EBC, da Anatel, do MINICOM..

Agradeço as ajudas com o simulador recebidas do colega Eng. Emanuel Zucarini, as dicas quanto às medidas recebidas do Prof. Flávio Ferreira Lima, as tantas horas de estudo em grupo, desvendando os mistérios matemáticos da disciplina de Processos Estocásticos, propiciada pelos colegas Ricardo Cerque, Samir e Jairo Cuora.

Agradeço aos meus familiares, que toleraram meu mau humor. Agradeço à Gaia e ao Osiris pela companhia ao longo das tantas madrugadas de estudos.

Agradeço ao amigo de longa data, Jornalista José Roberto Garcez, e a Vânia Barbosa, pelo incentivo

Agradeço ao amigo mais recente, mas que mais contribuiu para a elaboração deste trabalho, o PhD Marco Antônio Brasil Terada, meu orientador, que com paciência permitiu-me vencer os pesados desafios acadêmicos, potencializados pelos anos de afastamento dos bancos escolares.

RESUMO

A migração do sistema de televisão analógico terrestre no Brasil tem como base o sistema japonês ISDB, versão terrestre, acrescido de modificações brasileiras como a adoção do padrão de compressão MPEG-4 (H.264). Este trabalho mostra como a Empresa Brasil de Comunicação (EBC) fez sua migração para o sistema digital. Descrevemos o sistema de transmissores, que tem como peça central o combinador de seis transmissores de alta potência em uma única antena. Simulações computacionais são feitas para determinar os níveis de sinal, e medidas são feitas para verificar a eficiência de cobertura do sistema. Um trabalho adicional é apresentado, comparando os resultados práticos da transmissão digital em VHF com os resultados obtidos em UHF.

PALAVRAS CHAVE: Telecomunicações, Radiodifusão, História da Radiodifusão, Landell de Moura, Televisão Digital, ISDB-T, Transmissores, Antena, Modelo de Propagação

ABSTRACT

The migration from the analogue terrestrial television system in Brazil has the ISDB Japanese system, terrestrial version, as a basis, with Brazilian modifications such as the adoption of the compression pattern MPEG-4 (H.264) added to it. This work shows how the EBC made its migration to the digital system. We describe the transmitter system, which has the six high power transmitters combiner, in a single antenna, as its centerpiece. Computer simulations are made to determine the signal strength, and, measurements are taken with the purpose of verifying the system's coverage efficiency. Also, there is an additional work which compares the practical results obtained by the VHF digital transmission with the ones obtained by UHF.

KEYWORDS: Telecommunications, Broadcast, Landell de Moura, Digital TV, ISDB-T, Transmitters, Antenna, Propagation model.

SUMÁRIO

1- INTRODUÇÃO.....	25
1.1-OBJETIVOS.....	25
1.2-DESCRIÇÃO DA ESTRUTURA DESSE TRABALHO.....	26
2- HISTORIA DA RADIODIFUSÃO.....	29
2.1-A INVENÇÃO DO RÁDIO.....	31
2.1.1-James Clerck Maxwell.....	31
2.1.2-Heinrich Rudolf Hertz.....	34
2.1.3-Guglielmo Marconi.....	35
2.1.4-Lee de Forest.....	37
2.1.5-Outros Inventores.....	39
2.1.6-Jagadish Bose.....	39
2.1.7-John Fleming.....	39
2.1.8-Adolf Slaby.....	39
2.1.9-Waldemar Poulsen.....	40
2.1.10-Reginald Fessender.....	40
2.1.11-Henri Poincaré.....	41
2.1.12-Os novos mercados e as disputas de patentes.....	42
2.1.13-Landell de Moura.....	46
2.2-AS PRIMEIRAS EMISSORAS DE RÁDIO DO BRASIL.....	57
2.3-A INVENÇÃO DA TELEVISÃO.....	60
2.4-A TELEVISÃO NO BRASIL.....	61
2.5-A CRIAÇÃO DA TV EM ALTA DEFINIÇÃO E TV DIGITAL PELO MUNDO.....	66
2.6-A DECISÃO PELO PADRÃO DE TV DIGITAL NO BRASIL.....	67
3- OS MECANISMOS LEGAIS DE RADIODOFUSÃO ANALÓGICA E SUA ADAPTAÇÃO AO PADRÃO DIGITAL.....	71
3.1-O PROCESSO DE LICENCIAMENTO DE UMA ESTAÇÃO DE TV DIGITAL	71
3.1.1-Os órgãos fiscalizadores.....	71
3.1.2-Os conceitos de Geradora e retransmissora.....	72
3.1.3-Classificação das estações quanto a sua potência de transmissão.....	73
3.1.4-Proteção contra interferências entre canais.....	74

3.1.5-Contorno protegido.....	75
3.1.6-Proteção contra interferência causada por estações distantes.....	75
3.1.7-Proteção contra interferência causada por estações locais.....	76
3.1.8-A gestão do espectro e o PBRTV.....	76
3.1.9-Os conceitos de “cabeça de rede”, “afiliada” e a TV aberta via satélite.....	80
3.1.10-O transporte de sinais de vídeo entre emissoras e retransmissoras.....	81
3.1.11-O estudo do CPqD e Anatel para a inclusão de novos canais digitais.....	81
3.2-A COBERTURA DE UMA EMISSORA DE TV.....	82
3.2.1-Condições de recepção padrão segundo a norma 386 da Anatel.....	83
3.2.2-Recepção com antena externa.....	83
3.2.3-Recepção com antena interna.....	84
3.2.4-Condição de recepção encontrada em instalações típicas brasileiras.....	85
3.2.5-Condições ideais de recepção recomendadas pela ITU RRC-06.....	86
3.3-PROCESSO DE MEDIDAS.....	88
4- DESCRIÇÃO TÉCNICA DO SISTEMA TRANSMISSOR DE TV EM ISDB-TB.....	90
4.1-TRANSMISSORES ANALÓGICOS TÍPICOS.....	91
4.2-DESCRIÇÃO TÉCNICA DOS TRANSMISSORES DIGITAIS ISDB-TB.....	97
4.2.1-Codificação de fonte.....	97
4.2.2-Codificação de canal e modulação.....	99
4.2.2.1-Multiplex e Remux.....	100
4.2.2.2-Distribuição dos TSPs de transmissão às camadas hierárquicas de modulação... ..	102
4.2.2.3-Segmentação do espectro do canal e Modulação Hierárquica por camadas.....	102
4.2.2.4-Dispersão de Energia.....	104
4.2.2.5-Ajuste de atraso de bits entre camadas.....	104
4.2.2.6- Código Convolutacional.....	104
4.2.2.7-Sistema multiportadoras OFDM.....	106
4.2.2.8-Distância entre portadoras (modo 1, 2 e 3).....	108
4.2.2.9-Mapeamento de bit antes da modulação.....	109
4.2.2.10-Modulação QPSK.....	109
4.2.2.11- Modulação DQPSK.....	110
4.2.2.12- Modulação 16-QAM.....	111
4.2.2.13-Modulação 64-QAM.....	112
4.2.2.14-Comparação entre modulações.....	113

4.2.2.15-Entrelaçamento no tempo.....	113
4.2.2.16-Entrelaçamento na frequência.....	114
4.2.2.17-Modulação I/Q e suavização de bit.....	115
4.2.2.18-Esquema de modulação das portadoras de controle.....	116
4.2.2.19-Intervalo de guarda.....	117
4.3-FATOR DE PICO DE POTÊNCIA EM UM TRANSMISSOR ISDB-TB.....	122
4.3.1-Probabilidade de ocorrência de pico.....	124
4.3.2-Valores práticos para o fator de pico de um transmissor.....	126
4.4-PRODUTOS DE INTERMODULAÇÃO E O FILTRO DE CANAL.....	129
4.5-MEDIDAS DE ERRO, MER, BER E C/N.....	135
4.6-ACESSÓRIOS DE UMA ESTAÇÃO TRANSMISSORA DE TV.....	136
4.6.1-Sistema de fornecimento de energia.....	136
4.6.2-Sistema de proteção contra descargas atmosféricas.....	136
4.6.3-Sistema de refrigeração.....	137
4.6.4-Cabos e conexões de RF.....	138
4.6.5-Wattímetro.....	139
4.6.6-Relé coaxial e chave comutadora tipo patch.....	139
4.6.7-Monitores de modulação.....	140
4.6.8-Divisores de potência.....	142
4.6.9-Sistema irradiante.....	144
5- O SISTEMA TRANSMISSOR DE TV DIGITAL DA EMPRESA BRASIL DE	
COMUNICAÇÃO NO DISTRITO FEDERAL.....	145
5.1-O SISTEMA DE TRANSMISSÃO ANALÓGICA DA EBC NO PLANO PILOTO	
DE BRASÍLIA – DF.....	145
5.1.1-O primeiro sistema analógico do Canal 2 instalado no Plano Piloto-DF.....	148
5.1.2-O sistema analógico atual no Plano Piloto-DF.....	148
5.2-O SISTEMA DIGITAL PROVISÓRIO NA TORRE TV DO PLANO PILOTO.	154
5.2.1-O transmissor principal do sistema digital provisório.....	154
5.2.2-Transmissor reserva do sistema digital provisório.....	156
5.2.3-O sistema irradiante reserva na torre do plano piloto.....	157
5.2.4-O sistema irradiante principal na torre do plano piloto.....	157
5.2.5-Situação Final dos transmissores após a transferência para o colorado.....	158
5.3-SISTEMA DIGITAL COMBINADO DA TORRE DE TV DO COLORADO.....	158

5.3.1-Descrição das estruturas físicas das instalações.....	160
5.3.1.1-O sistema irradiante de banda larga.....	162
5.3.1.2-A antena painel de dipolos.....	164
5.3.1.3- O sistema irradiante omnidirecional.....	167
5.3.1.4-A operação de içamento das antenas.....	174
5.3.2-O combinador de RF de alta potência.....	177
5.3.2.1-O filtro corta-banda ou <i>notch</i>	178
5.3.2.2-O filtro de banda passante.....	178
5.3.2.3-O acoplador híbrido de 3dB.....	182
5.3.2.4-Combinador tipo <i>Starpoint</i>	183
5.3.2.5-Combinador rejeita-faixa com acoplador híbrido.....	184
5.3.2.6-Combinador de banda-passante com acoplador híbrido.....	186
5.3.3-O combinador da torre de TV digital.....	187
5.3.3.1-A montagem e aferição dos combinadores principal e reserva da Torre de TV Digital de Brasília.....	190
5.3.3.2-A aferição do sistema irradiante e do combinador.....	194
5.3.4-Isolação entre antenas em instalações discretas:.....	199
5.3.5-Conclusões sobre o desempenho do combinador.....	199
5.4-A ESTAÇÃO RETRANSMISSORA DO GAMA-DF.....	200
5.5-TIPOS DE POLARIZAÇÃO EMPREGADOS EM TV DIGITAL.....	202
5.6-CUSTOS E IMPLICAÇÕES DA TRANSIÇÃO PARA O SISTEMA DIGITAL.....	202
6- MODELOS DE PROPAGAÇÃO.....	206
6.1-MODELOS DE PROPAGAÇÃO PARA RADIODIFUSÃO.....	206
6.1.1-O modelo de propagação no espaço livre.....	208
6.1.2-O Modelo terra-plana.....	211
6.1.3-O modelo terra plana e as alturas de transmissão e recepção.....	212
6.1.4-Modelo de Egli.....	215
6.1.5-Modelo Okumura-Hata.....	216
6.1.6-O Modelo COST 231 de Hata.....	217
6.2-O MODELO ITU-R 1546.....	218
6.2.1-Aplicações do modelo ITU-R 1546.P.....	219
6.2.2-Empregando o modelo ITU-R 1546.....	220
6.2.3-Correção de potência.....	222

6.2.4-Índice de refração da atmosfera.....	223
6.2.5-Altura efetiva da antena transmissora.....	224
6.2.6-Manuseando as cartas do modelo ITU-R P1546.....	226
6.2.7-Correção da altura de recepção.....	228
6.2.8-Correção para obstáculos abruptos.....	229
6.2.9-Correções para tipo de edificação urbana pelo modelo Hata.....	231
7- MEDIDAS DE CAMPO E ANÁLISE DE DESEMPENHO.....	236
7.1-MEDIDAS DE CAMPO E ANÁLISE DE DESEMPENHO DO CANAL 15D DO COLORADO-DF.....	237
7.1.1-A ferramenta de predição de cobertura.....	237
7.1.2-A escolha dos pontos de medidas.....	239
7.1.3-Instrumentos utilizados.....	241
7.1.4-Medidas no Plano Piloto.....	242
7.1.5-Medidas na Ceilândia.....	244
7.1.6-Medidas em Sobradinho e Planaltina.....	246
7.1.7-Medidas no Lago Sul, Jardim Botânico e São Sebastião.....	247
7.2-SIMULADOR DE SOMBREAMENTO.....	248
7.3-ANÁLISE DOS RESULTADOS E CONCLUSÕES SOBRE A COBERTURA DO CANAL 15D.....	251
7.4-MEDIDAS DE CAMPO E ANÁLISE DA COBERTURA DO CANAL 13 DIGITAL DO GAMA-DF.....	253
7.4.1-Estações Transmissoras.....	254
7.4.2-Estações receptoras ou de medidas.....	256
7.4.3-Contorno Protegido do Canal 13 D no Gama-DF.....	260
7.4.4-A Escolha dos pontos de medidas e os resultados obtidos.....	260
7.4.5-Medidas de aferição de instrumentos.....	265
7.5-ANÁLISE DOS RESULTADOS E COMPARAÇÃO ENTRE O CANAL 13D E O CANAL 20D NO GAMA-DF.....	266
7.6-CONCLUSÕES SOBRE A COMPARAÇÃO ENTRE ISDB-TB EM VHF VERSUS UHF.....	267
8- CONCLUSÕES GERAIS E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS.....	268
8.1-CONCLUSÕES GERAIS.....	268

8.2-CONCLUSÃO FINAL.....	270
8.3-ESTUDOS FUTUROS.....	271
9- REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	273

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Transmissor de AM a válvula [67].....	56
Figura 2.2: Receptor regenerativo à válvula [67].....	56
Figura 2.3: Cartão QSL confirmando a recepção da “Hora do Brasil” via ondas curtas, 9501 kHz , em 1937.....	59
Figura 3.1 Antenas de recepção em região de periferia do Gama-DF.....	85
Figura 3.2: Antena de recepção típica brasileira. $G=8\text{dBd}$, $H_{rx} = 4\text{m}$ (aprox).....	85
Figura 4.1: Sinal de vídeo composto na entrada de um transmissor analógico.....	91
Figura 4.2: Portadora modulada em AM pelo sinal de vídeo composto (invertido).....	91
Figura 4.3: Diagrama em blocos de um transmissor analógico com modulador por absorção em alto nível.....	93
Figura 4.4: Diagrama em blocos de transmissor analógico modulado em FI (baixo nível), com amplificadores em classe A.....	94
Figura 4.5: Diagrama em blocos de transmissor digital ISDB-TB modulado em FI.....	96
Figura 4.6: Diagrama em blocos do sistema ISDB-TB.....	99
Figura 4.7: Divisão do canal de 6MHz em 13 segmentos úteis.....	103
Figura 4.8: Máquinas de estado do codificador convolucional.....	105
Figura 4.9: Tabela comparativa de eficiência de fatores de correção de FEC.....	106
Figura 4.10: Comparação entre portadoras discretas FDM e portadoras OFDM.....	107
Figura 4.11: Canal com desvanecimento em frequência causado por multipercurso.....	108
Figura 4.12: Mapeamento I/Q para modulação QPSK.....	110
Figura 4.13: Mapeamento I/Q para modulação DQPSK.....	110
Figura 4.14: Constelação DQPSK.....	110
Figura 4.15: Constelação 16-QAM.....	111
Figura 4.16: Mapeamento I/Q para 16 QAM.....	111
Figura 4.17: Constelação 64 QAM.....	112
Figura 4.18: Mapeamento I/Q para 64 QAM.....	112
Figura 4.19: Gráfico comparativo de eficiência de esquemas de modulação.....	113
Figura 4.20: Embaralhamento na Frequência.....	114
Figura 4.21: Transmissor hipotético com osciladores discretos.....	115

Figura 4.22: Posição das portadoras no leque OFDM em função do tempo.....	117
Figura 4.23: Multipercurso.....	118
Figura 4.24: Transição entre símbolos preenchida pelo complemento cíclico.....	119
Figura 4.25: Taxa de throughput em função do intervalo de guarda.....	120
Figura 4.26: Probabilidade de ocorrência de pico versus fator de pico em dB.....	125
Figura 4.27: Ponto de compressão de 1dB.....	127
Figura 4.28: Clipagem de picos e distorção na constelação.....	128
Figura 4.29: Produto de intermodulação entre duas portadoras.....	130
Figura 4.30: produtos de intermodulação através de um amplificador não-linear [42].....	132
Figura 4.31: Portadoras e produtos de intermodulação de n-ésima ordem [44].....	133
Figura 4.32: Curvas de atenuação de filtro máscara [24].....	133
Figura 4.33: Relé coaxial (esquerda), chave patch (centro) carga fantasma (direita) e linhas de transmissão coaxiais de 1 e 5/8”.....	140
Figura 4.34: Equipamentos de monitoração de áudio, vídeo e informação digital dos transmissores de TV Digital da EBC.....	141
Figura 4.35: Vista interna de cabo ou linha coaxial.....	142
Figura 4.36: Vista interna de um divisor de potência.....	143
Figura 4.37: Sistemas irradiantes omnidirecionais (superturnstile à esquerda, slot à direita).	144
Figura 5.1: Disposição das várias antenas na torre do sistema analógico do Plano Piloto-DF.	147
Figura 5.2: Antena Duplo Delta.....	149
Figura 5.3: Transmissor Harris no canal 2 de 20 kW analógico instalado no box da torre do Plano Piloto – DF.....	149
Figura 5.4: Vista lateral da carga fantasma, relé coaxial (na parede) e vista lateral dos filtros e do combinador (ao fundo).....	150
Figura 5.5: Wattímetros (frente) e acopladores ou sondas (ao fundo).....	151
Figura 5.6: Linhas rígidas coaxiais de 3 e 1/8", relé coaxial do canal 2 e sondas de RF de -30dB.....	151
Figura 5.7: Rack com links, equipamentos de processamento de áudio e monitoração do canal 2 analógico.....	152
Figura 5.8: Grupo Gerador de 450 kVA.....	152
Figura 5.9: No Break 400 kVA.....	153

Figura 5.10: Disjuntores de Bypass.....	153
Figura 5.11: Vista frontal do transmissor marca Screen-Service do canal 15 Digital, de 6 kW (principal).....	154
Figura 5.12: Vista traseira do transmissor marca Screen-Service. , ao centro switchless combiner (3+3 kW).....	155
Figura 5.13: Diagrama em blocos do transmissor com duplo excitador (hot Standby) de 3 + 3kW e switchless combiner.....	156
Figura 5.14: Transmissor reserva marca Linear Hitachi do canal 15 Digital de 2,5kW.....	157
Figura 5.15: Traços arquitetônicos da torre de TV do Plano Piloto (1960) e da torre de TV Digital do Colorado (2008) – DF.....	160
Figura 5.16: Croquis da estação de TV digital do Colorado – DF.....	161
Figura 5.17: Diagrama em blocos do sistema de transmissores, combinadores e antenas da estação de TV Digital do Colorado–DF.....	162
Figura 5.18: Comparação entre antena única e múltiplas antenas, para transmissores de 10 kW	163
Figura 5.19: Comparação entre antena única e múltiplas antenas para potência final ERP de 560 kW.....	163
Figura 5.20: Vista interna de painel banda larga com dipolos fabricado pela Kathrein.....	165
Figura 5.21: Esboço de painel com dipolos borboleta para banda larga.....	165
Figura 5.22: Diagrama de radiação vertical e horizontal do painel de 4 dipolos da kathrein.....	167
Figura 5.23: Conjunto omnidirecional de painéis em quatro faces.....	168
Figura 5.24: Conjunto omnidirecional de painéis em cinco faces.....	168
Figura 5.25: Diagrama de alimentação do conjunto omnidirecional de painéis da estação do Colorado–DF.....	170
Figura 5.26: Diagrama de radiação vertical para conjunto de 4 bays com preenchimento de nulo.....	171
Figura 5.27: Divisor de potência secundário de 5:1 para um bay.....	172
Figura 5.28: Entrada do divisor principal.....	172
Figura 5.29: Vista interna do corpo da antena (em pentágono) e escada de acesso ao topo.....	173
Figura 5.30: Vista da antena “A” desmontada, na horizontal, aguardando o içamento.....	174
Figura 5.31: Esquema de içamento empregando montante (seção auxiliar), catracas, cabos e roldana.....	175
Figura 5.32: Antenas com montante.....	176

Figura 5.33: Antenas na situação final.....	176
Figura 5.34: Içamento com helicóptero em Lopik, Alemanha.....	176
Figura 5.35: Filtro notch com acoplador indutivo.....	178
Figura 5.36: Filtro banda-passante com acoplamento capacitivo.....	179
Figura 5.37: Filtro banda passante de quatro cavidades com acoplamento de entrada indutivo e acoplamento entre cavidades por janela capacitiva ajustável.....	180
Figura 5.38: Sobreposição das curvas de resposta (log-normal) dos quatro filtros para obtenção de curva de resposta geral plana.....	180
Figura 5.39: Filtro de quatro polos para 10 kW, entrada EIA 1 e 5/8".....	181
Figura 5.40: Filtros seis polos de 1 kW e de 30 kW.....	181
Figura 5.41: Aplicações típicas do acoplador híbrido de 3dB.....	182
Figura 5.42: Combinador de dois transmissores tipo Starpoint.....	184
Figura 5.43: Combinador típico de portadora de vídeo e portadora de áudio para transmissor analógico (Diplexer).....	185
Figura 5.44: Combinador de dois canais de 6MHz para TV Digital.....	186
Figura 5.45: Vista em perspectiva de unidade básica de combinador marca Spinner, potência de 3 kW.....	187
Figura 5.46: istas e dimensões de unidade básica de combinador da Spinner para 3 kW.....	188
Figura 5.47: Diagrama do combinador de 6+1 canais da estação do Colorado – DF.....	189
Figura 5.48: ista em perspectiva do combinador de seis canais da estação de TV Digital do Colorado – DF.....	190
Figura 5.49: Combinador sem as tampas com vista para os filtros.....	191
Figura 5.50: Combinador A (frente) e combinador B (fundos).....	191
Figura 5.51: Secção true-line e sondas para wattímetro na saída principal do combinador A.	192
Figura 5.52: Painel de wattímetros com as medidas de cade entrada e da saída geral dos combinadores A e B.....	192
Figura 5.53: Sonda de potência direta e refletida em cada uma das seis entradas de cada combinador.....	193
Figura 5.54: Carga não irradiante de 20 kW (esq) e patch-pannel de saída.....	194
Figura 5.55: Curva de resposta do canal 15 inserido no combinador A.....	196
Figura 5.56: Preparando o VNA para traçar a curva de impedância (gráfico de Smith).....	196

Figura 5.57: Ajuste fino para compensar descontinuidade de impedância acrescida pelo joelho coaxial.....	197
Figura 5.58: Gráfico de Smith expandido, plotando as descontinuidades de impedância ao longo da faixa de frequência.....	197
Figura 5.59: Transmissores do canal 13 Digital, 100 watts, da retransmissora do Gama-DF 200	
Figura 5.60: Antena log-periódica (acima) de transmissão do canal 13D no Gama –DF.....	201
Figura 5.61: Diagrama em blocos da retransmissora do canal 13 no Gama – DF.....	201
Figura 6.1 Caminho de propagação direto e refletido no solo.....	212
Figura 6.2: Multipercurso com dois sinais (direto + refletido).....	214
Figura 6.3: Geometria para o cálculo de perfil de terreno pelo modelo ITU-R 1546.P.....	225
Figura 6.4: Exemplo de tábua de atenuações do modelo ITU-R P.1546.....	227
Figura 6.5: Correção para obstáculos abruptos e curvatura da terra.....	230
Figura 6.6: Curva de atenuação em função da distância.....	233
Figura 6.7: Atenuação extra para regiões metropolitanas preenchidas por edifícios com $h > 10m$	234
Figura 7.1: Contorno de serviço do canal 15 D do Colorado –DF.....	238
Figura 7.2: Curvas com níveis de sinal previstos pelo modelo ITU-R P.1546 para o Canal 15 D transmitido desde a estação do Colorado – DF.....	240
Figura 7.3: Medidor de intensidade de campo e sinais marca DIGIAIR PRO.....	242
Figura 7.4: Pontos de medidas no Plano Piloto do DF.....	243
Figura 7.5: Pontos de medidas na região de samambaia e Ceilândia – DF.....	244
Figura 7.6: Pontos complementares na região de Ceilândia.....	245
Figura 7.7: Pontos de medidas na região de Sobradinho e Planaltina–DF.....	246
Figura 7.8: Pontos de medidas na região do Lago Sul, Jardim Botânico e São Sebastião.....	247
Figura 7.9: Áreas de sombra na Asa Sul do Plano Piloto – DF.....	248
Figura 7.10: Áreas de sombra na região de Samambaia, Ceilândia e Via Estrutural.....	249
Figura 7.11: Perfil entre TX e ponto M 32, com obstrução causada pelo terreno.....	250
Figura 7.12: Áreas de sombra em Planaltina – DF.....	250
Figura 7.13: Áreas de sombra em São Sebastião – DF.....	251
Figura 7.14: Antena Recomendada para recepção do Canal 15D.....	252
Figura 7.15: Torre de transmissão do canal 13 Digital do GAMA - DF.....	255
Figura 7.16: Torre e antenas do canal 20 Digital no Gama.....	255

Figura 7.17: Detalhe das antenas - principal e reserva - do canal 20 digital (lado) e do canal 25 analógico no Gama-DF.....	256
Figura 7.18: Laboratório de medidas do INMETRO no ponto P0 (M0), local de aferição dos instrumentos.....	257
Figura 7.19: Equipamentos de medida do laboratório móvel do INMETRO.....	258
Figura 7.20: Antena Log-periódica marca Rhode-Schwartz utilizada pelo INMETRO.....	258
Figura 7.21: Dipolos de VHF (esq) e UHF (dir).....	259
Figura 7.22: Contorno de serviço (43dBmV/m) do canal 13 Digital do Gama-DF.....	260
Figura 7.23: Pontos de medidas escolhidos para o Gama-DF.....	261
Figura 7.24: Curvas de intensidade de campo e pontos de medidas do canal 13 do Gama-DF.	262
Figura 7.25: Aferição dos instrumento no contorno protegido do Canal 13 em Luziânia-GO	265
Figura 7.26: Desempenho geral das medidas em relação ao corretor de erro.....	266
Figura 7.27: Média geral da relação sinal ruído do canal 13D e canal 20D.....	266
Figura 7.28: Tipos de antena recomendados para recepção nos pontos amostrados.....	267

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 3.1: Classificação das estações de VHF de acordo com sua potência relativa máxima	73
Tabela 3.2: Classificação das estações de UHF de acordo com sua potência relativa máxima	74
Tabela 3.3: Valores de campo elétrico para o contorno protegido.....	75
Tabela 3.4: Canais e frequências para transmissão de TV Digital VHF/UHF.....	79
Tabela 3.5: Recepção com antena externa padrão, $G=1\text{odBd}$, $H_{rx}=10\text{m}$	84
Tabela 3.6: Recepção com antena externa típica em condições brasileiras, $G=8\text{dBd}$, $h=4$ metros.....	86
Tabela 3.7: Recepção indoor recomendada pela ITU RRC-06. $G=0\text{dBd}$, $H_{rx}=1,5\text{m}$	87
Tabela 4.1: Potência de transmissão, refrigeração e consumo de energia de transmissores digitais típicos.....	96
Tabela 4.2: Relação entre duração do símbolo e distância (em frequência) entre portadoras para os três modos de segmentação.....	109
Tabela 4.3 Taxa de bits em função da modulação, FEC e intervalo de guarda (um segmento)	121
Tabela 4.4: Taxa de bits em função da modulação, FEC e intervalo de guarda (treze segmentos).....	121
Tabela 4.5: Fator de pico e tempo médio entre dois erros.....	125
Tabela 4.6 Critérios para aplicação de máscara crítica :.....	134
Tabela 5.1: Medidas de perda de retorno do combinador A.....	198
Tabela 5.2: Perda por inserção do combinador e conexões.....	198
Tabela 5.3: Isolação entre entradas ou isolamento entre transmissores.....	199
Tabela 5.4: Custo de transmissores Analógicos e acessórios.....	204
Tabela 5.5: Custo de transmissores Digitais e Acessórios.....	204
Tabela 6.1: Grandezas usadas em telecomunicações versus grandezas usadas em radiodifusão.	208
Tabela 7.1: Níveis de sinal necessários às várias condições de recepção.....	239
Tabela 7.2: Medidas do canal 15D no Plano Piloto – DF.....	243
Tabela 7.3: Medidas do canal 15D na região de Samambaia e Ceilândia - DF.....	244
Tabela 7.4: Medidas complementares na região da Ceilândia.....	245

Tabela 7.5: Medidas do Canal 15D em Sobradinho e Planaltina–DF.....	246
Tabela 7.6: Medidas do Canal 15D no Lago Sul, Jardim Botânico e São Sebastião.....	247
Tabela 7.7: Medidas comparativas entre canal 13D e canal 20D no Gama – DF.....	263
Tabela 7.8: Níveis de sinal corrigidos para o canal 13 e canal 20.....	264

ACRÔNIMOS.

ABERT – Associação Brasileira de Empresas de Rádio e Televisão.

AFC- Automatic Frequency Control.

AM-VSB -Amplitude Modulation with Vestigial.

Anatel – Agência Nacional de Telecomunicações

ATSC – Advanced Terrestrial Television System Committee (padrão americano de TV digital).

BER- Bit Error Rate (taxa de erro de bit).

BNDS – Banco Nacional de Desenvolvimento.

Brasilsat – Satélite Geostacionário Brasileiro.

Broadcast – Radiodifusão comercial.

BTS – Broadcast Transport Stream.(TS acrescido das informações necessárias à transmissão aberta)

Codec- Codificador de fonte.

COFDM – Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

CPqD – Centro de Pesquisa e Desenvolvimento.

DDD – Discagem Direta à Distância.

DENTEL – Departamento Nacional de Telecomunicações.

Digicifer – Padrão de codificação de vídeo analógico por embaralhamento digital.

DVB – Digital Video Broadcast (padrão europeu de transmissão de TV digital).

DVB-C - Digital Video Broadcasting for Cable.(Padrão de TV Digital europeu no cabo)

DVB-S - Digital Video Broadcasting for Satellite. (Padrão de TV Digital via satélite).

DVB-T - Digital Video Broadcasting Terrestrial.(Padrão de TV Digital europeu terrestre)

EBC – Empresa Brasil de Comunicação

Embratel – Empresa Brasileira de Telecomunicações.

ERP – Efectively Radiated Power. (Potência Efectivamente Radiada por um dipolo.)

Fading- Fadiga ou diminuição temporária do sinal de recepção

FCC – Federal Communications Committee (Órgão regulador das telecomunicações nos EUA)

FEC – Forward Error Rate. (pré-corretor de erros)

FI – Frquência intermediária.

Field Test- teste de campo e em movimento com aquisição de medidas automatizadas.

Full-seg – (Segmento completo ou todos os 12 segmentos do canal).

HD – High Definition

HD-MAC – High Definition Multiplexed Access Codification.

HD-SDI – High Definition Serial Digital Interface (vídeo serial digital de alta definição 1,5Gb/s)

HDTV – high Definition Television.

ICI – Inter Carrier Interference (Interferência entre portadoras de RF).

IEEE – Instituto de Engenharia Eletrica e Eletrônica.

IFFT – Inverse Fast Fourier Transformation (Transformada inversa de Fourier de forma rápida)

ISDB-TB – International System of Digital Broadcast, Terrestrial and Brazilian.

ISI – Inter Symbolic Interference.(Interferência intersimbólica ou entre símbolos de modulação)

ISO/IEC – International Standarization Organisation / International Eletronics Comission.

ITU – International Telecom Union – União internacional de Telecomunicações.

ITU-R P.1546 – Modelo de propagação definido pela ITU.

LTE – Long Term Evolution (telefonia de 4ª geração ou 4G)

MER – Modulation Error Rate.

MFN – Multiple Frequency Network (rede de retransmissão de TV empregando vários canais).

Middleware GINGA – Plataforma operacional de interatividade GINGA.

MINICOM – ministério das Comunicações.

MMDS – Multipoin Microwawe Distribution System

MPEG-2 - Motion Picture Expert Group, fase 2 (plataforma de compressão e tráfego de vídeo).

MPEG-4 – Motion Picture Expert Group, fase 4 (plataforma de compressão de vídeo).

MUSE - Multiple Sub-Nyquist Encoding. (padrão de TV de alta definição analógica)

Mux – Multiplexador.

NTSC – national Television Service Comitee (Padrão de TV a cores).

OFDM - Ortogonal Frequency Division Multiplexing.

One-seg – (segmento central do canal utilizado para transmissão aos dispositivos móveis).

PAL-M – Phase Alternated Line (padrão de TV a cores).

PAPR – Peak Average Power Ratio (Relação entre potência de pico versus potência média).

PBRTV – Plano Básico de canais de Rádio e Televisão.

PBRTV – Plano Básico de canais de Rádio e TV (lista de canais da Anatel)

PES – Packetized Elementary Stream. (Elementos de áudio e vídeo de um programa ou canal)

PLL – Phase Locked Loop.

QoE – Quality of experience.

QoS – Quality of Service.

Remux – Remultiplexador e multiplexador de canal.

RF – Radio Frequência.

SBTVD – Sistema Brasileiro de Televisão Digital.

SD – Standard definition.

SDI – Serial Digital Interface (vídeo serial digital de definição standard 270Mb/s).

SET – Sociedade de Engenharia de Televisão.

SFN – Single Frequency Network (rede de retransmissão de Tv em frequência única).

Simulcast – Simultaneous Broadcast (Transmissão de radiodifusão simultânea analógica e digital).

SINTEL – RJ – Sindicato dos Trabalhadores em Telecomunicações do Rio de Janeiro.

Switchless Combiner - Combinador de dois transmissores sem chaves.

Time Stamps – Marcas de tempo (informação de código de tempo sobre o PES para sincronização)

Troughput – Taxa de envio ou transmissão de dados.

TS – MPEG Transport Stream. (Padrão de transmissão de áudio, vídeo e informações técnicas)

TVAs – Televisão por Assinatura via UHF.

UHF – Ultra High Frequency

VHF – Very High Frequency

Wireless telephon – Telefonia sem fio (Rádio).

1 INTRODUÇÃO

A televisão digital trouxe um novo leque de desafios para os profissionais de engenharia. Das tantas quebras de paradigmas, uma que intriga bastante os engenheiros é quanto à consolidação da eficiência de cobertura propiciada pelos sistemas de transmissão em relação a uma determinada área geográfica de serviço.

O modelo de negócios, de onde vem o sustento econômico da televisão, é uma herança do rádio consolidada há quase cem anos, com isso, a TV digital não é um produto novo, não pode especular, tem a obrigação de acertar em cheio a migração tecnológica, sem prejuízos. Deficiências de sinal toleradas antigamente pelo sistema analógico, não viabilizam a operação estável dos sistemas digitais, além disso, o telespectador não aceita mais serviço de televisão de pouca confiabilidade.

A motivação para este trabalho está em analisar a implantação do peculiar sistema de transmissão combinado, instalado em Brasília, verificar sua eficiência e apontar soluções às lacunas de cobertura de sinal.

Dessa forma, a televisão digital, que veio para resolver os problemas de transporte de sinal da emissora ao telespectador (fantasmas, chuviscos, *fadings*) e para melhorar a qualidade da experiência de assistir televisão (alta definição, interatividade), fez com que os engenheiros corresse ao encontro dos colegas da academia, das empresas de telecomunicações e do mundo da informática.

1.1 OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo explicar como foi feita a transição do sistema de transmissão de TV analógica para o sistema digital ISDB-TB, na TV Brasil, emissora da Empresa Brasil de Comunicação em Brasília-DF.

No núcleo desta dissertação abordamos o funcionamento e analisamos o desempenho do sistema de transmissão de TV Digital, utilizado pela EBC no Distrito Federal. Nossa meta final é verificar se a cobertura obtida, em termos de intensidade de sinal, atende à área geográfica pretendida, propiciando sinal de qualidade ao telespectador.

Preliminarmente é revisada a história da radiodifusão, que desemboca no modelo particular de TV terrestre aberta, popularmente empregado no Brasil.

Em seguida, é explicada a forma com que foram definidos os níveis de intensidade de campo elétrico, necessários à cobertura da área de serviço de uma emissora. No próximo passo, é feita uma análise rápida do funcionamento dos esquemas de codificação, pré-correção e modulação do ISDB-TB, para ter-se uma ideia dos mecanismos de robustez do sinal. O trabalho descreve em sequência o sistema de transmissão de alta potência instalado em Brasília, o qual conta com um combinador de seis transmissores em uma antena única, transmitindo a TV Brasil (EBC) através do canal 15D, e também descreve a retransmissora ISDB-TB VHF canal 13D do Gama-DF, são abordados os modelos básicos de propagação das ondas radielétricas. Depois, são realizadas simulações computacionais a partir do modelo de propagação oficial (ITU-R P.1546), sendo aferidos os níveis de sinal em pontos relevantes para amostragem dentro da área de cobertura da emissora (canal 15D do Colorado-DF. Estudo semelhante é realizado para a retransmissora do Gama-DF (canal 13D), com comparativos de rendimento entre VHF digital versus UHF digital.

Concluídos esses passos, tem-se a análise do funcionamento e a verificação do desempenho do sistema descrito.

1.2 DESCRIÇÃO DA ESTRUTURA DESSE TRABALHO

O capítulo 2 trata da invenção do rádio, analisando os principais cientistas envolvidos nesta tarefa, com um olhar que inclui o trabalho do brasileiro Roberto Landell de Moura. A definição do modelo de negócios, as primeiras emissoras de rádio do Brasil, das quais posteriormente surgem as grandes redes de TV.

Os quase cem anos de história da radiodifusão, abordados no capítulo 2, indicam os motivos que levaram a decidir a forma de migração para digital do serviço de TV, preservando as peculiaridades do mesmo. Abordamos o processo de decisão por um padrão digital que atenda às necessidades particulares do mercado brasileiro. Os trabalhos iniciaram pela formação do grupo de estudos que analisou padrões, discutiu, fez testes comparativos e decidiu pelo padrão ISDB, versão terrestre, dotado de compressão MPEG-4 para alta definição e do *middleware* GINGA para interatividade.

No terceiro capítulo abordamos as normas técnicas de radiodifusão analógica, os mecanismos legais de licenciamento de uma emissora ou retransmissora e a adaptação dessas normas ao novo padrão digital. Enfocamos de forma rápida os mecanismos de predição de área de cobertura sugeridos pelas normas técnicas de TV analógica adaptados à TV digital, os quais se embasam em modelos de propagação previamente conhecidos, discutidos detalhadamente no capítulo seis.

O capítulo 4 descreve as técnicas básicas de transmissão de TV analógica. Em seguida faz a descrição técnica resumida do funcionamento do sistema de transmissão em ISDB-TB, abordando rapidamente a codificação de fonte ou compressão, que emprega o sistema MPEG-4 (H.264) e de forma mais detalhada a codificação de canal, com os principais esquemas de pré-correção e entrelaçamento de dados, a modulação COFDM, a segmentação do canal e a transmissão. Aborda peculiaridades de um sistema de alta potência como os produtos de intermodulação e o fator de pico de potência.

O capítulo 5 apresenta a descrição dos sistemas de transmissão empregados pela Empresa Brasil de Comunicação, para a transição de transmissão analógica para digital. Inicialmente trata da criação da EBC (Empresa Brasil de Comunicação), em seguida descreve o sistema de transmissão analógica no canal 2, na torre de TV antiga, que emprega uma antena por emissora. Na sequência, descreve o sistema de transmissão ISDB-TB na torre de TV digital do Colorado, o qual emprega um sistema combinador de alta potência para conectar seis transmissores de emissoras diferentes em uma única antena no topo da torre. Neste capítulo percebemos as particularidades técnicas dos sistemas de alta potência (dimensões dos dispositivos, alta corrente, alta isolamento de tensão, erros de impedância, custos dos equipamentos).

Ainda no capítulo 5, abordaremos o sistema de retransmissão de TV digital VHF no Gama-DF.

No capítulo 6 são abordados os modelos de propagação básicos, que nos levam a entender o modelo oficial de propagação, utilizado para determinar o alcance de uma emissora, ou seja, o padrão ITU-R P.1546. De posse desses conhecimentos é possível obter através de simulação computacional, gráficos que expressem os níveis de sinal previstos nas várias regiões dentro da área de cobertura da emissora.

No capítulo 7 é realizada avaliação do sistema de transmissão, através da aferição por amostragem dos níveis elétricos de sinal e parâmetros de erro, encontrados nos locais de recepção dentro da região de cobertura da emissora. A análise dessas medidas nos mostra áreas de deficiência e indica ações de mitigação. Das deficiências percebidas, são indicados inclusive os trabalhos futuros, que podem dar continuidade à atual linha de pesquisa.

Ainda no capítulo 7, é aferida e analisada a cobertura do canal 13 VHF transmitido a partir do Gama-DF, momento em que se apontará se há ganho real no emprego da transmissão digital em VHF, comparada à transmissão em UHF.

No capítulo 8 são mostradas as conclusões e sugeridos os estudos futuros.

2 HISTORIA DA RADIODIFUSÃO

Iniciamos este primeiro capítulo abordando os aspectos históricos que marcam a invenção do rádio, posteriormente da televisão, na forma de um texto arranjado ao longo de uma linha cronológica, detendo o olhar em atores de relevante importância para o desenvolvimento da radiodifusão, onde enfocamos a importância técnica e política dos fatos que fizeram com que a humanidade, e destacadamente a sociedade Brasileira, saíssem completo silêncio ao pleno uso popular das ferramentas de radiodifusão.

Preliminar às tentativas práticas de transmissão, como marco zero da história do rádio, figura a obra do escocês James Clerck Maxwell, dedicada ao entendimento das ondas eletromagnéticas. Em seguida, as tentativas de colocar em prática engenhos que pudessem transmitir essas ondas, realizadas por Heinrich Herz, que depositassem sobre essas ondas informações telegráficas, realizadas por Guglielmo Marconi, e finalmente, voz articulada sobre ondas eletromagnéticas. Verificaremos também as contribuições do brasileiro Roberto Landell de Moura, com o objetivo de verificar sua colaboração como inventor do Rádio.

A extensa história da radiodifusão Brasileira, que desemboca na escolha do padrão de TV digital, o modelo de negócio e o uso de tal tecnologia, inicia-se nos anos 20 com as primeiras emissoras de rádio do Rio de Janeiro e São Paulo. Em seguida, o interesse pelo Governo Vargas (1930-1945) pelo rádio e o surgimento dos primeiros grandes conglomerados de mídia.

No mundo, a segunda guerra demanda alto desenvolvimento das radiocomunicações, é neste período que ocorrem as primeiras experiências com TV na Inglaterra e na Alemanha.

O segundo Governo Vargas e o subsequente governo de Juscelino Kubitscheck coincidem com o surgimento da televisão brasileira. O envolvimento de João Goulart e de Leonel Brizola em questões de comunicação e o surgimento da Rede Globo marcam a era que antecede à ditadura.

A década de 60 é marcada pelo tratamento arbitrário do regime autoritário vigente em relação a emissoras que não atendiam a seus interesses. Tecnicamente, as emissoras dispunham de equipamentos valvulados, pesados sistemas de iluminação e sistemas elétricos frágeis, que culminaram com o incêndio de várias emissoras. Dessa forma, a soma dos

fatores, quais sejam, a perseguição política e os sinistros, levam muitas emissoras ao fechamento e a consequente consolidação da Rede Globo.

A década de 70 é marcada pela aplicação comercial do transistor, o surgimento da TV em cores, o vídeo-tape, as rotas de micro-ondas da Embratel, os primeiros usos de satélite para transmissão ao vivo de jogos de futebol dentre outros. No final dessa década há um exponencial crescimento do número de emissoras ligadas principalmente à Rede Globo, que se torna praticamente a monopolizadora da radiodifusão no país. Surge a ideia de se empregar a televisão a cabo como forma de criar novos canais, dentre estes, alguns canais públicos, ideia postulada por Homero Simon e Daniel Hertz. Nos anos 80 ocorre a popularização do rádio FM e o início da operação do satélite Brasilsat.

A década de 90 é marcada pelo surgimento das TVs a cabo, MMDS e TVAs, todas por assinatura, e com isso surgem os primeiros canais públicos legislativos e comunitários em sistema a cabo. Os segmentos progressistas da sociedade pedem por mais espaço e a necessidade de melhor aproveitar o espectro radielétrico para atender todas essas demandas com canais abertos encontra solução no sistema de multiprogramação da TV Digital proposta em 2000 e instalada na primeira década do século XXI.

A decisão pelo padrão pauta-se no fato de que a televisão digital brasileira, quanto às emissoras comerciais, deva dar preferência à alta definição (HD), para valorizar a indústria de novelas. A transmissão terrestre viabiliza o modelo de negócios da venda de anúncios comerciais nas praças locais, exploradas pelas emissoras afiliadas às grandes redes comerciais. No segmento público é permitida a multiprogramação, continuando vetada a exploração comercial do serviço. O sinal deve ser aberto e gratuito ao telespectador final.

2.1 A INVENÇÃO DO RÁDIO

Neste item analisam-se os inventores que colaboraram com a criação do Rádio, base para a TV. Analisando também o contexto histórico, para inserir e situar neste contexto o inventor brasileiro, Padre Roberto Landell de Moura

2.1.1 James Clerck Maxwell

Iniciam-se os apontamentos a cerca da história da Radiodifusão pelo homem que consolidou as leis do eletromagnetismo, as quais explicam a natureza das ondas eletromagnéticas.

Em 1831, em Edimburgo, nasce James Clerck Maxwell, até os 10 anos é educado pelo pai, um aristocrático fazendeiro Escocês. Em 1841, Maxwell ingressa na academia local. Aos 14 anos, bastante interessado por geometria, escreve um pequeno artigo sobre a construção prática de elipses, e aos 16 anos ingressa na Universidade de Edimburgo, onde estuda Matemática e Física até 1850, a partir desta data, vai para Cambridge.

Conclui seu primeiro tratado em 1855, sob o título “Nas Linhas de Força de Faraday”, onde analisa as leis da eletricidade estática de Faraday, revendo os conceitos de linhas de força entre duas cargas eletrizadas. Nessa época existem duas vertentes de expressão de estudos em física, a vertente Europeia (formalista, método de confronto de ideias) e a vertente continental Americana a qual tem por virtude defender o pluralismo de métodos que contempla também as explicações matemáticas dos fenômenos. Maxwell segue a vertente continental Americana.

Nos estudos teóricos, Maxwell emprega as analogias físicas, o método hipotético dedutivo e o método Analítico.

Assim, nesse primeiro trabalho Maxwell dá corpo matemático às leis de Faraday, relacionando física à matemática, sem matematizar prematuramente nem inibir a intuição física dos fenômenos, e também sem ser parcial. Empregando analogias, ele tenta tornar concreto o formalismo matemático, que de outro modo seria muito abstrato:

“...meu objetivo tem sido o de apresentar as ideias matemáticas à mente de uma forma corporificada (embodied) (1), físicas, como sistemas de linhas e superfícies e

não como meros símbolos que nem vinculam as ideias, nem se adaptam prontamente aos fenômenos a serem explicados [1] (Maxwell, 1855, p.187)”

Maxwell aceita duas formas de explicar a mesma teoria, podendo ser uma forma mais próximo do fenômeno físico real e outra mais próximo da teoria magnética, por exemplo. Esse sistema de explicações com dois ou mais métodos ou formas era incompreensível e até supérfluo para seus contemporâneos. Um exemplo disso, que parte de um dos trabalhos de Maxwell e se prolonga até os dias de hoje (2015) é a dupla explicação sobre a natureza da luz, a de que ela pode ser entendida de forma mecânica, comportando-se como partícula, e de forma eletromagnética, comportando-se como onda. O cientista sente dificuldade em legitimar as tentativas de matematizar ideias pouco práticas e testáveis quanto às de Faraday. Assim, Maxwell sente que seu primeiro artigo ainda não encerra o assunto.

Em 1857, ele aceita o desafio e explica a origem dos anéis de saturno, formado por partículas em suspensão.

O segundo trabalho de Maxwell é construído em 1861/62. Sob o título “Nas linhas de força da física”, sendo um trabalho mais sintético. Para ele, ações elétricas (estáticas) e ações magnéticas não se transmitem à distancia. Isso faz Maxwell atribuir condições de condução ao meio que separa dois corpos. Faraday se recusa a empregar a ideia de “éter” como um meio elástico de condução de ondas, a qual (a ideia) é superada para os estudiosos da época, mas Maxwell reintroduz momentaneamente o conceito de éter em seus estudos sobre eletromagnetismo.

Nesse segundo tratado, Maxwell sugere que a condução das ondas seja feita por um meio impregnado de esferas, que giram formando um turbilhonamento quando há o fluxo de carga (corrente) sobre um fio. A explicação é muito mecânica e este segundo tratado também tem imperfeições, portanto, incompleto como explicação para a propagação das ondas.

Em 1864, o cientista apresenta oralmente à Real Sociedade um trabalho contendo uma primeira versão de equações intitulado "Teoria dinâmica dos campos eletromagnéticos".

Outro trabalho instigante foi apresentado à Real Sociedade Britânica, em 1868, sob o título de “Um método para fazer uma comparação direta de forças eletrostáticas com forças eletrodinâmicas, com notas para a teoria eletromagnética da Luz”. Nesse momento o mundo toma conhecimento da descoberta da velocidade da luz, pelas mãos de Maxwell. Desde tenra adolescência, Maxwell se dedica a experimentação com cores, primeiro utilizando piões

pintados com cores, que ao fazer girá-los obtinha pela mistura das cores, outra cor resultante, depois com um aparelho chamado “caixa de cores”, composto por um prisma que decompõe a luz e por janelas móveis que selecionam até três cores a serem misturadas em um anteparo, com isso ele descobre as cores primárias da luz (vermelho, verde e azul) e por pouco não trabalha matematicamente os conceitos de batimentos entre duas frequências para produzir uma terceira e/ou quarta frequência, explicados em 1909 através do teorema de Einstein, Wiener, Kintchine. Num experimento, Maxwell inventa a fotografia colorida, base para a TV em cores e o cinema.

Em 1870 recebe o título de doutor em Cambridge, e apresenta sua “teoria sobre calor”. Essa traz no corpo do texto a descrição da figura literária que mais tarde seria taxada de “Demônio de Maxwell”.

Finalmente em 1874 a universidade de Oxford publica o mais importante trabalho de Maxwell, sob o título de “tratado de eletricidade e magnetismo” ele conclui seu trabalho sobre a análise das leis de Faraday, de Ampère e de Gauss, revisando e retificando todos os conhecimentos sobre eletricidade estática e magnetismo e apresentando suas conclusões sobre o eletromagnetismo (dinâmico). O texto é construído como uma cronologia, com isso algumas ideias são iniciadas em uma parte do livro e concluídas em partes posteriores, o que não prejudica a leitura, pois a obra é bem didática e rica em analogias físicas, completada por um elegante conjunto de quatro equações, uma para cada lei.

A primeira lei de Faraday, agora revisada, fala que o fluxo elétrico sobre uma superfície esférica fechada, sem perdas, é zero.

E segunda lei revisada é a lei de Gauss, que fala que o fluxo magnético sobre uma superfície fechada (esfera) é zero.

A terceira lei é uma das leis de Ampère que diz que uma carga atravessa um fio e cria nele um vetor magnético.

A quarta lei é a da indução eletromagnética de Faraday, que diz que uma carga variável no tempo (oscilando, indo e vindo), ao atravessar um fio, induz nele uma corrente (também variável no tempo, proporcional às oscilações da carga).

Com isso, o cientista prova a teoria dinâmica do campo eletromagnético, a qual afirma que uma onda elétrica variável no tempo (oscilando) é sempre acompanhada de uma onda

magnética (igualmente oscilando), as quais se relacionam de forma ortogonal, uma em relação à outra. As ondas podem ser de qualquer frequência e tem a característica de se propagarem no espaço vazio.

Estavam lançados os fundamentos do eletromagnetismo, base para a teoria da relatividade de Einstein, teoria Quântica de Max Planck e base para as experiências práticas de Marconi, Herz, Lee de Forest, Landell de Moura e tantos outros.

Em 1879, aos 48 anos, morre James Clerck Maxwell de Câncer de Estômago, foi o maior físico do século XIX. Atualmente, postula-se que seu trabalho tenha sido mais importante que as contribuições de Einstein.

2.1.2 Heinrich Rudolf Hertz

Heinrich Hertz nasceu em Hamburgo, em 1857, filho de um advogado. Seu interesse por máquinas o levou a cursar engenharia, ingressou em 1878 no curso de física da universidade de Berlin, onde fora aluno de R.Kirchhoff e de Von Helmholtz, este último propõe estudos de tema livre à sua turma, na área de eletricidade dinâmica, o melhor trabalho foi o de Hertz: "Sobre energia cinética da Eletricidade". Em 1880 Hertz gradua-se e torna-se assistente de Helmholtz.

A esta altura dos acontecimentos, as intrigantes teorias de Maxwell já circulavam nas academias, instigando vários pesquisadores no rumo de tentar comprovar na prática a existência de ondas eletromagnéticas.

Em 1883, Hertz se torna docente na escola politécnica de Kiel, onde se dedica a estudar com afinco as leis de Maxwell. Em 1886 descobre por acaso, durante uma aula prática, que consegue fazer um circuito de oscilação amortecida formado por uma bobina de alta tensão, um condensador e um faiscador, induzir uma pequena fâisca em outro circuito semelhante, distante alguns metros do primeiro, ou seja, conseguiu provar na prática a propagação das ondas eletromagnéticas de Maxwell.

Nos cinco anos seguintes, Hertz trabalhou no aperfeiçoamento de seu oscilador linear ou dipolo, formado por uma bobina, um capacitor, um faiscador e um par de fios, dispostos em dipolo. Hertz também se deteve em pesquisar e demonstrar na prática que a velocidade da luz era igual à velocidade das ondas eletromagnéticas.

Em 1887, em outra aula prática, percebeu que eletrodos iluminados pela luz ultravioleta criavam faíscas. Para explicar esse fenômeno, em 1888, Wilhelm Hallwachs demonstrou que placas metálicas iluminadas por luz ultravioleta ficam carregadas eletricamente e subsequentemente que tubos com dois eletrodos imersos em gás, polarizados por uma bateria, podem ter sua corrente variada de acordo com o nível de exposição à luz ultravioleta. Albert Einstein dá corpo matemático ao efeito fotoelétrico, a partir do conceito de “quanta”, de Max Planck, publicando um artigo em 1905, sendo justamente este o trabalho que justificou a Einstein o prêmio Nobel em Física em 1921 (e não a Teoria da Relatividade, como se acredita popularmente) [2]. Veremos adiante que este princípio fora empregado pelo brasileiro Landell de Moura na construção de seu invento intitulado “*wireless telephone*”.

Apesar de provar que as ondas eletromagnéticas se propagavam no espaço, Hertz somente conseguia produzir ondas amortecidas, de duração de alguns instantes, não sendo possível produzir ondas contínuas. Essas ondas ainda não eram utilizadas para transmitir informação, tarefa para seus sucessores. Seu trabalho conclusivo e contundente é apresentado à comunidade científica [3]:

“Embora ciente da desconfiança com que o mundo científico acolhia a hipótese de Maxwell, Hertz apresentou os resultados irrefutáveis de seus trabalhos ao congresso da sociedade Alemã para o Progresso da Ciência , em 1888. Eles punham abaixo os velhos conceitos de ação à distância, assim como as tentativas dos mecanicistas de reduzir a eletrodinâmica a uma dinâmica do tipo Newtoniano, explicada pelo movimento de corpos invisíveis em um meio hipotético, o éter”.

Em 1893, adoece e é operado de um tumor na orelha, em janeiro de 1894, antes de completar 37 anos, morre Heinrich Herz.

2.1.3 Guglielmo Marconi

Nascido em 1874, na cidade de Bolonha, na Itália, Marconi tinha um espírito construtor prático e vocação para o aprendizado informal como autodidata. Aos 18 anos, sentiu inclinação ao estudo de eletricidade, conhecendo as teorias de Maxwell e os experimentos de Hertz, além de outros investigadores.

Em 1894, após longa análise dos experimentos de Hertz, resolve montar um dispositivo para fazer soar uma campainha a alguns metros. No ano seguinte consegue repetir o feito, fazendo soar por três vezes uma campainha, transmitindo com isso a letra “S” através do espaço livre e sem fios, numa distância de dois quilômetros. Em seguida patenteou na Itália

seu telégrafo sem fio. Sabendo das dificuldades em estender linhas telegráficas, seu custo e os constantes roubos de cobre, acredita ser de grande utilidade seu invento. Dada a sorte de ter parentes em Londres, os quais gozam de boa influência política, partiu para a Inglaterra onde foi apresentado ao diretor da Companhia de Telefones e Correios, de quem obteve amplo apoio e os subsídios para repetir suas experiências de telegrafia sem fios. Marconi parte para a exploração comercial de sua invenção.

Em 1897 já era possível transmitir sinais telegráficos a 18 km de distância. Nos três anos seguintes, Marconi se dedica a produzir sistemas de telegrafia para navios de guerra, desenvolvendo um sistema de sintonia capaz de separar uma estação da outra no receptor. O coesor (detector) de Oliver Lodge já não é suficientemente eficiente para receber os sinais telegráficos, para suprir a necessidade de receptores mais sensíveis, cria o detector magnético, patenteado em 1902.

Em 1904, Marconi constrói o oscilador rotativo, uma espécie de alternador para produzir altas frequências. Em 1909 Guglielmo Marconi recebe o prêmio Nobel de Física.

A esta altura dos acontecimentos, já não faltava a fama a Marconi, nem recursos a sua empresa, sendo inúmeras as implantações de sistemas de telegrafia sem fio para os vários governos dos países do primeiro mundo. Marconi chegou a construir um navio-oficina, a partir do qual ancorado no país que lhe contratava, podia produzir e instalar estações de telegrafia.

Porém, foi somente em 1914, com o emprego de inúmeras válvulas termiônicas (tríodo) que ele consegue estabelecer contato em fonia entre duas estações, ou seja, transmitir a voz humana.

Até 1922, Marconi insistiu em transmitir à distância empregando ondas longas, as quais seguem a curvatura do terreno, pois não acreditava nas potencialidades das ondas curtas em transpor milhares de quilômetros, nem tampouco aceitava a hipótese destas ondas (curtas) refletirem na ionosfera.

A Mudança de paradigma possibilitou construir um par de estações que permitiam contato entre a Inglaterra e a Austrália durante boa parte do dia, iniciando o primeiro serviço regular de troca de mensagens de voz entre os dois continentes em 1924.

Em 1931 é inaugurada a Rádio Vaticano, dotada de transmissores de 25 kW fabricados pela empresa Telefunken na Alemanha, parceira comercial de Marconi.

Em 1934 realiza experiências de radio navegação, conseguindo atracar seu navio-oficina, o Eletra, em um porto totalmente coberto por nevoeiro, sem nenhuma visibilidade, fazendo sua embarcação seguir um sinal de VHF. Dá importante contribuição às ciências da radionavegação e do radar. Em 1937, aos 63 anos, morre de ataque cardíaco em Roma.

2.1.4 Lee de Forest

Lee de Forest nasceu em 1873, na cidade de Council Bluffs, estado do Iowa, nos Estados Unidos. Graduou-se em Ciências na Universidade de Yale em 1896, obtendo o PhD em 1899 sob a tese “Reflection of Hertzian Waves from the end of parallel wires.” Trabalhou na Western Electric, onde pesquisou radiotelegrafia e desenvolveu um detector eletrolítico mais eficiente que o coesor, chamando ao seu detector de “Responder”, patenteado em 1900.

Em 1901 conseguiu transmitir telegrafia a várias milhas, partiu para Nova York para conseguir um financiador para seus dispositivos, no ano seguinte torna-se sócio de Abraam White fundando a empresa “De Forest Wireless telegraph Co”, com um capital inicial de três milhões de dólares.

Em 1903 construiu vários sistemas telegráficos para embarcações da US Army os quais tinham desempenho bem melhor que os equipamentos de Marconi.

Em 1904 instala cinco estações de grande porte para comunicações entre a Flórida e o mar do Caribe.

Em 1905 começa a pesquisar o emprego de válvulas para melhorar a recepção, inicialmente emprega uma válvula diodo, inventando o detector de AM que se emprega até hoje, patenteado em 1906, posteriormente introduziu um elemento de controle de ganho na válvula, criando o tríodo, patenteado em 1907.

Em 1906 é surpreendido pela falência de sua companhia, seu sócio havia retirado o capital da empresa, pois passaria a trabalhar com outros inventores.

Após sua falência, De Forest recomeça sua vida econômica se dedicando às transmissões radiofônicas (voz e música), a primeira em caráter demonstrativo foi em 1907.

Em 1910 sofre uma nova falência, sendo executado judicialmente pelo governo norte-americano, recomeça a vida trabalhando para a “Federal Telegraph e Co.”.

No período que vai de 1912 até 1915 solicita várias patentes sobre circuitos de amplificação de áudio com tríodos. Longos litígios decorrentes de contestações das patentes por outros inventores similares fizeram De Forest aguardar até 1934 para gozar de direitos sobre as melhorias desenvolvidas por ele no campo do áudio.

Graças aos amplificadores de áudio desenvolvidos por De Forest, a AT&T consegue, em 1915, manter conversação telefônica entre a América e a Europa através de cabo submarino.

Em 1915, De Forest inventa o “Oscillion”, um tubo (válvula) que servia para gerar oscilações de alta frequência e alta potência (portadora) em emissoras de telegrafia e de fonia (Transmissores de som em AM). Semelhante dispositivo já aparece nos desenhos de Landell de Moura patenteados em 1904.

Em 1916 instala uma emissora de rádio que transmite música gravada. Cria um produto chamado “The Music Box”, um receptor que toca músicas vindas de uma emissora, o qual seria vendido comercialmente ao público em geral.

Na década de 20, o inventor empenha-se em resolver o problema do áudio no cinema mudo, em 1923 possibilita a gravação do primeiro filme sonoro. Os anos 30 são marcados pela produção massiva de filmes sonoros, (por exemplo, no interior do Rio Grande do Sul já haviam 30 salas de cinema) , no mundo, já havia um mercado potencial de alguns milhares destes estabelecimentos.

A partir de 1930 se dedica às pesquisas sobre transmissão de imagem, registrou várias patentes sobre um sistema eletromecânico de captação do sinal de rádio, gravação em fita e projeção em máquinas similares às do cinema.

Durante a segunda guerra, se dedica ao desenvolvimento de equipamentos militares. Passada a guerra, volta a dedicar-se à televisão, agora empregando tubos de raios catódicos, fazendo algumas experiências com televisão em cores e construindo uma curiosa máquina que empregava um disco com as cores primárias girando na frente de um tubo de imagens, transmitindo ora um quadro verde, ora um quadro vermelho, ora um quadro azul, o resultado era uma imagem colorida.

Seu último grande legado foi a invenção do transistor, o dispositivo de amplificação semicondutor à base de Germânio, substituído posteriormente pelo transistor de silício, que se tornaria o principal componente de todos os dispositivos eletrônicos e chips do século XX.. Lee De Forest morre em 1961, aos 88 anos, em Hollywood na Califórnia.

2.1.5 Outros Inventores

Para alcançar o objetivo didático deste capítulo, entender o cenário onde ocorreu a invenção da radiodifusão, é relevante abordar alguns inventores de menor volume de produtividade ou que causaram menos impacto no meio científico da época [4], porém, contribuíram com dispositivos importantes para o funcionamento do rádio como o conhecemos hoje.

2.1.6 Jagadish Bose

Inventou o detector conhecido como “bigode de gato”, o qual empregava uma liga de germânio que popularizou o receptor de galena, de baixo custo, sendo este receptor aprimorado por G.W. Pickard em 1906.

2.1.7 John Fleming

Inventou o detector a diodo, patenteando-o em 1904, porém a descoberta do princípio de funcionamento da válvula eletrônica, a de que um filamento aquecido emite elétrons em direção a uma placa metálica, já teria sido observado por Thomas Edison, inventor da lâmpada, em 1884. Fleming foi aluno de Maxwell trabalhou com Marconi, a corte americana decidiu que o mesmo teria sido o inventor do rádio, após longo litígio, somente em 1943.

2.1.8 Adolf Slaby

Nasceu em Berlim em 1849, cursou matemática e engenharia mecânica na Academia Técnica de Berlim, recebeu doutorado em matemática pela Universidade de Jena (na Turíngia, Alemanha). Dedicou-se a máquinas de petróleo, estudou eletricidade com Heinrich Hertz, foi contratado por Werner Von Siemens para melhorar motores elétricos. Slaby participou do experimento de Marconi em 1897, que fez o sinal telegráfico atravessar o canal

entre a Inglaterra e a França. Empenhou-se em melhorar o transmissor de faísca de Marconi empregando antena indutiva, batendo o recorde de transmissão telegráfica de 21 km em 1897. Participou junto com Von Siemens e com Von Arco, como sócio, da fundação da Telefunken, esta última seria grande parceira comercial das empresas de Marconi.

2.1.9 Waldemar Poulsen

Engenheiro dinamarquês, inventou um aparelho capaz de gravar a voz humana empregando o som para modular o campo magnético de um eletroímã sobre um fio de aço em movimento, posteriormente inventou o gravador de fita magnética. Contribuiu também para melhorar os transmissores de faísca, os quais não propiciavam uma qualidade sonora suficiente para o bom entendimento da fala, tornando-se desinteressantes para transmitir som.

Em 1909, ciente da necessidade de produzir uma onda contínua para transmitir o som, parte para afinar as oscilações (que eram audíveis) produzidas por um arco voltaico. Conseguiu fazer com que um arco voltaico produzisse oscilações concentradas na região dos ultrassons, com harmônicos em 100 kHz (onda longa). O conversor de arco de Poulsen¹ empregava um arco voltaico produzido dentro de uma atmosfera controlada de hidrogênio, sob a forte influência de um campo magnético. Enquanto os transmissores de faísca de Marconi produziam desde frequências baixas até luz, o conversor de arco de Poulsen já produzia um sinal contínuo em uma faixa mais estreita do espectro radielétrico, mas ainda não produzia uma portadora pura. Seu emprego em transmissão de som em 1910 representou um grande avanço, porém ainda não garantia qualidade satisfatória para transmissão de música.

2.1.10 Reginald Fessender

Inventor canadense trabalhou em conjunto com Marconi, no natal de 1906 realizou uma transmissão de voz e música empregando um transmissor construído a partir de oscilador rotativo (alternador) e um oscilador à faísca [7]. Este dispositivo, não dotado de uma oscilação harmônica e permanente como portadora, não propiciaria a inteligibilidade de voz dos sistemas de Landell, de De Forest e de Poulsen.

¹ O conversor de arco de Poulsen era um dispositivo semelhante aos atuais magnetrons usados em fornos de micro-ondas.

2.1.11 Henri Poincaré

Brilhante matemático francês cursou a escola politécnica de Paris, cursou a Escola de Minas, doutorou-se em Matemática na área de equações diferenciais, tornando-se professor de física matemática na Sorbonne, cargo que exerceu até a sua morte. Era considerado um matemático universalista, se dedicou a um leque muito grande de assuntos teóricos e aplicações práticas da matemática nas áreas de óptica, eletricidade, teoria da luz e das ondas eletromagnéticas, telegrafia e comunicação sem fio, elasticidade mecânica, capilaridade, termodinâmica, mecânica quântica, participou junto com Hendrik Lorentz da elaboração da teoria da relatividade, dedicou-se à mecânica celeste e cosmologia, além de ter dado solução a vários dilemas práticos na área de mineração, ferrovias e telegrafia, pois nunca abandonou suas funções de engenheiro de minas, participou junto com Einstein e outros dos estudos sobre sincronização do tempo ao longo do globo terrestre e as latitudes.

Na área de telegrafia sem fio, contribuiu extensa e expressivamente dando base teórica ao dilema da produção das oscilações necessárias ao funcionamento dos transmissores e à produção das ondas eletromagnéticas. Publicou um livro intitulado “Lês Oscillations Eletriques”, em Paris, em 1894. Também publicou outro livro, este de mais de cem páginas, intitulado: “Theorie de Maxwell et lês Hertzienes Oscillations”, em 1899, na França, com tradução e publicação em 1904 nos Estados Unidos. Em 1896, Landell de Moura publica postulados em um jornal paulista que, podemos inferir, se assemelham ou até se baseiam nos postulados de Poincaré. Como engenheiro de minas e ferrovias, ministra em 1908 um ciclo de palestras, as quais geram publicações em periódicos especializados da época, intituladas posteriormente de “Poincare Forgot Wireless Conference”, neste trabalho [5] provê a base matemática para entender o funcionamento e estabelecer o regime estável de operação dos osciladores de relaxação de Van der Pol, aplicados nos transmissores do tipo “*singing arc*” de Henry Dudel e Waldemar Poulsen, bem como nos transmissores e Slaby e Von Arco. No mesmo trabalho Poincaré demonstra a aplicação das oscilações estáveis em detectores de recepção. Seus trabalhos nesta área foram amplamente divulgados no “manual of Wirelesss Telegraphy” publicado por Frederick Colins em 1906, reeditado em 1908 e 1913.

Sua teoria do ciclo de limite estável, determinado exteriormente por uma curva fechada, encontrou aplicação prática na explicação do funcionamento dos osciladores a relaxação, e posteriormente no entendimento e cálculo dos osciladores harmônicos por realimentação, construídos empregando tríodos amplificadores. Mais tarde, em 1928, Andronov e Lenard

escreveram fórmulas matemáticas aplicadas às várias configurações de osciladores harmônicos por realimentação, partindo do limite da elipse do ciclo estável de Poincaré. As mesmas bases serviram para calcular os osciladores que empregam transistores, largamente utilizados em todo tipo de transmissor e receptor até os dias de hoje. Apenas no início do século XXI, começam a surgir ferramentas matemáticas de geração e demodulação de sinais, sempre baseadas nos estudos iniciados por Poincaré.[65]

2.1.12 Os novos mercados e as disputas de patentes

O final do século XIX foi marcado pelo emprego bem difundido do telegrafo com fios.

No início daquele século, principalmente na Europa, já se utilizavam telégrafos visuais (com bandeiras) para se mandar mensagens de um ponto a outro em condições de visibilidade, o telégrafo com fio tornou ágil essa transmissão, aumentou distâncias, pois permitiu a repetição de sinais de forma automática (relés) sem operador humano. Porém, no final do século XIX, restava ainda o desafio de resolver o problema de comunicação com navios (os quais ainda usavam bandeiras).

Na entrada do século XX, a telegrafia com fios era empregada não só para mensagens pessoais, mas também para o envio de notícias desde as fontes até as redações dos jornais (surge a Associated Press nos EUA), assim como notícias e comunicados oficiais de governo para serem afixados nas sedes administrativas de estados e municípios, transações comerciais, tráfego financeiro e tantos outros serviços. Uma curiosidade foi o emprego, por parte dos jornais americanos, de correspondentes esportivos munidos de terminais telegráficos portáteis, para transmitir informações sobre o andamento do jogo às suas redações, na tentativa de fechar a impressão do jornal logo após o final da partida.

Além de suprir necessidades bélicas, estatais, sociais, os telégrafos por fio tiveram um importante papel na sincronização dos relógios das estações de trem, para o acerto operacional das linhas férreas, difundindo o fuso horário unificado regional gerado a partir de um observatório, em substituição aos fusos horários referenciados pelo sol.

Da mesma forma o telefone não se limitou à comunicação pessoal, no início do século XX, toda uma sorte de serviços de entretenimento foi inventada empregando o telefone. A empresa americana AT & T acreditava que toda a infraestrutura física de linhas e centrais, que servia ao mundo dos negócios durante o dia, poderia transmitir música gravada, teatro,

palestras, jornais falados e esportes narrados, isso tudo durante a noite. Na Europa, semelhantes empresas repetiam semelhantes feitos, sendo que a predileção do público europeu era por jornais falados.

A implementação dos vários serviços sonoros, os quais empregavam a estrutura das redes telefônicas só foi possível após a invenção dos amplificadores de áudio a válvula, por Lee De Forest, que facultavam a transmissão do som no sentido ponto-multiponto. Mesmo assim, tanto o telégrafo quanto o telefone ou a transmissão sonora necessitavam de uma ferramenta que possibilitasse os terminais de operarem livres das limitações de uma linha física, de forma portátil e embarcada. Também, era imperativo para alguns desses serviços, principalmente os que operavam no sentido ponto-a-multiponto, que se fizesse a distribuição de forma simplificada do sinal, em igualdade de condições para todos os usuários, ou seja, broadcast. Para suprir essa necessidade, tinha-se de desenvolver o telégrafo sem fio e principalmente o rádio.

Contemporânea a toda essa eclosão, em 1904, um imigrante de Luxemburgo radicado nos Estados Unidos, Hugo Gernsback, abriu uma fábrica de kits de telégrafos sem fio (transmissores por faísca), sendo seu produto amplamente vendido nos EUA. Além disso, a eletricidade se tornara a moda da época, inúmeras revistas tratando do tema já circulavam popularmente, apresentando matérias sobre toda sorte de experimentos e trazendo receitas caseiras de telégrafos sem fio, os quais eram fáceis de serem construídos empregando-se materiais disponíveis nas ferragens de 1910. Uma leva de estações amadoras, operadas por jovens entusiastas, interferia nas comunicações comerciais e estatais nos EUA, com isso, tornou-se necessário regulamentar essa atividade, surge o radioamadorismo.

A década de 1900 foi marcada pela corrida comercial em direção das empresas que se propunham a operar sistemas de telegrafia sem fio, acrescidas aos nichos de mercado da telegrafia com fios e a telefonia. Várias foram as empresas que surgiram e que fecharam nos EUA naquela década, basicamente por venderem ações altamente valorizadas, de um produto tecnicamente ainda não acabado, além de outras fraudes contábeis e administrativas. Em 1906, De Forest reorganizou sua empresa com o nome de *United Wireless Telegraph Company*, com a finalidade de continuar promovendo a venda de suas ações.

A *American De Forest Wireless Telegraph Company* ao assumir outra companhia, publicou nota no jornal “The New-York Tribune”, edição de 16 de junho de 1904, exortando

o mercado a adquirir suas ações como um grande negócio, afirmando: - *"For every \$100 invested, it will return thousands"*. (Para cada 100 dólares investidos, retornarão milhares).

Os mesmos tabloides financeiros que no início da década bradavam o mercado de telegrafia sem fio como sendo um alto negócio, em 1910 noticiavam fraudes e falências das várias companhias. Após várias disputas e falências, o governo dos Estados Unidos mobilizou-se para desmontar uma das fusões de companhias, operação que foi chamado pelo New York Times, edição de 16 de junho de 1910, de :

"um dos mais gigantescos esquemas de fraudar investidores que já foi desenterrado nesse país".

... "one of the most gigantic schemes to defraud investors that has ever been unearthed in this country", and arrested the principal United Wireless officers, as reported in Government Raids United Wireless , New York Times , pg 1, June 16, 1910.[4]

O Mercado de investidores em empresas de telegrafia sem fio se encontrava incrédulo, para reaquecer os negócios era necessário um novo produto, a radiotelefonia, ou telefonia sem fio a grande distância, com a promessa de conversação por voz entre o continente americano e a Europa.

Em 1907, após ser expulso de sua própria empresa, o inventor Lee De Forest fundou outra companhia, chamada *Radio Telephone Company*, com sede em Nova York. No ano seguinte recebe uma encomenda de vinte unidades de radiotelefone por fâisca, a ser empregado pela marinha dos EUA, esse negócio impulsiona sua nova empresa. Insistiu em empregar transmissores de fâisca para transmitir voz, pois não queria pagar direitos autorais a Waldemar Poulsen para empregar seu conversor de arco (1909), além de que, a essa época, já eram muitos os empreendedores que respondiam ações por violação de direitos de patentes. Apesar de conhecer bem o emprego das válvulas para amplificar áudio e detectar sinais de RF, De Forest ainda não havia percebido a viabilidade de produzir uma onda contínua e pura, uma portadora, para carregar o som, empregando essas válvulas. Paralelo a isso, para se promover comercialmente, prometia que em mais alguns poucos anos transporia o atlântico com sinal de voz, para uso pelas companhias telefônicas. A promessa de transpor o Atlântico só seria atingida em 1915, graças aos esforços de engenharia da vasta equipe da AT&T. Façanha semelhante é conseguida meses depois, com transmissores os quais empregam oscilador a válvula, pela empresa de Marconi, na Europa.

Em 1912, De Forest sofre nova falência e arresto de bens em uma ação governamental, por mais uma vez ter sido envolto em fraudes com ações. Reconstrói-se economicamente perseguindo a meta de produzir transmissores de som para empresas de entretenimento que tocariam música gravada, pedida por demanda, além de outros tipos de programas.

Em 1913, Fessender apresenta pedido de patente do detector regenerativo, (dispositivo mais sensível e que permite sintonizar e separar uma estação da outra), De Forest apresenta pedido de dispositivo semelhante, a disputa pelos direitos dessa invenção duram até 1934.

Em 1917, De Forest convence o presidente da RCA a montar um serviço de música em *broadcast*, comercialmente chamado de “Radio Music Box”, além dele, vários pequenos inventores, de todas as partes do mundo, transmitem música e entretenimento, de forma inicialmente amadora.

As novas emissoras de música só ocorreriam próximas à década de 20, mais uma vez a tentativa de vender ações dessas empresas ou cotas das rádio-clubes seria frustrada comercialmente, inventa-se então a venda de patrocínios, criando o modelo de negócio da radiodifusão vigente nos EUA, Brasil e muitos outros países. Já o modelo europeu contava com empresas de telefonia que operavam sob forte fomento do estado, logo, o modelo de negócio do rádio para entretenimento seria fomentado por verbas públicas.

A eclosão da primeira guerra mundial (1914 - 1919) faria com que os governos dos vários países intervissem regulamentando a atividade de radiocomunicação. Marconi, Telefunken, AT&T, e outras companhias ganham fôlego comercial vendendo equipamentos de comunicação militar. A radiodifusão sonora com o intuito de entretenimento só começaria a tomar impulso após o final do conflito (1919 em diante).

De Forest continuaria inventando, vendendo soluções e negociando ações de suas empresas. Mais tarde dedicar-se-ia ao cinema sonoro, radar, comunicações militares e televisão. Para se autopromover e supervalorizar sua marca, se auto-intitularia o inventor da telefonia sem fio e o pai do rádio.

...Ignoring abundant evidence to the contrary, De Forest also proclaimed himself "inventor of the wireless telephone" -- later in life his self-appointed status would become even more grandiose, as he titled his autobiography "Father of Radio" [4]

...Ignorando abundantes evidências em contrário, De Forest autoproclamou-se o "inventor do telefone sem fio" – mais tarde em sua vida, seu autopromovido status se torna maior ainda, ele se auto intitulou em sua autobiografia de “Pai do Rádio”.

2.1.13 Landell de Moura

No início deste item, abordamos esforço de alguns dos principais inventores correlacionados ao rádio, o sub-item 2.1.12 dá uma ideia do ambiente onde essas contribuições ocorreram, dos resultados comerciais e interesses mercadológicos envolvidos. No item a seguir, abordaremos o ambiente onde se desenvolveu o espírito inventor do padre brasileiro,, bem como sua própria carreira. No final deste item, o leitor poderá tirar suas conclusões comparando Landell de Moura aos demais envolvidos na invenção da radiodifusão sonora.

Roberto Landell de Moura nasceu em 1861, no dia 21 de Janeiro, em Porto Alegre, filho de José Inácio Ferreira de Moura e de Sara Mariana Landell de Moura, o pai descendia de tradicional família pelotense e a mãe descendia do médico Inglês Dr. Robert Landell, que migrou para o Brasil em 1830, radicando-se em São Leopoldo – RS [8]. Roberto era o quarto filho de uma família com 14 irmãos.

Conforme descrito por SANTOS (2001, p. 30) [9], Landell de Moura começou os estudos com seu pai e posteriormente, entrou para o Colégio do Prof. Fernando Ferreira Gomes. Aos 11 anos (1872) Ingressou no Colégio Jesuíta de Nossa Senhora da Conceição, em São Leopoldo (RS), concluindo o curso com grande brilhantismo em 1879.

O retorno das missões jesuíticas ao Brasil, através de padres expulsos da Argentina e outros vindos da Alemanha, propiciou a fundação em 1869 do Colégio Jesuíta N. S. da Conceição, ou popularmente “Colégio dos Padres”, em São Leopoldo, o qual se dedicava ricamente ao estudo de matemática e ciências. A partir de 1910 o citado colégio começa a emitir títulos de Bacharel, sendo extinto em 1912, momento em que foi transformado na Universidade do Vale do Rio dos Sinos, ou UNISINOS.

“Com o passar dos anos, o Colégio Conceição foi comparado ao Ginásio Nacional Dom Pedro II, do Rio de Janeiro. Assim como no Ginásio do Rio de Janeiro, fervilhavam, no Colégio Conceição, jovens dedicados aos estudos, acompanhados pelo controle disciplinar e pelo entusiasmo pedagógico dos jesuítas.” [10] (BRITTO & BAYER, p.5)

Porém, tanto a cidade de São Leopoldo não seria apenas o berço da imigração alemã no Brasil, nem o Colégio Jesuíta apenas uma instituição prodigiosa, ambos, a cidade e o colégio, justamente naquela época, influenciariam em muito a carreira e a vida do inventor e místico Landell de Moura, como veremos a seguir.

Por volta de 1823 chegaram os primeiros imigrantes alemães se instalando no vale do Rio dos Sinos, fundando a comunidade de São Leopoldo, e seu distrito, Sapiranga, ao pé do Morro Ferrabrás, uma das últimas elevações da serra do mar em sua extremidade sul. Fora em Sapiranga que se instalou um jovem casal, João Jorge Maurer e Jacobina Metz Maurer. Jacobina desde criança sofria de ataques de sonambulismo e longas crises de sono, além de permanecer horas em estados alterados de consciência. Seu noivo, J.J. Maurer se empenhou em descobrir terapias para curá-la, à base de ervas da região. Após o casamento, as crises de Jacobina pioram, e a mesma passa a ter visões e surtos, sendo considerada por uns como doente, por outros como profetisa.

A situação de abandono dos colonos alemães tornavam inquietos os ânimos na colônia. Fora quando um próspero comerciante de nome Hartmann conseguiu acumular recursos suficientes para custear uma viagem em busca de parentes na Alemanha. De volta ao Brasil, Hartmann trouxe baús de novidades, dentre elas um livro que fala sobre magnetismo e sonambulismo²,

Termos como magnetismo e eletricidade (dos corpos) são populares também entre estudiosos de saúde, inclusive na colônia velha, assim, justifica-se que Jacobina era sim uma vidente, dotada de habilidades de cura por magnetismo. O movimento toma porte messiânico, começam atritos entre os moradores locais, Jacobina profere uma espécie de liturgia com a leitura da bíblia, o clero e as autoridades se inquietam. Seu esposo J.J. Maurer consegue audiência com D. Pedro II no Rio de Janeiro, o imperador o desaconselha a curar por não ser médico. O médico da região era justamente o Dr Robert Landell, avô do Padre Landell, tendo atendido Jacobina algumas vezes, enviando-a a Santa Casa de Misericórdia em Porto Alegre, de onde retornara sem diagnóstico nenhum. As agressões pioram, ocorrem assassinatos supostamente por culpa dos seguidores de Jacobina. O império intervém em dois combates, no ano de 1874, dizimando os Muckers. [66]

² A obra de Franz Anton Mesmer (1734-1815), médico alemão,, tratou do emprego de ímãs na cura de doenças, além de abordar sonambulismo, hipnose e a cura pelo emprego do magnetismo animal..Mesmer empregou o conceito de éter como meio propagante do magnetismo, criou as bases para a homeopatia, seu livro “Theorie und Anwendung des Thierisches Magnetismus als die Allgemeine Heilkunde zur Erhaltung des Menches”[11], se tornou a mais vendida obra sobre magnetismo, sonambulismo e hipnose da Alemanha do século XIX. (Neubert,2008)

Justamente em 1874 chega ao Brasil o Padre Ambrósio Schupp, vindo da Alemanha, tendo dirigido o Colégio Jesuíta Conceição até 1901, sendo pároco de São Leopoldo e Sapiranga. Além disso, escrevera a principal obra narrando o episódio do Ferrabrás, sendo aquela um verdadeiro auto de inquisição social e política contra os Muckers [66]. Escrevera também sobre fenômenos luminosos biológicos, além de outros temas científicos.

O adolescente Roberto Landell de Moura era o melhor aluno do Padre Schupp, tendo participado, junto com aquele, de algumas incursões com a finalidade de entrevistar algumas das pessoas do Ferrabrás, justamente sobre assuntos como magnetismo e sonambulismo. O contato de Landell de Moura com esses assuntos viria, décadas depois, a definir o que seu principal biógrafo Ernani Fornari [13] identificou como sendo “a segunda parte do trabalho de Landell de Moura”, ou seja, suas pesquisas sobre hipnose, curas, homeopatia e similares temas controversos.

Em 1879, Landell de Moura transferiu-se para o Rio de Janeiro, para estudar na Academia Real Militar, instituição que daria origem ao atual Instituto Militar de Engenharia (IME), ele se empregou em um armazém de secos e molhados para custear sua estadia. [12].

Seu irmão Guilherme, passando pelo Rio de Janeiro, com destino a Roma onde estudaria teologia, convenceu Roberto a segui-lo naquela missão. Assim, Landell de Moura frequentou simultaneamente o Colégio Pio Americano, e também a Universidade de Roma (conhecida como “La Sapienza”, única instituição com cátedra na área exata naquela capital), graduando-se em Física e Química. (FORNARI-1960 P 34) [13]

Sua estada em Roma, de 1880 até 1886 (quando ordenado sacerdote), propiciou-lhe contato com o que havia de mais avançado em termos de conhecimentos científicos e acadêmicos sobre eletricidade, magnetismo e eletromagnetismo.

Note-se que em 1874 foi publicado o “Tratado sobre eletricidade e Magnetismo” de Maxwell, e que àquela época as gráficas e correios propiciavam que uma obra de uma universidade estivesse disponível na biblioteca de outra em alguns meses. Justamente entre 1883 e 1886, Henry Hertz consegue transmitir um impulso de um circuito a outro, sem fios.

Antes de retornar ao Brasil, Landell visita várias universidades na França e na Inglaterra, onde provavelmente teve contato com os postulados de Poincaré.

De retorno ao nosso país, no final de 1886, permanece por dois meses no Rio de Janeiro, sua fama de físico se espalha, torna-se amigo do capelão do Paço Imperial, justamente o sacerdote incumbido de atender a Família Imperial, o qual, por motivos de enfermidade, pede que o padre Roberto atenda a corte. Nessa oportunidade, Landell de Moura mantém longas conversas sobre transmissão de som com o Imperador Dom Pedro II responsável por financiar e apoiar Graham Bell³

Retorna ao Rio Grande do Sul , no início de 1887, iniciando seu sacerdócio como Pároco da Igreja do Bonfim e professor no Seminário Episcopal instalado na Cúria Metropolitana. Em 1891 é designado Pároco em Uruguaiana, onde permanece por poucos meses.

Em 1892, é transferido para São Paulo, sendo pároco em Santos, momento em que se interessa pelo dilema da comunicação telegráfica entre embarcações. Em seguida, em 1893, vai ao Rio de Janeiro solicitar subvenções financeiras da igreja para pesquisar telegrafia e telefonia sem fios. Note-se que isso ocorre dois anos antes dos primeiros testes de Marconi. A igreja nega o pedido. Não será esta a primeira vez que o clero despreza o interesse do Padre Landell por comunicação de voz sem fios.

Via de regra, Landell subsidiava seus experimentos com alguns recursos econômicos auferidos através de seus trabalhos como tradutor, inclusive de documentos relacionados à exportação de café aos EUA e Inglaterra.

³ Em 1876, por ocasião dos cem anos da independência dos EUA, foi organizada uma feira tecnológica na Filadélfia. Dom Pedro II era um douto incentivador da tecnologia, além de estudioso e curioso pelos mais variados temas científicos. Em uma viagem aos EUA é convidado a abrir a referida feira. Impressionado com equipamentos elétricos, é atraído por Graham Bell, que tentava divulgar seu aparelho para surdos. O fato de Dom Pedro II ser o único monarca das Américas e demonstrar interesse pelo invento de Graham Bell, rendeu a este a publicidade necessária. Dom Pedro adquire um dos primeiros telefones do mundo. O palácio de verão do Imperador fora construído entre 1843 e 1862, em Petrópolis, na serra do Rio de Janeiro, o qual serviria como sede temporária do governo durante o verão. Em 1857 fora instalada a primeira linha telegráfica brasileira entre o Rio e Petrópolis (50 km de extensão). Quando governava a partir do Palácio de Verão, o Imperador deixava no Paço Imperial, no Rio, algum ministro responsável por repassar as ordens de governo transmitidas por telégrafo. Com a invenção de Bell, os telégrafos foram substituídos por telefones entre as várias residências do imperador e dos nobres. A estrada de Ferro Mauá, ligando o Rio à Petrópolis, seria concluída em 1888 [17] [18], permitindo ir e vir quando quisesse. Dom Pedro era membro correspondente de várias sociedades científicas pelo mundo.

De 1894 a 1896 é designado Pró-pároco em Campinas, nessa fase consolida seus postulados em radiocomunicação: [13] (FORNARI, 1960 p 68).

1) Todo movimento vibratório que até hoje, como no futuro, puder ser transmitido através de um condutor, poderá ser transmitido através de um feixe luminoso; e, por esse mesmo fato, poderá ser transmitido sem o concurso desse agente.

2) Todo movimento vibratório tende a transmitir-se na razão direta de sua intensidade, constância e uniformidade de seus movimentos ondulatórios, e na razão inversa dos obstáculos que se opuserem à sua marcha e produção. (Grifo Nosso).

3) Dai-me (Senhor) um movimento vibratório tão extenso quanto a distância que nos separa desses outros mundos que rolam sobre nossa cabeça, ou sob nossos pés, e eu farei chegar minha voz até lá.

Estes postulados, publicados em jornais paulistas da época, provam que Landell tinha conhecimento do trabalho de Maxwell e Hertz. O conceito de onda portadora, ou onda Landelliana, uma oscilação harmônica e constante sobre a qual seria depositada a voz, demonstra que o inventor tinha também noção do trabalho de Poincaré sobre osciladores harmônicos.

Em 1898 foi pároco na capital São Paulo, sendo responsável pela paróquia e colégio no bairro Santana. No ano seguinte (16/06/1899), realiza a primeira grande demonstração pública de transmissão da palavra à distância e sem fios entre o Colégio de Santana e a Avenida Paulista (atual MASP), numa distância de 8 km. As experiências são repetidas um ano depois (03/06/1900) com equipamentos mais aprimorados. Vários biógrafos citam as notas nos jornais paulistanos, como aponta a coletânea de artigos realizada pela PUC-RS.

Provas concretas das experiências do Padre Landell foram publicadas pela imprensa em 1899 e em 1900. Os jornais O Estado de S. Paulo (16/7/1899) e Jornal do Commercio, RJ (mesma data), noticiaram os fatos. As experiências públicas foram realizadas em São Paulo, do alto de Santana até a Avenida Paulista, numa distância aproximada de 8 km em linha reta.[18] (coletânea da PUC-RS, p21).

Quando do centenário da data da primeira transmissão de Marconi (2001) o IEEE desmistificou o teste original, afirmando que teria sido apenas uma jogada comercial de Marconi nos EUA, conforme aponta Marcelo Alencar, defensor do Padre Landell junto ao IEEE. (coletânea da PUC-RS p.67)

Suas experiências aviltaram os ânimos dos supersticiosos, ele tem seus aparelhos destruídos por fanáticos, o clero da época condena-o, porém, atualmente a igreja registra com glória seus feitos, como afirma o site da arquidiocese de Campinas [14]:

“Foi aqui que ele inventou um aparelho que poderia falar com outra pessoa colocada a quilômetros de distância, sem ser necessário fio algum. Fez algumas experiências em São Paulo, do alto da Av. Paulista ao alto de Sant’Ana. Esta experiência foi um ano antes de Guilherme Marconi, na Itália (1895),... Em São Paulo, foi expulso por Dom Duarte Leopoldo e Silva. Em Campinas, devido ao espírito supersticioso e rotineiro da época, que o considerava impostor, mistificador, bruxo, ter parte com o demônio, por causa da notícia do evento na capital, arrombaram a porta de seu pequeno laboratório e quebraram os aparelhos.” [14].

O ano de 1901 seria decisivo para o padre inventor, em março ele recebe a patente brasileira de um aparelho de transmissão de voz à distância e sem fios, a matrícula tem o número 2274, a patente o nº 3279. Decepcionado com a ignorância de seus conterrâneos, no mesmo ano se licencia da igreja, seguindo em junho para os Estados Unidos da América, em busca de maiores recursos técnicos e um ambiente apropriado às suas experiências. Em outubro dá entrada a seu pedido de patente do transmissor de ondas, junto ao *The Patent Office at Washigton*.

Dado às suas ideias serem muito avançadas, quando comparadas aos demais dispositivos corriqueiramente apresentados naquele departamento, a junta julgadora solicita que apresente protótipos de suas invenções. Esse pedido causa um impacto inesperado, pois o padre Landell tem de mobilizar recursos financeiros para manter-se e confeccionar os aparelhos. Suas economias inicialmente previam apenas uma estada de seis meses. Para agilizar a primeira patente, o inventor apresenta inicialmente um primeiro transmissor mais simples, o *Wave Transmitter*, deixando para um segundo momento a apresentação do dispositivo mais completo, com mais recursos, o *Wireless telephone*. Os testes, provas e contraprovas, bem como os questionamentos técnicos do Departamento de Patentes de Washington fazem com que o processo de aprovação das invenções, previsto para semanas, arraste-se por quase quatro anos.

Em 1904, depois de cumpridas todas as formalidades, recebe as patentes números 771 917, de 11 de outubro de 1904 (transmissor de ondas); 775 337, de 22 de novembro de 1904 (telefone sem fio), e 775 846, da mesma data (telégrafo sem fio).

Assim, o primeiro é um transmissor de faísca (ou arco) e os demais, são dispositivos ótico-radielétricos. Nos desenhos do “*wireless telephone*” verifica-se o uso de uma válvula de

cátodo frio, associada a uma bobina osciladora, podendo-se inferir que o dispositivo funcione como um oscilador a relaxação produzindo uma portadora. A modulação (som) é depositada através de um transdutor acústico-ótico sobre a portadora. A recepção é feita com um detector de selênio, com capacidade de operar como detector de envoltória. O dispositivo emprega um transdutor “alto-parlante”, um alto-falante. Landell afirma na patente que o invento pode transmitir a palavra, notas musicais e material fonografado.

O uso de válvula de cátodo frio, ou lâmpada de Crookes, por Landell (1904) antecede ao uso do tríodo por De Forest. O uso de portadora constante antecede à invenção do “*oscillion*” (1916) e ao transmissor de Arco. Afirmar que o dispositivo serve para transmitir música antecede ao uso sugerido por Fessender e De Forest (1915). A afirmação “levar tua palavra (senhor) aos mais distantes rincões”, proferida pelo inventor, demonstra a vocação de um modelo educativo de radiodifusão, em detrimento do modelo comercial do americano De Forest e do modelo público europeu de Slaby e Von Arco.

Podemos inferir também que a ênfase em transmitir voz, demonstra uma influência das conversas com Dom Pedro II, o qual influenciara também Graham-Bell, sendo o imperador conhecedor do grau de analfabetismo do povo brasileiro, preferia incentivar o uso da voz ao invés da telegrafia.

Também em 1904, após receber as patentes, o inventor escreve um projeto daquilo que ele chama *The Telephotorama*, ou seja, uma espécie de televisão eletromecânica que empregava um disco perfurado girando em alta velocidade para explorar a imagem. O documento permaneceu em segredo, na casa de uma de suas irmãs, em Porto Alegre, até 1976. Deste trabalho percebemos que, para mais um dos inventores do rádio, a meta final era justamente transmitir imagens, ou seja, o rádio seria o precursor da televisão.

Em 1895 retorna ao Brasil com planos de passar alguns meses e retornar aos EUA, uma de suas primeiras ações é pedir ao Presidente da República duas embarcações da Marinha para demonstrar seus aparelhos [18]. Àquela época, a esquadra brasileira já havia testado telégrafos sem fio procedentes das companhias de Marconi, Lee de Forest e Slaby-Arco (Telefunken), nossa armada não tinha interesse em radiocomunicação por voz, a desculpa foi de que o padre Landell havia afirmado um absurdo, que seus rádios falariam a quaisquer distâncias, enquanto que os experimentos com equipamentos comprados permitiam telegrafar algumas milhas fora da baía de Guanabara. Também no exterior, o mundo tecnológico se

empenhava em resolver os problemas da telegrafia sem fios, ainda não tinha se despertado para o interesse pela telefonia sem fio.

No mesmo ano, solicita subvenção à então Câmara dos Deputados de São Paulo para industrializar seus aparelhos, tendo afirmado:

“as patentes nos pertencem, mas são também vossas, por isso, se não receberem o auxílio pretendido, deixarão de ser vossas e também do Brasil”[18] (Cachafeiro & outros, p 30).

A subvenção é negada. Em seguida, a igreja nega-lhe permissão para retornar aos Estados Unidos, o bispo Dom José Barros designa-o para a paróquia de Botucatu, lugar isolado da capital (mais de 200 km) e sem energia elétrica. Meses depois é transferido para Mogi das Cruzes, onde afirmam ter praticado exorcismo. O vigário Capitular manda-o pedir demissão da paróquia, já corria o ano de 1907 e o padre Landell fica sem onde ir, hospeda-se por uns tempos no Hotel Albion, em São Paulo, passa um período em Tambaú, volta à capital paulista.

Pede para ser designado para Porto Alegre, tornando-se pároco da igreja do Menino Deus até 1915, posteriormente pároco da igreja do Rosário. Passa a dedicar-se àquilo que seria a segunda fase de seus trabalhos, as pesquisas em parapsicologia e espiritualidade, estudando os trabalhos Wiliam Crookes no campo do espiritismo⁴

Polarizando um filme fotográfico com alta frequência, consegue tirar uma foto de seu polegar no escuro, ou seja, antecede à foto Kirlian.

Aborda temas como o “perianto”, ou uma envoltória de energia que cobre o corpo dos seres vivos, “estenicidade” qual seja, a componente do perianto, que tem características análogas a eletricidade, porém se manifesta nos corpos dos seres vivos como uma energia estática, que pode assumir um alto nível e romper-se em descarga, que pode ser passada do corpo carregado de um terapeuta ao corpo descarregado de um doente.

⁴ Wiliam Crookes (1832-1919) foi um físico inglês. Criou os tubos de *crookes*, lâmpadas de cátodo frio, as quais, através de outros inventores posteriores, originaram as lâmpadas fluorescentes e do tubo de raios catódicos (TRC) dos televisores antigos. Foi um dos primeiros a medir a radiação nuclear e estudar o plasma. A lâmpada de Crookes serviu de base para desenvolver válvulas osciladoras. Teve uma vida de pesquisa muito intensa, vindo a presidir a Royal Society de Londres. Sua vida se dividiu em pesquisas acadêmicas e pesquisas espiritualistas. Nesse campo descobriu a força psíquica ao afirmar que uma parte dos fenômenos espiritualistas não eram fraudulentos, mas merecedores de estudos, por esse motivo foi expulso da Royal Society britânica., a qual não aceitava a possibilidade da comunicação com os mortos.

A estenicidade pode ser estática ou dinâmica. Afirma que os processos de telepatia, percepção e intuição sejam fruto da estenicidade em forma vibratória, e que esta atua de uma forma muito mais forte para um campo próximo, e bem tênue para um campo distante. Assim, traça uma perfeita analogia entre as leis do eletromagnetismo de Maxwell e a bioenergia. Seu trabalho difere-se do de William Crookes, pois Landell se detém com explicações científicas de fenômenos paranormais, atribuídos também ao espiritismo, porém Landell não considera ser viável a hipótese da incorporação ou da comunicação com os mortos.

Fala de um caderno onde estariam descritos aparelhos para medir a estenicidade e analisar fenômenos paranormais, alguns deles derivados dos trabalhos de Crookes. Este caderno nunca foi encontrado.

Trata de várias enfermidades psicológicas e de cunho bioenergético, dentre elas a “nevrose dos dirigentes” a qual seria uma doença de desvios de caráter que ataca aqueles que exercem cargos de mando, especificamente este postulado tem ares de crítica ao alto clero.

Landell publica um livreto sob o pseudônimo secreto de “Vulambrosius”. Além de várias publicações suas no jornal Correio do Povo sobre hipnose e parapsicologia, fato este que faz com que o vigário-geral peça explicações ao padre.

Em 1914, participa da fundação da segunda escola de Medicina Homeopática do Brasil, juntamente com seu irmão João, médico. Deixa clara a influência de Crookes e Mesmer na nova escola. O curso de pós-graduação deveria durar 6 semestres, o governo positivista do RS acreditava que o ensino superior deveria ser exclusividade da livre iniciativa privada e não dá fomentos à iniciativa, além disso, a escola foi alvo de má gestão (desvios), vindo a falir. O padre Landell que já era cônego penitenciário e vinha curando vários enfermos mentais, monta um gabinete de antropologia ao lado da igreja do Rosário.

Em 1924 dá uma entrevista ao jornal “Ultima Hora” sobre a recém inaugurada Rádio Clube de Curitiba e afirma:

*“Deus permitiu-me descobrir os segredos da natureza quanto à radiotelefonía”,
“ciência e religião não se opõem, pois assim como um padre com sua batina serve a Deus em uma igreja, assim também serve a Deus um cientista em seu laboratório”.*

Também afirma ele na mesma entrevista:

“-Os americanos, decorridos aos 17 anos de prazo que Mara a lei das patentes, puseram em execução prática as minhas teorias. Não sou menos feliz por isso”. [13].

Em 1927 é elevado a Monsenhor, em seguida a Arcebispo do Cabido Metropolitano, seis meses depois entra em depressão, repousa em uma chácara particular no bairro Tristeza, isolado, hospeda-se no Orfanatório Pão dos Pobres de Santo Antônio, na Praia de Belas. Muito doente e sem o devido atendimento por parte da igreja, sua família intervém e seu irmão João, médico, interna-o na Beneficência Portuguesa, onde, ao entardecer do frio sábado de 30 de junho de 1928, falece Landell de Moura.

No domingo seguinte, celebrado missa de corpo presente na capela da Beneficência Portuguesa, à tarde foi celebrada encomendação solene na catedral metropolitana, apesar da chuva, a catedral se encontrava abarrotada com fiéis fazendo fila no lado de fora, fato que somente grandes personalidades gaúchas conseguiram igualar.

Em 1939, o primeiro biógrafo do padre Landell, Ernani Fornari, o qual privou da amizade do inventor, no intuito de reforçar sua busca pelo reconhecimento dos inventos, procurou o ilustre pioneiro Professor Roquete Pinto, pedindo ao mesmo que lesse as patentes. Roquete Pinto recusou-se, desdenhando afirmou:

“- Bem, poeta, já que insiste em ter minha opinião, vou usá-la de toda franqueza: não perca mais tempo com esse padre. Depois da afirmação que ele fez da dispensa do selênio⁵ em tais transmissões⁵ sem fio, minha opinião é de que se trata realmente de um louco.” (grifo nosso) [13] (FORNARI, 1960 p 91)

Ao que tudo indica, Roquete Pinto não queria perder seu status de pioneiro.

Em 1940, o biógrafo Ernani Fornari leva as patentes à análise pelo Vice-Almirante Mário Oliveira Penna, Engenheiro e Doutor em Ciências pela Universidade da Califórnia, o qual emite longo laudo reconhecendo a autenticidade dos inventos, que apesar do pioneirismo do inventor os princípios por ele empregados são os mesmos que somente depois de anos foram utilizados na indústria de radiocomunicação e comenta o quão descuidada é nossa pátria com seus cientistas. O Doutor Almirante conclui o laudo afirmando:

“Assim, estou convencido de que, de justiça e de direito, cabe ao padre Landell de Moura a glória imortal de ter idealizado o mais perfeito sistema de telefonia e telegrafia., da época em que fez suas experiências...” [13] (FORNARI, p 96)

Em 1999 o então governador do Rio Grande do Sul, Olívio Dutra, cria a Semana Landell de Moura. Poucos meses depois seu túmulo é profanado. Em 2002, ao aniversário de

⁵ O selênio era usado na recepção, não na transmissão, prova que Roquete Pinto sequer se interessou pelo assunto

sua morte, por iniciativa do 3º Exército e com o aporte do Governo do RS, seus restos mortais são solenemente transladados até a igreja do Rosário, onde se encontram até o presente [15].

Paulatinamente, ao se iniciar o século XXI, alguns de seus manuscritos são liberados para estudo. Um rico acervo se encontra armazenado no Instituto Histórico e Geográfico do Rio Grande do Sul. A Pontificia Universidade Católica do Rio Grande do Sul edita uma coletânea de artigos sobre seus trabalhos no campo da radiocomunicação e da psicologia. Radioamadores brasileiros adotam o padre Landell como seu patrono [16].

A figura 2.1 mostra um transmissor empregando válvula, e a figura 2.2 mostra o receptor regenerativo à válvula, ambos desenhados por Landell de Moura.

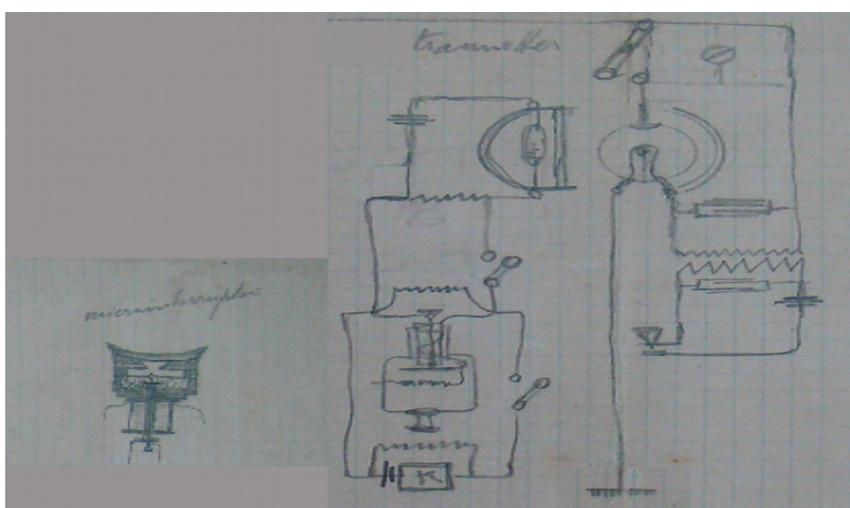


Figura 2.1: Transmissor de AM a válvula [67]

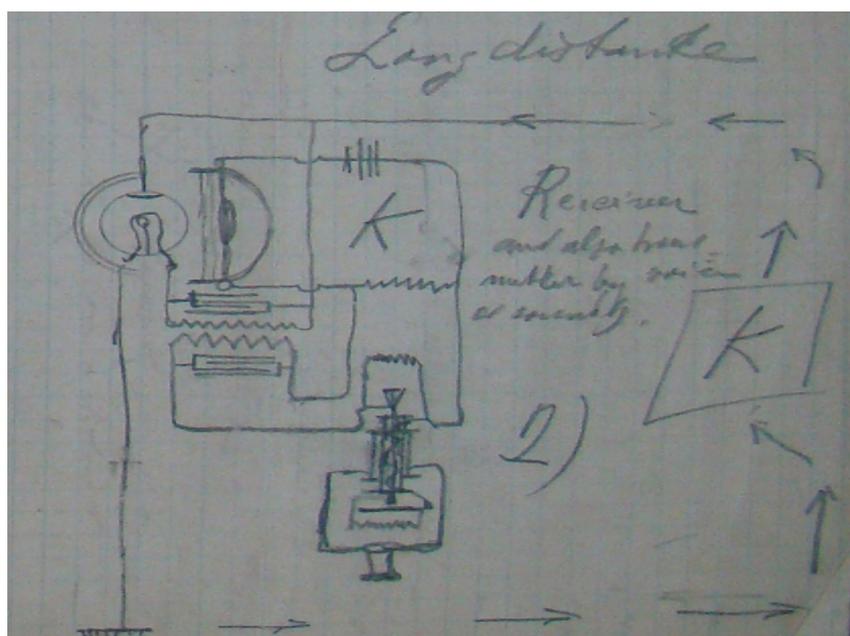


Figura 2.2: Receptor regenerativo à válvula [67]

2.2 AS PRIMEIRAS EMISSORAS DE RÁDIO DO BRASIL

Em 1920 entra em operação regular a primeira emissora de *broadcast* dos Estados Unidos, a KDKA, em Pittsburg, transmitindo a eleição presidencial daquele ano. Na forma de um produto para assinantes, de Lee de Forerst cria o serviço “*Music Box*” para vender receptores no formato de caixas de música e com isso alavancar um novo negócio no pós guerra.

A primeira rádio a vender espaço publicitário foi a WEAf de Nova York. Em 1921 existiam apenas quatro emissoras regulares nos EUA, em 1922 o número chegava a 382 emissoras, muitas iniciaram como radio clubes e não conseguiram se manter. Logo todas as emissoras dos EUA começam a vender publicidade. Dessa forma, surge o modelo de negócio de venda de comerciais que manteria o mercado de radiodifusão privado, típico do mercado dos Estados Unidos.

Em 1923 a gravadora VOX põe no ar a Rádio Stunde em Berlin. A profunda crise econômica na república de Weimar faz com que a emissora se socorra de verbas estatais e da cobrança de uma taxa obrigatória cobrada aos ouvintes. Assim surge o modelo de negócios de emissora estatal ou pública, típico da Europa. Emissoras privadas só foram existir na Alemanha após a reunificação , pelos idos de 1990.

No Brasil, existem registros da fundação do Radio Clube da Escola Superior de Eletricidade do Recife, com a finalidade de estudar eletricidade e telegrafia. Autores afirmam que esta agremiação colocou ao ar a emissora no mesmo ano, porém, não se sabe precisar se empregou um transmissor ou um amplificador de áudio, distribuindo o som através de fios e alto-falantes, caracterizando sim um serviço de alto-falantes e não uma rádio. Em 1923, a Radio Clube do Recife adquire um transmissor de AM de 10 Watts.

Em 1922 uma equipe de técnicos da Westinghouse realiza demonstração de uma emissora no alto do Corcovado, no Rio de Janeiro, transmitindo as comemorações do dia 7 de Setembro. Em 1923, Roquete Pinto inicia a operação regular da Rádio Sociedade do Rio de Janeiro, posteriormente doada ao governo federal, pois não conseguia se manter economicamente e tinha equipamentos ruins, transformando-se então na Rádio MEC AM.

Em 1924 é fundada a Rádio Paulista e a Rádio Clube do Paraná, e em 1927 é fundada a Sociedade Rádio Gaúcha. Quando da revolução de 1930, o Brasil já tinha 29 emissoras. Em

1932 o Governo Vargas regulamenta a venda de publicidade, fator que faz com que o modelo de negócios da radiodifusão brasileira siga os moldes dos Estados Unidos, com a maioria das emissoras operando como empresas privadas e vivendo de publicidade paga.

Em 1926 é fundada a Rádio Marynk Veiga, emissora que terá Leonel Brizola como seu sócio na década de 60, receberá uma outorga de TV em 62, e a repassará à TV Excelsior, posteriormente cassada pelo regime militar.

A PRA-X Rádio Phillips foi fundada no rio em 1930, para divulgar os receptores da Philips. Ademar Casé vendia receptores de porta em porta, seu sucesso foi grande e o locutor alugou um espaço na emissora, criando o primeiro programa de participação do ouvinte.

Em 1936 o Governo Vargas proíbe que estrangeiros sejam diretores de escolas, donos de jornais e de rádios, considerando que esse tipo de formador de opinião tenha de ser brasileiro nato. Esse fato força a venda da Rádio Phillips, que após algumas negociações passa a ser encampada pelo Governo Federal, transformando-se na rádio Nacional do Rio de Janeiro, que recebe mais equipamentos e se torna a melhor emissora do Brasil.

Duas emissoras de ondas curtas são montadas por ordem de Vargas, a PRF-5, em 9501kHz com 60 quilowatts e a PSH em 10220kHz com 50 quilowatts, elas operam sob o nome de Rádio Internacional do Brasil. O departamento de Imprensa e Propaganda cria o programa “A Hora do Brasil” (atualmente “a Voz do Brasil”) , com versão em inglês e outra versão em português, das 18 h e 45 min até às 19 h e 45 min, transmitido pela Rádio Nacional e pelas emissoras de ondas curtas PRF-5 e PSH, que serviam de *link* enviando o som desde a então capital federal até as emissoras nas demais capitais de estado e interior.

Após algum tempo, a Hora do Brasil se torna de transmissão obrigatória por todas as emissoras do país, posteriormente mudando o nome para “A Voz do Brasil”.

A figura 2.3 mostra um cartão-resposta tipo QSL enviado por um radioescuta norte-americano informando a recepção da “Voz do Brasil” em inglês naquele país.

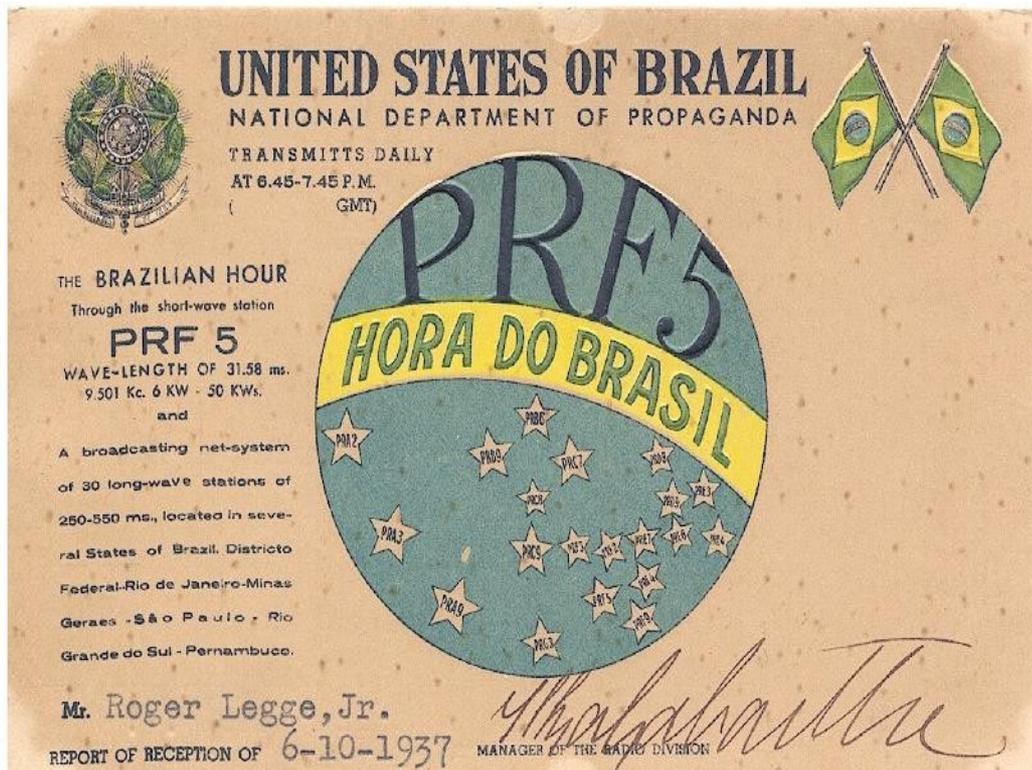


Figura 2.3: Cartão QSL confirmando a recepção da “Hora do Brasil” via ondas curtas, 9501 kHz , em 1937.

O suporte dado ao governo Vargas pela Rádio Nacional dava tão bons resultados, que a emissora levou ao ar em 1944 a primeira radionovela brasileira. A iniciativa se somava à necessidade de difundir a língua portuguesa e erradicar os idiomas Alemão, Italiano e Japonês, falados pelos colonos no sul do país, proibidos em solo pátrio dada a declaração de guerra ao eixo. As várias emissoras do interior começaram a retransmitir em cadeia, via sinal recebido em ondas curtas, as novelas da Radio Nacional. Um elenco numeroso se formou sediado no Rio de Janeiro e trabalhando temporariamente em outras capitais, onde eventualmente eram produzidas novelas locais.

A Rádio Nacional, as emissoras de Ondas Curtas e a Rádio MEC, adquirida do radialista Roquete Pinto, formam o sistema de emissoras estatais, porém, nas demais capitais e interior se proliferam as emissoras de propriedade privada ou de rádio-clubes, as quais sobrevivem vendendo publicidade.

Desta forma se chega até a década de 50 com o rádio consolidado no Brasil, embasado em empresas privadas, algumas associadas a grandes jornais, vivendo de publicidade e cativando fortemente o público através dos enredos de novelas. Estes três fatores serão

decisivos mais tarde para definir o modelo de TV analógica e posteriormente de TV Digital do Brasil.

2.3 A INVENÇÃO DA TELEVISÃO

A televisão foi inventada de forma subsequente e semelhante ao rádio, porém dependendo menos do cenário das megaempresas de telecomunicações (telefone, telégrafo). A televisão herda o mercado previamente construído pelo rádio, o qual possuía modelos de negócio já bem definidos e consolidados (nos EUA era de propriedade privada e vivia de captação publicitária, na Europa e Ásia era de propriedade pública-estatal ou pública-independente, vivendo de fomentos governamentais e captação de taxas.

Tecnicamente, os princípios da televisão estão ligados à descoberta da fotocondutividade do selênio, primeiro elemento utilizado pra transformar luz em informação elétrica. Em 1884, o alemão Paul Nipkov patenteou um sistema de exploração de imagem através de um disco perfurado que girava em alta rotação, explorando a imagem. Partindo do disco de Nipkov associado à células de selênio, durante muitos anos e em várias partes do mundo, vários inventores trabalharam em sistemas eletromecânicos de captação e reprodução de imagens. Dentre os vários envolvidos, percebe-se nos manuscritos do brasileiro Landell de Moura a descrição do “The Telephotorama”, em 1904, ou seja, contemporâneo aos demais inventores.

A invenção do tríodo (Lee de Forest) em 1907 viabilizou dispositivos amplificadores dos sinais elétricos de imagens. A consolidação da invenção do rádio (1920) viabilizou o meio de transmissão dos sinais da estação até os usuários, através de ondas, onde a televisão seria a natural sucessora do rádio.

Porém, as várias tentativas de transmissão de televisão por exploração eletromecânica nunca atingiram o número de linhas e quadros suficientes para se ter a impressão de imagem em movimento, formada por tonalidades de cinza bem definidas e sem pulos. Isso só seria atingido com a televisão por varredura eletrônica, utilizando na reprodução os tubos de imagem (TRC), em meados da década de 30.

A captação da imagem também teria de ser totalmente eletrônica, para isso, Philo Farnsworth inventou o tubo de câmera (image dissector), descendente dos velhos tubos de Crookes. Em paralelo, Wladimir Zworokyn também tinha conseguido desenvolver um

sistema de TV totalmente eletrônico, porém menos sensível à luz. Os tubos tinham capacidade de captar imagem de uma película de cinema, altamente iluminada, mas ainda não conseguiam captar imagens ao vivo, muito menos à luz do dia. Uma guerra de patentes entre a RCA (Zworikyn) e a Westinghouse (Farnsworth) atrasou qualquer hipótese de um produto final na forma de um sistema de televisão viável comercialmente, nos Estados Unidos na década de 30.

O problema da baixa sensibilidade à luz, apresentado pelos primeiros tubos, fora resolvido pelo húngaro Kalman Tihant, que patenteou em 1926 o sistema “Radioskop”, sendo esta patente posteriormente adquirida pela RCA em 1939. Já Zworikyn compartilhou suas patentes com a alemã Telefunken, e como na Europa não se formou uma guerra de patentes, foi possível reunir dispositivos que viabilizaram a transmissão de televisão ao vivo em locais ao ar livre, transmitidos via VHF.

O ano de 1936 é marcado por dois eventos históricos, a transmissão ao vivo dos jogos de Berlin, com a entrega da medalha ao atleta negro Jessy Owens, provando que o sistema funcionava bem, inclusive com luz ambiente. Em seguida, no mesmo ano, a BBC inicia suas transmissões regulares de TV em Londres.

A segunda guerra atrasou a popularização da TV, em 1941 os Estados Unidos adotam o sistema de 525 linhas/60 quadros ⁶, em 1948 vai ao ar o sistema soviético de 625 linhas/50 quadros, o qual se tornaria o padrão europeu de televisão.

2.4 A TELEVISÃO NO BRASIL

A década de 50 é marcada pela chegada da TV ao Brasil, por meio do empresário Assis Chateaubriand, com equipamentos da RCA. Logo o grupo conhecido como Diários Associados, liderados por Chateaubriand se torna a primeira rede de TV do Brasil.

⁶ O padrão M, de origem norte-americana, ainda em preto e branco, com 425 linhas por 60 quadros, é uma decorrência do sistema elétrico adotado no Brasil seguir também o padrão americano (60 Hertz). Na década de 50 tornava-se imperativo a adoção do padrão M, para minimizar as deformações causadas nas imagens dos antigos televisores à válvula, graças à pobre filtragem de suas fontes de alimentação, ou seja, quando a emissora sincronizava o número de quadros com a frequência da rede elétrica, as deformações nos televisores eram minimizadas. Posteriormente, acrescenta-se ao padrão M a codificação de cor do sistema europeu PAL, com cores mais fiéis que o sistema NTSC-M (EUA), graças à transmissão ortogonal dos vetores de cor empregada no sistema europeu. Dessa forma, criou-se o padrão brasileiro PAL-M. Resumidamente, utiliza o número de quadros e linhas do sistema americano, porém, utiliza a codificação de cor do sistema europeu.

Em 1952 entra no ar a TV Paulista, uma pequena emissora independente do monopólio dos diários associados.

Em 1956, o então vice-presidente João Goulart, no exercício de uma das atribuições de seu cargo, a de emitir outorgas de radiodifusão, outorga o canal 2 do Rio de Janeiro à Rádio Mayrink Veiga, a qual tem como sócio seu cunhado Leonel Brizola. Da mesma forma, em 1957, atendendo interesses do presidente Juscelino Kubitschek, João Goulart outorga o canal 4 do Rio de Janeiro à Rádio Globo, de Roberto Marinho. A Marynk Veiga tem como diretor técnico Homero Simon, que encontra dificuldades técnicas e financeiras em adquirir equipamentos. A pressão de Marinho no governo atrapalha possíveis financiamentos governamentais à TV Marink, Brizola desiste do projeto. O jornalista Romeu Barleze narra com detalhes esses fatos [20] .

Em 1960, o empresário Wallace Simonsen adquire a concessão (ainda no papel) da TV Excelsior em São Paulo, em 1963 o empresário compra o canal recebido pela Marynk Veiga, no Rio, a qual desistiu de montar sua televisão. A rádio Marink Veiga continuaria nas mãos de Brizola por mais algum tempo. Simonsen era amigo de Jango e pretendia começar uma grande rede de TV, concorrente de Assis Chateaubriand e simpática aos projetos de Jango e Brizola. Em Porto Alegre, a Rádio Gaúcha, de propriedade de Maurício Sirotsky Sobrinho, recebe outorga e põe no ar o canal 12, operando em cadeia com a TV Excelsior, sendo inaugurada por Jango (presidente) e Brizola, que conseguem um financiamento via BNDS ao empresário.

Em 1962 o presidente Jânio Quadros renuncia, cria-se a cadeia da legalidade, uma cadeia de rádios que transmitiam discursos de Leonel Brizola, então governador do Rio Grande do Sul, reivindicando a posse de Jango, o vice, no lugar de Jânio, o presidente demissionário. A Rádio Mayrink Veiga e as emissoras do Grupo Simonsen (Excelsior) dão suporte ao movimento, fato que contribuirá mais tarde para o fechamento da Excelsior.

Com o golpe de 1964, Jango, Brizola e Simonsen se exilam, a Excelsior fica acéfala e a partir daí o projeto de uma segunda rede de TV perecerá.

Em 1965, inicia-se a operação da TV Globo do Rio, em 1966 Roberto Marinho recebe apoio financeiro (além de técnico) do grupo norte-americano Time-Life. O empresário adquire a TV Paulista. Em 1968 a Globo adquire uma emissora em Juiz de Fora - MG e instala um conjunto de enlaces em micro-ondas entre São Paulo e Rio de Janeiro, para

compartilhamento de programas. Em 1969 adquire várias emissoras, afilia outras, dentre elas a TV Gaúcha (hoje RBS TV) e inicia o Jornal Nacional. Estando assim a então segunda rede de TV do Brasil, que logo se tornará a maior e a mais fiel defensora dos governos da ditadura.

Em 1966, o código de telecomunicações limita ao número de seis as outorgas por grupo empresarial, porém, as duas redes de TV existentes não se limitam a este número, pois utilizam a política de emissoras afiliadas. Dessa forma, consolida-se o modelo monopólio privado de TV no Brasil.

Em 1969 a chegada do homem à lua é marcada pela transmissão ao vivo deste evento, por todas as emissoras do Brasil, através da inauguração da estação de *down-link* e *up-link* do sistema Intelsat em Guaratiba – RJ e do sistema de enlaces terrestres de micro-ondas (7 GHz analógico) entre as principais capitais dos estados. Os enlaces de micro-ondas operavam em 7 GHz, estando uma estação em localização visual à sua antecessora e sua sucessora, formando uma rede de norte a sul ao longo do litoral, ramificando para o Distrito Federal, Goiás e Mato Grosso, operada pela estatal Embratel. Os rádios principais eram usados para telefonia DDD, e os rádios reserva para tráfego de vídeo.

Na mesma época chegam os aparelhos de videoteipe (gravação de vídeo analógico em fita magnética) que possibilitavam receber programas, gravá-los e reproduzi-los imediatamente. A chegada do transistor em substituição à válvula, em alguns circuitos dos equipamentos, tornava o parque técnico das emissoras menor, mais ágil e confiável. Graças a esses avanços foi possível realizar jornais ao vivo em rede nacional, bem como transmitir novelas e outros programas, fortalecendo as redes de emissoras existentes.

Finalmente, após muitas dificuldades, incêndio, perseguição política e perda de afiliadas, a Rede Excelsior é caçada pelo governo da ditadura, em 1970. O canal 2 dado à Marynk Veiga, no Rio, nunca montado, é repassado à TVE da Fundação Roquete Pinto (Federal).

O Brasil contava então com duas redes de abrangência nacional, os Diários Associados, de Chateaubriant, fadada ao enfraquecimento e a Rede Globo, que cada vez crescia mais.

Em 1972 é feita a primeira transmissão a cores empregando o padrão euro brasileiro PAL-M ⁶, através de captação feita na Festa da Uva de Caxias do Sul, pela TV Difusora (pertencente aos freis capuchinhos) de Porto Alegre em *pool* com a TV Gaúcha. Durante

quinze minutos a TV Difusora transmitiu em cores a abertura da festa, pois os equipamentos da TV Gaúcha (o transmissor) necessitavam de ajustes para que as altas frequências do sinal colorido fossem transmitidas. Após meia hora, o sinal foi disponibilizado via Embratel (rota terrestre de micro-ondas) para as emissoras de todo o Brasil. Um pronunciamento do ministro das comunicações encerrou a primeira cadeia nacional de emissoras transmitindo em cores. O sistema a cores reforçou a guerra de novelas entre a ascendente Rede Globo e a decadente rede dos Diários Associados.

Os freis capuchinhos possuíam duas emissoras, a tv Difusora de Porto Alegre e a Tv Rio, tinham a aspiração de montar uma rede nacional, porém, a pouca simpatia entre os freis e o governo, acabou custando-os o fechamento da TV Rio e a consequente venda da TV Difusora ao grupo Bandeirantes em 1977.

Durante o governo Figueiredo, a lei de limitação do número de outorgas é desrespeitada, por ordem do próprio presidente, ocasionando a demissão do ministro das comunicações Euclides Quant de Oliveira. Figueiredo outorgou inúmeras emissoras à família Marinho, tornando ainda maior a Rede Globo.

Da mesma forma, os Diários Associados já não contavam com a administração de seu fundador, Assis Chateaubriand, falecido. As dívidas, a falta de fomentos governamentais, e o risco de se tornar uma cooperativa de radialistas fez com que as cinco principais emissoras do grupo fossem lacradas pelo Dentel em 1980. Os canais vagos com seu fechamento viabilizariam o surgimento de duas novas redes, o SBT (Silvio Santos) e a Rede Manchete (Adolfo Bloch).

Vendo o oligopólio das comunicações se concentrar nas mãos de poucas grandes redes nacionais, o engenheiro Homero Simon e seu orientando, o jornalista Daniel Hertz, ambos professor e estudante da UFRGS, elaboram um projeto piloto de TV a cabo para a cidade de Veranópolis, no Rio Grande do Sul, onde além das grandes redes nacionais deveriam ser distribuídos canais locais de cunho educativo, canal comunitário e canal das forças governamentais. A equipe do SINTEL-RJ propõe semelhante solução para a cidade de Petrópolis, no Rio. A primeira proposta fora apresentada ao meio acadêmico por Simon em 1973, a segunda proposta melhorada fora apresentada ao governo e a sociedade por Simon e Hertz na década de 80. Homero Simon fora o homem de confiança para a área de telecomunicações e radiodifusão de Leonel Brizola, Daniel Hertz, seu orientando, escrevera o livro "A História Secreta da Rede Globo"[21], ou seja, nenhum dos dois gozava da simpatia

do governo da época, somado ao fato que o modelo vigente era de radiodifusão aberta, fez com que o projeto fosse refutado causando um atraso de quase 20 anos na implantação da TV a cabo no Brasil.

Segundo Romeu Barleze [20], conterrâneo e amigo de Leonel Brizola e Homero Simon, o projeto da TV a cabo tornar-se-ia desinteressante ao governo, quando confrontado com o emergente serviço de TV via satélite aberto, doméstico e de cobertura nacional. A última posição política de Simon, antes de sua morte seria a de que o satélite não deveria preterir a TV a cabo, pois essa carrega os canais locais.

Em 1985 iniciam-se as operações do satélite Brasilsat, o qual tem como primeiro objetivo levar o sinal (analógico e aberto) desde as emissoras cabeça-de-rede até suas afiliadas, via satélite, substituindo a limitada rede terrestre da Embratel. Em paralelo, a indústria nacional desenvolve receptores de satélite (parabólicas) para recepção de sinal de tv direto pelos telespectadores em áreas não cobertas por sinal terrestre. A falta de política para o uso dos canais do satélite faculta o surgimento de redes de TV somente na parabólica e até de serviços não autorizados, que figuram como canais de abrangência nacional (Canal do Boi, MTV).

Em 1991 o sistema Globo montou a Globosat, o primeiro serviço de TV por assinatura do Brasil, distribuindo via satélite quatro canais codificados (codificação analógica *Digicifer*). Logo em seguida o sinal começou a ser distribuído via cabo em Porto Alegre e São Paulo, dando origem à NET TV a cabo, inicialmente de propriedade do sistema Globo, RBS. e outras associadas. Por força de lei, o sistema Globo sai do comando da NET somente em 2012, a empresa é considerada serviço de telecomunicações e pode ser controlada por arranjos societários com participação de capital do exterior.

Setores progressistas se mobilizam para reivindicar uma lei que regule a TV paga no Brasil, O Fórum Nacional de democratização das Comunicações, liderado por Daniel Hertz, seguido pelos sindicatos e federações de trabalhadores em comunicação, com o apoio do conselho municipal de comunicação de Porto Alegre e com o suporte logístico em Brasília dado pela Faculdade de Comunicação da UNB conseguem sensibilizar a comissão de comunicação do congresso federal, aprovando em 1994 a lei do cabo, a qual obriga as operadoras do serviço a disponibilizarem gratuitamente os seguintes canais: canal municipal do legislativo e executivo, canal da câmara federal, canal do senado, canal universitário, canal comunitário local, canal educativo e cultural.

Fatores como a cultura de receber TV gratuitamente, a capilaridade do sistema de distribuição aberto (não guiado), a força do oligopólio e do modelo de negócios de venda publicitária, dentre outros, garantiram que mesmo assim a TV aberta (*broadcast*) se mantivesse como principal ferramenta do brasileiro assistir televisão. Enquanto o mundo discutia a implantação da TV Digital, no Brasil, a definição do padrão passaria pelas premissas de valorizar a vocação da TV aberta nacional, com sua brilhante indústria de novelas, além de contemplar reivindicações de produção local e independente. Assim, a TV Digital a ser adotada deveria viabilizar a alta definição e a multiprogramação no mesmo sistema. O sistema deveria permitir o convívio entre as grandes redes e os canais públicos, governamentais e comunitários.

2.5 A CRIAÇÃO DA TV EM ALTA DEFINIÇÃO E TV DIGITAL PELO MUNDO

Depois de adotado pelo Japão o sistema NTSC, em 1970, a televisão estatal japonesa NHK (*Nipon Hoso Kyokay*), que desde seus primórdios aplicava 5% de seu orçamento em pesquisa tecnológica, autoriza o *NHK Science & Technical Research Laboratories* para desenvolver uma TV de alta definição, a qual seria chamada HDTV. Em 1980 a NHK inicia os testes de alta definição terrestre e em 1987 torna regular a transmissão de alta definição via satélite, durante uma hora diária, por processo analógico, ocupando uma largura de banda de 20 MHz. O sistema chamada MUSE (*Multiple Sub-nyquist Sampling Encoding*) é um sucesso, em 1997 a NHK desenvolve o sistema ISDB-T (*Integrated Service Digital Broadcast Terrestrial*) viabilizando a transmissão de alta definição com as modernas técnicas de compressão MPEG, em um canal convencional terrestre de 6 MHz de largura.

Já na Europa, em 1986 vai ao ar experimentalmente o sistema HD-MAC (*Multiplexed Analogue Component*) de alta definição analógica, em 1994, está completo o sistema DVB (Digital Video Broadcast) para transmissão digital com as técnicas MPEG, tanto em versões terrestre como via satélite.

Nos Estados Unidos, empresas de equipamentos, emissoras e universidades acompanham o desenvolvimento dos padrões na Europa e Ásia, porém, buscam uma solução própria. Em 1995 é fundado um comitê para estudos de um novo padrão (ATSC), com a participação de vários setores da indústria e emissoras. Em 1997 foram pactuadas as regras de migração para o sistema digital de TV naquele país.

Assim, durante décadas, no Japão, Alemanha e Inglaterra, as emissoras estatais pesquisaram a alta definição, inicialmente a partir de sistemas analógicos, bem mais tarde, viabilizaram-se sistemas com modulação digital, acrescido de sistemas de compressão de vídeo, contemplando as necessidades de HD (*high definition*) ou multiprogramação e de multiserviços.

2.6 A DECISÃO PELO PADRÃO DE TV DIGITAL NO BRASIL

Em 1998 a Sociedade de Engenharia de Televisão (SET) e a Associação Brasileira de Emissoras de Rádio e TV (ABERT) montaram um grupo oficial de discussão com objetivo de analisar os padrões de TV Digital e sugerir ao Ministério das Comunicações as características técnicas do sistema que melhor serviria ao Brasil [22]. O grupo SET/ABERT contrata a universidade MACKENZIE para realizar testes, principalmente de propagação de sinal e cobertura em grandes cidades.

Os debates enfocam a adoção de um modelo de TV Digital que privilegie a alta definição, em decorrência de nossa indústria de novelas, acrescido da recepção portátil (*mobile*). O novo modelo deverá ser eminentemente terrestre para garantir a manutenção do modelo de negócios de venda publicitária local e regional.

Em 2000, a Anatel publica para consulta pública os testes com os três padrões (ATSC, DVB-T e ISDB-T), o consenso entre pesquisadores e interessados é claro: A modulação 8-VSB com portadora única (ATSC), apesar de empregar menos potência na transmissão, emprega na recepção esforços de processamento muito maiores para a anulação dos ecos de multipercurso, a modulação COFDM é recomendada (DVB e ISDB), pois suas multiportadoras são muito mais robustas na presença de ruídos de rajada e se equalizam facilmente na recepção, sobrevivendo muito melhor aos danos por multipercurso. É recomendado que o Brasil adotasse um dos padrões que empregam modulação COFDM [23].

No mesmo ano é publicada uma consulta pública para comentar os testes com receptores comerciais dos três padrões.

Em paralelo, e indiferente ao padrão a ser adotado, a ANATEL publica a resolução 284/2001 que aprova o regulamento para o planejamento e distribuição de novos canais para TV Digital, partindo da sistemática empregada para viabilizar legalmente canais analógicos, porém com valores previstos de campo elétrico (intensidade de sinal) mais adequados aos

futuros padrões digitais. Como premissa, tem-se que para cada emissora legalmente operando em analógico na data do estudo, será viabilizado um novo canal para a operação digital simultânea. Assim, a ANATEL se adiantou e preparou o Plano Básico de Canais de TV Digital, ou seja, a lista de canais tecnicamente viáveis, por localidade, para serem ocupados pela TV Digital na futura migração. Para evitar grandes discrepâncias entre a cobertura proporcionada pelos vários sistemas de transmissão que objetivam atender a uma área geográfica específica, ficou acordado que todas as emissoras passassem a operar em UHF (o emprego de VHF, além de comportar um número insuficiente de canais, deveria servir apenas como último recurso, evitando ao máximo seu uso).

Em 2003, um decreto da Presidência da República institui o comitê para estudos do Sistema Brasileiro de TV Digital, o qual passa a coordenar os estudos e reunir dados já compilados pelas universidades, SET/ABERT, Anatel, MINICOM e outros.

Em 2005, a Anatel aprova os novos canais que viabilizarão a migração para a TV Digital (PBTVD). No mesmo ano o ISDB-T é apresentado pelo MINICOM à sociedade como sendo o padrão recomendável de adoção pelo Brasil.

Em 2006, por decreto, o governo adota o padrão ISDB-T como base técnica para o desenvolvimento do padrão brasileiro (SBTVD).

A ABNT, baseada no decreto presidencial e nos trabalhos reunidos no Fórum do SBTVD, edita as normas técnicas ABNT 15601/2007, ABNT 15602/2007, ABNT 15603/2007, ABNT 15604/2007, ABNT 15605/2007, ABNT 15606/2007, ABNT 15607/2007 e ABNT 15608/2007. Este conjunto de normas descreve desde a transmissão até a recepção, todos os processos e dispositivos envolvidos.

As primeiras transmissões em HDTV no Brasil ocorreram em 2007.

A ANATEL publica portaria 276/2010 contendo a norma técnica que regula o serviço de radiodifusão de sons e imagens digitais, a norma técnica de TV Digital.

Em 2014, acontece o repasse da banda de frequências compreendida desde o canal 52 até o canal 69 para a exploração pelas empresas de telecomunicações, contemplando as necessidades de espectro para a implantação do LTE. Com isso, volta-se a conviver com a hipótese de empregar os canais altos de VHF para transmissão de TV Digital.

Os trabalhos do Fórum SBTVD seguiram uma orientação política de respeitar os modelos de negócio da TV aberta, totalmente independente de operadoras de telecomunicações, que vive de captação publicitária. Respeitar também as necessidades da sociedade de contemplar emissoras educativas, dos poderes legislativos, executivos e judiciários das três esferas. Contemplar a recepção móvel, prover interatividade de manter uma reserva técnica para desenvolvimento de novos produtos e serviços. Dessa forma, a decisão política desencadeou a decisão técnica por um padrão com modulação COFDM, descartando o padrão americano.

O padrão europeu DVB-T também fora descartado pois não contemplava o uso de dispositivos móveis (*one seg*).

O padrão chinês, bem como a hipótese de um padrão totalmente nacional, desenvolvido pela academia e indústria brasileira, foram descartados por serem hipóteses não competitivas em nível de mercado. Além das premissas apontadas acima, o Brasil necessitava de um padrão para ser vendido comercialmente a outros países, principalmente na América Latina, alavancando a indústria nacional.

Restou o padrão ISDB-T japonês, que recebe duas melhorias brasileiras, a adoção do sistema de compressão MPEG-4, garantindo desempenho superior em transmissão de vídeo de alta definição, quando comparado ao MPEG-2 dos demais sistemas, e a adoção do middleware nacional GINGA para os serviços de interatividade.

A migração se daria instalando sistemas de transmissão digital em novos canais, preferencialmente em UHF, os quais operariam por alguns anos em simultâneo aos antigos sistemas transmissores em canais analógicos (*simultcast*), após data acertada, os canais analógicos serão desligados e o seu espectro será disponibilizado para outros usos. A Capital Federal (Brasília) terá seu sinal analógico desligado em abril de 2016.

Como resultado final, do ponto de vista técnico, construiu-se um padrão de TV digital com um esquema de modulação robusto, resistente à multipercursos e aos ruídos de rajada, com correção de erros, possível de operar em redes de frequência única (SFN), garantindo boa estabilidade em transmissão terrestre. O sistema permite modulação e transmissão hierárquica, incluindo a transmissão exclusiva para dispositivos portáteis (*one-seg*), interatividade e serviços adicionais. O empacotamento de dados se dá através dos protocolos MPEG-2 (*transport stream*), porém a compressão de vídeo é feita com o encoder MPEG-4

H.264, com isso foi possível transmitir satisfatoriamente vídeo SD (*Standard Definition*, 425 linhas entrelaçadas/60 quadros) empregando taxas a partir de 3,2Mb/s ou vídeo HDTV (*High Definition*, 1080 linhas entrelaçadas/60 quadros) à partir de 10 Mb/s. Dessa forma, contemplou-se todas as necessidades técnicas para o modelo comercial de TV digital brasileira, terrestre, em alta definição e gratuita ao usuário final.

Concluindo este tópico, apontamos que o Brasil desenvolveu através do consórcio SBTVD o padrão brasileiro ISDB-TB, adaptado do sistema japonês ISDB-T, o qual é o quinto sistema apresentado ao mundo. O padrão brasileiro fora construído de forma bem peculiar, empregando como ferramenta de discussão com a sociedade o modelo democrático norte-americano, o rigor europeu para as soluções de modulação e cobertura, a portabilidade e a capacidade industrial japonesa e finalmente o jeitinho brasileiro, o aperfeiçoamento com o MPEG-4 H.264 e o Ginga. Com o uso da política da boa vizinhança, o Brasil tem vendido o ISDB-TB aos países da América Latina e África.

]

3 OS MECANISMOS LEGAIS DE RADIODIFUSÃO ANALÓGICA E SUA ADAPTAÇÃO AO PADRÃO DIGITAL

O presente capítulo trata da preparação dos mecanismos legais que viabilizaram a migração das TVs analógicas para o sistema digital. Neste capítulo são abordados os conceitos legais envolvidos no licenciamento de uma emissora. Este trabalho mostra os resultados do grupo de estudos incumbido de incluir os novos canais digitais no espectro radielétrico brasileiro. É analisada a forma com que se determinou os níveis de sinal necessários à eficiente cobertura de uma emissora digital, os quais são estipulados tendo como base os níveis de sinal praticados na TV analógica. A migração deverá ser feita em simulcast, cada emissora analógica recebe um novo canal digital (preferencialmente em UHF), o qual deve ter a mesma característica de alcance geográfico do canal analógico. Ambos serviços serão operados simultaneamente até o completo desligamento do sistema analógico (2018).

3.1 O PROCESSO DE LICENCIAMENTO DE UMA ESTAÇÃO DE TV DIGITAL

Via de regra, os conceitos legais básicos empregados para regular o licenciamento e operação de estações analógicas são os mesmos aplicados às estações digitais. Os direitos e deveres de uma emissora analógica basicamente são os mesmos de uma emissora digital. É preciso entender os mecanismos legais para compreender como foram incluídos os novos canais digitais, mantendo critérios de convivência entre os dois sistemas (analógico e digital) durante o período *simulcast* (transmissão simultânea pelo sistema analógico e digital). O principal conceito é o de contorno de serviço ou contorno protegido, que delimita o alcance do sinal de uma emissora analógica, o direito de uma emissora cobrir determinada área geográfica, e que deverá delimitar também o alcance de uma emissora digital.

3.1.1 Os órgãos fiscalizadores

No Brasil, a fiscalização do serviço de radiodifusão, assim como o de telecomunicações, são exercidos pela Anatel, a qual dispõe de recursos técnicos qualificados (físicos e humanos) para realizar o controle de espectro, a avaliação técnica dos projetos de futuros serviços, canais e emissoras, a verificação do cumprimento dos projetos na forma das estações instaladas, o início de operação e o funcionamento regular das estações, bem como arbitrar

em casos de diferenças de cunho técnico entre dois ou mais prestadores de um determinado serviço.

Ao ministério das Comunicações cabem as decisões políticas quanto à criação de novos serviços, a destinação de faixas do espectro, a autorização de novos operadores, a elaboração de leilões e licitações, a emissão de outorgas e a consignação de canais aos operadores de telecomunicações e de radiodifusão.

Tanto o Ministério das Comunicações como a Anatel gozam de soberania no exercício de suas atribuições, porém, respeitam tratados internacionais e seguem algumas sugestões propostas pela ITU (International Telecommunications Union).

A adoção do padrão de televisão “M”¹ acarretou a adoção do canal de transmissão com 6 MHz de largura (vide Capítulo 4). O espectro ficou dividido entre canais de VHF baixo (2 ao 6) , canais de VHF alto (7 ao 13) e canais de UHF (14 ao 83). Durante as três primeiras décadas, as emissoras se instalaram nos canais de VHF, pois os equipamentos de alta potência apresentavam dificuldades técnicas e alto custo para a operação em UHF. Na década de 90 os canais de 70 a 83 foram repassados ao segmento de telecomunicações, para atender à necessidade de espectro que viabilizasse a implantação da telefonia celular. Atualmente (2015) prepara-se para o remanejamento e repasse dos canais de 52 a 69 para o LTE, conhecido como 4G.

3.1.2 Os conceitos de Geradora e retransmissora

Por definição legal [24] [25], os canais de VHF e UHF são ocupados exclusivamente por estações transmissoras de televisão.

Para fins de entendimento dos mecanismos legais, existem dois tipos básicos de estação de televisão:

- a) **Estação Geradora:** Dotada de transmissor e sistema irradiante, goza de liberdade de produzir conteúdo, sejam produções próprias, conteúdo adquirido ou recebido em tempo real de outra emissora. Responde juridicamente por todo o conteúdo por ela veiculado. Como consequência, seu parque técnico é dotado, além dos equipamentos de transmissão, de equipamentos de produção (câmeras, mesas de corte ou *switchers*, gravadores-reprodutores em mídia física ou arquivos).

b) **Estação Retransmissora:** Dotada de Transmissor e sistema irradiante, igual aos empregados pela Estação Geradora (à exceção de alguns acessórios técnicos responsáveis pela multiplexação e modulação). Esta modalidade de estação não dispõe de liberdade legal para gerar programação, sua finalidade é apenas transmitir exatamente o mesmo sinal da estação geradora, com o objetivo de cobrir de sinal radielétrico uma determinada área geográfica (geralmente um município) não atingido fisicamente pelos sinais provenientes diretamente da Estação Geradora, à qual ela é inclusive legalmente atrelada.

Vale lembrar que existiu uma terceira modalidade, conhecida como repetidora, semelhante à estação retransmissora descrita anteriormente, porém, esta última se detinha apenas com o transporte (*link*) de sinais entre as estações, não objetivando cobrir uma determinada população com seus sinais. Citamos esta, pois o jargão “repetidora” ainda é usual no meio de televisão.

3.1.3 Classificação das estações quanto a sua potência de transmissão

As geradoras e retransmissoras são classificadas tecnicamente pelos órgãos reguladores de acordo com a sua potência de transmissão. Os valores que referenciam as estações consideram uma potência equivalente à uma situação hipotética padrão na qual todas as emissoras transmitiriam com suas antenas a 150 metros acima do nível médio do terreno. A potência de operação ou potência efetivamente irradiada para a situação real, onde a altura de transmissão é diferente da altura hipotética padrão (150 metros), passa por uma adequada correção. Assim, emissoras que transmitem à alturas inferiores a 150 metros tem potência maiores que sua potência de referência, da mesma forma, alturas superiores à 150 metros demandam potências menores que a de referência. As tabelas 3.1 e 3.2 apresenta as classes de emissoras e suas potências.

Tabela 3.1: Classificação das estações de VHF de acordo com sua potência relativa máxima

Classe	Máxima Potência ERP*	Distância Máxima ao Contorno Protegido
Especial	16 kW	65 km
A	1,6 kW	48 km
B	0,16 kW	32 km
C	0,016kW	20 km

*Pot. Efetivamente Radiada (máxima) referenciada à 150 metros acima do nível médio do terreno

Fonte: [24]

Tabela 3.2: Classificação das estações de UHF de acordo com sua potência relativa máxima

Classe	Canais	Máxima Potência ERP*	Distância Máxima ao Contorno Protegido
Especial	14 a 25	70 kW	57 km
	26 a 46	80 kW	
	47 a 51	100 kW	
A	14 a 51	8 kW	42 km
B	14 a 51	0,8 kW	29 km
C	14 a 51	0,08 kW	18 km

*Pot. Efetivamente Radiada (máxima) referenciada à 150 metros acima do nível médio do terreno

Fonte:[24]

3.1.4 Proteção contra interferências entre canais

Tecnicamente, a gestão do espectro se baseia no controle das possíveis interferências que um canal possa causar em outro na mesma localidade ou em localidades distantes.

Desde os primórdios da televisão (1950), existiram regras que permitiam o reuso de um mesmo canal no espectro somente após centenas de quilômetros de distância de outra estação operando no mesmo canal. Isso era feito para evitar interferências esporádicas entre estações, fruto de fenômenos atmosféricos de alteração de propagação.

Com o crescimento do serviço de TV e a implantação de inúmeras estações geradoras e retransmissoras (várias em cada município), foi necessário a criação de regras que permitissem o convívio de canais e seu reuso em distâncias bem menores, porém, sem se interferirem de forma intensa. Os órgãos reguladores, principalmente o FCC (*Federal Communications Comitee*) dos Estados Unidos e a ITU (*Intenatinal Telecommunications Union*) encomendaram da academia estudos que vão desde radioeletricidade, radiopropagação até estatística, para balizarem as regras de ocupação de canais nos vários países pelo mundo.

Assim foi determinado um nível mínimo de sinal, ainda viável de ser recebido com antenas convencionais. Os modelos de propagação estipulam o nível de campo elétrico (consequentemente o nível de sinal) disponível em uma determinada área, a uma determinada distância, a partir de uma estação de transmissão. A distância do transmissor até a região onde ainda se tem campo elétrico que garanta que o sinal seja recebido, é chamada de contorno de serviço.

3.1.5 Contorno protegido

O contorno protegido de uma estação é um ente jurídico, derivado do contorno de serviço, que garante legalmente que no interior de seu perímetro, nenhuma outra estação possa vir a causar interferência relevante ao serviço da estação em análise.

A distância do sítio de transmissão até a borda do contorno protegido é determinada partindo-se da potência de transmissão da estação, sendo determinada pelo modelo de propagação recomendado pela convenção da ITU-R P.1546, o qual leva em consideração principalmente as condições de relevo da região de prestação do serviço de radiodifusão da estação em análise.

Seguindo a norma técnica vigente, as distâncias ao contorno protegido não podem ultrapassar os limites apontados pelas tabelas 3.1 e 3.2 mostradas anteriormente.

A tabela 3.3 indica os valores de campo elétrico encontrados no perímetro interno aos contornos protegidos.

Tabela 3.3: Valores de campo elétrico para o contorno protegido

	Faixa de Frequências		
	VHF (7 a 13)	UHF (14 a 36)	UHF (37 a 51)
Campo Elétrico Mín.	43 dBuV/m	51 dBuV/m	53 dBuV/m

Fonte: [26]

3.1.6 Proteção contra interferência causada por estações distantes

Uma estação é considerada protegida se a soma dos sinais interferentes (no mesmo canal) não ultrapassem valores que garantam uma relação entre sinal da estação e sinal interferente de 19dB. Para o canal adjacente, o nível recebido na borda do contorno protegido deve ser inferior a um sinal 24dB abaixo do valor de campo elétrico do contorno protegido. Assim, a soma dos sinais interferentes (dentro do canal) não pode ultrapassar o nível 32dBuV/m na borda do contorno protegido (51dBuV/m) de uma estação de UHF. Estatisticamente, a interferência não pode ultrapassar 10% dos lugares em 50% do tempo.

3.1.7 Proteção contra interferência causada por estações locais

De forma geral são consideradas estações locais todas aquelas outorgadas para um mesmo município. Mais especificamente, são consideradas estações co-localizadas aquelas que operam dentro do mesmo sítio de transmissão, o qual é definido através das normas brasileiras por sendo o local geográfico recomendado para operação das estações, desde que a distância entre elas não ultrapasse dois quilômetros. Para duas estações co-localizadas, uma operando no canal adjacente da outra, a diferença máxima de potência entre a mais forte e a mais fraca não deva superar os 24dB.

As regras para a proteção contra interferência entre canais digitais, de forma geral, são muito mais flexíveis que as antigas normas anti-interferência do sistema analógico. Isso ocorre principalmente dado ao uso de algoritmos de correção de erros, pois, para a boa recepção do sinal analógico necessitávamos uma relação sinal ruído de 45dB, enquanto que para recepção estável em modos digitais, necessitamos uma relação sinal ruído de apenas 19dB. Também a evolução dos filtros de recepção permitiu a operação de dois canais adjacentes na mesma localidade, proibida no sistema analógico da década de 70.

3.1.8 A gestão do espectro e o PBRTV

É uma das atribuições da Anatel gerir o espectro de televisão, para isso, a ferramenta básica é o Plano Básico de Rádio e TV (PBRTV), o qual é uma lista, disponível para consulta via site www.anatel.gov.br, onde constam os canais previstos para transmissão de TV e os em operação, cidade a cidade, bem como as entidades por eles responsáveis.

Inicialmente, o PBRTV traz em seu escopo somente canais viáveis de serem utilizados sem danos a outros canais na mesma localidade ou em localidades próximas, ou seja, canais viáveis tecnicamente. A inclusão de um canal no PBRTV pode ser feita pela ANATEL, por iniciativa própria ou solicitação do MINICOM, ou ainda por terceiros interessados em prestar serviços de radiodifusão em uma determinada localidade.

Toda inclusão de canal no PBRTV deve ser forçosamente precedida por um estudo de engenharia conhecido por “estudo de viabilidade técnica”, que segue as normas e regras apontadas nas portarias Anatel nº 284 e nº 386. Após o trâmite do processo com o estudo de viabilidade técnica, o novo canal pode ser incluído na lista do plano básico, permanecendo nesta por tempo indeterminado.

O passo seguinte é um ato político, que pode outorgar ou consignar o canal a uma entidade executante do serviço. Os canais de estação Geradora de TV, bem como as rádios AM ou FM, podem ser outorgados à exploração comercial pela iniciativa privada por um processo de licitação ou leilão, promovido pelo MINICOM. As estações geradoras de TV e rádios de cunho educativo ou cultural podem dispensar a licitação e serem outorgados diretamente à fundações de direito público, privado, ou a órgãos da administração pública direta ou indireta.

As estações retransmissoras de TV são outorgadas ou consignadas preferencialmente às entidades já responsáveis por estações geradoras de TV, este ato não depende de licitação pública.

As outorgas são um ato encaminhado pelo Ministro das Comunicações, ratificado em votação pelo Congresso Nacional, e emitidas em definitivo pelo Presidente da República. Toda outorga de estação geradora (bem como emissora de rádio) passa por um processo de renovação, a cada 10 ou 15 anos, o qual é um rito semelhante ao processo inicial de outorga, porém dispensado de licitação. Dessa forma, a duração de uma outorga tem duração praticamente indefinida. Apesar de a lei prever a não renovação de outorgas, apenas a partir do segundo governo do presidente Lula, ocorreram algumas perempções (caducidade) de outorgas de emissoras que se encontravam por mais de dois anos fora do ar ou com gravíssimas irregularidades jurídicas.

Uma vez recebendo a outorga, permissão ou consignação, a entidade executante do serviço pode adquirir o equipamento, montar a estação obedecendo ao projeto de instalação, o qual é outro extenso estudo de engenharia que demonstra que o sistema responsável pela emissão eletromagnética (transmissor, antena, local) atende às exigências de potência da estação, previstas no PBRTV, sem inferir em excessos que possam causar danos aos outros executantes de serviços de radiodifusão ou telecomunicações.

Assim, o estado da arte do segmento de engenharia que se ocupa especificamente em licenciamento e instalação de estações, se detém com duas grandes atribuições, a confecção dos estudos conhecidos como “viabilidade técnica de canal” e “projeto de instalação”, além de outras questões legais envolvendo as estações de TV.

Basicamente os mesmos ritos legais descritos acima, originários do sistema de transmissão de televisão analógico, foram mantidos quando da implantação da TV digital. Toda nova estação de TV digital instalada, mesmo aquelas que farão a migração das estações analógicas existentes, devem ser instaladas em canais viáveis do PBRTV e de acordo com o projeto de instalação de cada estação.

O sistema digital prevê o reaproveitamento dos chamados canais altos de VHF e os canais de UHF. Os canais baixos da faixa de VHF (2 ao 6) não foram considerados passivos de serem reaproveitados pois são extensamente assediados por ruídos impulsivos, além de se propagarem de forma menos eficiente que os canais altos de VHF.

Para a implantação da TV digital no Brasil, como citamos no capítulo anterior, inicialmente houve um acordo para a utilização apenas do espectro de UHF, garantindo hegemonia e igualdade de cobertura a todas as emissoras, e equivalência de área de cobertura entre a nova emissora digital em UHF e a antiga emissora analógica em VHF. Porém, com o repasse da faixa de 700 MHz para a exploração do 4G (LTE), passou-se a conviver com a possibilidade de re-uso do VHF alto para transmissão de TV.

Os canais disponíveis no presente momento (2015) para exploração do serviço de TV Digital são apresentados na tabela 3.4 :

Tabela 3.4: Canais e frequências para transmissão de TV Digital VHF/UHF

VHF ALTO	Frequência (MHz)	
	Inferior	Superior
7	174	180
8	180	186
9	186	192
10	192	198
11	198	204
12	204	210
13	210	216

UHF	Frequência (MHz)	
	Inferior	Superior
14	470	476
15	476	482
16	482	488
17	488	494
18	494	500
19	500	506
20	506	512
21	512	518
22	518	524
23	524	530
24	530	536
25	536	542
26	542	548
27	548	554
28	554	560
29	560	566
30	566	572
31	572	578
32	578	584
33	584	590
34	590	596
35	596	602
36	602	608
37	608	614
38	614	620
39	620	626
40	626	632
41	632	638
42	638	644
43	644	650
44	650	656
45	656	662
46	662	668
47	668	674
48	674	680
49	680	686
50	686	692
51	692	698

Fonte: [26]

3.1.9 Os conceitos de “cabeça de rede”, “afiliada” e a TV aberta via satélite

Emissora “cabeça de rede” é uma geradora a qual compõe com seus esforços sua própria grade de programação, sendo muitas vezes a líder de uma rede. Emissora “afiliada” é uma geradora que opera em rede, colocando no ar boa parte dos programas vindos de outra emissora, restringindo-se a inserir alguns programas locais. Perante o MINICOM e ANATEL, tanto a emissora “cabeça de rede” quanto sua “afiliada” são reconhecidas apenas como geradoras de TV. O vínculo existente entre elas é apenas comercial, não regulado pelos órgãos de governo. Além disso, o uso do antigo satélite Brasilsat, hoje STARONE C-2, foi empregado inicialmente como um link entre as cabeças de rede no Rio e São Paulo, e suas afiliadas espalhadas por todo o Brasil. Dado ao grande número de parabólicas (18 milhões) apontadas para ele, este satélite acabou se tornando uma espécie de transmissor de abrangência nacional para algumas emissoras. A legislação de radiodifusão não vincula o uso de satélite às geradoras e retransmissoras outorgadas, este é um serviço regulado como qualquer outro serviço de telecomunicações. O MINICOM regula a exploração das janelas orbitais pertencentes ao Brasil, a ANATEL licencia estações terrenas (up-link) apenas do ponto de vista radioelétrico, o acesso de algum radiodifusor aos satélites é regulado pela relação comercial do cliente com o operador de satélites. Na verdade, não é necessário ser radiodifusor, nem deter outorga nenhuma do MINICOM, para veicular algum serviço de vídeo através do STARONE C-2 ou outro satélite, com isso, existem serviços de vídeo que se comportam perante o público usuário do satélite como se fosse uma emissora de TV regular, porém, sem a necessidade de algum dia obter alguma outorga de geradora de TV. Um exemplo de serviço de vídeo que opera via satélite como emissora de TV é a TV NBR, a TV do Executivo federal.

O Brasil preocupou-se com a migração do sistema de televisão terrestre para o padrão digital, não havendo nenhuma ação governamental em direção de uma migração ou reorganização dos serviços de TV por satélite digital.

3.1.10 O transporte de sinais de vídeo entre emissoras e retransmissoras

Como abordado no capítulo 2 deste trabalho, no início da operação de TV no Brasil, o envio de um programa de televisão produzido, por exemplo, no Rio de Janeiro, para ser exibido em Porto Alegre, era feito através da remessa da mídia física contendo o programa. Na década de 70, passou-se a utilizar os enlaces terrestres (*link*) em micro-ondas da então estatal EMBRATEL. Extensas redes de enlaces terrestres foram criadas para interligar as emissoras a suas afiliadas ou retransmissoras, geralmente na própria faixa de UHF ou micro-ondas. A década de 80 é marcada pelo emprego do satélite para esta finalidade.

Atualmente, o estado da arte da engenharia de transmissão de televisão se divide em duas atribuições básicas: **Transmissão** ou retransmissão *broadcast* (direto ao público, de forma terrestre, em alta potência) e **Transporte de Sinais**. Este último emprega várias soluções mais modernas como links em micro-ondas digitais, enlaces de satélite, fibra óptica exclusiva (apagada) ou multiplexada, vídeo sobre IP, todos em tempo real, bem como o envio de conteúdos pré-gravados por FTP e quaisquer ferramentas de transporte de vídeo que venham a surgir, desde que observem a qualidade mínima (*broadcast*) do serviço.

3.1.11 O estudo do CPqD e Anatel para a inclusão de novos canais digitais

No Brasil, o estudo do CPqD e Anatel para a inclusão dos novos canais digitais no PBRTV se baseou numa adaptação das regras de ocupação de canais vigentes para o sistema analógico. Foi tomado como base a classe e potência dos canais existentes, e para cada canal analógico antigo fora incluído um novo canal digital, pareando-o. Isto prevê que se empreguem ambos os canais, analógico e digital, transmitindo simultaneamente, durante o período de transição (2000 – 2018), e após este, com o desligamento dos canais analógicos, os mesmos ficam disponíveis para re-uso por outras (novas) emissoras digitais.

O estudo do CPqD e ANATEL arbitrou um nível de sinal mínimo necessário para recepção dentro do contorno de serviço, levando em consideração a sensibilidade dos receptores e o uso de antena de recepção padrão.

A polarização empregada como referência nos estudos pelos modelos de propagação (capítulo VI) é a polarização horizontal, sendo permitido a transmissão de polarização elíptica ou circular, desde que seus níveis não ultrapassem os da polarização predominante (horizontal).

3.2 A COBERTURA DE UMA EMISSORA DE TV

A área de cobertura de uma emissora começa a ser definida já durante o estudo de viabilidade técnica para inclusão do canal no PBRTV, sendo limitada por sua classe de potência.

O contorno protegido da emissora é definido durante o projeto de instalação da emissora, e é fruto da aplicação do modelo oficial de propagação sobre as condições de instalação e principalmente do terreno [27] [28].

Depois de instalada a emissora, não há exigência legal quanto a aferição de sua cobertura, porém, enriquece todo o trabalho de engenharia e melhora a satisfação do cliente o fato de se realizar um certame de medidas, para aferir os resultados efetivos de cobertura, principalmente em regiões de dúvida quanto à eficiência de cobertura.

Após algum tempo, também é recomendável realizar medidas para verificar as possíveis degradações do sistema, bem como o surgimento de novos obstáculos (construção de edifícios) e de novas fontes de interferência (causadas não só por outros sistemas de radiodifusão ou telecomunicações, mas também por ruídos industriais, rede elétrica, dispositivos eletrônicos pobres em filtragem.)

Ainda na fase de dimensionamento da emissora, é importante observar os níveis de potência empregados pelos demais operadores na mesma localidade, bem como observar a cultura de recepção de sinais de TV, ou seja, se na localidade pretendida se empregam antenas externas bem instaladas, antenas ruins ou antenas internas. Essas informações ou reforçam a tranquilidade do projetista em dimensionar uma estação dentro da potência já prevista ou reforçam a necessidade de buscar a viabilidade de um sistema de transmissão de maior potência.

Na presente dissertação, especificamente no capítulo 7, analisaremos os níveis de sinal e a cobertura propiciada pelo sistema transmissor de TV digital da EBC no Colorado-DF,

verificando se a cobertura obtida com o sinal digital contempla o bom atendimento das populações contidas no perímetro do antigo serviço de TV analógica (canal 2) da EBC transmitido desde a torre de TV do Plano Piloto de Brasília.

A inclusão dos canais digitais no PBRTV, o dimensionamento de novos canais, o planejamento e instalação das estações existentes e futuras seguem as premissas de recepção abordadas nos itens que seguem.

3.2.1 Condições de recepção padrão segundo a norma 386 da Anatel

As colaborações dos grupos de estudos que contaram com a participação da SET/ABERT, Universidade Mackenzie, CPqD e Anatel, produziram o documento “Planejamento de Canais de TV Digital” (CPqD & Anatel, 2003) [29] o qual prevê dois tipos de recepção hipotética, descritas adiante, e sobre essas características mínimas de recepção se construíram todas as previsões de cobertura dos canais para TV digital vindouros, tornando-se inclusive os padrões de referencia para planejamento legal até os dias de hoje, de acordo com a norma técnica Anatel nº386. As duas condições de recepção previstas pelo documento citado são:

3.2.2 Recepção com antena externa

É uma condição média, embasada em instalações típicas para recepção doméstica com antenas externas comerciais, análoga à situação mais trabalhosa e mais cara economicamente, empreendida por um cidadão comum para receber o sinal de TV digital e entregá-lo a um televisor comercial, ou seja, uma aproximação à condição real de recepção.

Para a recepção com antena externa se considerou o emprego de uma antena comercial de ganho de 6,5dBd para VHF alto e outra de ganho de 10 dBd para UHF. Em ambos os casos, a antena está instalada a uma altura de 10 metros, a perda no cabo é de 1dB para VHF ou 4 dB para UHF.

Os estudos apontam que deva existir condição de recepção típica E(70/90) para a instalação de antena externa tipificada acima, dentro da área geográfica delimitada pelo contorno protegido.

O valor de intensidade de campo dentro da área delimitada pelo contorno protegido deve ser no mínimo 51dBuV/m (para o canal 14), para a condição E(70/90), ou seja, em 70% dos locais e 90% do tempo em UHF (ou 43dBuV/m para VHF alto).

Lembramos que o contorno protegido de uma geradora ou retransmissora é um ente jurídico importante, e como tal, é determinado no projeto de instalação da estação.

Dessa forma, na borda ou dentro do contorno protegido, sempre devem ser encontrados (medidos) níveis iguais ou maiores que 51dBuV/m, quando em UHF. A tabela 3.5 mostra a memória de cálculo dos valores para o contorno protegido

Tabela 3.5: Recepção com antena externa padrão, G=10dBd, Hrx=10m

		VHF Alto	UHF	Condição
Límitar de Sinal/Ruído mín p/ recepção s/ grande esforço de decodificação *	C/n (2/3)	>17dB	>17dB	mod 64 QAM , FEC 2/3
	C/n (3/4)	>19dB	>19dB	mod 64 QAM , FEC 3/4
Ganho do dipolo sobre o isotrópico	G dip	2,15 dBi		
Ganho da antena sobre o dipolo	G ant	6,5dBd	10 dBd	Antena ext. padrão
Perda ref à altura da antena hr _x /h=10m		0 dB	0 dB	10 m s/ nível do solo
Perda em cabos	Att c	2dB	4dB	12 metros
Intensidade de campo mín. p/ recepção em 70% dos locais 90% do tempo .	E min	43 dBuV/m	51 dBuV/m	coincide c/ o contorno protegido

* Altura de RX = 10 metros, ganho de recepção = 6,5 dBi (VHF) ou 10 dBi (UHF)

Fonte: [26]

3.2.3 Recepção com antena interna

É uma condição mínima de recepção de sinal com instalações típicas domésticas feitas de forma rápida e barata, empregando antena interna comercial. Os estudos estatísticos apontaram que esta situação corresponde, em média, ao emprego de uma antena de 0dBd (2,1dBi) de ganho, disposta no espaço intermediário do andar superior de um prédio (3,5 metros do solo), sem perdas de cabo. As paredes do andar superior devem ser de madeira ou material de baixa perda de penetração, contendo amplas janelas. O valor resultante é de 67dBuV/m para UHF ou 60dBuV/m em VHF alto, para a configuração de modulação 64 QAM e FEC 3/4.

Os valores sugeridos para contemplar a condição de recepção com antena interna coincidem com o conceito de contorno 1 ou contorno urbano das normas de TV analógica.

3.2.4 Condição de recepção encontrada em instalações típicas brasileiras

Durante o certame de medidas descrito na capítulo 7 deste trabalho, verificamos que em um número massivo de domicílios na periferia urbana das áreas cobertas, justamente onde o sinal se apresenta abaixo dos níveis para recepção interna, percebem-se instalações de recepção fora dos padrões previstos pelas normas técnicas.

Usualmente, nos lares brasileiros de baixa renda, empregam-se antenas com ganhos inferiores aos recomendados pela ITU (11dB p/UHF), a altura de recepção utilizada varia de 4 a 6 metros, pois consta de um cano de 2 metros preso acima do telhado das casas térreas. O cabo empregado tem perdas bem superiores aos 2 dB previstos e emprega divisores de sinal, para duas ou mais TVs, além de conectores fora dos padrões ABNT.

As figuras 3.1 e 3.2 indicam as condições reais de recepção na massiva maioria dos lares visitados na região urbana do GAMA-DF.



Figura 3.1 Antenas de recepção em região de periferia do Gama-DF



Figura 3.2: Antena de recepção típica brasileira. $G=8\text{dBd}$, $H_{rx} = 4\text{m}$ (aprox)

Dessa forma, apresentamos como nossa contribuição, o recálculo de valores mínimos de sinal para recepção pelas antenas convencionais empregadas no Brasil.

A tabela 3.6 apresenta esse número:

Tabela 3.6:Recepção com antena externa típica em condições brasileiras, G=8dBd, h= 4 metros

		VHF Alto	UHF	Condição
Limiar de Sinal/Ruído (mín p deco d s/ esforço de correção) *	C/n (2/3)	>17dB	>17dB	mod 64QAM , FEC 2/3
	C/n (3/4)	>19 dB	>19 dB	mod 64QAM , FEC ¾
Ganho do dipolo sobre o isotrópico	G dip	2,15 dBi		
Ganho da antena sobre o dipolo	G ant	4 dBd	8 dBd	Antena comercial típica
Perda em cabos e divisor	Att c	4dB	8dB	
Perda ref à altura da antena (h _{rx} / h=10m)		7dB	10dB	4 m s/ nível do solo
Intensidade de campo mínima para recepção em 50% do tempo e 50% dos lugares	E _{min}	43dBuV/m	50 dBuV/m	Ant Padrão; H _{rx} =10 m
Perda por penetração e em edificação		0dB	0dB	
Incremento para condição de 70% do tempo e 90% dos lugares		3dB	3dB	
Intensidade de campo recomendada		58 dBuV/m	67dBuV/m	Int. de campo elétrico encontrada a h=10m.

* Altura de RX = 4 metros, antena externa adquirida em loja de ferragens, uso de divisor p/ duas TVs

Fonte: o autor.

3.2.5 Condições ideais de recepção recomendadas pela ITU RRC-06.

Já a ITU recomendou, para fins de garantia de qualidade de serviço (QoS), vários tipos de recepção hipotéticos [30]. Justamente os padrões menos criteriosos da ITU se aproximam da condição de recepção com antena externa prescrita pelo CPqD/ANATEL. Já a condição mínima de recepção mais exigente, que consta de recepção *indoor* com probabilidade temporal e espacial assintótica (tendendo a 100 %) prescrita pela convenção regional RRC-06 de radiocomunicação da ITU de 2005, é uma meta a ser perseguida pelas emissoras de TV que não queiram ter dúvida que executam o serviço de radiodifusão com qualidade e confiabilidade máxima em uma determinada área.

A condição de recepção mais severa, que exige maior nível de sinal, é caracterizada por recepção portátil dentro do ambiente doméstico (*indoor*), empregando antena interna com ganho de 2,14 dBi (ou 0 dBd), sem perdas de cabo e perfeitamente acoplada ao receptor. A altura de recepção é de 1,5 metros, ou seja, uma estante ou *rack* contendo o receptor, localizado no andar térreo de uma casa. Neste caso, são empregados os modelamentos de Rice e Rayleigh para prever as variações no canal causadas por pessoas se movendo no interior do

ambiente, movimento de carros, multipercursos variáveis e outras características já pertinentes ao comportamento de um canal móvel. Além disso, é prevista uma atenuação por penetração do campo eletromagnético no interior do prédio, onde são apontados valores de atenuação de 9 dB para a faixa de VHF e 8 dB para a faixa de UHF. A relação sinal ruído esperada deve ser maior que 19dB para o pior caso ($c/n > 19\text{dB}$).

No tratamento estatístico foi dado um incremento para se chegar a uma situação assintótica onde as probabilidades tendem a 99% dos lugares e 95% do tempo.

Os valores recomendados são de 76dBuV/m @ h=10m para VHF calculado para a frequência central de 200 MHz e 88dBuV/m @ h=10m para UHF calculado para a frequência de 650 MHz.

Devemos lembrar que a ITU-R apresenta seus estudos sempre analisando o padrão DVB-T, sendo que este emprega os mesmos esquemas de modulação do ISDB-T para o *full-seg*, devemos apenas corrigir os níveis esperados em função da diferença de largura dos canais do padrão G (8 MHz) para o padrão M (6 MHz). Cabe ainda lembrar que este estudo prevê análise da recepção *full-seg* nas condições fixo e portátil. Não pertence ao escopo deste estudo analisar a recepção em mobilidade ou portátil do *one-seg*, pois este usa esquema de modulação QPSK, mais robusto que o objeto de análise do presente trabalho. A tabela 3.7 apresenta os valores arbitrados pela ITU para recepção indoor com confiabilidade E (99,95).

Tabela 3.7: Recepção indoor recomendada pela ITU RRC-06. G=0dBd, Hrx=1,5m

		VHF Alto	UHF	Condição
Limiar de Sinal/Ruído (mín. p decod s/ esforço de correção) *	C/n (2/3)	>17dB	>17dB	mod 64QAM , FEC 2/3
	C/n (3/4)	>19 dB	>19 dB	mod 64QAM , FEC 3/4
Ganho do dipolo sobre o isotrópico	G dip	2,15 dBi		
Ganho da antena sobre o dipolo	G ant	Att 2dB	0 dBd	Antena interna
Perda em cabos	Att c	Não tem	Não tem	
Perda ref à altura da antena hr _x = 10m		11dB	13dB	RX=1,5m s/ niv.do solo
Intensidade de campo mínima para recepção em 50% do tempo e 50% dos lugares	E _{min}	43dBuV/m	50 dBuV/m	
Perda por penetração e em edificação		9 dB	8 dB	Casa de alvenaria
Incremento para condição de 99% do tempo e 95% dos lugares		13dB	13 dB	
Intensidade de campo p/ RX indoor em 99% do tempo e 95% dos lugares		76dBuV/m	84dBuV/m	Int. de campo elétrico encontrada a h= 10m.
* Recepção indoor à 1,5 metros de altura (térreo), uso de antena interna, alta confiabilidade				

Fonte: Convenção da ITU-R RRC-06 – 2006 – Genebra - SW[30]

Concluindo este item, verifica-se que existem valores ideais arbitrados para recepção na borda do contorno protegido, que requerem instalações de recepção padrão. Existe o uso de antenas inadequadas na periferia de nossas cidades, assim, ao projetar-se uma emissora, deve-se arbitrar uma relação entre buscar um contorno protegido que seja viável legalmente e iluminar as periferias de regiões urbanas com sinal adequado às condições brasileiras de recepção. O capítulo 7 retomará estas premissas, ao efetuar-se medidas práticas de nível de sinal das emissoras objeto de estudo desta dissertação.

3.3 PROCESSO DE MEDIDAS

Além de ser um importante elemento jurídico, o contorno protegido, assim como o contorno urbano, são de grande importância às fases de instalação e manutenção de uma estação de TV.

Na fase de projeto eles indicam a cobertura teórica prevista para a estação, na fase de instalação eles indicam que os dispositivos empregados (transmissor, cabo, antena) apresentam rendimentos iguais ao estipulado por seus fabricantes, e que a execução da instalação ocorreu sem erros, conexões mal feitas, posicionamento errado de antena.

Durante a vida operacional de uma estação, teoricamente as características de projeto devem se manter, a menos que haja degradação de algum componente da estação, como perda de potência do transmissor, oxidações de conectores e da antena, infiltração de água nos cabos, divisores de potência e antena. A verificação do rendimento da estação, balizada pelo contorno protegido ou contorno urbano podem indicar ou confirmar avarias que comprometem o rendimento de elementos da estação. Além dessas verificações, as medidas de intensidade de campo, referenciadas pelos contornos, podem indicar também o aumento de ruídos ou sinal interferente (ilegal, clandestino) em determinados locais ou a degradação da recepção pela ocorrência de obstáculos entre a estação e o ponto de recepção, que extrapolem bruscamente as condições estatísticas de propagação empregadas para a previsão da área de cobertura. Esse último fato é caracterizado pela construção de grandes edifícios os quais se tornam obstáculos contundentes e chegam a impedir a recepção em regiões urbanas.

Assim, a boa prática de engenharia, os programas de qualidade que demandam manutenção preventiva e corretiva, recomendam que se elenquem pontos de medidas em

locais conhecidos dentro dos contornos, para verificação periódica do rendimento real da estação e do produto entregue ao consumidor (sinal de TV).

O uso de simuladores de cobertura, que determinam curvas de níveis de sinal dentro de uma região geométrica, acrescidos de ponderações de relevo, devem ser empregados para se determinar os valores de campo esperados, para prever áreas mal-cobertas e para referência às medidas de intensidade de sinal para verificação da eficiência do sistema. No decorrer deste trabalho, abordaremos o emprego de alguns simuladores de cobertura.

Vários métodos, dentro de preceitos de estatística, podem ser empregados para verificar-se o rendimento de uma estação, os quais vão desde o elencar de alguns poucos pontos empíricos até o emprego de sistemas de medidas automatizada do tipo *Field-Test*, que medem milhares de pontos dezenas de vezes e tabulam dados através de ferramentas sofisticadas de estatística.

Os pontos podem ser escolhidos por importância geométrica (radiais, graticula), por importância de relevo (comparar zonas altas com zonas baixas) e por densidade populacional (medir nos locais densamente povoados).

Pontos escolhidos na forma de radiais, graticula ou quadriculado, não tem resultado efetivo quando as medições se fazem à altura do solo (até 10 metros de altura), pois as medidas sofrem influência do relevo e do substrato urbano. Esta técnica é útil apenas na aferição de sistemas irradiantes, sendo as medidas coletadas com o uso de aeronaves.

Os pontos escolhidos a partir de sua importância de relevo dão uma ideia bem melhor das deficiências de cobertura em função de atenuação de terreno e substrato urbano. Esta técnica é a que melhor demonstra as deficiências de cobertura.

Já os pontos escolhidos a partir da densidade populacional, são úteis para sondar a cobertura efetiva numérica ou populacional, indicando o percentual de lares servidos com sinal de alta, média ou baixa intensidade.

Qualquer iniciativa em aferição de rendimento de uma estação, desde o usual no Brasil da TV analógica, que era o de instalar os equipamentos e dar-lhes as costas, até o emprego de sofisticados *Field-Test* periódicos, é louvável de elogios.

4 DESCRIÇÃO TÉCNICA DO SISTEMA TRANSMISSOR DE TV EM ISDB-TB

O primeiro item deste capítulo descreve o funcionamento básico dos transmissores analógicos típicos, precursores dos transmissores digitais.

O segundo item traz a descrição técnica do sistema ISDB-TB, seu funcionamento, as principais técnicas empregadas na codificação de canal, na transmissão de informações de configuração e sincronização, ocupação espectral do canal e modulação. Consultada a bibliografia comercial e acadêmica (teses e dissertações), encontramos descrições ora muito profundas em algum enfoque, hora superficiais em outro. Da mesma forma, as normas técnicas (ABNT, ITU, ANATEL) explicitam as exigências mas não apontam as técnicas empregadas. Percebemos então a necessidade de escrever uma descrição de funcionamento baseada no fluxo do diagrama de blocos do sistema, de forma lógica, didática e resumida.

Nos itens seguintes deste capítulo (4.3, 4.4 e 4.5), acrescenta-se como contribuição deste trabalho as ponderações a respeito do fator de pico de potência dos transmissores, dos produtos de intermodulação entre as portadoras, dos erros e medidas, fatores estes de pouca importância na transmissão analógica, porém relevantes quanto à transmissão digital. Estes fatores são determinantes no dimensionamento (projeto) de um transmissor digital e seus acessórios, bem como, muito relevantes no que diz respeito à qualidade e robustez do sinal digital transmitido, trazendo preocupações novas, relativas exclusivamente à transmissão digital.

No sexto item, descreve-se os acessórios empregados em uma estação transmissora analógica, assim como os acessórios utilizados em uma emissora digital, como sistemas de energia, sistemas de medida e monitoração dos transmissores, antenas, cabos e conexões de RF (radiofrequência). Serão apontadas as diferenças e cuidados relativos ao emprego destes acessórios básicos nos sistemas de transmissão ISDB-TB.

Dessa forma, apresentamos subsídios rápidos para o leitor entender o funcionamento do sistema ISDB-T e analisar os equipamentos empregados na emissora e retransmissora descritas nesta dissertação, utilizadas pela EBC para transmitir a TV Brasil na área geográfica do Distrito Federal.

4.1 TRANSMISSORES ANALÓGICOS TÍPICOS

O principal componente do sistema de transmissão analógico era o transmissor. Boa parte da tecnologia dos transmissores analógicos, serviu para desenvolver os transmissores digitais, como veremos no decorrer deste capítulo.

Até idos de 1970, todos os transmissores de TV eram construídos empregando válvulas, gradativamente nos circuitos de baixa potência, as válvulas foram sendo substituídas por transistores. Os circuitos amplificadores de RF operavam em classe C (com as válvulas ou transistores polarizados para operar na região não linear). A portadora de áudio era produzida e amplificada por um transmissor de FM praticamente separado da outra parte do equipamento, o transmissor de vídeo. Este, por sua vez, produzia uma portadora modulada em AM, cujo sinal modulante era o próprio sinal composto de vídeo, oriundo do estúdio da emissora, como mostra a figura 4.1.

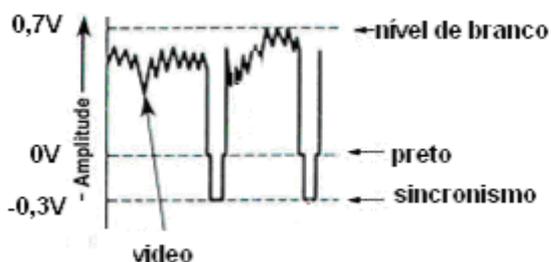


Figura 4.1: Sinal de vídeo composto na entrada de um transmissor analógico

Dessa forma, um transmissor típico contava com um amplificador de vídeo, o qual propiciava níveis de sinal modulante suficientes para recortar em amplitude a portadora de RF de vídeo, ou seja, a modulação ocorria em alto nível de potência [31].

A figura 4.2 mostra a portadora modulada (recortada) pelo sinal de vídeo.

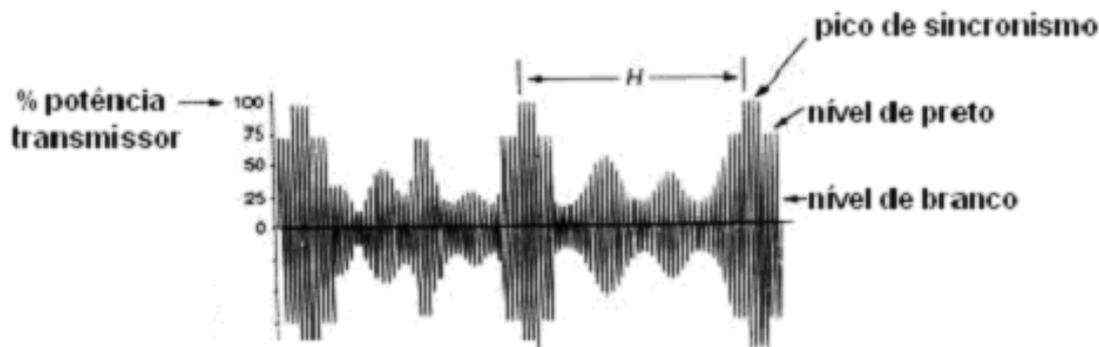


Figura 4.2: Portadora modulada em AM pelo sinal de vídeo composto (invertido)

No sinal mostrado na figura (4.2), podemos perceber os pulsos de sincronismo horizontal, bem como a informação de luminância (preto e Branco) do vídeo. O vídeo era captado pelas câmeras, após a devida amplificação, o vídeo era invertido e modulava no sentido negativo a portadora do transmissor de vídeo, fazendo equivaler o pico de sincronismo à situação de máxima potência do transmissor.

A potência transmitida por um transmissor de TV era referenciada pelo pico de sincronismo (momento no tempo em que o equipamento desenvolvia sua máxima potência), dessa forma, um modelo conhecido comercialmente por ser um transmissor de 15 quilowatts, entregava a citada potência somente no momento em que ocorria a transmissão do pulso de sincronismo horizontal, nos demais momentos, a potência entregue era inferior à potência de referência, inversamente proporcional à luminância do sinal de vídeo. Ou seja, as cenas escuras resultavam em maior potência transmitida, as cenas claras, em menor potência. As normas do sistema M (norte-americano) determinavam que a potência do transmissor de som deveria ser de no mínimo 7 dB abaixo da potência do transmissor de vídeo. Com a chegada do sistema PAL-M (e também no sistema NTSC), convencionou-se que a potência do transmissor de som deveria ser de no mínimo 10 dB abaixo da potência do transmissor de vídeo. Assim, para um transmissor de TV 15 quilowatts, ter-se-ia associado a este um transmissor de som de 1,5 quilowatts.

Após a amplificação e modulação, uma vez obtido o sinal AM modulado pelo vídeo, necessitava se suprimir a banda lateral inferior ou vestigial (AM-VSB), no intuito de economizar espectro de frequência, limitando o canal transmitido à largura máxima de 6 MHz. Para esta finalidade, nos transmissores pré 1980, era utilizado um filtro de banda lateral inferior construído por circuitos LC na forma de um filtro de corte (*notch filter*) o qual atuava sobre o sinal modulado em alta potência.

A última etapa constava de combinar os sinais oriundos do transmissor de som (FM) com os sinais oriundos do transmissor de vídeo. Para esta tarefa, empregaram-se combinadores de alta potência, construídos a partir de híbridas de 90° / 3dB (capítulo V). Notando que as impedâncias de saída dos transmissores de som e vídeo, bem como as impedâncias de entrada do filtro de banda vestigial, do combinador, do cabo e da antena eram todas impedâncias de 50+j0 ohms, e os cabos e conexões todos dimensionados para suportar as potências de radiofrequência entregues pelos transmissores.

O diagrama de blocos da figura 4.3 mostra o princípio básico de funcionamento de um transmissor de TV analógico.

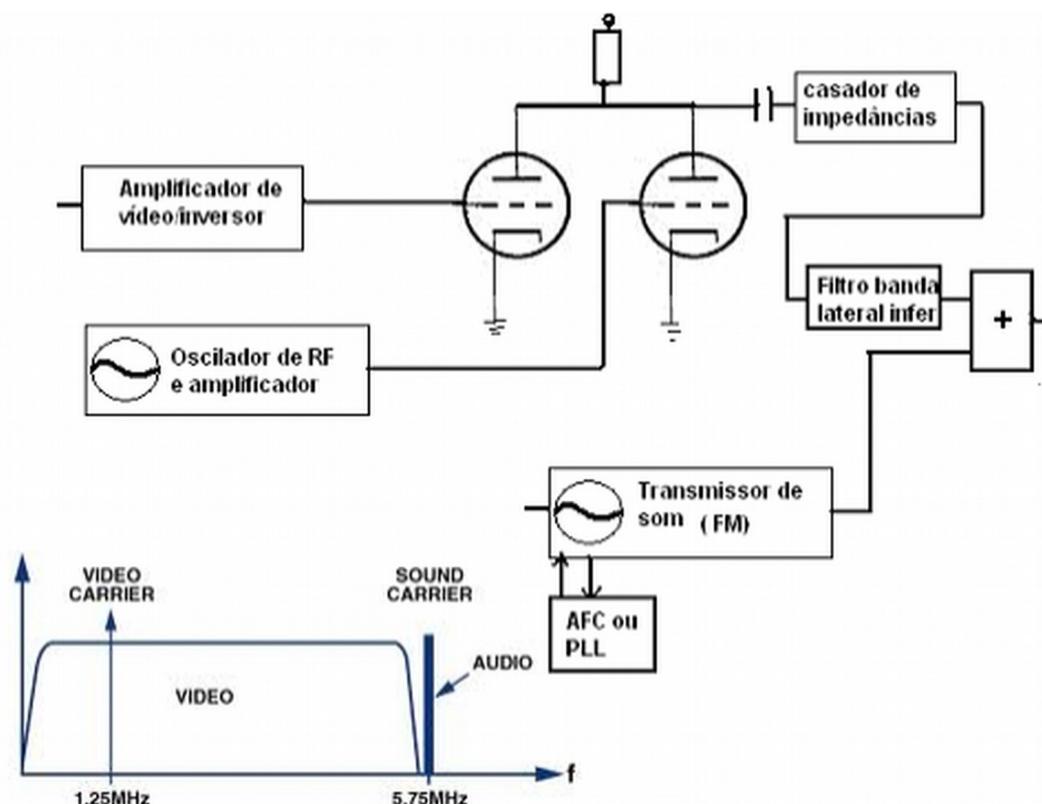


Figura 4.3: Diagrama em blocos de um transmissor analógico com modulador por absorção em alto nível

Na década de 90 surgem os primeiros transmissores totalmente transistorizados, divididos em duas categorias, os transmissores até 2kW de pico de sincronismo operavam com as portadoras de áudio e vídeo moduladas em baixa potência, combinadas ainda nas primeiras etapas do transmissor, e amplificadas através de um único circuito de amplificadores, polarizado em classe AB (operando na região linear de amplificação). Esse sistema dispensava o combinador em alto nível de potência descrito acima.

A outra categoria era formada por transmissores de mais de 2kW, os quais operavam com amplificação da portadora de áudio separada da portadora de vídeo. O amplificador de som (FM) operava em classe C, já o transmissor de vídeo necessitava operar em classe AB2 para manter a linearidade de amplitude do sinal, onde o momento de ocorrência do pico de sincronismo equivalia à amplificação do sinal tangenciando a região não linear dos amplificadores (Classe C). A modulação da portadora de som, bem como a modulação da portadora de vídeo, se dava em separado, porém, em baixa potência. Este sistema contava com combinador de RF de potência na saída do sistema.

Nesta fase do desenvolvimento da tecnologia de transmissores, a modulação de vídeo, a filtragem da banda lateral vestigial (AM-VSB) e a modulação da portadora de áudio (FM) ocorriam em baixa potência, a combinação das portadoras ocorria, conforme descrito, em baixa potência para transmissores até 2kW, e em alta potência (com combinador externo) para transmissores acima de 20 kW. Para o caso da combinação em baixa potência, esta ocorria em frequência intermediária. A seguir os sinais de banda passante em FI eram combinados ao sinal de um oscilador local, onde, através de heterodinação ou convolução cíclica, eram obtidos os produtos de soma e subtração das portadoras com o oscilador local, um desses produtos era convenientemente filtrado e assim eram obtidas as portadoras de áudio, vídeo e seus produtos de modulação nas respectivas frequências finais de transmissão referentes ao canal de transmissão. Após isso, bastava amplificar-se o sinal, em banda-passante já no canal, até se obter a potência de transmissão desejada. Note-se que os amplificadores deveriam ser construídos de forma a respeitar a linearidade em frequência necessária para uma resposta plana.

A figura 4.4 mostra o diagrama em blocos simplificado de um transmissor analógico com modulador de vídeo e de áudio, ambos em FI (frequência intermediária) e amplificação combinada de ambas as portadoras

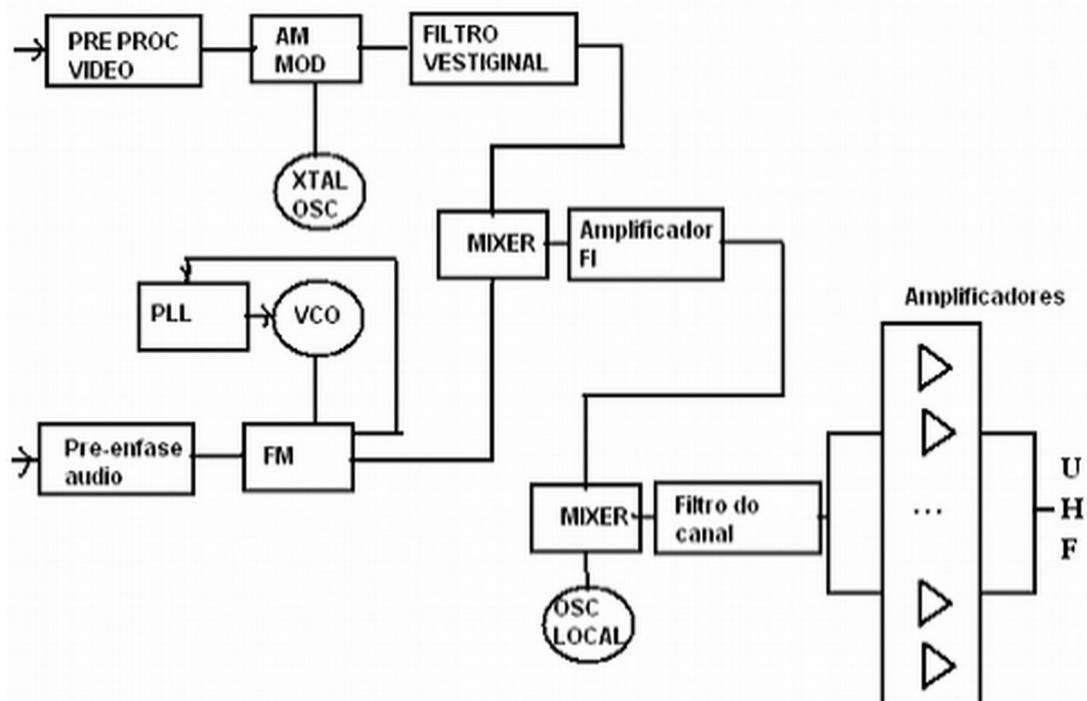


Figura 4.4: Diagrama em blocos de transmissor analógico modulado em FI (baixo nível), com amplificadores em classe A.

A grande vantagem dos sistemas modulados em baixa potência era a de não utilizar amplificador modulador de vídeo e ter o filtro de banda vestigial construído de forma reduzida. Outra vantagem do sistema combinado em baixa potência era a de ter-se um único conjunto de amplificação para ambas as portadoras, dispensando o combinador externo de alta potência. A grande desvantagem de ambos estava no maior número de etapas de amplificação, sacrificando o ganho de cada etapa em função de melhorar a sua linearidade.

Operacionalmente, outra grande vantagem dos sistemas modulados em baixo nível (em FI), com amplificação combinada, estava no fato de que a troca de canal poderia ser feita de forma mais fácil, alterando-se apenas a frequência do oscilador local, inclusive via *software*. Isso facilitava a fabricação dos transmissores, permitindo-se a produção em grande escala dos amplificadores, indiferente do seu canal final de operação.

Com a implementação do sistema ISDB-T, os transmissores analógicos modulados em baixo nível e com portadoras combinadas, serviram de base para a construção dos transmissores digitais. Os grandes cuidados estavam em substituir o modulador analógico de duas portadoras por um modulador digital do tipo multiportadoras, bem como melhorar a linearidade dos amplificadores. Desta forma, atualmente (2015) um transmissor digital de TV é composto por um modulador, o qual emprega o princípio da transformada de Fourier para produzir matematicamente as múltiplas portadoras, seguido de oscilador local para conversão até a faixa de operação do canal desejado, vindo em seguida os amplificadores de potência. A melhora da linearidade fora obtida graças a um *backoff* na relação entre potência máxima e potência de operação dos amplificadores (*backoff* típico para transmistores HEX-FET é de 7 dB). São empregados filtros máscara na saída do transmissor para prevenir possíveis produtos de intermodulação entre as portadoras, que venham a cair fora da banda do canal (e serem considerados sinais espúrios emitidos ilegalmente). Ainda, antes da amplificação de potência são empregados linearizadores de resposta, e nos transmissores mais avançados, estes linearizadores são ajustados através de *steps* (ou passos) controlados por um microprocessador, o qual analisa as deficiências de linearidade na saída, calcula e ajusta automaticamente as pré-correções. Os itens 4.4, 4.5 e 4.6 deste trabalho dão uma idéia dos cuidados quanto a distorção a serem tomados, referentes à construção e operação dos transmissores digitais.

A figura 4.5 mostra o diagrama em blocos de um transmissor digital modulado em FI.

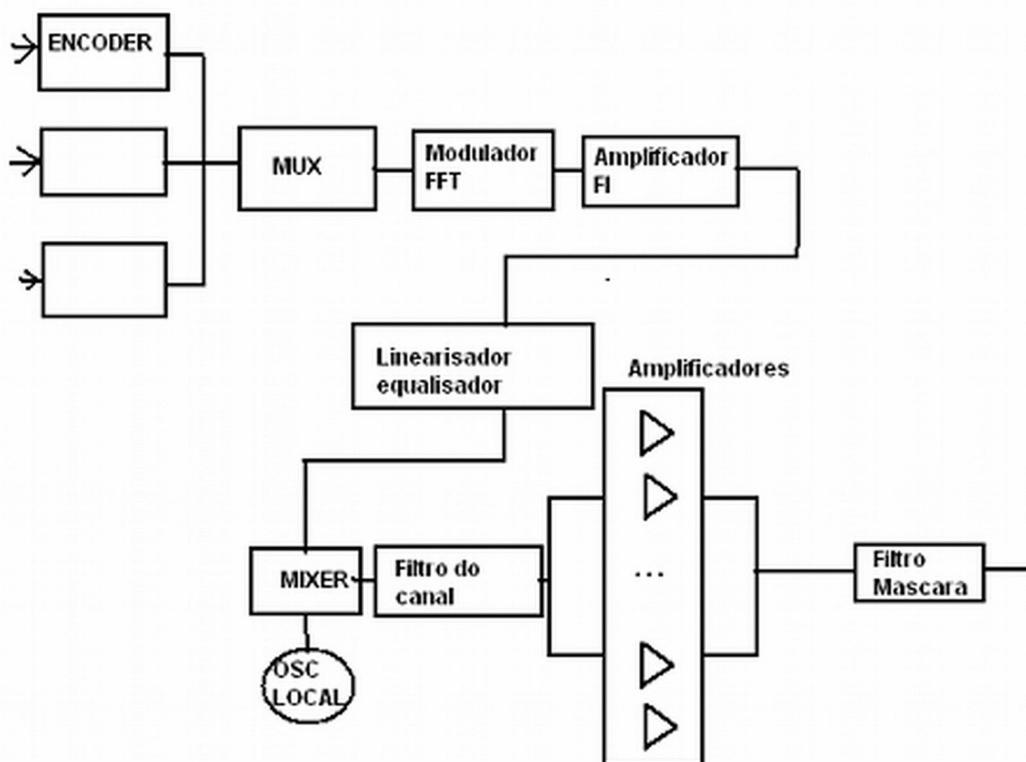


Figura 4.5: Diagrama em blocos de transmissor digital ISDB-TB modulado em FI

Como resultado, obtivemos transmissores produzidos de forma rápida e sem muito esforço pela indústria nacional, porém, graças ao *backoff* de potência, a tecnologia atual tem como grande limitação o alto consumo de energia elétrica por parte dos seus amplificadores e a alta dissipação de energia térmica (tudo o que não é utilizado para produzir a potência de saída transforma-se em calor), tendo como consequência um alto consumo também de energia elétrica para refrigeração. Um estudo rápido, realizado a partir dos modelos do fabricante Hitachi Linear, mostram esses números, através da tabela 4.1:

Tabela 4.1: Potência de transmissão, refrigeração e consumo de energia de transmissores digitais típicos

Potência TX (kW)	Consumo TX (kVA)	Dissipação (BTU)	Ar Condicionado (kVA/h)	Tipo de Refrigeração	Consumo Total TX + Ar (kVA/h)
0,25	2	9.000	2,7	Ar	4,7
0,5	4	12.000	3,6	Ar	7,6
0,75	5	18.000	5,3	Ar	10,3
1,2	9	24.000	7,1	Ar	16,1
2,5	18	9.000	2,7	Liquido	20,7
5	32	12.000	3,6	Liquido	35,6

Fonte: Gerência de Engenharia da EBC

Trabalhos futuros desenvolvidos pela indústria, respaldados no meio acadêmico, procuram reutilizar técnicas de modulação de alto sucesso em radiodifusão sonora AM (ondas médias) para resolver o problema do alto consumo de energia elétrica dos atuais transmissores de TV Digital. Uma visita aos stands de fabricantes em exposição na feira da SET de 2014 mostrou que a maioria dos expositores apresentavam transmissores com eficiência de 37% (potência consumida x potência disponibilizada para transmissão), sendo que apenas um fabricante apresentou um transmissor com modulação Doherty e eficiência de 47%.

4.2 DESCRIÇÃO TÉCNICA DOS TRANSMISSORES DIGITAIS ISDB-TB

A seguir, descrever-se o funcionamento em blocos do transmissor de TV Digital para o padrão ISDB-T. A literatura nacional [32] [33] nos traz informações básicas gerais e descrições detalhadas de alguns dispositivos de interesse dos autores. Complementamos com o emprego de literatura produzida por instituições de ensino e pelos fabricantes [34], para obter um resumo conciso do funcionamento do sistema, conforme discernido nos itens à seguir. Conforme abordado no item 4.1, a diferença entre os transmissores analógicos e os transmissores digitais está basicamente no modulador ISDB-TB, descrito a seguir.

4.2.1 Codificação de fonte

No processo preliminar à transmissão ISDB-TB propriamente dita, se realiza a codificação de fonte. O padrão ISDB original do Japão fora concebido para empregar codificação de vídeo MPEG-2, assim como outros padrões mais populares como o DVB-T, DVB-C (cabos) e DVB-S (satélite). Originário do MPEG-1, descendente do J-PEG, o padrão MPEG-2 foi concluído em 1990, seguindo a norma ISO/IEC 13818. Suas várias ferramentas de compressão demandam um estudo mais prolongado de seu funcionamento, que não é objetivo dessa dissertação, para tal, existe farta literatura [32] [33] [34]. Salientamos porém que o MPEG-2 utiliza transformada discreta de cosseno, algoritmos de entropia, de predição de movimentos, macro-blocos, transmite quadros preditivos à frente, interquadros e quadros bidirecionais.

Na prática, a QoE (*quality of experience*) de ver programas de TV comprimidos através do MPEG-2, demonstram que vídeo com qualidade SD não deve ser transmitido com taxas

menores que 6 Mb/S e sinais de vídeo HD para serem considerados sem perdas de qualidade, devem ser transmitidos com taxas superiores a 18 Mb/s.

A definição pelo padrão brasileiro de TV digital ISDB-TB, por ocorrer mais tarde, possibilitou a adoção como codificador de vídeo do padrão MPEG-4 Part 10 AVC, mais especificamente o H.264, que consta de uma evolução do MPEG-2, acrescida principalmente da predição de movimento de um macrobloco entre um quadro e o seu subsequente.

O considerável aumento de desempenho do H.264 garantiu que se tivesse uma QoE onde um vídeo SD pode ser transmitido com 3,5Mb/s de taxa, ou um vídeo pode ainda ser considerado de qualidade HD, se transmitido com taxas de 10 Mb/s ou mais.

Como o MPEG-2 suporta o H.264 trafegando por dentro de seus protocolos, as interligações entre *encoder* (codificador de fonte) de vídeo, *mux* (multiplexador de fonte) e *remux* (multiplexador de canal), são feitas através de MPEG-2 carregando o H.264. Assim, algumas soluções de conexão (*link*) entre geradora e retransmissoras empregam o H.264 por dentro do MPEG-2.

Já o áudio é codificado pelo padrão MPEG-2 AAC para áudio de 5.1 canais, e o padrão MPEG-1 Layer II para transmissão estéreo.

Os *encoders* podem receber à sua entrada sinais de vídeo e áudio SDI (Serial Digital Interface) de 270 Mbps (para Standard Definition) ou HD-SDI de 1,5Gbps para HD. À sua saída disponibiliza o TS (*transport Stream*) composto, formado pelos PES (*packet elementary signal*) de vídeo e de áudio em separado, acrescidos de seus respectivos *time-stamps*, em pacotes de 188 bytes. O *transport stream* é assíncrono (TS ASI ou *transport streams asynchronous serial interface*), por isso os pacotes de vídeo, áudio e informações tem seus respectivos *time stamps*.

Um *encoder* de fonte, ou de serviço, dispõe de um multiplex interno responsável por ordenar os pacotes de vídeo, inserir os pacotes de áudio, acertar seus *time-stamps* (marcas de tempo), inserir dados de informação da fonte, formando o TS ou *transport stream*, o qual será multiplexado com outros TS oriundos de outros serviços, re-multiplexando-o, se necessário, no processo de codificação de canal (transmissão).

A taxa de saída dos pacotes úteis a serem transmitidos não podem superar a capacidade de *trouput* (envio) de dados decorrente do esquema de codificação e modulação, como

veremos adiante. Usualmente, um *encoder* de áudio e vídeo SD para o *one-seg* (recepção portátil), tem taxa útil de saída de 380kbps, e o *encoder* de vídeo HD para suprir a recepção fixa (*full-seg*) tem taxas em torno de 14Mbps, podendo chegar, em configurações mais ousadas, a 24Mbps.

4.2.2 Codificação de canal e modulação

Este processo geral é específico dos sistemas ISDB-T (Japonês e Brasileiro), é nele que ocorrem todos os processos específicos de transmissão, já que os padrões MPEG-4 e MPEG-2 descritos anteriormente, podem ser considerados processos de codificação e de transporte, respectivamente. A sequência lógica utilizada como método didático tem como base o diagrama em blocos típicos do ISDB-T dado pelos fabricantes do sistema, cuja forma simplificada é mostrada na figura 4.6 :

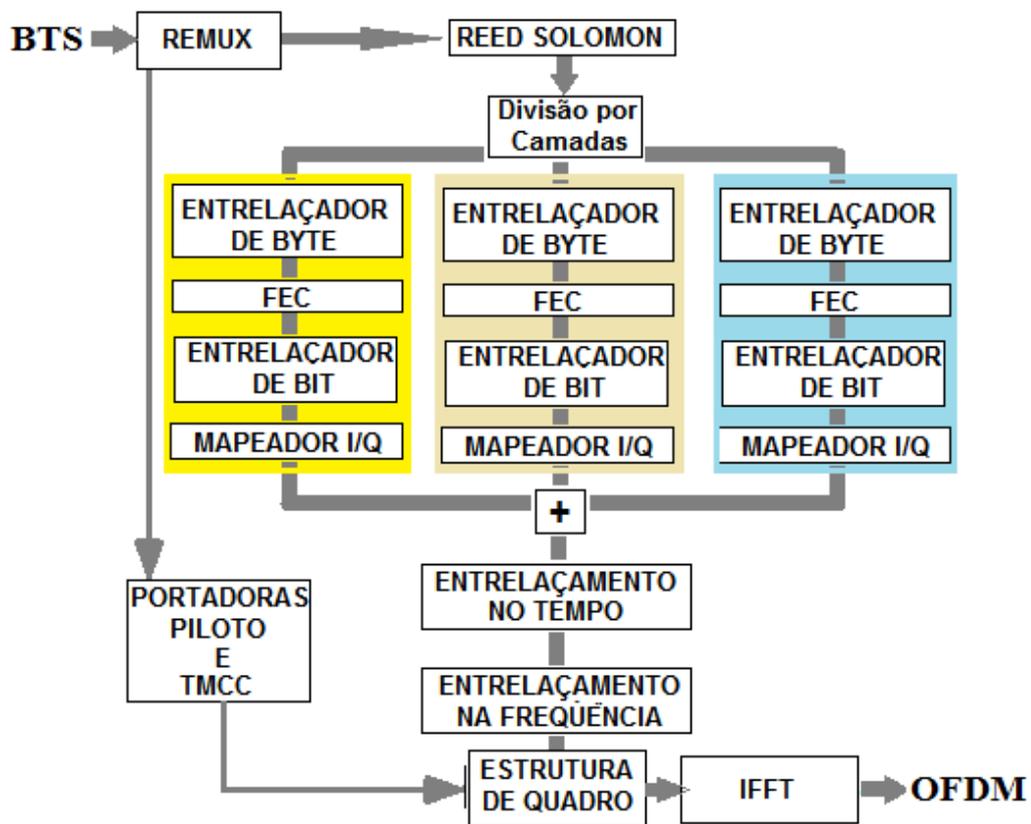


Figura 4.6: Diagrama em blocos do sistema ISDB-TB

4.2.2.1 Multiplex e Remux

O multiplex realiza a multiplexação dos pacotes de vídeo e áudio, oriundos de duas ou mais fontes de programas (para o caso da multiprogramação), adiciona os dados de controle e as tabelas de informação que caracterizam o sistema de radiodifusão terrestre.

O multiplex recebe o fluxo de dados de TS, formado por pacotes chamados TSP (Transport Stream Packet) de 188 bytes cada, acrescido dos dados de tabelas de fonte. Na sua saída, entrega o fluxo BTS (*broadcast transport stream*) formado pelos pacotes de 188 bytes de informação útil, acrescidos de 8 bytes contendo informações de controle TMCC e 8 bytes de paridade do código pré-corretor, gerados através do algoritmo Reed Salomon (RS 188, 204), este último é um algoritmo de pré-correção de erros, formado por um código de blocos lineares, que visa o aumento de robustez da transmissão (aumenta a Eb/No em 2dB, segundo o INATEL [34], apostila 5, p 122). Este corretor é denominado corretor externo.

O BTS é transmitido com uma taxa de 32.507Mbps, gerada a partir de dados úteis e completada com pacotes nulos, com o objetivo de manter a taxa padrão.

Assim, o BTS é formado pelos dados oriundos dos vários TS (dos vários codificadores de fonte), acrescido dos bits de sincronismo, controle e configuração (responsáveis pela transmissão das tabelas) sendo que estes últimos, nas etapas posteriores, serão transmitidos através de portadoras específicas as quais empregam esquemas de modulação mais robustos, dado ao fato das tabelas serem imprescindíveis ao funcionamento do sistema.

Dentre as tabelas acrescidas pelo mux, a mais importante é a PAT (*program association table*), a qual traz os PIDs que identificam os pacotes de vídeo e áudio das várias programações de entrada. A PMT (*program map table*) traz os PIDs de cada programa, inseridos no codificador de fonte. O sistema suporta desde a PMT-1 até a PMT-8 (para oito programas de vídeo simultâneos). A PMT vem por dentro da PAT. Por dentro da PAT vem também a CAT (*channel association Table*), NIT (*network information table*), TOT (*time offset table*). O sistema acomoda em torno de 20 tabelas distintas, as quais diferem de camada para camada hierárquica.

As tabelas PSI (*program system information*) informam o número de portadoras e suas codificações, informa o arranjo de segmentos de frequência e camadas, dados esses

necessários à configuração e ao funcionamento inicial do receptor. As PSI são transmitidas por portadoras especiais mais robustas (pilotos), como veremos no item 4.2.2.18.

O **mux** também recebe pacotes de serviços externos, podendo receber em uma de suas entradas um implementador de funções, o qual gera tabelas auxiliares, EPG (*eletronic program guide*), *closed-captions*, além de gerar o carrossel de dados do GINGA, *middleware* brasileiro responsável pelos serviços de interatividade. Um exemplo de serviço externo é o EWBS (*emergency warning broadcast system*) que alerta a ocorrência de terremotos no Japão. Através de um bit inserido no TMCC, o EWBS liga a alimentação do televisor e põe o receptor em funcionamento para alertar sobre o risco de desastres naturais.

Devemos notar que o TS (TS ASI) é um protocolo de uso geral para tráfego de MPEG-2 (estando nele embutido o H.264), sendo compatível com a transmissão pelos padrões DVB-S, DVB-S2, I.P e outros. Já o BTS (*broadcast transport stream*) é um protocolo específico para as transmissões via ISDB-TB.

O **remux** assemelha-se ao **mux**, porém, com uma única entrada por onde pode receber ou um fluxo TS, ou um fluxo BTS oriundo de outro transmissor. Caso receba um BTS já formado, as configurações do transmissor anterior são recebidas em um fluxo separado, chamado IIP (*ISDB-T information packet*). Os 16 bits de destino e paridade (*Reed-Salomon*) são substituídos por novas informações referentes ao novo transmissor. Essa solução é muito utilizada em retransmissoras.

O BTS compactado é uma variação na qual se retiram os dados de preenchimento, redundâncias ou paridade, bem como os dados de informação de transmissão desnecessários. O BTS comprimido é empregado em transmissões via IP, rádio digital terrestre (micro-ondas) ou via satélite, sendo enviada apenas a taxa útil (aproximadamente 18Mbps, dependendo do *payload*).

Tanto o mux quanto o remux são etapas muito importantes no processo de transmissão, pois formam o pacote ISDB-TB e inserem informações indispensáveis ao processo de transmissão e recepção.

4.2.2.2 Distribuição dos TSPs de transmissão às camadas hierárquicas de modulação

O distribuidor ou divisor de TSP contidos no BTS direciona os pacotes ao fluxo de saída referente à camada hierárquica de modulação (camada A, camada B ou camada C) à qual o TS fora originalmente direcionado, quando no processo de codificação de fonte.

Geralmente nas configurações empregadas pelas emissoras brasileiras atuais (2015), os TSP de transmissão, referentes à codificação do canal LDTV (baixa definição), carregando o conteúdo denominado *one-seg* (recepção portátil em movimento) são direcionados à camada A. Os TSP de transmissão oriundos do encoder HD são direcionados à camada B.

4.2.2.3 Segmentação do espectro do canal e Modulação Hierárquica por camadas

Para seguir a análise do funcionamento de um sistema de transmissão ISDB-TB, necessita-se entender a divisão do espectro do canal em segmentos (faixas) de frequências [35]. Após isso, entender como se processam os esquemas de codificação e modulação por camadas.

Para garantir grande flexibilidade na configuração do esquema de transmissão do sistema ISDB-TB, o canal de TV de 6 MHz de largura foi dividido em 13 segmentos, cada um com largura aproximada de 0,429 MHz. Foram deixadas desocupadas as bordas inferior e superior do canal, formando um intervalo de proteção (em frequência) entre um canal e seu adjacente. Esse intervalo de guarda ou de proteção de banda tem a largura de 214,28 kHz.

O sistema foi concebido para contar com até três camadas de transmissão diferentes (Camada A, Camada B, Camada C), sendo que cada camada pode ser composta por um conjunto de 1 a até 13 segmentos.

Cada camada pode contar com um esquema de pré-correção (FEC) diferente, que visa dar robustez ao sinal, como pode-se ver adiante. Também cada camada, independente do esquema de pré-correção, pode ter seu próprio esquema de modulação diferente (QPSK, DPSK, 16-QAM, 64-QAM). Dessa forma, cada camada se comporta como se fosse um transmissor independente, com esquemas de pré-correção e modulação, conseqüentemente com uma determinada taxa de dados e uma determinada robustez, adequados à sua aplicação.

Esta concepção fora pensada para se viabilizar transmissão em LDTV (380kbps) para a camada A de um segmento, viabilizar a transmissão SDTV na camada B, e transmitir dados de complemento, que transformariam a SDTV em HDTV via camada C. Com isso, se possibilitaria a recepção parcial. Também, o esquema de camadas permitiria outros arranjos e combinações para transmitir multiprogramação, transmitir áudio (rádio digital), dados de outros serviços a serem criados no futuro.

Todas essas possibilidades ficaram restritas à teoria, e na prática, no Brasil, transmite-se a camada A, empregando-se apenas o segmento central do canal (pois este está mais protegido contra interferências), com pré-correção FEC de $\frac{1}{2}$, modulação QPSK, enviando sinal LDTV aos dispositivos portáteis e móveis (*one-seg*). A camada B emprega os demais 12 segmentos, é transmitida com um FEC de $\frac{3}{4}$ e modulação 64-QAM, para os receptores fixos de alta definição. Todas as análises e medidas do presente trabalho, escopo dos capítulos vindouros, seguirá esta configuração.

A figura 4.7 dá uma ideia da segmentação da banda do canal e o emprego das camadas, como é praticada pela maioria das emissoras brasileiras

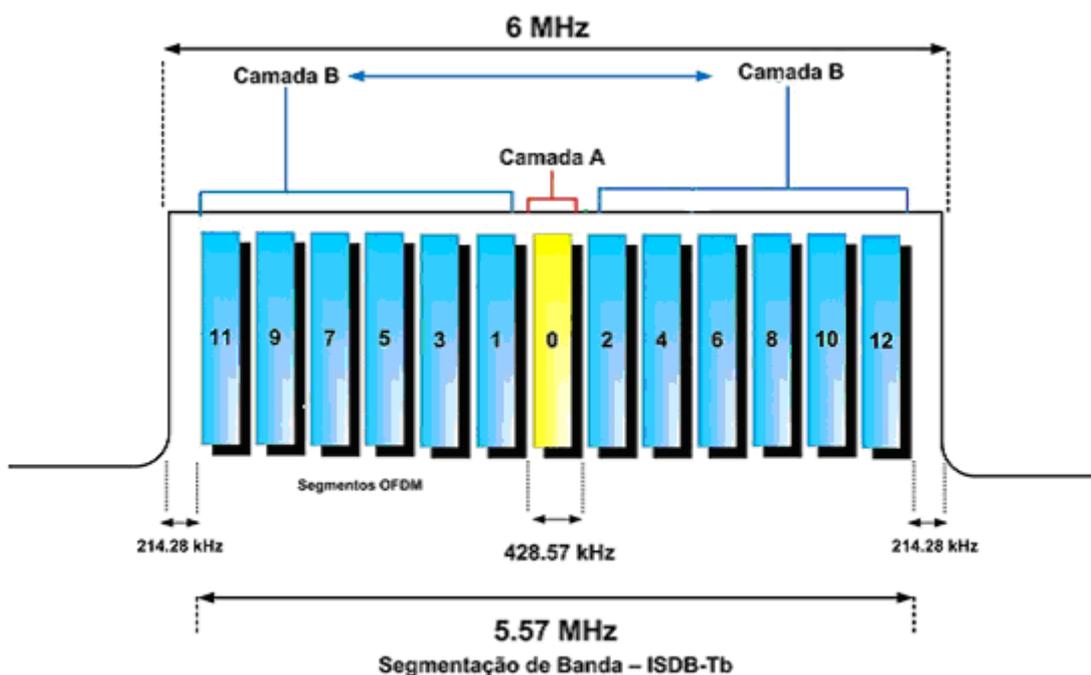


Figura 4.7: Divisão do canal de 6MHz em 13 segmentos úteis.

4.2.2.4 Dispersão de Energia

Uma vez uma determinada camada recebendo um TSP, deve-se evitar que uma sequência longa de bits iguais seja transmitida. Cada bit terá como destino modular uma portadora dentro dos segmentos de uma camada, se muitos bits forem repetidos (Ex: 10010000001), haverá concentração de energia em uma determinada região do espectro, tornando a informação mais vulnerável a interferências. Nesse intuito, as sequências repetitivas são aleatórias aleatorizadas através de registradores de deslocamento com realimentação através de polinômios primitivos [34] (INATEL, p. 38).

4.2.2.5 Ajuste de atraso de bits entre camadas

Como cada camada tem seu esquema de pré-correção e de modulação próprio, consequentemente cada camada gera um atraso diferente nos bits transmitidos, com isso, é necessário realizar uma adequação nos fluxos de bits por meio de *buffers*, para que as camadas transmitam seus bits ao mesmo tempo.

4.2.2.6 Código Convolutacional

Chamamos a atenção para esta importante etapa do processo de transmissão, a codificação de canal emprega um código pré-corretor convolutacional, o qual é responsável pela grande robustez do tráfego de dados ao usuário, sendo responsável em grande parte pela própria estabilidade de recepção, como confirmarão as medidas experimentais apresentadas no capítulo 7 deste trabalho.

O código convolutacional de codificação interna a cada camada, conhecido como FEC (*Forward Error Corrector*), utiliza basicamente máquinas de estado passado, para inserir bits de redundância, os quais dependem do estado passado e futuro dos bits a serem enviados.

Na transmissão, o código convolutacional é conhecido também como *trellis code* (código de treliça), pois os dados são tratados como uma matriz de treliças. Na recepção, sua decodificação é realizada com emprego do algoritmo de Viterbi.

É gerado por um código mãe de razão 1/2, ou seja, para cada bit de entrada teremos dois bits de saída, sendo esta a configuração mais robusta do código. As razões de codificação

viáveis de serem aplicadas no sistema ISDB-TB, conhecidas como taxa de FEC, são: 1/2, 2/3, 3/4 (mais utilizada em HD), 5/6 e 7/8.

Inversamente proporcional à robustez dada pela capacidade de recuperar erros inseridos pelos ruídos no canal, está a capacidade de transmissão de dados, ou *throughput*, (bits úteis por megahertz), assim, a razão FEC 1/2 possibilita maior correção, porém menor taxa transmitida, e a razão 7/8 possibilita menor capacidade de correção, porém, maior taxa de *throughput*).

A vasta literatura existente sobre os códigos convolucionais explicam seu funcionamento e citam sua larga aplicação nos mais variados sistemas de comunicação digital. As ferramentas didáticas para seu entendimento, além das máquinas de estado e de diagramas de árvore, são justamente os diagramas de treliça (que inspiram o nome do código). A figura 4.8 mostra uma máquina de estado típica.

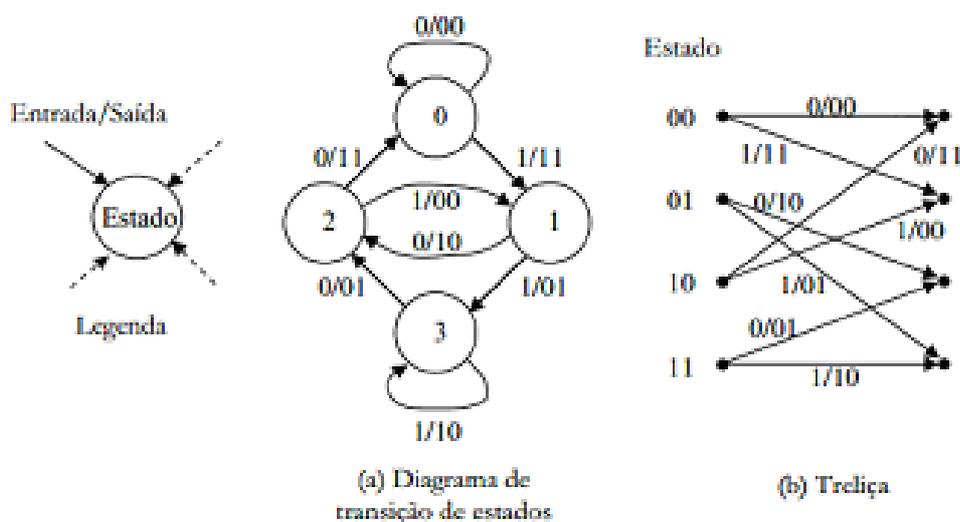


Figura 4.8: Máquinas de estado do codificador convolucional

Após a codificação interna, um novo embaralhamento de bits é necessário para evitar longas sequências de bits iguais. Note-se que as palavras ou chaves de decodificação deste embaralhador e do citado anteriormente, são adquiridos quando da inicialização do receptor, ou seja, sua transmissão é periódica (não constante).

A figura 4.9 mostra em um gráfico eficiência dos processos de correção de acordo com as relações de FEC, para uma mesma forma de modulação (64-QAM) [34].

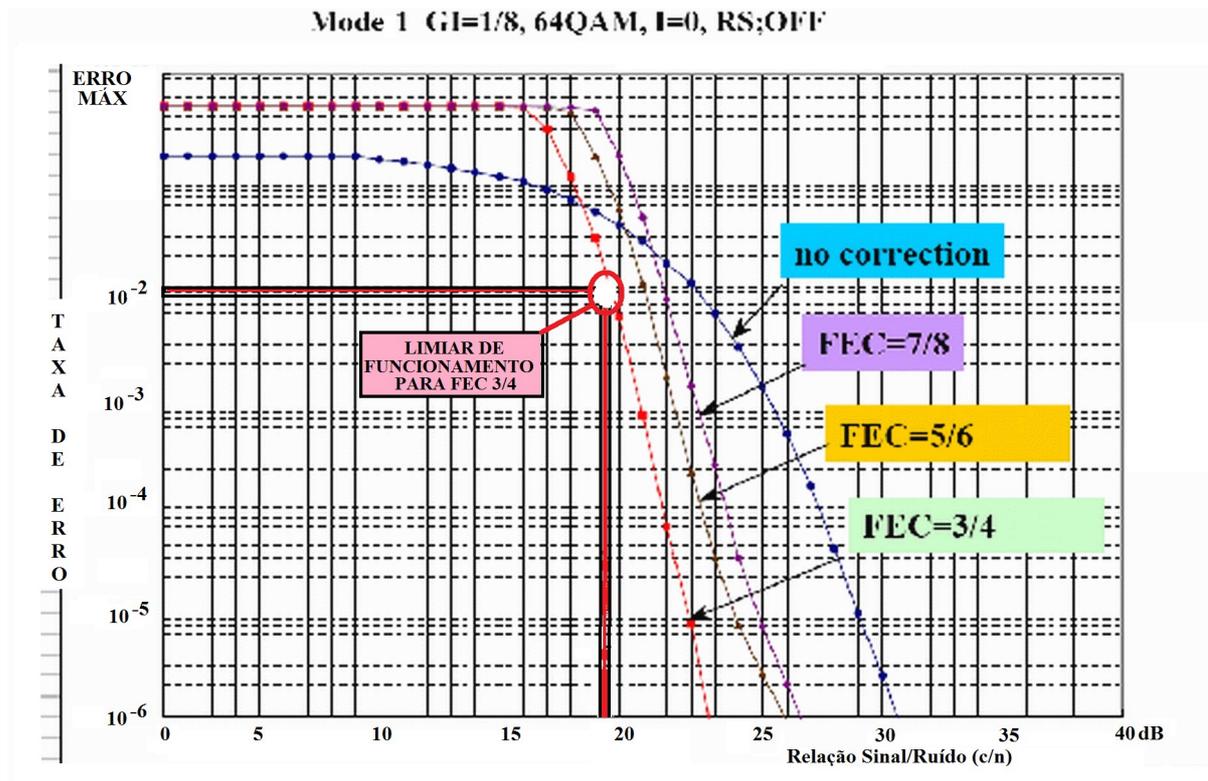


Figura 4.9: Tabela comparativa de eficiência de fatores de correção de FEC

4.2.2.7 Sistema multiportadoras OFDM

Em um sistema de comunicação de portadora singla (*Single Carrier per Channel*), a informação digital é depositada de forma serial sobre a portadora, com isso, o tempo de transmissão de cada símbolo é curto e a informação pode ser confundida com o ruído no canal. No sistema multiportadoras (*Multi Carrier per Channel*), a transmissão se dá através de muitas portadoras paralelas, com isso, o tempo de transmissão do símbolo se torna longo, muito maior que a duração de distúrbios no canal.

O sistema FDM (*Frequency Division Multiplex*) desperdiça banda (espectro) dada a considerável distância entre portadoras. Torna-se necessário aproximar ao máximo uma portadora da outra, de modo a não haver interferência na informação transmitida. Como o tempo de símbolo é constante, a frequência do sinal modulante é sempre a mesma, dessa forma é possível modular uma portadora (em amplitude ou fase) e ao se observarem os produtos desta modulação, consegue-se posicionar a portadora seguinte sobre a primeira

região de nulo da portadora anterior. Assim, elas convivem sem que haja interferência destrutiva entre seus sinais modulantes. A esta relação é dado o nome de condição de ortogonalidade entre portadoras. A vasta bibliografia disponível nos meios técnico-científicos trata com detalhes deste processo. A figura 4.10 mostra as portadoras FDM em frequência, a sobreposição OFDM e o correspondente sinal no domínio do tempo [36] [37] [38].

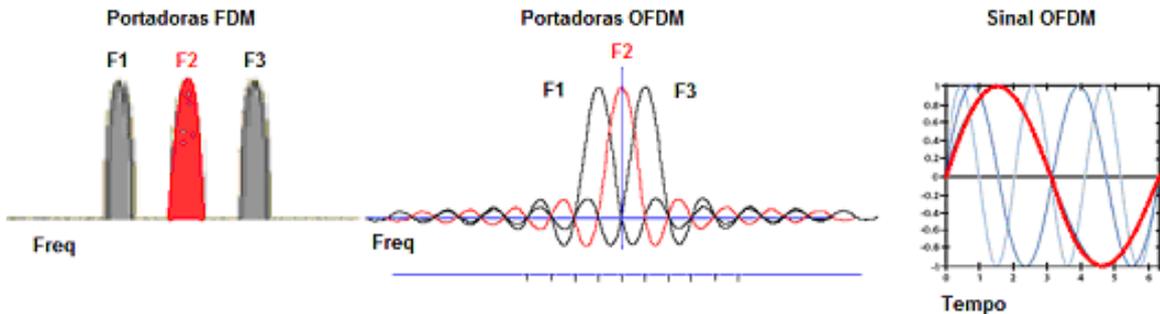


Figura 4.10: Comparação entre portadoras discretas FDM e portadoras OFDM

Obtém-se a modulação das várias portadoras ortogonais, com a geração adequada de várias frequências fundamentais e o subsequente emprego de vários moduladores em quadratura (um por portadora). De forma resumida, a equação (4.1) expressa um feixe de portadoras OFDM:

$$F_{ofdm}(t) = \sum_{n=1}^{n=N} (i_n \cos \omega_n(t) + q_n \sen \omega_n(t)) \quad (4.1)$$

Para que não se perca a relação de ortogonalidade entre as portadoras, o sincronismo entre transmissão e recepção é essencial, para isso, são transmitidas portadoras piloto (não moduladas). Estas portadoras piloto são também empregadas para se determinar a curva de resposta do canal, auxiliando na pré-correção do desvanecimento em frequência, surgido na recepção. No final dessa seção, apontaremos algumas portadoras piloto típicas do sistema ISDB-TB.

A figura 4.11 dá exemplo de um canal com a resposta plana em frequência, e um canal com resposta pobre, onde através da interpolação das portadoras piloto, se obtém a curva de resposta do canal.

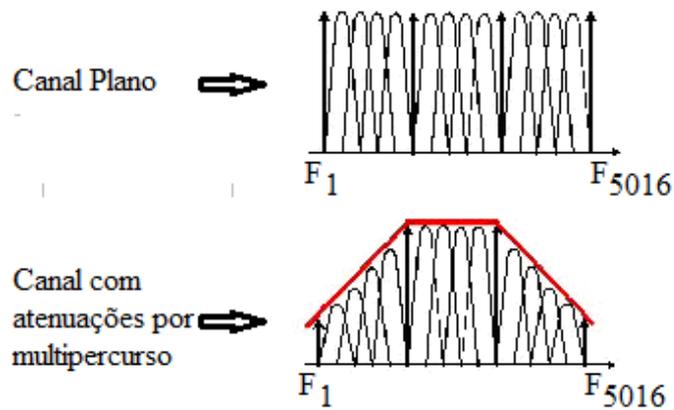


Figura 4.11: Canal com desvanecimento em frequência causado por multipercursos

Atualmente, se constrói um sistema OFDM com o emprego de circuitos integrados dedicados, os quais realizam matematicamente a transformada inversa de Fourier (IFFT), ao invés do emprego de muitos osciladores seguidos de seus moduladores em quadratura.

Além das vantagens citadas, as técnicas de uso de multiportadoras permitem a adaptação do canal ao desvanecimento e às interferências seletivas em frequência (sinais espúrios). Empregando o entrelaçamento (espalhamento aleatório) de portadoras, torna-se o serviço muito mais resistente às interferências que o sistema de portadora única.

4.2.2.8 Distância entre portadoras (modo 1, 2 e 3)

Um importante parâmetro de configuração do sistema ISDB-TB é o modo de divisão da banda do canal, o qual determina fundamentalmente a distância entre as portadoras OFDM dentro de todos os 13 segmentos, determinando o número de portadoras. Por consequência, a escolha do “modo” determina a duração média do símbolo a ser transmitido. Essa relação (distância em frequência versus tempo de símbolo) é tal que, a taxa de saída é sempre a mesma, mas, o modo 3 é mais resistente a multipercursos, pois o símbolo tem uma duração maior no tempo. Já o modo 1 tem mais portadoras, fato que torna esse modo mais robusto a efeitos Doppler para recepção em movimento. A taxa final continua a mesma, por ser esta o produto entre o número de portadoras e a duração do símbolo.

A tabela 4.2 dá uma ideia dos valores para os três modos.

Tabela 4.2: Relação entre duração do símbolo e distância (em frequência) entre portadoras para os três modos de segmentação.

Modo de segmentação	Modo 1 (2K)	Modo 2 (4K)	Modo 3 (8K)
Intervalo entre portadoras	4 kHz (3,968 kHz)	2 kHz (1,984 kHz)	1 kHz (0,992 kHz)
Número total de portadoras	1405	2809	5617
Duração do símbolo (aprox)	250uS	500uS	1mS

4.2.2.9 Mapeamento de bit antes da modulação

O processo de modulação propriamente dito tem início no entrelaçamento dos bits e subsequente mapeamento (dos bits) na constelação decorrente da modulação digital. O processo de entrelaçamento embaralha os bits, de acordo com uma regra pré-fixada para cada tipo de modulação, sendo que o processo de embaralhamento insere atraso de bits em cada segmento, de acordo com o mapeamento correspondente ao esquema de modulação. Essa diferença é corrigida pela inserção de um atraso de correção, que tem como resultado fazer com que todos os bits tenham o mesmo atraso final.

A seguir veremos os esquemas de embaralhamento, atraso e modulação utilizados no sistema ISDB-TB.

4.2.2.10 Modulação QPSK

A modulação PSK (*Phase Shift Keying*) é uma técnica que consiste em variar a fase da portadora, mantendo sua amplitude e frequência constantes. Essa técnica é mais robusta a ruídos que as técnicas ASK (*Amplitude Shift Keying*) e FSK (*Frequency Shift Keying*), somado à boa eficiência espectral. Na técnica QPSK, ou 4-PSK, os símbolos formados por 2 bits modulam em fase a portadora. Sua frequência e amplitude são constantes. É um esquema de modulação coerente, independente do símbolo anterior. A saída I é o sinal em fase, a saída Q é a saída em quadratura. Estas saídas serão utilizadas nas etapas posteriores, onde o modulador I/Q correspondente ao mapeador, modulará subsequentemente sua portadora [39].

A figura 4.12 mostra o mapeador IQ para QPSK.

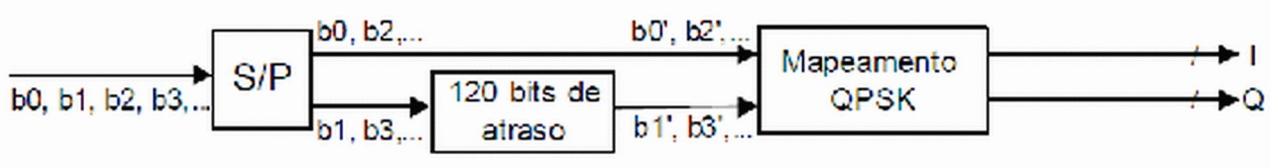


Figura 4.12: Mapeamento I/Q para modulação QPSK

4.2.2.11 Modulação DQPSK

Também conhecido como $\pi/4$ QPSK, a modulação DPSK (*Differential Quadrature Phase Shif Keying*) é um sistema não coerente que tem por característica transmitir a informação por meio da diferença de fase entre o bit atual e o bit anterior. Utiliza oito pseudo-símbolos diferentes para carregar 2 bits de informação, sendo que a cada transmissão, somente quatro pseudo-símbolos são utilizados, na transmissão seguinte, os outros quatro pseudo-símbolos são então empregados. O mapa de símbolos mostra duas constelações distintas, cada uma com quatro símbolos, sendo que uma constelação está defasada em 45 graus da outra. A figura 4.13 mostra o esquema de mapeamento:

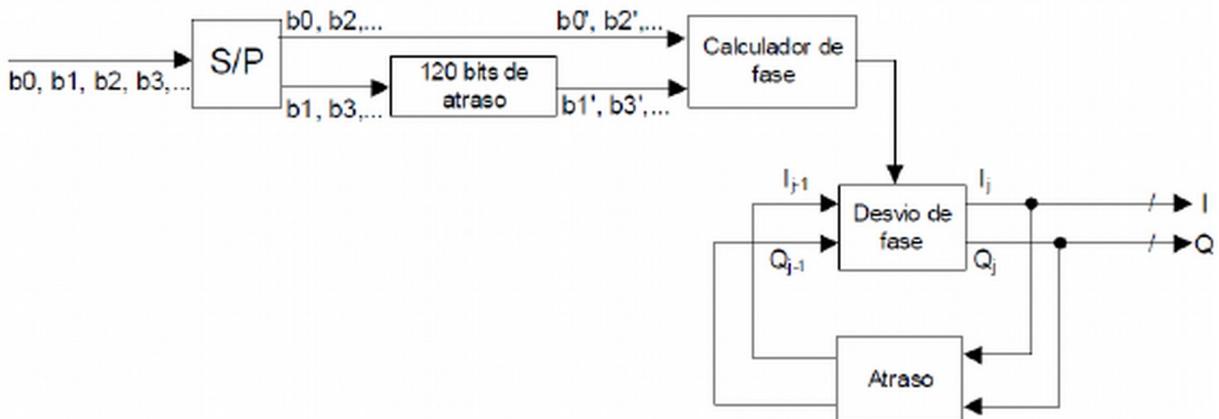


Figura 4.13: Mapeamento I/Q para modulação DQPSK.

E a constelação DQPSK é mostrada na figura 4.14:

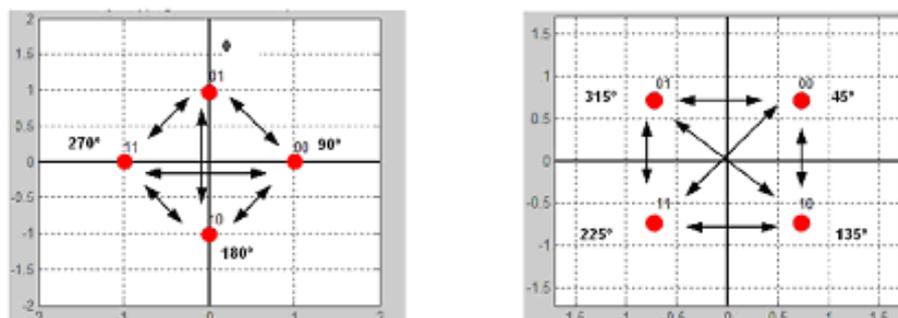


Figura 4.14: Constelação DQPSK

4.2.2.12 Modulação 16-QAM

Denominado *Quadrature Amplitude Modulation*, este esquema deriva da combinação da modulação em amplitude (ASK) e da modulação em fase (PSK). No esquema 16-QAM, cada símbolo é formado por quatro bits de informação, resultando num total de 16 símbolos. Modulamos a portadora através de quatro níveis de amplitude versus quatro posições de fase da portadora. O 16-QAM é um sistema de modulação coerente, utiliza-se o código de Gray para melhor distribuição dos bits em símbolos. A figura 4.15 mostra a constelação 16 QAM

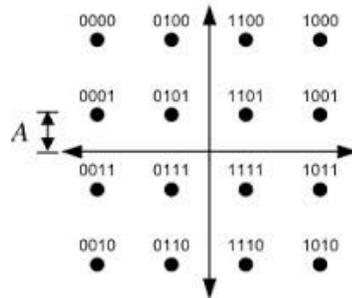


Figura 4.15: Constelação 16-QAM

No mapeamento do esquema 16-QAM, após a conversão serial/paralela, o primeiro ramo não recebe atraso de entrelaçamento, mas o segundo ramo é alvo de um entrelaçamento de bit com atraso de 40 bits, enquanto o terceiro e o quarto ramos possuem atrasos de 80 e 120 bits, conforme mostra a figura 4.16 a seguir.

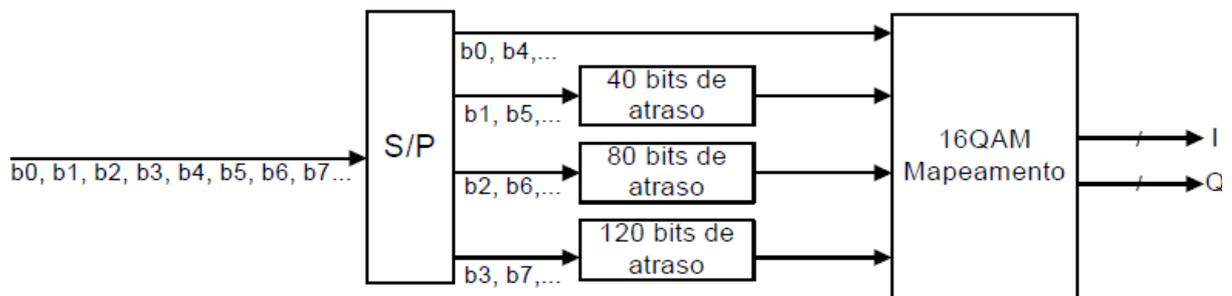


Figura 4.16: Mapeamento I/Q para 16 QAM

4.2.2.13 Modulação 64-QAM

Este esquema de modulação é semelhante ao 16-QAM, porém, comporta seis bits de entrada, os quais formarão 64 símbolos. Os símbolos se dividirão em oito níveis de amplitude de modulação da portadora versus oito níveis de modulação em fase. A modulação 64-QAM é a escolha que garante maior taxa transmitida, dada a sua alta segmentação, porém, é o esquema mais sensível à erros, dada a proximidade dos símbolos. A figura 4.17 mostra a constelação resultante:

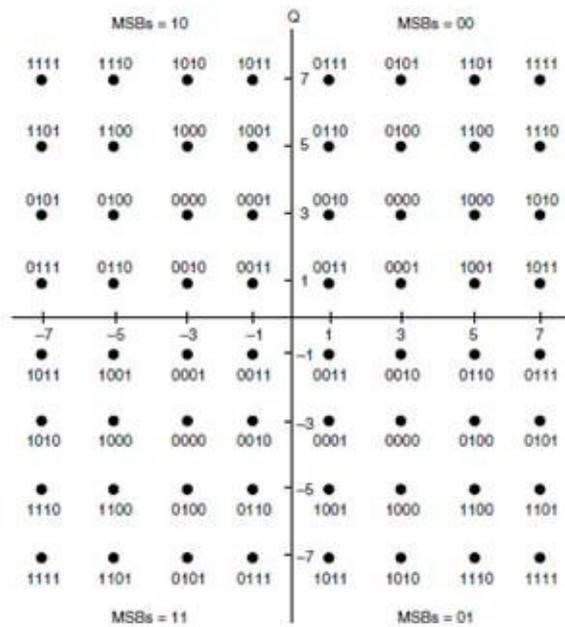


Figura 4.17: Constelação 64 QAM

O mapeamento para a modulação 64-QAM é mostrado na figura 4.18 :

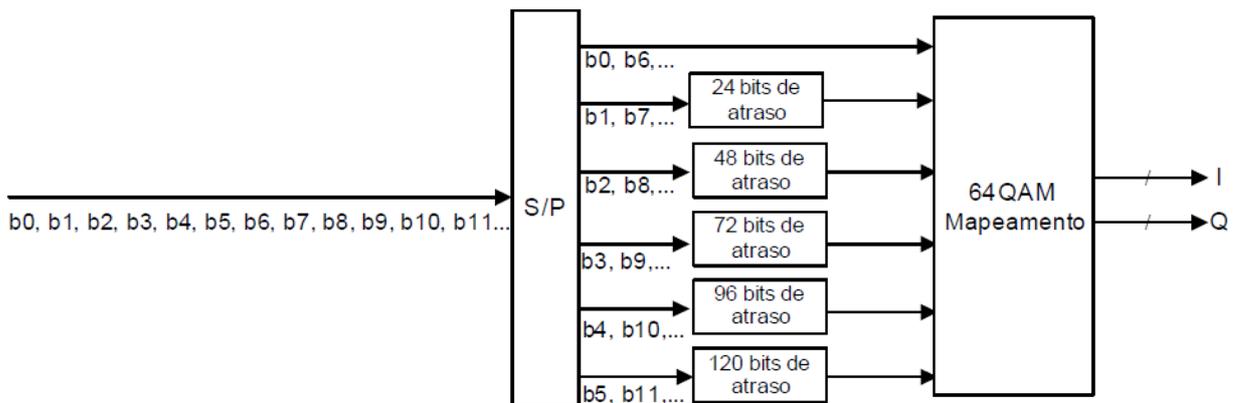


Figura 4.18: Mapeamento I/Q para 64 QAM

4.2.2.14 Comparação entre modulações

Cada esquema de modulação tem uma eficiência diferente, indo da mais robusta (QPSK) até a menos robusta (64-QAM), conforme mostra a figura 4.19 . Como citado anteriormente, os esquemas de maior taxa de transmissão , são os mais suscetíveis a erros, sejam causados por ruído branco aditivo ao canal, seja por ruídos impulsivos, interferências, ecos, ou também, por deformações e ruídos causados durante os processos de modulação, amplificação ou radiação.

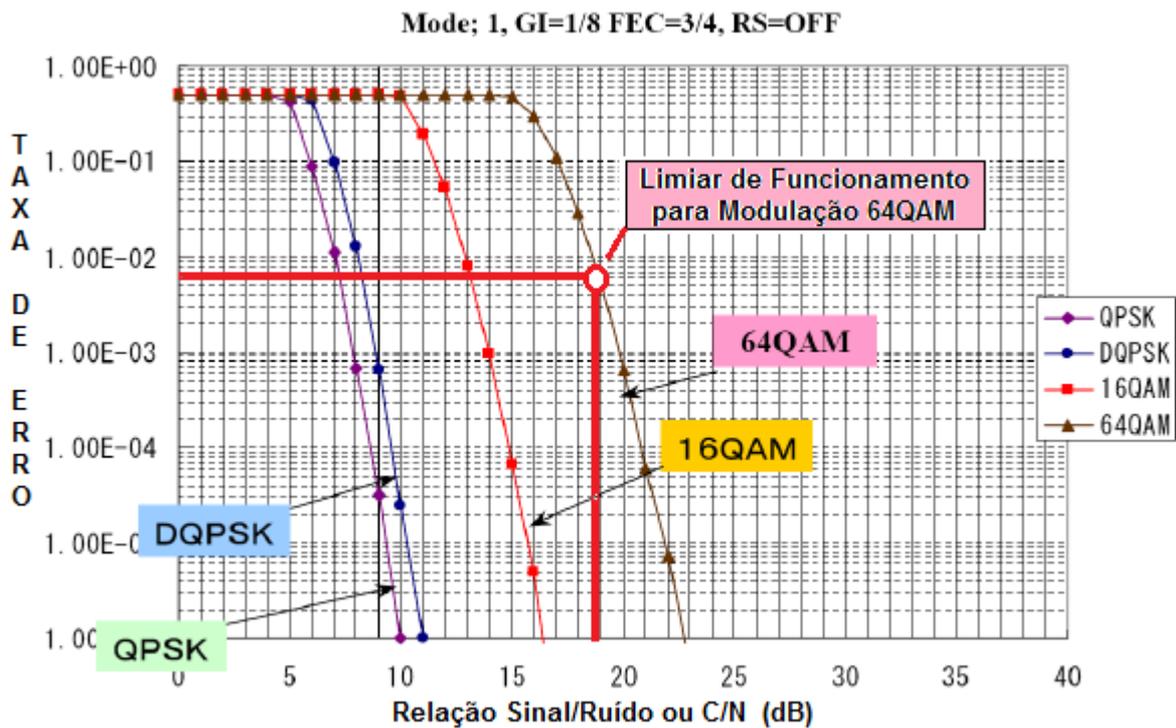


Figura 4.19: Gráfico comparativo de eficiência de esquemas de modulação

4.2.2.15 Entrelaçamento no tempo

Após o processo de mapeamento, os dados de informação (símbolos I/Q) seguem para um processo de inserção aleatória de atrasos, que tem por objetivo evitar que seja transmitida mais de uma sequência de dados no mesmo momento. Isso é feito para evitar que um ruído no canal, com uma determinada duração de tempo, interrompa uma sequência inteira de bits, impedindo a reconstrução do sinal na recepção. Ao se quebrar a sequência de *bits* no tempo, cria-se uma situação tal, que no caso de uma interrupção rápida temporal, os *bits* perdidos pertencerão a várias sequências originais diferentes, com isso, como o dano é pequeno (por

sequência), os corretores de erro de canal (*Reed-Salomon, Viterbi*) e de fonte (família MPEG) do receptor conseguem recompor todas as sequências, sem perda da informação.

O processo de entrelaçamento no tempo (*time interleaving*) é escolhido de acordo com o modo de transmissão adotado (Modo 1, Modo 2, Modo 3), e de acordo com o grau de proteção desejado (I=0, I=4, I=8, I=16).

4.2.2.16 Entrelaçamento na frequência

Este processo executa um embaralhamento nas informações (símbolos I/Q) que irão modular as portadoras de dados dentro de um mesmo segmento. Equivale na prática a trocarmos de lugar entre si, as portadoras de dados, de forma constantemente. O *frequency interleaving* (entrelaçamento das frequências) tem como objetivo (semelhante ao *time interleaving*) prevenir que um fenômeno interferente, ocorrido em algum lugar do espectro de frequências, dentro do segmento, possa impedir a recepção de uma sequência inteira de bits, causando a perda irrecuperável de informação. Basicamente são realizados processos de rotação e aleatorização de símbolos (I/Q), no intuito de eliminar a periodicidade do arranjo de portadoras. Estas operações tornam possíveis as prevenções contra erros em rajadas sobre portadoras específicas dentro de um segmento, que pode ocorrer se o período do arranjo de portadoras coincidir com os picos de desvanecimento seletivo ou com um sinal interferente. Assim, são utilizadas várias tabelas de aleatorização que informam a posição das portadoras antes e depois do processo de embaralhamento. A figura 4.20 exemplifica a recuperação de uma informação embaralhada e interferida.

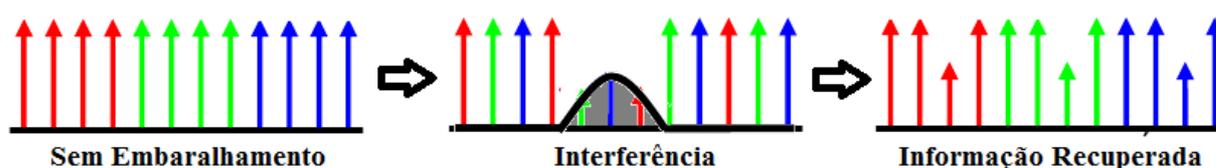


Figura 4.20: Embaralhamento na Frequência

Por exemplo, se tivermos uma interferência causada por um sinal espúrio, oriundo de outro sistema de comunicação, que venha a interromper desde a portadora 30 até a portadora 50 do segmento 7, a aleatorização dos dados vai distribuir os erros de forma tal, sendo possível aos corretores de recuperá-los.

4.2.2.17 Modulação I/Q e suavização de bit

Neste momento, os símbolos na forma de informação I/Q (fase e quadratura), oriundos dos mapeadores, passando pelo *time interleaving* e pelo *frequency interleaving*, estão prontos para serem transformados em portadoras moduladas. Falta ainda a inserção das portadoras de controle (citadas adiante), com isso, o leque de portadoras (quadro OFDM) está pronto para ser produzido. Para suavizar as transições bruscas de níveis, típicas da informação digital, dando uma acomodação dos sinais mais adequada ao processo de modulação de portadoras, utilizaremos suavizadores de bit que se baseiam no emprego da função raiz de cosseno levantada.

Se construíssemos um transmissor empregando componentes eletrônicos discretos, seria necessário construir 5616 blocos, formados cada bloco por um oscilador, cuja frequência seja sincronizada por um PLL para manter a ortogonalidade entre portadoras, seguido de um modulador I/Q. A figura 4.21 dá uma ideia desta solução hipotética.

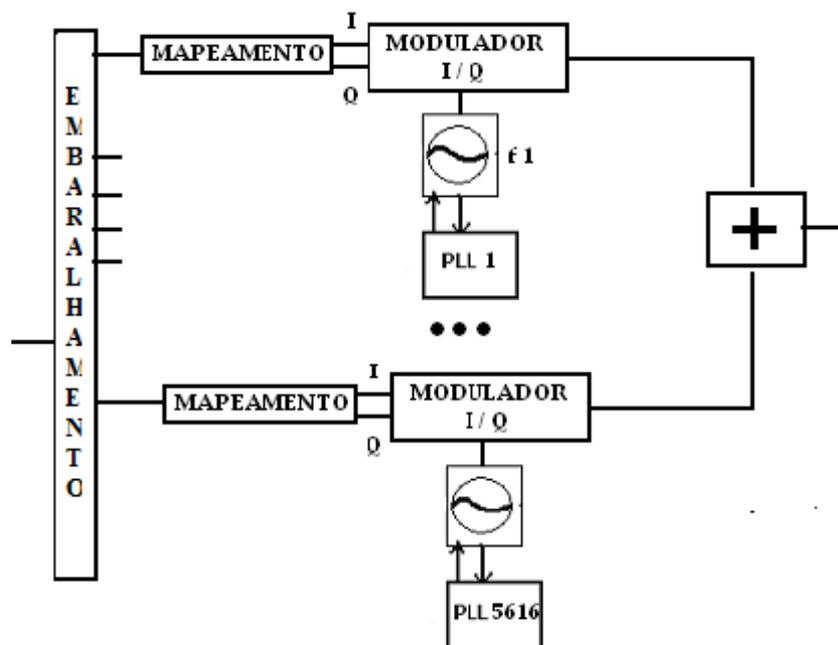


Figura 4.21: Transmissor hipotético com osciladores discretos

Percebe-se facilmente que um transmissor construído nessa forma se tornaria um equipamento monstruoso, inviável de ser produzido comercialmente. A solução para a transformação dos símbolos I/Q em 5616 portadoras está no emprego de processamento embarcado em circuito integrado dedicado, capaz de realizar a varredura e efetuar

matematicamente a Transformada Inversa de Fourier (na verdade a IFFT, ou Transformada Rápida Inversa de Fourier), obtendo-se assim as portadoras moduladas necessárias à formação do sinal de RF a ser transmitido.

4.2.2.18 Esquema de modulação das portadoras de controle

Os símbolos entregues pelos entrelaçadores são distribuídos modulando as portadoras responsáveis pelo transporte de informação. Além das portadoras de dados, existem portadoras de controle ou pilotos, sendo que no modo 1 temos 108 portadoras por segmento, sendo 96 delas responsáveis por transporte de dados e 12 portadoras de controle. No modo 2 temos 192 portadoras de dados e 24 portadoras de controle, num total de 216 portadoras por segmento. No modo 3 temos 384 portadoras de dados e 48 portadoras de controle, num total de 432 portadoras por segmento [33].

Portadoras de dados: carregam a informação digital, o *pay-load*, acrescida dos dados de pré-correção (FEC, RS). Nos esquemas usuais de modulação, normalmente, no *one-seg*, são moduladas em QPSK, e nos demais 12 segmentos (*full-seg*) são moduladas em 64-QAM.

Portadoras SP (*scattered pilots*): São portadoras inseridas em uma sequência pseudo-aleatória entre cada 12 portadoras de dados, são moduladas em BPSK e servem para sincronizar os demoduladores síncronos na recepção (16-QAM ou 64-QAM). A cada novo símbolo transmitido, o índice (posição) das portadoras SP muda, a fim de adquirir informações sobre a resposta de frequência do canal e melhorar a estimação de correção na recepção.

Portadora CP (*continual pilot*): É uma portadora que ocupa posição estática dentro do seu respectivo segmento, mais à esquerda (frequência mais baixa), modulada em BPSK, serve para sincronização dos demoduladores diferenciais na recepção, responsáveis pela demodulação de sinais do tipo DQPSK ou QPSK.

Portadora TMCC (*Transmiting and Multiplexing Configuration Control*): Modulada em DBPSK, é uma portadora distinta que carrega as informações de configuração de cada segmento, visando informar ao receptor as configurações e esquemas de modulação a serem demodulados. A figura 4.22 fornece um exemplo do leque de portadoras OFDM, onde temos

portadoras fixas de sinalização e portadoras de transporte de dados, sendo que estas últimas estão recebendo as informações modulantes (símbolos) entrelaçados, trocando de posição de acordo com a chegada de novos símbolos [34].

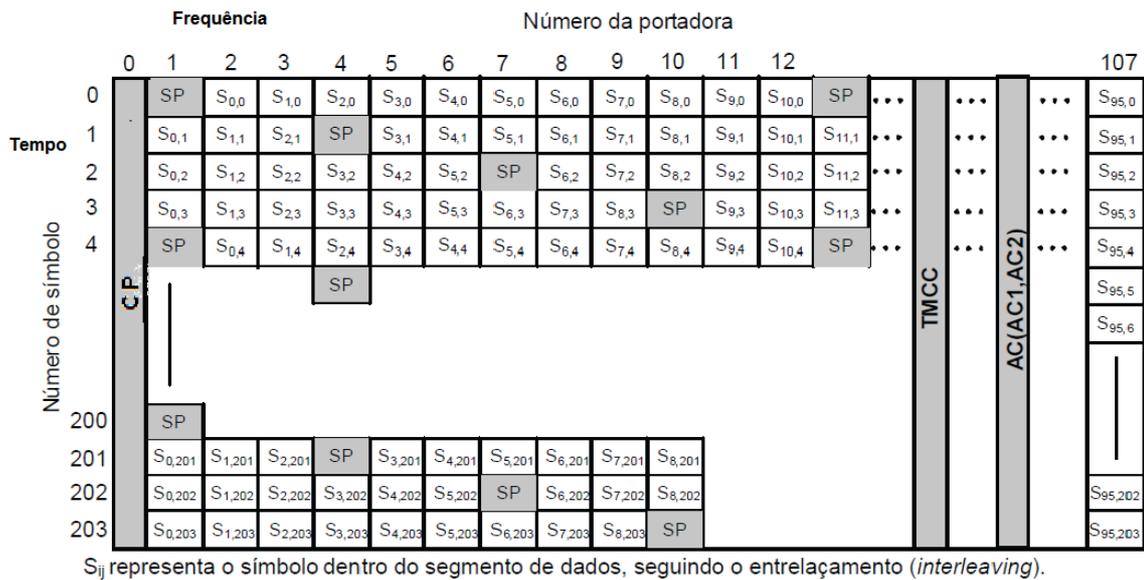


Figura 4.22: Posição das portadoras no leque OFDM em função do tempo.

4.2.2.19 Intervalo de guarda

Quando o sinal de um transmissor se propaga pelo espaço, ele pode encontrar um caminho direto e um (ou mais) caminhos atrasados (por reflexão) até o receptor. Se um símbolo transmitido for recebido de forma tal que, sobre ele chegue também uma parte do símbolo transmitido num tempo imediatamente anterior, essa sobreposição do eco ou fantasma sobre o símbolo, pode gerar danos à informação transmitida.

Para evitar esse fenômeno, necessitamos deixar um intervalo de tempo entre um símbolo e outro (tanto no transmissor quanto no receptor), para que os ecos se propaguem sem serem recebidos. A esse espaço de tempo entre um símbolo e outro, chamamos intervalo de guarda no tempo, ou I_g . O intervalo de guarda no tempo (I_g) deve ser maior que o tempo de permanência dos ecos no canal. A figura 4.23 dá uma ideia de multipercurso.

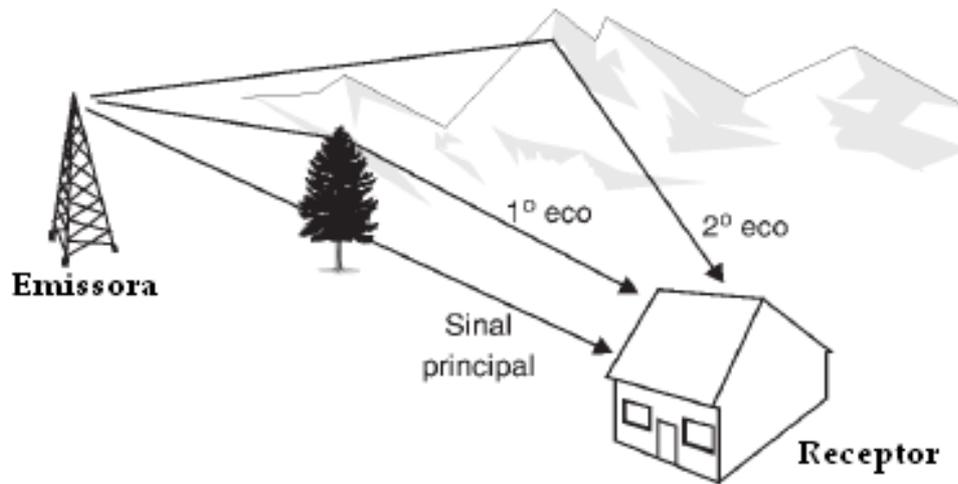


Figura 4.23: Multipercurso.

Podemos simplesmente desligar as portadoras do leque OFDM, desligando temporariamente o transmissor, mas a descontinuidade (no tempo) gerada por essa interrupção, causa espalhamento de sinais espúrios ao longo do espectro de frequências, interferindo em outras portadoras vizinhas. A esse fenômeno chamamos ISI (interferência inter-simbólica) e ICI (interferência inter-portadoras). Esta interrupção abrupta entre um símbolo e outro pode levar a se perder a condição de ortogonalidade (na frequência) entre as portadoras.

Necessitamos portanto fazer a transição entre o símbolo anterior e o subsequente de forma suave, com valores de amplitude e fase da portadora no tempo S1 passando adequadamente para os valores de amplitude e fase da mesma portadora, agora no tempo S2. A transição se dando de forma suave é obtida pela inserção do prefixo (e sufixo) cíclico, ou como é usualmente denominado, complemento cíclico.

A figura 4.24 mostra primeiro, como seria a inserção do intervalo de guarda (no tempo) sem o complemento cíclico, no segundo momento, como fica a transição entre o bit anterior e o bit posterior, com emprego do complemento cíclico.

A literatura técnica [32] mostra a forma matemática de construir o complemento cíclico.

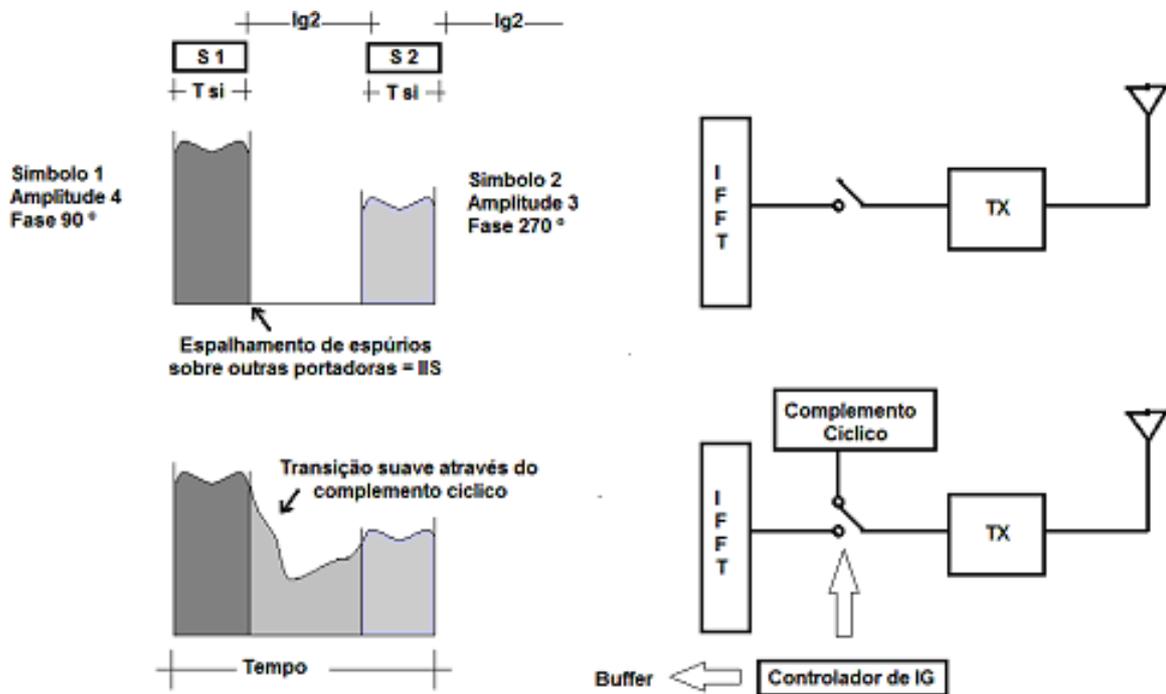


Figura 4.24: Transição entre símbolos preenchida pelo complemento cíclico

Ainda na figura acima, vemos que o processo de inserção do intervalo de guarda no tempo deve ser ligado aos *buffers* que liberam os bits dos símbolos, em etapas anteriores do processo de transmissão.

Como o tempo do símbolo é constante, dependendo apenas do modo de transmissão selecionado (modo 1, modo 2, modo 3), conseqüentemente a frequência do sinal modulante de cada portadora é sempre a mesma, mantendo-se a condição de ortogonalidade entre as portadoras.

O fato do tempo do símbolo ser o mesmo e acrescentarmos a ele um intervalo de guarda pequeno ($1/16$), fará com que a fila de bits ande mais rápido, assim, a taxa de bits por segundo, para um intervalo de guarda pequeno é a maior possível.

Do contrário, se necessitamos inserir (somar) a cada tempo de símbolo um I_g maior ($1/4$ do tempo de símbolo), a fila de bits terá de esperar, com isso, a taxa de bits por segundo transmitida será menor.

A figura 4.24 mostra o fluxo de saída do transmissor (*throughput*) de acordo com o intervalo de guarda escolhido.

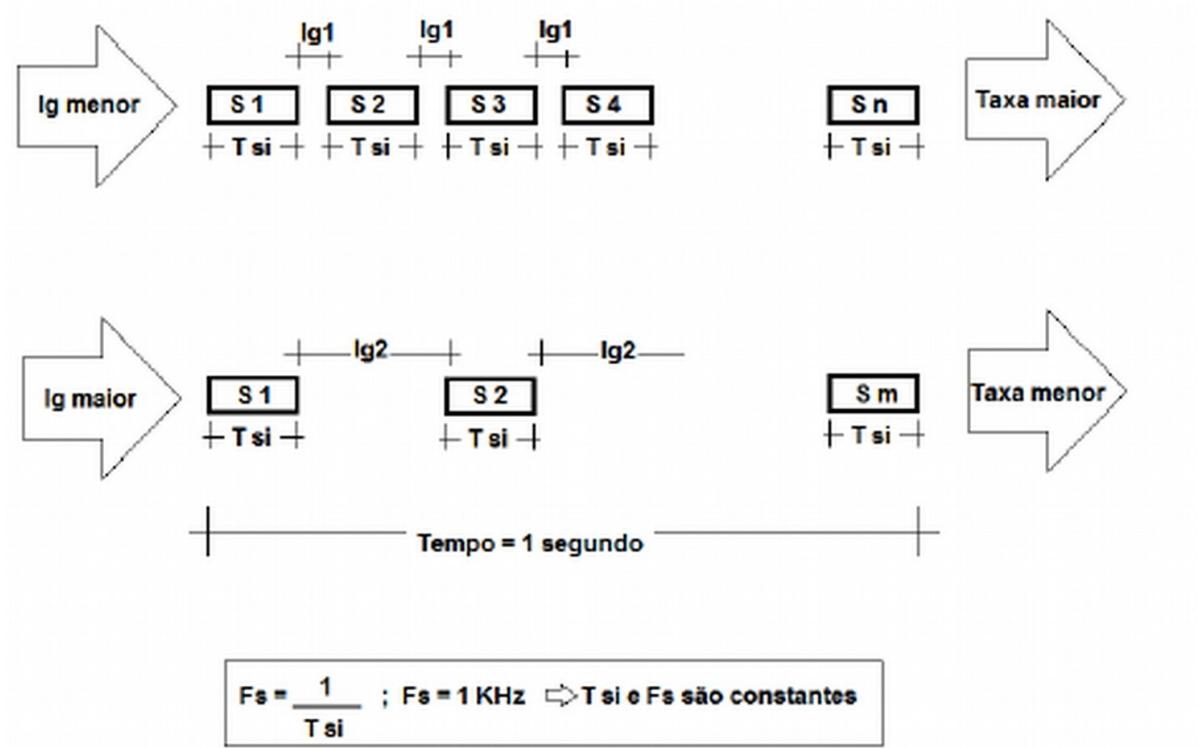


Figura 4.25: Taxa de *throughput* em função do intervalo de guarda

As tabelas 4.3 e 4.4 apontam as taxas de bits de transmissão para as várias configurações.

Tabela 4.3 Taxa de bits em função da modulação, FEC e intervalo de guarda (um segmento)

Taxa de bits útil para um segmento

Modulação	Taxa	Número de TSPs		Taxa de Dados (kbps)		
		Transmitidos (Modo 1/2/3)	1/4	Intervalo de guarda		
				1/8	1/16	1/32
DQPSK QPSK	1/2	12/24/48	280.85	312.06	330.42	340.43
	2/3	16/32/64	374.47	416.08	440.56	453.91
	3/4	18/36/72	421.28	468.09	495.63	510.65
	5/6	20/40/80	468.09	520.10	550.70	567.39
	7/8	21/42/84	491.50	546.11	578.23	595.76
16QAM	1/2	24/48/96	561.71	624.13	660.84	680.87
	2/3	32/64/128	748.95	832.17	881.12	907.82
	3/4	36/72/144	842.57	936.19	991.26	1021.30
	5/6	40/80/160	936.19	1040.21	1101.40	1134.78
	7/8	42/84/168	983.00	1092.22	1156.47	1191.52
64QAM	1/2	36/72/144	842.57	936.19	991.26	1021.30
	2/3	48/96/192	1123.43	1248.26	1321.68	1361.74
	3/4	54/108/216	1263.86	1404.29	1486.90	1531.95
	5/6	60/120/240	1404.29	1560.32	1652.11	1702.17
	7/8	63/126/252	1474.50	1638.34	1734.71	1787.28

Tabela 4.4: Taxa de bits em função da modulação, FEC e intervalo de guarda (treze segmentos)

Taxa de bits útil para treze segmentos

Modulação	Taxa	Número de TSPs		Taxa de Dados (Mbps)		
		Transmitidos (Modo 1/2/3)	1/4	Intervalo de guarda		
				1/8	1/16	1/32
DQPSK QPSK	1/2	156/312/624	3.651	4.056	4.295	4.425
	2/3	208/216/832	4.868	5.409	5.727	5.900
	3/4	234/468/936	5.476	6.085	6.443	6.638
	5/6	260/520/1040	6.085	6.761	7.159	7.376
	7/8	273/546/1092	6.389	7.099	7.517	7.744
16QAM	1/2	312/624/1248	7.302	8.113	8.590	8.851
	2/3	416/832/1664	9.736	10.818	11.454	11.801
	3/4	468/936/1872	10.953	12.170	12.886	13.276
	5/6	520/1040/2080	12.170	13.522	14.318	14.752
	7/8	546/1092/2184	12.779	14.198	15.034	15.489
64QAM	1/2	468/936/1872	10.953	12.170	12.886	13.276
	2/3	624/1248/2496	14.604	16.227	17.181	17.702
	3/4	702/1404/2808	16.430	18.255	19.329	19.915
	5/6	780/1560/3120	18.255	20.284	21.477	22.128
	7/8	819/1638/3276	19.168	21.298	22.551	23.234

Fonte: Linear Hitachi Kuokusai

Nesta fase, o leque de portadoras OFDM encontra-se em banda de FI (frequência intermediária), necessitando apenas ser convertido para a frequência de transmissão do canal desejado, e, posteriormente amplificado até atingir os níveis de potência necessário à sua transmissão.

4.3 FATOR DE PICO DE POTÊNCIA EM UM TRANSMISSOR ISDB-TB

O fator de pico de potência (*crest factor*) é representado pelo fator entre a potência que o sinal pode assumir quando moduladas as portadoras e a potência média (térmica) que o transmissor entrega ao sistema irradiante ou à sua carga [40]. Vê-se no decorrer dessa seção, que os valores de pico, para os transmissores digitais ISDB-TB, podem chegar a níveis muito superiores ao valor médio de potência, exigindo grandes cuidados na construção de transmissores e sistemas irradiantes, para evitar faiscamentos e consequentes rupturas de dielétricos e isoladores, bem como desequilíbrios de impedância e ruptura de semicondutores (transistores) nos amplificadores de saída dos transmissores [41].

No sistema de radiodifusão sonora em AM, a potência média (térmica) serve como referência comercial para identificar o tipo de transmissor, porém, está expressando a potência média entregue à carga quando a única portadora não está sendo modulada. O processo de modulação AM analógico consta da deposição de uma senoide modulante sobre a portadora. Para níveis adequados de modulação (por exemplo um sinal senoidal de 1 kHz modulando em 100% uma portadora de 800kHz), teremos a ocorrência de picos de sinal com o dobro (em tensão) da envoltória da portadora, ou seja, picos de 6dB de potência, dada a simetria do sinal modulante, a potência média se mantém praticamente constante.

No sistema de TV analógica, como descreveremos mais detalhadamente no capítulo 5, a referência comercial do transmissor é dada pela sua potência desenvolvida no pico de sincronismo, sendo a potência média inversamente proporcional ao sinal modulante, por exemplo, em um transmissor de TV analógico de 1 kw, mediremos uma potência média de 700 watts para cenas com tela totalmente preta e 140 watts de potência média para cenas com a tela totalmente branca.

Para entender melhor essa relação, vamos lembrar que a potência média de uma onda senoidal é a própria potência eficaz da mesma ou potência que pode ser transformada em trabalho térmico, já a potência de pico ou potência momentânea, (oriunda da tensão de pico),

é uma razão de raiz de dois entre a tensão média, e a potência de pico tem uma razão de 3dB sobre a potência média térmica.

As primeiras medidas de potência de portadoras de alta frequência foram obtidas justamente pela transformação da potência de RF em calor, sobre uma carga resistiva, e a obtenção dos valores de potência média com o cálculo do trabalho térmico realizado. Dessa forma se construíram os primeiros medidores “*power meter*”. Em seguida, foram desenvolvidos *wattímetros* e sondas acionados por amostras obtidas com o emprego de acopladores direcionais, rigorosamente aferidos aos dispositivos térmicos. Foi graças aos acopladores direcionais que se possibilitou medir tensões e calcular potências de pico de sinais de RF modulados. Os processo térmicos são utilizados até hoje, em equipamentos que operam na casa de dezenas de giga-hertz.

Consideremos agora a superposição de duas portadoras senoidais de mesma amplitude, neste caso teremos a soma de suas potências médias (3dB), porém, a potência instantânea de pico chega à 6dB sobre a potência média (térmica), a envoltória desta soma deixa de ser constante e passa a ser um produto da diferença de frequência (ou fase) das duas portadoras, Isso é bem conhecido no processo de teste de dois tons. Assim, ocorre uma soma vetorial de suas tensões.

Quando combinamos múltiplos transmissores em uma antena, compostos por sinais senoidais não-harmônicos ou descorrelacionados, ocorre justamente a soma vetorial de seus sinais, aumentando consideravelmente o fator de pico em relação à potência média. A equação 4.2 descreve o valor de tensão (pico) que se obtém pela sobreposição de “n” portadoras:

$$\hat{U} = \hat{U}_1 + \hat{U}_2 + \dots + \hat{U}_n \quad (4.2)$$

E a equação 4.3 descreve a tensão eficaz obtida pela sobreposição de “n” portadoras.

$$U_{rms} = U_{rms_1} + U_{rms_2} + \dots + U_{rms_n} \quad (4.3)$$

E o fator de pico, dado em dB, é expresso pela relação dada pela equação 4.4:

$$F_p = 20 \log \frac{\hat{U}}{U_{rms}} \quad (4.4)$$

Já, para “n” portadoras sobrepostas, não moduladas e descorrelacionadas, todas de mesma amplitude, obtemos o fator de pico em relação à potência de pico (envoltória) de uma portadora isolada, dado pela equação 4.5:

$$F_{p(dB)} = 10 \log (n) \quad (4.5)$$

E para exprimir o fator de pico em relação à potência média eficaz (térmica) de uma portadora isolada, usamos a equação 4.6:

$$F_{p(dB)} = 10 \log (n) + 3,01 \quad (4.6)$$

Se cada uma das portadoras é modulada por um determinado esquema de modulação, cujo qual possui um fator de pico específico (F_{pp}), teremos o fator de pico geral para “n” portadoras moduladas, dado pela equação 4.7:

$$F_{p(dB)} = 10 \log (n) + F_{pp} \quad (4.7)$$

Onde F_{pp} é o fator de pico para uma portadora individual, e decorre do tipo de modulação aplicado à portadora, para QPSK seu valor é 0 dB, mas para 64-QAM, seu valor é 3,7dB. [40].

4.3.1 Probabilidade de ocorrência de pico

Toma-se agora como exemplo o caso prático da transmissão de ISDB-TB, no modo 2 (4K), considerando o canal dividido em 13 segmentos, dos quais, um segmento é ocupado por 192 portadoras moduladas em QPSK, acrescidas de 24 portadoras BPSK (*one-seg*), outros 12 segmentos são ocupados por 2304 portadoras moduladas em 64-QAM, acrescidas de 288 portadoras BPSK, formando o *full-seg*. obteremos por simulação computacional, um valor para o fator de pico próximo a 40 dB sobre a potência média térmica entregue pelo transmissor. Para que esse pico ocorra, necessitamos ter todas as portadoras com suas amplitudes máximas e estáveis em fase, dentro do mesmo intervalo de tempo.

Podemos criar a condição citada acima em laboratório, porém, para sinais modulados por informação dinâmica, portanto aleatória, necessitamos calcular por computação todas as

probabilidades de combinação de todas as 2809 portadoras, cada combinação durando o tempo do símbolo (504 microsegundos), isso nos demonstra, que picos que se aproximam de 40 dB sobre a potência média são extremamente raros. O gráfico da figura 4.26 mostra a probabilidade de ocorrência de picos, acima de um determinado fator (em dB do pico sobre a potência média) [41].

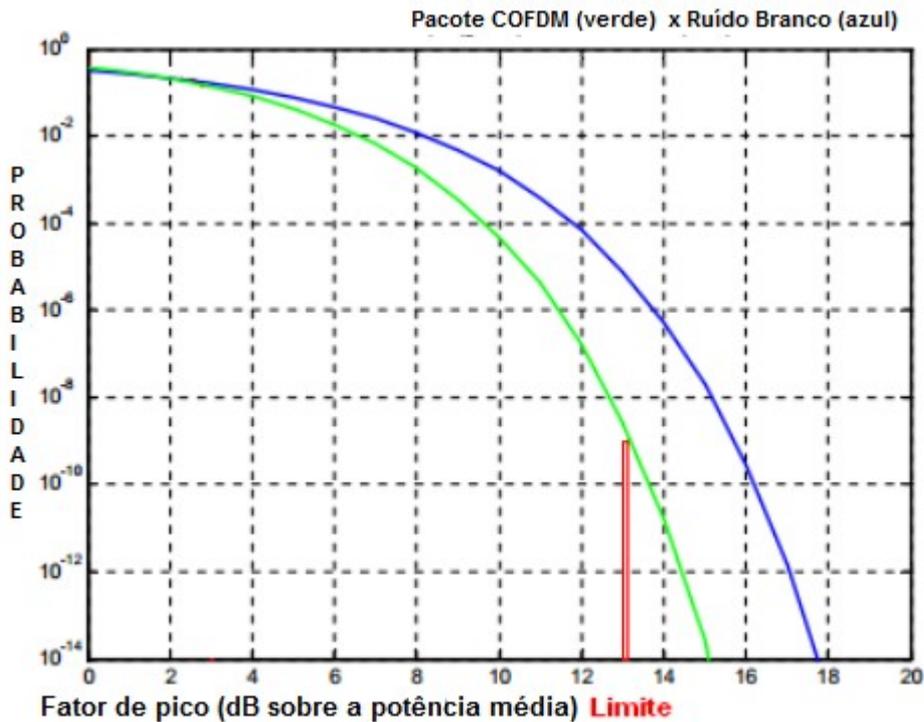


Figura 4.26: Probabilidade de ocorrência de pico versus fator de pico em dB

Percebemos que a probabilidade de picos de um sinal ISDB-TB em modo 2 se aproxima da possibilidade de picos do ruído branco típico.

Já a tabela 4.5 a nos dá uma noção aproximada do tempo médio entre duas ocorrências de picos de potência , relacionados à proporção do pico (em dB).

Tabela 4.5:Fator de pico e tempo médio entre dois erros.

Fator de pico (F p em dB)*	Tempo médio aprox entre dois erros
10	5mS
11	70mS
12	1,8 S
13	110 S
14	4 horas
15	90 dias

*Valores estimados para o ISDB-TB, modo 2

Fonte: [41]

Assim, a medição prática do fator de pico de um transmissor só é possível com o emprego de instrumentos altamente sofisticados, com alta velocidade de resposta e grande capacidade de armazenamento de dados, sendo equipamentos muito caros, restritos aos desenvolvedores de transmissores.

Como citamos no início deste capítulo, a grande preocupação está em dimensionar não só os amplificadores, mas também todos os componentes de RF, para suportarem as tensões de pico desenvolvidas sem faiscamento dos dielétricos (ar, plásticos) nem a consequente ruptura destas peças. Como valor prático, para um transmissor de 3 kW, construído para um fator de crista de 15 dB, aplicando a lei de Ohm, teremos a ocorrência de um pico de 7000 volts à saída de 50 ohms do transmissor, a cada 90 dias.

Em um sistema combinado, cada vez que dobramos o número de transmissores, acrescentamos 3 dB ao fator de pico, assim para os seis transmissores de 3 kW propostos no sistema do Colorado, teremos um pico de tensão de aproximadamente 20 000 volts a cada 90 dias (para transmissores com fator de pico de 15 dB), ou, um pico de 10 000 volts a cada dois segundos aproximadamente, se reduzirmos os fatores de pico para 12 dB.

Este fato explica o emprego de linhas rígidas, conexões e cabos coaxiais com diâmetro de até 6 e 1/4 de polegada.

Dessa forma, apesar das potências médias transmitidas no sistema ISDB-TB serem bem menores que as potências médias transmitidas no sistema analógico, o cuidado com isolamentos em ISDB-TB é muito maior que em analógico.

O dimensionamento dos acessórios para rádio frequência, bem como o dimensionamento das antenas, de forma superdimensionada (quando comparada à potência média do sistema) acabam impactando nos custos econômicos de implantação, como veremos mais adiante.

4.3.2 Valores práticos para o fator de pico de um transmissor

Como vimos, o fator de pico para um sinal ISDB-TB no modo 3 é superior a 40dB. Via de regra, a ferramenta matemática de conversão de digital para analógico, que equivale a inúmeros moduladores por quadratura, limita o fator de pico em 15 dB. Os amplificadores finais de um transmissor são dimensionados, por herança da TV analógica, para operarem

tangenciando o limiar de linearidade da classe AB de amplificação, com um fator de compressão do sinal em 1 dB, para a potência nominal de operação do transmissor. A figura 4.27 mostra o ponto de início de compressão, na curva de transferência entrada/saída de um amplificador.

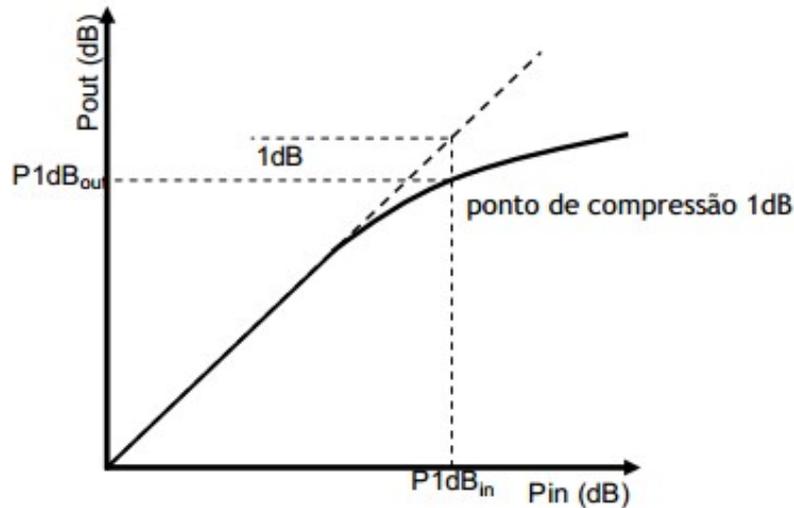
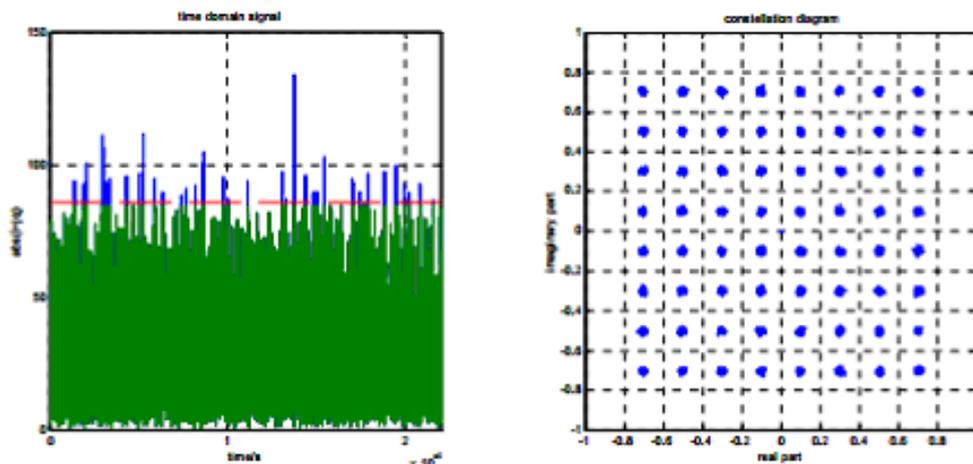


Figura 4.27: Ponto de compressão de 1dB

Ambas as formas de limitação tem como característica apresentares distorções por intermodulação, fenômeno abordado na sequência deste trabalho. Para um controle melhor destas distorções e sua mitigação empregando-se pré-corretores, usa-se limitar o fator de pico de um transmissor, quando do processamento da informação em banda-base, a um nível controlado de 13dB de fator de pico sobre a potência média (ou 10 dB de fator de pico sobre a potência de envoltória).

Resumidamente, de forma bem simplista, usando uma regra de três, podemos afirmar que um determinado transmissor analógico, dimensionado para operar com 10 kW de potência (pico de sincronismo ou envoltória) equivale em componentes de amplificação á um transmissor de ISDB-TB de 1 kW (potência nominal ou média).

As limitações de picos incidem diretamente sobre a integridade dos dados transmitidos naquele momento, gerando erros em amplitude, percebidos na forma de nuvens em torno dos pontos da constelação, piorando relação sinal/ruído e a MER (*modulation error rate*) do sinal transmitido (uma MER de alta qualidade é da ordem de 40dB). A figura 4.28 mostra a clipagem no domínio do tempo e a conseqüente deformação dos pontos da constelação.



Sinal ISDB-TB no domínio do tempo, com clipagem, e a consequente distorção na constelação

Figura 4.28: Clipagem de picos e distorção na constelação

[39]

Para o funcionamento ótimo dos corretores na recepção (Viterbi, *reed-solomon*) necessitamos uma taxa de erro de bit, ou BER, melhor que $1e10^{-8}$ (apenas um bit errado para 10^8 bits transmitidos). Dessa forma, transmissores com fator de pico superiores a 12 dB não acrescentam erro considerável ao sinal transmitido. Já, transmissores com fator de pico inferior a 12 dB, acrescentam erro perceptível em instrumentos que empregam *front-end* (etapa de RF) igual aos receptores de TV comuns. Este erro, somado aos erros inseridos pelo canal (propagação) e erros de recepção (ruído), pioram a condição de robustez do sinal. Ou seja, transmissores com fator de pico menor que 12 dB (ou 9 dB sobre a potência média), já transmitem sinal com algum erro, sendo desaconselhável essa prática.

Os transmissores são construídos empregando vários transistores de saída virtualmente em paralelo, e caso alguns destes dispositivos se rompam, o transmissor manterá sua potência média nominal, graças às correções efetuadas pelo seu sistema de automação, porém terá sua capacidade de desenvolver picos de potência afetada, transmitindo sinal perceptivelmente degradado.

O emprego de acessórios de RF, filtros, combinadores, cabos e antenas de baixa qualidade, que podem apresentar alguma não-linearidade, pioram em muito o fator de pico de um sistema de transmissão. Toda e qualquer não-linearidade, seja no domínio da amplitude dos sinais transmitidos, seja no domínio da frequência, ou quanto à desvios de fase, de qualquer uma das múltiplas portadoras transmitidas, podem ocasionar erros e degradações no sinal antes mesmo de ser transmitido.

4.4 PRODUTOS DE INTERMODULAÇÃO E O FILTRO DE CANAL

O grande desafio dos sistemas multiportadora está na amplificação dos sinais gerados por múltiplos osciladores, depositários de informação em amplitude, fase ou frequência, de modo a se obter a potência elétrica dos sinais necessários à transmissão da informação (cerca de alguns watts), empregando um único amplificador onde convivam as várias portadoras, sem degradarem a informação. Os produtos de intermodulação ocorrem quando o amplificador é operado próximo às regiões de ocorrência de não-linearidade de amplitude entre o sinal de entrada e o sinal de saída. Ou seja, a curva de linearidade de entrada é diferente da curva de linearidade de saída, havendo uma compressão em amplitude dos sinais amplificados. A operação de um amplificador perto da região de não-linearidade, dada por um compromisso entre potência gerada e produtos de intermodulação, é o preço pago para se obter sistemas de transmissão econômica e energeticamente eficientes [43].

A intermodulação surge proporcional à não-linearidade e pode ser entendida, de forma básica, pela convolução não-cíclica entre duas portadoras, das quais obtemos na saída do amplificador as próprias portadoras acrescidas de sua soma e sua subtração, tendo então uma convolução de terceira ordem. Tendo o produto de intermodulação entre duas VAs (variáveis aleatórias) como o resultante da convolução de terceira ordem, podemos ter também o produto da re-convolução das VAs obtidas como o resultante de uma convolução de quarta ordem, porém com intensidade (amplitude) menor, e assim por diante [44].

Vale lembrar que para termos um fenômeno que ocorre no domínio da amplitude versus tempo, sendo representado no domínio da amplitude versus frequência, necessitamos primeiramente obter a auto-correlação do próprio fenômeno em uma janela de tempo conhecida e repetitiva (τ), caracterizando um fenômeno estacionário no tempo ($t_2 - t_1 = \tau$).

Das leis da densidade espectral, sabemos que:

$$S_{xx} = \int_{-inf}^{+inf} R_{xx} \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (4.8)$$

Temos assim a densidade espectral de uma portadora. Analisaremos o caso da densidade espectral de duas portadoras em convolução. Para isso ser possível, verificamos que a convolução de duas funções em frequência, equivale à multiplicação de uma função por

outra quando no domínio do tempo, de acordo com a propriedade da auto correlação cruzada e do teorema da convolução.

Assim, convoluiremos duas portadoras ou VAs, partindo da correlação das mesmas em função do tempo (τ), empregando as propriedades da densidade espectral cruzada:

$$R_z(t, u) = E[Z(t)Z(u)] \quad (4.9)$$

$$R_Z(t, u) = E[X(t) + Y(t)]X[X(u) + Y(u)] \quad (4.10)$$

$$R_Z(t, u) = E[X(t)X(u)] + E[X(t)Y(u)] + E[Y(t)X(u)] + E[Y(t)Y(u)] \quad (4.11)$$

Sendo $t-u=\tau$, teremos:

$$R_{ZZ}(\tau) = R_x(\tau) + R_{xy}(\tau) + R_{yx}(\tau) + R_y(\tau) \quad (4.12)$$

Aplicando o teorema de Einstein-Wiener-Kintchine teremos:

$$S_Z(F) = S_x(F) + S_{xy}(F) + S_{yx}(F) + S_y(F) \quad (4.13)$$

E a densidade espectral das duas VAs, expressas em frequência, é dada por

$$S_\omega(\tau) = F_1 + |F_1 + F_2| + |F_1 - F_2| + F_2 \quad (4.14)$$

A convolução de duas VAs ou o batimento entre duas portadoras, em primeira ordem, resulta no espectro mostrado pela figura 4.29:

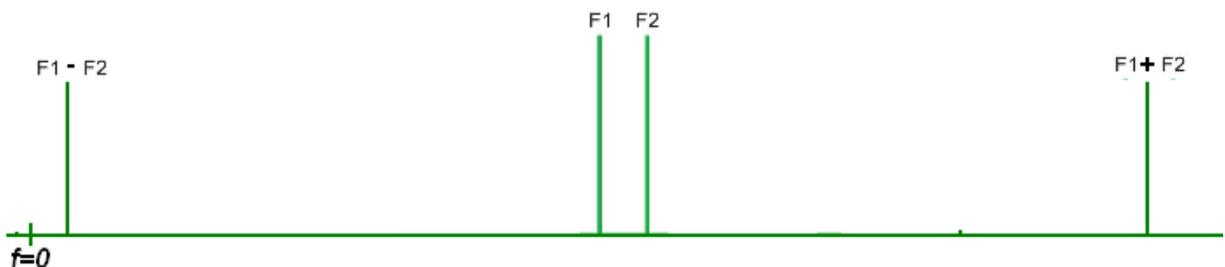


Figura 4.29: Produto de intermodulação entre duas portadoras.

Logo, a densidade espectral resultante das convoluções entre muitas VAs, produzidas pelos “ng” geradores inserindo oscilações $\omega(\tau)$ no canal, podem ser descritas pelos somatórios de seus produtos de intermodulação:

$$S_{\omega^1} = \frac{1}{2^1} \sum_{F_j=1}^{ng} \sum_{F_k=1}^{ng} [F_j + F_k] - [F_j - F_k] \quad (4.15)$$

E pode ser escrita na forma de uma matriz de densidade espectral de “n-ésima” ordem para “n” portadoras:

$$S_{\omega^1} = \begin{bmatrix} F_{11}, F_{12}, \dots, F_{1n} \\ F_{21}, F_{22}, \dots, F_{2n} \\ \dots\dots\dots \\ F_{m1}, F_{m2}, \dots, F_{mn} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Na diagonal principal da matriz (onde $i=j$) encontramos as frequências fundamentais das portadoras, a matriz é quadrada ($n \times n$) e simétrica, à direita e acima da diagonal superior (onde $i < j$) estão as componentes reais, à esquerda e abaixo da diagonal principal ($i > j$), seus conjugados complexos.

Essas convoluções ocorrem também com intensidade menor em ordens superiores, e podem ser descritos por:

$$S_{yy} = S_{\omega^n} = \sum_1^{inf} \frac{1}{2^n} \sum_{F_j=1}^{ng} \sum_{F_k=1}^{ng} [F_j + F_k] + [F_j - F_k] \quad (4.17)$$

Podendo ser escritas também na forma de um somatório de matrizes de primeira até enésima ordem.

$$S_{yy} = \frac{1}{2} [S_{\omega^1}] + \frac{1}{2^2} [S_{\omega^2}] + \frac{1}{2^3} [S_{\omega^3}] + \dots + \frac{1}{2^n} [S_{\omega^n}] \quad (4.18)$$

Assim, descrevemos de forma rápida as combinações entre portadoras, ou os seus produtos de intermodulação, ocorridos em um amplificador multiportadora operando de forma a tangenciar a região não-linear. As convoluções de ordem ímpar representam interferências dentro do canal, as quais causam interferência intersimbólica e degradação da informação.

Um estudo mais profundo pode ser obtido através das Séries de Taylor e Séries de Volterra, para descrever matematicamente, de forma mais precisa os produtos de intermodulação. Os processos de pré-correção ou linearização podem ser obtidos através da produção artificial, em camada física, de distorções inversas às surgidas no amplificador, as quais, por sobreposição ou realimentação, anulam as principais intermodulações.

Da mesma forma, com o conhecimento mais profundo das intermodulações, empregando as Séries de Volterra, pode-se criar matematicamente, em nível de software, antes da modulação final, funções matemáticas inversas que pré-corrijam as principais distorções.

A figura 4.30 mostra os produtos de intermodulação mais significativos, surgidos a partir da amplificação de duas portadoras em um amplificador único.

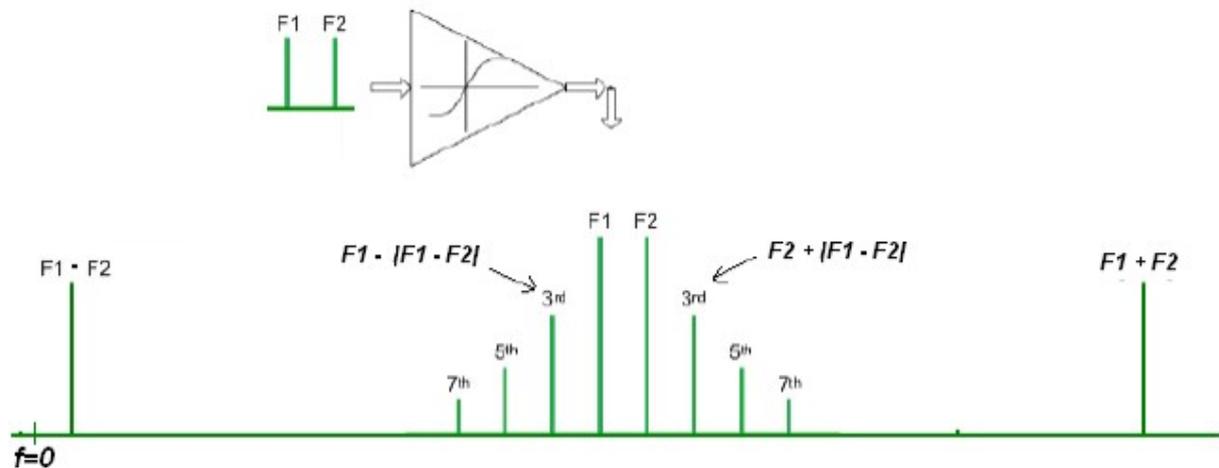


Figura 4.30: produtos de intermodulação através de um amplificador não-linear [42].

Para um amplificador que recebe a missão de amplificar de forma combinada 5017 portadoras, o conjunto de todas as componentes de frequência resultantes da amplificação tangenciando a região não-linear compõe uma franja de produtos de intermodulação (convoluções), que podem ocorrer dentro da banda passante e nas adjacências do canal.

A figura 4.31 mostra um conjunto de portadoras (sem modulação) e seus produtos de intermodulação [42].

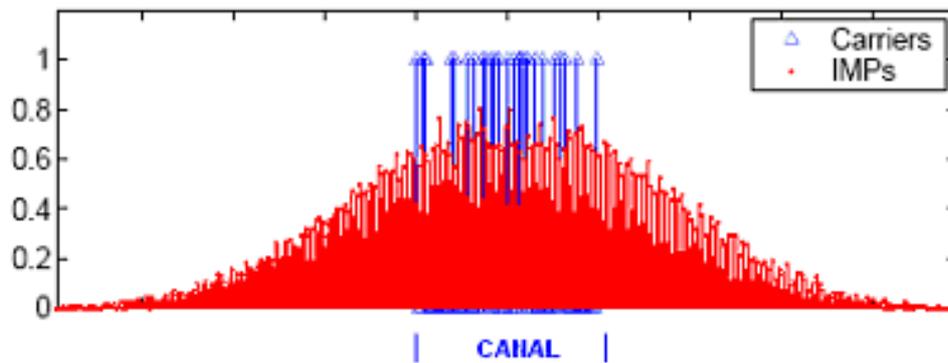


Figura 4.31: Portadoras e produtos de intermodulação de n-ésima ordem [44]

Devemos salientar que toda e qualquer não linearidade acidentalmente acrescentada aos amplificadores (transistores danificados), ou ao sistema irradiante (oxidações, maus contatos) aumentam em muito o nível de produtos de intermodulação, degradando consideravelmente o sinal.

Tendo em vista que a concepção do sistema ISDB-TB e sua norma técnica preveem a utilização dos canais adjacentes, torna-se necessário garantir que os sinais espúrios transmitidos fora da banda estejam abaixo de um determinado limiar, que não contaminem a relação sinal/ruído do canal vizinho. Para tanto, recomenda-se o emprego de um filtro passa-banda, ou filtro máscara. A figura 4.32 mostra a curva do filtro.

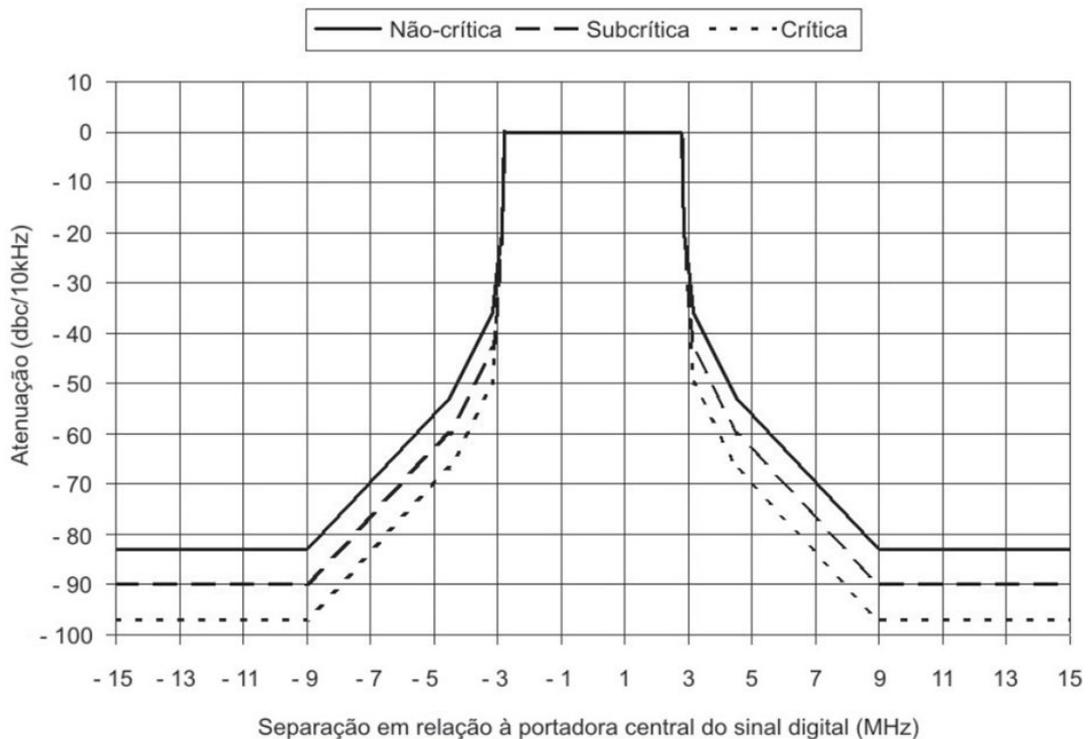


Figura 4.32: Curvas de atenuação de filtro máscara [24].

Segundo a norma ABNT NBR 15601, toda e qualquer emissão de espúrios (medida à saída do transmissor) deve ficar abaixo dos níveis especificados pela máscara apresentada na figura 4.32.

Os três critérios de exigências em termos de atenuação de espúrios, conhecidos como máscara não-crítica, subcrítica e máscara crítica, dependem da distância à estação instalada em canal adjacente, ao tipo de sinal (analógico ou digital) e à classe de potência da emissora, conforme apresentado no capítulo 3 deste trabalho. A tabela 4.6 indica os casos e as respectivas máscaras a serem aplicadas.

Tabela 4.6 Critérios para aplicação de máscara crítica :
Critérios para aplicação das máscaras crítica, subcrítica e não-crítica

Classe da estação digital	A, B e C				Especial		
Distância em relação à estação de canal adjacente instalado na mesma localidade	< 400 m		> 400 m		Ausência de canal adjacente previsto ou instalado na mesma localidade	Existência de canal adjacente previsto ou instalado na mesma localidade	Ausência de canal adjacente previsto ou instalado na mesma localidade
Tipo de modulação do canal adjacente previsto ou instalado na mesma localidade	Analógica	Digital	Analógica	Digital			
$P_{\text{digital}} < P_{\text{adjacente}} + 3 \text{ dB}$	Crítica	Subcrítica	Crítica		Não-Crítica	Crítica	
$P_{\text{digital}} > P_{\text{adjacente}} + 3 \text{ dB}$		Crítica					
P_{digital} = Potência ERP da estação digital $P_{\text{adjacente}}$ = Potência ERP da estação em canal adjacente							

Fonte: Norma 386 da Anatel [24]

Para amplificadores de saída operando na tangência da região linear (compressão de 1 a 2 dB) temos produtos de intermodulação de valores de 35 dB até 20 dB abaixo da portadora. Para se chegarem aos valores apontados na mascara acima, devemos acrescentar filtros à saída do transmissor, com atenuações mínimas de 60 dB aos sinais distantes 9 MHz do centro do canal. Estes valores de atenuação são obtidos com filtros passa banda de 6 cavidades, ou filtros interdigitais. Note-se que no universo analógico, estes filtros não existiam.

4.5 MEDIDAS DE ERRO, MER, BER E C/N

Resumidamente, a medida de MER (*Mesured Error Rate*) é a relação entre a posição que um bit recebido ocupa dentro de sua respectiva janela na constelação, relacionado à posição ideal (centro da janela) onde o bit deveria estar. Ou seja, é uma medida colhida logo após a demodulação I e Q, a nível de constelação.

Já a BER (bit error rate) é a taxa de erro representada pela razão entre um bit recebido errado e a quantidade de bits recebidos certo. É lida antes do corretor Viterbi, pois se o número de erros estiver situado acima da faixa mínima, os corretores (Viterbi, Reed-Solomon) conseguem recuperar plenamente a informação transmitida. Esta taxa indica portanto a robustez ou o range de reserva que o sinal possui.

Níveis indicados na literatura como ótimos para a MER são níveis acima de 40 dB, para a MER na saída do transmissor (somente erros de transmissão), sendo que são tolerados níveis de MER menores que 24dB no receptor (erro de transmissor + erros do canal + ruído do receptor). Níveis de MER piores que 24 dB indicam a existência de erros de bit pré-Viterbi (BER), a partir daí começa-se a perder robustez na recepção.

Valores de BER de um erro para 10^8 bits inteiros indicam um valor ótimo, máximo. Valores de BER de um erro para cada 10^2 bits inteiros indicam recepção instável com blocagem do vídeo.[39] (Oliveira, p 40)

O ruído gaussiano branco aditivo (AWGN), causa espalhamentos aleatórios nos pontos dos diagramas de constelação referentes a posição ideal no centro da janela de bit. A relação sinal/ruído (C/N) na constelação é determinada pela análise da função de distribuição gaussiana (normal) dentro da área da janela de bit. Assim, a relação sinal/ruído geralmente apresenta valores semelhantes à MER, sendo análoga a esta.

Taxas de MER superiores a 40 dB na saída do transmissor só são obtidas se o fator de pico (Fp) do transmissor for superior à 11dB, conforme explicitado no item 4.3 deste trabalho. Da mesma forma, avarias em transístores dos módulos de saída, alterações em filtros e dispositivos de amplificação e correção, podem contaminar a MER (e o Fp) do transmissor reduzindo a robustez do sinal transmitido ou diminuindo a área de cobertura da emissora.

4.6 ACESSÓRIOS DE UMA ESTAÇÃO TRANSMISSORA DE TV

Além do transmissor, outros acessórios são necessários a uma estação transmissora, e são passivos de atenção especial. Destacamos os medidores de potência e onda refletida, o relé coaxial, patches, cabos de RF. Também os sistemas de acondicionamento de energia e ar-condicionado tem papel fundamental na confiabilidade operacional da emissora. Os itens a seguir abordam em que diferem os acessórios de uma estação analógica para uma estação digital.

4.6.1 Sistema de fornecimento de energia

Para maior confiabilidade operacional da estação é necessário redundância no abastecimento de energia, a qual pode ser obtida através de duas entradas de energia elétrica proveniente de dois alimentadores diferentes oriundos de setores de alta tensão separados. A solução mais convencional está no emprego de grupos moto geradores. O sistema deve fornecer potência suficiente para alimentar o transmissor, o sistema de refrigeração e os acessórios.

O acondicionamento da energia, nas primeiras emissoras de TV, era propiciado empregando-se reguladores eletromecânicos de tensão. Com a chegada dos equipamentos controlados por microprocessadores e acessórios digitais, tornou-se necessário alimentá-lo por meio de fonte de energia ininterrupta, dessa forma, as instalações atuais utilizam *no-break* para alimentar o transmissor e os demais equipamentos.

Para grandes índices de confiabilidade, que garantam a QoS dos serviços de TV digital, algumas estações empregam sistemas redundantes (duplos) de acondicionamento de energia. Algumas emissoras possuem todos os componentes do sistema elétrico em configuração redundante (1+1 ou até 2+1).

4.6.2 Sistema de proteção contra descargas atmosféricas

As primeiras emissoras contavam com sistemas de para-raios semelhantes aos empregados para proteger edificações e sistemas elétricos simples. Com o avanço da tecnologia de construção dos transmissores, os quais empregam cada vez circuitos e dispositivos mais sensíveis, necessitou-se aprimorar em muito a qualidade dos sistemas de

proteção contra descargas atmosféricas. Estes sistemas passaram a proteger não só a torre e antena contra os raios, mas também as entradas de energia e toda e qualquer conexão entre equipamentos e destes com o ambiente externo.

Transientes oriundos de descargas induzidas ou conduzidas também são alvo de preocupação. A descoberta de que as descargas atmosféricas possuem grande potencial interferente e destruidor causado pelas componentes de alta frequência do raio (de 0,3 até 3 MHz), obrigaram ao aprimoramento dos sistemas de proteção e de aterramento.

Para garantir proteção aos equipamentos de TV digital, o estado da arte da proteção contra todo e qualquer efeito oriundo de descargas atmosféricas, nos dias atuais, busca sempre empregar tudo o que há de mais moderno nesta tarefa, pois, se nas primeiras estações tinham-se de proteger equipamentos rudimentares contra as possíveis rupturas elétricas em seus circuitos. Nos dias atuais (estações digitais), tem-se de proteger os equipamentos e seus componentes, muito mais sensíveis, não só contra danos elétricos permanentes, mas também, contra qualquer ruído induzido na estação, que possa causar perda de sincronismo ou erro de dados, acarretando a interrupção mesmo que momentânea dos serviços de transmissão.

Não é objeto de estudo deste trabalho a análise dos sistemas de proteção contra transientes, apesar deste tipo de informação fazer parte dos cuidados de boa engenharia, principalmente a quem instala e mantém estações de transmissão de TV. Salientamos que os equipamentos para TV digital devem ser bem melhor protegidos que os equipamentos para TV analógica.

4.6.3 Sistema de refrigeração

Os transmissores atuais, empregados no sistema ISDB-T, utilizam amplificadores os quais operam em região ultra-linear, dado à necessidade de amplificar múltiplas portadoras com o mínimo de intermodulação. Isso demanda que a potência obtida à saída dos amplificadores é bem menor que a potência drenada pelos mesmos, sendo que a potência que não se transforma em sinal elétrico na saída do transmissor, acaba se transformando em calor, a ser trocado ou com o ambiente interno (transmissores refrigerados a ar) ou com o ambiente externo (transmissores refrigerados a líquido). Essa alta dissipação (alguns quilowatts) torna imperativo o uso de ar refrigerado na sala de transmissores. A troca de ar com o ambiente

externo é uma prática condenável, pois é responsável pela entrada de umidade e grande volume de poeira em suspensão no interior da sala de transmissores.

Dessa forma, a sala de transmissores deve ser vedada ao ambiente externo, e possuir máquinas de ar-condicionado suficiente para compensar (trocar para o exterior) o calor produzido pelos elementos naturais de carga térmica, principalmente a insolação das paredes, somado à produção artificial de calor no interior da sala. O sistema de ar condicionado deve ser construído empregando-se o dobro de máquinas necessárias a refrigeração descrita, operando estas máquinas em *standby* (metade ligadas, metade na reserva).

A tabela 4.1 apresentada anteriormente, indica a dissipação de alguns transmissores digitais atuais.

4.6.4 Cabos e conexões de RF

Os cabos e conexões que levam o sinal desde a saída do transmissor até a antena, são padronizados como cabos coaxiais de impedância $50+j0$ ohms, porém, o diâmetro dos cabos deve ser tal que suporte as tensões desenvolvidas em seu interior, proporcionais à potência de transmissão entregue pelo transmissor, sem que hajam faiscamentos ou ruptura do dielétrico que separa o condutor central da blindagem do cabo coaxial, nem faiscamento em isolantes e dielétricos dos conectores. Da mesma forma, as conexões entre o transmissor, acessórios e antena, devem ser robustas e com boa área de contato, a fim de suportar a corrente desenvolvida a partir da potência de saída do transmissor. Devem-se evitar maus contatos, que introduzem indutâncias em série com a impedância, causando aumento da relação de ondas estacionárias (VSWR). Deve-se prevenir infiltração de umidade nos cabos de RF, evitando alterações no dielétrico em seu interior, outro fator que altera a impedância dos mesmos e causa aumento de onda estacionária.

Dimensionam-se os cabos e conexões de RF para suportar a potência máxima dos transmissores de vídeo e áudio, acrescido de um fator de reserva bastante grande, pois caso ocorra algum defeito que cause descasamento da impedância da antena ou de algum acessório, o módulo da tensão desenvolvida em outras partes dos cabos jamais poderá chegar a limiares que provoquem faiscamentos e rupturas no sistema irradiante (cabos, acessórios e antenas).

Para emissoras digitais, é necessário dimensionar-se os cabos e acessórios para suportar a potência média, mas para suportar também as tensões e correntes de pico desenvolvidas, levando-se em conta o fator de pico (F_p , *PAPR* ou *crest factor*) de potência existente em sistemas OFDM, como citado anteriormente. Sistemas digitais demandam maior cuidado contra descasamentos de impedância nos cabos e conectores (atarraxamento frouxo, entrada de água, oxidação, deformações de cabos), pois esses fatores degradam as informações em amplitude e fase, contaminando a MER e a BER do transmissor, fator que não ocorria nos transmissores analógicos.

4.6.5 Wattímetro

Um dos acessórios de grande importância na estação é o wattímetro de saída, o qual pode ficar após o transmissor ou antes da antena, e é responsável por aferir a potência RMS entregue pelo transmissor. Notando que para o caso dos transmissores analógicos, essa potência (média) é proporcional ao sinal modulante e inferior à potência de pico. Para isso necessitamos empregar fatores de correção entre a potência média e a potência de pico. Para os transmissores digitais, a potência medida no wattímetro é a mesma potência de referência do transmissor ou potência de trabalho da estação, neste caso, basta ler o resultado direto no instrumento

Os wattímetros contam com uma sonda tipo acoplador direcional (de dimensão muito menor que $\lambda/4$), para amostrar o campo eletromagnético no interior do cabo coaxial, seguida de um detector de envoltória e de um instrumento para leitura, O wattímetro é calibrado em fábrica, sendo um instrumento muito mais preciso que o próprio medidor de potência do transmissor. Além disso, o wattímetro conta também com uma sonda para medir o sinal refletido (VSWR ou ROE) da antena e acessórios. Os instrumentos atuais possibilitam interfacear leituras analógicas e status com sistemas de telemetria. Os mesmos wattímetros empregados em estações analógicas podem ser empregados em estações digitais, observando a máxima potência de pico do sinal medido pelo instrumento.

4.6.6 Relé coaxial e chave comutadora tipo patch

Tanto o relé coaxial quanto a chave comutadora são elementos que permitem conectar-se, ora um transmissor principal, ora um transmissor reserva, à antena. Permitem conectar à uma carga não irradiante o transmissor que não está operando no ar, ou seja, permitem

conectar um determinado transmissor à antena principal ou antena reserva. Tanto o relé coaxial quanto a chave comutadora patch (*patch panel*) devem ser dimensionados para suportar a potência do transmissor, sendo alvo dos mesmos cuidados dispensados aos cabos coaxiais, conforme descrito acima. O relé coaxial é um elemento de comutação acionado por motor, enquanto a chave coaxial (*patch panel*) só pode ser comutada manualmente. Ambos só podem ser comutados com os transmissores desligados, ou seja, sem a aplicação de potência sobre eles. Os mesmos relés coaxiais analógicos, podem ser empregados em estações digitais, porém, deve-se atentar para a potência de pico (10 vezes a potência média) desenvolvida por sistemas digitais, ou seja, os relés coaxiais e patches para estações digitais são bem maiores que os empregados em estações analógicas. A figura 4.33 mostra um conjunto de linhas de transmissão, relé e carga de uma estação típica.



Figura 4.33: Relé coaxial (esquerda), chave patch (centro) carga fantasma (direita) e linhas de transmissão coaxiais de 1 e 5/8”.

4.6.7 Monitores de modulação

Um acessório indispensável é o conjunto de monitoração de modulação, constando de demodulador, analisador de vídeo ou osciloscópio tipo vídeo *waveform monitor*, monitor de vídeo, monitor de modulação de áudio, para emissoras analógicas.

Já para emissoras digitais, é usual empregarem-se um demodulador analisador com capacidade de medir MER e relação sinal ruído, com capacidade de mostrar o gráfico de constelação, seguido de monitor de vídeo, analisador de *loudness* ou outras configurações semelhantes.

Como veremos no final do capítulo 5, o custo dos medidores e analisadores digitais, é um item que impacta no custo final das emissoras.

A figura 4.34 mostra os monitores digitais da EBC.



Figura 4.34: Equipamentos de monitoração de áudio, vídeo e informação digital dos transmissores de TV Digital da EBC.

4.6.8 Divisores de potência

Estes componentes fazem parte do sistema irradiante, junto com as antenas, e servem para distribuir a potência oriunda de uma fonte (transmissor) e entregue a várias cargas (antenas). É empregado para compor os conjuntos de antenas, que visam obter os diagramas de radiação necessário à adequada cobertura da emissora.

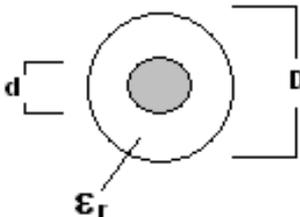
Seu princípio de funcionamento é clássico, sendo estes dispositivos construídos empregando-se transformadores de impedância formados por secções de linha de $1/4$ de onda (para a frequência central do canal), e de impedância intermediária.

De forma simplificada, o transformador de $1/4$ de onda ($\lambda/4$) comporta-se, quando conectado a impedâncias puramente resistivas, de acordo com a equação 4.19:

$$Z_l = \sqrt{Z_{in} Z_{out}} \quad (4.19)$$

Onde: Z_l é a impedância da linha de $\lambda/4$, Z_{in} é a impedância de entrada (50 ohms) e Z_{out} é a impedância de saída (25 ohms para o divisor de 1:2).

Quando se necessita realizar uma transformação muito grande na impedância, temos como consequência um estreitamento da banda passante do divisor. Para evitar-se este inconveniente, o casamento de impedâncias é feito em várias etapas de $1/4$ de onda, cada uma com impedância diferente. A impedância de entrada é elevada a um ou mais valores de impedância intermediária, de forma gradativa. As secções de $1/4$ de onda são construídas de forma coaxial, sendo que o condutor externo tem o mesmo diâmetro ao longo de todo o divisor apenas o condutor interno é construído por secções com diâmetro diferenciado. A impedância de uma secção coaxial é dada pela equação 4.20. As relações com as dimensões físicas são mostradas na figura 4.35.

$$Z_l = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{D}{d} \quad (4.20)$$


O diagrama mostra uma seção transversal de uma linha coaxial. No centro há um condutor interno sólido cinza com um diâmetro rotulado como 'd'. À sua volta há um condutor externo anular com um diâmetro rotulado como 'D'. O espaço entre os condutores é preenchido com um material dielétrico, rotulado como 'εr'.

Figura 4.35: Vista interna de cabo ou linha coaxial.

Pode-se acrescentar ao divisor um *stub* de $\lambda/4$ de onda em curto, com um cursor ajustável, o qual serve para adicionar uma leve impedância, ou reativa, ou indutiva, servindo de ajuste fino desta componente.

A figura 4.36 mostra um divisor típico de 1:2, de uma seção de quarto de onda, com *stub*.

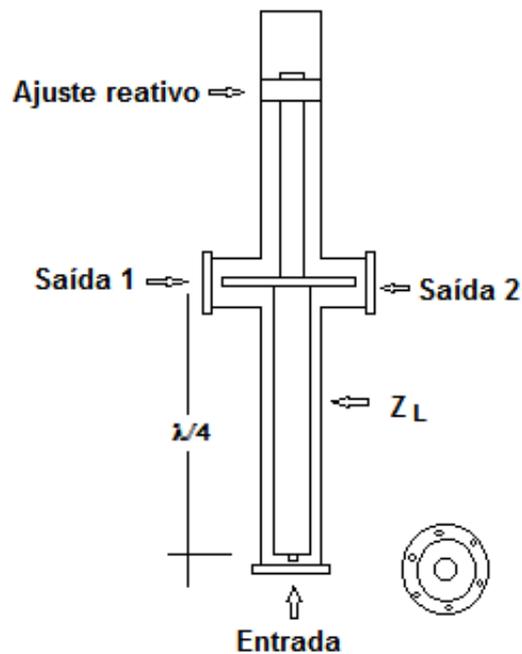


Figura 4.36: Vista interna de um divisor de potência.

A construção dos divisores que alimentam um sistema irradiante de alta potência, observa as dimensões necessárias ao devido isolamento elétrico, evitando que as tensões desenvolvidas rompam os dielétricos (ar, plástico) empregados na construção do dispositivo. O dimensionamento deve considerar tensões desenvolvidas pela potência total combinada acrescida do fator de crista conforme descrito anteriormente.

É recomendado banho de prata sobre as superfícies condutoras da corrente de alta frequência, para melhorar a condutividade das peças. A espessura do banho deve ser adequada à frequência de trabalho, de acordo com o efeito *skin*

4.6.9 Sistema irradiante

Os sistemas irradiantes para televisão devem, como os demais acessórios, suportar a potência do transmissor e os possíveis picos de tensão que venham a ser desenvolvidos em suas partes e componentes. Podem ser diretivos ou omnidirecionais. Podendo ser compostos por uma antena única ou por um conjunto de antenas, alimentado pelo divisor de potência. Podem ser construídos em banda estreita (apenas um canal) ou banda larga (vários canais). Toda antena isolada ou em conjunto é construída e fornecida pelo fabricante com sua impedância normalizada para 50 ohms.

Antenas de fio, como a antena dipolo com refletor, são bastante utilizadas principalmente em VHF. Para a faixa de UHF, empregam-se também as antenas conhecidas como *slot*, ou *backed cavity*, as quais são formadas por fendas irradiantes que cortam uma cavidade ressonante coaxial. As antenas devem ter banda passante suficiente para que sejam planas (+ ou - 0,5dB) do início ao fim do canal a ser transmitido, conforme exigem as normas técnicas. A figura 4.37 mostra uma antena *superturnstile* (esquerda) e uma antena *slot* (direita).



Figura 4.37: Sistemas irradiantes omnidirecionais (superturnstile à esquerda, slot à direita).

5 O SISTEMA TRANSMISSOR DE TV DIGITAL DA EMPRESA BRASIL DE COMUNICAÇÃO NO DISTRITO FEDERAL

Este capítulo descreve as fases da transição (simulcast) entre o sistema transmissor analógico e o sistema digital da EBC em Brasília. Inicialmente descreve-se o sistema analógico do canal 2 na torre de TV do Plano Piloto, em seguida, descreve-se o sistema digital provisório instalado na mesma torre como solução temporária, e após, o sistema compartilhado (combinado de seis emissoras) instalado no Colorado – DF, como solução definitiva.

São apontadas as vantagens da utilização do sistema combinado, com antena única, em comparação ao sistema que utiliza antenas discretas.

Por último, descreve-se também o sistema retransmissor em VHF Digital instalado no Gama-DF.

5.1 O SISTEMA DE TRANSMISSÃO ANALÓGICA DA EBC NO PLANO PILOTO DE BRASÍLIA – DF

Esta seção descreve o sistema transmissor analógico do canal 2 na torre de TV do Plano Piloto, desde o primeiro transmissor até o transmissor atual (2015), o qual opera em *simulcast* (transmissão simultânea) com o transmissor ISDB-TB instalado na torre de TV digital do Colorado – DF.

Quando da construção da nova Capital Federal (Brasília) em 1958, projetou-se uma estrutura física capaz de abrigar todas as emissoras existentes e possíveis de serem instaladas de acordo com a tecnologia da época (máximo de seis emissoras em VHF, cada uma com sua antena separada porém na mesma torre). A peça deveria enriquecer arquitetonicamente a cidade, porém deveria estar situada próxima aos estúdios de TV, e conter em sua estrutura interna, dividida em vários boxes, um estúdio para ser usado por possíveis pronunciamentos do Presidente da República. Assim, construiu-se a estação transmissora e a torre de TV situada no eixo monumental de Brasília, entre os setores de rádio e TV sul (SRTVSul) e setor de rádio e TV norte.

A TV Nacional (então pertencente à Rádio Nacional), antecessora da TV Brasil, emissora aberta da EBC em Brasília, iniciou suas transmissões no canal 3 VHF em 1960 junto como a TV Brasília, canal 6, pertencente esta aos Diários Associados, a qual recebia sua programação, oriunda do eixo Rio - SãoPaulo, via enlaces terrestres, através da rota reserva do sistema telefônico DDD. A TV Nacional fora instalada no prédio da RANAC, com torre própria, operando com um transmissor RCA TT-2 de 2kW e antena painel Maxwell (Indústrias Jorge Edo Ltda).

A torre de TV do Plano Piloto só ficou pronta em 1966, justamente para receber a terceira emissora a se instalar em Brasília, a TV Globo, no canal 10, que entraria no ar em definitivo em 1971.

Em 1976 foi criada a Radiobrás, no intuito de montar as emissoras de ondas médias de 600 kW, ondas curtas e ondas tropicais para a Amazônia, assolada por programação estrangeira. O regime político da época considerava vexatório o fato da Rádio Havana Cuba e Rádio Rebelde serem ouvidas naquela região, em espanhol, ao invés de emissoras brasileiras, além de que a Guerrilha do Araguaia fazia com que o governo desse maior atenção governamental à região da Amazônia Legal. Naquele momento, a Radiobrás recebeu altos investimentos e adquiriu o segundo parque de transmissão de TV analógico, instalando-se finalmente na Torre de TV do Plano Piloto, contando com um transmissor Harris de 10 kW no canal 3, semi-valvulado, operando com um conjunto de antenas tipo painel fabricado pela COEL (Itália), o qual empregava quatro painéis por face, sendo cada painel formado por dois dipolos de onda completa sobrepostos verticalmente. O ganho do sistema era de 4,5 vezes (7dBi). O sistema utilizava linha rígida coaxial de 3 e 1/8". Em 1980, a TV Nacional troca de canal, passando a operar no Canal 2, o sistema de antenas não é reajustado, sendo apenas trocados os cabos de alimentação. A troca de canal visava acomodar a criação do Canal 4 (posteriormente outorgado à Rede Bandeirantes). Após 1980, a terceira emissora a se instalar na torre do plano piloto fora a TV Alvorada, canal 8, da Rede Record. A quarta emissora a se instalar é o SBT Brasília, canal 12, seguido pela Tv Bandeirantes, canal 4. Bem mais tarde, a TV Brasília, canal 6, se muda para a torre de TV do plano piloto, concluindo-se assim a instalação de todas as TVs viáveis em VHF na citada torre.

Atualmente o sistema analógico da TV Brasil na torre de TV do Plano piloto opera com um transmissor de 20 kW (dois bastidores de 10 quilowatts operando em paralelo por meio de um *switchless combiner*), operando com duas antenas Mectronica do tipo Duplo-Delta por

face, em um conjunto de quatro faces, diagrama omnidirecional, propiciando um ganho total de 5,5 dBi.

Finalmente, a torre de TV, com seus 216 metros de altura, acrescidos de 10 metros de prolongamento, composta de uma estrutura metálica em formato piramidal de base quadrada, abriga além de várias antenas de FM, as antenas das emissoras de TV mostradas na figura 5.1:



Figura 5.1: Disposição das várias antenas na torre do sistema analógico do Plano Piloto-DF.

Graças a uma consultoria, demonstrou-se a sobrelotação mecânica da torre, reforçando a construção de uma nova torre.

A política de expansão heterogênea das várias redes de tv comerciais, marcadas pelo individualismo das grandes emissoras, que preferiam empregar abrigos e torres individuais, aliada a mitos sobre interferências entre estações instaladas na mesma torre, fizeram com que raras situações de compartilhamento de torre ocorressem no Brasil.

Após a decisão de adotar o padrão ISDB-T, restou às emissoras brasileiras iniciarem a implantação dos seus parques transmissores. A EBC implantou seu primeiro sistema de transmissão digital (o segundo do país) em abril de 2008, instalado na antiga torre de TV do Plano Piloto, nos mesmos boxes do transmissor analógico, transmitindo programação em SD

(Standard Definition). Na mesma data apenas a TV Globo transmitia em ISDB-TB em Brasília, também provisória na mesma torre.

Finalmente em 2014, a EBC transfere inicialmente o transmissor reserva para a estação transmissora de TV digital do Colorado – DF, onde as demais emissoras operam, utilizando um combinador de alta potência e uma antena de transmissão única.

5.1.1 O primeiro sistema analógico do Canal 2 instalado no Plano Piloto-DF

O primeiro sistema analógico do canal 2 instalado na torre de TV do plano piloto, contou com um transmissor marca Harris (EUA), modelo TT-15, empregando transistores nas etapas de baixa potência e válvula na etapa final, o qual fora instalado em 1976. O sistema irradiante era dotado de oito antenas marca COEL, dispostas em quatro faces, formando um conjunto omnidirecional. Cada face contava com duas antenas em conjunto, e cada antena era construída por dois dipolos de onda completa sobrepostos e em conjunto. Cada antena dava um ganho de 13 dBi. O sistema irradiante como um todo propiciava um ganho final de 7dBi, em um diagrama omnidirecional.

5.1.2 O sistema analógico atual no Plano Piloto-DF

A antiga TV Nacional, em 1994, recebeu um transmissor marca HARRIS, modelo Platinum, com potência de 20 kW.

Em 2009, a então TV Brasil recebeu um conjunto novo de antenas. Este segundo sistema irradiante é composto por um conjunto de 8 antenas do tipo duplo-delta, dispostas duas por face, formando um conjunto com diagrama de radiação omnidirecional. O conjunto final dá um ganho de 5.5dBi. Este tipo de antena conta com um elemento irradiante formado pela superfície em duplo-delta, em seu centro está disposta uma fenda vertical, pela qual é irradiado o campo magnético (H), sendo formado o campo eletromagnético de polarização horizontal, posteriormente. Esta antena tem seu princípio de funcionamento equivalente às antenas patch ou Slot. A figura 5.2 mostra uma antena Duplo Delta.



Figura 5.2: Antena Duplo Delta.

O transmissor Harris é dotado de modulação em baixo nível, totalmente transistorizado, sendo a portadora de vídeo (20kW) e portadora de áudio (2kW) amplificadas separadamente, com combinador de áudio e vídeo na saída, o princípio de funcionamento deste transmissor já foi abordado anteriormente. Este modelo de transmissor já contava (1994) com ações de controle e monitoração assistidas por microprocessadores. A figura 5.3 mostra o transmissor:



Figura 5.3: Transmissor Harris no canal 2 de 20 kW analógico instalado no box da torre do Plano Piloto – DF.

A seguir, temos a figura 5.4 que mostra o combinador (portadora aural mais portadora visual), relé coaxial e carga fantasma. Na figura seguinte são mostrados os wattímetros (potência refletida, potência aural e potência visual).



Figura 5.4: Vista lateral da carga fantasma, relé coaxial (na parede) e vista lateral dos filtros e do combinador (ao fundo).

Na figura 5.5 são mostrados os acopladores direcionais dos wattímetros e sondas de monitoração montados junto ao relé coaxial, bem como os instrumentos de medida de potência média de vídeo, potência de áudio e potência final.



Figura 5.5: Wattímetros (frente) e acopladores ou sondas (ao fundo).

A figura 5.6 mostra o relé coaxial e a figura 5.7 mostra o rack com os equipamentos de monitoração do sistema analógico do canal 2.



Figura 5.6: Linhas rígidas coaxiais de 3 e 1/8", relé coaxial do canal 2 e sondas de RF de -30dB.



Figura 5.7: Rack com links, equipamentos de processamento de áudio e monitoração do canal 2 analógico.

O sistema de fornecimento ininterrupto de energia conta com um grupo motogerador de 450kVA seguido de um no-break de 400kVA e de quadros de disjuntores de transferência,, conforme mostram as figuras 5.8, 5.9 e 5.10 respectivamente, abaixo:



Figura 5.8: Grupo Gerador de 450 kVA



Figura 5.9: No Break 400 kVA



Figura 5.10: Disjuntores de Bypass

5.2 O SISTEMA DIGITAL PROVISÓRIO NA TORRE TV DO PLANO PILOTO

Foi instalado, junto ao box do transmissor analógico, um sistema de transmissão digital provisório na torre do Plano Piloto, enquanto se providenciava a construção da torre do Colorado. Contou com dois transmissores, dois cabos de subida e duas antenas totalmente independentes, operando em *hot-standby* (1+1).

5.2.1 O transmissor principal do sistema digital provisório

Este primeiro equipamento é de fabricação da Screen Service, cuja potência nominal é de 6 kW, operando no canal 15. O transmissor reserva é fabricado pela Linear, com potência de 2,5kW. As figuras 5.11 e 5.12 mostram o transmissor principal.



Figura 5.11: Vista frontal do transmissor marca Screen-Service do canal 15 Digital, de 6 kW (principal)



Figura 5.12: Vista traseira do transmissor marca Screen-Service. , ao centro *switchless combiner* (3+3 kW).

Este transmissor é composto por dois bastidores contendo os módulos amplificadores de potência, sendo que cada bastidor entrega 3kW, os quais operam em paralelo, resultando em uma potência final de 6kW. A soma da potência dos dois bastidores se dá através de um combinador conhecido como *switchless combiner*. Este dispositivo é construído tendo como elemento responsável pela combinação de potência um acoplador híbrido de 3dB (descrito no capítulo 5 deste trabalho). O primeiro bastidor entrega sua potência ao combinador com fase fixa (0°), já o segundo bastidor entrega sua potência ao combinador através de um dispositivo fasor variável, onde, dependendo da posição mecânica do cursor do fasor, tem-se o sinal à sua saída com fase ajustável desde 0° até 180° . A figura 5.13 mostra o diagrama de blocos do transmissor com o *switchless combiner*.

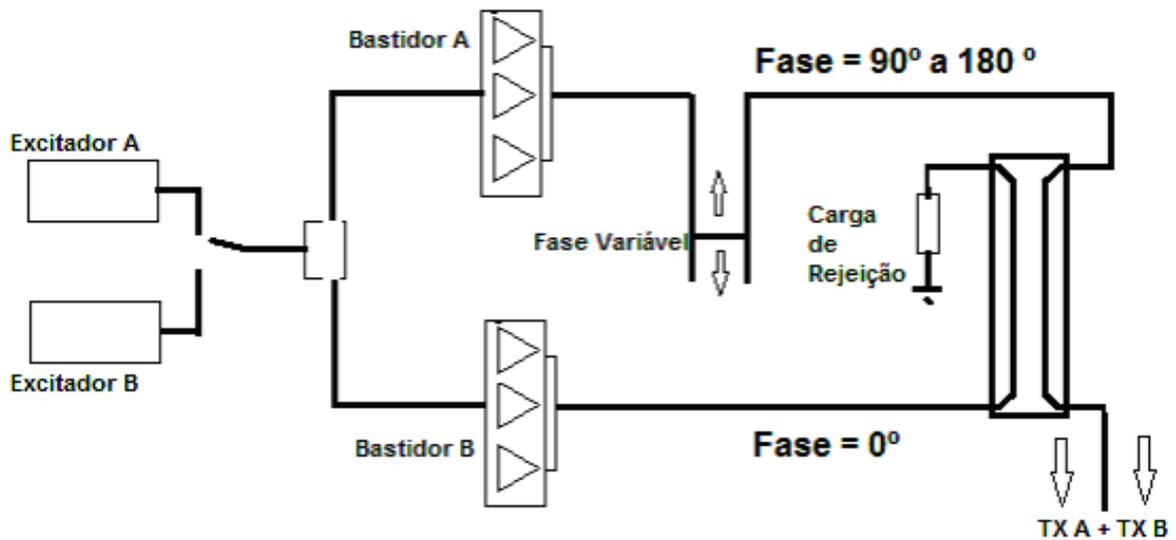


Figura 5.13: Diagrama em blocos do transmissor com duplo excitador (hot Standby) de 3 + 3kW e switchless combiner.

Conforme a fase dos dois sinais entregues ao combinador híbrido, podem-se ter situações graduais que vão desde a potência total entregue à saída até a potência total entregue à carga não-irradiante. Da mesma forma, se um dos bastidores parar completamente de funcionar, a potência entregue pelo segundo bastidor ao combinador híbrido será dividida entre a porta de saída e a carga não-irradiante.

Este transmissor conta também com dupla-excitação, ou seja, possui dois conjuntos de equipamentos responsáveis pela modulação e excitação dos bastidores, sendo que um conjunto opera conectado aos módulos de amplificação enquanto o outro opera conectado à uma pequena carga não-irradiante. Esta configuração pode ser revertida a qualquer momento, através de uma manobra no relé coaxial, comandada pelo sistema de controle do transmissor. Assim, o transmissor descrito possui dupla excitação, operando em *hot-standby*, possuindo também dupla amplificação em paralelo. Estes dois arranjos garantem um ganho de confiabilidade alto ao equipamento através da diminuição da probabilidade de falhas.

5.2.2 Transmissor reserva do sistema digital provisório

O segundo transmissor, utilizado como equipamento reserva, foi fabricado pela Linear e opera com potência de 2,5kW. Conta também com dupla excitação em *hot-standby*, seu conjunto de amplificadores é formado por seis gavetas de 500 watts em paralelo. A figura 5.14 mostra o transmissor reserva.



Figura 5.14: Transmissor reserva marca Linear Hitachi do canal 15 Digital de 2,5kiW.

5.2.3 O sistema irradiante reserva na torre do plano piloto

O sistema irradiante reserva, opera preferencialmente conectado ao transmissor reserva, conta com uma antena do tipo Slot de 4 fendas, diagrama de radiação de 180°, ganho de 11,7 dBi, alimentada através de um cabo coaxial de 3 e 1/8", com comprimento de 180 metros.

5.2.4 O sistema irradiante principal na torre do plano piloto

A antena principal, que opera preferencialmente conectada ao transmissor principal, é do tipo Slot de 8 fendas, diagrama de radiação omnidirecional, com ganho de 13 dBi, alimentado por cabo coaxial de 50 ohms, bitola 3 e 1/8", com comprimento de 180 metros.

5.2.5 Situação Final dos transmissores após a transferência para o Colorado

A configuração citada acima, operou de 2008 até 2014, a transferência dos transmissores reserva (em um primeiro momento) e principal para a torre do Colorado, foi iniciada em 2014 e deverá ser concluída em 2015. Na torre de TV do Plano Piloto permanecerão, no futuro, dois transmissores reforçadores de 300 watts, conectados às duas antenas (principal e reserva), operando em *hot-standby* (1+1, um transmissor ligado na antena mais outro transmissor ligado, porém na carga), sincronizados em SFN (*single frequency network*) com os transmissores do Colorado. Este arranjo terá a função de reforçador de sinais para a região do eixo monumental e asa sul. O transmissor analógico permanecerá na torre antiga até o *switch-off* (desligamento) de todas as emissoras analógicas.

5.3 SISTEMA DIGITAL COMBINADO DA TORRE DE TV DO COLORADO

Para abrigar o novo sistema de TV digital de Brasília, concebeu-se e construiu-se a torre de TV digital do Colorado – DF.

A concepção do sistema unificado, com todas as emissoras transmitindo em uma única torre, já era contemplada pelo sistema de TV analógico existente no plano piloto de Brasília, justamente quando da construção da capital federal.

Além de representar um retrocesso técnico permitir que cada emissora tivesse sua torre, necessitava-se também de ações governamentais que impulsionassem a migração para digital (ISDB-TB) das emissoras. Assim, o poder público do DF toma a frente na contratação e construção da torre de TV Digital. Tecnicamente já era ponto pacífico que as emissoras concorrentes em uma mesma localidade operassem com as mesmas características técnicas de alcance e cobertura, para isso, era primaz que as mesmas estivessem situadas dentro do mesmo sítio geográfico (área com diâmetro de 2 km) e que operassem com a mesma potência ERP (referenciada à 150 m de altura). Assim, decidiu-se por adquirir uma antena única e um combinador para ser utilizado em conjunto por todas as seis emissoras.

A decisão de migrar para outro local que não a torre do plano piloto, justificava-se pelo fato daquela instalação antiga estar situada em uma região de cota de terreno não tão alta quanto outras elevações existentes no DF. Isso impulsionou a busca por um novo local de transmissão.

Diferente da tecnologia da época, onde as emissoras preferiam manter seus estúdios próximos dos transmissores, dado aos altos custos e instabilidade dos enlaces de rádio (*link*) entre estúdio e transmissor, as emissoras dos dias atuais não tem grandes necessidades de manter essas duas partes próximas. Atualmente pode-se tranquilamente dispor um ou vários estúdios interligados em endereços de melhor conveniência ao enfoque da produção de TV, da mesma forma, o transmissor pode ficar situado em locais inclusive ermos ao acesso, contemplando a premissa de estarem posicionados de forma geograficamente privilegiada à cobertura ou preenchimento da área de serviço da estação com sinal eletromagnético.

O uso da torre de TV do Plano Piloto para abrigar as novas antenas digitais foi desaconselhado, dada a superlotação da estrutura e degradação por oxidação na plataforma de visitação turística. Com isso, necessitava-se encontrar um novo ponto para uma nova torre dentro do raio do sítio de transmissão do Plano Piloto (2km), dado à dificuldade legal em licenciar uma nova torre nesta área tombada, partiu-se para procurar um novo local, no segundo sítio de transmissão existente em Brasília, criado a partir da instalação da Radio e TV do Senado nos altos do Colorado. O GDF assumiu a missão de construir a nova torre, com orçamento inicial de 4 milhões de reais (2002), para uma torre metálica, e custo final de 90 milhões de reais (2014) para a versão em concreto.

Para projetar as edificações da estação de transmissão e a torre, contratou-se o escritório de arquitetura de Oscar Niemeyer, inserindo assim a nova obra no contexto arquitetônico de Brasília. Os traços do arquiteto responsável pelo projeto da nova capital tiveram como inspiração uma flor do cerrado, a *Caliandra Dysantha*, típica na região. Esta foi a última obra de Niemeyer.

Arquitetonicamente, a torre de TV do Plano Piloto, concebida por Lúcio Costa e construída pela Cia Siderúrgica Nacional (uma estatal), representava o domínio do ciclo do aço (era Vargas) e a afirmação da indústria nacional (era Juscelino), já a torre de TV do Colorado, concebida por Oscar Niemeyer, representa a competitividade internacional (era FHC) e a modernização da indústria (era Lula).

A figura 5.15 mostra um desenho com as concepções arquitetônicas de ambas as torres.

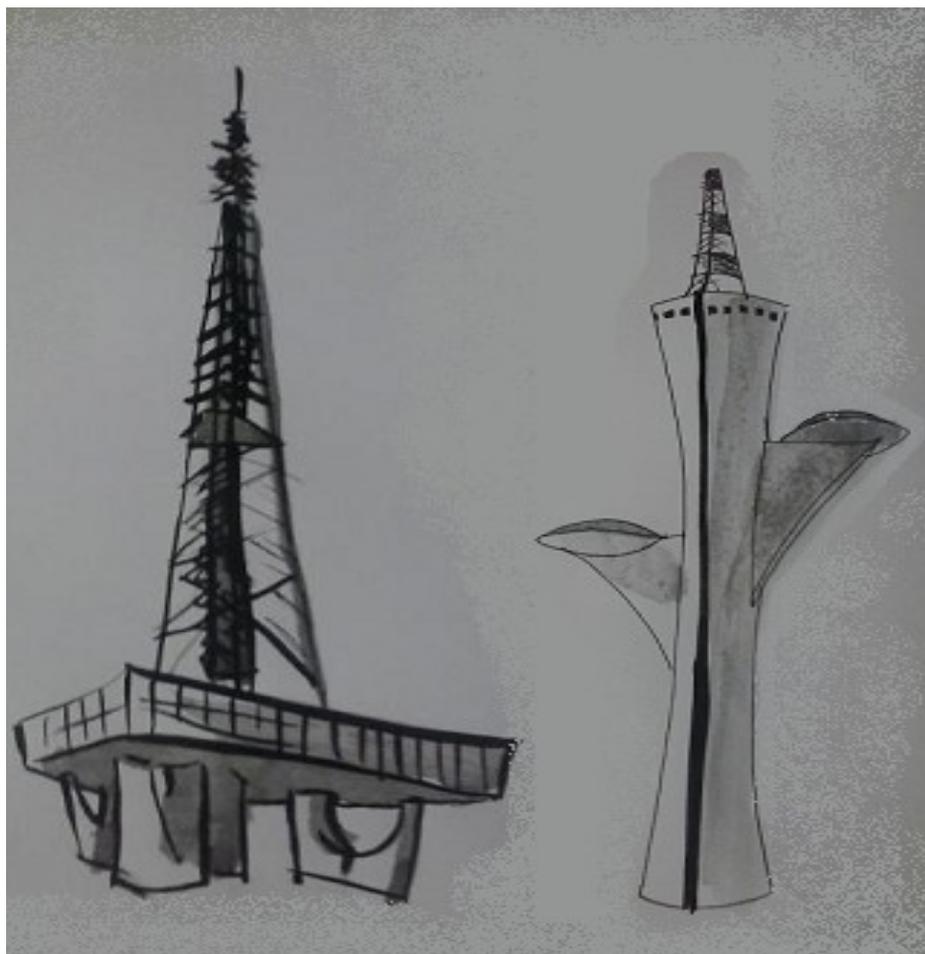


Figura 5.15: Traços arquitetônicos da torre de TV do Plano Piloto (1960) e da torre de TV Digital do Colorado (2008) – DF.

5.3.1 Descrição das estruturas físicas das instalações

O edifício que abriga os equipamentos da estação, tem o formato de semicírculo, dividido em dois andares, um subsolo onde abriga o combinador, cabos, sistema elétrico e tubulação, abrigando os geradores de energia elétrica à diesel e subestação. O andar térreo divide-se em duas naves em semicírculo, a externa é dividida em seis boxes, cada um para abrigar os equipamentos de cada emissora, e a nave interna abriga a administração, sanitários públicos e espaços para sediar programas de assistência social. O subsolo abriga o túnel para os cabos, a sala do contêiner e a subestação.

A figura 5.16 mostra o croquis com a disposição das partes descritas.

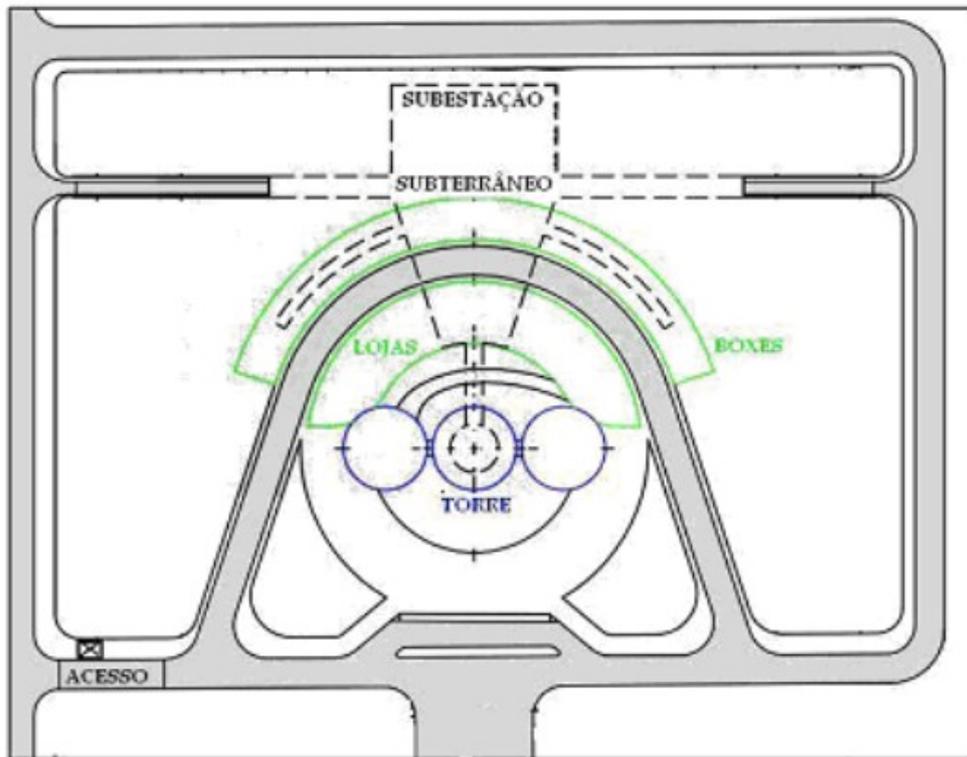


Figura 5.16: Croquis da estação de TV digital do Colorado – DF.

A estação conta basicamente com dois conjuntos de antenas (A e B), dois cabos de subida e dois combinadores de potência. A TV Brasil (EBC) opera no canal 15 com dois transmissores, um transmissor principal, 24 horas no ar, de 3 kW e outro transmissor reserva (desligado) de 2,5 kW. O diagrama em blocos é mostrado na figura 5.17 :

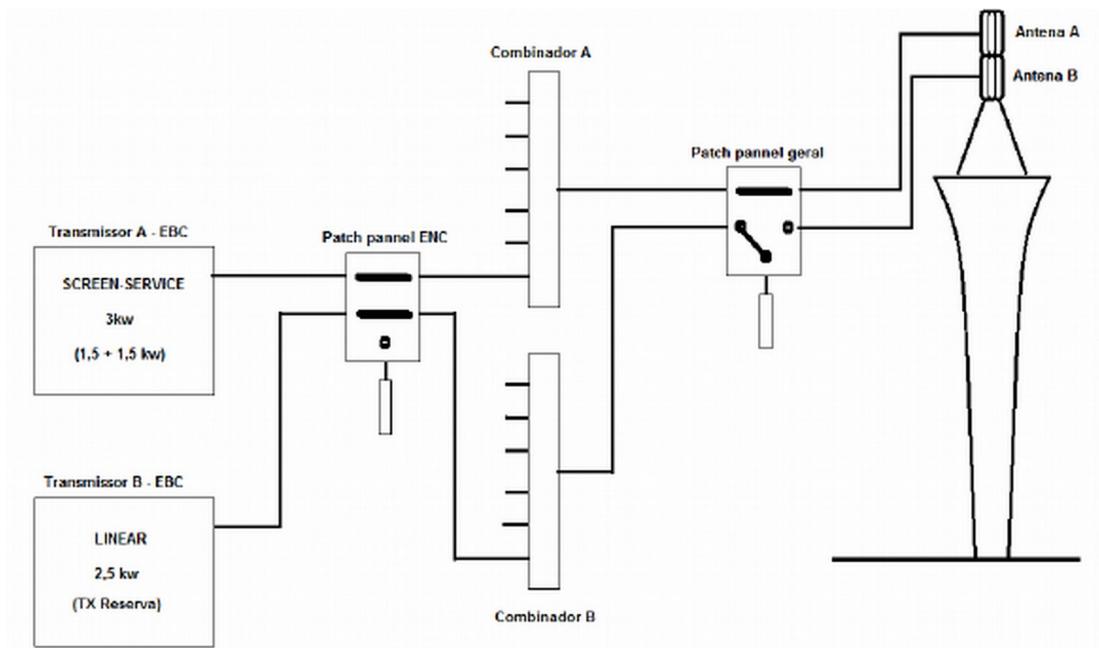


Figura 5.17: Diagrama em blocos do sistema de transmissores, combinadores e antenas da estação de TV Digital do Colorado-DF.

Nas seções seguintes descreveremos detalhadamente cada componente do sistema

5.3.1.1 O sistema irradiante de banda larga

A principal característica da estação do Colorado é justamente o emprego de um sistema irradiante único, de banda larga, o qual é responsável por irradiar os seis sinais das emissoras. Este sistema é único no Brasil, e confronta o preconceito de que duas ou mais estações, quando instaladas de forma muito próxima se interferem. O presente trabalho demonstrará que o mito da interferência mútua entre estações próximas é relacionado à má qualidade das instalações, decorrente da falta de conhecimento sobre compartilhamento de sítios de transmissão, torres e antenas.

A primeira questão óbvia está no fato de se compartilhar a mesma torre, ou a mesma edificação responsável pela afixação das antenas acima da cota do terreno. De imediato o compartilhamento de torre representa um menor custo de investimento para as várias emissoras, acarretando também menos impacto ambiental nos locais de transmissão, por ocupar um terreno menor. O impacto visual é bem menor, pois uma única torre oferece muito menos elementos de poluição visual que várias torres diferentes no alto de um morro.

O compartilhamento de outras estruturas como os sistemas de energia, vigilância, monitoramento e manutenção predial, representam barateamento de custos.

O emprego de um único cabo coaxial e uma única antena, representam também um menor investimento, quando comparado ao somatório dos investimentos individuais, mesmo que a redução dos valores não seja significativa. As gravuras à seguir mostram as várias combinações possíveis de sistemas individuais de antenas comparados a um sistema combinado de transmissão, ocupando a mesma secção de torre, nas quais se percebe o maior ganho de potência de um sistema combinado de transmissão. Veja as figuras 5.18 e 5.19:

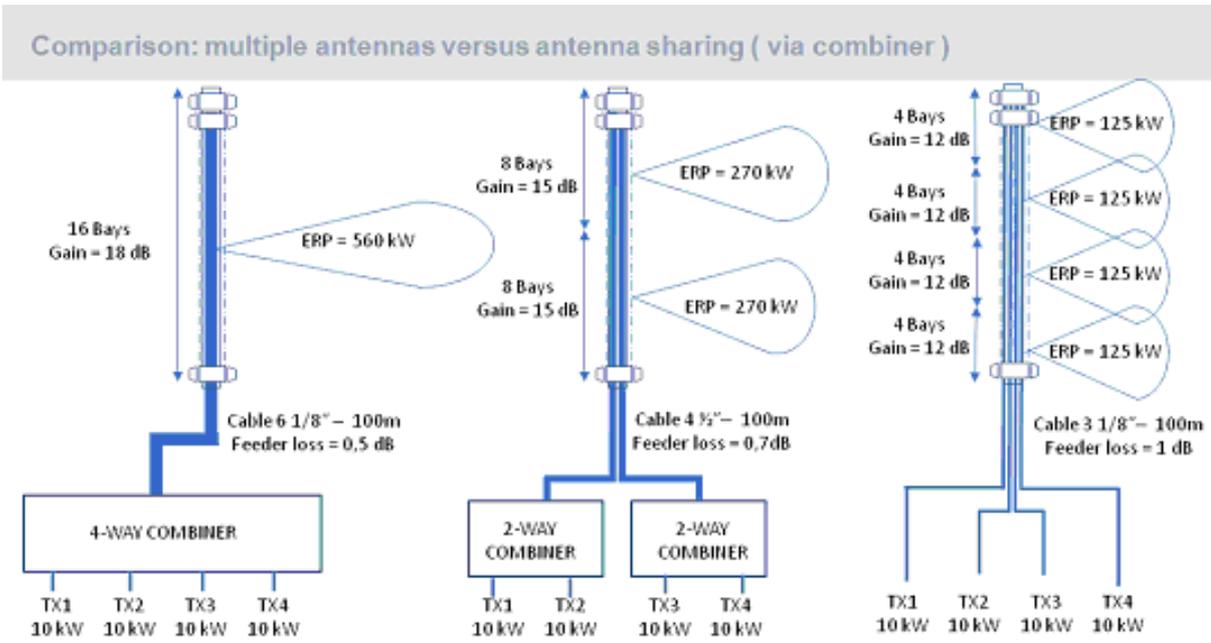


Figura 5.18: Comparação entre antena única e múltiplas antenas, para transmissores de 10 kW

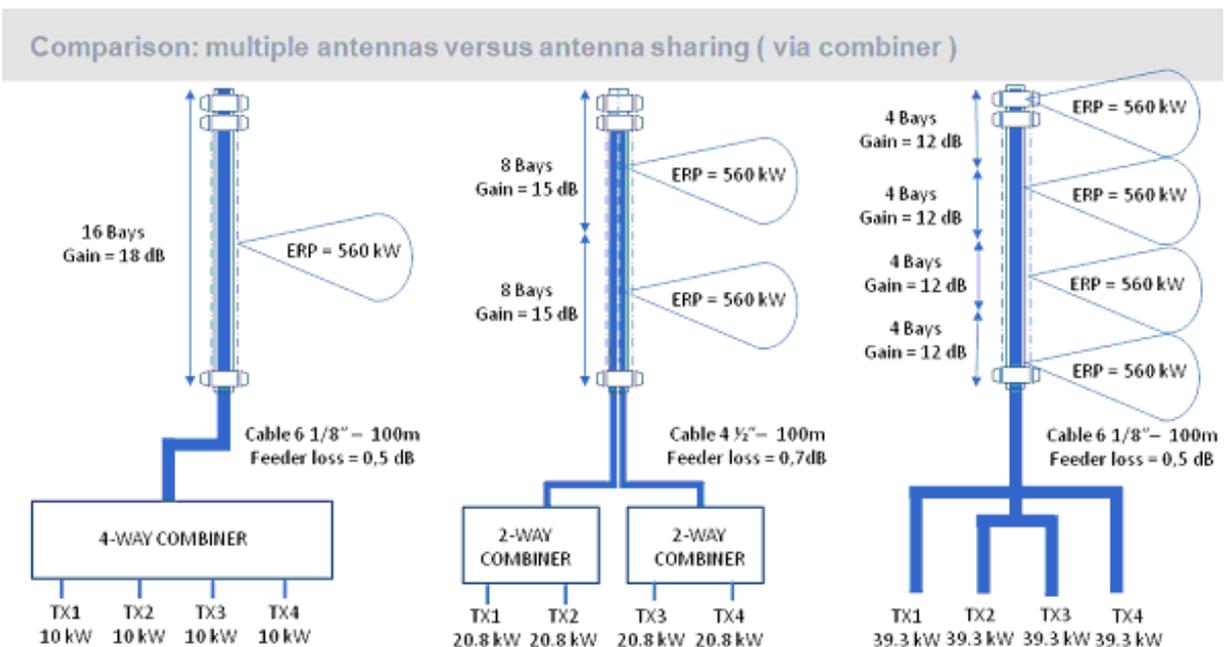


Figura 5.19: Comparação entre antena única e múltiplas antenas para potência final ERP de 560 kW

Outro grande ganho está no fato de se manter todas as emissoras com a mesma característica de sinal irradiado, assim como, manterem-se controladas as possibilidades de interferências entre elas, como veremos no decorrer dos próximos itens.

Para encerrar este subitem, vale lembrar que as estações com sistemas irradiantes compartilhados são largamente utilizadas na Europa, Ásia e Oceania, onde as estações e os transmissores dos vários canais são de propriedade e responsabilidade de um operador único, vinculado à empresas de telecomunicações geralmente de capital misto ou estatal. Nos Estados Unidos, os compartilhamentos de estações de TV também existem, porém de forma mais heterogênea envolvendo parcerias comerciais. Em telefonia celular, o compartilhamento é prática corrente no mundo todo.

5.3.1.2 A antena painel de dipolos

A peça básica do sistema irradiante é uma antena de fabricação da Kathrein Werke (Alemanha), formada por quatro dipolos horizontais, empilhados verticalmente, espaçados em meia onda, alimentados em fase e convenientemente casados em termos de impedância com o balun de entrada [45].

O dipolo é o elemento responsável pela transformação do sinal elétrico em campo eletromagnético. Para esta antena, os dipolos assumem uma geometria peculiar, voltada a satisfazer os requisitos de banda passante que contemple o bom rendimento e o devido casamento de impedância desde o canal 15 até o canal 28, ou seja, de 476 MHz até 560 MHz. Para obter-se esta banda passante, a geometria do dipolo foi alargada, dando ao mesmo um formato de um tubo gordo. Seu tamanho é de $0,63 \lambda$, e está posicionado a uma distância de $1/4$ de onda do refletor.

Com o objetivo de casar a impedância, e propiciar um ajuste fino no componente real (resistivo) daquela grandeza, o dipolo deixa de ser construído no formato retilíneo clássico, passando a ter uma inclinação em “V”, esta mudança garante ao elemento radiante o conveniente ajuste de impedância, vindo também a afunilar o lóbulo radiante da antena, no sentido horizontal, consequência esta altamente desejável para a composição do conjunto de antenas, como pode-se ver adiante. Dessa forma, o ajuste do ângulo do dipolo permite variar principalmente a parte resistiva da impedância (alterando de forma menos considerável a componente reativa), o ajuste da componente reativa é feito por meio do aumento ou a

diminuição do tamanho do dipolo. Desta forma, ajustam-se os dipolos para obter-se uma impedância de $200+j0$ ohms em cada elemento. Os dipolos são alimentados, num primeiro momento, dois a dois, este subconjunto apresenta uma impedância equivalente de 100 ohms. A figura 5.20 mostra a disposição dos dipolos.



Figura 5.20: Vista interna de painel banda larga com dipolos fabricado pela Kathrein

Outros fabricantes, no intuito de obterem maior banda passante, substituem o dipolo de tubos longos por um dipolo em formato de borboleta, como mostra a figura 5.21:

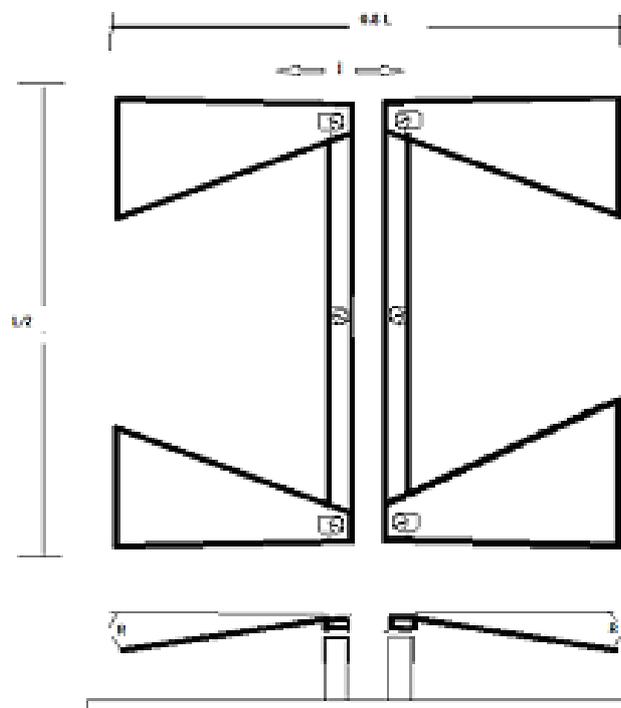


Figura 5.21: Esboço de painel com dipolos borboleta para banda larga.

Na configuração final, colocam-se dois subconjuntos convenientemente cofasados em paralelo, obtendo-se um painel de quatro dipolos, com impedância de $50+j0$ ohms, a frequência central de operação é em 521 MHz, com largura de banda de 90 MHz.

Note-se que na concepção do painel, evitou-se o emprego de casadores de impedância ou transformadores de $l/4\lambda$, pois, quanto maior o coeficiente de transformação de impedância, menor a banda passante do casador, ou seja, esses dispositivos podem reduzir em muito a banda passante do conjunto. A filosofia construtiva do painel é tal que se busca obter as impedâncias naturais de $200+j0$ ohms em cada dipolo, ou $50+j0$ ohms do conjunto, por meio de ajustes manuais dos dipolos.

O casamento do ponto de alimentação do painel (simétrico) com a linha de transmissão coaxial (assimétrica) se faz através de um balun de $l/4$ de onda com stub em curto-circuito, permitindo esse último item o ajuste fino da componente reativa de todo o painel de dipolos.

Cada painel de dipolos tem os espaçamentos e isolamentos de seus elementos energizados, adequadamente dimensionados para que o painel suporte uma potência de trabalho de 1 kW média, com reserva para o **fator de crista (PAPR)** usual de **16dB**, típico de sistemas irradiante em ISDB-TB com 6 canais combinados.

Na frequência central de 518MHz obtém-se o melhor acoplamento entre o gerador (VNA) de 50 ohms e a carga (antena), sendo que a curva de resposta do conjunto é plana dentro dos 90MHz de largura de banda. O casamento de impedâncias em toda a faixa passante é tão eficiente que a perda de retorno estimada é de 35 dB para um painel isolado (pior caso), ou 30 dB (pior caso) para todo o conjunto de 20 painéis, segundo a Kathrein.

O ganho final do painel com 4 dipolos é de 13dBi, seu ângulo de meia potência é de 72 graus.

A figura 5.22 mostra o diagrama de radiação horizontal e o diagrama de radiação vertical de um painel isolado, testado em câmara anecóica.

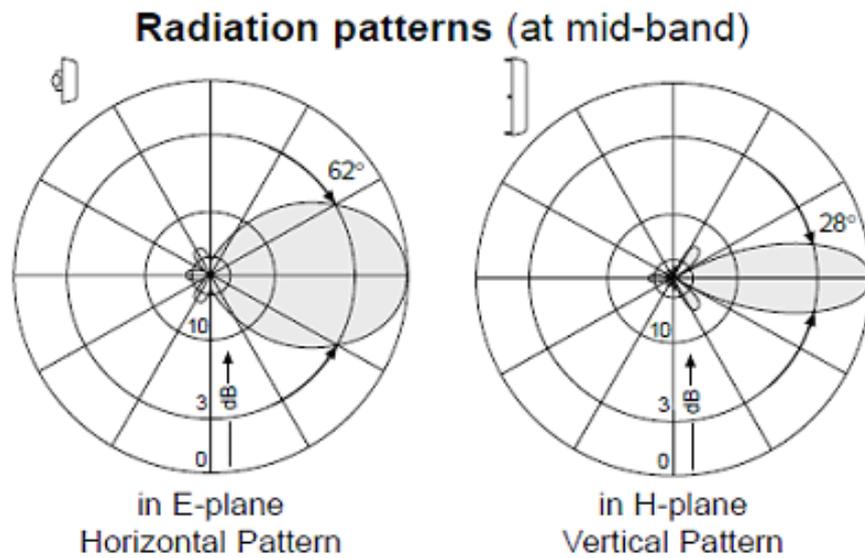


Figura 5.22: Diagrama de radiação vertical e horizontal do painel de 4 dipolos da kathrein

5.3.1.3 O sistema irradiante omnidirecional

Uma vez entendido o funcionamento do painel de dipolos, passaremos a analisar o conjunto de painéis que, de forma associada, compõe o sistema radiante omnidirecional.

Usualmente, são empregadas quatro antenas do tipo painel de dipolos, dispostas em quadrilátero, à 90° uma da outra, alimentadas de forma defasadas (de 90° uma face em relação a outra) e com mesmo nível de potência, de forma que os seus diagramas de radiação se combinem, formando um sistema considerado como omnidirecional.

Como veremos mais adiante, o conjunto de antenas ou bay é montado e testado em câmara anecóica. Dessa forma, se traça a curva de impedâncias e o diagrama de radiação de cada bay, um a um.

A figura 5.23 mostra a disposição de um bay de quatro painéis a 90 graus.

Conjunto de painéis omnidirecionais de 4 faces - ripple = 3dB

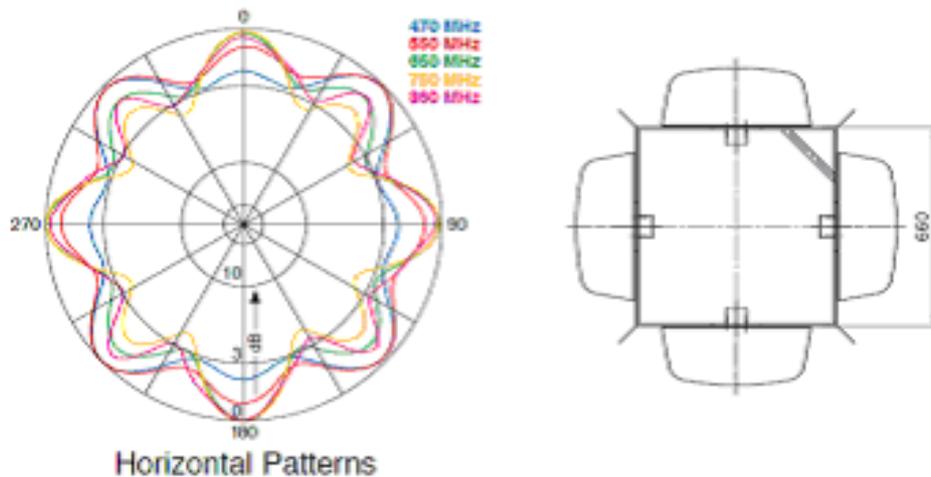


Figura 5.23: Conjunto omnidirecional de painéis em quatro faces.

Esta combinação de antenas tem como inconveniente o fato do diagrama de radiação não ser perfeitamente omnidirecional, resultando em oscilações ou deformações de até 3dB no diagrama, ou seja, para algumas direções (cantos dos painéis) a potência irradiada é menor que para a direção da frente de cada painel.

Para minimizar este efeito, algumas empresas utilizam uma configuração em pentágono, sendo que o lóbulo de costas de cada painel acaba se sobrepondo ao ponto de menor radiação, resultante do encontro de dois painéis na posição oposta. A figura 5.24 mostra esta configuração

Conjunto omnidirecional de 5 faces - ripple <3dB

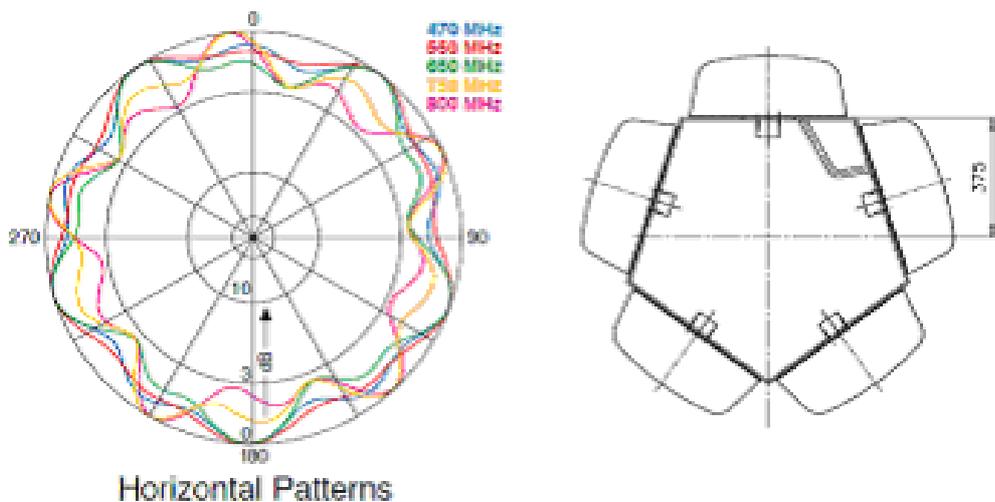


Figura 5.24: Conjunto omnidirecional de painéis em cinco faces.

Como resultado, o diagrama de radiação torna-se mais uniforme, a diferença de ganho entre os pontos de máximo e de mínimo, também chamada de circularidade, cai dos 3 dB da configuração anterior para 1,5dB.

Os painéis estão dispostos mecanicamente a 72° um do outro e são alimentados com o mesmo nível de potência, defasados eletricamente em 72° um do outro, garantindo a composição omnidirecional do diagrama de radiação. Este arranjo ou sub-conjunto de cinco painéis dispostos lado a lado, horizontalmente, formam um nível horizontal (*ou bay*) do sistema radiante. A defasagem é obtida por meio de diferentes velocidades de fase, obtidas em cabos com diferentes comprimentos, originários de um divisor de potência simétrico de 1:5.

A configuração mecânica do sistema radiante aqui descrito é composta de 4 bays sobrepostos verticalmente, estando o centro de fase do painel superior afastado em 2λ do painel inferior. Todos os painéis são afixados sobre um suporte metálico na forma de um tubo pentagonal.

A alimentação conta com um divisor principal de potência de 1:4, seguido de quatro divisores secundários de 1:5 cada, um para cada nível ou conjunto horizontal (*bay*), a partir de cada um dos divisores secundários saem os cabos responsáveis pelas defasagens que formam o diagrama omnidirecional.

Esta concepção apresenta como vantagem que o sistema irradiante pode ser dividido em quartas partes, suprimindo-se o divisor principal. Isto permite que, em caso de alguma pane, possa-se operar com um quarto do sistema irradiante, enquanto os outros níveis (*ou bays*) são consertados.

O ganho final do conjunto é de 11.9 dBi.

A divisão através do conjunto por níveis ou *bays*, permite alta flexibilidade para se compor o conjunto contendo algum *tilt* vertical ou preenchimento de nulo vertical por defasagem elétrica ou por defasagem mecânica (afastamento físico) entre painéis.

A figura 5.25 dá o diagrama do conjunto de alimentação do sistema radiante

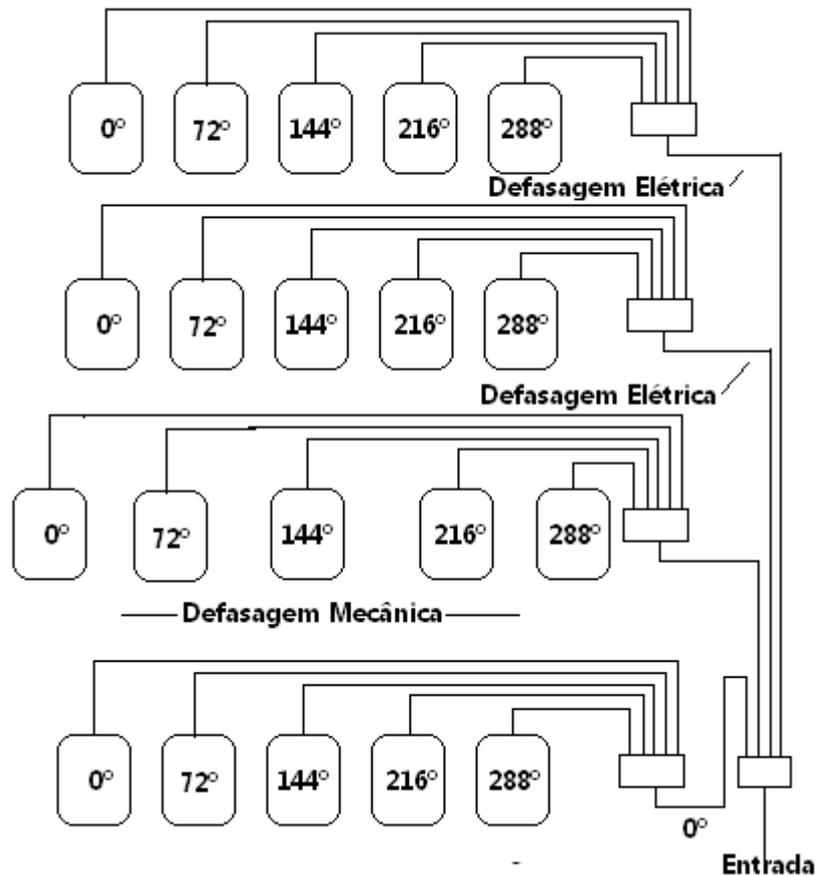


Figura 5.25: Diagrama de alimentação do conjunto omnidirecional de painéis da estação do Colorado-DF.

O *tilt* vertical permite que se altere o lóbulo vertical do sistema irradiante, permitindo que abaixemos alguns graus o ângulo de potência máxima, propiciando melhor cobertura nos casos em que a torre está localizada em uma cota de terreno (altura) bem superior à cota da região a ser coberta, situação típica em regiões montanhosas. Da mesma forma, combinações envolvendo alteração da fase elétrica, afastamento mecânico e distribuição assimétrica de potência permitem obter o preenchimento de nulos no lóbulo vertical, principalmente o primeiro nulo, evitando que populações próximas à torre, em regiões montanhosas, sejam servidas com pouco sinal.

A figura 5.26 dá uma ideia de *tilt* e preenchimento de nulo. O gráfico em linha sólida, que equivale à alimentação de todos os bays em fase, acusa a existência de um nulo em $6,5^\circ$ abaixo do horizonte, já o gráfico em linha pontilhada representa o diagrama de radiação vertical fruto do *tilt* e preenchimento de nulo propiciados pelas defasagens entre bays.

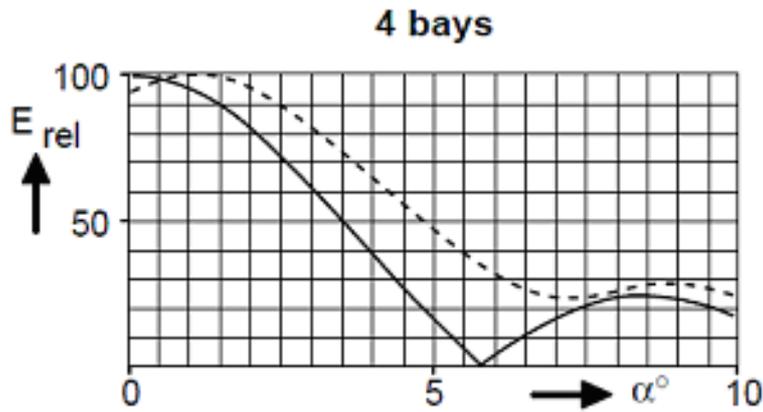


Figura 5.26: Diagrama de radiação vertical para conjunto de 4 bays com preenchimento de nulo

Quanto aos divisores de potência, seu princípio de funcionamento é clássico, sendo estes dispositivos construídos empregando-se transformadores de impedância formados por secções de linha de 1/4 de onda, de impedância intermediária. Podem ser construídos com uma secção ou várias secções de 1/4 de onda, onde a transformação de impedâncias é feita por partes. Seu funcionamento está descrito no item 4.6.8 desta dissertação.

A construção dos divisores que alimentam um sistema irradiante de alta potência deve observar as dimensões necessárias ao devido isolamento elétrico, evitando que as tensões desenvolvidas causem rupturas nos dielétricos (ar, plástico) empregados na construção do dispositivo. O dimensionamento deve considerar tensões desenvolvidas pela potência total combinada acrescida do fator de crista conforme descrito item 4.3.2 do capítulo IV.

Da mesma forma, a área e pressão de contato entre as peças por onde trafegam as correntes de alta frequência, devem ser adequadamente amplas e bem atarraxadas, para suportar os valores de corrente de um sistema de alta potência, evitando o acréscimo de indutâncias em série entre a carga e o gerador, fator que gera erro de impedância e dissipação térmica indesejada, podendo incorrer, nos casos graves, em um processo de avalanche térmica..

A figura 5.27 mostra em detalhes as conexões dos cabos oriundos dos painéis, a um dos divisores secundários de 1:5.



Figura 5.27: Divisor de potência secundário de 5:1 para um bay.

A figura 5.28 mostra a conexão de entrada do conjunto, a qual é um segmento de linha coaxial rígida de 5 polegadas, a qual irá receber o conector e o cabo de subida de potência, oriundo dos transmissores, responsável por entregar os 18 kW de potência média à antena (sob um fator de potência de pico sobre potência média ou PAPR de 16dB).



Figura 5.28: Entrada do divisor principal

A figura 5.29 mostra a vista interior de um dos sistemas irradiantes, onde se percebe a entrada do divisor principal (1:4) , com 5 polegadas de diâmetro externo, os divisores secundários (1:5) são construídos com diâmetro externo de 1 e 5/8 de polegada, à sua saída são conectados os 5 cabos de 7/8 de polegada

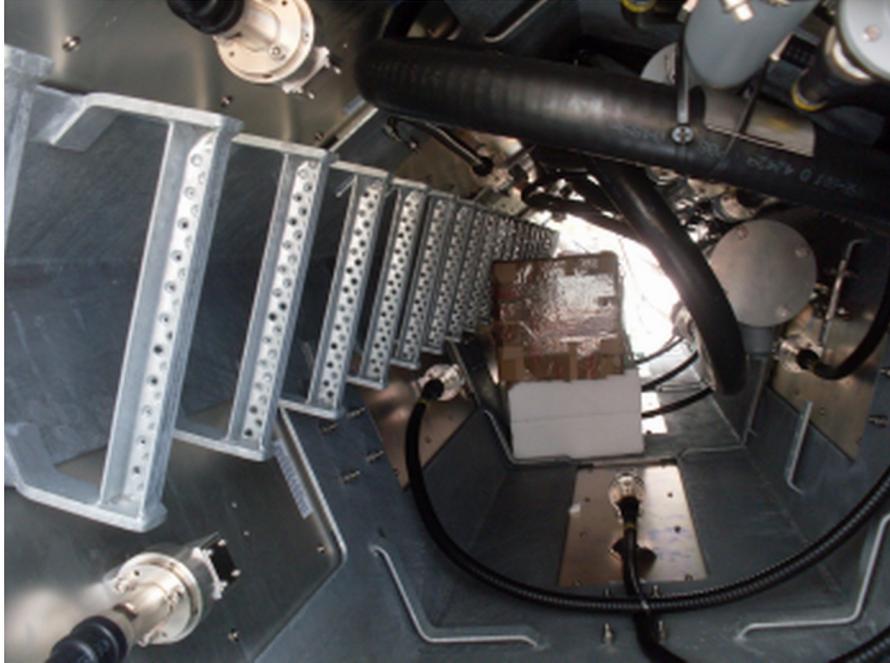


Figura 5.29: Vista interna do corpo da antena (em pentágono) e escada de acesso ao topo.

O sistema irradiante é todo montado e testado em fábrica, conforme a descrição a seguir. A montagem final passa primeiro pela montagem mecânica dos painéis no suporte metálico, após isso são conferidas novamente as impedâncias de cada painel. Conectados os divisores secundários (1:5), mede-se a impedância na entrada de cada um, equivalendo a cada nível ou *bay*, após é conectado o divisor principal de 1:4, sendo feito ajuste fino da componente real e reativa de todo o conjunto.

A seguir, o sistema irradiante é içado em um rotor, testado em sua posição vertical, dentro de uma câmara anecóica, momento em que é traçado o diagrama de radiação e medidas a impedância e a perda de retorno final de todo o sistema. Sendo em seguida embalado, enviado ao destino (Brasília), onde a embalagem é aberta para aferições mecânicas.

A figura 5.30 mostra a antena A, ou a antena a ser montada na parte superior , a qual é o primeiro conjunto (de um total de dois). A antena A está sendo desembalada no canteiro de obras, antes de seu içamento.



Figura 5.30: Vista da antena “A” desembalada, na horizontal, aguardando o içamento.

5.3.1.4 A operação de içamento das antenas

Existem duas formas básicas de içamento, a primeira emprega helicóptero para tracionar a antena e posicioná-la em seu encaixe na extremidade da torre metálica. A segunda forma conta com a construção de uma estrutura provisória de carga, um prolongamento da torre (montante), que é utilizado para suspender o cabo de tração da antena, para guiar a antena e sustentá-la até a perfeita estabilização mecânica da mesma. A solução para içar as duas peças (conjuntos de antenas) de 2 toneladas cada, nesta obra, contou com estrutura provisória de carga, sendo cada antena tracionada por um conjunto de duas catracas, uma catraca de carga e outra catraca de estabilização ou afastamento. Além do cabo de tração, paralelo a esta, foi empregado um cabo de sustentação de peso, ou cabo de segurança. O içamento de cada peça

levou 6 horas, e seu completo aparafusamento e verificações, outras 4 horas. Dessa forma, nos dois primeiros dias foram subidos os dois conjuntos de antenas.

Passada uma semana da operação de tração (subida) e atarraxamento das antenas, providenciou-se o desmonte da estrutura de carga (montante), concluindo-se a operação de içamento..

A figura 5.31 mostra um esboço ou croquis do esquema de içamento.

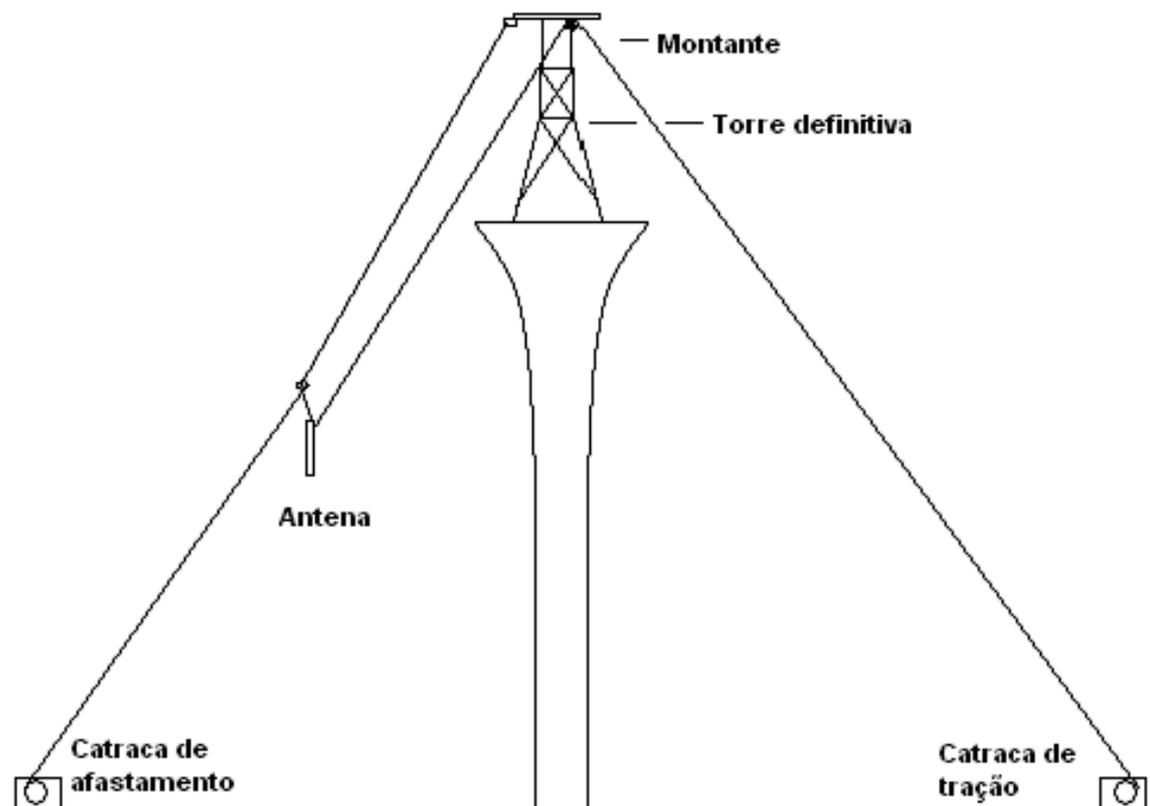


Figura 5.31: Esquema de içamento empregando montante (seção auxiliar), catracas, cabos e roldana

As figuras 5.32 e 5.33 mostram as duas antenas montadas provisoriamente, internas à estrutura do montante, e posteriormente, as antenas na situação definitiva sem o montante.



Figura 5.32: Antenas com montante



Figura 5.33: Antenas na situação final

A figura 5.34 mostra uma operação de içamento empregando helicóptero, em Lopik, Alemanha [46].



Figura 5.34: içamento com helicóptero em Lopik, Alemanha.

5.3.2 O combinador de RF de alta potência

Uma antena permite transmitir mais de um sinal, para isso necessitamos associar a ela um combinador de RF ou seja, um dispositivo que permite acoplarmos dois ou mais sinais oriundos de diferentes transmissores, em uma única linha de alimentação (cabo coaxial), sem interferirem-se um no outro [49].

O grande desafio está em isolar-se a saída de um transmissor, da saída de outro transmissor.

Se partirmos da premissa que a antena, o cabo coaxial, os acessórios e o combinador são todos elementos lineares para todas as frequências a serem combinadas, verificaremos que a única possibilidade de surgirem produtos de intermodulação e suas combinações, em um sistema irradiante combinado, reside apenas na hipótese de retornar alguma potência de um transmissor, atravessando os circuitos de casamento de impedância e chegando até os elementos de amplificação (transistores) à saída do outro transmissor. Como os transistores são elementos semicondutores, mesmo um sinal de baixo nível pode retornar sobre estes (os transistores), justamente acoplando-se em níveis de tensão e corrente semelhantes aos sinais amplificados na região não linear dos transistores, causando intermodulação (convolução cíclica) com o sinal amplificado no dispositivo. O elemento fundamental para garantir separação entre um e outro transmissor é o filtro ressonante [47] [48].

Os filtros mais populares são construídos, quando em UHF, à partir de cavidades ressonantes de um quarto de onda ($\lambda/4$), as quais se comportam como um conjunto distribuído de capacitâncias e indutâncias, ressonantes em uma determinada frequência e enclausuradas no interior de uma cavidade mecânica. Portanto, o comprimento físico da cavidade determina a sua frequência de ressonância, sendo esse parâmetro passivo de ajuste fino em muitos conjuntos mecânicos de filtros. A largura da seção da cavidade, geralmente em construção coaxial, determina o fator Q, ou seja, a banda passante do filtro. Da mesma forma, uma cavidade muito estreita é limitada em capacidade de suportar altas potências de sinal.

5.3.2.1 O filtro corta-banda ou *notch*

O filtro em cavidade de $\lambda/4$ de onda mais simples, consta da associação da cavidade, através de sua porta de acoplamento capacitiva, à linha de transmissão de 50 ohms, resultando em um filtro que atenua ou corta as frequências na região de sua ressonância, conhecido como filtro *notch*. Mais de dois filtros *notch* acoplados à uma linha de transmissão podem trazer complicações no casamento de impedâncias, além de acrescentar perdas indesejáveis, ou seja, este tipo de filtro tem seu uso limitado. A figura 5.35 mostra um corte com a vista interna do filtro *notch*.

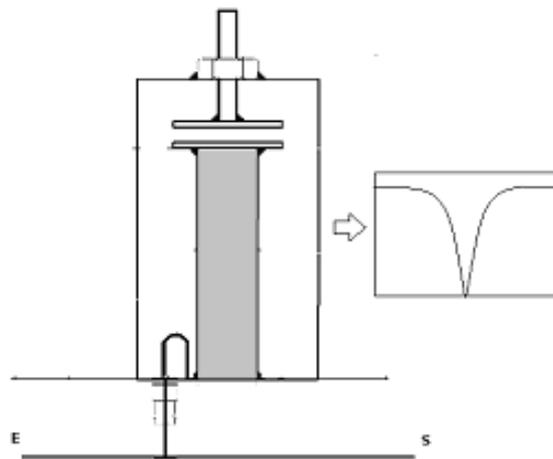


Figura 5.35: Filtro *notch* com acoplador indutivo.

5.3.2.2 O filtro de banda passante

Trata-se de um filtro ressonante em série com a linha de alimentação, conectado através de uma porta de entrada e uma porta de saída, cujo acoplamento ao ressonador de $\lambda/4$ pode ser feito de forma capacitiva, indutiva ou com divisor *shunt*. Neste caso podem-se associar várias cavidades em série, obtendo-se um filtro cuja curva é composta pelo somatório (ou sobreposição) das várias ressonâncias, o qual, quando convenientemente ajustado, pode tornar-se um filtro plano em frequência dentro da banda de trabalho do canal.

A figura 5.36 mostra o filtro banda passante com acoplador capacitivo.

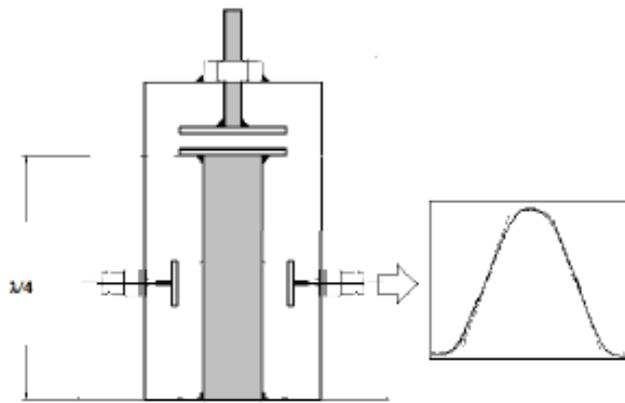


Figura 5.36: Filtro banda-passante com acoplamento capacitivo

Via de regra, a curva de resposta em frequência de um circuito ressonante assemelha-se à distribuição matemática Gaussiana ou log-normal. A sobreposição de duas ressonâncias, uma contígua à outra, permite obter-se uma curva de resposta aproximadamente plana dentro de dois parâmetros de frequência. Essa prática é empregada na construção de receptores desde a década de 1940. Já a sobreposição de várias ressonâncias garante uma aproximação bem maior de um filtro plano entre dois limites de uma determinada banda passante. Os transmissores de TV analógicos operavam satisfatoriamente com circuitos de casamento e filtros duplo-ressonantes, já os transmissores digitais contam atualmente com filtros compostos por até oito ressonâncias, ou como são chamados, filtros de oito polos. Uma variação deste filtro é o dispositivo chamado filtro interdigital, o qual conta com vários ressonantes dispostos dentro de uma única cavidade mecânica. Essa solução é utilizada apenas em baixas potências.

A figura 5.37 mostra a disposição mecânica de um filtro passa-banda de 4 polos, onde os acoplamentos de entrada e de saída são do tipo indutivo, os acoplamentos entre polos ou cavidades são do tipo janela capacitiva. A mesma figura mostra o circuito equivalente do filtro.

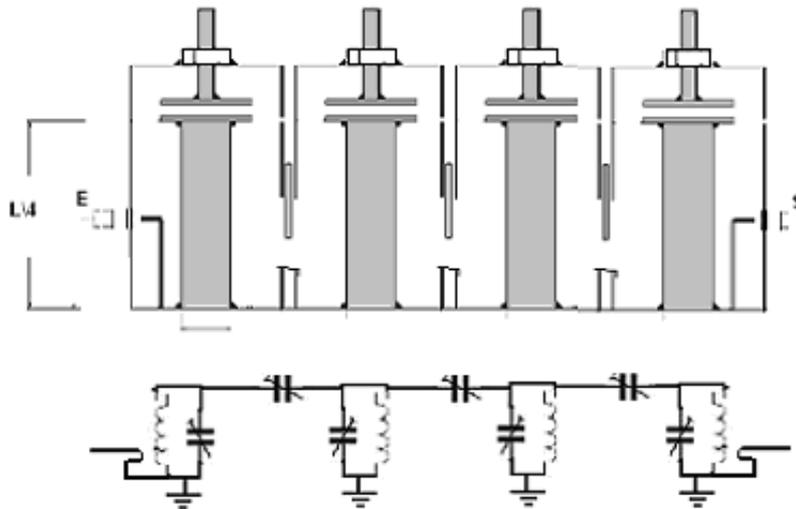


Figura 5.37: Filtro banda passante de quatro cavidades com acoplamento de entrada indutivo e acoplamento entre cavidades por janela capacitiva ajustável.

A figura 5.38 mostra a sobreposição entre as curvas de resposta de cada polo, e a curva de resposta resultante do conjunto, rigorosamente plana dentro da banda passante desejada (6 MHz).

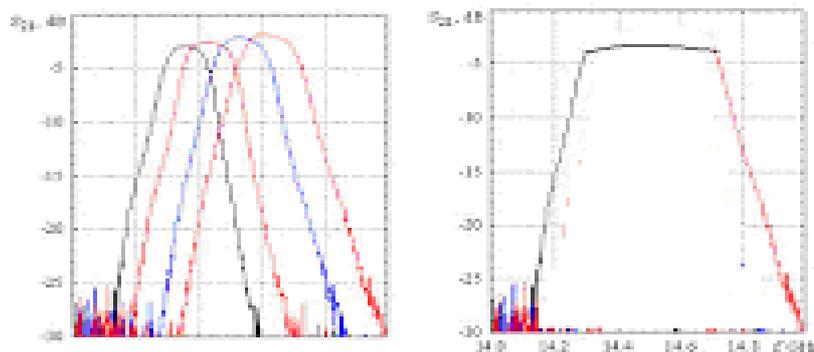


Figura 5.38: Sobreposição das curvas de resposta (log-normal) dos quatro filtros para obtenção de curva de resposta geral plana

Alguns cuidados são necessários quanto à construção dos filtros, principalmente no que diz respeito à sua capacidade de suportar altas potências. Os conectores de entrada e saída, os *loops*, os *shunts*, os capacitores de acoplamento de entrada, de saída ou entre cavidades devem ser adequadamente dimensionados para suportar as correntes e tensões desenvolvidas em regimes de alta potência. Os ressonadores de $\lambda/4$, principalmente em um filtro de alto Q (portanto mecanicamente estreito), ou com sua faixa de operação muito próxima das bordas da banda passante, podem desenvolver módulo de tensão muito alta, vindo a desencadear um indesejável efeito corona (faiscamento). Lembrando que o efeito

corona intenso ou arco iônico tem a capacidade de elevar os gases atmosféricos ao estado físico de plasma, o qual é um estado da matéria que se porta eletricamente de forma não linear, distorcendo indesejavelmente o sinal a ser transmitido, além de alterar impedâncias e de atacar as superfícies metálicas por fusão térmica. A figura 5.39 mostra, um filtro em UHF de 4 polos para 10 kW, de fabricação mais antiga, onde se percebem os ajustes das ressonâncias das cavidades e ajustes de acoplamento entre elas.



Figura 5.39: Filtro de quatro polos para 10 kW, entrada EIA 1 e 5/8".

A figura 5.40 mostra um filtro para 1 kW ao lado de um filtro para 30 kW, ambos compostos por 6 polos, fabricados em 2014. Note-se o tamanho que assumem as conexões de entrada e saída (6 e 1/4") para suportar a alta potência.



Figura 5.40: Filtros seis polos de 1 kW e de 30 kW

Os elementos mecânicos que determinam as frequências de ressonância de cada polo ou cavidade devem ser construídos de materiais que variam o mínimo possível com a temperatura.

O emprego de banho de prata por eletrólise diminui o fator Q, tornando os circuitos mais largos em frequência, melhorando também as perdas por inserção dos circuitos.

O projeto e o ajuste dos filtros determinam não só sua banda passante mas também as perdas por inserção (ligadas ao acoplamento entre polos) e também as perdas por rejeição (ligadas aos descasamentos de impedância).

5.3.2.3 O acoplador híbrido de 3dB

Conhecido também como “*coupled line coupler*”, este dispositivo é amplamente utilizado em combinadores de potência, desde níveis baixos até muitos quilowatts. É composto basicamente por duas seções de $\lambda/4$ mecanicamente em paralelo, dispostas dentro de uma cavidade. A figura 5.41 mostra as aplicações básicas de um acoplador híbrido.

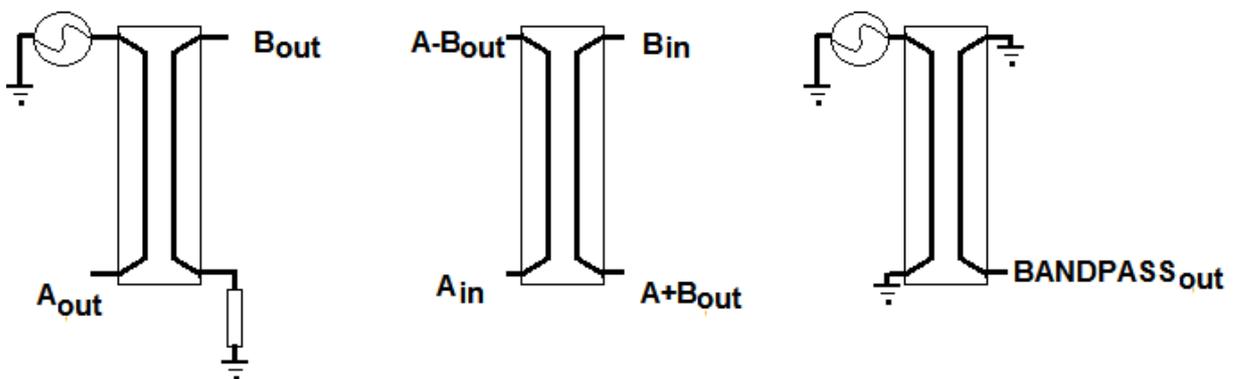


Figura 5.41: Aplicações típicas do acoplador híbrido de 3dB.

O sinal aplicado à porta principal é dividido em partes iguais às duas saídas (A e B), as quais mantêm uma rigorosa relação de fase de 90 graus entre si. Uma quarta conexão, chamado porta de rejeição, apresenta à sua saída todo e qualquer tipo de desbalanceamento de fase (diferente de 90 graus) ou de potência que venha a ocorrer nas portas de saída [51] [52] [55].

Já em seu funcionamento inverso, quando aplicamos um sinal de determinada amplitude e fase 0° na porta A, e outro sinal de mesma amplitude e fase 90° à porta B, encontramos a soma das duas potências, na mesma fase, sendo entregues na porta principal. Toda e qualquer diferença de potência ou fase é aplicada à porta de rejeição.

De maneira diferenciada, quando aplicamos um sinal na porta principal, deixando as portas A e B ou em aberto, ou em curto, toda a potência é entregue à porta de rejeição, comportando-se o dispositivo como um transformador formado por enrolamento primário e enrolamento secundário [53] (Pozar, p. 347).

Um acoplador híbrido de um estágio tem rejeição entre a porta de entrada e a porta de rejeição, de 35dB, para o caso das fases e amplitudes estarem equilibradas e as impedâncias casadas. Sua largura de banda é de 30% da faixa, para variações de 3 dB de amplitude e 15 graus nas saídas, ou de 5% da banda para variações de 0,1 dB e fase constante. Para larguras de banda maiores, pode-se construir os acopladores com 3, 5 ou mais estágios, em cascata [54].

5.3.2.4 Combinador tipo *Starpoint*

É o tipo mais comum de combinador, combina dois transmissores usando apenas dois filtros e dois segmentos de linha de $\lambda/4$. O sinal do transmissor 1 (TX1) passa por um filtro notch transparente para a sua frequência (F1), porém dimensionado para cortar a frequência do transmissor 2 (F2). Após isso, o sinal do TX 1 chega até o ponto de junção. Partindo-se desse ponto tem-se a saída para a antena, a qual está em paralelo com um segmento de linha de um quarto de onda para a frequência F1 (do TX 1). O segmento de $\lambda/4$ para F1 encontra-se conectado, através de sua outra extremidade, em um filtro *notch* que curto-circuita a frequência do transmissor 1 (F1). Dessa forma, o segmento transforma o curto circuito em alta impedância, não alterando a impedância de antena vista pelo TX 1, mesmo estando o segmento de linha conectado em paralelo com o caminho do sinal do TX 1. Da mesma forma, o TX 2 é conectado na entrada 2, enxergando o conjunto filtro *notch* e segmento de linha de $\lambda/4$ como uma alta impedância para F2. Assim, o sinal do TX1 segue para a antena e não vai para o TX 2, e vice versa. Este combinador garante isolamento entre transmissores de no máximo 30dB, só pode ser empregado para combinar transmissores de banda passante estreita

e de bom espaçamento entre ambas as frequências. Seu uso se restringe a combinar dois transmissores de FM, transmissores de radiocomunicação ou dados em banda estreita.

A figura 5.42 mostra o combinador tipo *starpoint*.

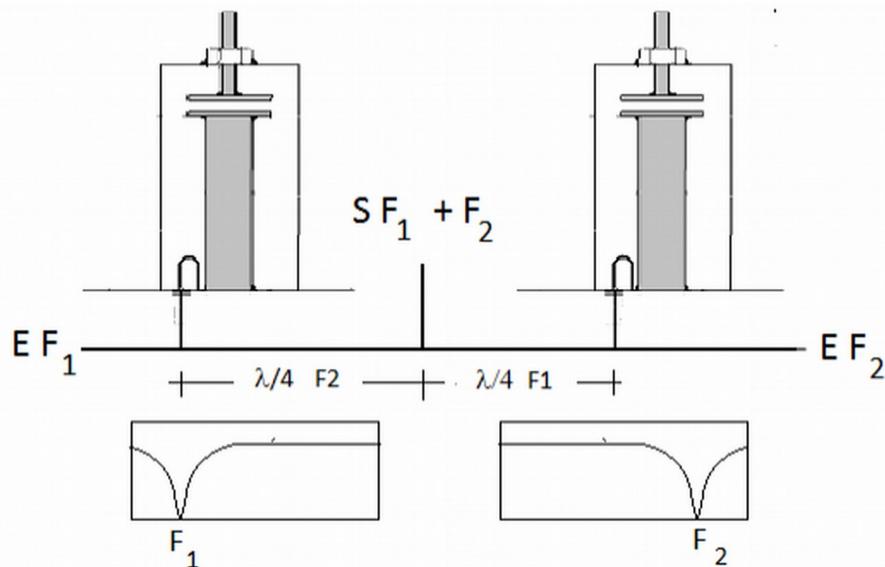


Figura 5.42: Combinador de dois transmissores tipo *Starpoint*.

5.3.2.5 Combinador rejeita-faixa com acoplador híbrido

Este dispositivo emprega um primeiro acoplador híbrido, por onde entra o sinal do TX 1, tendo sua potência dividida igualmente entre as saídas A e B. Em cada linha de transmissão há um filtro o qual não ataca a F_1 , deixando-a passar livremente, dessa forma, cada linha de transmissão (linha A, fase 180° e linha B, fase 90°) leva o sinal às portas A e B do segundo combinador híbrido, em uma relação de potência e frequência favorável ao tráfego do sinal até a saída do segundo acoplador híbrido.

A inserção da segunda frequência (F_2) é feita através da porta de rejeição do segundo acoplador. Nesta situação, dado à simetria matemática e construtiva do acoplador, esta porta se comporta como porta de entrada para a F_2 , o segundo acoplador disponibiliza a F_2 devidamente dividida, em suas portas A e B. Os filtros de corte de F_2 (*notch filter*) conectados nas linhas A e B atuam como curto-circuito para a frequência F_2 , devolvendo-a ao segundo acoplador, o qual se comporta como um filtro passa-banda sem perdas para a F_2 . Dessa forma, a informação do TX 2 vai direto até a saída, não retornando para o TX1. Já a informação do TX1 passa pelo primeiro acoplador, passando pelo segundo acoplador e indo para a saída, somando-se em potência à F_2 . Este tipo de combinador foi largamente

empregado para combinar o sinal de banda larga vindo do transmissor de vídeo com o sinal de banda estreita, vindo do transmissor de som (FM), em sistemas transmissores analógicos de TV. Esta configuração era também conhecida como diplexer ou diplexador de áudio e vídeo.

A figura 5.43 mostra um diplexador de áudio e vídeo com filtro *notch* (corte abrupto) na portadora de áudio.

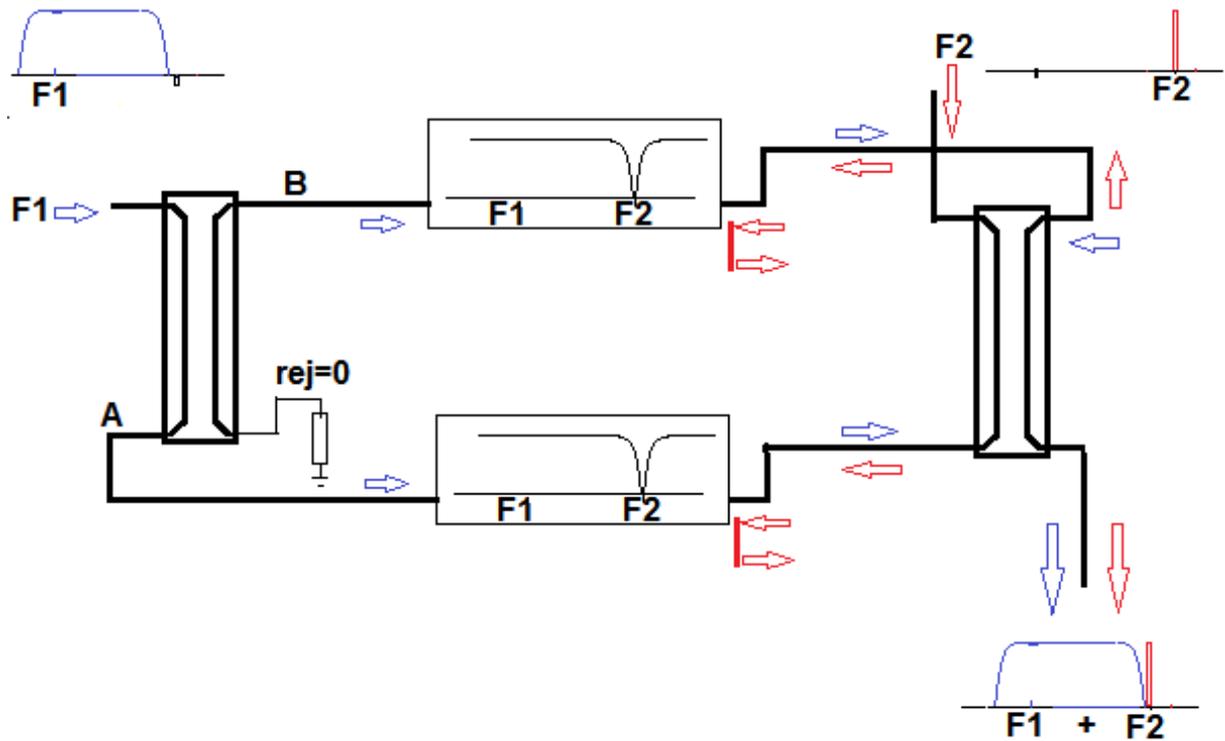


Figura 5.43: Combinador típico de portadora de vídeo e portadora de áudio para transmissor analógico (*Diplexer*)

A isolação entre TX1 e TX2 é de apenas 35dB, porém, as intermodulações, dadas as suas características de fase e potência, são entregues à carga de rejeição.

5.3.2.6 Combinador de banda-passante com acoplador híbrido

Este combinador emprega o mesmo número e a mesma disposição de combinadores que o descrito no item anterior, à exceção de que os filtros são do tipo passa-banda em série com as linhas de alimentação A e B, notando que ambos os filtros A e B devem ter exatamente as mesmas características de atraso de fase, tanto na banda do canal quanto nas bordas, tendo também exatamente as mesmas características de perda de inserção (atenuação). Usualmente filtros de quatro polos garantem banda passante plana e bom acoplamento para canais de TV com 6 MHz de largura.

Desta forma, o sinal do transmissor é acoplado à porta de entrada, passando sua saída pelas portas A e B, convenientemente defasadas em 90° , cada meia parte do sinal passa por um dos filtros em série, chegando a segunda híbrida, mantendo a defasagem. Como resultado os sinais se combinam, sendo conduzidos até a porta de saída do segundo acoplador. Os sinais dos demais transmissores, aplicados à porta de entrada do segundo acoplador, encontram nos filtros A e B a situação de curto-circuito, desta forma seus sinais são completamente acoplados entre uma e outra linha do acoplador, trafegando até a saída do segundo acoplador.

A figura 5.44 mostra um combinador de dois canais de 6 MHz.

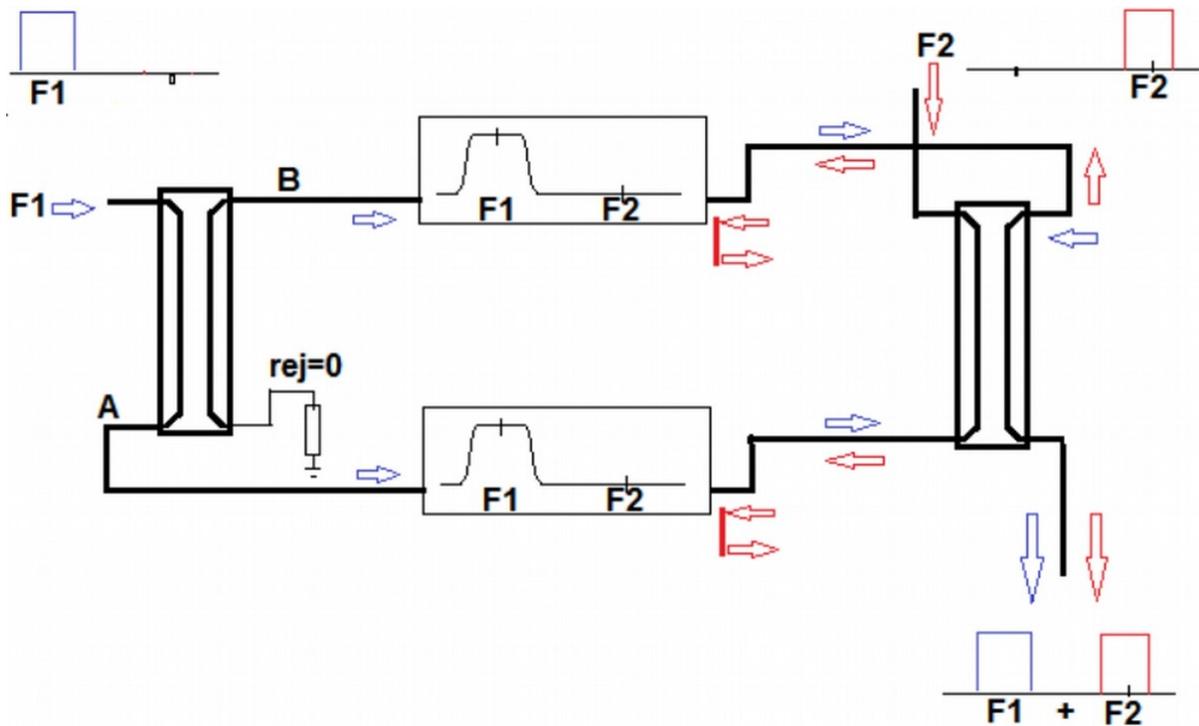


Figura 5.44: Combinador de dois canais de 6MHz para TV Digital

O combinador de banda passante tem como resultado um alto índice de rejeição do sinal entre a porta de entrada do segundo combinador, de banda larga, e a porta de entrada do primeiro acoplador, em passa-banda. Somando-se a rejeição do acoplador híbrido (35 dB) à rejeição para os sinais fora da banda dos filtros A e B, chega-se a números superiores a 80dB de rejeição. O cascadeamento de dois combinadores deste tipo, cada qual acoplando um canal distinto, garante uma separação (teórica) de 120 dB entre transmissores.

5.3.3 O combinador da torre de TV digital

O dispositivo responsável por combinar os seis principais canais de TV digital de Brasília, instalado na torre de TV Digital do Colorado, fabricado pela Spinner, integrado ao sistema irradiante pela Kathrein é formado pela associação de seis unidades básicas de combinador passa-banda, semelhantes às mostradas nas figuras 5.45 e 5.46 [49]:

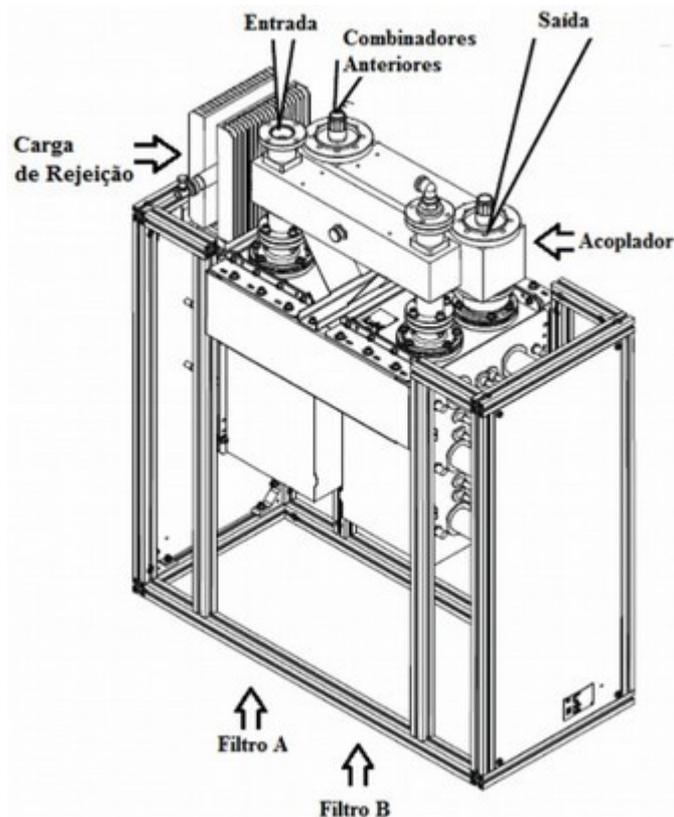


Figura 5.45: Vista em perspectiva de unidade básica de combinador marca Spinner, potência de 3 kW.

A figura 5.46 mostra as dimensões e a vista em primeiro diedro do combinador.

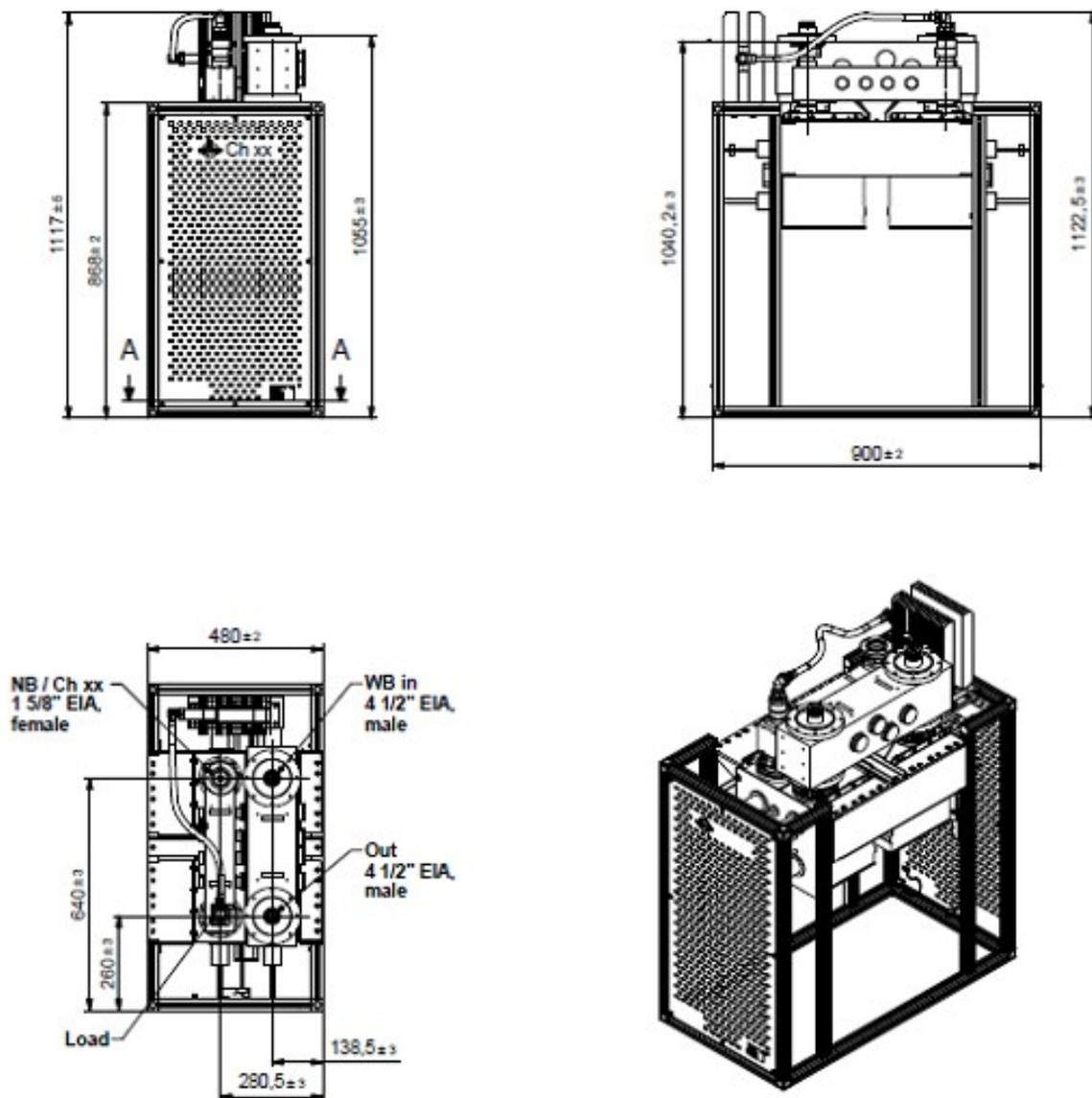


Figura 5.46: vistas e dimensões de unidade básica de combinador da Spinner para 3 kW.

O diagrama simplificado de todo o combinador de 6 canais, é mostrado na figura 5.47. Existe uma sonda com wattímetro para cada entrada, uma sonda com amostras via acoplador direcional (30dB) em cada transição entre um conjunto de filtros e o seguinte, e existem sondas e wattímetro na saída geral do combinador.

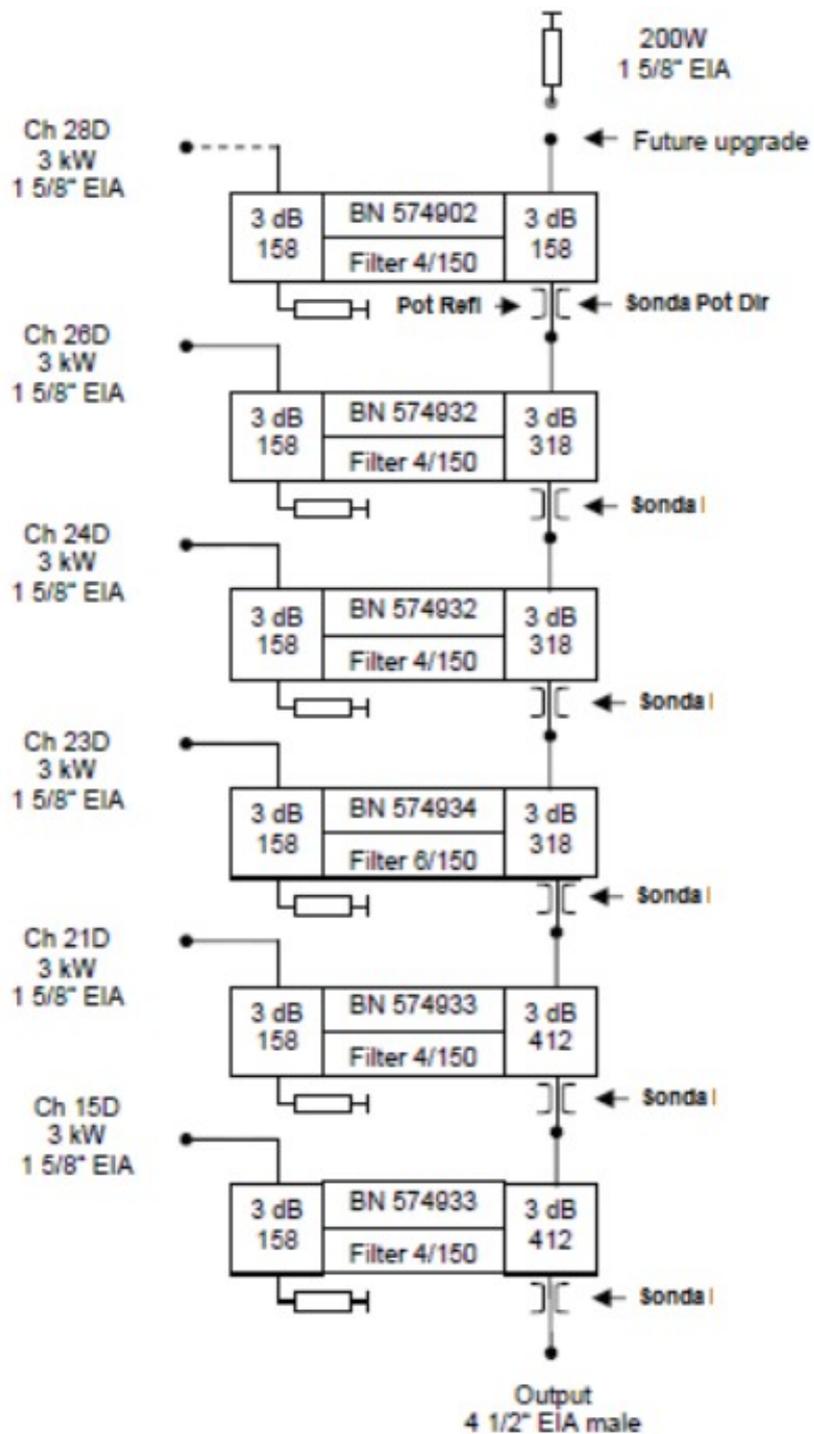


Figura 5.47: Diagrama do combinador de 6+1 canais da estação do Colorado – DF

A figura 5.48 mostra uma vista em perspectiva das seis unidades de combinador a serem conectadas em cascata.

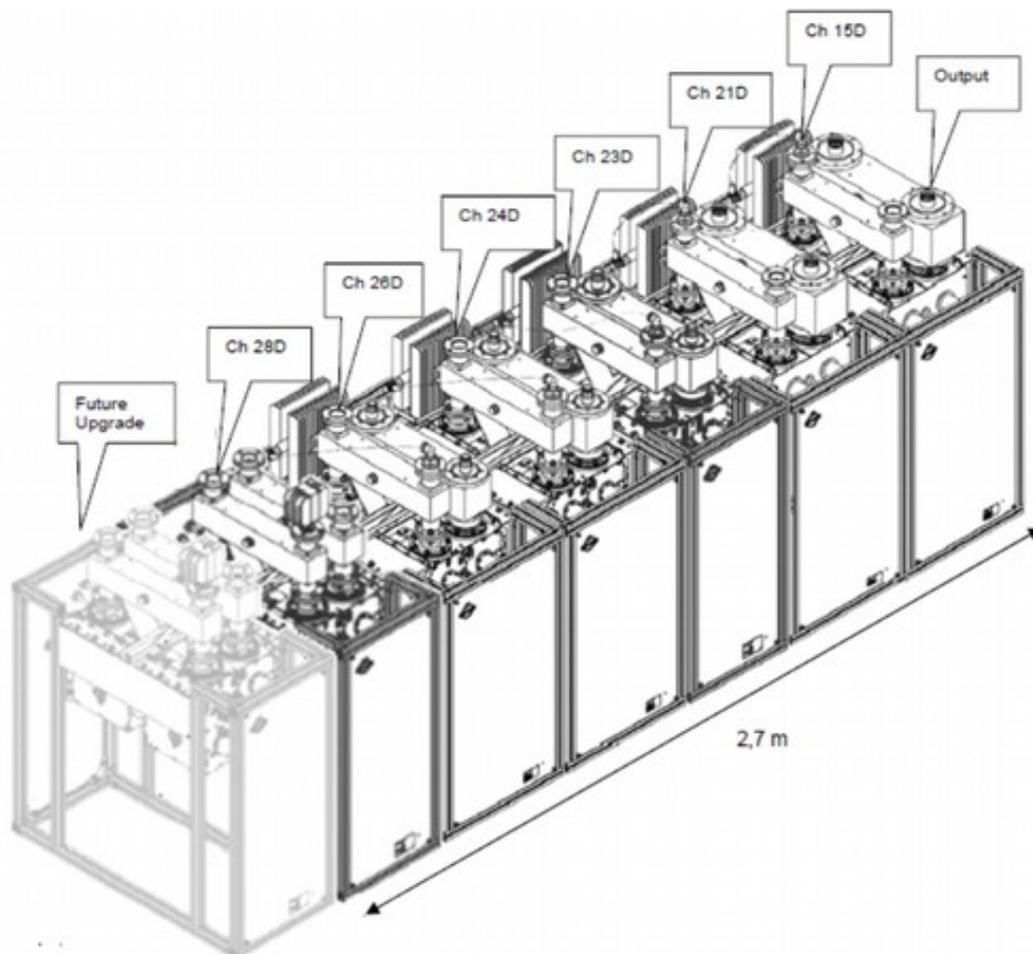


Figura 5.48: ista em perspectiva do combinador de seis canais da estação de TV Digital do Colorado – DF.

5.3.3.1 A montagem e aferição dos combinadores principal e reserva da Torre de TV Digital de Brasília

A seguir, mostramos alguns detalhes da montagem física dos dois combinadores (A e B) da estação, a conexão entre cada peça (híbrido de entrada + filtros + híbrido de saída) em cascata, utilizando-se linhas rígidas coaxiais de 50 ohms. A figura 5.49 mostra o combinador sem as tampas, onde é possível verificar os filtros e seus pontos de ajuste. A figura 5.50 mostra as peças dos combinadores conectados em cascata, seguindo as duas linhas rígidas de saída



Figura 5.49: Combinador sem as tampas com vista para os filtros.



Figura 5.50: Combinador A (frente) e combinador B (fundos)

A cada porta de entrada é conectado um wattímetro, o qual mede a potência inserida no combinador e a potência refletida, do combinador ao respectivo transmissor. Da mesma forma à saída do combinador é montado um wattímetro o qual mede a potência combinada entregue à antena, e a potência refletida, oriunda da antena. O wattímetro é composto por uma seção de linha coaxial, inserida em série com o ponto a ser medido. Acoplado à linha coaxial estão duas sondas, que medem a potência direta e refletida, conforme descrito anteriormente. As

tensões de amostra das sondas são levadas até os painéis de medição remotos, sendo também interfaceadas com sistemas de automação e telemetria. A figura 5.51 mostra a secção de linha (*true-line*), com as sondas conectada à saída principal (EIA 4 1/8") do combinador. A figura 5.52 , mostra o painel remoto contendo os instrumentos de visualização dos wattímetros de entrada e saída.



Figura 5.51: Secção *true-line* e sondas para wattímetro na saída principal do combinador A.



Figura 5.52: Painel de wattímetros com as medidas de cada entrada e da saída geral dos combinadores A e B.

A cada entrada e a cada saída de cada combinador, são intercalados acopladores direcionais com sondas de 30dB, com a finalidade de permitir pontos de medida e aferição de espectro antes e depois de cada combinador. A figura 5.53 mostra uma secção de linha de 3 e 1\8” com os acopladores e sondas.



Figura 5.53: Sonda de potência direta e refletida em cada uma das seis entradas de cada combinador

A figura 5.54 mostra a carga não-irradiante (esquerda) e o *patch-pannel* (direita), o qual permite conectar-se o combinador A na antena A e o combinador B na antena B. Permite conectar ou o combinador A na carga não irradiante, ou o combinador B na carga, enquanto o outro combinador permanece conectado à sua antena. Permite também conectar-se o combinador A na antena B, e vice-versa. Todas essas combinações são prováveis de uso em situações em que se necessite realizar manutenção, substituição ou aferições em um ou outro combinador, uma ou outra antena



Figura 5.54: Carga não irradiante de 20 kW (esq) e *patch-panel* de saída.

5.3.3.2 A aferição do sistema irradiante e do combinador

Durante 5 dias, no mês de março de 2014, realizaram-se medidas de aferição do comportamento elétrico dos dois combinadores (A e B), do *patch*, dos dois conjuntos de cabo e antena A (superior) e cabo e antena B (inferior).

A Kathrein tem como norma que o mesmo especialista em antenas acompanhe o processo de fabricação, ajuste em fábrica, montagem e ajuste a campo. Para o presente conjunto, o Engenheiro Roland Manner acompanhou todo o processo, sendo que os técnicos das emissoras e outros interessados puderam acompanhar o processo de aferição do sistema e receber informações básicas sobre o funcionamento de todas as partes do conjunto.

Um rigoroso certame de medidas foi realizado, visando aferir o rendimento das partes individuais do conjunto, seguindo os passos:

- 1) aferição da perda por inserção e perda de retorno (VSWR ou ROE) da antena A e B,
- 2) aferição das perdas de inserção da antena A e B com seus respectivos cabos de subida.
- 3) aferição do combinador A e B.
- 4) aferição do conjunto final, todas as partes conectadas.

As antenas A e B foram aferidas em fábrica, no interior da câmara anecóica, apresentando cada uma perda de retorno de 30dB, após o içamento, cada antena apresentou perda de retorno de 26 dB (antena A) e 25 dB (antena B). A medida fora realizada com o emprego de *vector network analyser* à entrada de cada antena, e pode apresentar erros por ser mascarada pelos próprios sinais já transmitidos nos canais de trabalho, pelos sistemas provisórios das emisoras. Realizado ajuste fino na entrada de cada conjunto, conseguiu-se a seguinte perda de retorno:

Antena A = 30 dB

Antena B = 29 dB

Após, desceu-se o instrumental e se conectou o cabo de 220 metros em série com cada antena, onde obteve-se a medida de perda de retorno de:

Antena A + cabo = 26 dB

Antena B + cabo = 25 dB

Aferiu-se a perda de inserção de cada cabo, bem como sua impedância, estando cada cabo terminado por carga fantasma de 50 ohms, o cabo cumpriu o especificado pelo fabricante, ou seja, perda de inserção de 0,6 dB e perda de retorno de 45 dB.

Este fora o conjunto de aferições e ajustes possível de ser feito com o sistema a frio (baixa potência ou 10 mW), as aferições a quente (potência nominal máxima de 18 kW) serão feitas a posterior. É expressamente vetado qualquer tipo de ajuste com o sistema operando a quente, dados aos riscos de descasamentos e consequentes faiscamentos que as partes podem sofrer, se ajustadas com potência nominal.

O próximo passo será a aferição das duas unidades de combinador (A e B).

O combinador A, após montado, foi aferido com instrumental, sendo gerado sinal na frequência de cada um dos seis canais, injetado à porta de entrada correspondente, e medido na saída geral do combinador. As aferições compreendem medidas de perda por inserção entre a entrada e a saída, perda por retorno ou VSWR apresentada à cada porta de entrada (e conseqüentemente aos transmissores que serão ligados à estas), bem como medidas de impedância (gráfico de Smith). A figura 5.55 mostra a curva de resposta, com a perda por inserção, do canal 15D (EBC). A figura 5.56 mostra o *Vector Network Analiser* sendo preparado para plotar as impedâncias ao longo do canal, no gráfico de Smith.

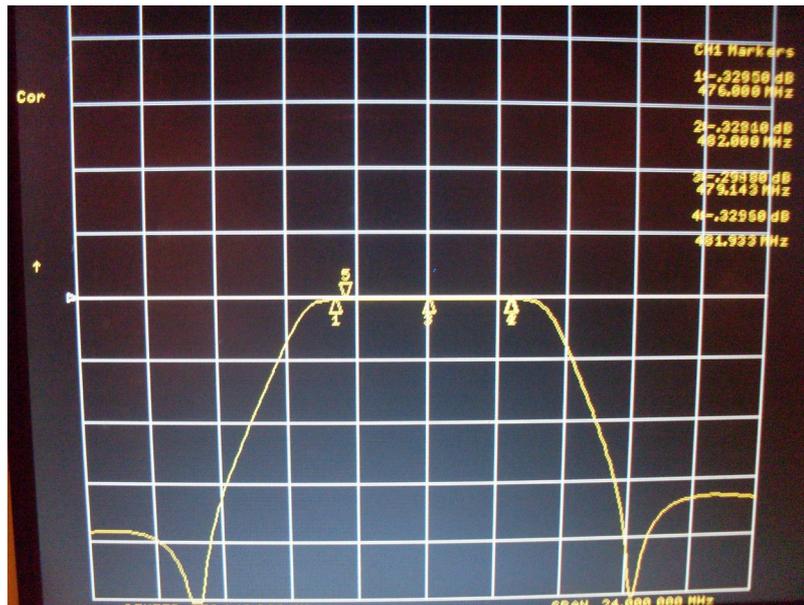


Figura 5.55: Curva de resposta do canal 15 inserido no combinador A

A seguir vemos o VNA sendo aferido com o auxílio de uma impedância padrão de $50+j0$ ohms, momento em que o gráfico aponta ao centro da carta de *Smith*.

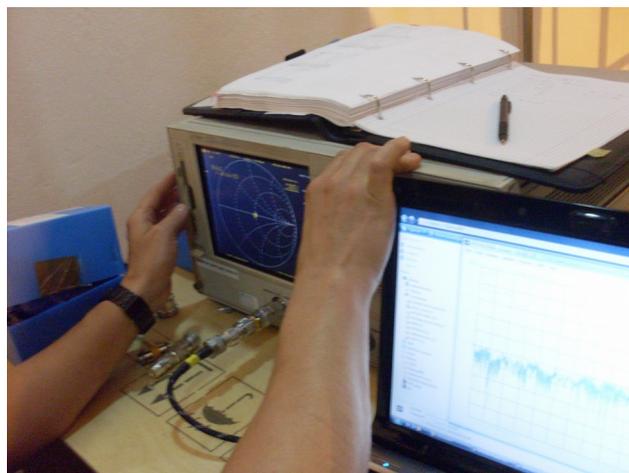


Figura 5.56: Preparando o VNA para traçar a curva de impedância (gráfico de Smith)

Os ajustes dos filtros e dos acopladores híbridos é todo feito em fábrica, porém, após a montagem em campo, na qual são aplicadas linhas coaxiais rígidas, verificamos que os joelhos de 90° utilizados nas conexões apresentam descontinuidades de impedância, para isso, cada joelho conta com uma compensação capacitiva da componente indutiva da impedância (+J) inserida de forma indevida. Com isso, fez-se necessário reajustar (de forma fina) todas as impedâncias das conexões. Chamamos a atenção para o fato de que, antes dos ajustes, as perdas por inserção e reflexão acrescentadas pelos vários joelhos eram levemente maiores que as mesmas perdas acrescentadas por todo o combinador. A figura 5.57 mostra um desses pontos de ajuste, a figura 5.58 mostra o traçado do gráfico de *Smith*, o qual expressa da descontinuidade de impedância em função da frequência.

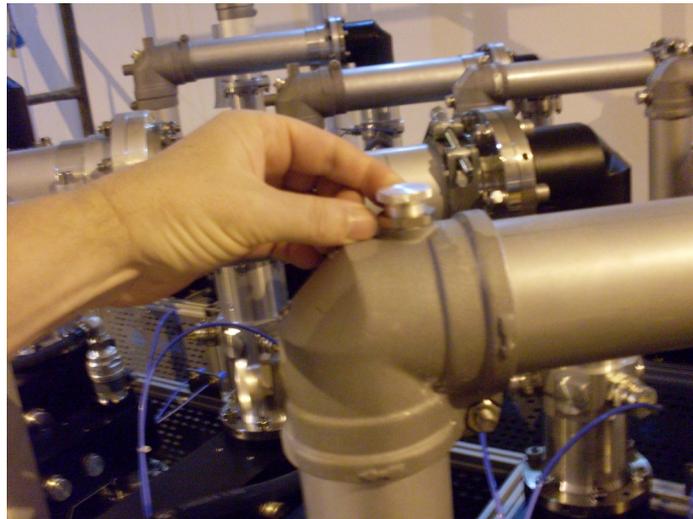


Figura 5.57: Ajuste fino para compensar descontinuidade de impedância acrescida pelo joelho coaxial

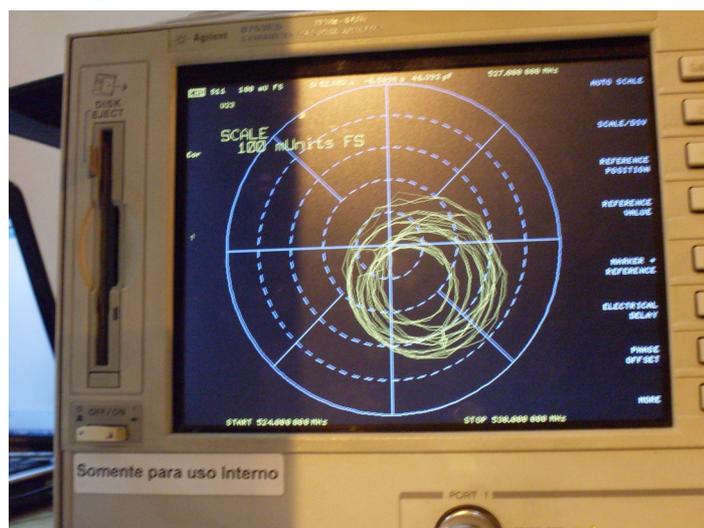


Figura 5.58: Gráfico de Smith expandido, plotando as descontinuidades de impedância ao longo da faixa de frequência.

O coeficiente de onda estacionária, do combinador acrescido das linhas e do patch-pannel, obtidos após todos os ajustes, são mostrados na tabela 5.1 :

Tabela 5.1:Medidas de perda de retorno do combinador A.

Canal	Frequência (MHz)	Perdas de Retorno (dB)			VSWR
		Combiner+carga	Combiner+linhas	Combiner+linhas+antena	
28D	554 – 560	41	38	>22	1.16
26D	542 – 548	40	37	>21	1.20
24D	530 – 536	38	35	>19	1.24
23D	524 – 530	38	35	>19	1.24
21D	512 – 512	35	33	>20	1.22
15D	476 – 482	32	26	>18	1.30

Deve-se observar que as medidas com o combinador conectado à antena sofrem erros causados pelos sinais transmitidos no ar, captados pela antena e misturados ao instrumento (*vector network analyser*), por isso, são esperados valores melhores que os medidos. As medidas válidas apontadas na terceira e quarta colunas, para o canal 21, 23 e 24, ficaram aquém da expectativa, sendo retocados novamente os joelhos, conseguiu-se todas as marcas melhores que 38dB.

Já a perda por inserção, onde é injetado um sinal na porta de entrada de cada canal, e lido à saída principal, com o combinador acrescido das linhas e patch, devidamente ajustadas, nos deu o resultado apresentado na tabela 5.2 :

Tabela 5.2: Perda por inserção do combinador e conexões

Canal	Frequência (MHz)	Perda por inserção (dB)*
28D	554 – 560	0,5
26D	542 – 548	0,45
24D	530 – 536	0,4
23D	524 – 530	0,65
21D	512 – 512	0,3
15D	476 – 482	0,25

*medida realizada entre a entrada de cada canal e a saída principal

O principal parâmetro, alvo das investigações deste trabalho, é o acoplamento entre canais subsequentes, pois todas as teorias afirmam que o emprego de combinador garante uma isolamento entre canais, superior à obtida com o emprego de antenas discretas. Um conjunto de medidas foi realizado para satisfazer esta dúvida. A isolamento entre canais é indicado na tabela 5.3 :

Tabela 5.3: Isolação entre entradas ou isolação entre transmissores

Isolação entre canais subsequentes*	Isolação (dB)	Isolação para saída broadband	Isolação (dB)
Ch 15 (in) Ch 21 (out)	65	Ch 15 (in) porta broadband (out)	46
Ch 21 (in) Ch 23 (out)	56	Ch 21 (in) porta Broadband (out)	48
Ch 23 (in) Ch 24 (out)	37	Ch 23 (in) porta Broadband (out)	38
Ch 24 (in) Ch 26 (out)	56	Ch 24 (in) porta Broadband (out)	45
Ch 26 (in) Ch 28 (out)	61	Ch 26 (in) porta Broadband (out)	47
		Ch 28 (in) porta broadband (out)	56
* Isolações entre entradas do combinador A			

Como o citado anteriormente, a marca de 37dB de isolação entre os canais 23 e 24 fora melhorada para 45 dB após novo ajuste das impedâncias dos joelhos.

5.3.4 Isolação entre antenas em instalações discretas:

Segundo a bibliografia consultada [56] [57], é necessário espaçamento de 6 metros entre antenas para obter-se isolação de 35dB entre elas, já ,segundo o estudo da Kathrein [58], para se obter separação de 35 dB entre duas antenas de polarização horizontal, dispostas verticalmente uma sobre a outra, necessitamos separá-las de 7λ , ou seja, 3,5 metros em UHF. Dobrando-se a distância, acrescenta-se 6dB de isolação, ou seja, para bom aproveitamento da secção de uma torre, montando as antenas separadas por um ou dois metros uma da outra, dificilmente se consegue isolação melhor que 35 dB entre antenas

5.3.5 Conclusões sobre o desempenho do combinador

Frisamos que o desempenho teórico de um sistema combinado de vários transmissores como o descrito anteriormente, assim como seu desempenho prático após ajustes, é muito superior em termos de separação entre transmissores e de consequente produtos de intermodulação e batimentos, que os sistemas que utilizam uma antena por canal.

Do ponto de vista mecânico, um sistema de antena única ocupa muito menos área de secção de torre, tem menor peso e exerce menor tração de vento, ou seja, é muito mais vantajosos mecanicamente.

5.4 A ESTAÇÃO RETRANSMISSORA DO GAMA-DF

As simulações indicaram que a região do GAMA-DF não seria coberta com sinal transmitido desde a estação do Colorado-DF, com isso, optou-se por instalar uma estação retransmissora em MFN (*multiple frequency network*) localizada na entrada da localidade, contando com antena direcional para transmissão, operando no canal 13 VHF (canal reservado à EBC). A estação opera com um transmissor de 100 watts de potência nominal, o cabo empregado é do tipo 1 e 5/8", com 45 metros de comprimento, dando uma atenuação de 0,43 dB. A antena transmissora é do tipo log-periódica e propicia um ganho de 10 dBi. A antena está apontada na direção de 165 graus (sul), seu ângulo de meia potência é de 54 graus, e está instalada a 40 metros de altura do solo.

Desta forma, a estação transmissora do canal 13D (digital) irradia uma potência de 0,5 kW ERP na direção de 165 graus.

A figura 5.59 mostra os transmissores principal e reserva.



Figura 5.59: Transmissores do canal 13 Digital, 100 watts, da retransmissora do Gama-DF

A figura 5.60 mostra a antena log-periódica.



Figura 5.60: Antena log-periódica (acima) de transmissão do canal 13D no Gama –DF

Empregou-se um receptor do tipo IRD (*integrated receiver and decoder*) para receber o canal 15 desde a estação do Colorado, decodificar o sinal, fornecendo um *Transport Stream* contendo os TSP do serviço one-seg e full-seg. O TS foi remultiplexado, recebendo tabelas locais referentes ao canal 13 e aos esquemas de modulação empregados na estação retransmissora.

A figura 5.61 mostra o diagrama em blocos da retransmissora

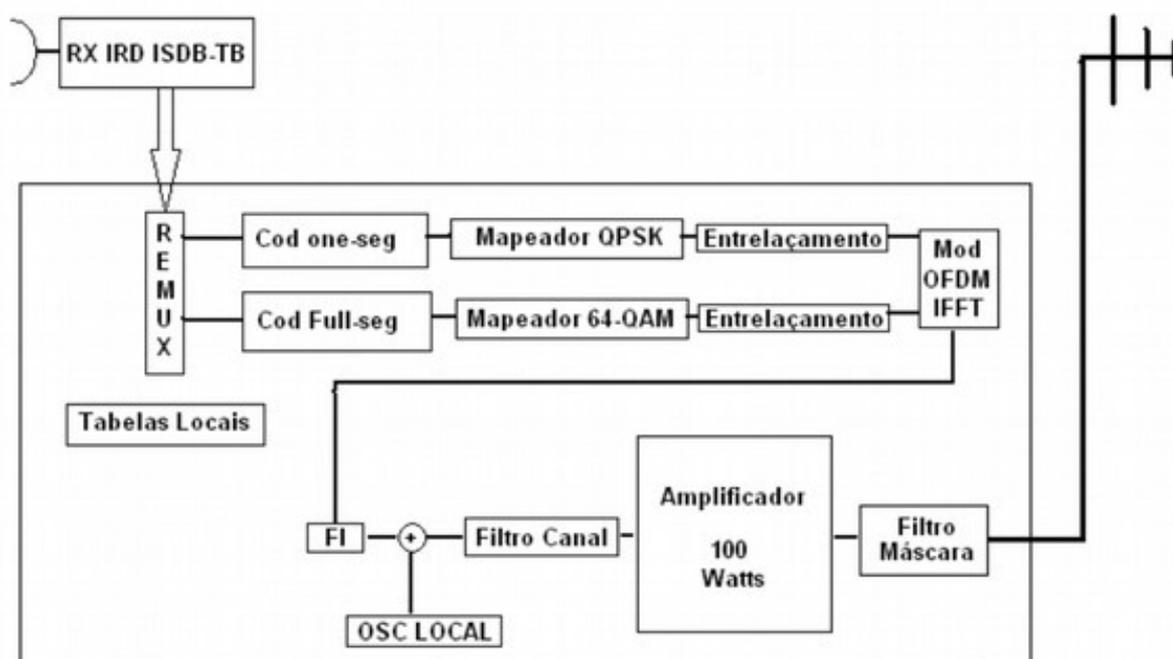


Figura 5.61: Diagrama em blocos da retransmissora do canal 13 no Gama – DF

5.5 TIPOS DE POLARIZAÇÃO EMPREGADOS EM TV DIGITAL

Inicialmente, a TV Digital foi pensada como uma adaptação da TV Analógica, a qual utilizava nos seus primórdios apenas polarização horizontal, e em raros casos, polarização circular.

Todas as simulações que rezam as normas, e que empregam o modelo ITU-R P.1546, consideram como potência ERP o pior caso, ou seja, a composição vetorial entre componente horizontal e vertical da antena. A lei permite o uso de polarização horizontal, elíptica, ou no pior caso, circular (50% vertical e 50% horizontal). O projetista deve levar em consideração, em suas simulações, as informações de ganho composto (vertical acrescido vetorialmente ao horizontal) informadas pelo fabricante da antena.

Inicialmente, pensou-se em utilizar algum percentual de polarização vertical, com o intuito de suprir a necessidade de recepção dos dispositivos móveis, cuja antena de fio fica na vertical. Como as componentes produzidas por espalhamento, de um sinal originalmente horizontal, e re-radiado na vertical, suprem as necessidades de recepção óvel, e também, muitos dispositivos moveis contam com antena de *stripline* sensível a ambas as polarizações, acabou preterindo-se essa premissa.

A utilização de componente vertical para suprir com sinal regiões dificilmente atingidas com componente horizontal, dado aos mais variados fenômenos de propagação, ainda é uma incógnita e algo novo em televisão digital. A lei permitindo o emprego destas polarizações, abre precedente para que se pesquise e experimente essa solução.

5.6 CUSTOS E IMPLICAÇÕES DA TRANSIÇÃO PARA O SISTEMA DIGITAL

A transição do sistema analógico para o digital, ocorrida na forma da implantação do sistema ISDB-TB e manutenção do sistema analógico em simulcast (transmissão simultânea até 2018), demandou investimentos e acarretou impactos consideráveis nas ações operacionais e de engenharia de ma emissora de TV.

O primeiro impacto ocorreu junto aos equipamentos de produção de TV, os estúdios e a forma de fazer TV em alta definição. Vasta bibliografia foi produzida, por meio de dezenas de dissertações e teses, tratando dos cuidados na produção de TV de alta definição. Mudanças na iluminação, maquiagem contendo microesferas de vidro para dar um tom perolizado na pele,

cuidados com detalhes de cenário que antes não eram percebidos, uso de lentes mais precisas com menos aberração cromática e com maior profundidade de foco e de operação bem mais criteriosa, se fizeram sentir nos estúdios dos jornais e nas cidades cenográficas.

A troca de toda a plataforma de tráfego de sinal, antes na forma de sinais elétricos em tempo real, passou a se dar, na maioria dos casos, na forma de arquivos transitando entre pesados computadores. O armazenamento dos programas em fita (mídia física) fora substituído por grandes bancos de HDs, robótica de dados do tipo LTO-4 e espaços locados na nuvem (*cloud computing*). Os velhos arquivos de fitas, centros de documentação, ferramentas de biblioteconomia informatizada desenvolvidas nas próprias emissoras para localização de material pré-gravado, foram substituídas por softwares de gestão e localização de conteúdos, conhecidos como MAM (*mídia ascept management*), de padrão internacional. O uso de enlaces de satélite e fibra óptica, além de *backbone* de alta capacidade, substituíram os antigos links, garantido tráfego entre emissoras em velocidade mais alta que o tráfego de material analógico em tempo linear. Essas modificações impactaram a vida operacional de uma emissora, gerando mudanças drásticas de cultura e gestão operacional. Todo um esforço das equipes de engenharia demandou a atualização dos recursos humanos, além do planejamento e execução da implantação dos novos parques técnicos em alta definição.

A área de transmissão também sofreu seu impacto, porém, bem menor, pois o sistema analógico não foi desligado, e paralelo a este, fora implantado o sistema de transmissão digital. O planejamento da inclusão de canais digitais no plano básico da Anatel, abordado no capítulo 3 desta dissertação, feito como base nos níveis de potência existentes nos sistemas analógico, acarretou esforço complementar em preencher as áreas de cobertura, antes incipientes no sistema analógico, com retransmissoras em SFN (*single frequency network*) e com transmissores mais potentes ou locais de transmissão melhores situados geograficamente. Redes inteiras de retransmissoras MFN (em diversos canais) foram substituídas pelo país afora.

Além do impacto técnico-operacional, as emissoras tiveram de investir pesado na aquisição de equipamentos. Uma parte deste investimento teria de ser efetivado ao longo do tempo por conta de atualização tecnológica do sistema analógico. Mesmo assim, todo e qualquer subsídio econômico aplicado na transição para o digital, não teria retorno na venda de anúncios publicitário. Seria necessário investir pesado, apenas para modernizar as

emissoras, garantido longevidade e qualidade em competitividade ao modelo de negócios de fazer televisão.

Neste trabalho, através das tabelas 5.4 e 5.5, apontamos os custos de equipamentos de transmissão analógico e digital. Note-se que a linha “acessórios” das tabelas reflete os custos dos acessórios descritos no item 4.6 desta dissertação.

Tabela 5.4: Custo de transmissores Analógicos e acessórios

	Custos de Instalação Transmissão Analógica		
	Cidade pequena	Cidade média	Metrópole
Transmissor	500W	5kW	20 kW
	R\$ 45.000,00	R\$ 250.000,00	R\$ 1.400.000,00
Antena	R\$ 8.000,00	R\$ 45.000,00	R\$ 300.000,00
Acessórios	R\$ 5.000,00	R\$ 120.000,00	R\$ 320.000,00
Total	R\$ 58.000,00	R\$ 415.000,00	R\$ 2.020.000,00

Tabela 5.5: Custo de transmissores Digitais e Acessórios

	Custos de Instalação Transmissão Digital		
	Cidade pequena	Cidade média	Metrópole
Transmissor	100W	1 kW	5kW
	R\$ 268.000,00	R\$ 392.000,00	R\$ 1.040.000,00
Antena	R\$ 22.000,00	R\$ 55.000,00	R\$ 500.000,00
Acessórios	R\$ 120.000,00	R\$ 240.000,00	R\$ 520.000,00
Total	R\$ 410.000,00	R\$ 687.000,00	R\$ 2.060.000,00

Peculiarmente, o custo para implantação dos transmissores ISDB-TB em pequenas emissoras aumentou drasticamente, graças aos valores dos dispositivos digitais (encoder, mux, moduladores, softwares e licenças), e também graças aos custos dos monitores digitais inclusos nos acessórios (descritos no subitem 4.6.7). Para grandes emissoras, os valores de investimento em renovação de equipamentos analógicos são muito próximos dos valores a serem investidos na migração para o sistema digital.

Com todas as implicações, a transição do analógico para o digital se deu de forma não traumática, graças ao grande planejamento e ao largo espaço de tempo despendidos no processo.

Dentro da EBC, não fora diferente. O maior investimento concentrou-se na implantação de cinco estúdios digitais em Brasília, três no Rio de Janeiro e dois em São Paulo. Uma rede de oitenta computadores específicos para edição de vídeo, além de equipamentos de captação

(câmeras, caminhões de externa), fora adquirida para dar suporte à produção basicamente jornalística da empresa. A aquisição de novos programas, construção de convênios com parceiros e produtoras canalizou os recursos disponíveis à montagem de uma grade de programação mais atraente. Finalizando, o projeto da EBC como emissora líder do sistema público de TVs, encontra-se, em 2015, em fase adiantada de finalização.

O rescaldo das implantações ainda se faz sentir em todas as emissoras do Brasil, e a operação dos parques técnicos digitais, demandará de mão de obra especializada pelos próximos 20 anos, mantendo o mercado de trabalho aquecido.

6 MODELOS DE PROPAGAÇÃO

No presente capítulo, descreve-se os modelos de propagação básicos, necessários ao entendimento do modelo oficial dado pela recomendação ITU-R P.1546, o qual é utilizado para prever o alcance de uma emissora. O entendimento dos modelos de propagação é necessário para estimar o alcance da emissora e a intensidade dos canais interferentes, quando do licenciamento, descrito no capítulo 3 desta dissertação.

Necessita-se entender os modelos de propagação, e o modelo oficial, para cumprir o objetivo deste trabalho, mostrado no capítulo VII, que é aferir a cobertura real da emissora do Colorado-DF e da retransmissora do GAMA-DF, descritas nessa dissertação, e verificar as lacunas de cobertura resultantes.

Os modelos de propagação para radiodifusão digital são objetos de estudos e pesquisas em várias instituições, porém, o modelo oficial, como salientado, é o ITU-R P.1546.

6.1 MODELOS DE PROPAGAÇÃO PARA RADIODIFUSÃO

De forma genérica, a construção dos modelos de propagação se divide em duas formas:

- Modelos Físicos: são baseados em propriedades físicas da onda, como a propagação livre, reflexão, refração, dispersão, difração e outros.
- Modelos Empíricos: são baseados em medidas práticas, análises estatísticas e ponderações experimentais.

Quanto à análise de um sinal propagante, ela pode ser feita de dois modos:

- Modo ponto-a-ponto: é analisado o enlace transmissor-receptor.
- Modo ponto-a-área: é analisada a iluminação da área geográfica pelo transmissor.

Em telecomunicações, por meio dos modelos de propagação ponto-a-ponto, no projeto e instalação de radio-enlaços, usualmente se analisam as conexões entre transmissor e receptor empregando como grandeza a potência radiada (watts), e também a noção de densidade de potência dada por watts / metro quadrado e seus submúltiplos (dBmW/m²):

Em radiodifusão, onde são empregados os modelos de propagação ponto-à-área, dos quais destacamos os modelos ITU-R P1546 e o modelo FCC, utiliza-se como grandeza para a medida do campo elétrico disponível em uma determinada região geográfica a intensidade dada em volts por metro e seus submúltiplos ($\text{dB}\mu\text{V/m}$).

Revisaremos as relações existentes entre potência radiada e campo elétrico, de forma mais atenta, evitando fórmulas prontas, para melhor entender essa relação.

Um sistema de comunicação sem fio subentende a existência de transmissor e receptor.

Usualmente a potência entregue por um transmissor à antena é dada em watts. Já no receptor, após a antena de recepção, entregue sobre sua impedância característica de entrada (50 ou 75 ohms), podemos verificar a grandeza do sinal elétrico recebido tanto em potência (watts) quanto em tensão (volts).

Tipicamente encontramos em catálogos de fabricantes de receptores o valor mínimo da potência para que o receptor decodifique a informação sem perdas. Por exemplo:

Sensibilidade do receptor (nível de recepção mínima) = -82dBm (ou seja, o receptor decodifica o sinal com potencia igual ou superior à -82dBm entregue à carga de 50 ohms em sua entrada).

Desta forma, é fácil calcular o rendimento de um enlace ponto-a-ponto, estimando a atenuação obtida no trajeto do enlace, partindo da potência de transmissão, considerando as perdas de propagação e a sensibilidade mínima do receptor.

Porém, para o planejamento de um sistema de radiodifusão, se emprega o modelo de propagação ponto-a-área, onde se parte da potência do transmissor para se estimar o campo elétrico disponível em uma determinada região. Neste caso não se empregam receptores para se considerar o fechamento do enlace, mas sim, se consideram formas típicas hipotéticas de recepção, como veremos adiante, ou seja, uma estimativa média da forma de recepção típica.

Assim, para estimar a tensão ou potência entregue à entrada do receptor hipotético (sobre a $Z_{in}=75$ ohms), se considera uma abertura (ou área) efetiva da antena, a qual é dependente em frequência, além dos parâmetros de recepção como ganho de antena, sua altura e a atenuação do cabo descida.

A tabela 6.1 é um resumo das unidades tipicamente empregadas:

Tabela 6.1: Grandezas usadas em telecomunicações versus grandezas usadas em radiodifusão.

Aplicação	Telecomunicações	Radiodifusão
Modelo	ponto-a-ponto	ponto-à-área
Grandeza	densidade de potência	Campo Elétrico
Unidade	dBmW/m^2	dBuV/m
Recepção	receptor conhecido	receptor hipotético

Na sequência deste trabalho vamos analisar os resultados obtidos por simulação, posteriormente verificados na prática (por meio de medidas de intensidade de campo) na área coberta pelo canal 15D transmitido desde o alto do Colorado em Brasília, bem como o sistema complementar de transmissão do canal 13 (TV Brasil) e canal 20 (emissora comercial) na cidade do Gama-DF.

Todo o raciocínio será dado em campo elétrico ($\text{dB}\mu\text{V/m}$), será calculada e verificada a intensidade deste, sendo analisado o comportamento dos vários tipos de recepção hipotéticos e reais.

Os modelos de propagação para radiodifusão empregado para o projeto legal de emissora no Brasil, adotado pela Anatel, é o ITU-R P.1546, o qual prevê um campo elétrico sobre unidades de área, ou no mínimo sobre um setor ou radial desta.

Para entendermos melhor o modelo ITU-R P.1546, é necessário termos uma noção dos modelos básicos a partir dos quais aquele foi construído.

6.1.1 O modelo de propagação no espaço livre

O modelo de propagação mais simples é dado pela atenuação da onda eletromagnética no espaço livre [59] [60]. É o modelo físico e determinístico básico, que serve como referência a todos os demais, pois determina o nível máximo que um sinal pode atingir, após ser radiado e percorrer uma determinada distância. O modelo de propagação chamado “espaço livre” possibilita calcular a potência transferida a um ponto distante no espaço livre, sem nenhum obstáculo no caminho.

A atenuação no espaço livre advém de:

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (6.1)$$

$$P = \frac{|E|^2}{\eta} \quad (6.2)$$

$$E = \sqrt{P\eta} \quad (6.3)$$

Da fórmula de Friis temos:

$$P = \frac{P_{tx}}{4\pi d^2} \quad (6.4)$$

Substituindo:

$$E_{(V/m)} = \sqrt{\frac{P_{tx(w)}\eta}{4\pi d_{(m)}^2}} \quad (6.5)$$

Sendo que a impedância intrínseca do meio é dada por $\eta \cong 120\pi$, teremos::

$$E_{(V/m)} = \sqrt{\frac{30P_{tx(W)}}{d_{(m)}^2}} \quad (6.6)$$

Transformando para dB teremos:

$$E_{(dB\mu V/m)} = 120 + 20\log E_{(V/m)} \quad (6.7)$$

$$E_{(dB\mu V/m)} = 120 + 20\log\sqrt{\frac{30P_{TX}(W)}{d^2(m)}} \quad (6.8)$$

Até aqui a fórmula de Friis se apresenta independente da frequência empregada na transmissão. Se considerarmos uma perda geral dada por L_p teremos:

$$E_{(V/m)} = \sqrt{\frac{P_{tx}(W)\eta L_p}{4\pi d^2(m)}} \quad (6.9)$$

Onde L_p é a atenuação geral dada pelo modelo de propagação em estudo, que expressa em um primeiro momento, as perdas em função da frequência utilizada, seguida pelas perdas em função da curvatura da terra, dadas pelo modelo de terra livre, da atenuação causada pelo tipo de terreno e suas edificações, vegetação, difração em obstáculos, dispersão em gumes de faca e outros.

Dessa forma, escrevendo a equação em função de logaritmo teremos:

$$E_{(dB\mu V/m)} = 120 + 20\log\sqrt{\frac{30P_{tx}(W)}{d^2(m)}} + L_p(dB) \quad (6.10)$$

Notando que L_p é a atenuação dada pelo percurso (em dB negativos).

Através da equação (6.10) dada acima, chegaremos à a intensidade do campo elétrico (7)

- (1) - (7) O modelo de atenuação no espaço livre advém da equação de Friis, e determina o nível máximo determinístico que um sinal pode chegar em um dado ponto distante, sem levar em consideração o índice de refração do meio, a atenuação proporcional à frequência, atenuação por relevo ou por obstáculos. Os valores reais medidos em um ponto distante nunca ultrapassarão o nível apontado pela equação de Friis.

6.1.2 O Modelo terra-plana

É um modelo físico determinístico bastante simples. Para distâncias de até 15 km, a terra pode ser considerada plana.

As antenas de transmissão e recepção estão posicionadas sobre uma superfície não acidentada, sem obstáculos, que se comporta como refletora da onda. Na prática, terrenos planos, campos com vegetação menor que $\lambda/4$ ou desertos e lâminas d'água com ondulações menores que $\lambda/4$, são exemplos bem próximos da situação proposta.

A propagação entre transmissor e receptor assume dois caminhos, um direto (visual) entre as antenas e outro refletido na superfície do terreno.

A potência recebida será a combinação vetorial (soma) dos dois trajetos, o direto e o refletido.

A onda refletida no solo terá uma potência calculada pela equação de Friis, multiplicada por um coeficiente de reflexão ρ , sendo ($\rho < 1$).

O sinal refletido sofre uma defasagem $\Delta\theta$ em relação ao sinal direto, ao se combinarem, resultam em uma equação que determina a atenuação resultante, dada por:

$$L_{tp} = |1 + \rho e^{j\Delta\theta}|^2 \quad (6.11)$$

Onde L_{tp} é a perda dada pelo modelo terra-plana, e é dada em grandeza linear (vezes).

O coeficiente de reflexão no solo é dado pela lei de Snell, conforme a equação (6.12):

$$\rho = \frac{\text{sen}\theta - K}{\text{sen}\theta + K} \quad (6.12)$$

Onde K é dado por:

$$K_h = \sqrt{\varepsilon - \cos^2\theta} \quad (6.13)$$

Sendo que K_h está relacionado à propagação na polarização horizontal e K_v está relacionado à polarização vertical, portanto, não abordado neste trabalho.

Para ângulos menores que 10° e frequências acima de 100 MHz, ρ tende a -1, e a equação (6.11) fica reduzida a:

$$L_{tp} = |1 - e^{j\Delta\theta}| \quad (6.14)$$

6.1.3 O modelo terra plana e as alturas de transmissão e recepção

Na figura 6.1, são consideradas H_{tx} e H_{rx} as alturas de transmissão e de recepção, sendo “d” a distância entre a estação transmissora e o receptor.

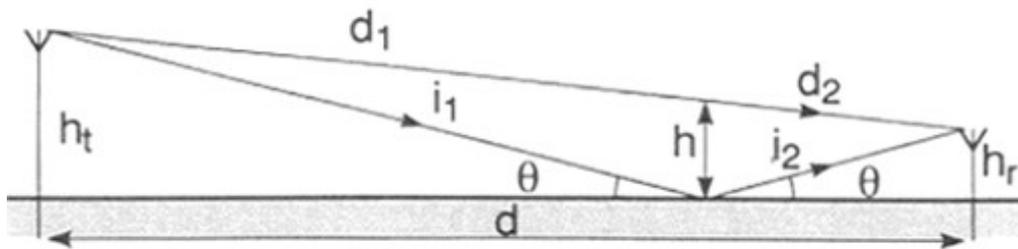


Figura 6.1 Caminho de propagação direto e refletido no solo.

Considerando o atraso entre a onda refletida em relação a onda direta como sendo Δt , a defasagem entre a onda refletida e a onda direta é dada por:

$$\Delta\theta = 2\pi f\Delta t = 2\pi \frac{\Delta d}{\lambda} \quad (6.15)$$

Onde Δd é a diferença entre caminho direto e caminho refletido, sendo:

$$\Delta d = (I_1 + I_2) - (d_1 - d_2) \quad (6.16)$$

E na equação (6.16), I_1 e I_2 são as intensidades, d_1 e d_2 são as distâncias pelos dois caminhos. Dessa forma a equação pode ser escrita em função das alturas e distâncias, ficando:

$$\Delta\theta = \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{h_{tx} + h_{rx}}{d}\right)^2 + 1} - \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{h_{tx} + h_{rx}}{d}\right)^2 + 1} \quad (6.17)$$

Se considerarmos que a altura de transmissão e a altura de recepção são muito menores que a distância entre elas ($h_{tx} \ll d$; $h_{rx} \ll d$), com isso o ângulo de reflexão se torna muito pequeno, logo podemos escrever:

$$\Delta\theta = 4\pi \frac{h_{tx} - h_{rx}}{\lambda d} \quad (6.18)$$

Reescrevendo a equação (6.17) e substituindo-a na equação (6.18) teremos:

$$|1 - e^{j\Delta\theta}| = 2 \cdot |1 - \cos(\Delta\theta)| \quad (6.19)$$

$$|1 - e^{j\Delta\theta}| = 4 \text{sen}^2 \frac{(\Delta\theta)}{2} \quad (6.20)$$

Já que os ângulos de reflexão são geralmente pequenos, podemos empregar a aproximação:

$$\text{sen} \frac{\Delta\theta}{2} \simeq \frac{\Delta\theta}{2} \quad (6.21)$$

Com essa aproximação podemos obter uma equação que expresse um coeficiente de transferência de potência entre as antenas de transmissão e recepção, dado por:

$$L_{h_{rx}/tx} = \left(\frac{h_{tx} \cdot h_{rx}}{d^2} \right)^2 \quad (6.22)$$

Essa relação é conhecida como equação de propagação na terra plana, em decibéis teremos:

$$L_{h_{rx}/tx} = -20 \log_{10} h_{tx} - 20 \log_{10} h_{rx} + 40 \log_{10} d \quad (6.23)$$

Sendo h_{tx} , h_{rx} e d dados em metros.

Resumindo, a equação de terra-plana é de suprema importância na construção teórica dos modelos de propagação e é altamente aplicável nos casos práticos que envolvem o projeto ou a alteração da altura de transmissão ou recepção das instalações reais.

Para enlaces maiores que 15km, a equação de terra-plana passa a ser corrigida por um fator de compensação da curvatura da terra.

Analisando a geometria da figura, bem como as equações (6.19) e (6.20), as quais denotam que a defasagem $\Delta\phi$ é extremamente dependente da frequência, encontramos nessa observação a explicação para os mais contundentes efeitos de multipercurso que afetam a transmissão de um canal de televisão, incidindo de forma ora construtiva, ora destrutiva, porém seletiva em função da frequência.

Como o canal de TV tem 6 MHz de largura de banda, o qual é ocupado (à exceção dos intervalos de proteção) por quase 5000 portadoras (dependendo do esquema de modulação), o multipercurso apontado aqui torna-se consideravelmente danoso, quando comparado aos canais de telecomunicação (telefonia) mais estreitos. A figura 6.2 mostra o espectro do canal de TV com suas 5000 portadoras, sendo assediado por um sinal de multipercurso.

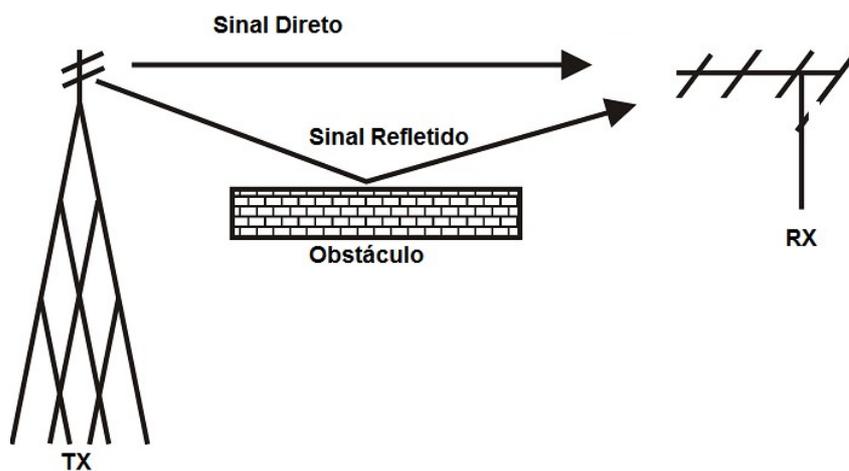


Figura 6.2: Multipercurso com dois sinais (direto + refletido)

A mitigação dos efeitos destrutivos do multipercurso, no sistema ISDB-T, é realizada pelos esquemas de embaralhamento (código de treliça) e pelos esquemas de correção de Viterbi e Reed-Solomon, conforme explicado no capítulo IV deste trabalho.

6.1.4 Modelo de Egli

O modelo de propagação no espaço livre, bem como o modelo terra-plana, servem de base para os demais modelos, porém estes não se detêm com a atenuação em função da frequência, causado pelo meio atmosférico e pela superfície do solo e seus obstáculos.

O modelo de Egli foi um dos primeiros modelos utilizados para predição de propagação em meios urbanos, trata-se de um modelo empírico extremamente simplificado, derivando do modelo de espaço livre e do modelo terra-plana, aplicável às distâncias inferiores a 60 km e a faixa de frequências entre 40 MHz e 800 MHz.

Este modelo melhora a predição, mas ainda possui falhas, como não considerar a curvatura da terra, que se torna um fator relevante e influente em enlaces acima de 15 km de distância.

Outra falha está no fato de negligenciar a inferência do próprio solo como obstáculo pronunciado dentro da primeira zona de Fresnel, para a faixa das frequências entre o canal 2 de VHF (de 54 à 60 MHz) que é o pior caso), e o canal 6 (82 a 88 MHz) que é um caso menos severo.

A presença do solo na região de Fresnel para os canais baixos de VHF será abordada posteriormente, Lembrando que, justamente devido aos severos multipercursos e ao alto ruído impulsivo incidente sobre esta faixa de frequências, evitou-se de empregá-la em TV Digital. Assim, os canais baixos de VHF não são usados para transmissão do sistema ISDB-T.

Finalmente, o modelo empírico de Egli segue a equação [60].

$$L_{egli} = 120 - 20\log_{10}h_{tx} - 20\log_{10}h_{rx} + 40\log\log_{10}d + 40\log_{10}\frac{F}{40} \quad (6.24)$$

Sendo L em dB, H_{tx} , H_{rx} e a distância d em metros, a frequência F é dada em MHz.

6.1.5 Modelo Okumura-Hata

Trata-se de um modelo completamente empírico, constituído inicialmente a partir de medidas realizadas em Tóquio, para as frequências que vão desde 150 MHz até 1,5 GHz.

O modelo leva em consideração a diferença entre o tipo de área sobre a qual propaga o sinal, para cada tipo atribui uma equação diferente:

- a) Área rural: campo aberto, sem árvores altas nem construções, contendo no máximo alguma vegetação a qual deverá ter tamanho menor que $\lambda/4$ da frequência do sinal.
- b) Área suburbana: cidades com casas de até dois andares com telhado, ou seja, com altura inferior à 10 metros, altura típica da antena de recepção,
- c) Área urbana: densamente ocupada, contendo edificações de altura superior a três andares, tipicamente são as regiões de grandes edifícios do centro das cidades.

O usuário do modelo deve indicar manualmente o tipo de área a ser analisada no mapa, depende da sensibilidade do usuário esta indicação bem como a realização de interpolações para situações de densidade intermediária de construções.

Neste modelo são consideradas as alturas da antena de transmissão e da antena de recepção, ambas acima do nível médio do terreno.

O modelo atribui equações diferentes para as faixas de frequência entre 150 MHz e 300 MHz, e para a faixa desde 300 MHz até 1,5 GHz.

A altura de transmissão pode ser de 30 a 200 metros acima do nível médio do terreno. A altura de recepção pode ser de até 10 metros. A distância para o modelo operar satisfatório é de no mínimo 1 km.

Este ainda é um modelo genérico com discrepâncias quando comparado à medidas reais, dependendo também da escolha das equações, como citado anteriormente.

6.1.6 O Modelo COST 231 de Hata

O COST é um comitê de cooperação para pesquisas que envolveu 34 países da Europa. O comitê subsidiou estudos para melhorar a abrangência do modelo Okumura-Hata. Após estas melhorias, o COST 231 de Hata foi empregado para subsidiar a regulamentação do sistema de radiodifusão europeu, através do modelo ITU-R P.1546, adotado por várias agências reguladoras, inclusive a Anatel, e muito próximo do modelo oficial do FCC norteamericano. A seção seguinte deste trabalho se detém em analisar rapidamente o modelo ITU-R P.1546.

Do trabalho de [60] (Wanderley, 2009, p 38) retiramos as equações finais do modelo COST 231, de Hata, o qual prevê que as perdas de propagação sejam dadas por:

$$L(hata) = Ff + B \cdot \log d - E + G \quad (6.25)$$

Onde:

$$Ff = 46,3 + 33,9 \cdot \log F - 13,82 \cdot \log H_{tx} \quad (6.26)$$

Onde F é a frequência central do canal em MHz, H_{tx} é a altura do transmissor sobre o nível médio do terreno, e d é a distância em quilômetros .

$$B = 44,9 - 6,55 \cdot \log H_{tx} \quad (6.27)$$

$$E_{sv} = 3,2 \cdot \log_2 (11,75 H_{tx}) - 4,97, \quad (6.28)$$

Sendo que E_{sv} se aplica para áreas suburbanas ou pequenas cidades e $F \geq 300$ MHz

$$E_{su} = 8,29 \cdot \log_2 (1,54 H_{tx}) - 1,1 \quad (6.29)$$

Já E_{su} se aplica para áreas suburbanas ou urbanas e $F < 300$ MHz

$$E_r = (1,1 \cdot \log F - 0,7) - (1,56 \cdot \log F - 0,8), \quad (6.30)$$

E finalmente, E_r se aplica para áreas rurais. Uma correção adicional é aplicada, sendo:

- $G = 0$, para cidades médias e áreas suburbanas;
- $G = 3$, para áreas urbanas de alta densidade (prédios acima de 3 andares).

Notando que o modelo é válido para a faixa de frequências de $150 \text{ MHz} \leq F \leq 2 \text{ GHz}$, para as alturas de transmissão compreendidas entre $30\text{m} \leq H_{\text{tx}} \leq 200\text{m}$, e alturas de recepção compreendidas entre $1\text{m} \leq H_{\text{rx}} \leq 10\text{m}$ e para distâncias entre transmissor e ponto de recepção $d > 1\text{km}$.

Já o trabalho de [64] (Vasco, C L, 2009, p 24) apresenta a equação 6.31 ponderada para as probabilidades E(50/50), onde:

$$L(50/50) = 69,59 + 26,16 \log F - 13,8 \log H_{\text{tx}} - E + (44,9 - 6,55 \log H_{\text{tx}})(\log d) \quad (6.31)$$

Obtemos E a partir da escolha de uma das equações acima.

Assim, analisamos os modelos que servem como base ao modelo oficial, o ITU-R 1546.P, utilizado nas predições de cobertura das estações do Colorado e do Gama-DF, operadas pela EBC, avaliadas no próximo capítulo desta dissertação.

6.2 O MODELO ITU-R 1546

Nesta seção analisa-se a recomendação ITU-R 1546, a qual trata de um modelo de propagação de uso prático no cálculo da previsão da área de cobertura de uma emissora ou retransmissora de TV. As finalidades da aplicação da recomendação citada são a delimitação do contorno de serviço (ou contorno protegido da emissora) bem como a comprovação de que os níveis de interferência causada em outros serviços de TV, não inviabilizam a execução daqueles serviços, ação necessária para comprovar a viabilidade de um canal, e no somatório final, a acomodação de tantos canais quantos necessários para a execução do serviço de transmissão de TV em um determinado território (país ou continente), ou seja, a gestão do espectro da faixa de TV.

6.2.1 Aplicações do modelo ITU-R 1546.P

Resumidamente, o modelo de propagação conhecido como “Recomendação ITU-R 15456” é aplicável à duas situações, a de previsão da área de serviço de uma emissora, do ponto de vista legal e de forma aproximada do ponto de vista de área de cobertura legal, a segunda situação em que se verifica a aplicação da recomendação ITU-R 1546 é a de gestão de espectro.

No presente trabalho, estaremos propondo o emprego da recomendação citada para prever a área de cobertura das emissoras de TV Digital da EBC no Distrito Federal, ou seja, a área de cobertura do transmissor do canal 16 instalado no alto do Colorado, e do canal 13 instalado experimentalmente no Gama-DF.

Conforme citado, a recomendação ITU-R 1546 deve ser obrigatoriamente empregada nos projetos de viabilidade de um canal de TV, quando da inclusão do mesmo no PBRTV, e empregada no projeto de instalação do mesmo canal.

Desde os tempos em que se transmitia TV em VHF analógico, sempre foi de bom tom que se verifique a eficiência de cobertura da área de interna ao contorno de serviço, principalmente na região densamente povoada, para verificar o rendimento real do conjunto transmissor e antenas. Atualmente, dadas as particularidades do sistema digital ISDB-T, é ainda mais recomendável a verificação da eficiência de cobertura, pois partindo dela, contando com o complemento proporcionado por simuladores de propagação, ou mesmo de forma simples, por agrupamento estatístico das medidas realizadas, chega-se a dois dados extremamente relevantes: a inexistência de cobertura satisfatória (em intensidade) e estável (no tempo) em alguma região interna ao contorno protegido, e a necessidade de implementação de dispositivos de reforço de sinal, como os *gap-fillers* e retransmissores complementares em SFN (rede de frequência única).

Mais uma vez reforçamos que do ponto de vista prático é importante que se realizem medidas de intensidade de campo e eficiência de cobertura, pois as ferramentas de predição ainda não conseguem considerar todos os fatores envolvidos na propagação do sinal (relevo, prédios, interferências).

6.2.2 Empregando o modelo ITU-R 1546

O método empregado na recomendação é de um modelo semi-empírico de predição de propagação no sentido ponto-a-área. Desde a década de 50 a ITU_R assim como o FCC buscam um modelo de propagação eficiente principalmente para gestão de espectro.

Os estudos iniciais partem do emprego do modelo de propagação no espaço livre, modelo básico a todos os outros [61], seguindo-se das ponderações de perdas apontadas pelo sistema de terra-plana, sistema e Egli, e mais modernamente as contribuições do sistema Okomura-Hata. Ao longo dos últimos 60 anos, a ITU publicou inúmeras recomendações [62], as quais representavam sucessivas melhoras no método, sendo que a ITU-R P.1546 publicada em 2005, é justamente a mais atual e apesar de já estar em vigor, ainda está aberta à contribuições por parte da comunidade científica.

Apesar de questionável quanto aos métodos de cálculo e a aplicabilidade, a recomendação em estudo é o único método em vigor proposto pela ITU-R (e conseqüentemente pela Anatel e MINICOM) para projetos de radiodifusão de TV, abrange desde os 30 MHz até a faixa de 3GHz. O Modelo contempla a predição de níveis de sinal desde 1Km até 1000km de distância do ponto de transmissão, considerando a altura de transmissão efetiva desde 10 metros até 1200 metros.

A construção do método baseia-se em duas seções, a primeira trata do cálculo de atenuação, partindo dos modelos mais básicos de propagação, passando por ferramentas mais elaboradas que consideram perdas de terreno, de tipo de edificações catalogadas como urbana, com prédios de mais de três andares; suburbana, com prédios de até três pavimentos, e de tipo de vegetação catalogada como rural com mata ou descampado. A catalogação do tipo de meio partindo da cartografia disponível ainda é feita manualmente pelos operadores dos simuladores, porém, busca-se a automação das ferramentas computacionais para todo o território do planeta. Da mesma forma, os estudos de propagação em função de regiões, peculiaridades atmosféricas ou climáticas ainda não estão completos, com isso, são frequentes as contribuições do meio científico ao método [61].

A segunda parte do modelo de propagação proposto pela norma ITU-R P.1546 baseia-se em tratamento estatístico de dados temporais e geográficos, estipulando-se níveis de sinal mínimos para atingir a cobertura de uma área de 500 metros por 500 metros, em um

percentual mínimo de tempo, e em um percentual mínimo das localidades dentro da célula de 500 x 500 metros.

Por exemplo, o método estipula um determinado nível mínimo de sinal o qual deve ser superado em 10% do tempo e em 50% dos locais dentro da célula, este exemplo é escrito como E(50/50) e é um valor típico para cobertura dentro do contorno de serviço.

Os valores estatísticos mínimos esperados para o cálculo de sinal interferente a grandes distâncias, os quais se aplicam ao projeto de viabilidade de canal, são da ordem E(1/50) ou E(10/50), isso significa que, mesmo um sinal interferente pode ocorrer em 1% do tempo ou 10% do tempo, sobre um serviço local, pois as interferências decorrentes de propagação de longa distância dependem bastante de fenômenos atmosféricos, e mesmo sendo praticamente esporádicas (>1%) devem ser consideradas.

Já os valores estatísticos empregados para definir o contorno de serviço de uma emissora são de grandeza E(50/50) para os projetos mais antigos, de sistemas analógicos, baseados principalmente na recomendação ITU-R P.370, e de grandeza E(70/90) para sistemas digitais ISDB-T, seguindo a recomendação ITU-R P.1546 com adaptações brasileiras (norma nº 386 da Anatel). Isso significa que dentro do contorno de serviço, ou seja na área local de cobertura de uma emissora, o sinal deve ser tal que a recepção seja quase constante e bastante confiável, como exprime a grandeza estatística E(70/90), ou seja, o sinal deve ser igual ou superior ao estimado em 70 % do tempo e em 90 % dos locais internos à célula em análise.

O modelo ITU-R P.1546 e seus antecessores são modelos tabulares, pois as ferramentas de predição de propagação para radiodifusão datam da década de 50, onde não se dispunham de calculadoras e muito menos de computadores. Desta forma, a ITU e seus associados, ao definirem um modelo, elaboram os cálculos e traçam tábuas de consulta ou ábacos, os quais podem ser consultados manualmente. Da mesma forma, tabelas de valores são disponibilizadas para o trato computacional. As fórmulas básicas são encontradas no anexo 9 da recomendação ITU-R P1546. As tábuas são compostas por curvas bem determinadas, e as consultas a pontos intermediários devem ser feitas através de interpolação logarítmica, para o caso das intensidades de campo, ou interpolação linear, para o caso das distâncias e alturas [62] [63].

Cada tábua possui um valor temporal e geográfico para o qual ela é construída.

A variabilidade temporal está ligada a fenômenos de propagação de longa duração, de origem atmosférica, como o índice de refração ou precipitação de chuvas, ligada também a fenômenos de propagação de curta duração, como as atenuações e reflexões causadas pelo tráfego urbano ou o balaço de árvores em zona rural. Já a variabilidade geográfica tem uma ligação aos fenômenos de refração, reflexão, multipercurso e outros. Ambas são tratadas estatisticamente no modelo, como veremos adiante.

Em radiodifusão, nos modelos ponto-à-área (ou ponto-multiponto), os valores de referência são dados em função do campo elétrico e medidos em $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$, decorrentes implicitamente da densidade de potência, a qual é dada em watts/m^2 (ou seu submúltiplo o dBm/m^2). Assim, a consulta às tábuas, os projetos e as medições serão dadas em campo elétrico ($\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$).

As famílias de tábuas abrangem situações medidas para 100 MHz, 600 MHz e 2000MHz. Como apontado acima, para valores intermediários deve-se utilizar interpolação linear.

6.2.3 Correção de potência

Todas as tábuas foram construídas partindo-se de experimentos com estações transmissoras que operavam com a potência de 1 kW E.R.P, ou seja, transmissor de 1 kW conectado a um dipolo, sem perdas. Para o raciocínio em potência E.I.R.P., a qual é a potência radiada a partir de uma antena isotrópica hipotética, tem-se de levar em conta o ganho do dipolo sobre o isotrópico, o qual é de 1,633 vezes ou 2,14 dB.

Por exemplo, para verificar-se o rendimento de uma estação que opera com um transmissor de 2,5kw de potência, uma antena de 10,7dBi de ganho (sobre o isotrópico), equivalendo a um ganho de 8,56 dBd (sobre o dipolo), 1 dB de perda no cabo coaxial e 0,5 dB de perda nos conectores, deve-se efetuar o cálculo da correção:

$$C_{pot} = G_{pot} - G_{ant} - Att_{cabo} - Att_{conec} \quad (6,32)$$

Para o exemplo citado anteriormente teremos;

$$\text{Corr Pot} = 3,97\text{dB} + 8,56\text{ dB} - 1\text{dB} - 0,5\text{dB} = 11,5\text{dB}$$

Em valores lineares equivale afirmarmos que a correção de potência é:

$$11,5\text{dB} = 14,1 \text{ vezes}$$

Ou seja, a emissora do exemplo transmite com potência equivalente a 14,1 vezes a potência de referência da carta (14,1 kW ERP).

Nosso exemplo nos dá a relação de potência entre o valor referencial da carta e o valor ERP da estação, porém, devemos prestar atenção ao fato de que as cartas possibilitam a consulta de valores de intensidade de campo elétrico, dado em tensão, para isso devemos converter o ganho em potência para ganho em tensão, partindo da relação:

$$S = \frac{E^2}{\eta} \quad (6.33)$$

Se n é constante, então:

$$E_{(\text{vezes})} = \sqrt{S_{(\text{vezes})}} \quad (6.34)$$

Ou seja, se aumentarmos 14,1 vezes a potência, estaremos aumentando 3,75 vezes o campo elétrico, ou seja, acrescentar ao campo elétrico previsto pela carta (dado em dB μ V/m) o valor de 5,7 dB.

6.2.4 Índice de refração da atmosfera

O modelo foi construído a partir das condições climáticas encontradas ao norte do trópico de câncer, porém, é necessário escolher as cartas referentes ao índice de refração do local da emissora, as quais são indicadas na recomendação ITU-R P.453. Esta segunda recomendação decorre de pesquisa prévia do índice de refração da atmosfera para até 65 metros sobre o solo, sendo que as correções implicam em atenuações de no máximo 10dB sobre a intensidade de campo elétrico resultante em enlaces curtos, bem como incrementos máximos de 2 dB sobre o nível esperado a 100 km. Ou seja, a escolha da tábua correta para a região evita erros na previsão da área de serviço e seus níveis internos.

6.2.5 Altura efetiva da antena transmissora

Um parâmetro importante a ser determinado no projeto de uma emissora de TV, bem como na aferição de desempenho da emissora, é a determinação da altura efetiva da antena ou a altura total sobre o nível médio do terreno (H_{tsnmt}), pois de posse desse parâmetro, podemos consultar a carta escolhida e verificar qual a intensidade de campo elétrico que a mesma nos dá para determinada distância, ou , a que distância está previsto encontrarmos uma região com determinado campo elétrico.

A altura efetiva da antena é a distância entre o nível médio do terreno e a altura do centro de radiação da antena instalada na torre.

O levantamento da altura média do terreno é feito, segundo o modelo e as normas técnicas de agências reguladoras que o adotam, traçando-se primeiro o perfil topográfico desde o ponto de recepção até o ponto de transmissão. Para este levantamento pode-se empregar bases de dados geográficos como mapas contendo curvas de nível, ou bases digitalizadas (sendo satisfatório o uso dos dados do Google Maps).

Segundo o modelo ITU-R P.1546, a determinação da altura média do terreno ocorre á partir da distância de 3 km até à distância de 15 km, partindo do ponto de transmissão até o ponto de recepção. Para isso, se amostra no perfil traçado da altura sobre o nível do mar a cada 200 metros (50 medidas) e se calcula a média aritmética.

O processo é repetido para cada perfil. De acordo com a legislação, um número mínimo de perfis deve ser empregado em um projeto oficial de emissora, mas, como os simuladores permitem traçarem-se perfis a cada um grau, ou mais, essa limitação estará ligada apenas à capacidade computacional e ao tempo de espera para o traçado dos perfis.

A figura 6.3 ilustra a geometria do processo;

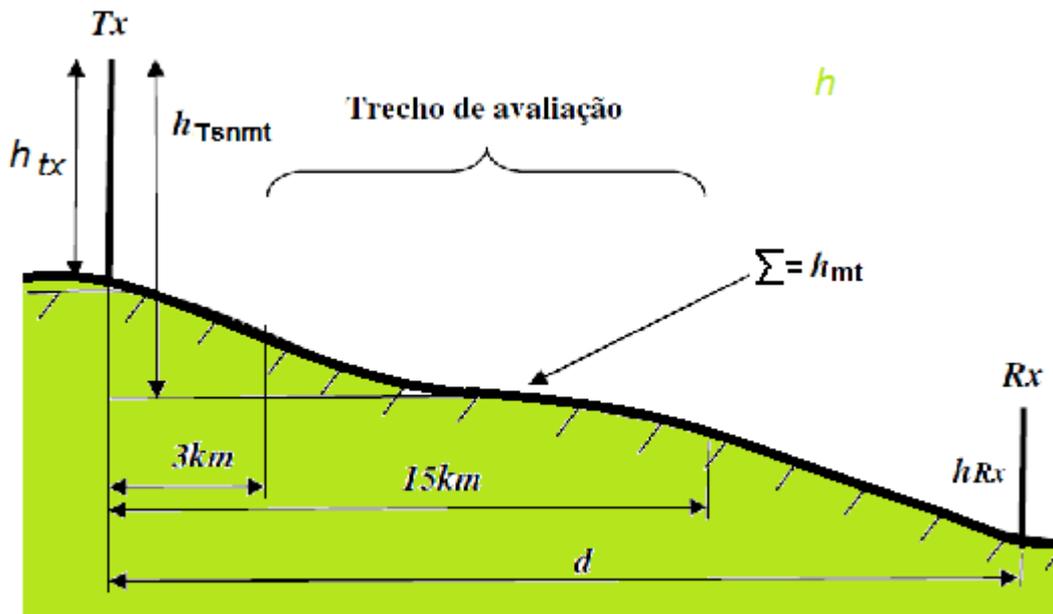


Figura 6.3: Geometria para o cálculo de perfil de terreno pelo modelo ITU-R 1546.P

De posse da altura média do terreno, tem-se a altura efetiva de transmissão, ou H_{tsnmt} a partir da equação:

$$H_{tsnmt} = H_{ci} - H_{MediaTerr} \quad (6.35)$$

Sendo:

H_{ci} = altura do centro da antena transmissora instalada na torre em relação ao solo.

$H_{MediaTerr}$ = altura média do terreno.

Para analisar um enlace desde o transmissor até um único ponto, traça-se apenas um perfil do terreno e calcula-se a H_{tsnmt} para o enlace. Para satisfazer as normas técnicas de projeto de emissora, traçam-se 24 perfis de 30 em 30 graus, cada um com sua respectiva H_{tsnmt} resultante. Já o bom projetista, utilizando ferramentas computacionais, pode traçar um perfil a cada um dos 360 graus da circunferência, obtendo assim, uma borda de cobertura mais detalhada.

6.2.6 Manuseando as cartas do modelo ITU-R P1546

Os projetos de viabilidade técnica de canal e projeto de instalação de emissora para fins legais junto à Anatel e o MINICOM, seguindo as recomendações da ITU, empregam o modelo ITU-R P.1546.

Para realizar um projeto de instalação ou para verificar a cobertura de uma emissora instalada, a primeira providência a se tomar é determinar a altura efetiva da antena, ou seja, a altura da antena sobre o nível médio do terreno.

De posse da H_{tsnmt} correspondente a uma determinada radial, escolha a carta adequada à ser consultada, começando por aquela de frequência inferior ao canal de transmissão. Localize no interior da carta a curva de propagação referente à H_{tsnmt} , se for necessário realize interpolação. Verifique qual o valor a ser assumido como sendo o valor de campo elétrico para a borda do contorno de serviço (por exemplo $53\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ para UHF), de posse do valor, verifique a linha horizontal correspondente ao mesmo na lateral esquerda da carta, siga a linha até encontrar a curva correspondente à H_{tsnmt} , nesse momento, encontre a linha vertical que tangência a curva escolhida, siga a linha vertical saindo do centro da carta e chegando a sua borda inferior, encontrando a distância ao contorno desejado. Repita a consulta para a carta cuja frequência é superior à frequência de transmissão do canal.

Realize as interpolações necessárias. Da mesma forma, as correções de potência transmitida e outras devem ser calculadas antes ou depois de se consultar a carta, conforme o caso.

Modernamente, dada a disponibilidade tanto de tabelas numéricas quanto das próprias equações empregadas para os cálculos de intensidade de sinal resultante, é possível produzirem-se programas computacionais para simular o cálculo dos níveis de sinal resultantes.

A figura 6.4 mostra uma carta típica do modelo fornecida pela ITU.

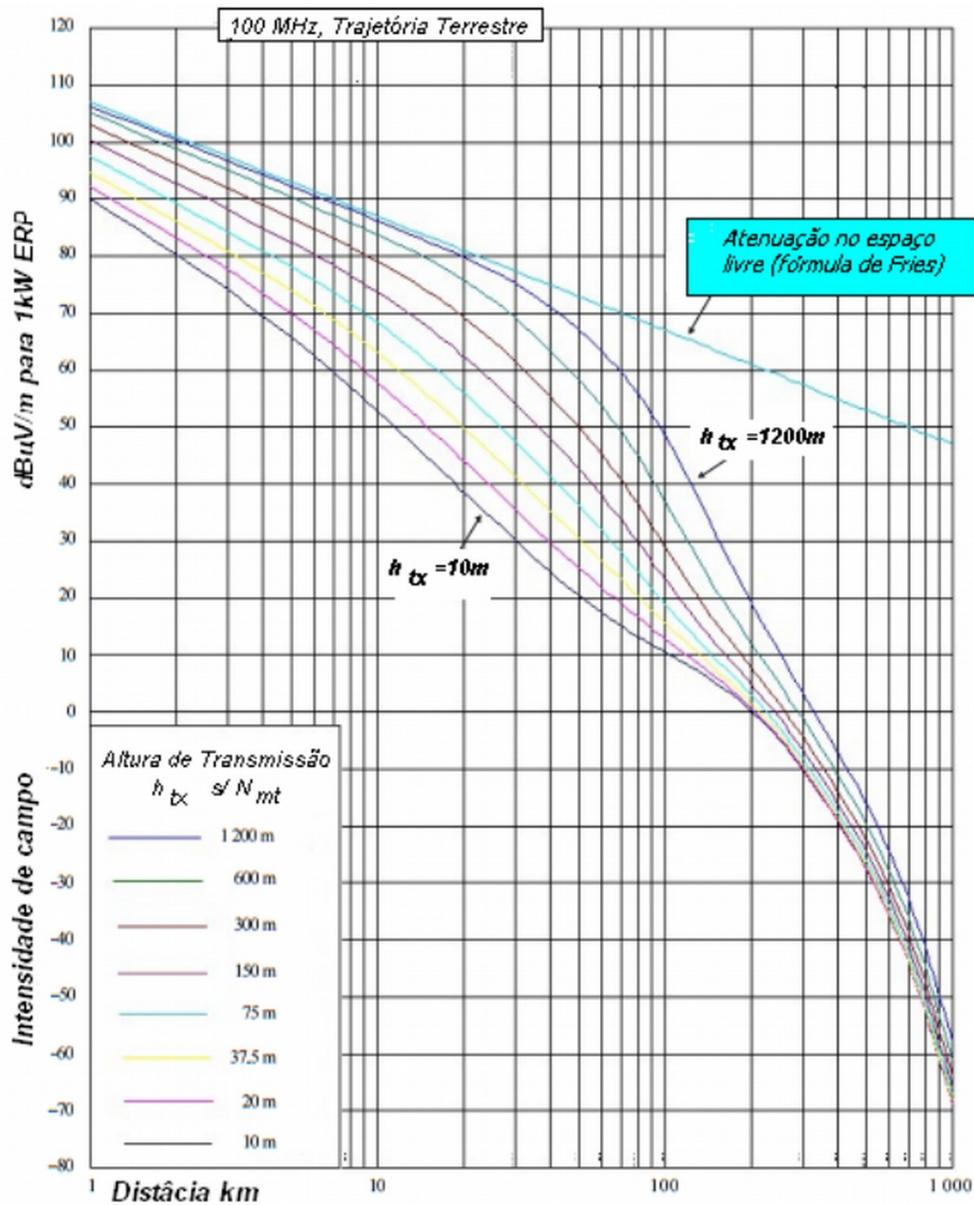


Figura 6.4: Exemplo de tábua de atenuações do modelo ITU-R P.1546

O caminho inverso é feito quando se verifica por amostragem o rendimento ou a cobertura de uma emissora instalada, empregando o modelo ITU-R P.1546. Primeiro determine o ponto a ser medido (evitando pontos fora do contorno de serviço, se este já for conhecido) e obtenha a distância do transmissor ao ponto. Realize a medição do sinal disponível na região geográfica do ponto, lembrando que o sinal deve estar corrigido para valores de campo elétrico ($\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$), realize as demais correções necessárias. Consulte a carta ingressando pela base através do valor da distância entre transmissor e o ponto, saindo da carta pela lateral esquerda, tem-se o valor de campo elétrico previsto pelo modelo de

propagação. Caso ocorram discrepâncias muito grandes (vários dB) entre o sinal medido e o sinal previsto (e corrigido), é momento de se preocupar com fatores que possam comprometer o rendimento da estação naquela região.

6.2.7 Correção da altura de recepção

Ao se verificar o rendimento de uma emissora em um ponto localizado em uma região distante do transmissor, devemos saber que o valor estimado pelo modelo para a intensidade de campo a ser verificada naquela região, está previsto para ser captado a uma altura de 10 metros do solo, para o caso de recepção em áreas suburbanas e rurais (4), ou seja, as cartas do modelo ITU-R P.1546 tem seus valores previamente calculados para uma altura de recepção de 10 metros, para alturas inferiores a esta (desde que superiores a 1 metro), deve-se calcular o valor a ser encontrado (corrigido) para a nova altura.

A correção de altura apresentada a seguir, pode ser obtida na recomendação ITU-R P.1546, ao anexo 5, secção 9, e é empregada para os casos de recepção em ambiente suburbano e rural, sem obstáculos próximos (segundo o modelo Ikegami-Walfish).

Para a recepção em zona densamente urbana (edifícios com mais de 3 pavimentos), devem-se ser empregadas as correções para recepção com obstáculos abruptos.

A correção proposta nesse item é dada inicialmente por:

$$H_{ref Mod} = \frac{(1000 \times d \times H_{ref} - 15H_{Tnmt})}{1000 \times d \times -15} \quad (6.36)$$

Onde:

d = distância desde o transmissor até o ponto de recepção (em km)

H_{ref} = altura de referência da carta (em metros)

H_{nmt} = Altura total sobre o nível médio do terreno, referenciada ao perfil do enlace em análise (em metros).

De posse da $H_{ref Mod}$ e conhecendo a altura de recepção (H_{rx}), pode-se chegar à atenuação ou ganho dado por:

$$E_{rx} = K h_{rx} \log_{10} \frac{H_{rx}}{H_{RefMod}} \quad (6.37)$$

Sendo K_{Hrx} dado por:

$$K_{Hrx} = 3,2 + 6,2 \log_{10} F_{(MHz)} \quad (6.38)$$

Notando que, se a altura da antena de recepção for maior que a estipulada pelo modelo, haverá um ganho real no sinal recebido. Se a altura da antena de recepção for menor que a altura de referência do modelo, o sinal recebido será menor que o estipulado pelo modelo para aquele local.

Ou seja: Se $H_{rx} > H_{ref}$, então $\Delta E_{rx} > 0$

Se $H_{rx} = H_{ref}$, então $\Delta E_{rx} = 0$

Se $H_{rx} < H_{ref}$, então $\Delta E_{rx} < 0$

6.2.8 Correção para obstáculos abruptos

Para maior precisão frente a obstáculos abruptos, pode-se aplicar uma correção extra aos valores de saída da carta para uma determinada radial.

Como obstáculos abruptos podemos considerar os obstáculos naturais do relevo, como morros e encostas, ou os obstáculos artificiais, como edifícios ou até mesmo cadeias de altas edificações.

Mesmo que a existência de um morro no perfil de uma radial já tenha sido contemplada em uma ou duas das cinquenta amostras levantadas para determinar a altura média do terreno, mesmo assim, a atenuação oferecida por este obstáculo existente no caminho do sinal, ainda não está contemplada pelo método intrínseco das cartas, desta forma, pode-se acrescentar a perda à radial através do cálculo em separado desta perda.

A perda ou atenuação oferecida por um obstáculo abrupto é calculada, segundo o modelo em análise, como segue:

Determine inicialmente o ângulo de obstrução θ_{Cob} formado entre a linha que parte do receptor até o topo do obstáculo (em graus), conforme mostra a figura 6.5 :

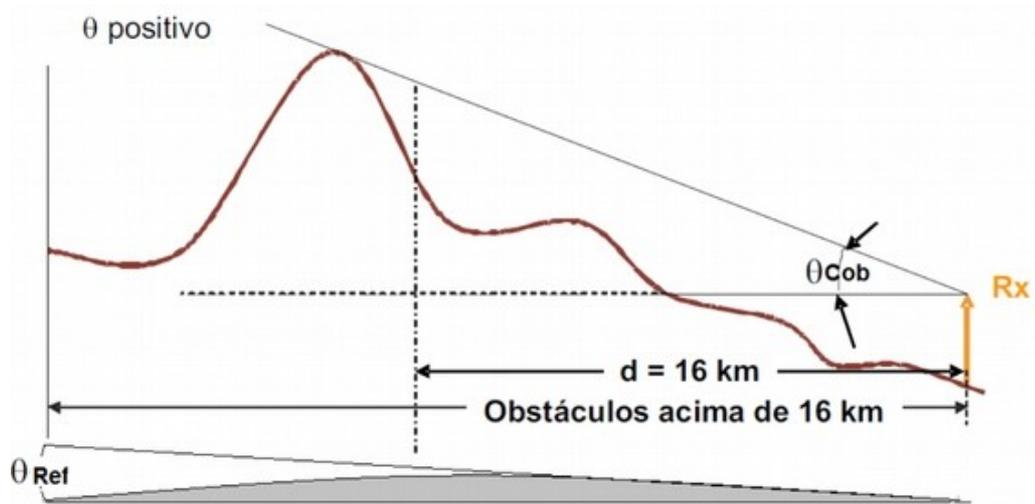


Figura 6.5: Correção para obstáculos abruptos e curvatura da terra.

Depois determine o ângulo de referência θ_{Ref} compensado pela curvatura da terra (em graus), dado por:

$$\theta_{Ref} = \arctan \frac{H_{tx} - H_{rx}}{1000d} \quad (6.39)$$

Sendo:

H_{tx} e H_{rx} são as Alturas das antenas de transmissão e recepção, em metros, sobre o nível do mar.

D = distância entre transmissor e receptor em quilômetros.

Determine o ângulo para correção de obstáculo abrupto por:

$$\theta_{Cob} = \theta_{ob} - \theta_{ref} \quad (6.40)$$

A atenuação oferecida pelo obstáculo (dada em dB) é obtida por:

$$\Delta_{Cob} = J(v) - J(v') \quad (6.41)$$

Sendo $J(v)$ proveniente de:

$$J(v) = 6,9 + 20 \log_{10} \sqrt{(v - 0,1)^2 + 1} + (v - 0,1) \quad (6.42)$$

E v é encontrado por:

$$v = 0,065\theta_{cob}\sqrt{f} \quad (6.43)$$

Sendo F = frequência do enlace em MHz

De forma análoga, $J(v')$ é proveniente de:

$$J_{v'} = 6,9 + 20\text{Log}\sqrt{(v' - 0,1)^2 + 1} + (v' - 0,1) \quad (6.44)$$

E v' é encontrado por:

$$v' = 0,036\sqrt{f} \quad (6.45)$$

Sendo f = frequência do enlace em MHz

Obtendo-se assim a atenuação oferecida pelo obstáculo ΔE_{cob} , a ser subtraída do valor de campo elétrico obtido pela consulta à carta com os dados da radial, sobre a qual incide o obstáculo.

Caso seja necessário, outros métodos podem ser empregados, para estimar a atenuação oferecida por relevos e obstáculos. Porém, se isto for empregado em documentos oficiais como os projetos às agências reguladoras (Anatel / MINICOM), devemos tomar o cuidado de comprovar e referenciar os métodos e ferramentas utilizadas.

6.2.9 Correções para tipo de edificação urbana pelo modelo Hata

O modelo Hata, de Okumura & Hata, contemplado pelo modelo dado na recomendação ITU-R P1546, define atenuações extra para três tipos de edificações existentes sobre o terreno.

Atenuação em região urbana densa: Contempla as regiões densamente urbanas, contendo edifícios com alturas acima da altura de referência para recepção do método (10 metros), ou seja, edifícios com 4 ou mais andares, de forma bastante povoada.

Atenuação em região suburbana: Contempla recepção em região na qual as casa tenham até três pavimentos, ou seja, altura máxima de 9 metros (inferior à altura de referência de recepção do modelo a qual é de 10 metros).

Atenuação em região rural: Recepção em descampados, com árvores esporádicas em menos de 10% da área, preferencialmente sem vegetação com altura das plantas superior à $\lambda/4$.

As fórmulas para essas atenuações são definidas na resolução n.o 398 da Anatel [6]. Citadas por Vasco (2009, p 24) [5].

Dada a compatibilidade entre o modelo Okomura-Hata e o modelo ITU-R P.2546, as cartas são traçadas prevendo a atenuação típica para região suburbana, até os 10 km distante do transmissor. Bastando alterar a correção para o tipo de edificação existente ao longo da radial em análise.

A escolha do tipo de edificação é feita por intervenção manual inclusive nos simuladores que se baseiam em bancos de dados digitais como o Google Earth e outros. Essa identificação depende da sensibilidade de interpretação do projetista, programador ou interpretador da ferramenta de predição de cobertura.

Alguns calculadores on-line e simuladores de atenuação pelo método Okumura-Hata são encontrados na web, como exemplo o disponível no endereço: <http://www.cdt21.com/resources/siryo4.asp>

Outra forma é rodar-se o simulador do ITU-R P.1546 baseado nas tabelas ou cartas de atenuação para região rural descampada, obtido o valor do sinal previsto, acrescentar uma atenuação extra, de acordo com o tipo de edificação existente e com o percentual dessas edificações no trajeto

A atenuação extra é apresentada em Rappaport (2008, p 99) [70]. A atenuação para o modelo urbano de Hata é dada pela equação (6.46) a seguir:

$$L_v = 69,55 + 26,16 \log_{10} f - 13,83 \log_{10} h_B - C_H + [44,9 - 6,55 \log_{10} h_B] \log_{10} d \quad (6.46)$$

Onde L_u é a atenuação urbana, f é a frequência em MHz, h_B é a altura de transmissão e d é a distância em quilômetros. A atenuação complementar C_H é dada, para as cidades de porte médio, por:

$$C_H = 0,8 + (1,1 \log_{10} f - 0,7)h_M - 1,56 \log_{10} f \quad (6.47)$$

E para grandes metrópoles, a atenuação é dada por:

$$C_H = \begin{cases} 8,29 (\log_{10} (1,54h_M))^2 - 1,1 & , \text{ se } 150 \leq f \leq 200 \\ 3,2 (\log_{10} (11,75h_M))^2 - 4,79 & , \text{ se } 200 \leq f \leq 1500 \end{cases}$$

Onde h_M é a altura de recepção ($1\text{m} > h_M > 10\text{m}$).

As equações geram tabelas que podemos facilmente consultar. A figura 6.6 apresenta as atenuações calculadas pelo modelo Hata para a frequência de 1,5 GHz.

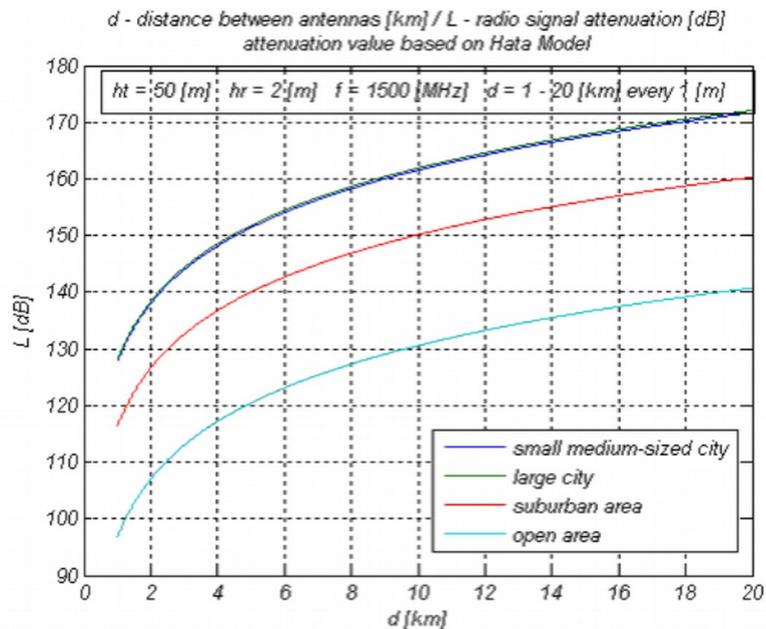


Figura 6.6: Curva de atenuação em função da distância.

Para se acrescentar a atenuação do modelo Okumura-Hata, de acordo com o tipo de substrato urbano (edificações), ao modelo oficial, deve-se seguir o procedimento abaixo.

Deve-se determinar pelo ITU-R P.1546 os valores em determinado contorno (ou perfil), estimar a distância do trajeto (em percentual) onde existam edificações, as quais acrescentam atenuação excedente, encontrar o valor da atenuação na tábua da figura 6.7, e calcular o sinal previsto para recepção.

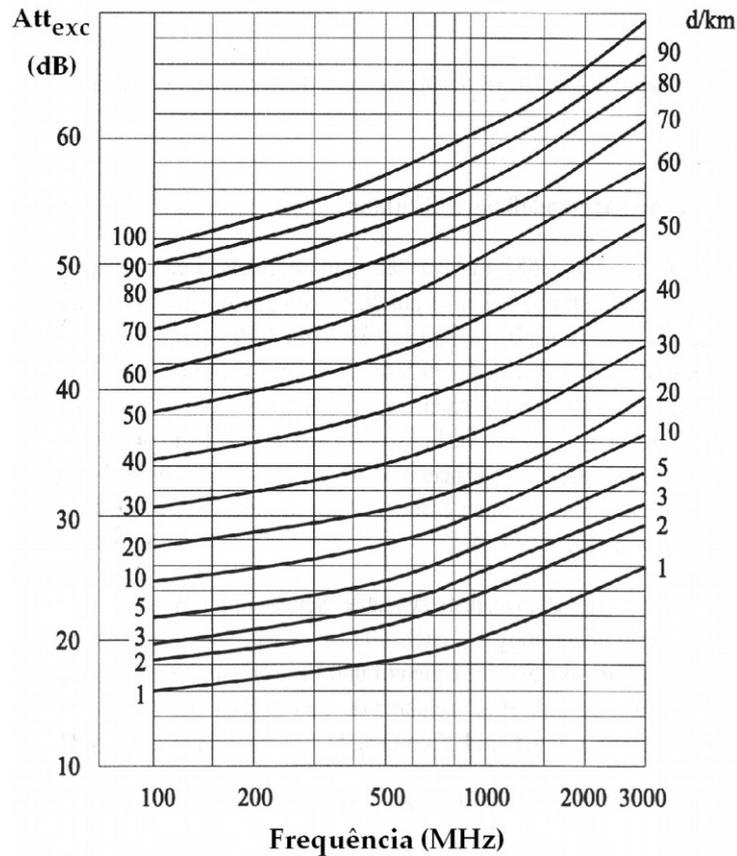


Figura 6.7: Atenuação extra para regiões metropolitanas preenchidas por edifícios com $h > 10m$

Fonte: [71]

Obtidos os valores, o sinal previsto para recepção E_{rx} é dado por (6.48) :

$$E_{rx} = E_{ITU} - Att_{exc} + \left(C \times \frac{Trj}{100} \right) \quad (6.48)$$

Onde, Att_{exc} é a atenuação excedente, Trj é o trajeto de substrato urbano atenuante (em percentual) e C é a atenuação complementar.

O valor de C usual para cidades com edifícios maiores que 10 metros ($h > 10m$) é zero ($C=0$), tornando nulo o último termo da equação.

Já para as cidades em que as edificações sejam menores que 10 metros ($h < 10\text{m}$) é dado pela equação (6.50):

$$C = 2\left[\log_{10}\left(\frac{f}{28}\right)\right]^2 + 5,4 \quad (6.49)$$

Onde f é a frequência (em MHz).

Para os casos práticos que analisaremos no capítulo seguinte, calculando o valor de C , obtemos:

C para UHF = 8,9 dB

C para VHF = 6,8 dB

Para outras situações de edificações e outros tipos de vegetação (matas), outros valores empíricos de C podem ser obtidos experimentalmente, de acordo com o tecido urbano ou a vegetação

Concluindo este capítulo, existem inúmeros modelos de propagação, para os vários ambientes, alguns ainda em construção. Da mesma forma, existem vários simuladores e ferramentas de predição de cobertura, muitos deles aplicáveis ao ISDB-TB. A base para a determinação de cobertura em TV digital é a recomendação oficial adotada pelos órgãos reguladores, a ITU-R P.1546

7 MEDIDAS DE CAMPO E ANÁLISE DE DESEMPENHO

Neste capítulo avalia-se a eficiência da cobertura geográfica propiciada pelo sistema de transmissão da EBC no Distrito Federal

Inicialmente são simulados os níveis de sinal (intensidade de campo elétrico) previstos, expressos na forma de curvas de intensidade de campo, sobre os mapas locais, a partir do modelo ITU-R 1546.P. No passo seguinte são medidos os níveis elétricos de sinal e os parâmetros de erro, encontrados nos locais de recepção dentro da região de cobertura prevista para a emissora (canal 15D).

Ainda no capítulo 7, é analisada a cobertura do canal 13D em VHF transmitido a partir do Gama-DF, momento em que se apontará se houve ganho real no emprego da transmissão digital em VHF, comparada à transmissão em UHF

O presente capítulo aponta se os valores amostrados contemplam as necessidades de recepção na região densamente urbana, quanto ao tipo de antena empregada, e trata os dados de forma estatística rápida, para se verificar se as metas foram atingidas.

Para os casos específicos em que se obtém resultados (campo elétrico medido) bem inferiores aos previstos nos simuladores, é empregado o simulador de sombreamento, o qual indica as regiões que não propiciam contato visual com a estação transmissora. Para alguns casos severos é feita análise ponto-a-ponto, visando confirmar a ocorrência de obstrução causada pelo relevo.

Neste capítulo se chega a conclusão quanto à efetiva cobertura da emissora e da retransmissora.

7.1 MEDIDAS DE CAMPO E ANÁLISE DE DESEMPENHO DO CANAL 15D DO COLORADO-DF

O último passo do processo de instalação de uma emissora é o conjunto de medidas de campo, para aferir a cobertura real do sistema frente ao relevo e edificações.

Nos itens seguintes analisa-se se os valores amostrados suprem as necessidades de recepção na região densamente urbana, e trata-se os dados de forma rápida, para se verificar se as metas foram atingidas, no tocante à cobertura do canal 15D.

7.1.1 A ferramenta de predição de cobertura

Como ferramenta de predição de cobertura, foi empregado o software “*Projeto Instalação TV FM*” comercializado pela empresa GT Telecomunicações, em sua versão de demonstração. A ferramenta é dedicada, na verdade, à automação da confecção do projeto de instalação de estação geradora ou retransmissora de TV, seguindo os requisitos da norma técnica Anatel n.º 386. Uma das tarefas do projetista de uma estação de transmissão de TV é justamente prever a área de cobertura para fins legais, definida pelo perímetro interno ao contorno de serviço ($43\text{dB}\mu\text{V/m}$ para VHF alto ou $51\text{dB}\mu\text{V/m}$ para UHF), o software desempenha essa função, suprimindo as exigências da norma técnica, a qual recomenda o emprego do modelo ITU-R 1546 com algumas modificações, para o traçado dos contornos estipulados. O software permite também simular o contorno urbano, ou outro contorno de acordo com a intensidade de campo elétrico desejada.

Inicialmente, não está previsto recepção (para consumo) em áreas exteriores ao contorno de serviço ou contorno protegido ($51\text{dB}\mu\text{V/m}$).

A figura 7.1 mostra o contorno de serviço do canal 15D (digital) da estação do Colorado-DF, para a potência de 3 kW de transmissor e antena Kathrein, com o centro de irradiação a 155 metros do solo.

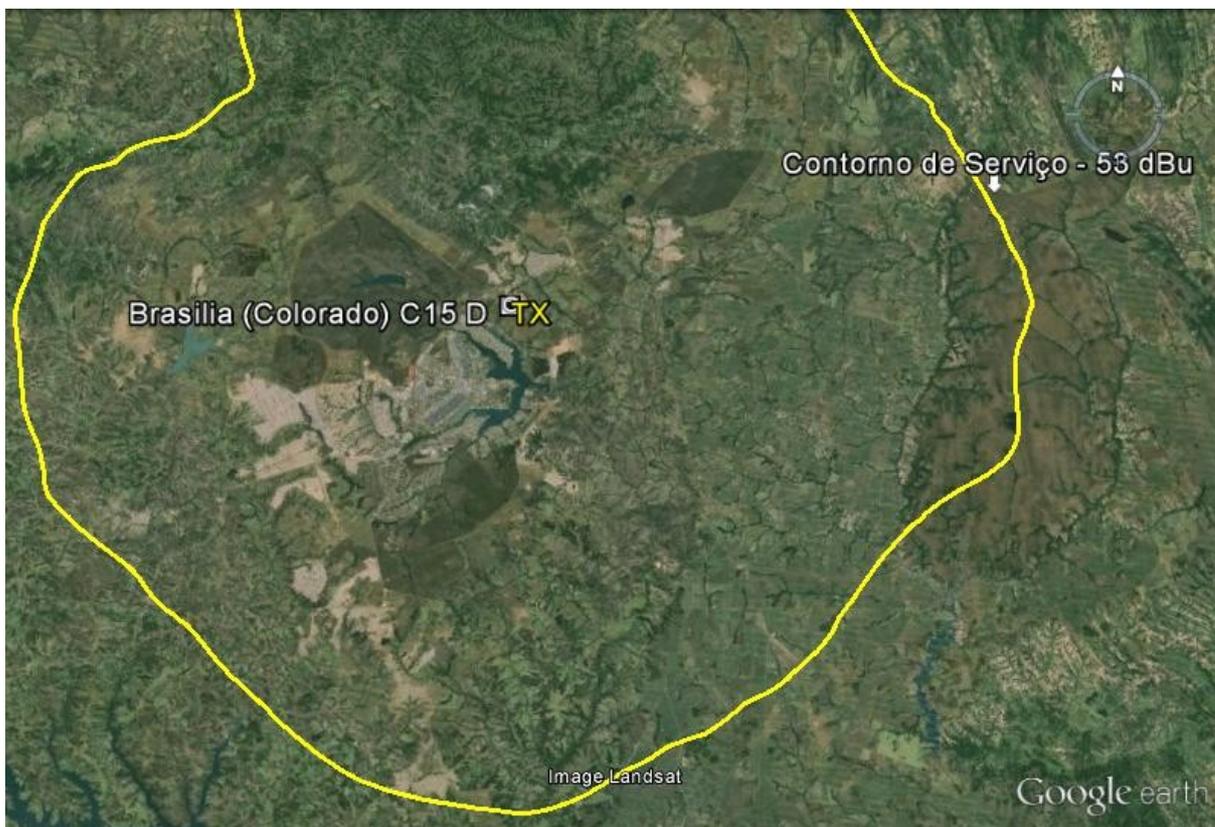


Figura 7.1: Contorno de serviço do canal 15 D do Colorado –DF.

O dimensionamento da estação deve contemplar que a totalidade da região urbana da cidade a ser coberta esteja localizada na área interna ao contorno urbano (65dBuV/m). No perímetro interno a esta região é possível receber os sinais de TVD sem o emprego de antenas padrão, apenas com o emprego de antenas instaladas dentro das condições típicas dos lares brasileiros, apontada no capítulo 3, item 3.2.4 desta dissertação.

Da mesma forma, é considerado nesse estudo a hipótese de recepção indoor ou dentro de casa, no andar térreo, empregando antena interna, considerando a atenuação de paredes de alvenaria, com uso mínimo dos corretores de erro do receptor (FEC , Red-Salomon), conforme apontada no item3.2.5.

A tabela 7.1 aponta os níveis de referência necessários ao bom funcionamento dos vários tipos de recepção, cujos cálculos de valores são demonstrados no capítulo 3 desta dissertação.

Tabela 7.1: Níveis de sinal necessários às várias condições de recepção.

Condição de recepção*	VHF Alto	UHF	Referência
Recepção c/ Antena Externa 10 m de altura, 70% do tempo e 90 % dos lugares (norma ANATEL n.º386)	43dBuV/m	51dBuV/m	Contorno de serviço (Seção 3.2.2)
Recepção c/ Antena Interna a 3 m de altura, 70% do tempo e 90 % dos lugares (norma ANATEL n.º386)	60dBuV/m	67dBuV/m	Contorno Urbano (Seção 3.2.3)
Recepção com antena externa comum entre 4 e 6 metros de altura, 95% do tempo/ 95% dos lugares. (Valores arbitrados neste trabalho)	58dBuV/m	67dBuV/m	Condições de recepção das residências brasileiras (Seção 3.2.4)
Recepção portátil e indoor a 1,5 m de altura, 99% do Tempo e 95% dos lugares (Recomendação ITU RRC-06)	76dBuV/m	84dBuV/m	Recepção indoor ótima (Seção 3.2.5)

*Valores de campo elétrico corrigido, dados em dBuV/m, que iluminam o local a 10 m de altura.

Assim, plotamos no simulador um conjunto de curvas de campo elétrico, que vão desde a curva de 65dB μ V/m até a curva de 85dB μ V/m. A figura 7.2 mostra as curvas de intensidade de campo para a região urbana do DF, para o canal 15 transmitido à partir da estação do Colorado.

7.1.2 A escolha dos pontos de medidas

O conjunto de medidas desta seção visa analisar o sinal nas áreas populosas do DF e verificar se foram satisfeitas as condições de recepção. Para este conjunto de medidas, foram escolhidos pontos de amostragem em regiões de importância pelo relevo. A abordagem de realizar medidas distribuídas em raias e círculos concêntricos, tipo gratícula, foi preterida pois necessitava-se medir de forma rápida a cobertura apenas em regiões populosas.

Os pontos escolhidos estão localizados ao longo de largas avenidas, evitando-se medir dentro de *canion streets* (paredões de prédios), conforme recomenda o modelo Ikegami-Walfish. Foram plotados e medidos 45 pontos (identificados como M1,M2,..., M45), distribuídos no mapa local e mostrados na figura 7.2 :

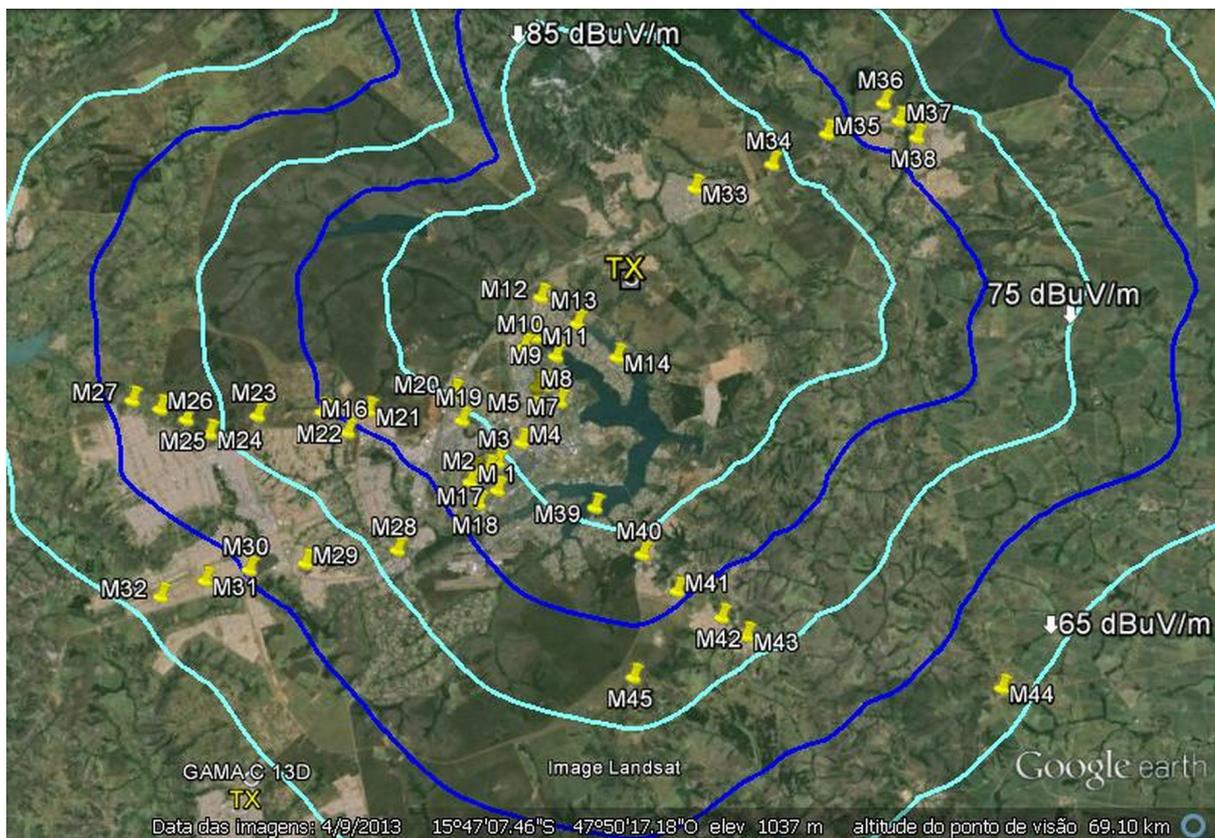


Figura 7.2: Curvas com níveis de sinal previstos pelo modelo ITU-R P.1546 para o Canal 15 D transmitido desde a estação do Colorado – DF.

A análise da figura demonstra que a região urbana do Gama-DF não está contemplada com sinais de níveis superiores a 65dB μ V/m, portanto, para ser viável a recepção naquela localidade com o emprego de antenas externas típicas brasileiras, ou melhor ainda, com o uso de recepção indoor, necessitamos instalar uma estação retransmissora.

Dado ao fato do Gama-DF não pertencer à mesma aglomeração urbana do Plano Piloto, passa a ser legalmente possível de se instalar uma retransmissora em outro canal que não o canal 15. Dessa forma, as seis emissoras instaladas no Colorado estão instalando também estações retransmissoras naquela localidade, operando em MFN (*multi-frequency network*), geralmente ocupando os canais adjacentes ao canal do Colorado-DF.

Pare servir a localidade do Gama-DF, a EBC implantou uma estação retransmissora no canal 13, a qual tem seu desempenho analisado no item 7.4 desta dissertação.

7.1.3 Instrumentos utilizados

Foram empregados instrumentos portáteis, transportáveis em veículo de passeio particular. Para suprir as condições de recepção interna, descritas acima, empregou-se uma vara de PVC de 1,8 metros de comprimento, em cuja ponta montou-se um dipolo dobrado cortado para a frequência central do canal 15, dotado de balum e cabo coaxial de baixa perda. Ao efetuar a medição, o operador soma a altura da vara à altura de seu corpo, posicionando a antena aos 3,5 metros de altura.

Os níveis aferidos no medidor, obtidos em $\text{dB}\mu\text{V} / 75 \text{ ohms}$, devem passar por correção de Fator K (ou fator de dipolo). Após as correções, obtemos o valor final dado em $\text{dB}\mu\text{V/m}$ encontrados à altura de 10 metros do solo.

Para a medida e análise dos sinais, empregou-se um analisador de sinais ISDB-T da marca DIGIAIR PRO, o qual mede a intensidade do sinal elétrico disponível em sua entrada, sobre uma impedância característica de 75 ohms, após isso é efetuada a correção do Fator K (ou fator de dipolo) da antena. Como as medidas são feitas a 3,5 metros de altura, e o modelo de propagação nos dá níveis de intensidade de campo sempre referenciados à altura de 10 metros do solo, torna-se necessário aplicar também a correção de altura de recepção.

O instrumento DIGIAIR PRO tem capacidade de decodificação do sinal, medindo a taxa de erro (BER) obtida antes da atuação dos corretores de erro do sistema (Viterbi, Reed Salomon), medindo também a relação sinal/ruído sobre a constelação decodificada e a taxa de MER (*Modulation Error Rate*).

O medidor não permite aquisição de amostras automatizadas e não contém os filtros estatísticos dos medidores mais elaborados, com isso, observa-se a medida por algum tempo, até esta ficar estável, para então efetuar a leitura de forma manual. Repete-se 3 vezes o processo, em locais próximos alguns metros, e se traça a média aritmética das medidas.

A figura 7.3 mostra o medidor, os dipolos de VHF e UHF.



Figura 7.3: Medidor de intensidade de campo e sinais marca DIGIAIR PRO.

O medidor DIGIAIR PRO possibilita a visualização de medidas imediatas. É realizada uma varredura no sentido transversal e no sentido longitudinal da reta imaginária entre o ponto de medida e o transmissor. Ao encontrar-se o ponto de maior intensidade de sinal do local, e verificar-se que a medida está estável por alguns segundos, anota-se o valor médio visualizado, anotando-o manualmente em uma planilha. Se ao realizar a varredura transversal (ou longitudinal) forem verificadas variações no sinal, aumentando ou diminuindo o nível, de forma repetitiva e em distâncias equivalentes à $0,5\lambda$, tem-se então a possibilidade de que a variação descrita ocorra por sobreposição de dois sinais causados por multipercurso. Se a variação verificada for superiores a 6dB, isso denota a existência de multipercurso severo, nesses casos a medida é desprezada e outro local próximo é procurado, para a realização de uma nova medida.

7.1.4 Medidas no Plano Piloto

Na região do plano piloto, foram sondados os pontos apresentados na figura 7.4 , e a tabela 7.2 traz os dados dos pontos medidos, como as coordenadas geográficas e o nível de sinal corrigido (fator K + correção de altura), além de MER e C/N.

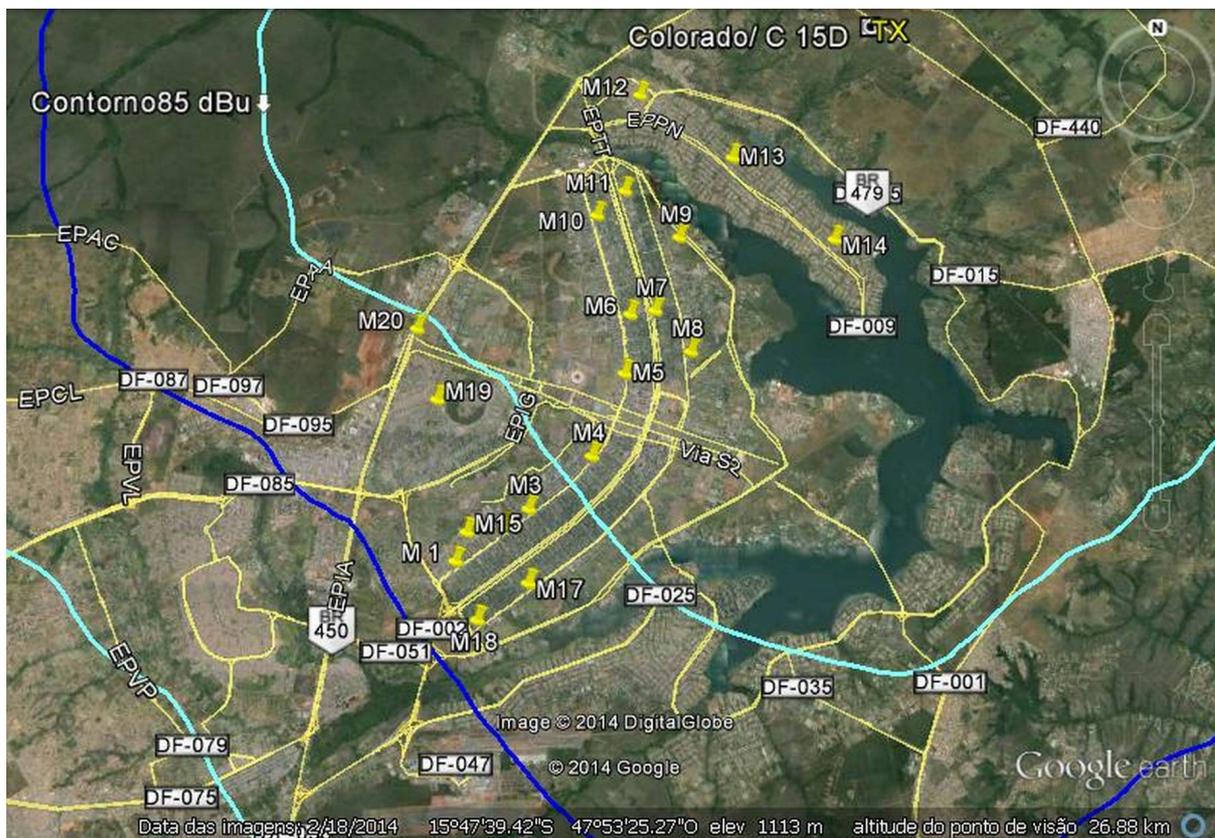


Figura 7.4: Pontos de medidas no Plano Piloto do DF.

Tabela 7.2: Medidas do canal 15D no Plano Piloto – DF.

Brasília - Plano Piloto		Latitude	Longitude	dB μ V/m	BER	C/N
M1	W3 Sul estac 515/516	15°49'40"	47°55'36"	70	10 ⁻⁴	12
M2	W3 Sul estac 511/512	15°49'12"	47°54'57"	58	10 ⁻⁵	10
M3	W3 Sul estac 509/510	15°48'57"	47°54'37"	54	10 ⁻²	8
M4	W3 Sul estac 503/504	15°48'15"	47°53'43"	53	10 ⁻²	9
M5	Brasília Shopping e Rede Globo	15°47'8"	47°53'21"	75	10 ⁻⁸	22
M6	W3 Norte campinho	15°46'18"	47°53'16"	85	10 ⁻⁸	29
M7	205/206 N tesourinha do eixo W	15°46'10"	47°52'58"	90	10 ⁻⁸	30
M8	SGAN 602/603	15°46'48"	47°52'25"	97	10 ⁻⁸	31
M9	L3 Norte SCEN Tr 2	15°45'12"	47°52'36"	96	10 ⁻⁷	28
M10	W3 Norte	15°44'55"	47°53'45"	93	10 ⁻⁷	29
M11	SQN 114	15°44'33"	47°53'22"	90	10 ⁻⁸	30
M12	Iguatemi	15°43'10"	47°53'11"	100	10 ⁻⁸	31
M13	Lago Norte	15°44'3"	47°51'51"	98	10 ⁻⁸	30
M14	Lago Norte	15°45'12"	47°50'24"	96	10 ⁻⁸	29
M15	Asa Sul Templo LBV	15°49'16"	47°55'27"	75	10 ⁻⁷	19
M16	Jockey	15°48'0"	48° 0'12"	80	10 ⁻⁸	24
M17	L2 Sul - Igreja Adventista	15°49'45"	47°54'21"	55	10 ⁻⁴	9
M18	L2 Sul - pista aeromodelo	15°50'25"	47°55'17"	63	10 ⁻³	11
M19	Cruzeiro campinho QRSW 03/04	15°47'31"	47°55'56"	80	10 ⁻⁸	29
M20	Rodoferroviária					

7.1.5 Medidas na Ceilândia

As regiões de Taguatinga, Ceilândia, Samambaia e Núcleo Bandeirantes foram medidas através dos pontos mostrados na figura 7.5 e apontados na tabela 7.3 :

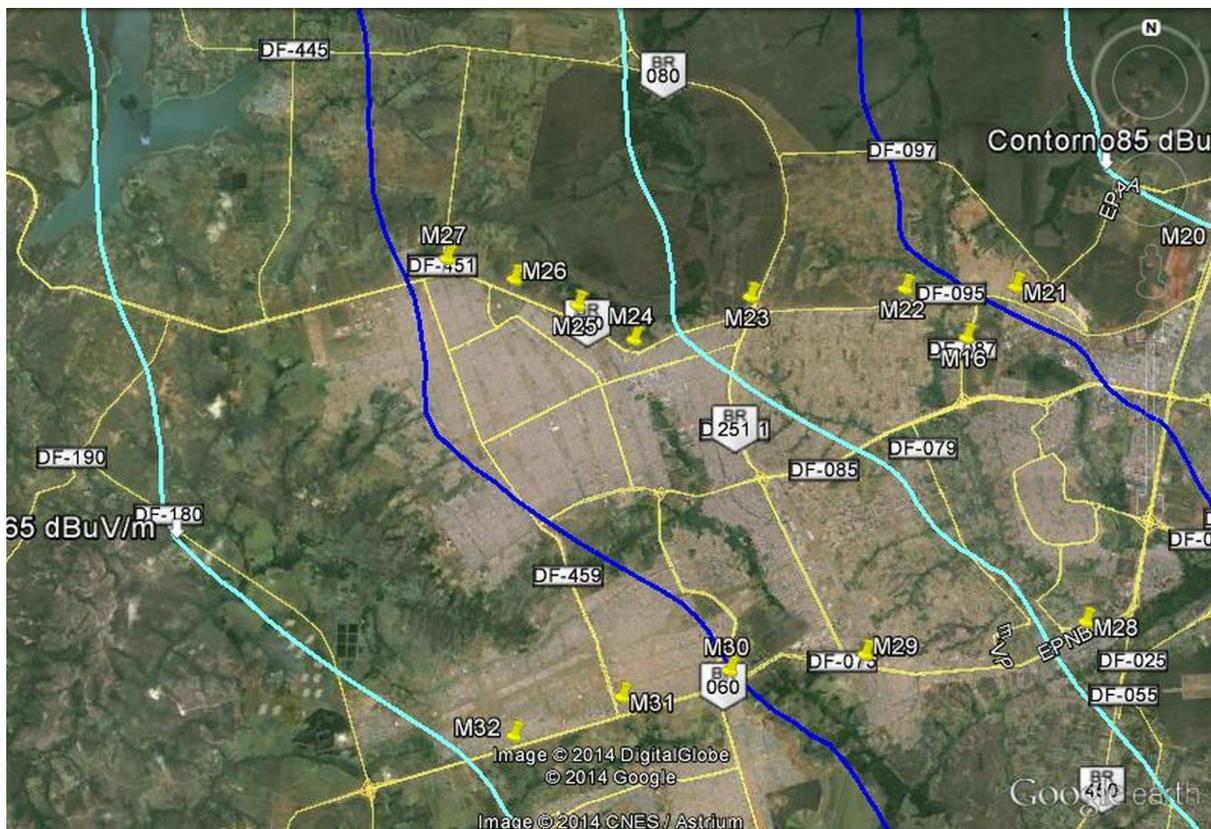


Figura 7.5: Pontos de medidas na região de samambaia e Ceilândia – DF.

Tabela 7.3: Medidas do canal 15D na região de Samambaia e Ceilândia - DF

Via Estrutural		Latitude	Longitude	dBuV/m	BER	C/N
M21	Via Estrutural Posto Ipiranga	15°47'13"	47°59'18"	85	10 ⁻⁸	30
M22	Via Estrutural Parada Ônibus	15°47'19"	48° 0'59"	100	10 ⁻⁸	30
M23	Via Estrutural trevo p/ Brazlândia	15°47'29"	48° 3'16"	76	10 ⁻⁶	30
M24	Via Estrutural Subestação CEB	15°48' 8"	48°4'58"	71	10 ⁻⁶	17
M25	Via Estrutural	15°47'39"	48°5'49"	75	10 ⁻⁶	10
M26	Via estrutural CAESB Ceilândia	15°47'18"	48°6'46"	78	10 ⁻⁷	27
M27	Último trevo pra Brazlândia	15°47' 1"	48° 7'45"	53	x	x
Saída p/ Goiânia		Latitude	Longitude	dBuV/m	BER	C/N
M28	Núcleo Bandeirantes Galeteria	15°51'56"	47°57'56"	62	10 ⁻⁵	11
M29	EPNB indústrias Rossi	15°52'36"	48°1'29"	67	10 ⁻⁶	13
M30	Trevo EPCT EPNB	15°52'52"	48°3'27"	65	10 ⁻⁷	8
M31	Restaurante Comunitário	15°53'16"	48°5' 4"	58	10 ⁻²	14
M32	Posto Gasolina Samambaia	15°53'51"	48°6'38"	54	x	17

Medidas complementares foram realizadas na região de Ceilândia, no sentido transversal e em região densamente povoada, conforme mostra a figura 7.6



Figura 7.6: Pontos complementares na região de Ceilândia

Os valores das medidas complementares são apontados na tabela 7.4.

Tabela 7.4: Medidas complementares na região da Ceilândia.

	Via Estrutural	Latitude	Longitude	dBuV/m	BER	C/N
M46		15°48'21"	48°7'37"	49	X	X
M47		15°50'14"	48°6'37"	53	10 ⁻²	9
M48		15°52'10"	48°5'24"	61	10 ⁻⁷	15
M49		15°51'46"	48°3'26"	78	10 ⁻⁶	29
M50		15°53'27"	48°6'41"	51	X	X

7.1.6 Medidas em Sobradinho e Planaltina

Foram realizadas medidas na direção do Colorado, Sobradinho e Planaltina-DF, sendo analisados os pontos mostrados na figura 7.7 :

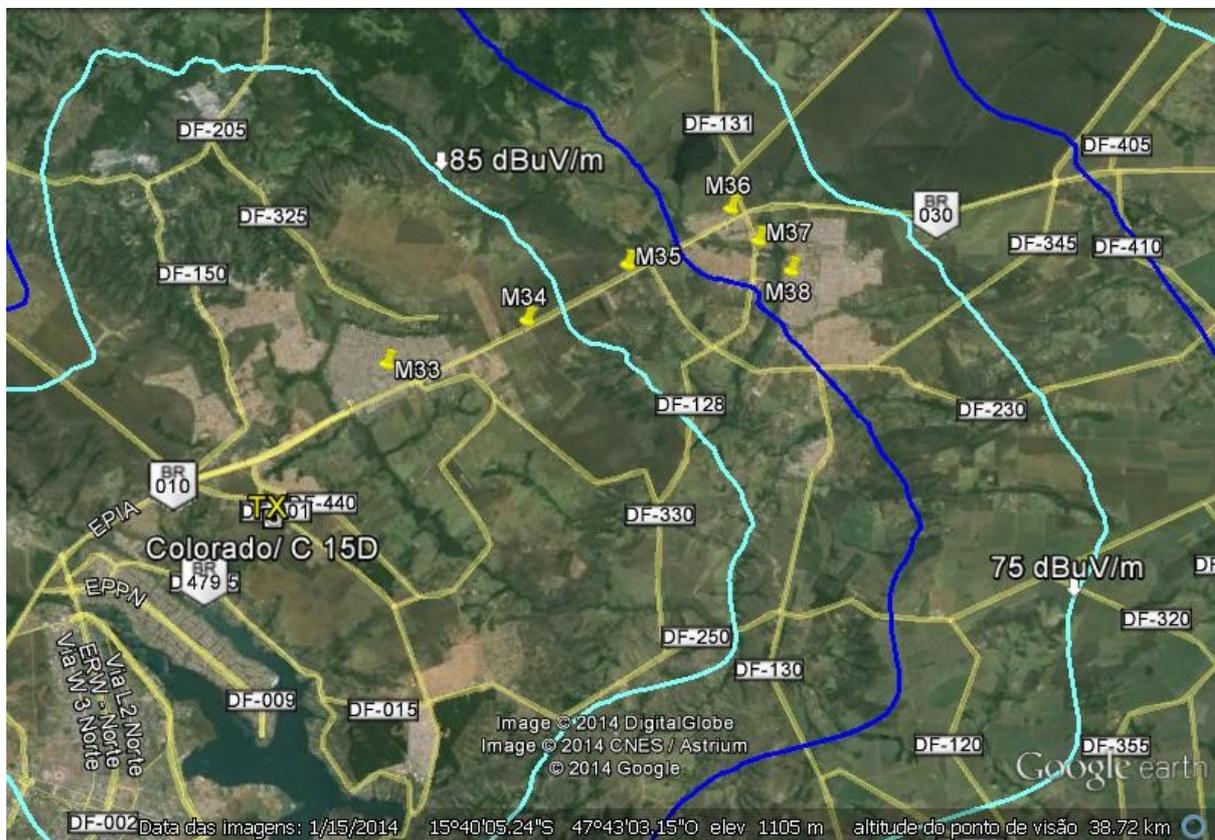


Figura 7.7: Pontos de medidas na região de Sobradinho e Planaltina-DF

A tabela 7.5 dá os valores das medidas.

Tabela 7.5: Medidas do Canal 15D em Sobradinho e Planaltina-DF

Planaltina-DF		Latitude	Longitude	dB μ V/m	BER	C/N
M33	Sobradinho 13 ^a DP	15°39'13"	47°47'41"	87	10 ⁻⁷	28
M34	DF 040	15°38'20"	47°44'55"	70	10 ⁻⁶	12
M35	DF 040	15°37'12"	47°42'56"	59	x	x
M36	Planaltina Posto Itiquira	15°36' 4"	47°40'52"	60	10 ⁻⁶	10
M37	Planaltina Trevo	15°36'40"	47°40'19"	55	x	x
M38	Praça Cel Salviano M. Guimarães	15°37'15"	47°39'39"	58	x	x

7.2 SIMULADOR DE SOMBREAMENTO

Outra ferramenta interessante é o uso de simuladores de área de sombra, os quais aproveitam os dados topográficos locais, destacando as regiões onde há obstrução severa imposta ao sinal pelo relevo. O simulador de sombreamento (ou de linha de visada) substitui com rapidez a análise de perfil topográfico ponto-a-ponto, para cada ponto onde as medidas apresentaram níveis práticos muito menores que aqueles previstos pelo simulador PROJETO RADIODIFUSÃO, baseado no modelo oficial.

A figura 7.9 confirma que alguns pontos da Asa Sul se encontram em região de bloqueio por relevo.

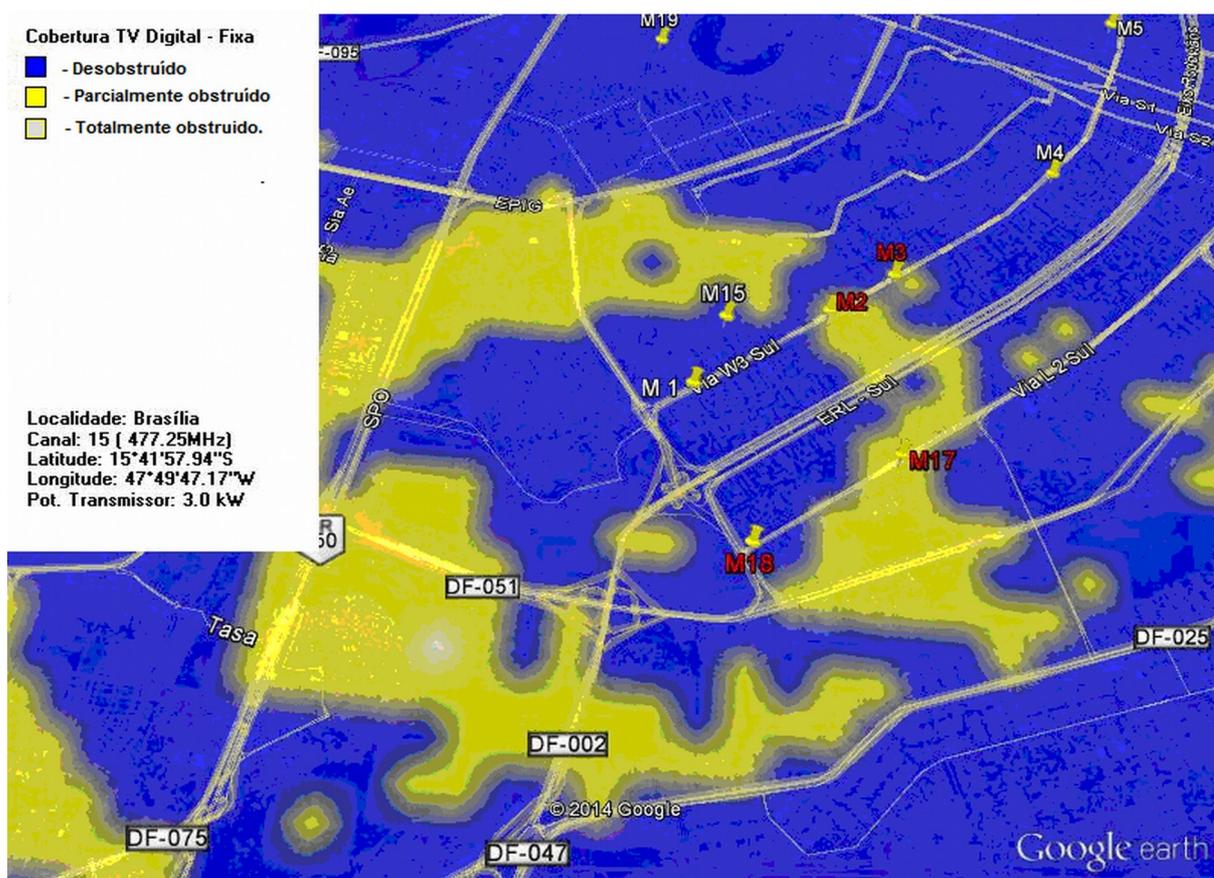


Figura 7.9: Áreas de sombra na Asa Sul do Plano Piloto – DF.

Os pontos M2, M3 e M17 apresentam baixo sinal de recepção graças à obstrução do relevo.

Da mesma forma na região da Ceilândia e Samambaia, encontramos obstruções por relevo, conforme mostra a figura 7.10:

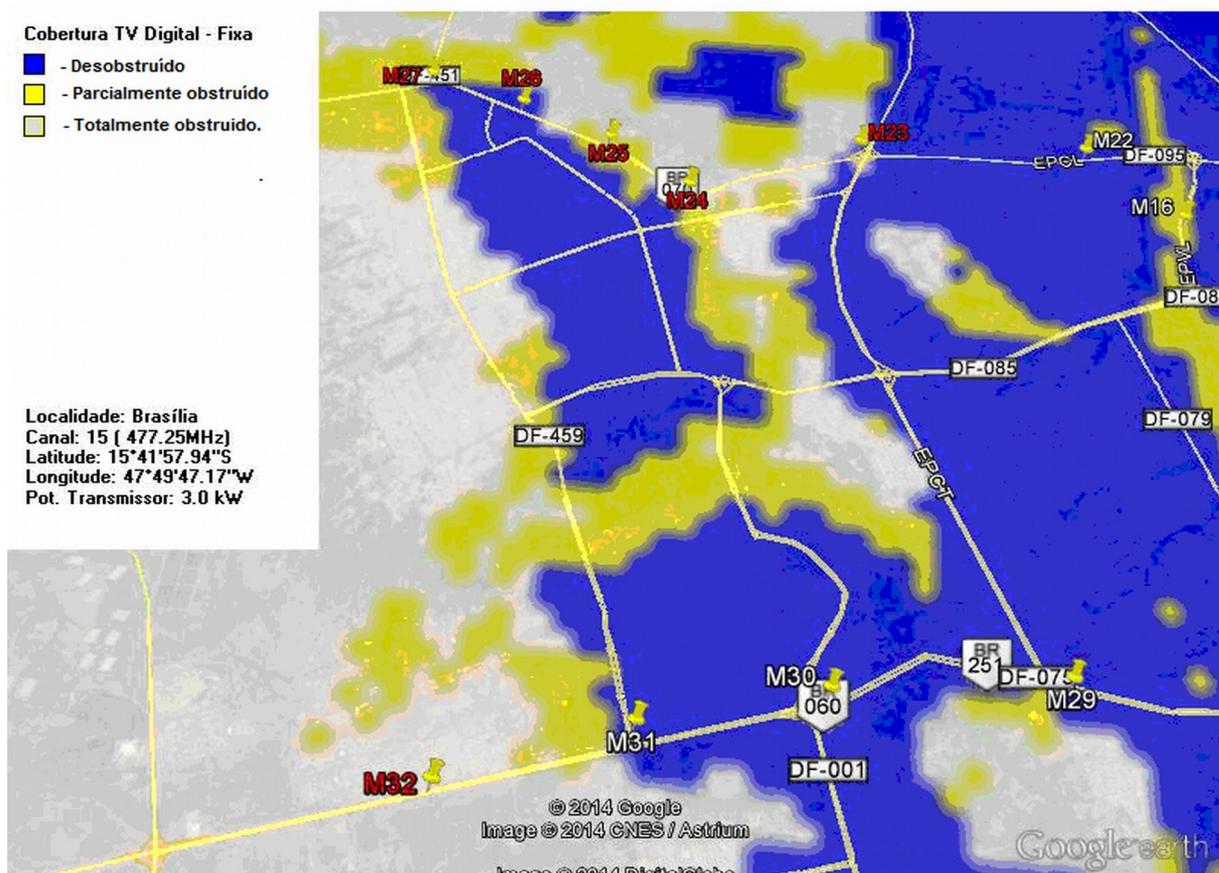


Figura 7.10: Áreas de sombra na região de Samambaia, Ceilândia e Via Estrutural

Nesta região, a figura 7.6 e a tabela 7.4 apresentam pontos complementares. Confirmamos que o baixo nível de sinal medido nos pontos complementares e nos pontos M24, M25, M26, M27 e M32 é fruto de obstrução severa de relevo, conforme comprova o simulador de área de sombra.

A figura 7.11, traça o perfil topográfico (ponto-a-ponto) desde o transmissor até o ponto M32, com isso, comprova-se a obstrução de relevo apontada pelo simulador de sombreamento, na figura 7.10, indicando que este é o ponto mais obstruído deste certame de medidas.



Figura 7.11: Perfil entre TX e ponto M 32, com obstrução causada pelo terreno.

A região de Planaltina também apresenta atenuação extra, causada pela influência do relevo, apontadas pelo simulador de sombreamento. Este fato que explica o pouco sinal dos pontos M35, M36, M37 e M38, como mostrados na figura 7.12

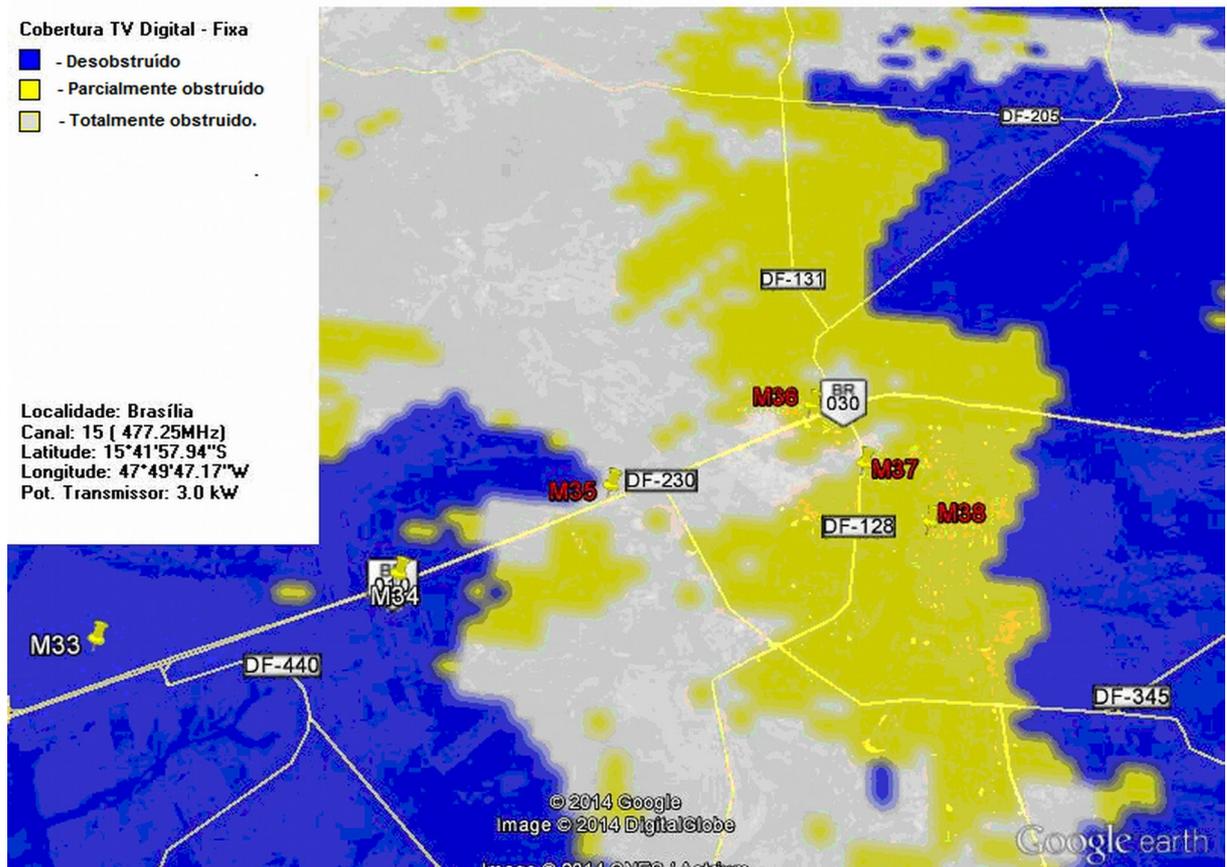


Figura 7.12: Áreas de sombra em Planaltina – DF.

A região de São Sebastião, localizada em um terreno de cota mais baixa que a média geral, apresentou baixo nível de sinal nos pontos M42 e M43, porém viáveis de recepção, conforme mostra a figura 7.13:

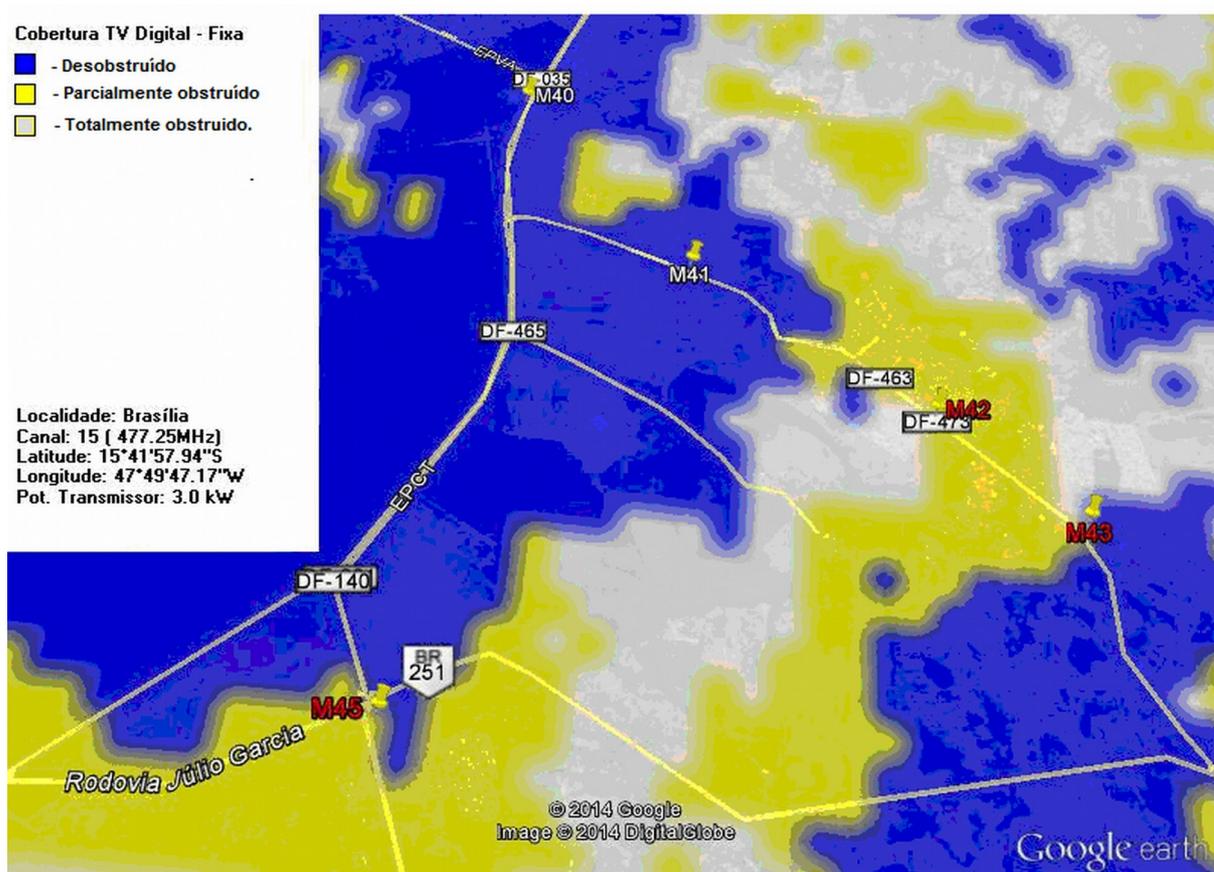


Figura 7.13: Áreas de sombra em São Sebastião – DF

7.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS E CONCLUSÕES SOBRE A COBERTURA DO CANAL 15D

O conjunto de medidas apontou inicialmente a necessidade do uso de antenas padrão para recepção na Asa Sul. O mesmo certame de medidas e sua análise comprovam que na região das últimas quadras da Samambaia e da Ceilândia o nível de sinal é crítico, considerando-se a recepção com antena externa típica para as condições brasileiras (segundo a tabela 7.1, região com sinal < 67 dB μ V/m). Na região do Sol Nascente, dado a atenuação da camada de prédios e à caída no relevo, os níveis de sinal tangenciam o limiar da recepção mesmo com antena externa padrão, por isso se recomenda o emprego de retransmissão, porém, como os citados bairros pertencem ao mesmo estrato urbano do DF, é recomendável o

emprego de retransmissão SFN (no mesmo canal 15 D), com os devidos cuidados para sincronização da estação retransmissora à estação geradora do Colorado.

Já as medidas realizadas na cidade de Planaltina-DF apontam um nível de sinal o qual exige o uso de antena externa padrão em alguns casos, ou faculta o uso de antena externa típica brasileira em outros casos. Recomenda-se o uso de retransmissão nesta localidade, caso queira se garantir níveis para recepção *indoor*. Esta retransmissão pode ser MFN (em um canal diferente do original 15D, portanto mais simples, sem sincronização) ou SFN (no mesmo canal 15D, porém com limite de potência em 100 watts e difícil ajuste de realimentação e sincronização).

A localidade de Sobradinho, apesar de estar situada em região interna a um acidente de relevo, apresentou nível de sinal suficiente para recepção com antena externa típica brasileira (tabela 7.1, sinal na região < 67dBuV/m).

O gráfico da figura 7.14 expressa a noção do rendimento dos pontos medidos, e do tipo de antena de recepção recomendada.

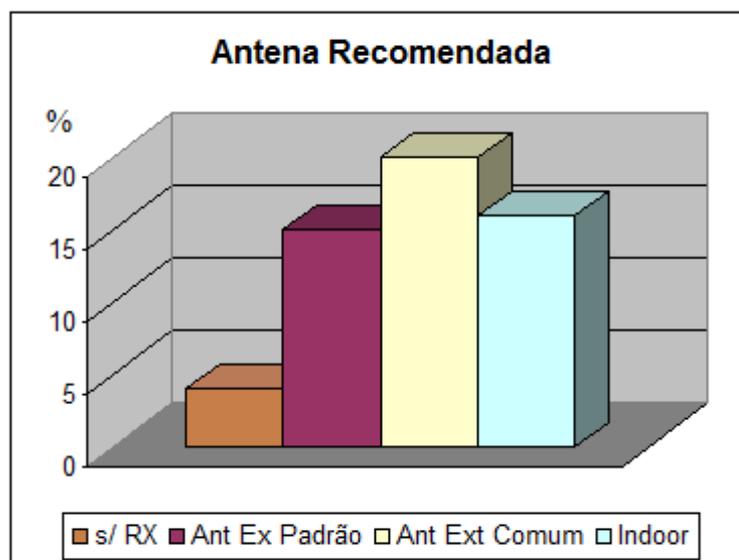


Figura 7.14: Antena Recomendada para recepção do Canal 15D

De forma conclusiva, confirmamos que a cobertura esperada para o canal 15D, teoricamente eficiente em todo o perímetro do contorno de 67dB μ V/m, apresentou lacunas e deficiências, a serem mitigadas com o uso de retransmissão por Gap-Filler (preenchimento de área de sombra por retransmissão no mesmo canal) ou SFN.

7.4 MEDIDAS DE CAMPO E ANÁLISE DA COBERTURA DO CANAL 13 DIGITAL DO GAMA-DF

Apresentamos a seguir a análise de eficiência de cobertura do sistema de transmissão em VHF Digital ISDB-Tb instalado na localidade do Gama-DF. Esse item tem o objetivo de verificar os resultados obtidos com a transmissão em ISDB-TB em VHF, comparando com os resultados obtidos através da transmissão do sistema ISDB-TB em UHF. Na localidade existe uma retransmissora UHF de características semelhantes à estação da EBC. Nesta seção são utilizados métodos comparativos, resultando uma análise com um enfoque mais profundo que a descrita nas seções anteriores (7.1 a 7.3).

Esta análise se baseia em duas frentes de trabalho, uma realizada pelas equipes do Ministério das Comunicações e do INMETRO, contando com instrumental e veículo customizado conhecido como Laboratório Móvel de TV Digital. A outra frente de trabalho contou com nossa participação, onde empregamos instrumentos portáteis de propriedade da EBC e veículo de passeio.

A frente de trabalho conduzida pelo MINICOM/INMETRO teve como objetivo medir e analisar o desempenho do canal 13 ISDB-TB comparando-o às estimativas previstas no modelo de propagação ITU-R 1546, o qual é utilizado como ferramenta básica para os projetos legais de instalação de canais, perante a Anatel e MINICOM. Ou seja, esta equipe verificou se realmente o canal 13 ISDB-T cobre as áreas esperadas com sinal eficiente, de acordo com a ferramenta ITU-R 1546.

O critério da equipe MINICOM/INMETRO fora o de verificar a viabilidade de recepção com antena externa, conforme definido na norma técnica (portaria Anatel nº 386). Para este caso o veículo contou com mastro de 10 metros de altura, antena log-periódica de 4,36dBd de ganho e cabo de descida de 0,8 dB de perda.

O trabalho realizado pelo MINICOM não é aproveitado na presente dissertação, pois o mesmo tem enfoque diferente do proposto aqui, e os dados compilados pelo MINICOM não estavam disponíveis no momento da consolidação desta dissertação. Assim o trabalho do MINICOM serviu apenas como referência operacional, apontando a forma de como realizar as medidas, bem como, aproveitamos a ocasião para aferir nossos instrumentos e métodos, tendo como base os instrumentos do MINICOM/INMETRO.

A frente de trabalho por nós conduzida, teve objetivos extra, o primeiro, de medir sinal e verificar o atendimento dos requisitos mínimos para recepção com antena interna em região urbana do sinal do canal 13 ISDB-TB. O segundo objetivo fora medir o sinal, verificar a recepção com antena externa do canal 20 UHF Digital, o terceiro objetivo fora o de comparar os resultados da cobertura obtida com o canal 13 versus a cobertura obtida com o canal 20.

Resumindo, a equipe do MINICOM / INMETRO mediu as condições do canal 13 para uso de antena externa, a equipe por nós liderada empregando equipamentos cedidos pela EBC mediu as condições de recepção com antena interna do canal 13 e do canal 20.

Segundo o estudo realizado pela Anatel, os valores para recepção com antena externa e antena interna estão apontados na tabela 7.1 da seção anterior, sendo descritos detalhadamente no capítulo 3 desta dissertação.

7.4.1 Estações Transmissoras

A estação transmissora do canal 13, operou com um transmissor de 100 watts de potência nominal, o cabo empregado é do tipo 1 e 5/8", com 45 metros de comprimento, dando uma atenuação de 0,43 dB. A antena transmissora é do tipo log-periódica e propicia um ganho de potência de 10,1dBi. A antena está apontada na direção de 165 graus (sul), seu ângulo de meia potência é de 54 graus, e está instalada a 42 metros de altura do solo. Desta forma, a estação transmissora do canal 13 irradia uma potência de 0,5 kW ERP na direção de 165 graus sul. O transmissor já foi descrito no capítulo V desta dissertação, item 5.4.

A outra estação utilizada como referência neste trabalho, transmitindo no canal 20, é de propriedade de uma emissora comercial, opera com um transmissor de 500 watts de potência nominal, o cabo empregado é do tipo 1 e 5/8", com 60 metros de comprimento, dando uma atenuação de 0,8dB. A antena transmissora é do tipo SLOT de 220 graus e propicia um ganho de potência de 10,3 dBi na polarização horizontal. A antena está apontada na direção de 165 graus (sul), seu ângulo de meia potência é de 110 graus, e está instalada a 42 metros de altura (todos os dados aqui apontados foram obtidos no site da Anatel) .

A figura 7.15 mostra a torre de transmissão do canal 13 (à direita).



Figura 7.15: Torre de transmissão do canal 13 Digital do GAMA - DF

A figura 7.16, mostra a torre de transmissão do canal 20 no GAMA-DF.



Figura 7.16: Torre e antenas do canal 20 Digital no Gama

A figura 7.17 mostra em detalhes a antena *slot* do canal 25 analógico (topo), bem como as antenas *slot* principal e reserva (ambas na lateral), empregadas para transmitir o canal 20:



Figura 7.17: Detalhe das antenas - principal e reserva - do canal 20 digital (lado) e do canal 25 analógico no Gama-DF

Desta forma, a estação transmissora do canal 13 irradia uma potência de 0,5 kW ERP na direção de 165 graus. Também a estação do canal 20 irradia uma potência 2,5 kW ERP na mesma direção.

Ambas as estações estão instaladas no mesmo sítio de transmissão, localizado no endereço SCL CI 45/47 – Gama - DF, sob as coordenadas 15°59'43''S e 48°03'07''W.

Dada a semelhança entre ambas estações, é possível comparar, na sequência deste trabalho, o rendimento de uma em detrimento da outra. E a diferença de potência irradiada entre elas (7dB) é justamente a diferença apontada pelo modelo Egli como compensação entre a faixa de VHF e UHF, para que ambas tenham o mesmo alcance teórico (ambas são estações Classe A) .

7.4.2 Estações receptoras ou de medidas

A estação receptora do MINICOM/INMETRO está instalada no interior de um veículo do tipo VAN, dotado de mastro telescópico de 10 metros de altura, empregando na recepção uma antena do tipo log-periódica, de fabricação da Rhode & Schwarz, com 6,5 dBi de ganho. A atenuação do cabo é de 0,8 dB, sendo empregado um amplificador LNA fabricado pela Minicircuits, de 20 dB de ganho, para compensar as perdas inseridas pelos divisores de

potência instalados na sequência do LNA. O sinal amplificado pelo LNA passa por um atenuador variável, passando pelo divisor e indo até um analisador de espectro marca ANRITSU. Do divisor também sai sinal para alimentar receptores domésticos típicos e para alimentar um analisador de sinais ISDB-T marca RHODE & SCHWARZ.

O sistema montado mede automaticamente 30 vezes cada parâmetro, traçando uma média e dando um tratamento estatístico a cada medida.

Dessa forma, o laboratório de Telecomunicações Móveis do INMETRO, como é chamada a estação, contempla as condições de recepção de uma estação com antena externa. A caracterização do veículo, ou seja, a aferição dos dispositivos, permitiu criar uma relação entre a potência entregue à entrada do analisador de espectro (em dBmW sobre 50 ohms) e o campo elétrico que ilumina a antena de recepção (em dB μ V/m).

A figura 7.18 mostra o laboratório de telecomunicações digital do INMETRO posicionado no local de aferição diário (marco zero).



Figura 7.18: Laboratório de medidas do INMETRO no ponto P0 (M0), local de aferição dos instrumentos.

Internamente, o veículo é dotado de analisador de espectro, medidor de sinal com analisador ISDB-TB, gerador de ruído impulsivo e demais acessórios, como mostra a figura 7.19:

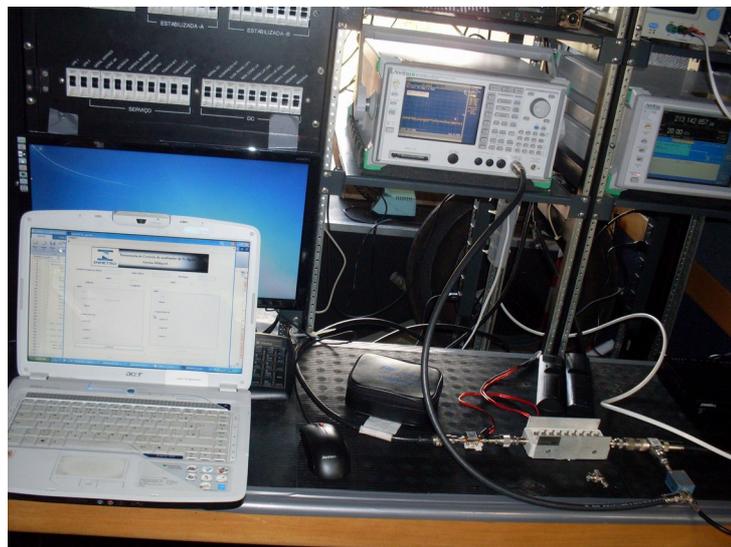


Figura 7.19: Equipamentos de medida do laboratório móvel do INMETRO

A figura 7.20 mostra a antena log-periódica instalada no topo do mastro telescópico de 10 metros de altura, no veículo do INMETRO.



Figura 7.20: Antena Log-periódica marca Rhode-Schwartz utilizada pelo INMETRO.

A estação receptora viabilizada pela EBC emprega instrumentos portáteis, transportáveis em veículo de passeio da empresa ou particular, conforme descrito no item 7.1.3. Para suprir as condições de recepção com antena interna descritas na norma Anatel nº 386, empregou-se vara de PVC para posicionar o dipolo à 3,5 metros de altura. O dipolo dobrado foi cortado para a frequência central do canal 13, da mesma forma, na ponta da outra vara está montado outro dipolo dobrado, cortado para a frequência central do canal 20,

também dotado de *balun* e cabo coaxial de baixa perda. A figura 7.21 mostra as antenas de recepção .

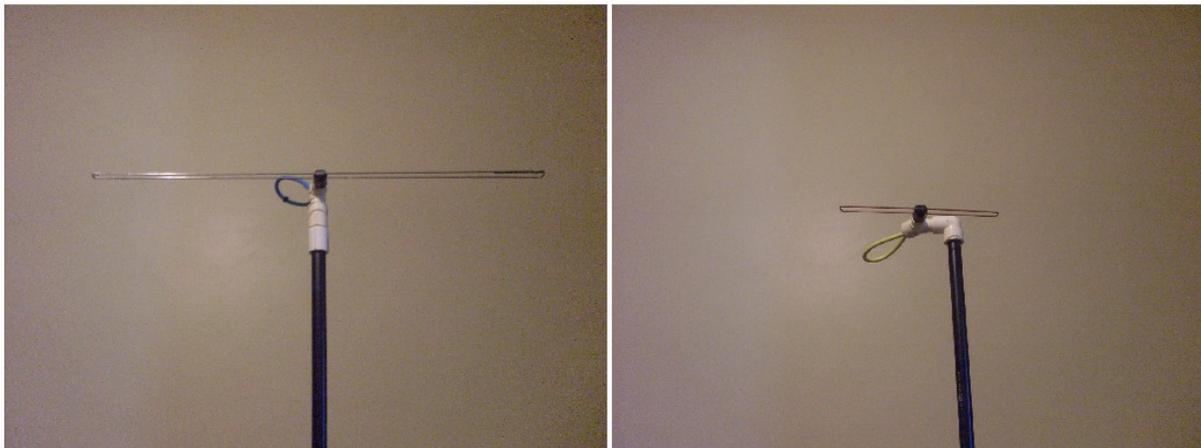


Figura 7.21: Dipolos de VHF (esq) e UHF (dir).

Para a medida e análise dos sinais, empregou-se um analisador de sinais ISDB-T da marca DIGIAIR PRO, o qual mede a intensidade do sinal elétrico entregue à sua entrada, sobre uma impedância característica de 75 ohms. O instrumento tem capacidade de decodificação do sinal, medindo a taxa de erro (BER) obtida antes da atuação dos corretores de erro do sistema (FEC, Reed Salomon), medindo também a relação sinal/ruído (C/N) sobre a constelação decodificada.

O procedimento de varredura transversal e longitudinal, bem como os critérios de amostragem, são os mesmos dos descritos no item 7.1.3.

Como o analisador DIGIAIR PRO não é um medidor de intensidade de campo elétrico, (não é dotado de antena própria), mas sim um medidor de sinal elétrico entregue à sua entrada (em $\text{dB}\mu\text{V}$), com isso, é necessária a caracterização do conjunto medidor-antena, para o canal 13 e para o canal 20 respectivamente, através do cálculo do fator K do dipolo e suas perdas associadas (cabos, conexões), chegando-se a dois conjuntos de relações, um entre o sinal medido no instrumento ($\text{dB}\mu\text{V}$) e a intensidade de campo do sinal do canal 13 (em $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$), e outro conjunto de relações, de forma idêntica, porém para o dipolo do canal 20. O fator K é a capacidade de transdução de uma antena, ou seja, a capacidade do dipolo em ser iluminado por uma intensidade de campo dada em volts/metro ($\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$), gerando uma determinada tensão (volts) e entregando-a à carga de 75 ohms. Em alguns medidores as antenas vem de fábrica com seu Fator K já aferido. As medidas deste trabalho foram todas realizadas à altura de 3,5 metros, corrigidas para a altura equivalente de 10 metros, pois todas as medidas do modelo ITU-R P.1546 se referem ao sinal que ilumina o local aos 10 m de altura.

7.4.3 Contorno Protegido do Canal 13 D no Gama-DF

De forma idêntica ao descrito na seção 7.1, utilizando-se a ferramenta de predição de cobertura já descrita, partindo das características da estação transmissora do canal 13, obtemos o contorno de serviço indicado pela figura 7.22

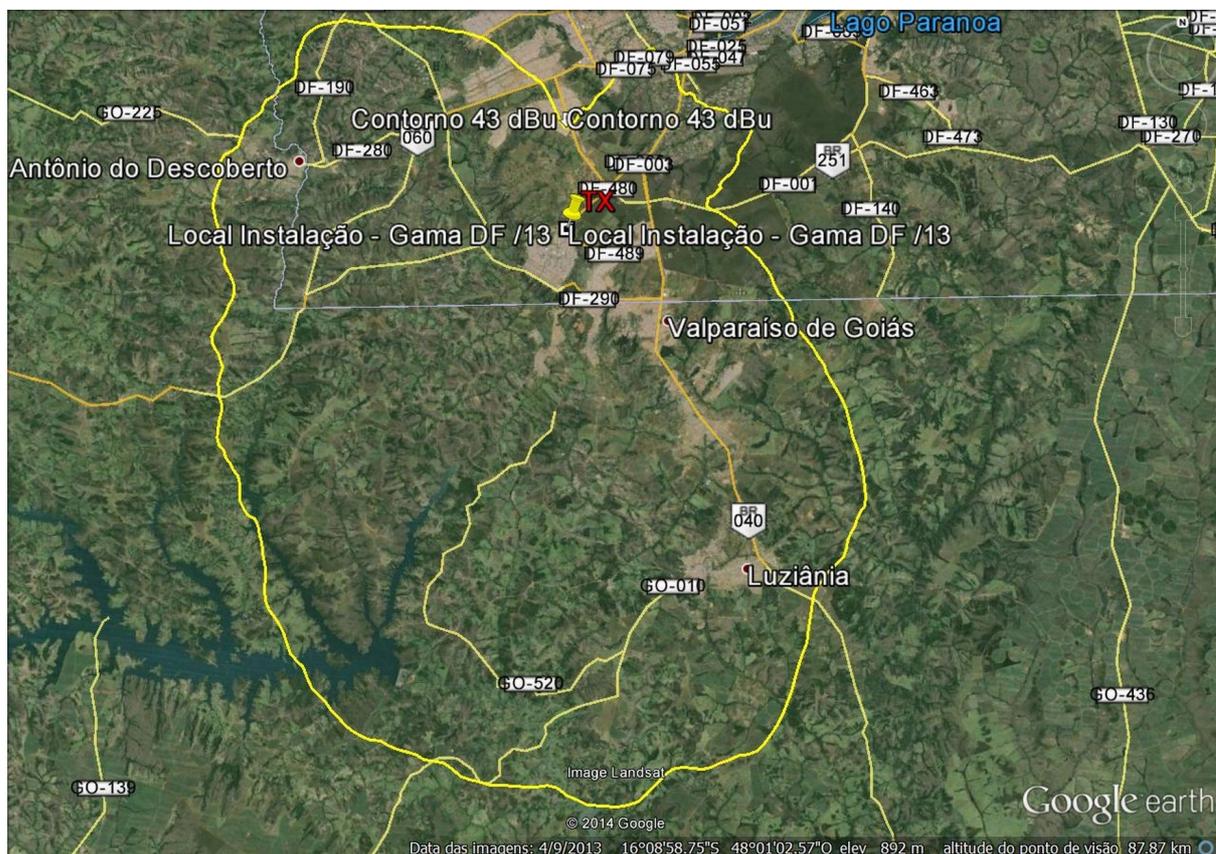


Figura 7.22: Contorno de serviço (43dBuV/m) do canal 13 Digital do Gama-DF

7.4.4 A Escolha dos pontos de medidas e os resultados obtidos

A equipe do MINICOM/INMETRO plotou 100 pontos no interior do perímetro do contorno de serviço.

Nosso trabalho conseguiu aferir 50 pontos, sendo 45 deles diferentes dos pontos medidos pelo MINICOM. Com a escolha dos pontos de medida do presente trabalho, objetivou-se medir o sinal e verificar a condição de recepção com antena interna, preferencialmente na região urbana do Gama - DF e de Santa Maria - DF, além de medidas em região descampada, próxima à estação. O objetivo segundo foi o de verificar a atenuação

impressa pelas edificações do Gama - DF, num raio de até 5 km, comparando com a atenuação impressa pelo relevo sem edificações na direção de Santa Maria - DF (5 km), para estudos complementares.

A figura 7.23 mostra os pontos de medidas na região urbana do Gama – DF e Santa Maria - DF, a serem aferidos neste trabalho.



Figura 7.23: Pontos de medidas escolhidos para o Gama-DF.

Como a região urbana do Gama-DF forma uma platô, cuja altitude é praticamente a mesma, e cujo substrato urbano é bastante uniforme, escolhemos pontos ao longo de duas avenidas transversais, espaçados de 5 graus. Além desses, escolhemos pontos ao longo de duas avenidas em Santa Maria - DF. Também foram escolhidos pontos ao longo do limite entre o DF e o estado de Goiás, região onde a emissora em análise não tem interesse em cobrir. Como já citado, os pontos escolhidos se situam em praças e avenidas largas, ou seja, em locais livres de prédios próximos, evitando os *canion-streets* e obstruções.

A figura 7.24 mostra as curvas de sinal previstas pelo modelo ITU-R 1546.P

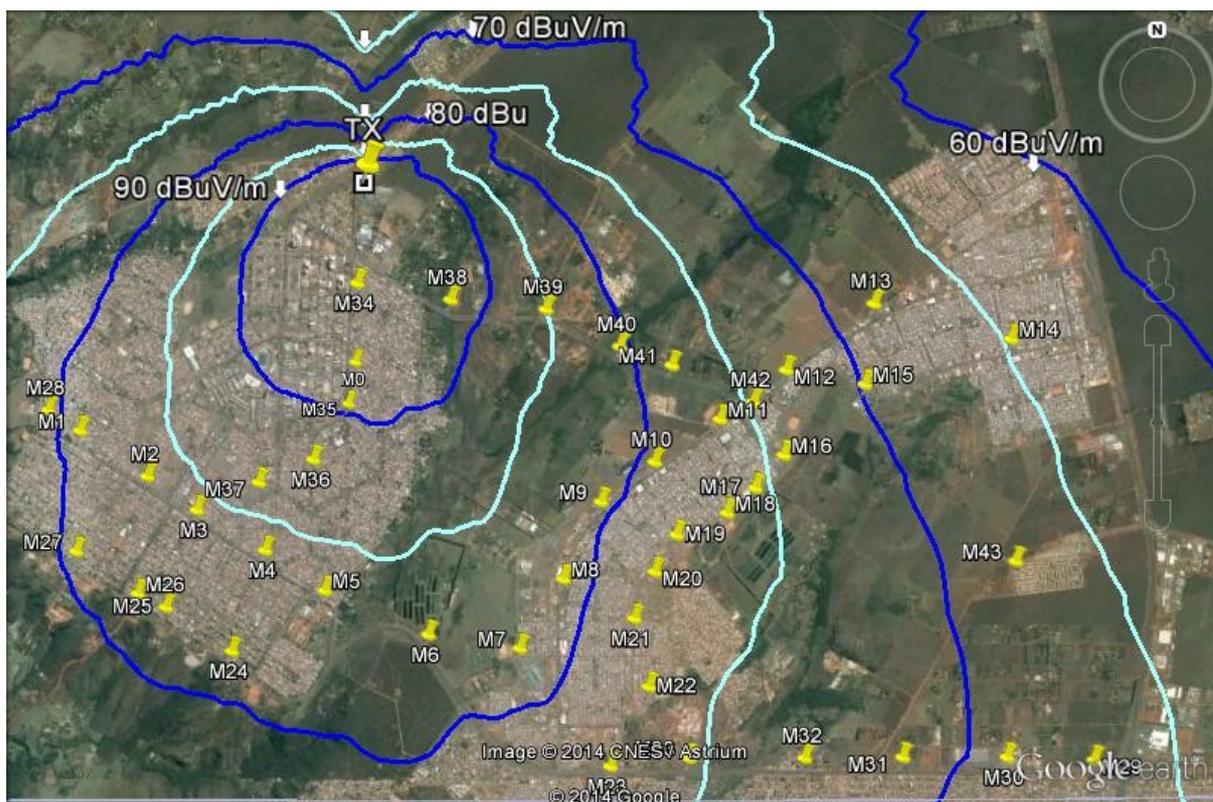


Figura 7.24: Curvas de intensidade de campo e pontos de medidas do canal 13 do Gama-DF.

Não foi necessário dividir em vários mapas e tabelas a área analisada nesta seção, pois o Gama – DF tem as dimensões de uma cidade pequena, enquanto que o plano piloto, medido e analisado na seção anterior, tem dimensões de metrópole, sendo imperativo analisar a área com o emprego de vários mapas e tabelas

Os níveis medidos relativos ao desempenho dos corretores (MER, C/N) serão analisados como indicadores de confiabilidade do sinal, além dos níveis de sinal elétrico, que indicam a probabilidade local e temporal de recepção.

A tabela 7.7 mostra os níveis de sinal medidos no instrumento, antes da correção, a taxa de erros (BER) e a relação sinal/ruído na constelação (para pontos na região urbana do Gama-DF).

A tabela 7.8 mostra os níveis de sinal corrigidos (Fator K + altura) em $\text{db}\mu\text{V/m}$ @ $H_{rx}=10$ metros (para região urbana e rural).

Tabela 7.7: Medidas comparativas entre canal 13D e canal 20D no Gama – DF.

Referência	Latitude	Longitude	Canal 13			Canal 20			
			Sinal	BER	C/N	Sinal	BER	C/N	
M0	Marco Zero - Igr de Cristo	16s0'46"	48w3' 12"	71	10 ⁻⁸	32	72	10 ⁻⁸	31
M1	Igreja Bat. Getsemani	16s0'1'08"	48w04' 43"	48	10 ⁻⁶	17	56	10 ⁻³	22
M2	Escola Clube da Criança	16s0'1'23"	48w04' 22"	51	10 ⁻⁷	21	50	10 ⁻⁷	17
M3	Luca Automóveis	16s0'1'34"	48w04' 05"	47	10 ⁻⁶	15	46	10 ⁻⁶	12
M4	Piquet Pneus	16s0'1'47"	48w03' 43"	44	10 ⁻⁶	12	40	X	x
M5	Posto Petrobrás SC-5	16s0'2'02"	48w03' 23"	48	10 ⁻⁶	16	49	10 ⁻⁷	13
M6	Pardal	16s2'15"	48w02' 48"	75	10 ⁻⁸	34	78	10 ⁻⁸	33
M7	Hospital HRSM	16s2'20"	48w2' 17"	72	10 ⁻⁸	33	65	10 ⁻⁵	26
M8	AV Alagado antes torre celular	16s0'1'56"	48w02' 01"	65	10 ⁻⁸	31	74	10 ⁻⁸	31
M9	Posto Petrobrás /TRE	16s0'1'32"	48w01' 50"	74	10 ⁻⁸	33	80	10 ⁻⁸	32
M10	Madeira Real / academia	16s0'1'20"	48'01'31"	7,8	10 ⁻⁸	34	80	10 ⁻⁸	33
M11	Praça Centro Adm. Sta. Maria	16s0'1'6"	48w01' 09"	59	10 ⁻⁷	28	70	10 ⁻⁷	29
M12	Praça defronte MPDF	16s00'49"	48w00'47"	60	10 ⁻⁸	28	74	10 ⁻⁸	32
M13	Shopping Cristo Rei fundos	16w00'29"	48w00'13"	53	10 ⁻⁴	21	73	10 ⁻⁸	32
M14	Campinho Superm. Ponto Alto	16s00'42"	47w59'03"	37	10 ⁻¹	2	41	X	X
M15	Centro Olímpico Santa Maria	16s0'54,4"	48w0' 20"	39	10 ⁻⁴	5	53	10 ⁻⁶	17
M16	Campo lado da QC02	16s1'18,5"	48w0' 47"	55	10 ⁻⁵	23	52	10 ⁻⁷	16
M17	Centro Ensino F. S10	16s1'27,5"	48w01' 6"	51	10 ⁻³	21	56	10 ⁻⁶	18
M18	Borracharia	16s0'1'37"	48w1' 14"	48	10 ⁻⁵	17	56	10 ⁻³	21
M19	Campinho	16s1'43,2"	48°1'25"	58	10 ⁻⁷	27	61	10 ⁻⁴	24
M20	Naturalgás	16s1'54"	48w1'33"	67	10 ⁻⁸	32	61	10 ⁻⁴	23
M21	Igreja Adventista	16°2'10,2"	48w1'38"	64	10 ⁻⁸	30	61	10 ⁻⁴	24
M22	Terminal rodoviário Sta Maria	16s2'30"	48w1'36"	53	10 ⁻⁴	21	50	10 ⁻⁷	14
M23	Rotatória Novo Gama	16s2'58"	48w1'46"	58	10 ⁻⁶	25	51	10 ⁻⁷	15
M24	Lanternagem Veloster	16s2'20"	48w3'54"	52	10 ⁻³	20	46	10 ⁻⁶	11
M25	JB Gesso / Bar Ciganus	16s2'6,4"	48w4' 18"	34	x	3	41	X	X
M26	Acesso rodovia VC-385	16s0'21,4"	48w4' 26"	48	10 ⁻³	18	46	10 ⁻⁶	11
M27	Posto BR JB	16s1'51"	48w04' 41"	42	10 ⁻⁶	9	43	X	X
M28	Primeiro retorno da SC-5	16s1'2,27"	48w4' 57"	37	10 ⁻²	2	46	10 ⁻⁶	10
M29	Trevo DF-290 c BR-040	16°2'57,6"	47°59'4,3"	45	10 ⁻⁶	13	40	X	X
M30	Centro Distrib do Carrefour	16°2'55,9"	47°59'33"	46	10 ⁻⁶	15	45	10 ⁻⁶	10
M31	Náutica Paraná – p. ônibus	16°2'56"	48°0'7,5"	53	10 ⁻⁶	23	56	10 ⁻³	21
M32	Pardal fte. Recicláveis Souza	16°2'55,9"	48°0'43,1"	50	10 ⁻³	20	43	10 ⁻⁶	9
M33	Subida	16°2'55,8"	48°1'19"	47	10 ⁻⁷	17	46	10 ⁻⁶	10
M34	Centro de Saúde 3 - 1km	16s0' 20"	48w 03' 11"	82	10 ⁻⁸	34	72	10 ⁻⁸	32
M35	Centro de Rec. Computacional	16°0'57,3"	48°3'14,2"	68	10 ⁻⁸	30	67	10 ⁻⁶	23
M36	Posto PM PCS008 – 3km	16°1'19,3"	48°3'26,2"	60	10 ⁻⁷	27	58	10 ⁻³	22
M37	Campo1º Igr Bat e Superm	16°1'26,8"	48°3'48"	55	10 ⁻⁵	21	56	10 ⁻³	20
M38	primeira baixada da DF 483	16°0'26,78"	48°2'40"	78	10 ⁻⁸	31	80	10 ⁻⁸	32
M39	retorno no alto	16°0'29,16"	48°2'7,79"	77	10 ⁻⁸	31	81	10 ⁻⁸	32
M40	segunda baixada	16s 0' 42"	48w 1' 43"	53	10 ⁻⁶	22	62	10 ⁻⁴	23
M41	após alta tensão, subindo	16°0'44,6"	48°1'53"	66	10 ⁻⁸	29	66	10 ⁻⁶	25
M42	frente Praça Adm. Sta. Maria	16s1' 0"	48w0' 58"	66	10 ⁻⁸	32	66	10 ⁻⁵	27
M43	Condomínio Total Vile	16s1'51,8"	47w59'30"	60	10 ⁻⁸	28	65	10 ⁻⁶	26
M44	DF-290 Ponte Alta	16°0'54,6"	48°8'23,7"	56	10 ⁻⁶	16	64	10 ⁻⁵	26

Tabela 7.8: Níveis de sinal corrigidos para o canal 13 e canal 20

	Referência	Latitude	Longitude	Canal 13*	Canal 20*
M0	marco zero p/ aferição- Igr de Cristo	16s0'46"	48w3'12"	85	95
M1	Igreja Bat Gets emani	16s01'08"	48w04'43"	62	79
M2	Escola Clube da Criança	16s01'23"	48w04'22"	65	73
M3	Luca Automóveis	16s01'34"	48w04'05"	61	68
M4	Piquet Pneus	16s01'47"	48w03'43"	58	63
M5	Posto Petrobrás SC-5	16s02'02"	48w03'23"	62	72
M6	Pardal	16s2'15"	48w02'48"	89	102
M7	Hospital HRSM	16s2'20"	48w2'17"	86	88
M8	av Alagado antes da torre celular	16s01'56"	48w02'01"	79	97
M9	Posto Petrobrás/TRE(campinho)	16s01'32"	48w01'50"	90	103
M10	Madeira Real / academia	16s01'20"	48'01'31"	91	103
M11	antes praça cetro admin S. Maria	16s01'6"	48w01'09"	73	94
M12	Praça defronte MPDF promotoria	16s00'49"	48w00'47"	74	97
M13	Shopping Cristo Rei fundos	16w00'29"	48w00'13"	67	96
M14	Campinho superm. Ponto Alto	16s00'42"	47w59'03"	51	64
M15	Centro Olimpico Santa Maria	16s0'54,4"	48w0'20"	52	76
M16	Campo lado da QC02	16s1'18,5"	48w0'47"	68	75
M17	Centro Ensino F. S 10	16s1'27,5"	48w01'6"	65	79
M18	Borracharia	16s1'37,30"	48w1'14"	62	81
M19	Campinho	16s1'43,2"	48°1'25"	71	85
M20	Naturalgás	16s1'54"	48w1'33"	80	85
M21	Igreja Adventista	16°2'10,2"	48w1'38"	78	85
M22	Terminal rodoviário Santa Maria	16s2'30"	48w1'36"	67	73
M23	rotatoria Novo Gama	16s2'58"	48w1'46"	71	74
M24	Lanternagem Veloster	16s2'20"	48w3'54"	66	69
M25	JB Gesso / Bar Ciganus	16s2'6,4"	48w4'18"	48	64
M26	Acesso rodovia VC-385	16s02'1,4"	48w4'26"	62	70
M27	posto BR JB	16s1'51"	48w04'41"	56	66
M28	Primeiro retorno da SC-5	16s1'2,27"	48w4'57"	50	69
M29	Trevo DF-290 c BR-040	16°2'57,6"	47°59'4,3"	60	63
M30	Centro Distribuição do Carrefour	16°2'55,9"	47°59'33"	61	68
M31	Náutica Pranã - parada onibus	16°2'56"	48°0'7,5"	67	80
M32	Pardal fr. Recicláveis Souza	16°2'55,9"	48°0'43,1"	64	67
M33	Subida	16°2'55,8"	48°1'19"	61	69
M34	centro de saude 3 - 1Km	16s0'20"	48w03'11"	96	96
M35	Centro de Recup. Computacional	16°0'57,3"	48°3'14,2"	82	90
M36	Posto PM PCS008 - 3Km	16°1'19,3"	48°3'26,2"	75	81
M37	Campo entre1.a Igr Bat e Superm	16°1'26,8"	48°3'48"	70	79
M38	primeira baixada da DF 483	16°0'26,78"	48°2'40"	92	103
M39	retorno no alto	16°0'29,16"	48°2'7,79"	91	105
M40	Segunda baixada	16s0'42"	48w1'43"	67	85
M41	após alta tensão, subindo	16°0'44,6"	48°1'53"	80	90
M42	frente praça adm Sta maria	16s1'0"	48w0'58"	80	89
M43	Condominio total Vile	16s1'51,8"	47w59'30"	74	88
M44	DF-290 Ponte Alta - prox ao Cristo	16°0'54,6"	48°8'23,7"	70	87
M45	Engenho das lages - erva mate	16°2'27,5"	48°15'24"	54	75
M46	Prox TV Anhanguera Luiziania	16°14'31,4"	47°57'54,0"	78	80
M47	Zona Rural Luiziania	16°18'20"	47°57'57"	74	74
M48	Fazenda próx cidade de Luiziania	16°16'41,1"	47°58'08,9"	58	57
M49	Gar Viação Anapolina Luiziania	16°15'28,3"	47°58'28,7"	72	69
M50	Cated N.S. Evangelisação Luiziania	16°14'12,1"	47°56'23,3"	60	60
M51	Acess. BR-040 fr. AUTOCENTER	16°12'56"	47°55'52,2"	62	62
M52	Rest Nú Sabor, QS18 CJ6 -costas	15°57'0,5"	48°1'54,1"	59	63

*Valores corrigidos pelo fator K e altura de recepção, dados em dBuV/m @ h=10m

7.4.5 Medidas de aferição de instrumentos

Também foram realizadas medidas na borda do contorno de serviço, em pontos altos da cidade de Luziânia-GO, sendo estas últimas realizadas nos mesmos pontos, e ao mesmo tempo, que as medidas realizadas pela equipe do MINICOM. Isso permitiu também uma comparação entre os resultados obtidos pelo método daquela equipe e pelo método do nosso trabalho, permitindo aferição do nosso equipamento ao equipamento da primeira equipe. Antes disso, preliminarmente à qualquer jornada diária de medidas, tanto a equipe do MINICOM quanto a nossa, efetua a aferição de seus equipamentos em um ponto distante 1,7 km da estação transmissora, uma espécie de marco zero, e daí parte-se para as medidas de campo

A figura 7.25 mostra o procedimento de uma medida realizada na borda do contorno de serviço, em Luziânia-GO.



Figura 7.25: Aferição dos instrumentos no contorno protegido do Canal 13 em Luziânia-GO

7.5 ANÁLISE DOS RESULTADOS E COMPARAÇÃO ENTRE O CANAL 13D E O CANAL 20D NO GAMA-DF

Após realizadas medidas de ambos os canais, tomamos os pontos válidos da região urbana, e comparamos os resultados quanto ao desempenho dos parâmetros analógicos e digitais de recepção.

O gráfico da figura 7.26 mostra o desempenho do corretor de erros, destacando a ocorrência de recepção sem erros e da recepção com erro máximo, ou seja, sem decodificação. O gráfico analisa as 42 medidas válidas na região urbana.

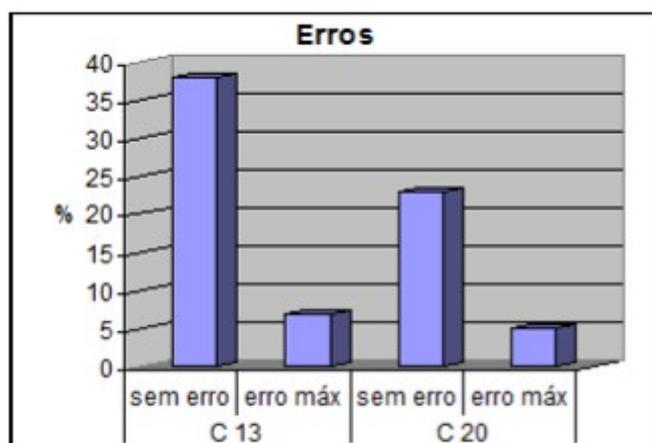


Figura 7.26: Desempenho geral das medidas em relação ao corretor de erro

O gráfico da figura 7.27, traça uma média da relação sinal/ruído (C/N) das 42 medidas em área urbana e 5 medidas na borda do contorno de serviço

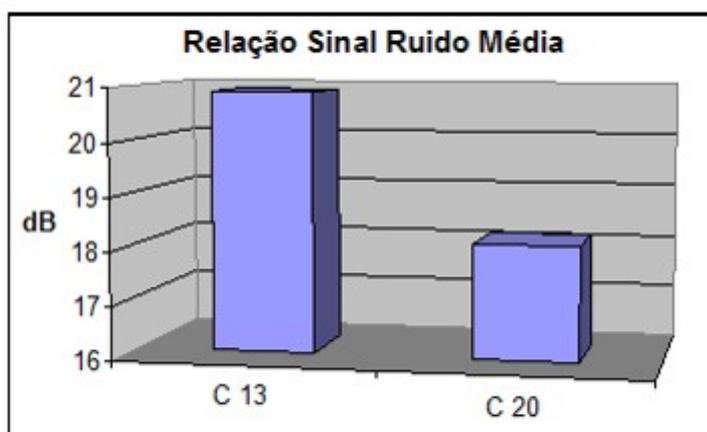


Figura 7.27: Média geral da relação sinal ruído do canal 13D e canal 20D.

Finalmente, o gráfico da figura 7.28 compara os níveis medidos e corrigidos (Fator K + H_{rx}) com os níveis apontados na tabela 7.1, indicando o tipo de antena necessária para boa recepção.

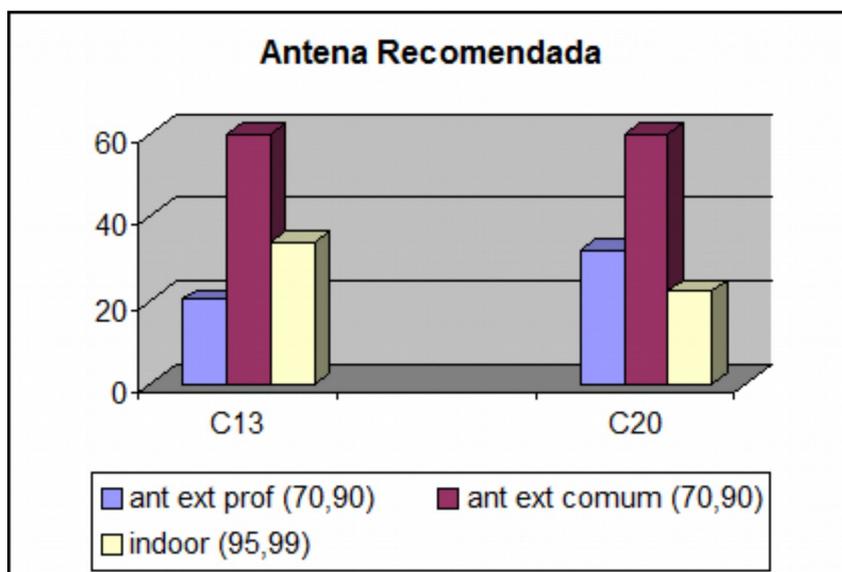


Figura 7.28: Tipos de antena recomendados para recepção nos pontos amostrados

7.6 CONCLUSÕES SOBRE A COMPARAÇÃO ENTRE ISDB-TB EM VHF VERSUS UHF

Apesar da presente seção fazer uma análise rápida dos dados, sendo empregados instrumentos não muito precisos, foi possível perceber a leve superioridade do canal 13 em relação ao canal 20.

A robustez do canal 13 se destaca nas regiões onde há necessidade de contornar relevos leves, regiões de grande atenuação urbana e na zona rural.

A fragilidade do canal 13 é percebida em locais de presença de redes de alta tensão, havendo baixo desempenho na decodificação, porém, como a intensidade de campo elétrico na região urbana é alta, apenas em um dos 45 pontos amostrados se percebeu a impossibilidade de decodificação frente ao alto índice de ruídos.

Em nenhum momento percebemos perdas graves que desabonem o uso do VHF digital como alternativa de transmissão de TV.

8 CONCLUSÕES GERAIS E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

De forma genérica podemos extrair conclusões sobre a história da radiodifusão e a transição para o modelo de TV digital.

De forma mais objetiva, o capítulo V nos mostra o funcionamento de um sistema irradiante combinado e suas vantagens, o capítulo VII nos mostra o resultado da cobertura deste sistema, e suas lacunas.

8.1 CONCLUSÕES GERAIS

Ao longo do desenvolvimento dos capítulos desta dissertação, surgiram várias contribuições e conclusões sobre os temas gerais abordados.

A história do Rádio foi escrita por várias mãos, podemos admitir que Reginald Fessender fez a primeira transmissão AM, mas fora Lee de Forest (1919) quem criou o modelo de negócios do rádio como uma caixa de tocar música (entretenimento). Contemporâneos a eles, também os europeus Slaby e Von-Arco deram sua contribuição. Não podemos nos furtar de considerar a contribuição do Padre Roberto Landell de Moura, brasileiro, que registrara patente de circuitos de transmissão de voz e notas musicais em 1904. A televisão é a imediata e natural sequência do rádio, pois os inventores da época já falavam nela, na década seguinte ao início das operações das estações de rádio (1920-30).

O Brasil construiu seu modelo de radiodifusão peculiar, semelhante ao americano. Planejou sua transição para a TV Digital de forma a garantir que o processo ocorresse sem traumas, principalmente pelo fato das emissoras poderem montar seus parques de transmissão digital, sem desligar os sistemas analógicos. Os próprios custos econômicos da transição para o digital se diluíram em parte quando se associaram aos inevitáveis investimentos necessários à atualização tecnológica das emissoras, ao longo de mais de uma década, período médio da transição.

Analisando o sistema irradiante combinado instalado na Torre do Colorado - DF, percebemos grandes ganhos quando comparamos com os sistemas de múltiplas antenas, típicos do Brasil.

Em primeiro plano, analisando a descrição do capítulo V, percebe-se que o sistema combinado permite empregar uma estrutura mecânica de sustentação (torre) menos robusta, pois uma antena banda larga ocupa menos área e exerce menos peso que seis antenas discretas.

Conforme mostrado nas seções do capítulo V, um sistema combinado oferece uma alta isolação entre dois transmissores adjacentes, idealmente de 45 dB, muito superior a situações que vão de 15 a 25 dB para duas antenas discretas verticalmente adjacentes. Quanto maior o número de canais na mesma torre, maior a vantagem dos sistemas combinados, pois esses têm o maior acoplamento (pior caso) somente entre dois canais consecutivos, enquanto que o sistema de antenas discretas, as “n” antenas se interferem formando uma combinação de “n” antenas dois a dois.

Dessa forma, a alta isolação entre transmissores garante um mínimo de produtos de intermodulação, como consequência uma menor degradação do sinal e uma maior pureza no espectro de frequências transmitidas.

Na análise mais objetiva do escopo central deste trabalho, o capítulo VII, após ser instalado o sistema do Colorado (descrito no capítulo V), rodando-se os simuladores e realizando-se as medias de campo, concluímos que:

- O modelo de propagação oficial ITU-R P.1546 (descrito no capítulo VI) é uma ótima ferramenta para delimitação do contorno protegido ou contorno de serviço da emissora, porém, o mesmo modelo é incipiente para determinar atenuações causadas por acidentes de relevo e dentro da área de cobertura da emissora.
- O bom projetista necessita cada vez mais se cercar de ferramentas de simulação, utilizar ponderações de outros modelos de propagação que não o oficial, para melhor determinar as áreas de cobertura deficientes, localizadas dentro da área delimitada pelo contorno de serviço da emissora, e que seja região de interesse de cobertura da emissora.
- Quando acrescentamos aos resultados práticos (simulações, medidas) as considerações a respeito da forma de recepção dos sinais empregada nos lares brasileiros, apresentadas no capítulo II, percebemos que todo o planejamento do sistema fora feito para um tipo de recepção (ideal) e o encontrado é outro tipo cujo

ganho de recepção é inferior. Reside aí um dos motivos de insuficiência de bons resultados de recepção em partes da área de cobertura de sistemas reais.

A situação imprevista surgida com o uso de antenas de recepção ruins, justamente nas periferias das cidades, impele o projetista da estação a conviver com duas hipóteses:

- A primeira é a de extrapolar a potência ERP prevista, solicitando aumento de potência da emissora (passando por um complexo processo legal).
- A segunda é a de complementar ou preencher as áreas com sinal insuficiente à recepção em condições típicas brasileiras, com o emprego de retransmissores seja em SFN (licenciamento mais fácil) ou MFN (implantação mais fácil).

Quanto à transmissão (ou retransmissão) do ISDB-TB em VHF, descrita no capítulo V, com resultados analisados no capítulo VII, conclui-se que o sinal digital em VHF é mais robusto e possui maior capacidade de contornar obstáculos de edificações em densas áreas urbanas que o sinal digital transmitido em UHF. Estudos mais profundos apontarão se o VHF é mais sensível aos ruídos impulsivos e a multipercursos.

Por ter esse comportamento diferenciado, recomendamos o emprego do ISDB-TB em VHF alto para retransmissão em baixa potência ou para transmissão por parte das emissoras públicas. Já que o modelo de negócios e de concessão das emissoras públicas é diferenciado, estas podem também conviver com uma realidade de propagação de sinal, da mesma forma, levemente diferente das demais.

8.2 CONCLUSÃO FINAL

A EBC realizou sua transição para o sistema digital de forma tranquila e satisfatória e sem grandes impactos. A transição de um sistema de transmissão analógico para um sistema de transmissão digital pode indicar a necessidade do emprego de estações de reforço dentro da área de cobertura da emissora, antes inexistentes (*gap-filler*, retransmissores).

8.3 ESTUDOS FUTUROS

Para dar continuidade à linha de pesquisa iniciada nessa dissertação, sugerimos aprofundar alguns itens abordados na mesma, principalmente no tocante à resolução das deficiências de cobertura das áreas de interesse das emissoras.

Uma abordagem que naturalmente é uma consequência das limitações encontradas no modelo oficial ITU-R P.1546 é justamente o estudo de modelos de propagação, ferramentas de compensação e estimação, voltadas às faixas de frequência empregadas em TV e às distâncias percorridas pelo sinal desde o transmissor até o telespectador. Isso levará o pesquisador a buscar modelos empregados em serviços de telecomunicações e adaptá-los às frequências de TV e principalmente aos longos trajetos entre TX e RX, típicos do serviço *broadcasting*.

Apesar de abordada superficialmente, o uso de polarização vertical pode ser uma ótima ferramenta para melhor preencher com sinal as áreas obstruídas, dado a sua menor absorção pelo solo. Herdada da cultura da TV analógica, a maioria dos radiodifusores emprega transmissão com polarização horizontal, mesmo que a lei brasileira permita relações entre polarização horizontal e polarização vertical que vão desde 90/10% até 50/50%. No início do sistema ISDB-T se previa o uso de polarização elíptica ou circular apenas para suprir a recepção móvel. Cabe, portanto, pesquisar o emprego dessas polarizações para preenchimento de áreas de sinal fraco. Essa pesquisa pode contemplar também estudos do ISDB-TB em VHF.

Ainda no campo dos estudos de cobertura e polarização, sugerimos pesquisar o comportamento de ambas polarizações em regiões alagadas de importância populacional, típicas de zonais tropicais como o Pantanal e a Amazônia legal.

Uma oportunidade de pesquisa, que vem ao encontro com as necessidades do mercado, é o dimensionamento e a sincronização das redes SFN. Dentro do mesmo estrato urbano (mesma cidade, mesma metrópole) o emprego de retransmissões MFN acarretaria um gasto enorme de espectro, e em alguns casos, dadas as alocações já existentes na faixa de UHF, fica impossível conseguir novos canais para retransmissão. O SFN como solução acarreta problemas na sincronização, perdas por sobreposição de símbolos oriundos de duas estações dentro de uma mesma constelação em um receptor com a consequente piora da relação sinal

ruído recebida. Isso impele a dimensionar-se os sistemas SFN de forma que as áreas de sobreposição destrutiva fiquem localizadas em regiões de baixa densidade populacional, ou que as sobreposições sejam evitadas por se aproveitarem acidentes de relevo para se isolar uma estação da outra.

Todas essas soluções são carentes de ferramentas de predição de propagação mais realistas. Também o SFN pode empregar diferentes relações e sentidos de polarização entre uma e outra estação, para melhor isolar uma da outra. Enfim, o SFN é um vasto campo de pesquisa teórica e um grande mercado de instalações práticas.

9 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Maxwell , J. K. , Tratado sobre Eletricidade e Magnetismo, Cambridge - 1855
- [2] Descrição do efeito fotoelétrico disponível em:
http://horizon.fc.ul.pt/sites/default/files/backup/03_-_efeito_fotoeletrico.pdf
- [3] Bibliografia Henry Hertz, disponível em: :
<http://www.rc.unesp.br/igce/fisica/lem/bibliofisicos/hertz.htm>
- [4] Site contendo a História do Rádio nos EUA:
<http://earlyradiohistory.us/sec006.htm>
- [5] GINOUX, J.M. & PETITGIRARD, L – Poincaré Forgot Conferences on Wireless Telegraphy, Paris, 2010
- [6] Site contendo a história do Rádio nos EUA, disponível em:
<http://earlyradiohistory.us/1915ATT2.htm>
- [7] Artigo publicado no IEEE, disponível em:
http://www.ieee.ca/millennium/radio/radio_differences.html
- [8] Dados genealógicos de Roberto Landell de Moura disponíveis em:
http://www.memoriallandelldemoura.com.br/landell_artigos_familia.html
- [9] SANTOS, C. A. A. Quem inventou o rádio? Passo Fundo: Clio, 2001.
- [10] BRITTO, S.L.M. & BAYER, A. - A Educação Matemática nas Escolas Jesuítas na Região Sul do Brasil nos Séculos XIX e XX. Ed Unisinos – são Leopoldo – 1998.
- [11] Mesmer, F.A & Wolfart K.C; [Mesmerismus: Oder System der Wechselwirkungen, Theorie und Anwendung des thierischen Magnetismus als die allgemeine Heilkunde zur Erhaltung des Menschen](#), Berlin , 1814

- [12] ALENCAR, M.S. & outros- O Fantástico Padre Landell de Moura e a Transmissão sem Fio – UFCG – 2003
- [13] Fornari, E. O Incrível Padre Landell de Moura. Ed. Globo – Rio de Janeiro; 1960.
- [14] Artigo sobre Landell de Moura disponível em:
<http://arquioceseocampinas.com/clero/monsenhor-roberto-landell-de-moura>
- [15] Artigo sobre Landell de Moura disponível em:
http://www.ps7dx.qsl.br/artigos/landell_restos_mortais.htm
- [16] Artigo sobre Landell de Moura disponível em:
<http://pu1whz.com/invenradio.htm>
- [17] Artigo sobre D.Pedro II disponível em:
<http://www.museuimperial.gov.br/exposicoes-virtuais/3025.html>
- [18] Artigo sobre D.Pedro II disponível em:
http://www.miniweb.com.br/cidadania/personalidades/pedro_ii_3.html
- [18] CACHAFEIRO, M.S. & Outros. Por que o Pe. Roberto Landel de Moura foi inovador? Prefeitura Municipal de Porto Alegre, 2011. E-book disponível em:
http://www2.portoalegre.rs.gov.br/landelldemoura150anos/default.php?p_secao=9
- [19] Klökner,L & Cachafeiro, M.S. Por que o Pe Landel de Moura foi inovador? EDI-PUC –RS. 2012.
- [20] Depoimentos de Romeu Barleze no YOU TUBE, disponíveis em:.
<https://youtu.be/yaslA1n1vNE>
<https://youtu.be/6peZ4jDFWyU>
<https://youtu.be/ZfRbrk3oS2w>
- [21] Hertz, D . A história Secreta da Rede Globo. Porto Alegre - 1985

[22] História da TV Digital do Brasil disponível em:

<http://www.dtv.org.br/sobre-a-tv-digital/historia-da-tv-digital-no-brasil/>

[23] http://www.direitoacomunicacao.org.br/content.php?option=com_content&task=view&id=9579

[24] Norma técnica ABNT N.o 15601, disponível em:

http://www.abnt.org.br/imagens/Normalizacao_TV_Digital/ABNTNBR15601_2007Vc_2008.pdf

[25] Norma técnica MINICOM 01/2010, disponível em:

http://www.mc.gov.br/index.php?option=com_mtree&task=att_download&link_id=89&cf_id=24

[26] ANATEL , Resolução nº 398, DOU. 2005. Disponível em:

<http://legislacao.anatel.gov.br/resolucoes/2005/288-resolucao-398>

[27] Souza, E.E.P. Planejamento da expansão do serviço de retransmissão da televisão digital no Brasil utilizando redes de frequência única. Faculdade Área 1 - Salvador, 2011.

[28] Eisencraff, M. Propagação de Sinais- Notas de Aula. Universidade Presbiteriana Mackenzie. 2004.

[29] Planejamento de Canais de TV Digital” (CPqD & ANATEL, 2003).

[30] ITU RRC-06 – Regional Radio Conference 06 – Genebra, SW, 2006, disponível em: http://www.itu.int/net/itu_search/index.aspx?cx=001276825495132238663%3Anqzm45z846q&cof=FORID%3A9&ie=UTF-8&q=dvb-t+rpc++++

[31] Descrição de transmissores de TV, disponível em:

<http://www.broadcaststore.com/pdf/model/793698/TT148%20-%204053.pdf>

[32] Megich, A ; Televisão Digital: Princípios e Técnicas. 1.ed . São Paulo: Erica; 2009.

- [33] Alencar, M.S. Televisão Digital. São Paulo, Érica: 2007.
- [34] Rocha, C.A & outros. TV Digital Avançado – da teoria à prática. Inatel, S.R. Sapucaí; 2012.
- [35] Schwartz, C. Ferramenta de previsão de desempenho do sistema ISDB-T de TV - UFPR – Curitiba, 2011.
- [36] Texto OFDM disponível em: http://wiki.sj.ifsc.edu.br/wiki/index.php/OFDM_-_Tradu%C3%A7%C3%A3o_Portugu%C3%AAs
- [37] TCC OFDM disponível em:
Http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11244/fichero/Volumen+1%252F5_MODULACION_OFDM.pdf
- [38] Texto sobre modulação do sistema ISDB-T disponível em:
Http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialtvdentri/pagina_2.asp
- [39] Oliveira, J.F.F. Avaliação Experimental do Desempenho do Canal Móvel do Sistema Brasileiro de Televisão Digital. UFCG. Campina Grande – Brasil – 2008.
- [40] Eltholth, A et all. Low Crest Factor Modulation Techniques for OFDM. National Technology Institute. Cairo- Egíptt –
- [41] Kaebs, B The Crest Factor in DVB-T (OFDM) Transmitter Systems and its Influence on the Dimensioning of Power Components. Rhode & Schwarz app note 7TS02, Munich- Germany- 2007
- [42] Veiga, R.A Observação em-circuito da Distorção de um Amplificador de RF. FEUP. Porto, Portugal. 2009.
- [43] Haykin, S. “Communication Systems”. 4th Ed. J W & Sons, inc. New York. USA.- 2001.
- [44] Baruffa,G & Reali,G. A Fast Counting Method for Generic Order Intermodulation Products. – IEEE. Perugia – italy
- [45] Antenna Products Description – Kathrein Werke – 2015 - DE.
- [46] Içamento de antenna disponível em:

<http://www.kathrein.de>

- [47] Romano, H. D. Filtros e Linhas. 2.^aEd. Campus – Rio de Janeiro – 1982
- [48] Diniz, A. B. Ondas Eletromagnéticas. Ed. USP – São Paulo – 1973.
- [49] Spinner Product Manual – CCS 7 way combiner Brasilia Tower. Spinner. München - Deutschland; 2013.
- [51] Crouch, M. B. - RF Combiners. Kathrein. Virginia-USA;1985
- [52] Young, L Parallel Coupled Lines and Directional Couplers. 1980
- [53] Pozar, D.M Microwave Engineering, 4^a ed . - 1992
- [54] Descrição do acoplador híbrido disponível em:
<http://www.ittc.ku.edu/~jstiles/723/handouts/Analysis%20and%20Design%20of%20Coupled%20Line%20Couplers.pdf>
- [55] Liao, S.Y. Microwave Devices and Circuits. Prentice-Hall, New Jersey USA ; 1985.
- [56] A.T Yerger, Antenna Location is not an Architectural Decision, Bird Technologies, USA, 2012
- [57] Electrical Isolation of Co-Located Horizontally and Vertically Stacked Antennas, Andrew Co. USA, 2010
- [58] Isolation Between Two Half-wave Dipoles, Kathrein Werke. Disponível em:
<http://www.kathrein.com.br/imagem/download/isolamento-entre-dois-dipolos-meia-onda-15-7-2013-10-30-38-540.pdf>
- [59] Ribeiro, J.A.J. Propagação das Ondas Eletromagnéticas: Princípios e Aplicações. 2^aed. Erica – São Paulo - 2008
- [60] Wanderley, P H S - Análise de Radiação Não-Ionizante Emitida por Estações Rádio-Base com Perdas Calculadas pelo Modelo de Ikegami-Walfisch. ENE/FT/UnB, Brasília, 2009.

- [61] Mayrink, M. A. S. – Uma nova abordagem da recomendação itu-r p.1546 para a predição de coberturas em enlaces curtos sobre terrenos mistos. UFMG – Belo Horizonte; 2005.
- [62] RECOMENDACIÓN UIT-R P.1546-3. Métodos de predicción de punto a zona para servicios terrenales en la gama de frecuencias de 30 a 3000 MHz . ITU-R- Geneva – Switzerland – 2007.
- [63] Paran, K & Noori, N. Tuning of the Propagation Model ITU-R P.1546 Recommendation. ITRC. Teeran – Iran, 2008.
- [64] Vasco, C.L. Modelo de Propagação Empírica Para Sinais de TV Digital em Curitiba. UTFPR Curitiba; 2009.
- [65] Formulações matemáticas dos osciladores de Poincaré, disponíveis em:
<http://www.cds.caltech.edu/archive/help/uploads/wiki/files/224/cds140b-plvdp.pdf>
- [66] Schupp, Ambrósio – Os Muckers – Ed Globo.
- [67] Moura, Roberto L – Inventário do Padre Landell de Moura – Documento LM040 – IGHRGS – 2014.
- [68] Calculador de atenuação pelo método okumura-hata disponível em:
<http://www.cdt21.com/resources/siryo4.asp>
- [69] Anatel. Anexo II da Resolução 398 de 7 de Abril de 2005. Recomendação ITU-R P.1546-1. Método de previsão ponto – área para serviço terrestre na faixa de frequência 30 a 3000 MHz. D.O.U. Brasília, 19 de abril de 2005.
- [70] Rappaport, T.S. Comunicações sem fio – Princípios e Práticas. 2ª Ed. Pearson. São Paulo – 2008.
- [71] Descrição do modelo Okumura Hata disponível em::
http://www.wiley.com/legacy/wileychi/molisch/supp2/appendices/c07_Appendices.pdf