



Universidade Federal de Campina Grande  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Departamento de Engenharia Elétrica  
Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica

Dissertação de Mestrado

**Avaliação Experimental do Desempenho do  
Canal Móvel do Sistema Brasileiro de  
Televisão Digital**

Jean Felipe Fonseca de Oliveira

Campina Grande – PB  
Dezembro de 2008

Universidade Federal de Campina Grande  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Departamento de Engenharia Elétrica  
Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica

## **Avaliação Experimental do Desempenho do Canal Móvel do Sistema Brasileiro de Televisão Digital**

Jean Felipe Fonseca de Oliveira

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como requisito necessário para obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Comunicações.

Marcelo Sampaio de Alencar  
Orientador

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

O48a

2008 Oliveira, Jean Felipe Fonseca de.

Avaliação experimental do desempenho do canal móvel do sistema brasileiro de televisão digital / Jean Felipe Fonseca de Oliveira. — Campina Grande, 2008.

82f. : il

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

Referências.

Orientador : Prof. Dr. Marcelo Sampaio de Alencar.

1. Modelo de Modulação Digital. 2. Canal Móvel. 3. TV Digital. I. Título.

CDU – 621.376(043)

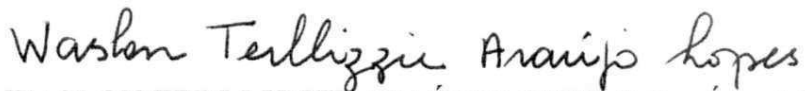
**UMA ANÁLISE DO CANAL MÓVEL DO SISTEMA BRASILEIRO DE  
TELEVISÃO DIGITAL**

**JEAN FELIPE FONSECA DE OLIVEIRA**

Dissertação Aprovada em 19.12.2008



**MARCELO SAMPAIO DE ALENCAR, Ph.D., UFCG**  
**Orientador**



**WASLON TERLLIZZIE ARAÚJO LOPES, D.Sc., Área1-Salvador-BA**  
**Componente da Banca**



**JOABSON NOGUEIRA DE CARVALHO, Dr., CEFET-PB**  
**Componente da Banca**



**JOSÉ EWERTON POMBO DE FARIAS, Dr., UFCG**  
**Componente da Banca**

CAMPINA GRANDE - PB  
DEZEMBRO - 2008

*Aos meus pais, João Batista e Maria Gorette, que  
ladriharam todo esse meu caminho.  
À minha amada esposa, Danielle, que na vida vai comigo  
agora.*

---

---

# Agradecimentos

---

A Deus, acima de todas coisas.

À minha esposa Danielle Menezes Dantas de Oliveira. Não teria palavras para descrever como sou agradecido por todo seu apoio, confiança, suporte e, acima de tudo, pelo amor que me cede todos os dias. Ninguém, além dela, sabe o real significado desse trabalho para mim. Amo você mais que ontem e menos do que amanhã.

Aos meus pais, João Batista e Maria Gorette, pelo amor incondicional que sempre me dedicaram. Seus conselhos foram sempre palavras de Deus para mim. Honrarei vocês por toda minha vida.

Às minhas irmãs Jeanne e Jeanine, elo eterno com minha infância, todo meu agradecimento. Amo vocês duas.

À toda minha família por sempre terem me apoiado em tudo que fiz. Em especial as minhas avós, Ana Ninô e Domerina, que sempre foram referenciais na minha vida.

Aos meus sogros Wellington e Ângela. Por toda confiança, conselhos e carinho. Vocês também fizeram parte desse caminho.

Ao professor Marcelo Sampaio de Alencar, pela orientação cedida, confiança, compreensão e pela amizade. Meus mais profundos agradecimentos.

Aos amigos do Iecom pelos conhecimentos cedidos, pela acolhida, pela confiança, pelo apoio e pela amizade. Em especial aos Engenheiros Danilo, Jerônimo e Paulo, sem ajuda desses teria sido muito mais difícil escrever este trabalho.

Aos amigos Gesinaldo, Pablo, Hugo e Toni pelo companherismo, apoio e pelas boas risadas.

Aos amigos do Centro de Inovação da empresa Positivo Informática, pelo apoio e pela acolhida. Em especial, ao gerente de desenvolvimento de *hardware* Enésio Satoru Yoshida Tristão, que entendendo a importância desse trabalho para minha formação profissional, autorizou o uso dos equipamentos do Laboratório de Desenvolvimento e Testes.

Ao CNPq pelo aporte financeiro recebido, fundamental para a conclusão deste trabalho.

Ao Instituto de Estudos Avançados em Comunicações (Iecom), pela estrutura cedida para os estudos deste trabalho.

Ao Centro de Inovação da Positivo Informática, por ter cedido os equipamentos do Laboratório de Desenvolvimento e Testes para as simulações realizadas.

---

---

# Resumo

---

Este trabalho apresenta uma avaliação experimental do desempenho do canal móvel do Sistema Brasileiro de Televisão Digital. Com o advento desse sistema digital de transmissão, diversas condições devem ser enfatizadas, que causam impacto no desenvolvimento de equipamentos de transmissão. As principais variáveis que influenciam na degradação da qualidade do sinal digital foram estudadas, que foram a velocidade do móvel, o número de multipercursos do sinal, o deslocamento aleatório de fase, a relação portadora-ruído, o atraso de propagação e o Efeito Doppler. O conhecimento do comportamento dessas variáveis é importante para avaliar o canal de transmissão de acordo com as especificações padrão disponível. A métrica usada para aferir sobre a qualidade do sinal digital foi a razão de erro de modulação, que reflete o estado do diagrama de constelação demodulado. A MER, diferentemente da taxa de erro de *bit* (BER) confere uma melhor idéia do estado do canal, principalmente para esquemas de modulação de baixa ordem. De qualquer forma, o uso conjunto dessas duas métricas é a melhor opção de medida. Baseado no estudo do impacto desses fatores foi feita uma avaliação da influência de cada variável na qualidade das constelações demoduladas, e sua relevância no processo de transmissão.

**Palavras-chave:** OFDM, ISDB-T, ISDTV, TV Digital, MER



---

---

# Abstract

---

This work presents an experimental evaluation of the performance of the mobile channel of the Brazilian Digital Television System. With the advent of this system, diverse conditions must be emphasized, which pose an impact on the development of the transmission equipment. The key variables that influence the degradation of the quality of the digital signal are the mobile television speed, the number of fading components, the random phase shift, the carrier/noise relation, the propagation delay and the Doppler Effect. A robust knowledge about the behavior of those variables is important to evaluate the channel transmission, and to design the equipment in accordance with the available standards. The metric used to measure the quality of the digital signal was the modulation error ratio (MER), which reflects the constellation diagram state of the demodulated signal. The MER, unlike the bit error rate, gives a better idea of the channel state, mainly for low-order digital modulation schemes. Based on the study of the impact of those factors a separate assessment of the influence of each variable in the quality of the demodulated constellations is proposed, and its relevance on the transmission process.

**Keywords:** OFDM, ISDB-T, ISDTV, Digital TV, MER

---

---

# Sumário

---

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Objetivos . . . . .	2
1.2	Revisão Bibliográfica . . . . .	3
1.3	Contribuições . . . . .	4
1.4	Organização do Texto . . . . .	4
<b>2</b>	<b>Metodologia</b>	<b>6</b>
2.1	A Simulação Proposta . . . . .	6
2.2	Equipamentos Utilizados . . . . .	8
2.2.1	O Gerador de Sinais ISDB-Tb . . . . .	8
2.2.2	Simulador de Desvanecimento . . . . .	9
2.2.3	Analisador de Espectro . . . . .	9
2.2.4	Divisor de Potência . . . . .	10
2.2.5	Dispositivos de Recepção Terrestre . . . . .	10
<b>3</b>	<b>O Canal Móvel</b>	<b>12</b>
3.1	Introdução . . . . .	12
3.2	Principais Parâmetros do Canal Móvel . . . . .	12
3.2.1	Desvanecimento . . . . .	13
3.2.2	Deslocamento pelo Efeito Doppler . . . . .	13
3.2.3	Atraso de Propagação . . . . .	14

---

3.2.4	Perfil de Retardos . . . . .	14
3.2.5	Espalhamento Temporal . . . . .	14
3.2.6	Largura de Faixa de Coerência . . . . .	14
3.2.7	Espalhamento em Frequência . . . . .	15
3.2.8	Tempo de Coerência . . . . .	15
3.2.9	Desvanecimento Rápido e Desvanecimento Lento . . . . .	15
3.2.10	Interferência de Canal Adjacente . . . . .	16
3.3	Canal Seletivo e Não-seletivo em Frequência . . . . .	17
3.4	Canal Seletivo e Não-seletivo no Tempo . . . . .	18
3.5	O Ambiente de Transmissão . . . . .	18
3.6	Propagação no Espaço Livre . . . . .	20
3.7	Distribuição de Rayleigh . . . . .	21
3.8	A Distribuição de Rice . . . . .	22
3.9	A Distribuição Nakagami- $m$ . . . . .	22
<b>4</b>	<b>Esquemas de Modulação Digital Utilizados em Sistemas de Televisão Digital</b>	<b>24</b>
4.1	Modulação PSK . . . . .	25
4.1.1	Probabilidade de Erro para a Modulação QPSK . . . . .	26
4.2	Modulação QAM . . . . .	27
4.2.1	Probabilidade de Erro para a Modulação QAM . . . . .	28
4.3	Limites Teóricos de Eficiência Espectral . . . . .	28
4.4	Multiplexação OFDM . . . . .	29
4.4.1	A Transformada DFT . . . . .	32
4.4.2	Diagrama de Blocos de um Sistema de Transmissão OFDM . . . . .	32
4.5	Análise do Diagrama de Constelação . . . . .	33
4.5.1	Relação Sinal/Ruído . . . . .	36
4.5.2	O Desvio Aleatório de Fase . . . . .	36
4.5.3	Fontes de interferências coerentes . . . . .	36
4.5.4	Ecos . . . . .	37

---

4.6	Razão de Erro de Modulação – MER . . . . .	38
4.6.1	Fatores que Afetam a Medição da MER . . . . .	40
4.6.2	Magnitude do Vetor Erro . . . . .	41
4.7	Modulação Hierárquica . . . . .	42
4.8	BST-OFDM . . . . .	43
<b>5</b>	<b>O Sistema Brasileiro de Televisão Digital</b>	<b>47</b>
5.1	Introdução . . . . .	47
5.2	O Fórum SBTVD . . . . .	48
5.3	Configuração da Codificação do Canal . . . . .	50
5.3.1	A Codificação Externa . . . . .	50
5.3.2	Entrelaçamento . . . . .	50
5.3.3	Codificador Convolutacional . . . . .	51
5.3.4	A Divisão do TS em Camadas Hierárquicas . . . . .	51
5.3.5	Dispersão de Energia . . . . .	53
5.3.6	Ajuste de Atraso . . . . .	53
5.3.7	O Intervalo de Guarda . . . . .	53
5.4	O Codificador de Vídeo H.264 . . . . .	54
<b>6</b>	<b>Simulações</b>	<b>57</b>
6.1	Introdução . . . . .	57
6.1.1	Degradação da Constelação em Função da Relação Sinal/ruído. . . . .	58
6.1.1.1	Desvio de Fase Constante de 180 Graus . . . . .	59
6.1.2	Degradação da Constelação em Função do Número de Multpercursos do Canal . . . . .	59
6.1.3	Degradação da Constelação em Função da Velocidade . . . . .	59
6.1.4	Degradação da Constelação em Função do Atraso de Propagação . . . . .	59
<b>7</b>	<b>Resultados</b>	<b>69</b>
7.1	Introdução . . . . .	69

---

7.2	Caso I: Potência Recebida . . . . .	70
7.3	Caso II: Inversão de Fase de 180 graus . . . . .	71
7.4	Caso III: Atraso de Propagação . . . . .	72
7.5	Caso IV: Velocidade do Terminal Receptor . . . . .	72
7.6	Caso V: Número de Multipercursos no canal . . . . .	73
7.7	Caso VI: Relação Portadora-Ruído C/N . . . . .	76
<b>8</b>	<b>Conclusões</b>	<b>78</b>
8.1	Principais Conclusões . . . . .	78
8.2	Contribuições . . . . .	78
8.3	Trabalhos Futuros . . . . .	79

---

---

# Lista de Figuras

---

1.1	Radiodifusão terrestre para receptores fixos e móveis. . . . .	1
2.1	Configuração do ambiente de simulação . . . . .	8
2.2	Tela do aplicativo de análise de sinais ISDB-Tb . . . . .	10
3.1	Interferência de canal adjacente. . . . .	17
3.2	Visada direta. . . . .	18
3.3	Canal com desvanecimento Rice. . . . .	19
3.4	Canal com desvanecimento Rayleigh. . . . .	19
3.5	Efeito Doppler. . . . .	19
3.6	Canal com desvanecimento Rayleigh e ocorrência do efeito Doppler. . . . .	20
3.7	Distribuição de Nakagami-m . . . . .	23
4.1	Constelação QPSK . . . . .	26
4.2	Transmissão sem perturbações. . . . .	29
4.3	Transmissão com perturbações. . . . .	30
4.4	Subportadoras OFDM moduladas em 64-QAM . . . . .	30
4.5	Diagrama de blocos de um sistema de transmissão OFDM com transmissão hierárquica. . . . .	34
4.6	Constelação 64-QAM demodulada sem erros. . . . .	35
4.7	Exemplo de recepção dentro e fora do limiar de decisão. . . . .	35
4.8	Efeito do aumento da relação sinal/ruído na constelação 64-QAM. . . . .	36
4.9	Efeito do deslocamento aleatório de fase na constelação 64-QAM. . . . .	37

---

4.10	Efeito da presença de uma interferência senoidal constante na constelação 64-QAM. . . . .	37
4.11	Curva da relação entre a MER e BER(pre-Viterbi). . . . .	39
4.12	Ilustração sobre a relação entre a MER e a BER . . . . .	40
4.13	Gráfico ilustrativo para demonstrar como é feito o cálculo da EVM. . . . .	41
4.14	Constelação demodulada com baixo nível de perturbação no canal. . . . .	43
4.15	Canal de transmissão com baixo nível de perturbação. . . . .	43
4.16	Exemplo de configuração de um canal BST-OFDM. . . . .	46
5.1	Estrutura do Forum SBTVD . . . . .	49
5.2	Diagrama do codificador convolucional utilizado no ISDB-Tb. . . . .	51
5.3	Pacote TSP sem proteção. . . . .	51
5.4	Pacote TSP após etapa de codificação externa. . . . .	51
5.5	Máquina de estados para a etapa de dispersão de energia. . . . .	53
5.6	Intervalo de guarda. . . . .	54
5.7	Arquitetura básica de um codificador H.264. . . . .	55
6.1	Amostra do espectro de frequências de um canal com presença de multipercursos. . . . .	58
6.2	Evolução da degradação do canal com 40 dB C/N. . . . .	61
6.3	Evolução da degradação do canal com 20 dB C/N. . . . .	62
6.4	Canal de transmissão com uma componente de multipercurso com um desvio de fase de 180 graus. . . . .	62
6.5	Evolução da degradação do canal com um desvio de fase de 180 graus. . . . .	63
6.6	Evolução da degradação do canal em função do número de multipercursos do canal. . . . .	64
6.7	Média da amostra de potência de um canal com presença de multipercursos. . . . .	65
6.8	Evolução da degradação do canal em função da velocidade do terminal receptor. . . . .	66
6.9	Caso I: Evolução da degradação do canal em função do atraso – 30 dBm. . . . .	67
6.10	Caso II: Evolução da degradação do canal em função do atraso – 60 dBm. . . . .	68
7.1	Posicionamento da constelação QPSK. . . . .	70

---

7.2	Relação entre a potência recebida e MER para uma relação sinal/ruído de 40 dB.	71
7.3	Relação entre a potência recebida e MER para uma relação Sinal/Ruído de 20 dB.	71
7.4	Potência do sinal de -10 dBm . . . . .	72
7.5	Potência do sinal de -20 dBm . . . . .	72
7.6	Potência do sinal de -30 dBm . . . . .	73
7.7	Potência do sinal de -40 dBm . . . . .	73
7.8	Potência do sinal de -50 dBm . . . . .	74
7.9	Potência do sinal de -70 dBm . . . . .	74
7.10	Relação entre a potência recebida e MER para uma relação sinal/ruído de 40 dB com uma componente com desvio de fase de 180 graus. . . . .	74
7.11	Relação entre a atraso de propagação e MER. . . . .	75
7.12	Relação entre a velocidade e MER. . . . .	75
7.13	Relação entre a número de multipercursos do canal e MER. . . . .	76
7.14	Relação entre a relação portadora-ruído C/N e MER. . . . .	77



---

---

## Lista de Tabelas

---

4.1	Limites teóricos para as principais técnicas de modulação . . . . .	29
4.2	Taxa de dados de um único segmento dentro do canal. . . . .	44
4.3	Taxa de dados do canal completo. . . . .	45
5.1	Parâmetros de segmento OFDM. . . . .	52
5.2	Níveis de um codificador H.264. . . . .	56
7.1	Qualidade do vídeo exibido para várias velocidades. . . . .	73

---

---

## Lista de Siglas

---

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ASK	<i>Amplitude-shift Keying</i> – Modulação com Chaveamento de Amplitude
ATSC	<i>Advanced Television Systems Committee</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Channel</i> – Ruído Aditivo Gaussiano Branco
BCH	<i>Bose-Chaudhuri-Hochquenghem code</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i> – Modulação com Chaveamento de Fase - Binário
BST-OFDM	<i>Band-Segmented Transmission OFDM</i> – Transmissão OFDM em Banda Segmentada
COFDM	<i>Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex</i> – Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais Codificada
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i> – Transformada Discreta de Fourier
DVB-T	<i>Digital Video Broadcasting - Terrestrial</i>
DVB-T2	<i>Digital Video Broadcasting - Terrestrial / Second Generation Terrestrial</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i> - Multiplexação por Divisão de Frequências
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i> – Magnitude do Vetor Erro
FEC	<i>Forward Error Correction</i> – Correção de Erros Antecipada
HDTV	<i>High Definition Digital Television</i> – Televisão Digital de Alta Definição
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i> – Transformada Discreta de Fourier Inversa
ISDB-T	<i>Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial</i>
ISDB-Tb	<i>Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial Built-in</i>
ISDTV	<i>International System for Digital TV</i>
ITU-T	<i>International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector</i>
MER	<i>Modulation Error Ratio</i> – Relação de Erro de Modulação
NCL	<i>Nested Context Language</i> - Linguagem de Contexto Aninhado
OFDM	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i> – Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais
PAM	<i>Pulse-amplitude Modulation</i> Modulação da Amplitude do Pulso
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> – Modulação de amplitude em quadratura
QPSK	<i>Quadrature Phase-Shift Keying</i> – Modulação por chaveamento de quadratura de fase

---

RF	Rádiofrequência
SBTVD	Sistema Brasileiro de Televisão Digital
SDTV	<i>Standard Definition Television</i> – Televisão Digital de Definição padrão
SER	<i>Symbol Error Rate</i> - Taxa de Erro de Símbolo
SFN	<i>A Single-Frequency Network</i> - Redes de Frequência Única
SI	<i>System Information</i> - Informação do Sistema
TSP	<i>Transport Stream Packet</i> Pacote do Fluxo de Transporte
UHF	<i>Ultra High Frequency</i> - Frequência Ultra Alta
VHF	<i>Very High Frequency</i> - Frequência Muito Alta
VLC	<i>Variable Length Code</i> - Código de Comprimento Variável
WSSUS	<i>Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering</i> - Espalhamento Descorrelacionado Estacionário no Sentido Amplo
XML	<i>Extensible Markup Language</i> - Linguagem de Marcação Extensiva

---

---

## Lista de Símbolos

---

$f_{ds}$	Valor do deslocamento na frequência provocado pelo efeito Doppler
$v$	Velocidade do terminal receptor móvel
$\lambda$	Comprimento de Onda do sinal
$\Theta$	Ângulo entre a direção do movimento do móvel e a direção de chegada da onda.
$\tau_i$	Atraso de propagação da componente do sinal $i$
$\Phi_c(\tau)$	Perfil de retardos
$\sigma_\tau$	Espalhamento temporal
$f_{ds,max}$	Máximo espalhamento espectral
$f_{coh}$	Frequência de coerência
$f_c$	Frequência da portadora
$T_{coh}$	Tempo de coerência
$H(f;t)$	Função de transferência do canal
$(\Delta f)_{coh}$	Largura de banda de coerência do canal
$\Delta t$	Variação no tempo
$G_T$	Ganho da antena transmissora
$G_R$	Ganho da antena receptora
$P_T$	Potência do transmissor
$P_R$	Potência recebida
$d$	Distância entre as antenas transmissoras e receptoras
$L_F$	Atenuação no espaço livre
$L_B$	Atenuação Básica
$s_m(t)$	$m$ -ésima forma de onda do sinal
$g(t)$	pulso do sinal
$\theta_m$	Ângulos de fase da frequência da portadora $f_c$
$M$	Número de símbolos da constelação
$P(e)$	Probabilidade de erro
$P(c)$	Probabilidade de uma decisão correta
$E_s$	Energia do símbolo
$E_b$	Energia do bit

$N_0$       Energia do ruído  
 $A_m$       Amplitudes do Sinal

## CAPÍTULO 1

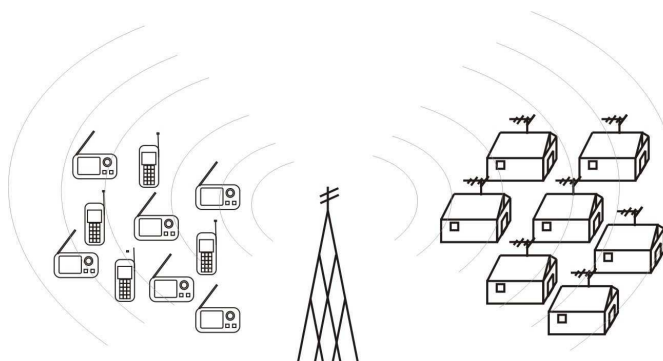
---

# Introdução

---

A implantação de um sistema de televisão digital no Brasil passa pela alteração dos padrões atuais de transmissão e de recepção, implicando na necessidade de substituição dos transmissores e as antenas hoje utilizadas pelas emissoras de radiodifusão de sons e imagens, bem como os aparelhos de televisão instalados nas residências dos telespectadores (CARVALHO, 2004).

Em junho de 2006, o governo brasileiro anunciou a adoção de um sistema de transmissão digital de sinais de televisão baseado no padrão japonês ISDB-T (*Integrated Services Digital Broadcasting – Terrestrial*) como seu padrão oficial de transmissão de televisão terrestre. O padrão brasileiro foi a primeira adaptação já feita do padrão japonês (CARVALHO, 2004). Foram realizados testes de desempenho com o padrão europeu DVB-T e o padrão ATSC, além do japonês ISDB-T. Tecnicamente, os estudos comparativos apontaram a escolha do ISDB-T. Dentre outras características, um dos pontos fortes e incisivos para essa escolha foi a capacidade de oferecer portabilidade e mobilidade na recepção do sinal, como mostrado na Figura 1.1.



**Figura 1.1** Radiodifusão terrestre para receptores fixos e móveis.

Em comunicações sem fio, limitações da largura de faixa, distorção, multipercurso, interferência e efeito Doppler são os maiores problemas quando se transmite serviços multimídia.

Esses problemas são abordados por diferentes técnicas de modulação, com alta eficiência espectral, equalização e codificação de canal. Em particular, métodos de compressão avançados como o H.264 (STOCKHAMMER *et al.*, 2003) possibilitam a transmissão de serviços multimídia em canais com baixas taxas de transmissão. Métodos de modulação, como o QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) e o QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) aliados ao método OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), aumentam a taxa de transmissão, elevando o número de *bits* por símbolo transmitido (PRASAD, 2004).

A proposta deste trabalho é criar um ambiente de transmissão urbano usando equipamentos de simulação para proporcionar o estudo do impacto das principais distorções sofridas pelo sinal digital no canal de comunicação do Sistema Brasileiro de Televisão Digital. A principal métrica utilizada nesse intuito é a relação de erro de modulação (MER – *Modulation Error Ratio*) no receptor, que expressa uma relação entre potência média recebida por símbolo da constelação e a potência média do erro por símbolo da constelação. Como será visto na sequência do trabalho, a medida da MER observa o posicionamento dos símbolos recebidos na constelação e será a partir desse valor que será aferido sobre a qualidade do canal de transmissão. A grande maioria dos equipamentos analisadores de sinais digitais fornecem a medida da razão de erro de modulação juntamente com a medida da taxa de erro de *bit*. As duas medidas apresentam limitações, em contrapartida, a combinação da MER e da BER podem conferir uma melhor compreensão do canal digital, se forem entendidas. As principais causas de distorções em ambientes desse tipo são sobreamentos do sinal por obstáculos naturais ou artificiais, o efeito Doppler, a filtragem do sinal, a atenuação de percurso e interferências múltiplas ocasionadas por interferências originadas, principalmente, de sistemas de transmissões analógicos e digitais com canais alocados na mesma faixa de espectro (VHF e UHF) ou em faixas de frequências adjacentes.

## 1.1 Objetivos

O objetivo deste trabalho é a simulação da camada física do sistema brasileiro de transmissão de televisão digital, ISDB-Tb, considerando uma análise do comportamento e do desempenho das principais variáveis do canal de transmissão e sua influência na qualidade do sinal recebido através de uma avaliação experimental. As principais variáveis observadas são a velocidade do móvel, a potência recebida, o atraso de propagação, a relação portadora/ruído  $C/N$  e o número de componentes de multipercursos. A qualidade do sinal recebido é mensurada pelo nível de degradação da constelação de símbolos recebida. A métrica usada é a relação de erro de modulação (MER – *Modulation Error Ratio*).

As principais situações simuladas deste trabalho consideram o canal de transmissão de conteúdo para dispositivos móveis e portáteis, uma vez que não faz sentido avaliar dispositivos

fixos em deslocamento. Esse canal será referenciado como canal móvel ou canal 1-seg no decorrer do trabalho. No entanto, considerações sobre o canal de transmissão de conteúdos para equipamentos fixos, que é chamado canal fixo ou canal *full-seg*, por ocupar todos os segmentos do espectro BST-OFDM reservados para transmissão para dispositivos fixos, não são negligenciadas e comumente são encontradas no decorrer do texto. Isso se deve, principalmente, ao fato de que o programa de análise de sinais ISDB-Tb, instalado no analisador de espectro, que exibe as constelações demoduladas, não exibir-las em gráficos distintos. Desta forma, se tornou conveniente a análise do canal *full-seg* (modulação 64-QAM) neste trabalho. Os parâmetros escolhidos foram isolados e para cada um determinou-se sua influência na degradação da qualidade da constelação recebida

## 1.2 Revisão Bibliográfica

Na literatura há poucos trabalhos sobre análise do canal do sistema de transmissão terrestre de televisão digital brasileiro. Dentre esse trabalhos há alguns que consideram o desempenho desses sistemas. Essas análises na maioria das vezes dizem respeito a influência dos parâmetros de configuração na taxa de erro de *bit* para uma dada condição do canal, como visto em (RESENDE, 2004). O artigo (NASSER *et al.*, 2008) também usa o mesmo critério para avaliação de técnicas recepção. Em (BROADCASTING, 2006) pode ser encontrada uma boa análise de simulações em campo para o padrão brasileiro. Uma das principais contribuições propostas nessa dissertação é o uso da relação de erro de modulação em vez da taxa de erro de *bit*. Essa argumentação é fundamentada, também, por (MENDOZA, 2002) devido ao fato da relação de erro de modulação melhor expressar a degradação do sinal no canal de transmissão de TV Digital terrestre.

O trabalho (BEDICKS, 2008) propõe um método de medição para avaliação do influência do ruído nas condições de recepção. Várias abordagens têm sido propostas para antenas de recepção para sinais multiportadoras, que possibilitam transmissão de altas taxas de dados em ambientes móveis com melhor desempenho que os sistemas de portadora única segundo (HATAE, 2007). O artigo (PHAM; WADA, 2008) propõe uma solução, usando um conjunto de antenas, que melhora drasticamente as condições de recepção do sinal ISDB-Tb para dispositivos móveis em alta velocidade. Outro ponto de grande abordagem na literatura é o aprimoramento do método de multiplexação OFDM, como pode ser visto em (WADA *et al.*, 2008) e (HATAE, 2007). Outro trabalho que aponta resultados interessantes para a técnica OFDM é o (DAVID, 2007) que desenvolveu uma técnica que reduz a variação do erro de decisão para os símbolos de uma constelação e o artigo (AL, 2005) que descreve o sistema de multiplexação OFDM do ISDB-Tb.



Grande parte da fundamentação teórica para esse trabalho foi fruto do estudo de obras como (HARA, 2004), (IBNKAHLA, 2004), (ALENCAR, 2004), (ALENCAR, 2007), (PRASAD, 2004), (SIMON; ALOUINI, 2004), (FISCHER, 2004) e (PROAKIS, 2001).

### 1.3 Contribuições

Dadas as possibilidades apresentadas na seção anterior, as contribuições deste trabalho são listadas a seguir:

- Análise do comportamento da relação de erro de modulação (MER) em função das seguintes variáveis (FISCHER, 2004):
  - Potência recebida;
  - Velocidade do terminal móvel;
  - Tempo de atraso de propagação;
  - Número de componentes de multipercursos;
  - Mudança de fase do sinal transmitido.
- Os resultados das análises podem servir de base para um melhor modelamento do canal de transmissão e para uma maior compreensão das distorções que afetam o canal de conteúdo para dispositivos móveis do Sistema Brasileiro de Televisão Digital.
- Levantamento de vasta base de dados para análises do canal de transmissão e do desempenho dos terminais receptores.

### 1.4 Organização do Texto

No Capítulo 2 é apresentada a metodologia utilizada para o desenvolvimento do trabalho, bem como a configuração do ambiente de medição montado nas dependências do laboratório do Centro de Inovação da empresa Positivo Informática. No Capítulo 3 são abordados os principais temas da teoria de comunicações móveis relacionados com o foco da pesquisa. Nesse capítulo são descritas as principais variáveis envolvidas e os principais modelos de canal para ambientes urbanos. O capítulo 4 descreve as técnicas de modulação digital mais comumente utilizadas em sistemas de transmissão terrestre de televisão digital e o efeitos de perturbações do canal nas constelações dessas modulações. O Capítulo 5 descreve os principais pontos do sistema brasileiro de televisão digital, dando enfoque à camada física.

As simulações realizadas são exibidas e discutidas no Capítulo 6 com o uso dos gráficos capturados do programa de análise de constelações digitais instalado em um analisador de espectro. A partir desses gráficos foram extraídas informações para a análise feita no trabalho. No Capítulo 7 são exibidos os gráficos feitos a partir das informações extraídas e são apresentadas as devidas considerações sobre cada situação. Finalmente, são apresentadas as conclusões deste trabalho e uma proposta de trabalhos futuros no Capítulo 8.

## CAPÍTULO 2

---

# Metodologia

---

### 2.1 A Simulação Proposta

É objetivo deste trabalho a simulação da camada física de sistema de transmissão terrestre de televisão digital. Para essa finalidade foram usados os equipamentos do laboratório de TV Digital do Centro de Inovação da empresa Positivo Informática. O conjunto de equipamentos usados é composto por:

- Transmissor de sinais de TV digital ISDB-Tb;
- Gerador de Multipercursos;
- Analisador de Espectro;
- Receptor de TV digital móvel;
- Receptor de TV digital fixo.

A metodologia de simulação usada neste trabalho consistiu em criar situações para o canal de transmissão de forma a tentar isolar, ao máximo, o efeito da variável estudada sobre ele. Por exemplo, para simular o efeito da velocidade do terminal móvel, foi criado um canal com um sinal transmitido com alta potência, alta relação sinal/ruído e sem interferências de canais adjacentes, proporcionando uma melhor visualização da influência dos efeitos do aumento da velocidade do terminal móvel no canal.

A Figura 2.1 mostra a configuração completa do ambiente de medição. Os equipamentos utilizados foram:

- Transmissor Eiden.

- Gerador de perturbações no canal Eiden
- Divisor de potência Agilent
- Analisador de Espectro Agilent
- Terminal de recepção fixo DigiTV Positivo Informática
- Terminal de recepção móvel de referência para *notebooks*.
- Televisões e *notebooks*

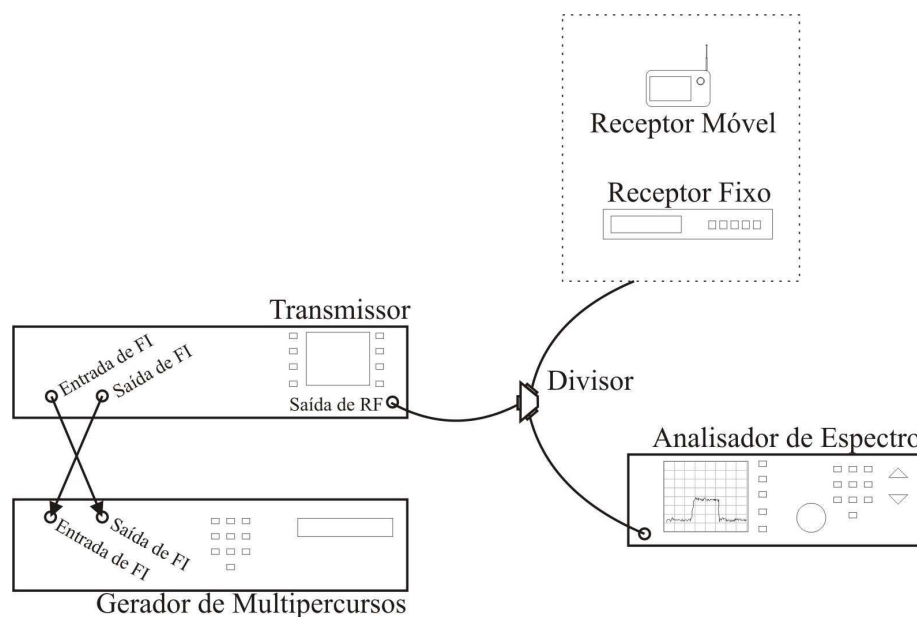
Mais detalhes sobre cada equipamento serão exibidas nas referentes seções que serão apresentadas na sequência deste capítulo.

O ambiente de simulação montado funciona da seguinte forma:

1. O transmissor gera o sinal em uma frequência intermediária (FI) e envia ao gerador de perturbações no canal.
2. O gerador de perturbações no canal, por sua vez, adiciona as perturbações devidamente escolhidas para cada situação simulada e devolve na mesma FI para o transmissor.
3. O transmissor eleva a frequência do sinal para a frequência de transmissão escolhida e então o sinal é transmitido através de um cabo coaxial para o divisor de potência.
4. Uma das saídas do divisor de potência está conectada ao dispositivo de recepção, e a outra saída está conectada ao analisador de espectro. As especificações desse equipamento garantem que a mesma intensidade do sinal esteja presente nas duas conexões. Desta forma, é possível saber o nível de sinal que chega no dispositivo de recepção através do nível de sinal recebido no analisador de espectro.
5. O analisador de espectro está equipado com um programa de análise de sinais ISDB-Tb, capaz de exibir os símbolos da constelação recebida e medir a relação de erro de modulação da mesma.
6. O terminal de recepção móvel está ligado a um *notebook* onde está instalada uma aplicação capaz decodificar os fluxos de vídeo e áudio e exibir-los.

Foram realizados, também, testes de sensibilidade de recepção em campo pela empresa Positivo Informática na cidade de São Paulo. A experiência adquirida nesses testes serviu de base para o início dos estudos que resultou neste trabalho.

A ferramenta MATLAB foi usada para traçar os gráficos usados para avaliar e comparar o efeito das variáveis do canal escolhidas na análise em sinais de TV digital para dispositivos móveis.



**Figura 2.1** Configuração do ambiente de simulação

## 2.2 Equipamentos Utilizados

Essa seção tem como objetivo descrever as principais características e funcionalidades dos equipamentos utilizados para gerar as simulações propostas.

### 2.2.1 O Gerador de Sinais ISDB-Tb

Foi utilizado o equipamento 3532A DTV *Modulator*, da empresa japonesa Eiden, para a geração dos sinais compatíveis com a norma brasileira de transmissão de televisão digital. As principais características desse equipamento são:

- Capacidade de transmitir sinais na faixa de VHF (canais 2 ao 13) e UHF (canais 14 ao 69), o que equivale a banda de transmissão representada pelo intervalo de frequências de 54 MHz a 806 MHz.
- Precisão de frequência de 1 Hz.
- Potência de transmissão de  $-110$  a  $17$  dBm.
- Precisão de potência de  $0,1$  dBm.
- Conversor  $50 \Omega$ .
- Transmissão BST-OFDM Hierárquica (*Band Segmented Transmission OFDM*).
- Capacidade de configuração dos principais parâmetros de transmissão:

- Número de segmentos.
- Intervalo de guarda.
- Taxa de codificação.
- Gerador de ruído.
- Gerador PRBS (*Pseudo randomic binary sequence*).

### 2.2.2 Simulador de Desvanecimento

Para simular o comportamento do canal de transmissão urbano, foi utilizado o equipamento 4409A E9285B Digital Video Modulation Analysis Software da empresa japonesa Eiden. As principais funcionalidades desse equipamento são:

- Efeito Doppler,
- Desvios de fase,
- Modelo de Rayleigh,
- Modelo de Rice,
- Capacidade de simular até 40 multipercursos do sinal transmitido.
- Os multipercursos podem ser configurados independentemente.

### 2.2.3 Analisador de Espectro

Para monitorar e observar o comportamento do canal simulado foi utilizado o analisador de espectro Agilent 9010A equipado com o programa de análise de sinais ISDB-T E9285B *Digital Video Modulation Analysis Software*. A Figura 2.2 exibe a tela principal da aplicação. As principais funcionalidades dessa aplicação são:

- Exibição da constelação recebida.
- Métrica de símbolo (MER, EVM, erro de frequência).
- Resposta do canal ao impulso.
- CCDF (*Complementary Cumulative Density Function*) e espectro de frequências.

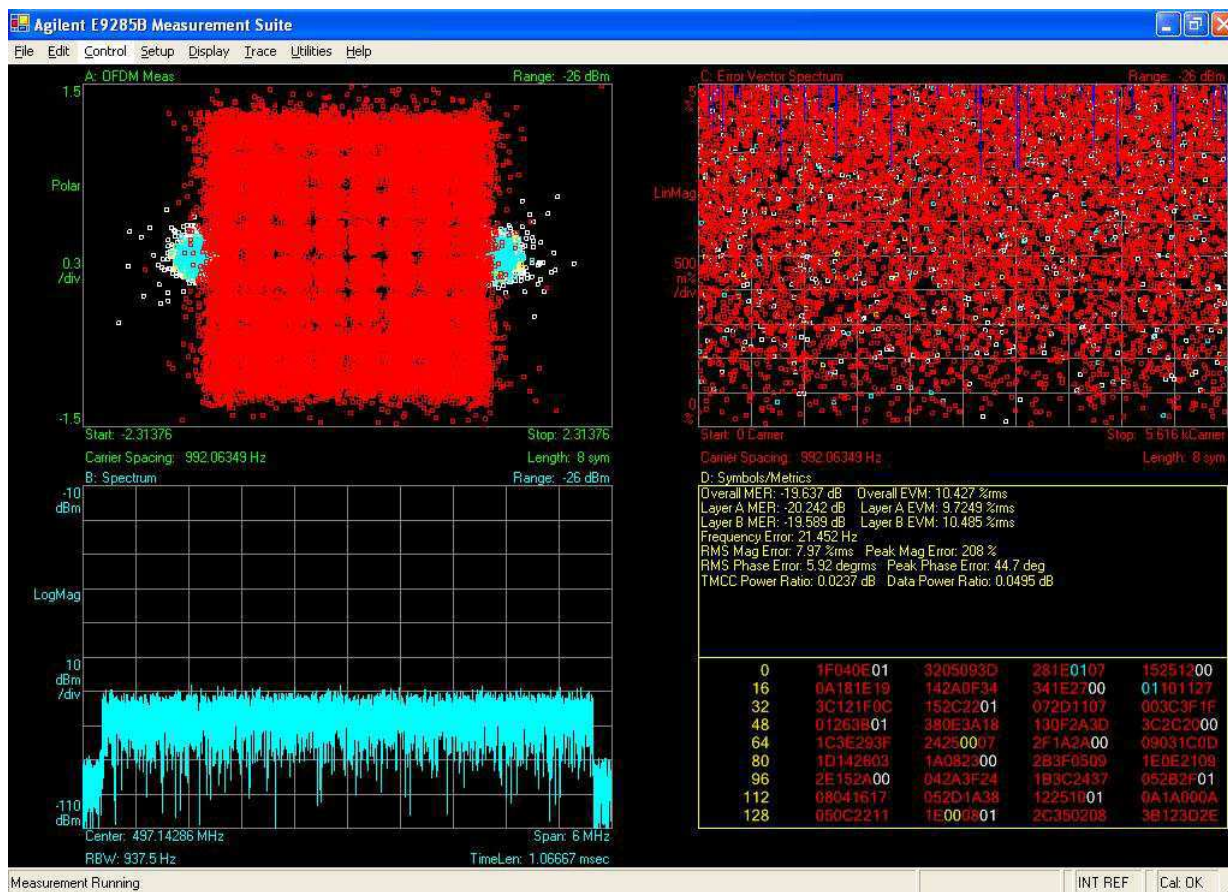


Figura 2.2 Tela do aplicativo de análise de sinais ISDB-Tb

## 2.2.4 Divisor de Potência

Com o intuito de garantir o mesmo nível de potência tanto para o dispositivo em teste como para o analisador de espectro, foi usado um divisor de potência Agilent 11667A. As principais características desse equipamento são:

- Frequência de operação – menor que 18 GHz
- SWR de saída – 1,33
- Potência máxima na entrada – 0,5 W
- Perda de inserção – 7 dB

## 2.2.5 Dispositivos de Recepção Terrestre

Foram usados, para as simulações, dois dispositivos de recepção de televisão digital terrestre. Um modelo de recepção fixa, ou seja, capaz de sintonizar todos os segmentos do canal ISDB-Tb e um dispositivo de recepção móvel, que sintoniza apenas o segmento central.

---

O dispositivo de recepção fixa usado foi um Positivo DigiTV e o de recepção móvel foi um protótipo que não está no mercado. Esse protótipo se constitui do *front-end* (sintonizador + demodulador). A demultiplexação dos fluxos de áudio, vídeo e dados e a decodificação do vídeo e do áudio são feitos por uma aplicação instalada em um computador.



## CAPÍTULO 3

---

# O Canal Móvel

---

### 3.1 Introdução

Nos sistemas de comunicação sem fio, o sinal transmitido em um canal interage com o ambiente de forma complexa. Fenômenos como a reflexão em grandes objetos, o sombreamento e o espalhamento estão usualmente presentes. Um dos resultados dessas interações é a criação de várias componentes de um mesmo sinal que chegam em um receptor, chamadas de multipercursos. Outra propriedade dos canais móveis é a presença do efeito Doppler, causado pelo deslocamento do receptor, do transmissor, e/ou de qualquer outro objeto no ambiente (MACÊDO, 2003).

O sucesso do desenvolvimento de um sistema de comunicação sem fio está fortemente correlacionado com o conhecimento do Engenheiro sobre o canal de transmissão em questão. Sem um bom nível de conhecimento do comportamento do canal, o trabalho e os resultados obtidos estariam comprometidos. No desenvolvimento de um sistema OFDM é fundamental o entendimento de suas características de desempenho. Nesse Capítulo é abordada a análise de desempenho da técnica OFDM para um canal AWGN e um canal com desvanecimento Rayleigh (IBNKAHLA, 2004).

### 3.2 Principais Parâmetros do Canal Móvel

Esta seção introduz os principais parâmetros e configurações de um canal móvel, principalmente as características de canais com multipercurso descritos pela distribuição de Rayleigh. Outro ponto abordado é o efeito do sombreamento no canal móvel, bastante comum em ambientes urbanos. Os principais efeitos da propagação no canal móvel são:

- Rápidas alterações no canal ocasionam desvanecimentos de curta duração;
- Espalhamento temporal, causado por diferentes atrasos nos múltiplos percursos de propagação;
- Desvios de frequência aleatórios – efeito Doppler;
- Sombreamento do sinal, causado por obstáculos que interceptam seu percurso;
- Atenuação devido à distância entre transmissores e receptores.

### 3.2.1 Desvanecimento

O desvanecimento seletivo em frequência pode ser ocasionado pelo resultado da interferência entre duas ou mais componentes atenuadas do sinal transmitido. Essas componentes chegam ao receptor de forma que podem ser adicionados destrutivamente ao sinal corrente. Essas múltiplas versões do sinal transmitido são originadas pelos vários percursos que o canal de transmissão apresenta e pelas rápidas variações do canal. A velocidade do móvel e largura da faixa de transmissão do sinal também atuam fortemente na intensidade do desvanecimento (HARA, 2004).

### 3.2.2 Deslocamento pelo Efeito Doppler

A mudança aparente da frequência do sinal transmitido devido à velocidade de deslocamento do móvel é conhecida como efeito Doppler (SERBETLI, 2008), que é representado pela Equação 3.1.

$$\Delta f = f \left( \frac{v}{c} \right) \cos(\theta), \quad (3.1)$$

em que  $v$  é a velocidade do móvel,  $c$  a velocidade de onda eletromagnética,  $\theta$  é o ângulo entre a direção do movimento do móvel e a direção de chegada da onda e  $f$  é a frequência original do sinal. Em ambientes móveis ISDB-Tb deslocamentos de frequência ocorrem em todo espectro devido ao efeito Doppler. Sozinho, o efeito Doppler pode ser corrigido e não representa um grande problema para as transmissões, por exemplo, para dispositivos móveis se deslocando em automóveis comuns. O principal problema do efeito Doppler é seu efeito combinado com o multipercurso, que pode deteriorar rapidamente a relação sinal ruído.

### 3.2.3 Atraso de Propagação

O atraso é definido como o intervalo entre o tempo de chegada da  $i$ -ésima e o tempo de chegada da primeira componente do sinal no receptor. Essa variável é representada por  $\tau_i$ .

### 3.2.4 Perfil de Retardos

Essa variável indica a intensidade de um sinal recebido por meio de um canal com multipercursos, como uma função do atraso de tempo  $\tau$ , e é representada por  $\Phi_c(\tau)$ . Na prática,  $\Phi_c(\tau)$  é calculado transmitindo pulsos de pequena duração ou, equivalentemente, um sinal de banda larga, e aplicando a operação de correlação cruzada do sinal recebido com uma versão atrasada dele (IBNKAHLA, 2004). O atraso médio das componentes de multipercurso, o espalhamento temporal médio e o espalhamento temporal excedido são parâmetros do canal com multipercurso que podem ser determinados com o perfil de retardos. O atraso médio  $E[\tau]$ , descrita pela Fórmula 3.3, é o primeiro momento da função de perfil de retardos  $\Phi_c(\tau)$ . O espalhamento temporal rms ( $\sigma_\tau$ ) no canal é dado pela Fórmula 3.3.

$$E[\tau] = \frac{\sum_i P(\tau_i) \tau_i}{\sum_i P(\tau_i)}, \quad (3.2)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{E[\tau^2] - E^2[\tau]}. \quad (3.3)$$

### 3.2.5 Espalhamento Temporal

Também conhecido como espalhamento de multipercursos. Essa variável representa a gama de valores de  $\tau$  em que  $\Phi_c(\tau)$  é diferente de zero.

### 3.2.6 Largura de Faixa de Coerência

Largura de faixa de coerência de um canal é a faixa de frequência na qual todas componentes espectrais do sinal transmitido passam pelo canal com ganho equalizado e fase linear. Ao longo do intervalo definido pela largura de faixa de coerência  $f_{coh}$  o canal permanece invariante. A variável  $f_{coh}$  pode ser expressa em função do espalhamento temporal RMS. De acordo com (IBNKAHLA, 2004),  $f_{coh}$  pode ser expressa com uma correlação de frequência de aproximadamente 90%, pela Equação 3.4.

$$f_{coh} \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}. \quad (3.4)$$

### 3.2.7 Espalhamento em Frequência

O espalhamento do espectro de frequências do sinal transmitido no canal móvel é conhecido com espalhamento em frequência, ou espalhamento Doppler. O espalhamento em frequência resultante tem componentes na faixa entre  $(f_c - \Delta f_{MAX})$  e  $(f_c + \Delta f_{MAX})$ , sendo  $\Delta f_{MAX}$  o máximo espalhamento espectral para esse canal.

### 3.2.8 Tempo de Coerência

Tempo de coerência  $T_{coh}$  é o período de tempo em que a resposta ao impulso do canal permanece invariante.  $T_{coh}$  é inversamente proporcional ao espalhamento espectral causado pelo Efeito Doppler, e é definido por

$$T_{coh} \approx \frac{1}{\Delta f_{MAX}}. \quad (3.5)$$

### 3.2.9 Desvanecimento Rápido e Desvanecimento Lento

Basicamente, existem dois tipos de desvanecimentos que caracterizam um sistemas de comunicação móvel. O desvanecimento rápido e o desvanecimento lento. O desvanecimento lento é caracterizado pela atenuação no valor médio da potência transmitida, ocasionada principalmente pelo aumento da distância do transmissor em relação ao receptor. O desvanecimento rápido é caracterizado por mudanças bruscas na amplitude e fase do sinal. Esse tipo de desvanecimento é, na maioria das vezes, caracterizado pela distribuição de Rayleigh, devido ao grande número de caminhos que as reflexões do sinal percorrem e a ausência de visada direta entre o transmissor e o receptor. Quando há presença da componente direta do sinal, o desvanecimento se comporta de acordo com uma distribuição de Rice (SKLAR, 1997). O desvanecimento rápido é influenciado fortemente pelos seguintes fatores físicos do canal de propagação móvel:

- Multipercursos do sinal – A presença de objetos reflexivos e refrativos no canal fornece um ambiente mutável capaz de dissipar a energia do sinal por variações na amplitude, na fase e no tempo. Esses eventos criam múltiplas cópias do sinal transmitido que chegam a antena do receptor defasadas no tempo. A fase e amplitude aleatória do sinal transmitido provoca flutuações no nível da potência recebida;
- Velocidade do móvel – A variação da velocidade relativa do movimento entre o transmissor e o receptor resulta em perturbações aleatórias. Essas perturbações são causadas devido a diferentes deslocamentos em frequência ocasionados pelo efeito Doppler em cada uma

das componentes de multipercurso que chegam ao receptor. Esse deslocamento é positivo quando o móvel está se aproximando da estação transmissora e negativo quando se afasta.

- Velocidade dos objetos próximos – Se os objetos que estão próximos ao receptor estiverem em movimento, eles podem provocar um deslocamento Doppler variante nas componentes de multipercurso do sinal. Esse tipo de interferência tem influência no desvanecimento rápido caso a velocidade dos objetos próximos seja bem maior do que a velocidade do receptor, no entanto, caso a velocidade dos objetos que circulam o transmissor seja pequena, esse fator pode ser desprezado e apenas a velocidade do receptor é considerada.

### 3.2.10 Interferência de Canal Adjacente

A necessidade de aumentar ou diminuir a potência do sinal pode fazer com que o espectro do sinal modulado se alargue e interfira com os canais localizados adjacente (BEDICKS, 2008). Por essa razão, é preciso controlar bem a potência do transmissor. Para controlar esse tipo de interferência, todos os sistemas de transmissão especificam uma máscara de potência. A máscara de potência determina o nível máximo de potência no canal de transmissão e o nível máximo de potência espalhada para os canais adjacentes.

A interferência de canal adjacente pode se constituir em um grave problema nos sistemas de televisão digital, principalmente quando o canal digital está localizado ao lado de um canal de transmissão analógica. Para o Sistema Brasileiro de Televisão Digital foi adotado um pequeno deslocamento na frequência central do canal para diminuir a interferência da portadora de áudio do canal analógico nas primeiras frequências do canal digital. Na Figura 3.1, ao centro, vê-se o canal digital, produzido por um transmissor no laboratório, e a sua esquerda o canal analógico, obtido de uma transmissão real captada por uma antena externa. A linha azul (superior) representa os máximos do sinal, a linha amarela representa o valor real e a linha magenta representa os valores mínimos do sinal. Nota-se que o nível de potência das portadoras de vídeo e de áudio do sinal analógico variam muito pouco em comparação com a amplitude das componentes do sinal digital. Como mencionado, a portadora de áudio do canal analógico fica bem próxima do canal digital. Isso justifica o deslocamento do canal digital à direita para a diminuição da interferência de canal adjacente.

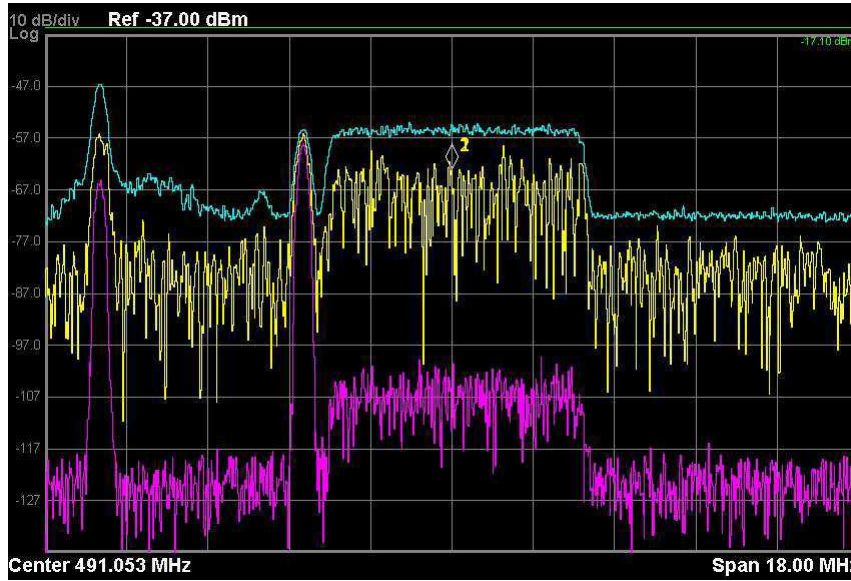


Figura 3.1 Interferência de canal adjacente.

### 3.3 Canal Seletivo e Não-seletivo em Frequência

A forma da função de transferência para o canal no instante  $t$  pode ser obtida da transformada de Fourier de  $h(\tau, t)$  da seguinte maneira

$$H(f; t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau, \quad (3.6)$$

em que  $f$  representa a frequência. Quando  $h(\tau, t)$  for um processo estocástico gaussiano estacionário no sentido amplo (canal WSSUS<sup>1</sup>) e  $H(f; t)$  também for um processo estocástico gaussiano WSSUS, então a sua função de autocorrelação é definida por

$$\phi_H(\Delta f; \Delta t) = \frac{1}{2} E[H^*(f; t) H(f + \Delta f; t + \Delta t)]. \quad (3.7)$$

A partir da Equação 3.6 e da Equação 3.7 obtém-se

$$\phi_H(\Delta f; \Delta t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi_h(\tau; \Delta t) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau. \quad (3.8)$$

Quando  $\Delta t$  tende à zero, chega-se à função de correlação do espaçamento das frequências do canal  $\phi_H(\Delta f) = \phi_H(\Delta f; 0)$ , representada por

<sup>1</sup>WSSUS - Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering

$$\phi_H(\Delta f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi_h(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau, \quad (3.9)$$

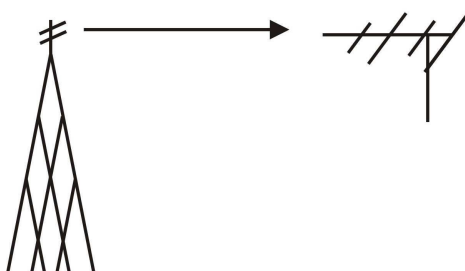
que descreve a correlação entre as variações de frequência do canal separada por  $\Delta f$ .

### 3.4 Canal Seletivo e Não-seletivo no Tempo

O canal de transmissão com multipercursos do sinal geralmente possui um intervalo de tempo em que as variações do canal são altamente correlacionadas, isto é  $\phi_H(\Delta t)/\phi_H(0)$  resulta em aproximadamente 1. Quando um sinal é transmitido em um canal em que a variação no tempo  $\Delta t$  do canal for pequena em comparação com a duração do símbolo transmitido, o canal é chamado de seletivo no tempo ou rápido. Se  $\Delta t$  for muito maior do que a duração do símbolo do sinal transmitido, o canal é dito não-seletivo no tempo ou lento.

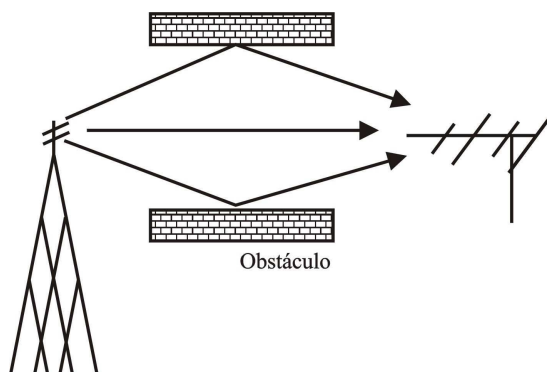
### 3.5 O Ambiente de Transmissão

Em um cenário ideal, exatamente apenas uma componente do sinal chega à antena do receptor. Esse canal com visada direta entre o transmissor e o receptor e sem componentes de multipercurso significativas pode ser modelado como um canal gaussiano e apresenta, teoricamente, as melhores condições de recepção. Ver Figura 3.2 Se múltiplos percursos do sinal são adicionados a esse canal com visada direta, as condições de recepção podem ser tornar bem mais difíceis. Esse canal com uma visada direta e um determinado número de multipercursos pode ser classificado, e matematicamente simulado, como um canal com desvanecimento Rice, como mostrado na Figura 3.3. Se a visada direta entre o transmissor e o receptor for obstruída e o receptor apenas receber as componentes de multipercurso de sinal, esse canal pode ser caracterizado pelo modelo de canal de Rayleigh (FISCHER, 2004), como mostra a Figura 3.4.

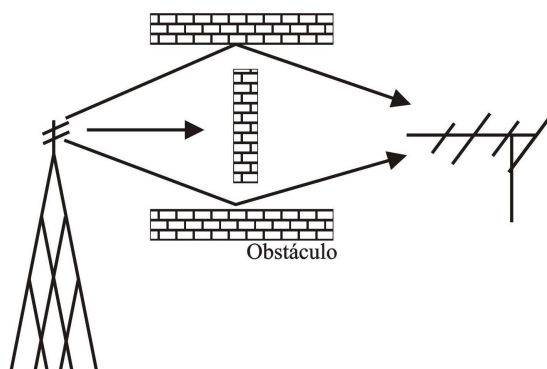


**Figura 3.2** Visada direta.

Outra situação do canal de transmissão a ser abordada é quando o receptor está em movimento. O deslocamento desse receptor, seja distanciando-se ou aproximando-se do transmissor

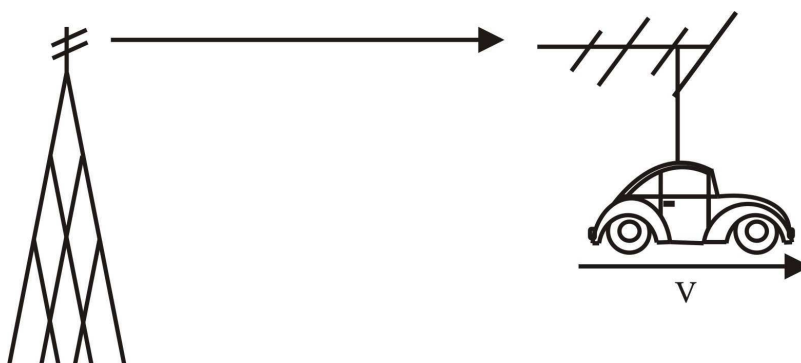


**Figura 3.3** Canal com desvanecimento Rice.



**Figura 3.4** Canal com desvanecimento Rayleigh.

com uma certa velocidade  $\vec{v}$ , ocasiona deslocamentos de frequência  $\Delta f$ , que são classificados como efeito Doppler, como ilustrado na Figura 3.5. O deslocamento de frequência provocado pelo efeito Doppler tem suas consequências diminuídas para um receptor compatível com o sistema brasileiro de TV digital.



**Figura 3.5** Efeito Doppler.

Se, no entanto, múltiplos percursos são adicionados, a recepção passa a ser bem mais complicada nesse tipo de ambiente. A dificuldade de recepção se deve ao terminal móvel se deslocar tanto no mesmo sentido de algumas componentes ocasionadas pelo multipercursos do canal, quanto no sentido contrário, como visto na Figura 3.6 Dessa forma, devido ao espaça-



mento entre as subportadoras, o modo de transmissão com 2000 mil subportadoras caracteriza-se como a melhor escolha para recepção móvel.

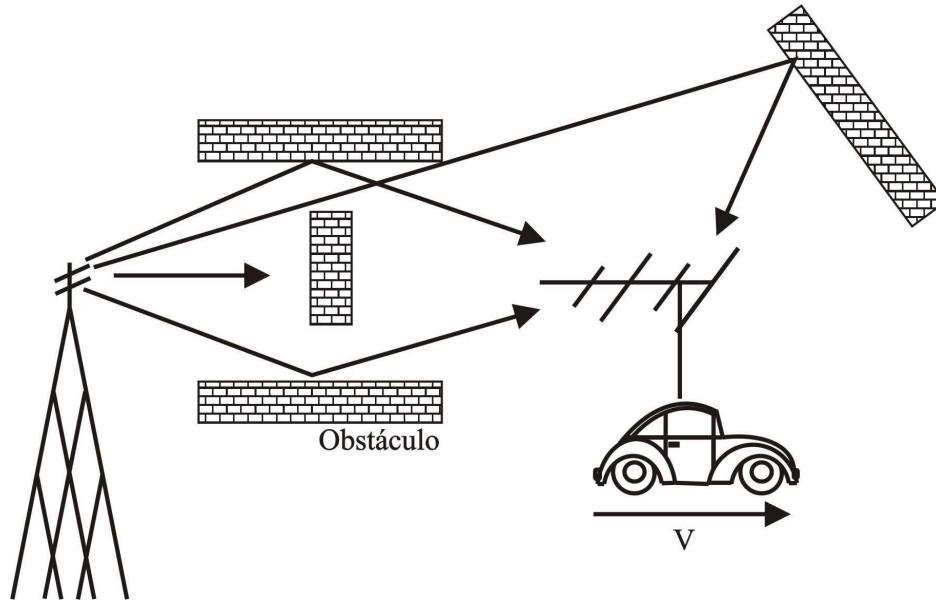


Figura 3.6 Canal com desvanecimento Rayleigh e ocorrência do efeito Doppler.

### 3.6 Propagação no Espaço Livre

Propagação de sinais de RF é um assunto para o qual análises determinísticas podem ser aplicadas apenas em alguns casos bastante simples. Essa análise determinística pode dar uma visão do comportamento da propagação do sinal e também estabelecer seus limites. A propagação de um sinal de RF no espaço livre pode ser determinada usando o modelo de propagação de ondas planas para campos distantes de antenas. A densidade espectral de potência  $S$  de uma antena, com ganho  $G_T$  na direção da antena receptora e potência de transmissão  $P_T$  a uma distância  $d$  do ponto aonde a antena está localizada pode ser determinada pela Equação 3.10.

$$S = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2}. \quad (3.10)$$

A potência recebida na antena receptora, que tem uma área efetiva de recepção  $A_e$  é dado pela Equação 3.11

$$P_R = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} A_e = \frac{P_T G_T \lambda^2 G_R}{4\pi d^2 4\pi}, \quad (3.11)$$

em que  $G_R$  é o ganho da antena receptora e  $\lambda$  é o comprimento de onda. Dessa forma a atenuação no espaço livre  $L_F$  é dada pela relação entre a potência recebida  $P_R$  e a potência transmitida  $P_T$ , como na Equação 3.12.

$$L_F = \frac{P_R}{P_T} = G_R G_T \left[ \frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (3.12)$$

A atenuação pela propagação no espaço livre é usualmente expressa em dB. Dessa forma a Equação 3.12 escrita em termos de dB resulta na Equação 3.13.

$$L_F = (G_T^{dB} + G_R^{dB}) - 20\log(f) - 20\log(d) + 147,6 \quad (3.13)$$

Muitas vezes, é útil comparar a atenuação  $L_F$  com a atenuação básica  $L_B$  dada entre duas antenas omnidirecionais. A atenuação básica  $L_B$  é expressa pela Equação 3.14.

$$L_B = -32,44 - 20\log(f^{MHz}) - 20\log(d^{km}) \quad (3.14)$$

### 3.7 Distribuição de Rayleigh

A distribuição de Rayleigh é usada para modelar o comportamento de canais móveis em que é assumido que não existe componente de multipercurso que prevaleça sobre as outras. Esse tipo de situação geralmente acontece em cenários onde não há visada direta entre a antena receptora e a antena transmissora (SIMON; ALOUINI, 2004). Para esse caso, a distribuição de probabilidade da amplitude do sinal desvanecido  $\alpha$  pode ser modelada pela Equação 3.15 e a relação sinal ruído  $E_b/N_0$  instantânea por símbolo é expressa pela Equação 3.16

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\Omega}\right), \quad (3.15)$$

$$p_{\frac{E_b}{N_0}}\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = \frac{1}{\bar{\frac{E_b}{N_0}}} \exp\left(-\frac{\frac{E_b}{N_0}}{\bar{\frac{E_b}{N_0}}}\right) \quad (3.16)$$

em que  $\bar{\frac{E_b}{N_0}}$  representa a relação sinal/ruído média para um *bit* de informação do sinal,  $\alpha$  representa a amplitude da variação da envoltória do sinal desvanecido.

### 3.8 A Distribuição de Rice

A distribuição de Rice é geralmente usada para modelar caminhos de propagação que consistem em uma componente com nível de potência significativa com visada direta e várias componentes com intensidades de sinal mais baixas entre a antena transmissora e a receptora. A distribuição de Rice também é conhecida como distribuição de Nakagami- $n$ . Para esse caso, a distribuição de probabilidade da amplitude do sinal desvanecido  $\alpha$  pode ser modelada pela Equação 3.17 e a relação sinal ruído  $E_b/N_0$  instantânea por símbolo é expressa por:

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{2(1+n^2)e^{-n^2}\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{(1+n^2)\alpha^2}{\Omega}\right) I_0\left(2n\alpha\sqrt{\frac{1+n^2}{\Omega}}\right) \quad (3.17)$$

Na Equação 3.17, a variável  $n$  corresponde ao parâmetro de desvanecimento de Nakagami e varia de 0 a infinito. Esse parâmetro é relacionado com o fator  $K$  de Rice pela fórmula  $K = n^2$ , que corresponde a relação entre o nível de potência recebida da componente em visada direta com a potência média das componentes refletidas e refratadas. A distribuição de probabilidade da relação sinal/ruído em um canal com desvanecimento Rice é dada por

$$p_{\frac{E_b}{N_0}}\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = \frac{(1+n^2)e^{-n^2}}{\frac{\bar{E}_b}{N_0}} \exp\left(-\frac{(1+n^2)\frac{E_b}{N_0}}{\frac{\bar{E}_b}{N_0}}\right) I_0\left(2n\sqrt{\frac{(1+n^2)\frac{E_b}{N_0}}{\frac{\bar{E}_b}{N_0}}}\right) \quad (3.18)$$

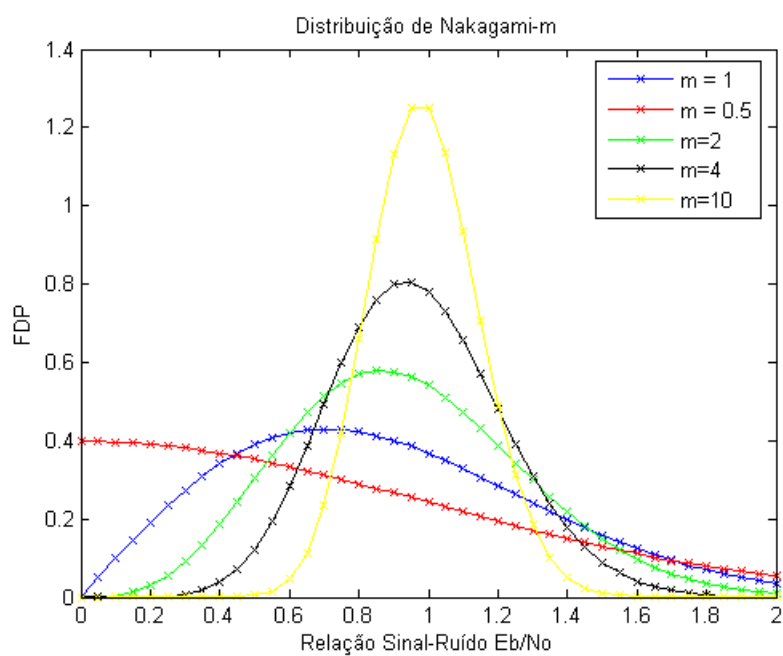
### 3.9 A Distribuição Nakagami- $m$

Uma alternativa às distribuições de Rayleigh e Rice é a distribuição Nakagami- $m$ . Ela contém muitas outras distribuições de acordo com o valor de  $m$ . A Figura 3.7 exibe essa funcionalidade. A variável  $m$  varia de  $\frac{1}{2}$  a infinito. A equação que define o comportamento da envoltória do sinal como uma distribuição de Nakagami- $m$  é dada por

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{2m^m\alpha^{2m-1}}{\Omega^m\Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\alpha^2}{\Omega}\right), \quad (3.19)$$

e a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído é dada por

$$p_{\frac{E_b}{N_0}}\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = \frac{(1+n^2)e^{-n^2}}{\frac{\bar{E}_b}{N_0}} \exp\left(-\frac{(1+n^2)\frac{E_b}{N_0}}{\frac{\bar{E}_b}{N_0}}\right) I_0\left(2n\sqrt{\frac{(1+n^2)\frac{E_b}{N_0}}{\frac{\bar{E}_b}{N_0}}}\right). \quad (3.20)$$



**Figura 3.7** Distribuição de Nakagami-m

## CAPÍTULO 4

---

# Esquemas de Modulação Digital Utilizados em Sistemas de Televisão Digital

---

A Modulação é o processo em que a frequência, fase ou amplitude de uma onda de rádio são modificadas com o intuito de transmitir informação. Os parâmetros citados anteriormente são modificados pelo sinal de informação, conhecido como forma de onda modulante. Tipicamente, o objetivo de um sistema de comunicação digital é o transporte de informação digital entre dois ou mais pontos. O uso de técnicas de modulação digital proporciona maior compatibilidade com serviços digitais, maior segurança, maior qualidade e maior rapidez na implementação de um sistema. Canais de comunicação em ambientes urbanos tendem a apresentar elevado nível de complexidade de implementação. As principais restrições encontradas por Engenheiros no desenvolvimento de sistemas de comunicações digitais são:

- Espectro compacto (pequena irradiação fora da faixa de interesse);
- Interferências co-canal e de canal adjacente;
- Robustez quanto à dispersão temporal e em frequência causadas pelo canal;
- Desenvolvimento do transmissor e do receptor;
- Envoltórias com grandes oscilações, o que dificulta a utilização de amplificadores não-lineares.

A escolha do esquema de modulação digital afeta significativamente as características, o desempenho e o custo implementação do canal de comunicações. Não existe um esquema de modulação digital que seja ótimo para todos os casos, mas dependendo das características físicas do canal, do nível de desempenho exigido e nível de complexidade/custo de implementação de *hardware*, alguns esquemas de modulação digital se mostram melhores do que outros. As

características físicas do canal, seja um sistema de transmissão por cabos, sem os problemas associados ao desvanecimento, ou um sistema de comunicações sem fio com vários multipercursos, constitui, tipicamente, influenciam a escolha do esquema de modulação digital.

Este capítulo aborda as principais técnicas de modulação existentes que são utilizadas nos sistemas de transmissão de televisão digital no mundo. O esquema de modulação utilizado é importante para o entendimento das características desses sistemas.

## 4.1 Modulação PSK

Na modulação PSK (*Phase Shifting Keying*) a informação digital está contida na fase do sinal transmitido. O sinal PSK tem amplitude constante e, conseqüentemente, pode ser representado como um vetor de comprimento constante no diagrama de constelação. A expressão analítica para a  $m$ -ésima forma de onda do sinal PSK tem a seguinte forma geral

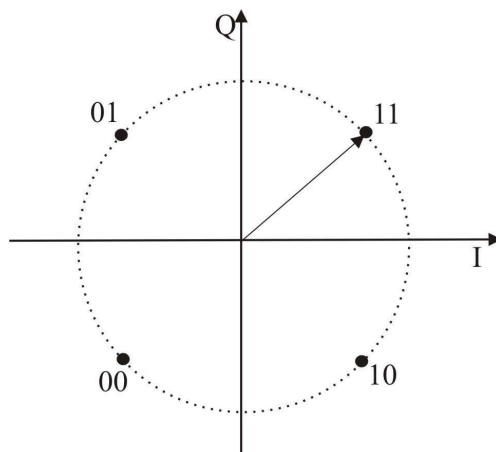
$$s_m(t) = g(t)\cos[2\pi f_c t + \theta_m], m = 1, 2, \dots, M \quad 0 \leq t \leq T, \quad (4.1)$$

em que  $g(t)$  é o formato pulso do sinal e  $\theta_m = 2\pi(m-1)/M$ ,  $m = 1, 2, \dots, M$ , são os  $M$  possíveis ângulos de fase da portadora  $f_c$ , que representam a informação transmitida para os  $M = 2^k$  possíveis símbolos de  $k$  bits (PROAKIS, 2001). O sistema de transmissão do padrão brasileiro de televisão digital utiliza o método de transmissão PSK com  $M = 4$ , mais conhecido como QPSK (*Quadrature PSK*) para o conjunto de subportadoras OFDM correspondente ao segmento central. É nesse segmento que está o conteúdo para dispositivos móveis. No esquema de modulação QPSK o sinal modulante desloca a portadora com incrementos de 90 graus. Dessa forma, as quatro componentes da constelação, por exemplo, podem ter os ângulos 45, 135, -45 e -135, como na Figura 4.1. No método BPSK (*Binary PSK*), o sinal de informação modulante desloca a fase da portadora de amplitude constante em 0 e 180 graus. O padrão brasileiro utiliza a modulação BPSK para transmitir as informações do canal de comunicação. O sinal BPSK  $s_{BPSK}(t)$  é definido por

$$s_{BPSK}(t) = Am(t)\cos 2\pi f_c t \quad (4.2)$$

em que  $A$  é uma constante,  $m(t) = \pm 1$ ,  $f_c$  é a frequência da portadora e  $T$  é a duração do *bit*. A constante  $A$  é definida como  $A = \sqrt{2P}$ , em que  $P$  representa a potência do sinal.

Para manter a probabilidade de erros de *bits* constante e aumentar a quantidade de informação transmitida por símbolo da constelação é necessário elevar o nível de potência do transmissor. Em outras palavras, pode-se ganhar em eficiência espectral em detrimento da eficiência de potência com o aumento de  $M$ . Existem variações do método de modulação PSK que



**Figura 4.1** Constelação QPSK

podem apresentar melhor eficiência espectral e de potência. O padrão brasileiro de transmissão utiliza a variação conhecida como QPSK diferencial (DQPSK). No esquema de modulação QPSK diferencial a informação é transportada na transição entre os estados. Em alguns casos, são determinadas restrições entre as trocas de estado de forma a otimizar o desempenho.

#### 4.1.1 Probabilidade de Erro para a Modulação QPSK

Esta seção exibe a equação da probabilidade de erro para a modulação QPSK, que representa a técnica de modulação PSK com  $M = 4$ , ou seja, possui constelação formada por quatro símbolos. Em cada intervalo de duração  $T$ , a modulação QPSK mapeia dois símbolos de informação binários. O cálculo da probabilidade de erro  $P(e)$  é feito a partir da probabilidade de uma decisão correta  $P(c)$ , como visto na Equação 4.3 (PIMENTEL, 2007).

$$P_c = \left[ 1 - Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) \right]^2. \quad (4.3)$$

Sabendo que  $E_s = 2E_b$  (dois *bits* por símbolo) e que  $P(e) = 1 - P(c)$ , e substituindo na Equação 4.3, chega-se a

$$P_e = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) - Q^2\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right). \quad (4.4)$$

Para um canal AWGN, a taxa de erro de símbolo (SER)<sup>1</sup> para o sistema QPSK, para uma alta relação sinal-ruído se aproxima da Equação 4.5

$$P_e = 4Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \sin\frac{\pi}{4}\right), \quad (4.5)$$

<sup>1</sup>SER - *Symbol Error Rate*

na qual  $Q(\cdot)$  é a função definida pela Equação

$$Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (4.6)$$

Para a modulação BPSK, a probabilidade de erro de bit é dada por

$$P_{eBPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right), \quad (4.7)$$

## 4.2 Modulação QAM

A equação para a modulação QAM é uma variação da equação usada para o esquemas de modulação PSK. Para sistemas PSK, todos os pontos da constelação formam um círculo, ou seja possuem amplitudes constantes. Para sistemas QAM, a amplitude muda entre os símbolos. A modulação em quadratura QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) é caracterizada pela superposição de duas portadoras em quadratura moduladas em amplitude. A  $m$ -ésima forma de onda modulada do sinal modulado em QAM é dada por

$$s_m(t) = A_m g(t) \cos[2\pi f_c t + \theta_m], \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad 0 \leq t \leq T, \quad (4.8)$$

em que  $A_m = \sqrt{A_{mc}^2 + A_{ms}^2}$  e  $\theta_m = \tan^{-1}(A_{ms}/A_{mc})$ ,  $g(t)$  é o formato do pulso do sinal,  $f_c$  é a frequência da portadora que veicula informação e  $A_{mc}$  e  $A_{ms}$  são as amplitudes do sinal das portadoras em fase e quadratura. Diferentes tipos de constelação podem ser obtidos com a escolha de diferentes amplitudes e fases.

Através da escolha de diferentes fases e amplitudes, diferentes constelações QAM podem ser formadas. Devido a flexibilidade de usar diferentes fases e amplitudes, mesmo com esquemas modulações de alta ordem ( $M > 4$ ), a detecção da região de decisão não é tão crítica como no esquema PSK. Como resultado, esquemas  $M$ -QAM possuem maior eficiência de potência do que sistemas  $M$ -PSK. Além do que, as perdas na relação sinal-ruído quando aumenta-se a ordem de modulação são menores para esquemas  $M$  – QAM do que para esquemas  $M$ -PSK.

No esquema de modulação 64-QAM, usado no sistema de transmissão adotado no adotado no Brasil, existem 8 valores possíveis para a componente em fase e 8 valores possíveis para a componente em quadratura do sinal, o que resulta em um total de 64 possíveis estados para o sinal. Como  $64 = 2^8$ , então 8 *bits* podem ser enviados por símbolo. Já existem sistemas de televisão à cabo que utilizam esquemas de modulação QAM com 4096 símbolos. Nesse caso, como os símbolos ficam muito perto, o sistema se torna muito susceptível a erros e tal sinal



tem que ser transmitido com elevados níveis de potência (para espalhar mais os símbolos no diagrama de constelação), dessa forma reduzindo a eficiência de potência quando comparado com esquemas mais simples.

Esquemas de modulação QAM são usados em diferentes aplicações, como por exemplo sistemas de microondas, sistemas de transmissão de televisão por cabo e terrestre, modems, sistemas de celular 3G e sistemas de comunicação por satélite devido a sua eficiência espectral e de potência.

### 4.2.1 Probabilidade de Erro para a Modulação QAM

O efeito de variação aleatória de fase, também chamada de *jitter*, acontece quando o sincronizador do demodulador local não sincroniza devido às variações de fase do sinal recebido. Esse fato introduz aleatoriedade ao processo de detecção aumentando o número de erros de decisão e, assim, elevando a probabilidade de erro do sistema. A probabilidade de erro do símbolo é diretamente relacionada à distância entre os símbolos na constelação. As Equações 4.9 e 4.10 produzem curvas quase-exponenciais com o aumento da relação sinal/ruído  $E_b/N_0$  para a sinais modulados com a técnica QAM. A Equação 4.9 fornece a probabilidade de erro aproximada para uma constelação QAM de 4 símbolos. A Equação 4.10 mostra a probabilidade de erro para  $M$  símbolos (SIMON; ALOUINI, 2004).

$$P(e) \approx \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (4.9)$$

$$P(e) = 1 - \left[ 1 - \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \right) \right]^2 \quad (4.10)$$

## 4.3 Limites Teóricos de Eficiência Espectral

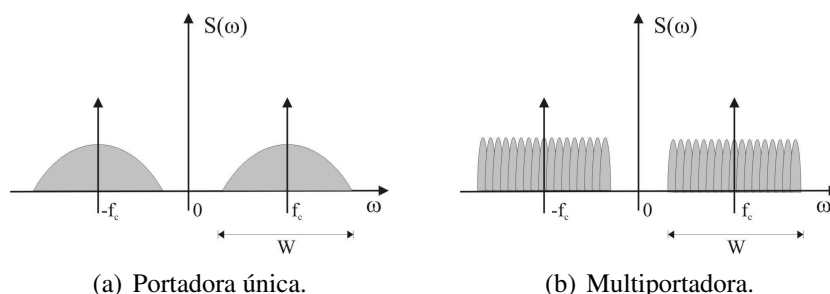
O conceito de eficiência espectral define o quão eficientemente a largura de banda alocada é utilizada ou a habilidade de uma técnica de modulação de transportar mais dados dentro de uma limitada largura de banda. A Tabela 4.1 exibe os limites teóricos para diferentes tipos de técnicas de modulação (AGILENT, 2000).

**Tabela 4.1** Limites teóricos para as principais técnicas de modulação

MSK	1 bit/s/Hz
BPSK	1 bit/s/Hz
QPSK	2 bit/s/Hz
8PSK	3 bit/s/Hz
16QAM	4 bit/s/Hz
32QAM	5 bit/s/Hz
64QAM	6 bit/s/Hz
256QAM	8 bit/s/Hz

## 4.4 Multiplexação OFDM

A técnica de multiplexação por divisão de frequências ortogonais OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é um caso especial de transmissão multiportadora, em que um único fluxo de dados é transmitido em um conjunto de subportadoras com taxa de transferência de dados reduzida, em que cada subportadora pode ser modulada usando técnicas de modulação distintas. A Figura 4.4 exibe um espectro de um sinal que usa o método OFDM, em que as subportadoras são moduladas usando a técnica 64-QAM. Um espectro de frequências de um sinal multiportadora pode ser descrito na Equação 4.11. Um dos pontos fortes da técnica OFDM é aumentar a robustez do canal de transmissão de dados contra os efeitos do desvanecimento de multipercurso. Em um sistema de portadora única, um desvanecimento ou interferência pode acarretar uma perda completa da informação transmitida, mas em sistemas multiportadora, no entanto, apenas uma pequena porcentagem das subportadoras é afetada. Dessa forma, esquemas de recuperação de erros tem uma maior probabilidade de conseguir corrigir os erros que aconteceram nessas subportadoras. As Figuras 4.2 e 4.3 ilustram o conceito de transmissão multiportadora. O eixo  $S(\omega)$  representa a densidade espectral de potência. A Figura 4.4 ilustra um espectro de subportadoras OFDM. A lupa na Figura 4.4 enfatiza que cada subportadora do sinal OFDM está modulada usando um esquema 64-QAM.

**Figura 4.2** Transmissão sem perturbações.

As técnicas de modulação multiportadora constituem em uma solução tecnológica para alguns problemas de comunicação sem fio. Isso se deve principalmente a:

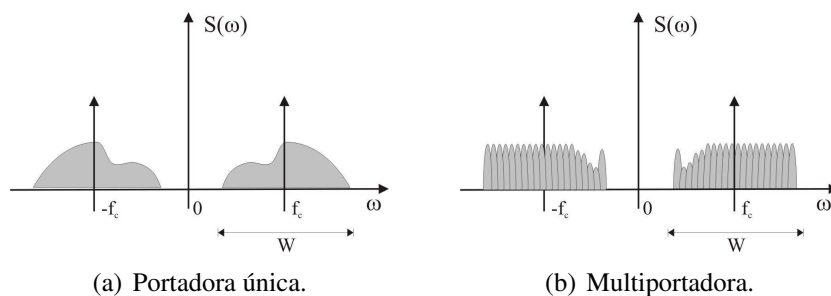


Figura 4.3 Transmissão com perturbações.

- Técnicas de multiportadoras são eficazes em ambientes com desvanecimento seletivo em frequência. Essa robustez se torna muito relevante para transmissão com altas taxas de dados,
- OFDM é um tecnologia madura devido a sua adoção em sistemas WLAN e nos sistema de transmissão de televisão digital, como o DVB e ,posteriormente, o ISDB-T (japonês) e o ISDT-Tb (brasileiro),
- A combinação das técnicas OFDM e CDMA leva a maiores ganhos na robustez contra a seletividade em frequência do canal.

$$S_{MCM}(f;t) = \sum_{k=1}^{N_{SC}} F_k(f;t) \tag{4.11}$$

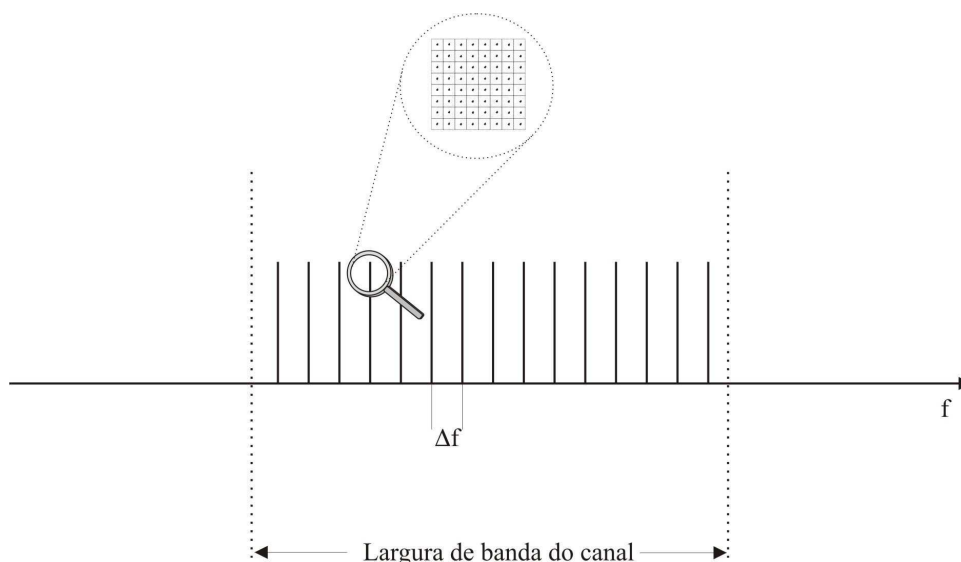


Figura 4.4 Subportadoras OFDM moduladas em 64-QAM

A palavra ortogonal indica que existe uma relação matemática precisa entre as frequências das portadoras do sistema que determina que o produto interno das subportadoras é nulo. Em um sistema FDM comum, várias portadoras são espaçadas de forma que os sinais possam ser recebidos usando filtros convencionais e demoduladores. Nesse sistemas, intervalos

de guarda são inseridos entre as diferentes portadoras, o que resulta em uma baixa eficiência espectral. É possível, no entanto, organizar as portadoras em um sinal OFDM de forma que as bandas laterais de cada portadora se sobreponham e os sinais sejam recebidos sem interferência da portadora adjacente. Para que isso aconteça as portadoras devem ser ortogonais. O receptor atua como um banco de demoduladores, com o sinal resultante sendo integrado no intervalo de um período de símbolo de forma a recuperar a informação transmitida.

Matematicamente, o sinal OFDM é expresso como a soma de pulsos deslocados no tempo e na frequência e multiplicados pelos símbolos de informação. O sinal OFDM é definido por (IBNKAHLA, 2004):

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{N_{SC}} c_{ki} e^{j2\pi f_k(t-iT_s)} f(t-iT_s), \quad (4.12)$$

$$f(t) = \begin{cases} 1, & (-\Delta_G < t \leq t_s), \\ 0, & (t \leq -\Delta_G, t > t_s), \end{cases} \quad (4.13)$$

$$f_k = \frac{(k-1)}{t_s}, \Delta f = \frac{1}{t_s}, \quad (4.14)$$

$$T_s = \Delta_G + t_s, \quad (4.15)$$

$$R = 1/T = N_{SC}/T_s \quad (4.16)$$

em que  $N_{SC}, c_{ki}, f_k, T_s, \Delta_G, t_s$  e  $f(t)$  representam, respectivamente, o número de subportadoras, o  $i$ -ésimo símbolo de informação da  $k$ -ésima subportadora, a frequência da  $k$ -ésima subportadora, o período de símbolo OFDM, a duração do intervalo de guarda, o período de observação, também chamado tamanho útil do símbolo, e a forma de onda do símbolo.

Limitando o interesse para o caso do esquema de modulação utilizado no canal móvel do padrão brasileiro de televisão digital para todas as subportadoras, o símbolo de informação é descrito por

$$c_{ki} \in \left\{ e^{j\frac{2\pi m}{M}} \mid m = 0, 1, \dots, M-1 \right\}. \quad (4.17)$$

Por selecionar um conjunto de subportadoras ortogonais, obtém-se alta eficiência espectral, porque os espectros das subportadoras se sobrepõem sem acarretar interferências.

As principais vantagens de uma transmissão OFDM são (DAVID, 2007):

- Robustez contra efeitos de multipercurso.
- Em canais com desvanecimento lento variante no tempo, é possível aprimorar significativamente a capacidade do canal, adaptando a taxa de dados por sub-portadora de acordo com a relação sinal-ruído.

- Robustez contra interferência seletiva em frequência, porque essa interferência só afeta algumas sub-portadoras do canal.
- Possibilita a implementação de redes de frequência única (SFN).

Em contrapartida, as maiores desvantagens são:

- OFDM é sensível a deslocamentos de frequência e ruídos de fase,
- A técnica OFDM possui alta relação sinal de pico/sinal médio, o que tende a diminuir a eficiência do amplificador de rádiofrequência.

Os principais elementos de um sistema de transmissão que podem influenciar o desempenho de um sinal OFDM são os seguintes:

- A característica de dispersão no tempo do canal móvel,
- A limitação de banda do canal. O sinal deve ocupar o mínimo possível do canal e interferir o mínimo possível com os canais adjacentes,

#### 4.4.1 A Transformada DFT

A utilização de esquemas OFDM possui certa dificuldade na recuperação das subportadoras sem a interferência entre elas no processo de filtragem. A idéia do uso da DFT trouxe de volta o conceito de transformação multi-portadora usando subportadoras ortogonais, o OFDM. Considerando a sequência de dados  $d_n = a_n + jb_n$  o resultado da aplicação da DFT, representada pela Equação 4.18, é o vetor  $D_m$ .

$$D_m = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{-j2\pi nm/N} = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{-j2\pi f_n t_m}, \quad (4.18)$$

em que  $f_n = n/(N\Delta t)$ ,  $t_m = m\Delta t$  e  $\Delta t$  é a duração do símbolo  $d_n$  da sequência escolhida. A parte real de  $D_m$  é representada por

$$Y_m = \sum_{n=0}^{N-1} (a_n \cos 2\pi f_n t_m) + b_n \sin 2\pi f_n t_m, \quad m = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1. \quad (4.19)$$

#### 4.4.2 Diagrama de Blocos de um Sistema de Transmissão OFDM

A Figura 4.5 ilustra as principais etapas de um sistema de transmissão usando OFDM e códigos de correção de erro (FEC<sup>2</sup>). Explicações mais detalhadas sobre as funcionalidades

<sup>2</sup>FEC – Forward Error Correction

de cada bloco são dadas para o caso do Sistema Brasileiro de Televisão Digital. Os quatro principais princípios nessa arquitetura são:

- A IDFT e a DFT são usadas para, respectivamente, modular e demodular as constelações de símbolos em subportadoras ortogonais;
- A introdução de um intervalo de guarda (GI)<sup>3</sup>. O tamanho do intervalo de guarda deve exceder o valor máximo do tempo de atraso do canal com multipercusos. Devido à utilização do prefixo cíclico, o sinal transmitido se torna periódico, e o efeito do canal com multipercurso (dispersivo no tempo) se torna equivalente a uma convolução cíclica quando o intervalo de guarda GI é descartado no receptor. Devido às propriedades da convolução cíclica, os efeitos do canal com multipercursos no fluxo de informação são limitados. A única desvantagem desse método é uma pequena perda na taxa de transmissão de informação, devido à inserção do intervalo de guarda no sinal.
- Códigos de correção de erro e entrelaçamento formam o terceiro princípio aplicado. O canal seletivo em frequência atenua fortemente os símbolos transmitidos em uma ou várias portadoras, acarretando erros de *bits* no receptor. O entrelaçamento espalha os *bits* codificados, fazendo com que um esquema de codificação eficiente possa corrigir os *bits* errôneos. Sistemas de transmissão OFDM que utilizam códigos de correção de erros são chamados de COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*).

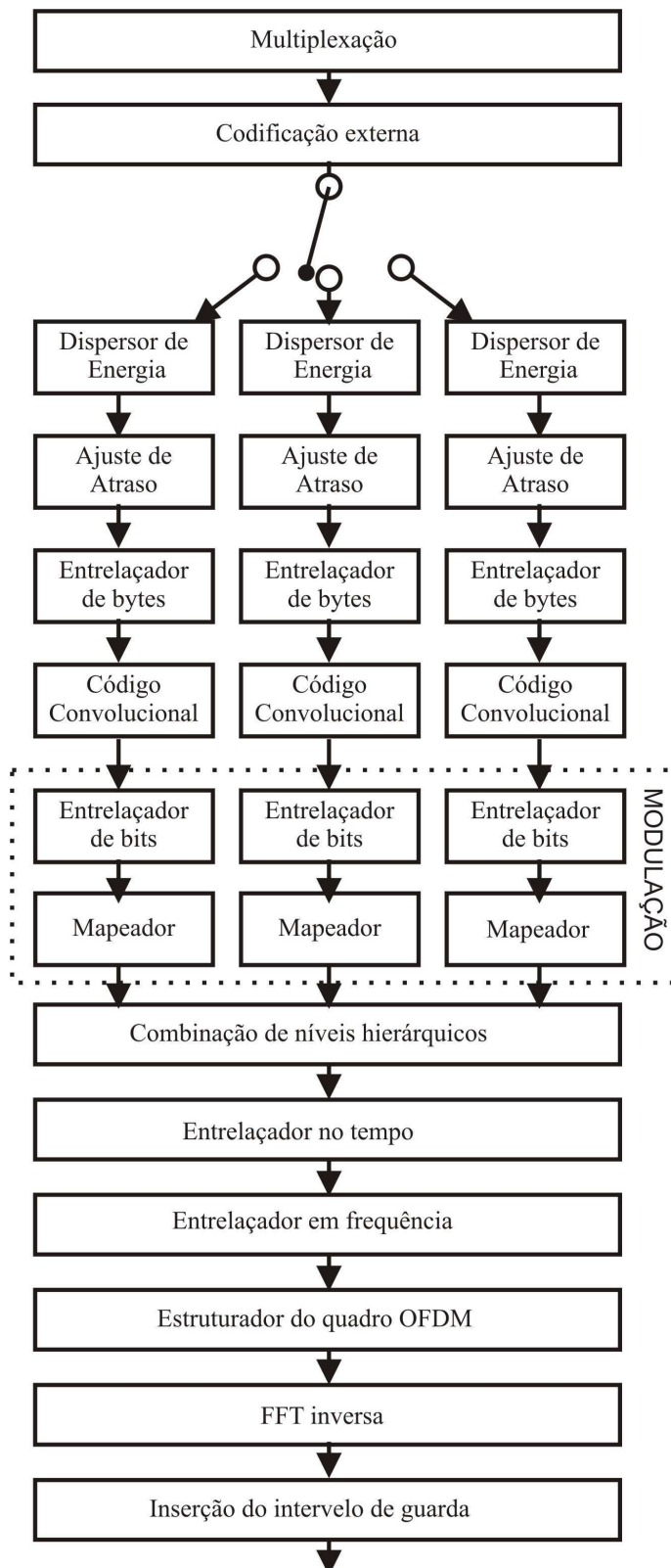
## 4.5 Análise do Diagrama de Constelação

Muitos dos efeitos ocasionados por interferências no canal podem ser observados diretamente pela disposição e formato dos pontos no diagrama de constelação do canal. No caso de métodos de transmissão multiportadora, em que muitas vezes a quantidade de subportadoras é maior do que 8000, é necessária uma análise mais criteriosa. Em transmissões OFDM geralmente essa análise é feita sobre as portadoras piloto. Nesse trabalho a avaliação é feita levando em consideração todas as subportadoras do sinal.

Em um diagrama de constelação, todas as possíveis combinações das componentes em fase e quadratura do sinal transmitido formam um *grid*. O diagrama de constelação pode ser entendido como uma matriz de caixas, em que cada caixa representa um símbolo. Em condições perfeitas de transmissão de dados, cada símbolo recebido está posicionado no centro do sua referente caixa dentro do diagrama de constelação. Mas na prática, devido aos ruídos, interferências e reflexões que atacam o canal de comunicação, os símbolos são deslocados da posição central e tendem a se posicionar nos limites da sua respectiva caixa.

---

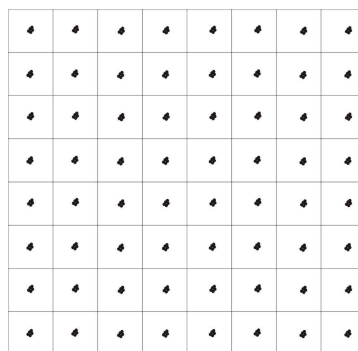
<sup>3</sup>GI – *Guard Interval*



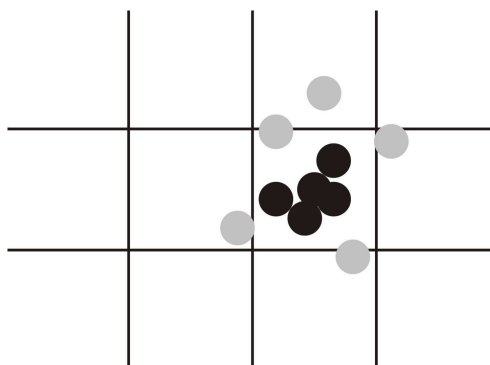
**Figura 4.5** Diagrama de blocos de um sistema de transmissão OFDM com transmissão hierárquica.

Esses limites são chamados de limiares de decisão. A Figura 4.7 ilustra uma constelação e o posicionamento dos símbolos recebidos para uma determinada caixa. Os pontos pretos estão dentro do limiar de decisão e são corretamente demodulados. Os pontos cinza estão fora

do limiar de decisão e representarão erros de *bits* na recepção. Esses erros ainda podem ser corrigidos pelos algoritmos de correção de erros em etapas seguintes do processo de recepção do sinal. Quando uma determinada interferência leva o símbolo a ser demodulado fora dos seus limiares de decisão, esse símbolo é entendido como o símbolo vizinho, ocasionando em um erro de transmissão. O estudo do comportamento dos pontos na constelação pode fornecer informações sobre a natureza das perturbações no canal de comunicação. A Figura 4.6 exibe uma constelação 64-QAM demodulada sem erros que servirá como base de comparação visual para os efeitos das perturbações do canal ilustrados nas seções seguintes.



**Figura 4.6** Constelação 64-QAM demodulada sem erros.



**Figura 4.7** Exemplo de recepção dentro e fora do limiar de decisão.

Os principais efeitos que podem ser analisados com o diagrama de constelação são (FISCHER, 2004):

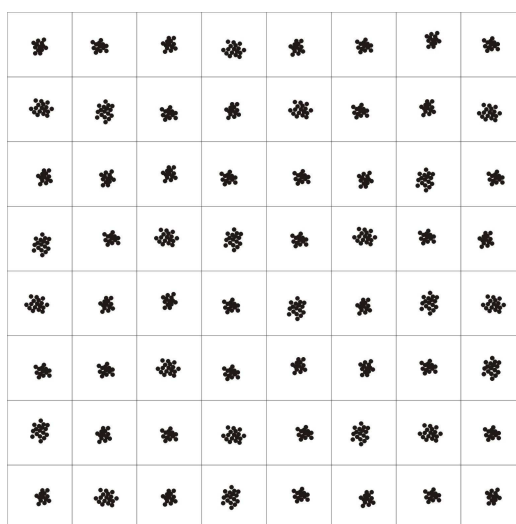
- Relação sinal-ruído;
- Deslocamento aleatório de fase;
- Desbalanceamento das amplitudes das componentes em fase e em quadratura;
- Erro de fase;
- MER – (*Modulation Error Ratio*).

Nas próximas sub-seções, são abordados alguns dos efeitos relacionados.



### 4.5.1 Relação Sinal/Ruído

O ruído gaussiano aditivo branco AWGN faz com que os pontos do diagrama de constelação se assemelhem a nuvens, como mostrado na Figura 4.8. Quanto maior for o espaço ocupado pelos pontos da constelação dentro da região delimitada pelos limiars de detecção para uma dada potência, maior é a influência do ruído AWGN no sinal recebido. A relação sinal-ruído pode ser determinada pela análise da função de distribuição (distribuição gaussiana normal) dentro da área de decisão de cada ponto. O valor RMS da componente de ruído do sinal corresponde ao desvio padrão da distribuição. Os efeitos do ruído gaussiano branco aditivo atingem todas as componentes do canal de transmissão ISDB-T.



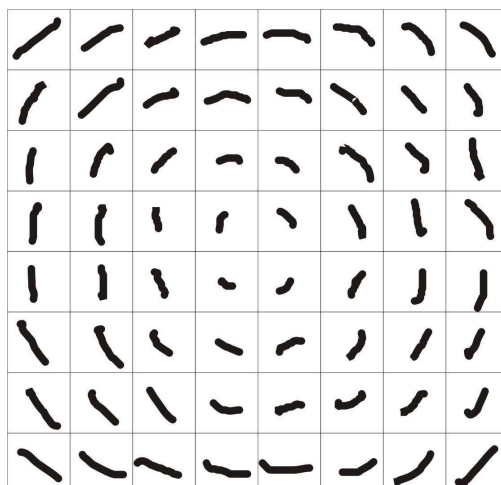
**Figura 4.8** Efeito do aumento da relação sinal/ruído na constelação 64-QAM.

### 4.5.2 O Desvio Aleatório de Fase

O desvio aleatório de fase faz com que os pontos da constelação se alonguem de tal forma a se assemelhem a pequenos segmentos de semicírculos com centro no eixo do diagrama de constelação, como mostrado na Figura 4.9. Esse efeito é causado pela perda parcial de sincronismo nos osciladores no modulador e no demodulador e afeta todas as subportadoras do canal.

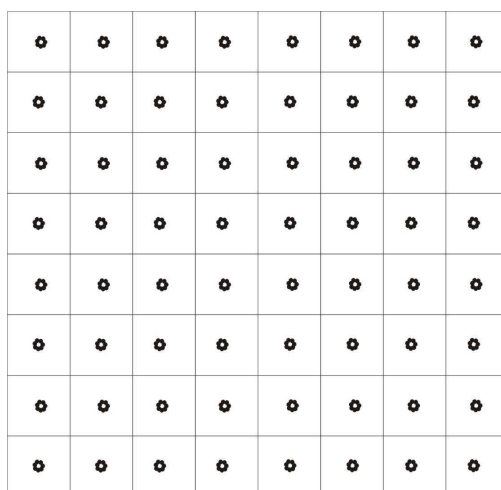
### 4.5.3 Fontes de interferências coerentes

Fontes de interferências oriundas de, por exemplo, intermodulação, harmônicos de *clocks* de computadores ou transmissores de radiodifusão afetam portadoras individuais ou uma faixa de portadoras (ou subportadoras). Essas interferências podem ocasionar os efeitos vistos na



**Figura 4.9** Efeito do deslocamento aleatório de fase na constelação 64-QAM.

Sub-seção 4.5.1, como também podem apresentar comportamento senoidal e fazer com que os pontos do diagrama assemelhem-se com círculos, como mostrado na Figura 4.10.



**Figura 4.10** Efeito da presença de uma interferência senoidal constante na constelação 64-QAM.

#### 4.5.4 Ecos

Ecos, isto é recepção com múltiplos percursos, acarretam o desvanecimento seletivo em frequência. Esse efeito pode atacar faixas de frequências distintas dentro do canal, mas a perda de informação é, na grande maioria das vezes, evitada devido ao entrelaçamento das frequências e da quantidade de proteção de erros configurada para o canal. O esquema de transmissão COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex*) foi precisamente desenvolvido para amenizar os efeitos do multipercursos das componentes do sinal em transmissões terrestres.

## 4.6 Razão de Erro de Modulação – MER

A razão de erro de modulação (MER – *Modulation Error Ratio*) é a medida da intensidade de deterioração do sinal modulado, que afeta a capacidade do receptor de recuperar a informação transmitida. A razão de erro de modulação pode ser analogamente comparada com a relação sinal/ruído para um sinal digitalmente modulado. Essa métrica é bastante usada em sistemas de transmissão de televisão digital por cabos por refletir o efeito combinado das distorções citadas anteriormente. A MER é uma medida que reflete a combinação de todos os efeitos das interferências ocasionadas no canal de transmissão e é definida, em um intervalo de  $N$  símbolos, pela equação 4.20.

A MER é definida pela Equação 4.20, mas, geralmente, a MER é representada em dB, como exige a Equação 4.21, assim como a relação sinal/ruído S/N. Caso exista apenas uma fonte de ruído no canal, a MER e a S/N serão iguais. A medida da razão de erro de modulação é a principal métrica utilizada nesse trabalho para avaliar o impacto do comportamento de variáveis do canal na degradação da qualidade do sinal.

$$\text{MER} = \frac{\sum_{j=1}^N (\tilde{I}_j^2 + \tilde{Q}_j^2)}{\sum_{j=1}^N [(I_j - \tilde{I}_j)^2 + (Q_j - \tilde{Q}_j)^2]} \quad (4.20)$$

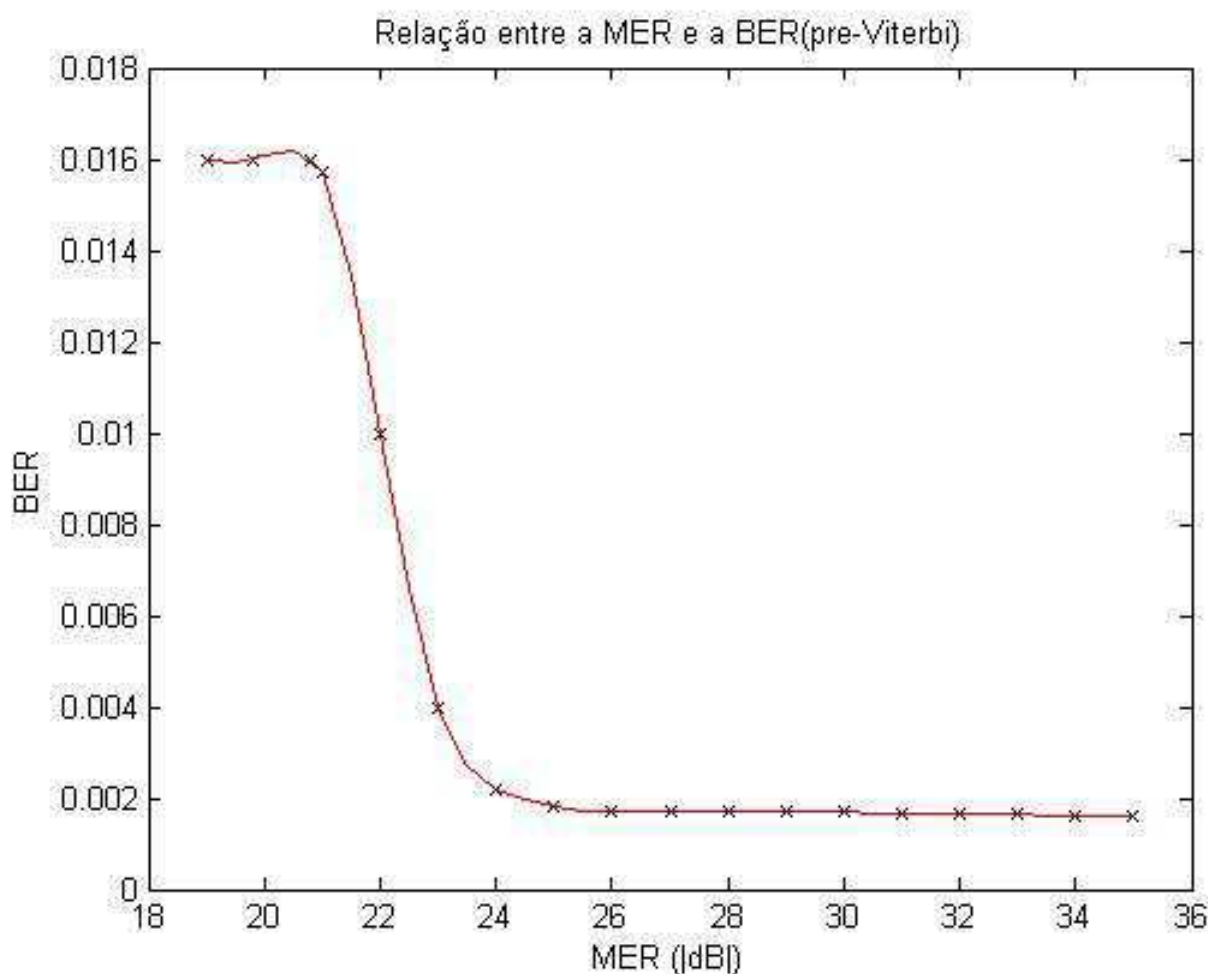
$$\text{MER}_{\text{dB}} = 10 \log \left( \frac{\text{MER}}{100} \right) [\text{dB}] \quad (4.21)$$

em que  $I_j$  e  $Q_j$  são, respectivamente, as componentes em fase e quadratura dos  $j$ -ésimos símbolos recebidos e  $\tilde{I}_j$  e  $\tilde{Q}_j$  são, respectivamente, as componentes idealmente demoduladas em fase e quadratura dos  $j$ -ésimos símbolos recebidos. O cálculo da MER compara a posição atual do símbolo recebido e sua posição ideal. O valor da MER decresce em quando os símbolos se distanciam da sua posição ideal.

A combinação de todas as interferências no canal de transmissão acarretam em desvios da posição dos pontos da constelação em relação a suas respectivas posições nominais no centro da região de detecção do símbolo. Desta forma, esse desvio pode ser considerado como um parâmetro de medida da magnitude de uma interferência. E esse é, de fato, o papel da razão de erro de modulação. As interferências são representadas pelo vetores erro, como ilustrado na Figura 4.13.

Quando os símbolos começam a ser incorretamente interpretados haverá um aumento na taxa de erro de *bit* (BER) do canal, que levará a imperfeições na sequência de imagens e áudio a serem exibidos. Em algumas situações a degradação do canal não provocará esse aumento em sistemas de transmissão de televisão digital devido a capacidade desses sistemas de corrigir grande parte desses erros. No ISDB-Tb são utilizados o código de Viterbi e código

de Reed-Solomon com esse intuito. Devido a essa capacidade de correção, a medida da BER em algumas situações pode não refletir o nível de degradação do sinal recebido. A MER pode fornecer essa informação mais precisamente. O gráfico da Figura 4.11 ilustra esse conceito. Foi inserido um sinal de ruído que foi gradativamente aumentado. Pode-se observar que com a diminuição da relação sinal-ruído, até de um certo nível, a medida da BER não é afetada. A Figura 4.12 ilustra esse conceito. Em contrapartida, a razão de erro de modulação apresentava uma relação mais direta com o nível de perturbação do canal.



**Figura 4.11** Curva da relação entre a MER e BER(pre-Viterbi).

O valor da razão de erro de modulação é, no entanto, uma quantia agregada que inclui todos os possíveis erros individuais. Desta forma a MER é uma métrica muito útil para medir o desempenho de um canal de transmissão. O objeto de estudo desse trabalho se propõe a avaliar a contribuição das principais variáveis do canal na razão de erro de modulação e o comportamento da mesma nos cenários propostos.

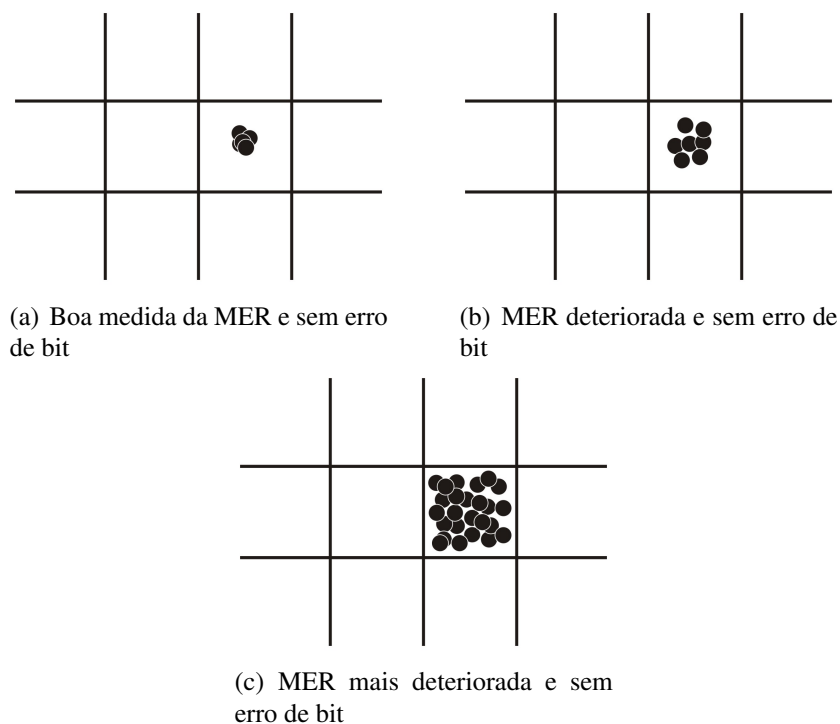


Figura 4.12 Ilustração sobre a relação entre a MER e a BER

#### 4.6.1 Fatores que Afetam a Medição da MER

A medição da razão de erro de modulação pode ser afetada de diversas formas. As principais causas são:

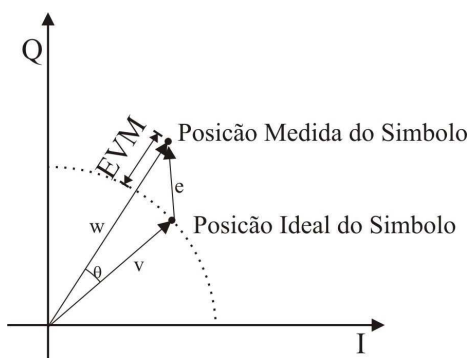
- Variações estatísticas – O número de amostras  $N$  sob as quais a MER é calculada afeta a confiabilidade da medida. O desvio padrão de uma medida é geralmente proporcional à  $\frac{1}{\sqrt{N}}$ . Por exemplo, uma medida com 10.000 amostras resultará em um desvio padrão dez vezes menor do que o desvio padrão de uma medida com 100 amostras. Um desvio padrão pequeno implica em uma medida mais estável e confiável da MER. Por outro lado, considerar poucas amostras pode ter algumas vantagens. Um número reduzido de amostras permite a observação do comportamento da medida de acordo com perturbações pontuais como, por exemplo, ruídos de rajadas e distorções no canal de transmissão.
- Não-linearidade – A não-linearidade do canal de transmissão pode afetar mais os pontos externos da constelação do que os pontos internos.
- Ruído do *front-end* analógico – A parte analógica do *front-end* do receptor pode inserir ruído térmico e sinais espúrios, aumentando sensivelmente o nível de ruído do sistema e diminuindo a razão de erro de modulação recebida em relação a relação C/N
- Ruídos em rajada (*Burst Noise*) – Sequências de ruídos curtos e com nível de potência elevado podem ter efeitos imprevisíveis na medida da MER.

### 4.6.2 Magnitude do Vetor Erro

A magnitude do vetor erro (EVM – *Error Vector Magnitude*) representa o vetor resultante da diferença entre o vetor que expressa a posição ideal do símbolo e posição real medida (recebida do canal móvel) (MENDOZA, 2002). A EVM pode ser entendida, assim como a MER, como a medida do desempenho do demodulador na presença de impedimentos no canal. A MER e a EVM podem ser diretamente correlacionadas, até porque elas apresentam a mesma medida. Apenas são calculadas e empregadas de forma diferentes. A MER e a EVM atribuem um valor para a aleatoriedade da posição de um conjunto  $N$  de símbolos recebidos.

Para ser capaz de recuperar a informação transmitida, o receptor tem que fazer uma decisão para determinar a que estado o símbolo recebido pertence. Muitas vezes, interferências e deslocamentos em fase e/ou frequência atrapalham o processo de decisão. Quanto maior a quantidade de *bits* a ser transmitida por símbolo, mais sensível será o sintonizador do receptor, o que o torna mais sensível à erros. Se o receptor conseguir demodular o símbolo corretamente, mesmo com um valor de EVM significativo, a informação transmitida é recuperada perfeitamente. Se o símbolo deslocado for interpretado erroneamente, um erro ocorre. Como exemplo observa-se que na Figura 4.13, o símbolo recebido pelo demodulador é representado pelo vetor  $\vec{w}$ . No entanto, a posição ideal é representada pelo vetor  $\vec{v}$ . Dessa forma, o vetor erro resultante  $\vec{e}$  é a diferença entre o vetor  $\vec{w}$  e o vetor  $\vec{v}$ ,  $\vec{e} = \vec{w} - \vec{v}$ . Analiticamente, a EVM é definida pela equação 4.22

$$EVM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [(I_j - \tilde{I}_j)^2 + (Q_j - \tilde{Q}_j)^2]}}{|\vec{v}_{max}|} \quad (4.22)$$



**Figura 4.13** Gráfico ilustrativo para demonstrar como é feito o cálculo da EVM.

## 4.7 Modulação Hierárquica

Os métodos de modulação digital geralmente apresentam grandes perdas em eficiência quando o nível de sinal de entrada sofre diminuições abruptas, ocasionando aumentos na relação sinal/ruído. Naturalmente, isso também é válido para OFDM. Uma das abordagens utilizadas para lidar com esses problemas é a modulação hierárquica (FISCHER, 2004). A modulação hierárquica consiste em transmitir com diferentes esquemas de transmissão dentro do mesmo espectro OFDM. Uma configuração de uma transmissão usando o método de modulação hierárquica com dois métodos de transmissão diferentes está descrita em (FISCHER, 2004), fornece:

- Um método de transmissão mais robusto contra interferências e multipercursos, mas em compensação, com baixa capacidade de transmissão (*bits/s*);
- Um método de transmissão menos robusto, mas capaz de transmitir altas taxas de dados. Como por exemplo, vídeo de alta definição.

O modelo de transmissão do sistema brasileiro de televisão digital contempla modulação hierárquica para possibilitar a configuração de diferentes serviços. São permitidos três modos que contemplam as seguintes aplicações:

- Vídeo de baixa resolução para dispositivos móveis portáteis. Esses dispositivos podem se deslocar a altas velocidades (maiores do que 100 km/h). O conteúdo desse tipo de transmissão é modulado usando a técnica QPSK.
- Vídeos em alta resolução para dispositivos sem mobilidade. Por exemplo, televisores domésticos. O conteúdo desse tipo de transmissão é modulado usando a técnica 64-QAM.
- Vídeos em resolução padrão que garantam menor ocupação da banda de transmissão, abrindo a possibilidade de transmissão de programações paralelas para uma mesma emissora. O conteúdo desse tipo de transmissão é modulado com a técnica 16-QAM.

A Figura 4.14 exibe uma constelação resultante da demodulação de um canal com alta potência de recepção (aproximadamente  $-10$  dBm), alta relação portadora/ruído ( $C/N > 40$  dB) e sem perturbação (ruídos, interferências, intermodulações) no canal de transmissão. A Figura 4.15 exibe o espectro do canal. Os pontos em vermelho são os símbolos da constelação 64-QAM que carregam os dados do canal fixo de alta definição. Os pontos em amarelo foram destacados propositadamente para efeitos didáticos pois o programa de simulação não diferencia com cores diferentes os símbolos das constelações presentes no canal. Os símbolos amarelos são da modulação QPSK, que transmitem os dados do canal móvel. Os pontos azuis são os símbolos da modulação BPSK, responsável por carregar as informações de controle do

canal. É nesse fluxo que se encontram as tabelas MPEG-2, que levam as informações sobre os canais disponíveis, os fluxos de mídias, guias eletrônicos de programação, informações de data e hora, entre outros.

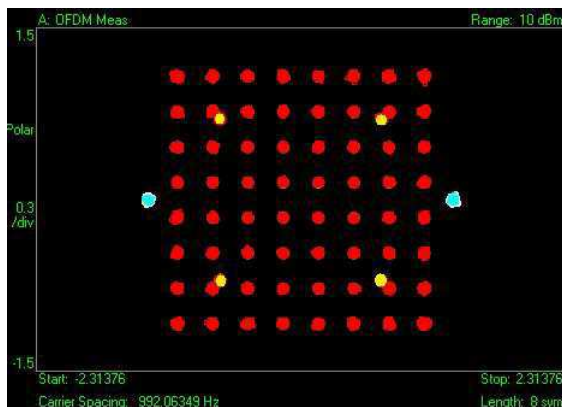


Figura 4.14 Constelação demodulada com baixo nível de perturbação no canal.

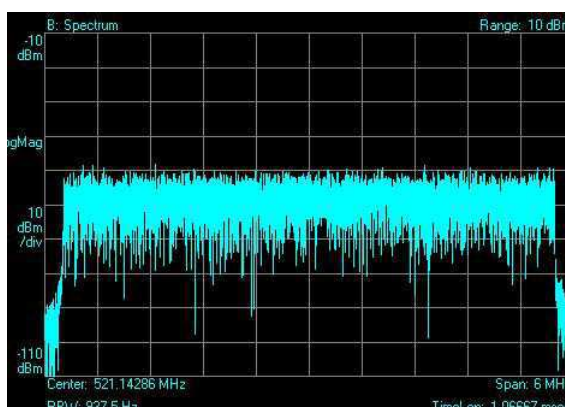


Figura 4.15 Canal de transmissão com baixo nível de perturbação.

## 4.8 BST-OFDM

No sistema brasileiro de televisão digital é usado um método de transmissão capaz de enviar sinais para dispositivos fixos ou para dispositivos móveis. Esse tipo de transmissão, capaz de segmentar o espectro em conjuntos de sub-portadoras configuradas com diferentes parâmetros (e.g. tipo de modulação, código de correção de erros e intervalo de guarda) é chamado de transmissão OFDM de banda segmentada, BST-OFDM (*Band Segmented Transmission Orthogonal Frequency Multiplexing*). A Figura 4.16 ilustra o conceito de transmissão OFDM de banda segmentada. Os principais problemas desse método de transmissão decorrem das sub-portadoras serem diferentemente afetadas pelo meio de transmissão (TAKADA; SAITO, 2006).

O padrão brasileiro especifica que essa técnica divide o canal em 13 segmentos de  $6/14 \text{ MHz} \approx 428.571 \text{ kHz}$ , resultando em um canal de largura de banda igual a  $6/14 \times 13 \cong$



5,57 MHz, que representa aproximadamente a largura de banda especificada pelo órgão regulador para o canal de transmissão de televisão terrestre no Brasil que é de 6 MHz. Dessa forma 1/14 da largura de banda do canal é usada para aumentar a distância, em frequência, entre os canais adjacentes (BEDICKS, 2008). O canal é deslocado a direita de 1/7 MHz, de forma que a diferença entre o limite do canal adjacente inferior e o início do canal central seja maior do que o limite do canal central com o início do canal adjacente superior. O motivo desse deslocamento é se distanciar de interferências causadas pela portadora de áudio do sinal analógico quando esse estiver alocado no canal adjacente inferior. A Figura 4.16 ilustra exemplos de aplicação desse conceito, em que os 13 segmentos do canal podem ser configurados para diferentes aplicações. A única exigência da norma brasileira para a configuração dos segmentos é que o segmento central seja usado na transmissão de conteúdo para dispositivos móveis. A Tabela 4.2 exibe as taxas de dados para de um segmento e a Tabela 4.3 exibe as taxas de dados para os 13 segmentos considerando o tipo de modulação empregado, a taxa de código e o número de TSP (*Transport Stream Packets*) transmitidos (SBTVD, 2007).

**Tabela 4.2** Taxa de dados de um único segmento dentro do canal.

Modulação do segmento	Taxa de Código	#TSP por quadro	Taxa de dados ( <i>kbits/s</i> )			
			$GI = \frac{1}{4}$	$GI = \frac{1}{8}$	$GI = \frac{1}{16}$	$GI = \frac{1}{32}$
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 4.3** Taxa de dados do canal completo.

Modulação do segmento	Taxa de Código	#TSP por quadro	Taxa de dados (Mbits/s)			
			GI = $\frac{1}{4}$	GI = $\frac{1}{8}$	GI = $\frac{1}{16}$	GI = $\frac{1}{32}$
DQPSK/QPSK	1/2	156/312/624	3,651	4,056	4,295	4,425
	2/3	208/416/832	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

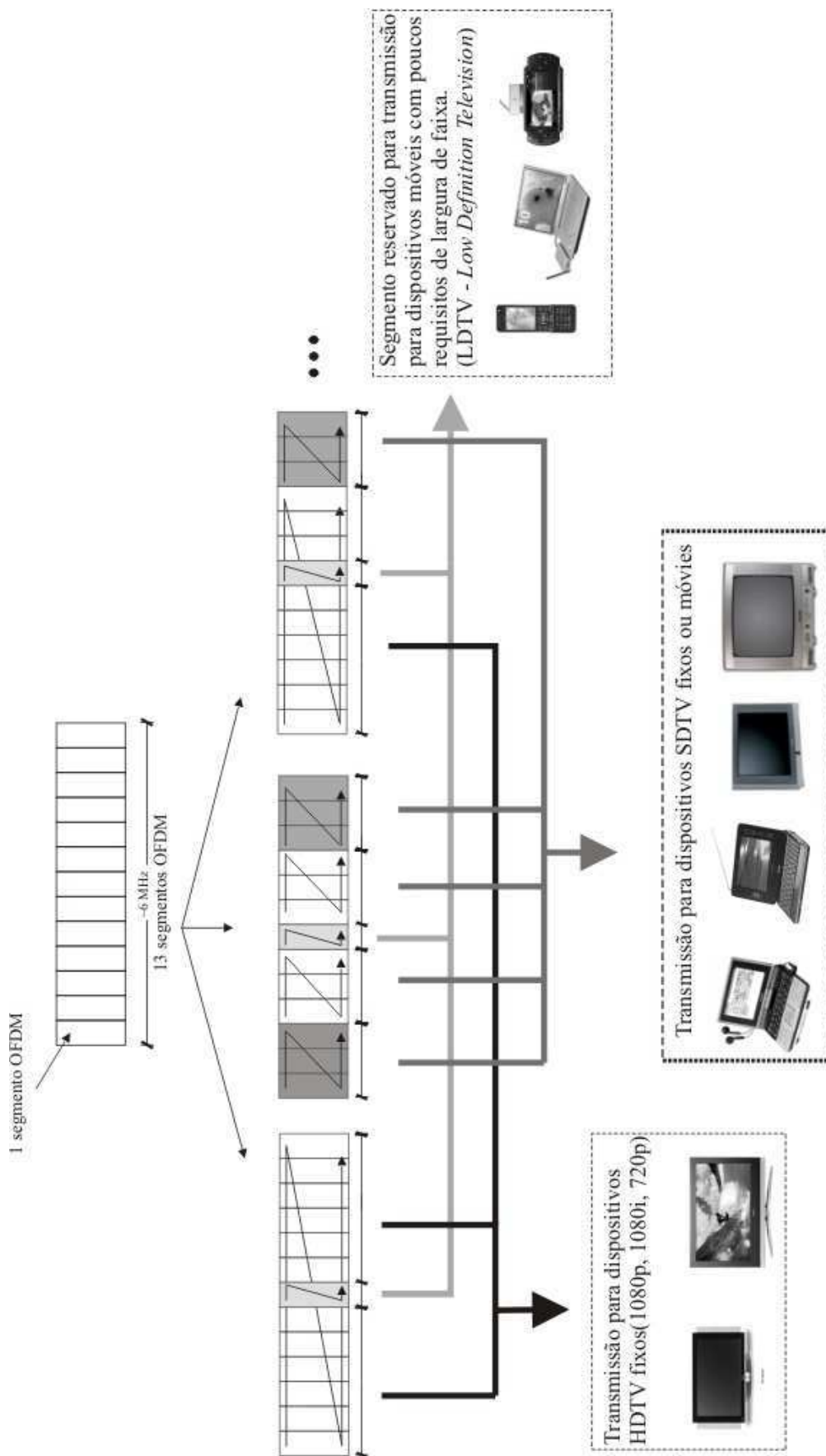


Figura 4.16 Exemplo de configuração de um canal BST-OFDM.

## CAPÍTULO 5

---

# O Sistema Brasileiro de Televisão Digital

---

### 5.1 Introdução

Depois de quase uma década de pesquisas, em junho de 2006, baseando-se em estudos técnicos realizados por várias universidades e centros de pesquisa, o governo brasileiro anunciou a adoção do padrão japonês de televisão digital, o ISDB-T, como base para o padrão brasileiro de televisão digital, até então conhecido como SBTVD, Sistema Brasileiro de Televisão Digital. A tecnologia da televisão digital se propõe a realizar uma significativa mudança em todos os setores envolvidos com esse meio de comunicação, desde as emissoras até os telespectadores, sem esquecer dos modelos de publicidade adotados.

A televisão no Brasil representa a principal fonte de entretenimento e informação da maioria das famílias brasileiras. Aproximadamente 94,6% das residências brasileiras possuem pelo menos um aparelho de televisão, essa porcentagem corresponde a um número maior do que 80 milhões de aparelhos de televisão (FARIAS *et al.*, 2008), e mais de 90% do território brasileiro é iluminado com sinais das várias emissoras de televisão espalhadas pelo País (COIMBRA, 2006).

O sistema brasileiro de televisão digital, que recebeu, em um primeiro momento, como nomenclatura oficial a sigla SBTVD (Sistema Brasileiro de Televisão Digital), teve seu nome alterado posteriormente para ISDTV (*International System for Digital Television*) e finalmente, nos dias de hoje, tem como sua denominação oficial o termo ISDB-Tb (*Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial Built-in*). Esse sistema foi desenvolvido para prover transmissão confiável de vídeo, áudio e dados com alta qualidade não só para receptores fixos, mas também para receptores móveis. O sistema ISDTV tem a capacidade de oferecer flexibilidade, rápida capacidade de expansão e interoperabilidade às emissoras de conteúdo digital. O ISDTV herdou praticamente todas as características do padrão japonês ISDB-T no que diz respeito às camadas

de transmissão, codificação de canal e codificação de fonte. Uma das principais mudanças foi a adoção do padrão de decodificação de vídeo digital ITU-T H.264.

A TV digital oferece diversas vantagens. A primeira delas, melhor percebida pelo telespectador, é a qualidade da imagem. Dada a natureza discreta do conteúdo digital, é possível realizar uma recuperação muito precisa da informação perdida no processo de transmissão a partir do sinal recebido. Sendo assim, quando esse procedimento é feito corretamente, o conteúdo recebido é o mais próximo possível daquele que foi transmitido. Isso já não acontece quando o conteúdo é analógico, ou seja, de natureza contínua. Nesse caso, imprecisões que ocorrem durante a transmissão geram falhas que causam perdas na qualidade da imagem. De forma similar, a qualidade do áudio também sofre melhoras e mais canais de áudio também podem ser oferecidos (RESENDE, 2004). Uma outra vantagem é a capacidade de proporcionar uma melhor utilização do espectro disponível, já que com as tecnologias de codificação de vídeo empregadas, se tornou possível transmitir até 6 canais com vídeo com qualidade similar ao conteúdo de DVDs.

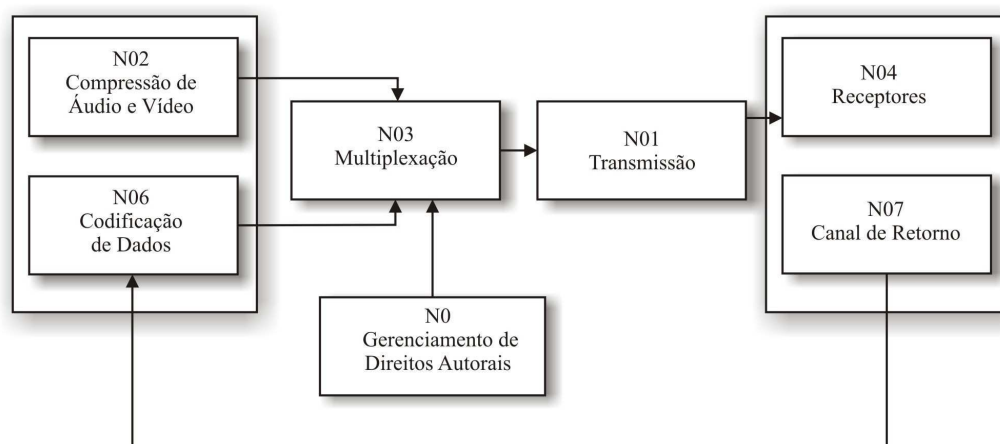
Os principais serviços disponibilizados pelo Sistema Brasileiro de Televisão Digital ao usuário (telespectador) são (ALENCAR, 2007):

- HDTV – Televisão em alta definição. Isso implica em uma melhoria na qualidade do vídeo em até seis vezes,
- Programação multi-canal – A emissora pode enviar fluxos de programação diferentes dentro do mesmo canal. A capacidade de transmissão é de até seis fluxos paralelos, com qualidade similar a vídeos gravados em DVDs,
- Transmissão de dados e interatividade com a programação,
- Recepção de vídeo, áudio e dados por dispositivos móveis e portáteis.

## 5.2 O Fórum SBTVD

Em novembro de 2006 foi criado um comitê composto por especialistas voluntários para a elaboração das normas e guias operacionais para o SBTVD. Esses especialistas são oriundos das emissoras, indústria de eletrônica de consumo, indústria de transmissores, indústrias de *software* e das universidades brasileiras. O Fórum SBTVD, como foi batizado, é dividido em sete grupos de trabalho, e cada grupo é responsável por uma norma que é referida com o nome do grupo. A Figura 5.1 ilustra como está dividida a organização do Fórum SBTVD.

As normas especificadas pelo Fórum SBTVD encontram-se sob tutela da ABNT e são compostas pelos seguintes documentos (SBTVD, 2007):



**Figura 5.1** Estrutura do Forum SBTVD

- ABNT NBR 15601:2007 – Televisão digital terrestre, Sistema de transmissão;
- ABNT NBR 15602-1:2007 – Televisão digital terrestre, Codificação de vídeo, áudio e multiplexação. Parte 1: Codificação de vídeo;
- ABNT NBR 15602-2:2007 – Televisão digital terrestre, Codificação de vídeo, áudio e multiplexação. Parte 2: Codificação de áudio;
- ABNT NBR 15602-3:2007 – Televisão digital terrestre, Codificação de vídeo, áudio e multiplexação. Parte 3: Sistemas de multiplexação de sinais;
- ABNT NBR 15603-1:2007 – Televisão digital terrestre, Multiplexação e serviços de informação (SI). Parte 1: Serviços de informação do sistema de radiodifusão;
- ABNT NBR 15603-2:2007 – Televisão digital terrestre, Multiplexação e serviços de informação (SI). Parte 2: Sintaxes e definições da informação básica de SI;
- ABNT NBR 15603-3:2007 – Televisão digital terrestre, Multiplexação e serviços de informação (SI). Parte 3: Sintaxe e definição de informação estendida do SI;
- ABNT NBR 15604:2007 – Televisão digital terrestre, Receptores;
- ABNT NBR 15606-1:2007 – Televisão digital terrestre, Codificação de dados e especificações de transmissão para radiodifusão digital. Parte 1: Codificação de dados;
- ABNT NBR 15606-2:2007 – Televisão digital terrestre, Codificação de dados e especificações de transmissão para radiodifusão digital. Parte 2: Ginga-NCL para receptores fixos e móveis – Linguagem de aplicação XML para codificação de aplicações;
- ABNT NBR 15606-3:2007 – Televisão digital terrestre, Codificação de dados e especificações de transmissão para radiodifusão digital. Parte 3: Especificação de transmissão de dados;

- ABNT NBR 15606-5:2008 – Televisão digital terrestre, Codificação de dados e especificações de transmissão para radiodifusão digital. Parte 5: Giga-NCL para receptores de transmissão para receptores portáteis - Linguagem XML para codificação de aplicações;
- ABNT NBR 15607-1:2008 – Televisão digital terrestre, Canal de interatividade. Parte 1: Protocolos, interfaces físicas e interfaces de *software*;

## 5.3 Configuração da Codificação do Canal

Esta seção tem como objetivo descrever em linhas gerais as características e principais parâmetros referentes a cada módulo do sistema de codificação de canal especificado pela norma BNT NBR 15601:2007, também chamada de norma N01. A Figura 4.5 ilustra os blocos componentes do sistema de codificação de canal e transmissão.

### 5.3.1 A Codificação Externa

A codificação externa é o primeiro bloco responsável pela correção de erros do sistema de codificação de canal. Ela é aplicada obrigatoriamente em cada TSP (*Transport Stream Packet*). O codificador é implementado usando um codificador de bloco de Reed-Solomon. O código Reed-Solomon é uma subclasse dos códigos BCH<sup>1</sup> que opera no nível de bloco em vez de operar no nível de *bit*. Primeiramente, o fluxo de informação é empacotado em blocos pequenos, e esses blocos são tratados como um novo conjunto de  $k$  símbolos para serem empacotados em um bloco codificado de  $n$  símbolos.

### 5.3.2 Entrelaçamento

A codificação de bloco funciona melhor quando os erros estão mais distribuídos entre os blocos. Em ambientes de comunicação móvel, os erros, geralmente, ocorrem em surtos devido às flutuações do nível de potência do canal provocadas pelo multipercurso do sinal transmitido e à movimentação do usuário do terminal receptor móvel. O entrelaçamento se propõe a distribuir os erros entre os blocos codificados. Em geral, o processo de entrelaçamento consiste na escrita dos blocos codificados em linhas da memória e na leitura desses blocos na forma de colunas. No receptor o desentrelaçamento é executado pela operação inversa. Quanto maior for a profundidade do entrelaçamento, maior será a resistência da informação aos surtos de erros ocasionados principalmente pelos multipercursos do sinal no canal móvel. Em contrapartida, maior será o atraso e o tamanho do *buffer* no transmissor.

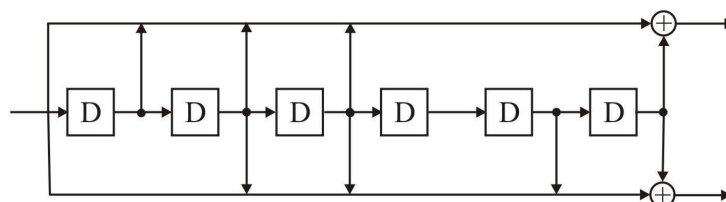
---

<sup>1</sup>BCH - Código polinomial em um campo finito, com um polinômio gerador particularmente escolhido. É também um código cíclico.

### 5.3.3 Codificador Convolutacional

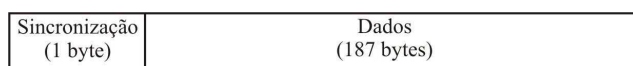
Um código convolutacional é gerado passando a sequência de informação por um registrador de deslocamento de estado finito linear. Os registradores de deslocamento utilizados, em geral, possuem  $k$  estágios e  $n$  geradores de funções algébricas linear, como ilustrado na Figura 5.2. O número de *bits* de saída para cada sequência de entrada de  $k$  *bits* é  $n$  *bits*. Dessa forma, a taxa de código é definida como  $R_c = k/n$ . A Equação 5.1 é usada para gerar o código RS encurtado (204,188).

$$g(x) = (x - \beta^0)(x - \beta^1)(x - \beta^2) \dots (x - \beta^{15}). \quad (5.1)$$

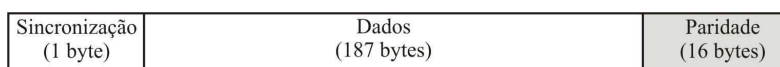


**Figura 5.2** Diagrama do codificador convolutacional utilizado no ISDB-Tb.

As Figuras 5.3 e 5.4 ilustram o formato do pacote, respectivamente, antes e depois da etapa de codificação externa.



**Figura 5.3** Pacote TSP sem proteção.



**Figura 5.4** Pacote TSP após etapa de codificação externa.

### 5.3.4 A Divisão do TS em Camadas Hierárquicas

Após a etapa de codificação externa, o fluxo resultante é dividido em, no máximo, três camadas. Essas camadas configuram o fluxo de transporte de acordo com as características especificadas para cada modo de transmissão. A Tabela 5.1 mostra todas as variáveis e parâmetros para configuração dos segmentos OFDM em cada modo (ALENCAR, 2007). A transmissão em camadas hierárquicas define que um mesmo canal pode ser usado simultaneamente para serviços de recepção fixa, móvel e portátil (NAKAHARA *et al.*, 1999) (WU, 1999).



**Tabela 5.1** Parâmetros de segmento OFDM.

Modo		Modo 1		Modo 2		Modo 3	
Largura de Banda		3000/7 = 428,57 MHz					
Espaçamento entre portadoras		250/63 MHz		125/63 MHz		125/126 MHz	
Número de Portadoras	Total	108	108	216	216	432	432
	Dados	96	96	192	192	384	384
	SP	9	0	18	0	36	0
	CP	0	1	0	1	0	1
	TMCC	1	5	2	10	4	20
	AC1	2	2	4	4	8	8
	AC2	0	4	0	9	0	19
Modulação das Portadoras		QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK
Símbolo por quadro		204					
Tempo de duração do símbolo		252 $\mu$ s		504 $\mu$ s		1008 $\mu$ s	
Intervalo de Guarda		63 $\mu$ s		126 $\mu$ s		252 $\mu$ s	
		31,5 $\mu$ s		63 $\mu$ s		126 $\mu$ s	
		15,75 $\mu$ s		31,5 $\mu$ s		63 $\mu$ s	
		7,875 $\mu$ s		15,75 $\mu$ s		31,5 $\mu$ s	
Comprimento do Quadro		64,26 ms		128,52 ms		257,04 ms	
		57,834 ms		115,668 ms		231,336 ms	
		54,621 ms		109,242 ms		218,484 ms	
		53,0145 ms		106,029 ms		212,058 ms	
Frequência de Amostragem da IFFT		512/63 = 8,12698 Mamostras/s					
Codificador interno		Código convolucional (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)					
Codificador externo		RS (204,188)					

### 5.3.5 Dispersão de Energia

A etapa de dispersão de energia é responsável por garantir um nível mínimo de descorrelação ao fluxo de dados a ser transmitido. Sua principal função é evitar longas sequências de zeros e uns do fluxo de transporte. A dispersão de energia é ser conduzida para cada camada hierárquica gerada por um PRBS (*Pseudo-random binary sequence*) de acordo com o esquema apresentado na Figura 5.5 (SBTVD, 2007).

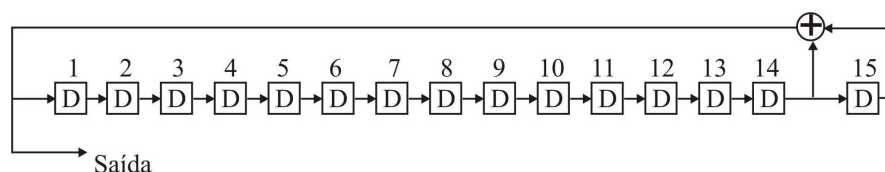


Figura 5.5 Máquina de estados para a etapa de dispersão de energia.

### 5.3.6 Ajuste de Atraso

O modo de transmissão hierárquica tem como principal característica a possibilidade de diferentes configurações dos seus parâmetros de forma independente. Devido a isso, o sistema sofre com variações sensíveis nos tempos de atraso no receptor provocados pelo processamento dessas diferentes configurações. Dessa forma, é proposto um esquema de correção desse atraso, que é implementado no transmissor. O ajuste é feito inserindo diferentes atrasos nas camadas, de acordo com o esquema de modulação utilizado e com a taxa de codificação empregada pelo codificador interno.

### 5.3.7 O Intervalo de Guarda

O intervalo de guarda é um recurso utilizado para combater a interferência intersimbólica e a interferência entre as subportadoras do canal OFDM. O papel do intervalo de guarda é introduzir imunidade aos atrasos de propagação, ecos e reflexões, para os quais o sistema de transmissão digital de televisão é muito sensível. Esse artifício é definido como um intervalo de tempo que é adicionado ao tempo de transmissão de cada símbolo. A Figura 5.6 ilustra a transmissão de dois quadros OFDM encabeçados pelos seus respectivos intervalos de guarda. Denomina-se razão de guarda, a relação entre o valor do intervalo de guarda e o tempo de transmissão de cada símbolo.

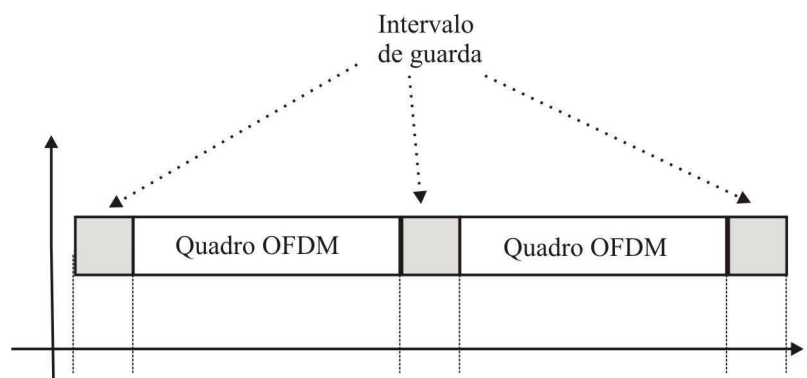


Figura 5.6 Intervalo de guarda.

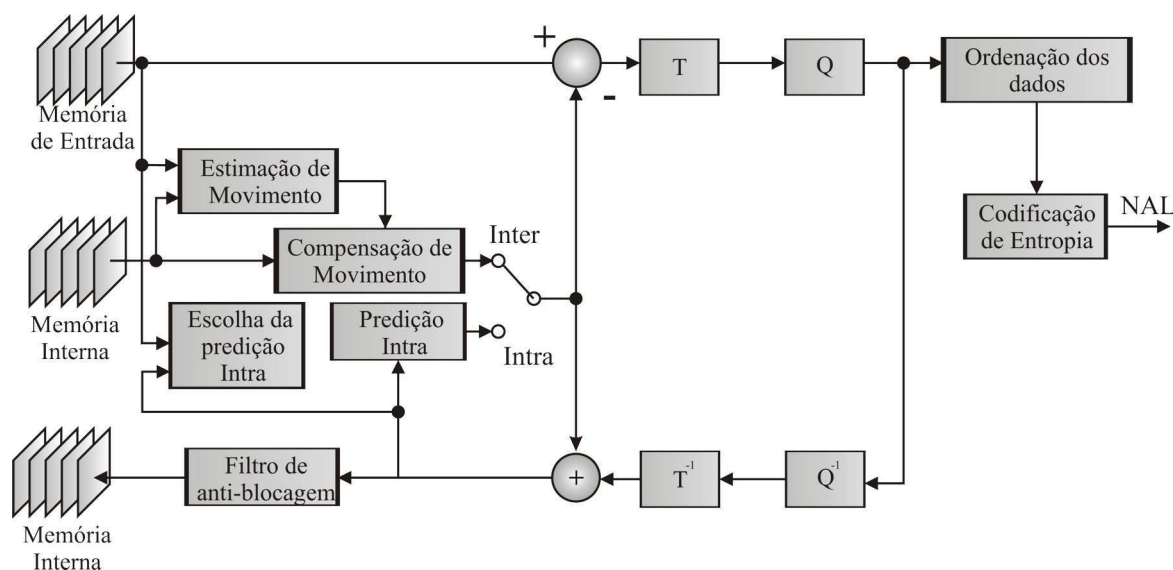
## 5.4 O Codificador de Vídeo H.264

O padrão de codificação de vídeo digital ITU-T H.264/MPEG-4 *Advanced Video Coding* representa umas das mais recentes propostas para codificação. Para seu desenvolvimento foi criado um comitê formado por especialistas oriundos *Video Coding Experts Group* (VCEG) do ITU-T e do consórcio JVT (*Joint Venture Team*) do ISO/IEC *Motion Picture Expert Group*, baseado principalmente no atual estado das tecnologias VLSI (CPU, DSP, ASIC, FPGA) (ALENCAR, 2007). A principal meta do desenvolvimento desse novo padrão era melhorar, em pelo menos duas vezes, a eficiência de codificação em relação à geração anterior de codificadores, sem aumentos significativos no preço total da tecnologia, principalmente em relação ao MPEG-2, que era o padrão mais amplamente adotado.

Um CODEC H.264/AVC introduz sensíveis modificações aos elementos funcionais básicos da arquitetura de um codificador/decodificador (predição, transformação, quantização e codificação de entropia) em relação aos demais padrões anteriores. Foram essas mudanças que garantiram os ganhos em eficiência de codificação alcançados pelo padrão H.264/AVC (STOCKHAMMER *et al.*, 2003). A Figura 5.7 ilustra a arquitetura de codificador de vídeo digital H.264.

Os codificadores de vídeo digital especificados pelo ISO/IEC possuem níveis e perfis. Um perfil de codificação define quais ferramentas de codificação serão utilizadas e um nível define os parâmetros de configuração para cada ferramenta de codificação. Uma ferramenta de codificação é um conjunto de algoritmos ou técnicas, como por exemplo, o bloco responsável pela estimação de movimento. Os perfis do H.264 são:

- *Baseline profile* – Aplicado em videotelefonia, videoconferência e comunicações sem fio
- *Main profile* – Aplicado em radiodifusão televisiva e armazenamento de vídeo.
- *Extended profile* – Usado em aplicações de *streaming* de mídias.



**Figura 5.7** Arquitetura básica de um codificador H.264.

- *High Profile* (HP) – Usado para vídeo de alta definição com menor resolução no sinais de croma.
- *High 10 Profile* (Hi10P) – 10 bits por amostra
- *High 4:2:2 Profile* (H422P) – Relação de sub-amostragem 4:2:2 e 10 bits por amostra.
- *High 4:4:4 Profile* (H444P) – Relação de sub-amostragem 4:4:4 e 10 bits por amostra.

O padrão brasileiro de televisão digital utiliza o *Baseline Profile* para os conteúdos para dispositivos móveis e *High Profile* para o conteúdo em alta definição para dispositivos fixos. Um nível define os parâmetros que configurarão cada ferramenta de codificação. Na Tabela 5.2 estão detalhados os valores dos principais parâmetros definidos por cada nível.

Um dos principais pontos de diferenciação entre o padrão brasileiro de transmissão de televisão digital, o ISDB-Tb e o padrão japonês, ISDB-T, está no codificador de vídeo digital utilizado. A documentação da norma do padrão japonês especifica que o conteúdo de vídeo digital, em alta definição, para dispositivos receptores fixos seja codificado utilizando um codificador padrão MPEG-2 MP@HL e o conteúdo de vídeo digital para dispositivos receptores móveis é codificado utilizando um codificador H.264 *Baseline*. Desta forma, ao transmitir o serviço de conteúdo móvel, doze, dos treze segmentos, transmitem o conteúdo MPEG-2 e o segmento central transmite o conteúdo H.264.

O padrão brasileiro especifica o padrão de codificação de vídeo H.264 para todos os segmentos do canal. Devido à maior eficiência de codificação do H.264 é possível produzir vídeos com maiores resoluções ou mais fluxos de vídeo com melhor qualidade dentro da mesma faixa espectral disponível para transmissão.

Tabela 5.2 Níveis de um codificador H.264.

Level	MB/s max	FS max	<i>Extended, Main e Baseline</i>	<i>High Profile</i>	<i>High 10 Profile</i>	<i>High Profile 4:2:2 e 4:4:4</i>	res@FR
1	1485	99	64 kbit/s	80 kbit/s	192 kbit/s	256 kbit/s	128x96@30,9
1b	1485	99	128 kbit/s	160 kbit/s	384 kbit/s	512 kbit/s	128x96@30,9
1.1	3000	396	192 kbit/s	240 kbit/s	576 kbit/s	768 kbit/s	320x240@10,0
1.2	6000	396	384 kbit/s	480 kbit/s	1152 kbit/s	1536 kbit/s	320x240@20,0
1.3	11880	396	768 kbit/s	960 kbit/s	2304 kbit/s	3072 kbit/s	352x288@30,0
2	11880	396	2 Mbit/s	2.5 Mbit/s	6 Mbit/s	8 Mbit/s	352x288@30,0
2.1	19800	792	4 Mbit/s	5 Mbit/s	12 Mbit/s	16 Mbit/s	352x576@25,0
2.2	20250	1620	4 Mbit/s	5 Mbit/s	12 Mbit/s	16 Mbit/s	720x480@15,0
3	40500	1620	10 Mbit/s	12.5 Mbit/s	30 Mbit/s	40 Mbit/s	720x480@30,0
3.1	108000	3600	14 Mbit/s	17.5 Mbit/s	42 Mbit/s	56 Mbit/s	1280x720@30,0
3.2	216000	5120	20 Mbit/s	25 Mbit/s	60 Mbit/s	80 Mbit/s	1280x1024@42,2
4	245760	8192	20 Mbit/s	25 Mbit/s	60 Mbit/s	80 Mbit/s	2048x1024@30,0
4.1	245760	8192	50 Mbit/s	62.5 Mbit/s	150 Mbit/s	200 Mbit/s	2048x1024@30,0
4.2	522240	8704	50 Mbit/s	62.5 Mbit/s	150 Mbit/s	200 Mbit/s	2048x1088@60,0
5	589824	22080	135 Mbit/s	168.75 Mbit/s	405 Mbit/s	540 Mbit/s	3680x1536@26,7
5.1	983040	36864	240 Mbit/s	300 Mbit/s	720 Mbit/s	960 Mbit/s	4096x2304@26,7

## CAPÍTULO 6

---

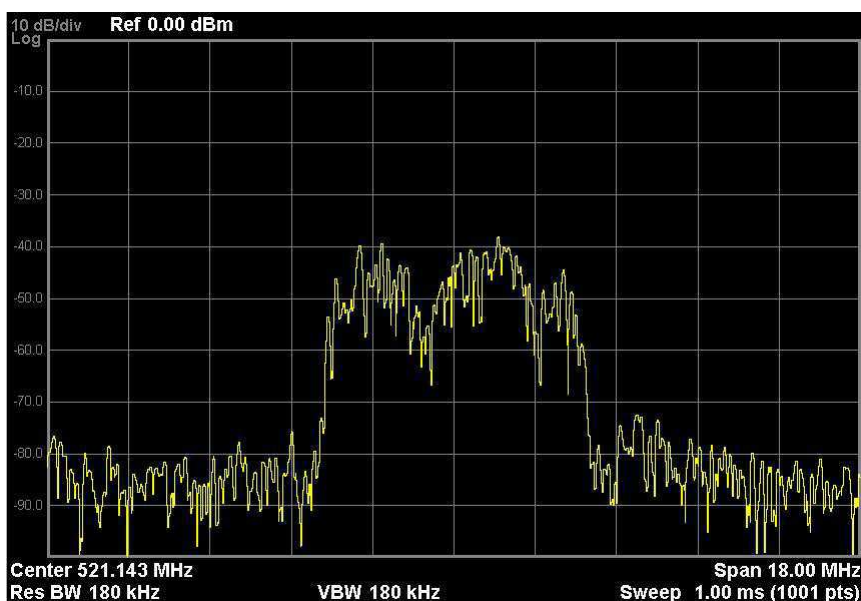
# Simulações

---

### 6.1 Introdução

Neste Capítulo são apresentadas as simulações realizadas utilizando os equipamentos do laboratório do Centro de Inovação da Positivo Informática descritos no Capítulo 2. Com o auxílio desses equipamentos foi possível reproduzir os fenômenos comumente encontrados em canais de transmissão sem fio em ambientes urbanos. A Figura 6.1 é uma amostra do canal com desvanecimento de Rayleigh simulado. O equipamento gerador de desvanecimentos é capaz de simular desvanecimentos longos e desvanecimentos rápidos reproduzindo até 40 componentes de multipercurso do sinal transmitido. Podem ser simulados canais com comportamento de desvanecimento segundo a distribuição de Rayleigh e a distribuição de Rice. Além disso é possível determinar deslocamento causados pelo efeito Doppler, atraso de propagação, velocidade do terminal receptor e variações de fase. Diferentemente da Figura 4.14, em que os símbolos da constelação QPSK estão, propositadamente, em amarelo, nas próximas imagens todos os símbolos das constelações referentes a *bits* de informação das mídias estão em vermelho, como foram originalmente coletados.

A principal variável de observação do trabalho é a razão de erro de modulação, a MER. As técnicas de codificação de canal e proteção de informação (codificação convolucional, código de blocos, intervalo de guarda, entre outros) proporcionam um nível satisfatório de garantia de uma taxa de erro de *bit* (BER) necessária para exibição de uma sequência de imagens perfeita. Dessa forma, mesmo com a degradação do sinal recebido, a variação da taxa de erro de *bit* é bem pequena até os limiares de sensibilidade dos sintonizadores dos receptores digitais, fazendo como que se tenha uma percepção errônea do estado do canal de transmissão de TV Digital. A razão de erro de modulação, por sua vez, representa melhor a degradação do canal por representar a quantidade de perturbações que atacam o sinal. A norma N01, que especifica



**Figura 6.1** Amostra do espectro de frequências de um canal com presença de multipercursos.

os parâmetros de configuração do transmissor, determina que a potência mínima necessária para um sintonizador estar de acordo com as especificações é  $-77$  dBm para receptores fixos.

Não existe um limiar de sensibilidade para dispositivos receptores móveis. No entanto, nos testes de laboratório, alguns dispositivos apresentaram capacidade de reproduzir o conteúdo do sinal com níveis de potência por volta de  $-90$  dBm. Quando o nível de potência está próximo dos limiares de sensibilidade a taxa de erro de *bit* se eleva drasticamente e se a intensidade do sinal continuar diminuindo, a maioria dos terminais receptores perdem a capacidade de demodulação e a exibição do conteúdo é interrompida.

Por sua vez, a razão de erro de modulação explicita a degradação da qualidade do sinal pela relação entre a posição do símbolo recebido no diagrama constelação e a sua posição esperada. Além disso, existem muitas outras variáveis, além da potência recebida, que influenciam o desempenho do demodulador digital.

### 6.1.1 Degradação da Constelação em Função da Relação Sinal/ruído.

Nessa simulação a relação sinal-ruído utilizada foi 40 dB, que representa um nível bastante elevado e praticamente inexistente em situações práticas. O intuito de usar uma relação sinal/ruído tão alta foi isolar o comportamento da degradação da razão de erro de modulação apenas em função da diminuição da potência do sinal recebido. As Figuras 6.2 e 6.3 exibem a constelação demodulada de um canal digital gerado no transmissor. A simulação foi feita diminuindo a potência recebida de  $-10$  dBm a  $-90$  dBm com uma variação de  $-5$  dBm para o primeiro caso e  $-10$  dBm para o segundo caso, em cada intervalo. Esse canal não possui perturbação externa.

### 6.1.1.1 Desvio de Fase Constante de 180 Graus

Foi observado que quando o canal de comunicação possui componentes de multipercurso com desvio de fase de 180 graus há grande perturbação na região central do espectro de frequências. Isso acontece porque as componentes no segmento central possuem componente em fase próximas a 180 graus, ocorrendo assim, um processo de anulação eletromagnética. A Figura 6.4 representa uma captura de tela para esse caso. Nesse teste foi utilizado um canal de transmissão com relação sinal/ruído  $C/N$  de 40 dB e uma componente de multipercurso estática com desvio de fase de 180 graus. Feito isso, foi variada a potência de recepção de aproximadamente  $-17$  dBm até  $-97$  dBm, diminuído 10 dBm por estágio.

### 6.1.2 Degradação da Constelação em Função do Número de Multipercursos do Canal

Para esse teste foi configurado um canal de transmissão com relação sinal/ruído  $C/N$  de 40 dB e potência de recepção em torno de  $-20$  dBm. A partir disso, no gerador de multipercursos, foram gradualmente adicionadas 20 componentes de multipercurso. O uso de uma alta relação sinal/ruído e um alto nível de potência foi escolhido para que essas variáveis não influenciassem os testes. Dessa forma, é possível uma análise isolada apenas da variável número de multipercursos. A Figura 6.6 exibe a evolução da degradação do canal e a Figura 6.7 exibe o traçado da média de um canal do canal simulado.

### 6.1.3 Degradação da Constelação em Função da Velocidade

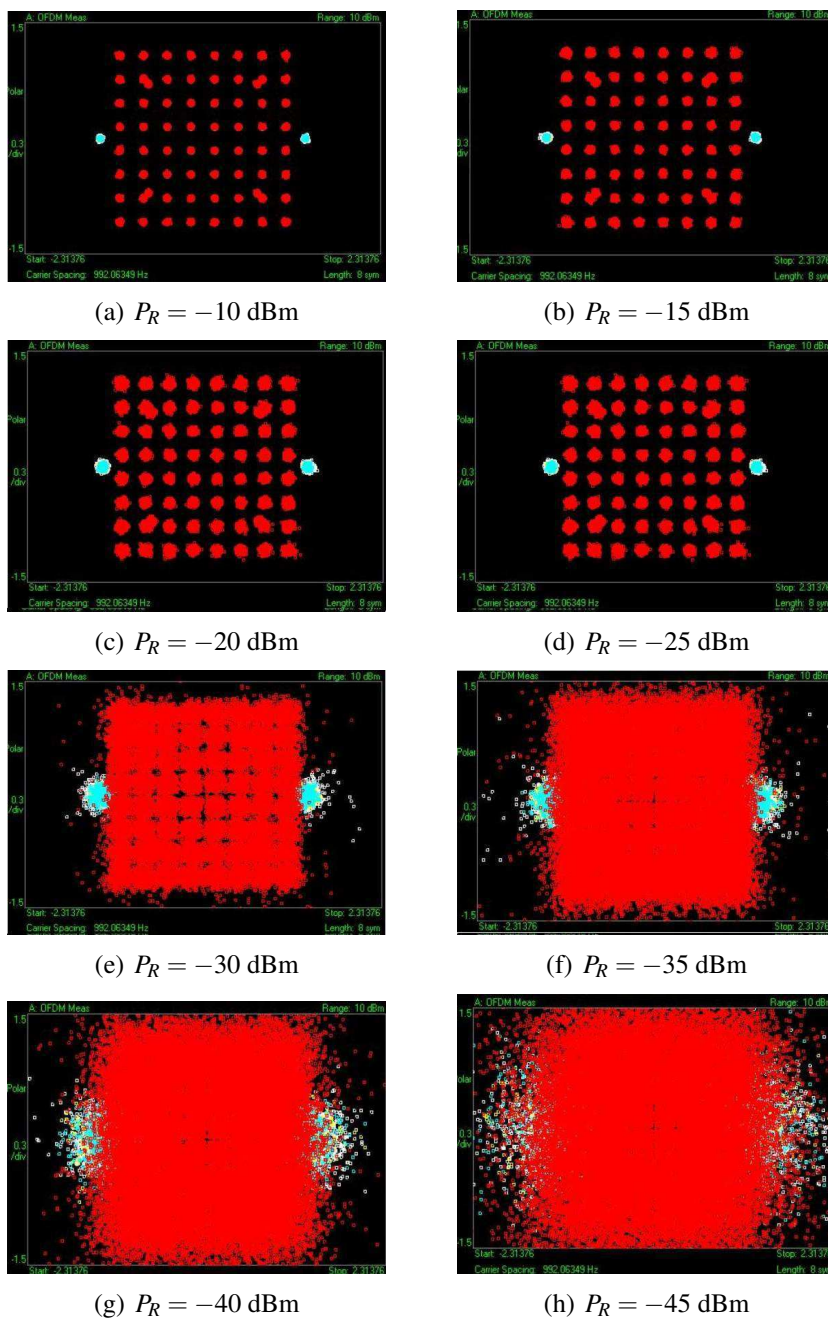
Para esse teste foi configurado um canal de transmissão com relação sinal-ruído  $C/N$  de 40 dB, potência de recepção por volta de  $-25$  dBm e 5 componentes de multipercurso com atenuação significativa. A partir disso, no gerador de multipercursos, foi-se gradualmente variando a velocidade do terminal móvel. O uso de uma alta relação sinal/ruído e um alto nível de potência foi escolhido para que essas variáveis não influenciasse nos testes. Dessa forma, será possível uma análise isolada da influência da velocidade do terminal móvel. A Figura 6.8 exibe a evolução da degradação do canal em função da velocidade do terminal móvel.

### 6.1.4 Degradação da Constelação em Função do Atraso de Propagação

Para essa simulação foram configuradas duas situações. Na primeira configuração a potência de recepção está por volta de  $-40$  dBm, o que caracteriza um valor de intensidade de sinal encontrado, na prática, nos melhores pontos de recepção. Na segunda situação, a potência recebida está por volta de  $-80$  dBm, o que caracteriza os locais mais extremos ou de péssima



condição de recepção para terminais móveis. Esse valor está próximo da limite de sensibilidade de recepção da maioria dos dispositivos receptores móveis testados. A Figura 6.10 exhibe a evolução da degradação do canal em função do atraso de propagação.



**Figura 6.2** Evolução da degradação do canal com 40 dB C/N.

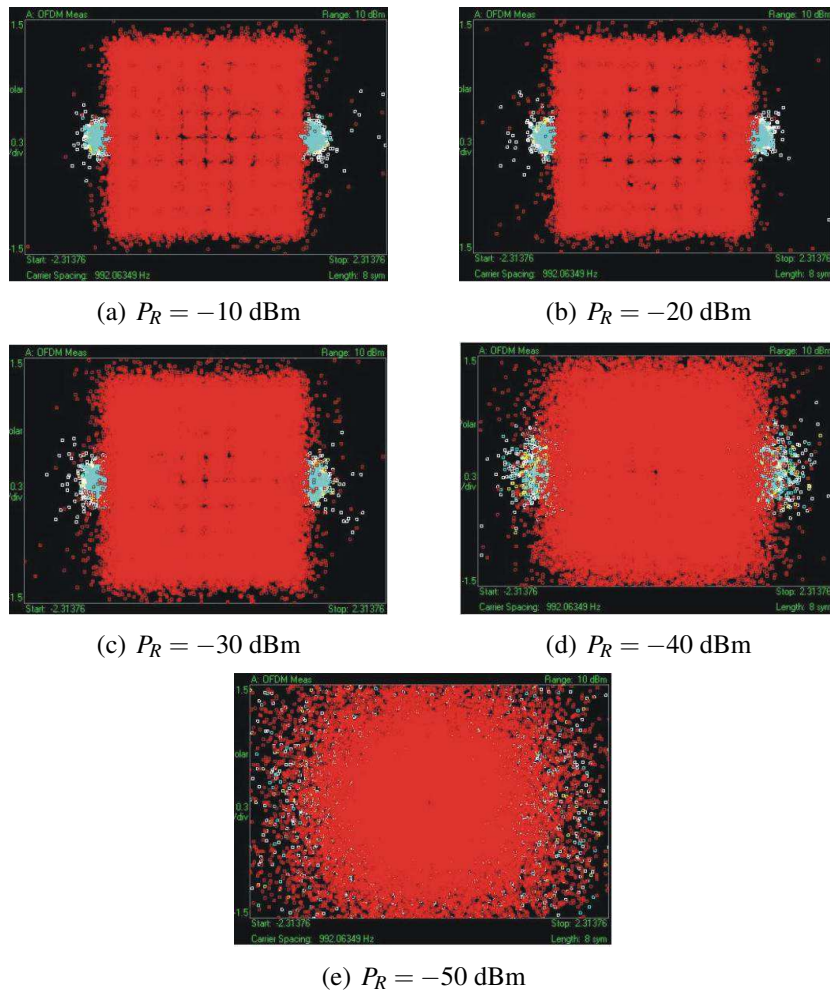
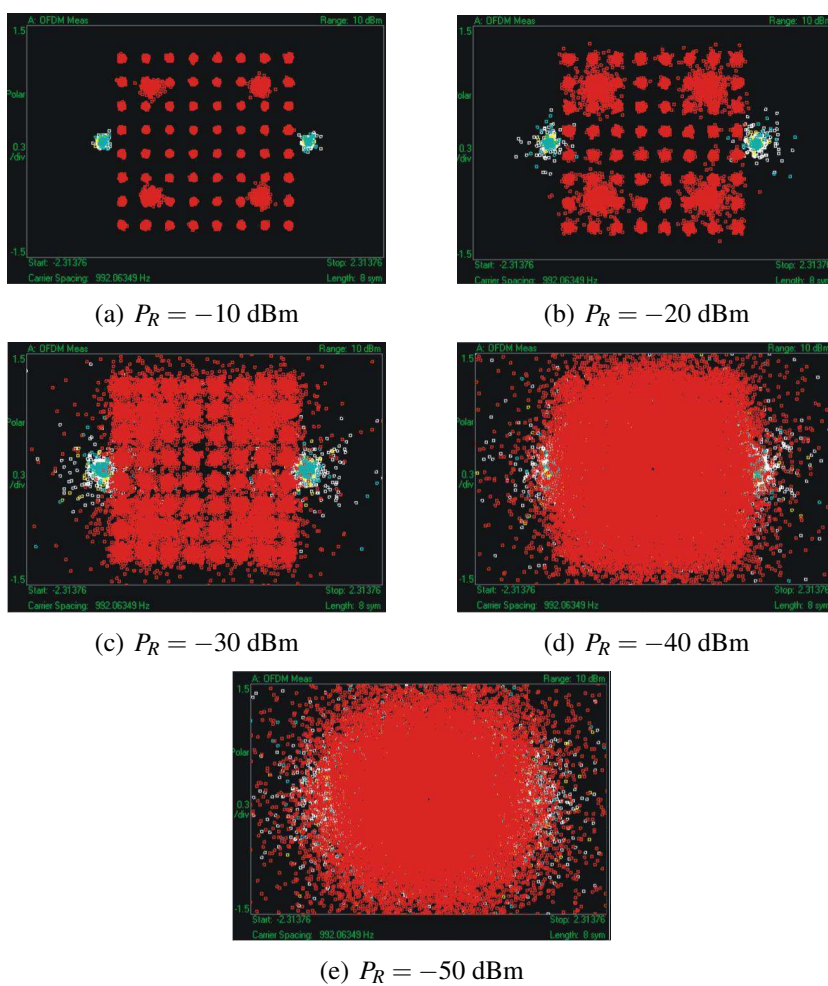


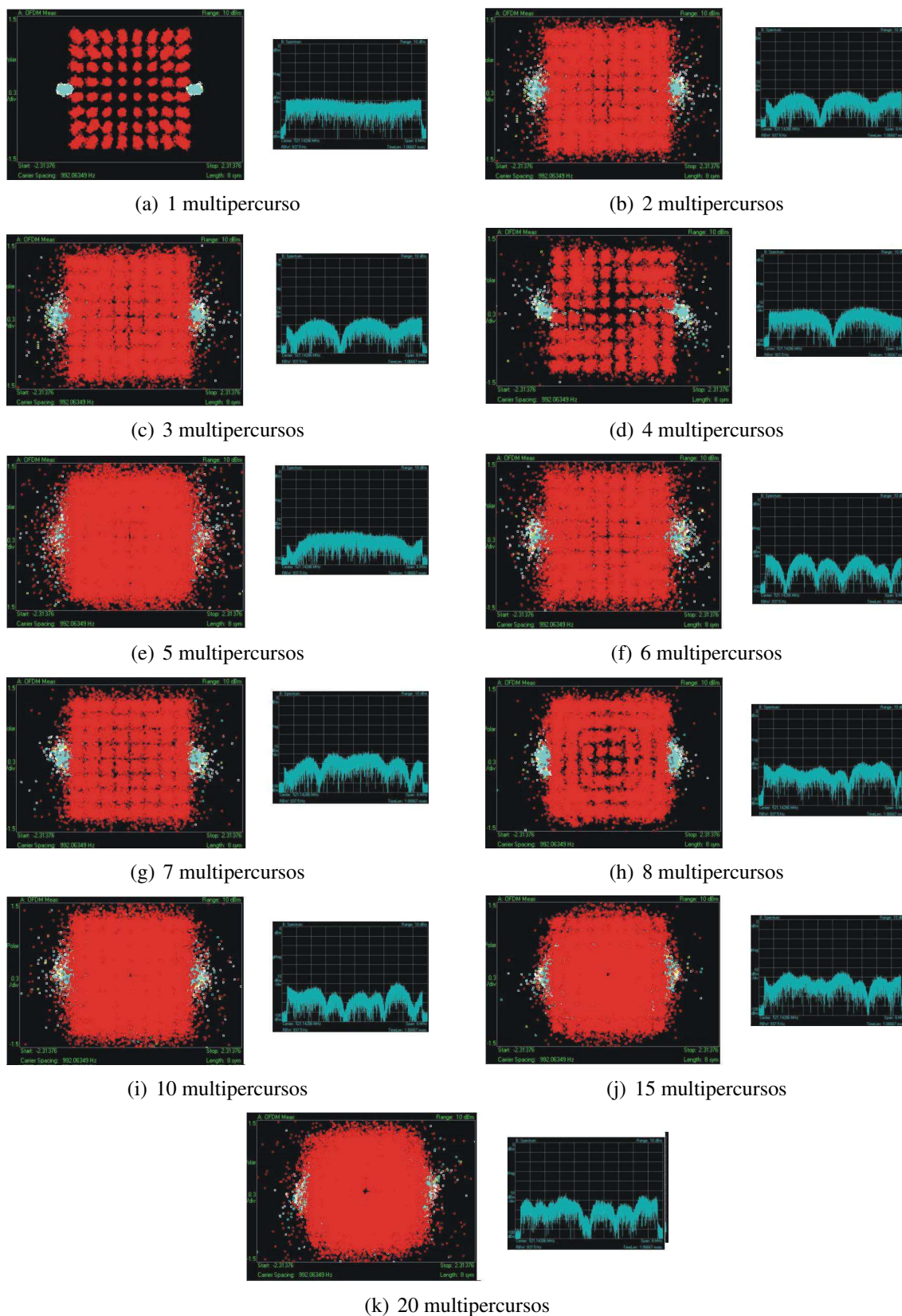
Figura 6.3 Evolução da degradação do canal com 20 dB C/N.



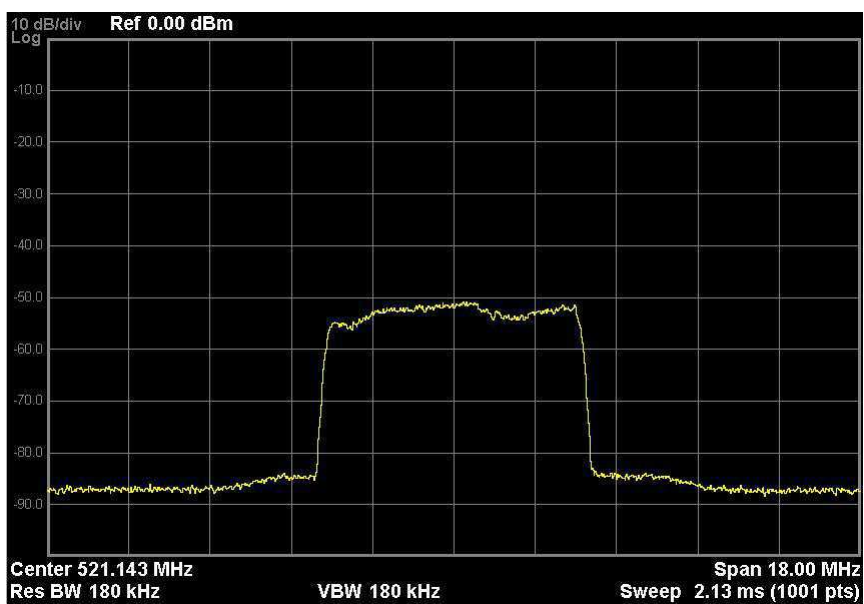
Figura 6.4 Canal de transmissão com uma componente de multipercurso com um desvio de fase de 180 graus.



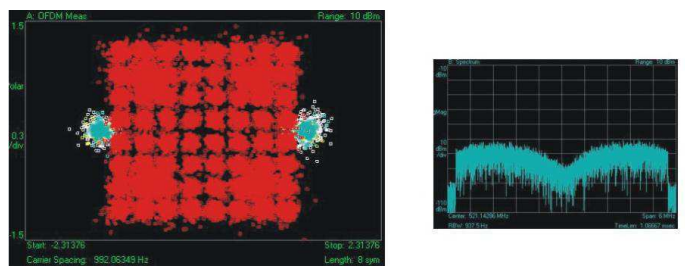
**Figura 6.5** Evolução da degradação do canal com um desvio de fase de 180 graus.



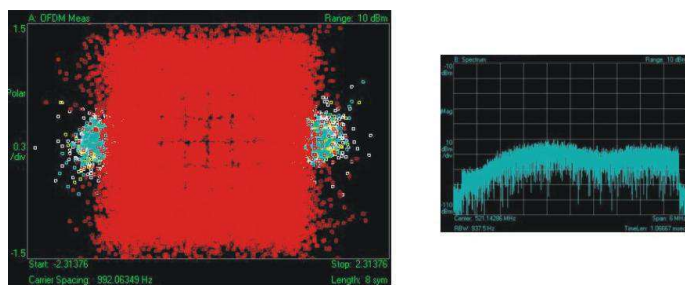
**Figura 6.6** Evolução da degradação do canal em função do número de multipercursos do canal.



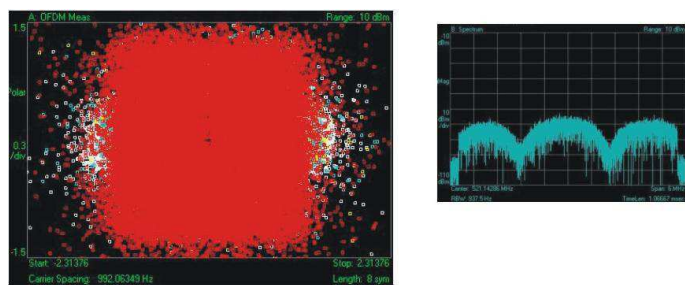
**Figura 6.7** Média da amostra de potência de um canal com presença de multipercursos.



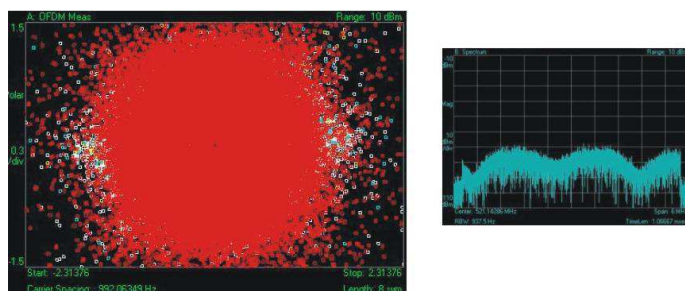
(a)  $\vec{v} = 10$  km/h



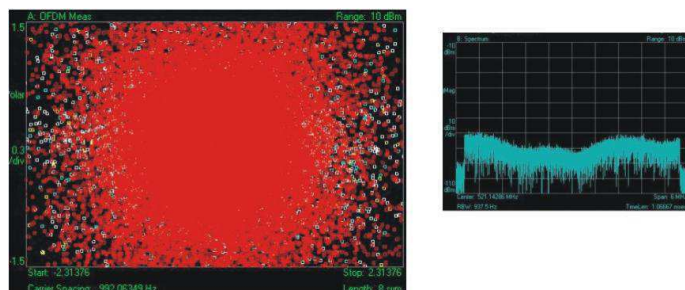
(b)  $\vec{v} = 20$  km/h



(c)  $\vec{v} = 30$  km/h

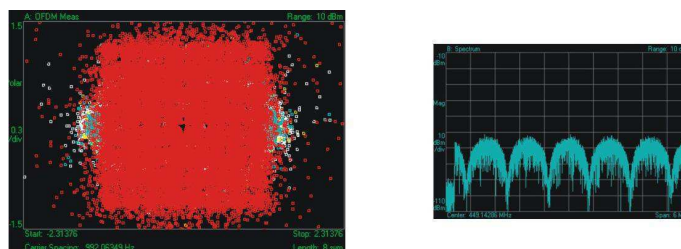


(d)  $\vec{v} = 40$  km/h

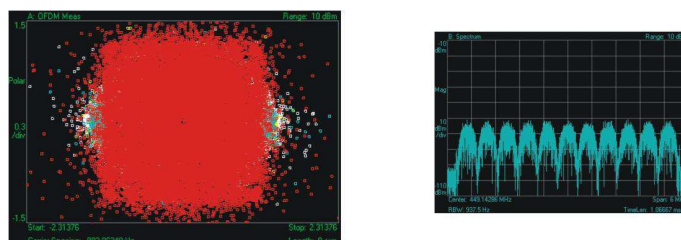


(e)  $\vec{v} = 50$  km/h

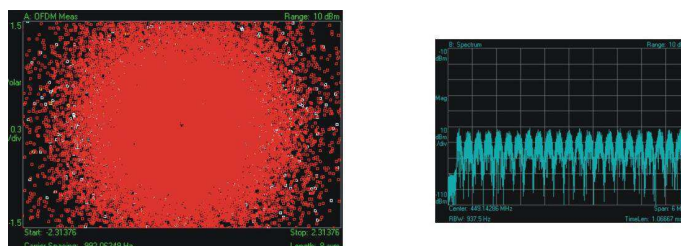
**Figura 6.8** Evolução da degradação do canal em função da velocidade do terminal receptor.



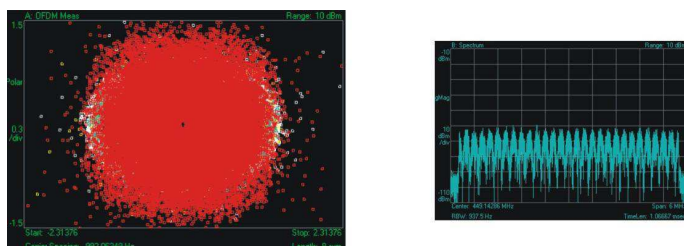
(a) Tempo de atraso de 1 ms



(b) Tempo de atraso de 2 ms



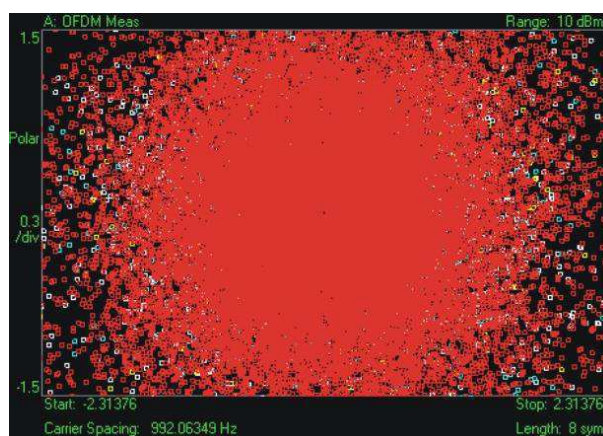
(c) Tempo de atraso de = 3 ms



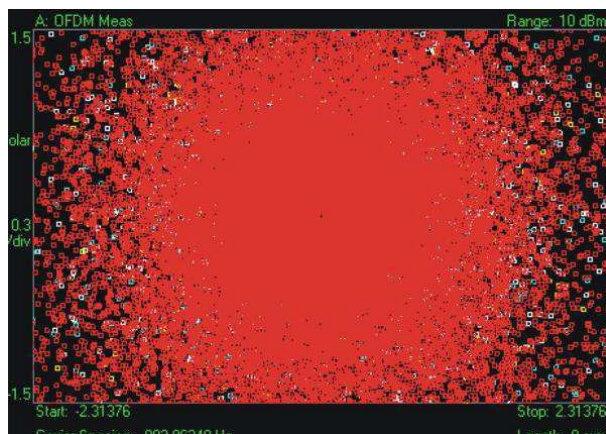
(d) Tempo de atraso de = 4 ms

**Figura 6.9** Caso I: Evolução da degradação do canal em função do atraso – 30 dBm.





(a) Tempo de atraso de 1 ms



(b) Tempo de atraso de 2 ms

**Figura 6.10** Caso II: Evolução da degradação do canal em função do atraso – 60 dBm.

## CAPÍTULO 7

---

---

# Resultados

---

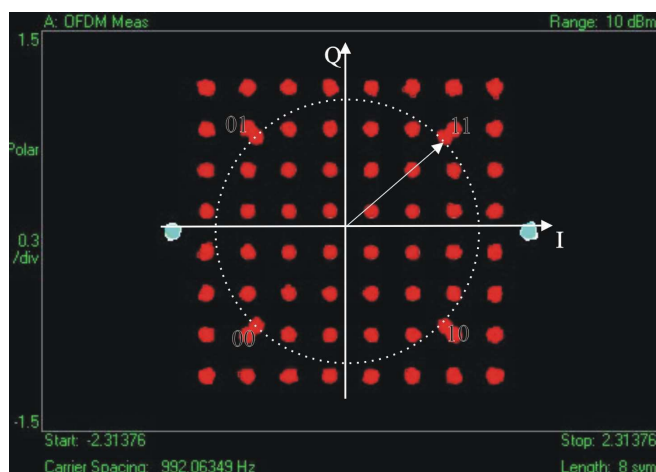
### 7.1 Introdução

Esse capítulo tem o objetivo de descrever todas as situações simuladas e exibir os respectivos resultados. As constelações das figuras exibidas no decorrer do capítulo foram obtidas com um programa de análise de sinais de sistemas de televisão digital compatível com o sistema brasileiro ISDB-Tb e o sistema japonês. A camada física do padrão brasileiro é compatível com a norma japonesa. A disposição dos símbolos das constelações é analisada de acordo com as características estudadas nos capítulos anteriores. Nas seções seguintes são feitas considerações da efeito sobre a degradação da constelação, de acordo com as seguintes variáveis:

- Potência recebida;
- Potência recebida em um canal com uma componente com deslocamento de fase de 180 graus;
- Atraso de propagação;
- Velocidade;
- Número de multipercursos do sinal no canal.
- Relação Portadora-ruído C/N

Devido as características do programa de análise do canal ISDB-Tb, tanto os símbolos da constelação 64QAM quanto os símbolos da constelação QPSK estão exibidos em vermelho. Isso causa certa dificuldade na análise da qualidade do sinal móvel pelas imagens capturadas. De qualquer forma os gráficos traçados exibem a relação entre a MER e as variáveis relacionadas para a Camada A, que contém sinal para dispositivos móveis e a Camada B, que contém o

sinal com conteúdo de alta definição para dispositivos fixos. A Figura 7.1 destaca o posicionamento dos símbolos QPSK na constelação completa do sinal, que estão sob o círculo pontilhado com o raio destacado pela seta. Vale destacar que os pontos azuis são os símbolos da constelação BPSK do canal que transmite as tabelas de informação MPEG *System*. Os gráficos resultantes das simulações, que estarão dispostos nas seções seguintes, foram traçadas usando a média de cinco valores coletados para cada situação.

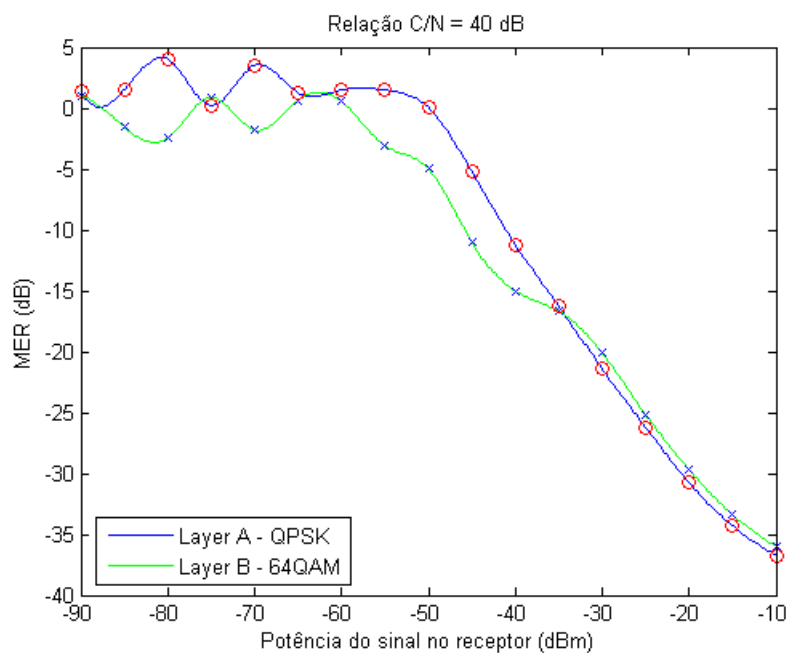


**Figura 7.1** Posicionamento da constelação QPSK.

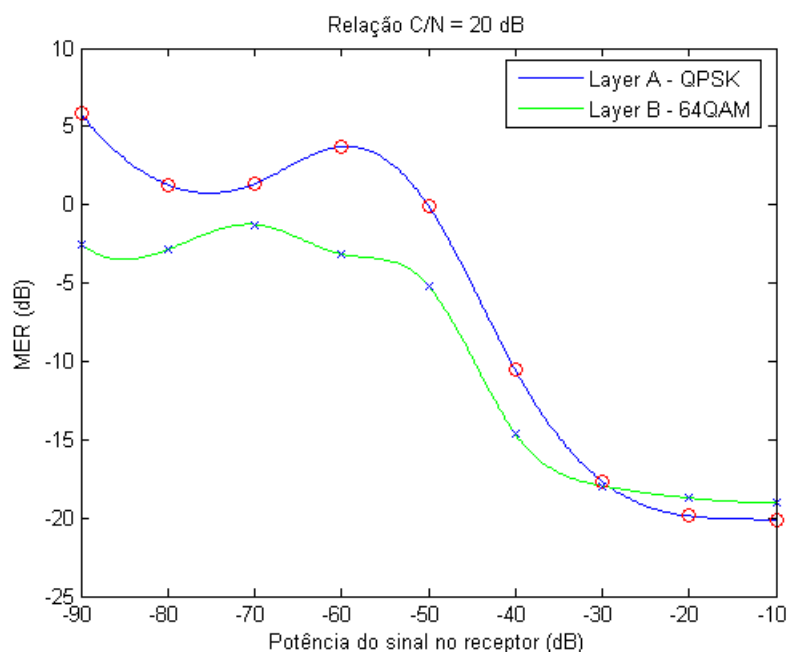
## 7.2 Caso I: Potência Recebida

As Figuras 7.2 e 7.3 exibem os gráficos resultantes da análise da diminuição da potência recebida na razão de erro de modulação. É possível perceber que para os dois casos simulados a razão de erro de modulação possui uma degradação quase proporcional ao nível de potência recebida até  $-50$  dBm. Após esse nível, a degradação se torna mais constante. Vale salientar que a norma brasileira especifica que o limiar de sensibilidade de recepção para dispositivos fixos é de  $-77$  dBm. A norma brasileira ainda não determinou o nível de sensibilidade para dispositivos móveis, mas, nos testes de laboratórios com alguns dispositivos, os limiares de recepção para dispositivos móveis variou de  $-85$  dBm à  $-93$  dBm para uma relação sinal-ruído de 20 dB.

As Figuras 7.4, 7.5, 7.6, 7.7, 7.9 ilustram uma comparação gráfica entre duas constelações com a mesma potência e diferentes relação sinal/ruído do canal. A primeira imagem de cada par foi retirada da Figura 6.2 e a segunda imagem da Figura 6.3.



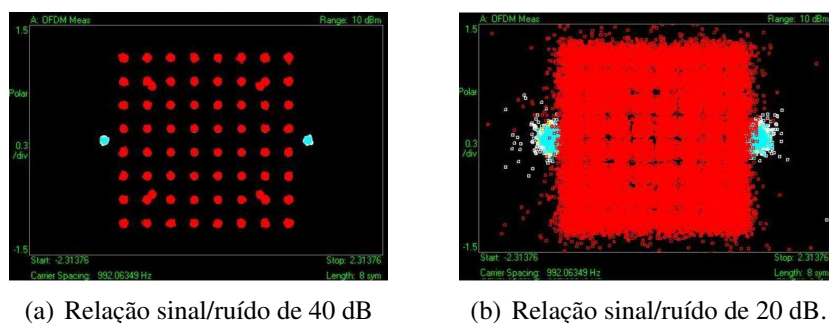
**Figura 7.2** Relação entre a potência recebida e MER para uma relação sinal/ruído de 40 dB.



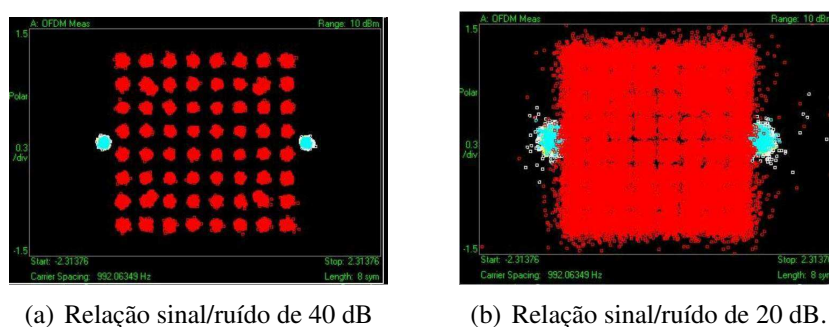
**Figura 7.3** Relação entre a potência recebida e MER para uma relação Sinal/Ruído de 20 dB.

### 7.3 Caso II: Inversão de Fase de 180 graus

A Figura 6.4 ilustra o comportamento do canal com uma componente de multipercursos com deslocamento de fase de 180 *graus*. Foi observado que esse tipo de comportamento tem um grande impacto na região central do espectro do canal de transmissão. A configuração do canal, especificada na norma brasileira, determina que o segmento responsável pela transmis-



**Figura 7.4** Potência do sinal de -10 dBm



**Figura 7.5** Potência do sinal de -20 dBm

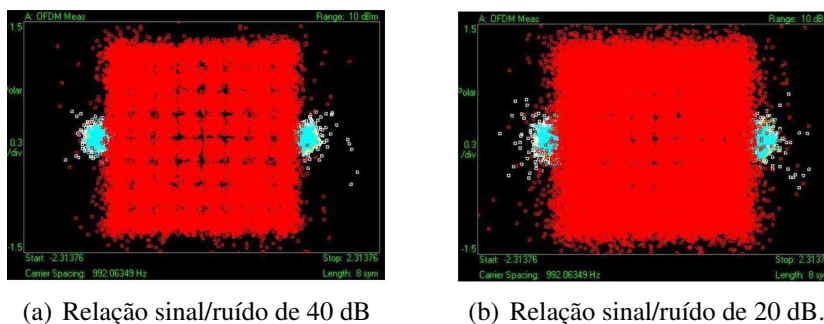
são do conteúdo para dispositivos móveis está localizado na posição 0, que fica no centro do espectro. Sendo assim, esse efeito provoca, segundo análise da Figura 7.10, uma perda de aproximadamente 10 dB na razão de erro de modulação da camada A em relação a camada B.

## 7.4 Caso III: Atraso de Propagação

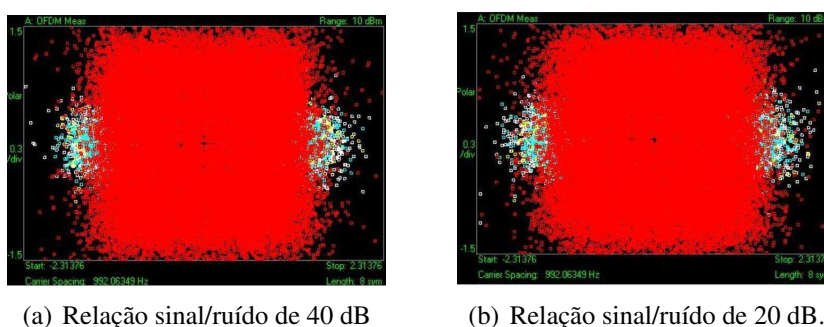
A Figura 7.11 exibe o gráfico da relação entre o atraso de propagação de uma componente significativa do sinal e a MER. A duração do intervalo de atraso utilizado nos testes de 1  $\mu s$  à 6  $\mu s$ . Através das curvas do gráfico, é possível perceber que com uma atraso de propagação de, apenas, 6  $\mu s$  a razão de erro de modulação tem uma perda de aproximadamente 5 dB. Esse valor se torna considerável em condições de recepção perto do limite de sensibilidade.

## 7.5 Caso IV: Velocidade do Terminal Receptor

A Figura 7.12 exibe o gráfico da relação entre a velocidade e a MER. Esse gráfico foi gerado a partir de informações retiradas da simulação referente à Figura 6.8. O gráfico mostra que a razão de erro de modulação para a camada B tende a se estabilizar depois de 50 km/h. De qualquer forma, segundo as informações da Tabela 7.1, nessa velocidade seria bem dificultada a demodulação da informação do canal fixo, dado que esse canal tem a finalidade de transmissão



**Figura 7.6** Potência do sinal de -30 dBm



**Figura 7.7** Potência do sinal de -40 dBm

para dispositivos fixos e não contempla movimentação. O canal móvel (Camada A) apresenta, também, uma tendência de se estabilizar depois dos 100 km/h. A Tabela 7.1, obtida em simulações no laboratório com dispositivos móveis, mostra que um dispositivo móvel compatível com o padrão brasileiro só teria sua recepção comprometida em velocidades superiores à 200 km/h.

**Tabela 7.1** Qualidade do vídeo exibido para várias velocidades.

Velocidade (km/h)	Canal Móvel	Canal Fixo
3	Sem falhas	Muitas falhas
20	Sem falhas	Muitas falhas
50	Sem falhas	Sem sinal
80	Sem falhas	Sem sinal
100	Sem falhas	Sem sinal
120	Sem falhas	Sem sinal
150	Sem falhas	Sem sinal
200	Poucas falhas	Sem sinal
300	Muitas falhas	Sem sinal
350	Sem sinal	Sem sinal

## 7.6 Caso V: Número de Multipercursos no canal

A Figura 7.13 exibe o gráfico da relação entre o número de multipercursos e a MER. Para esse caso, as amostras coletadas apresentaram uma variação significativa entre o valor inicial

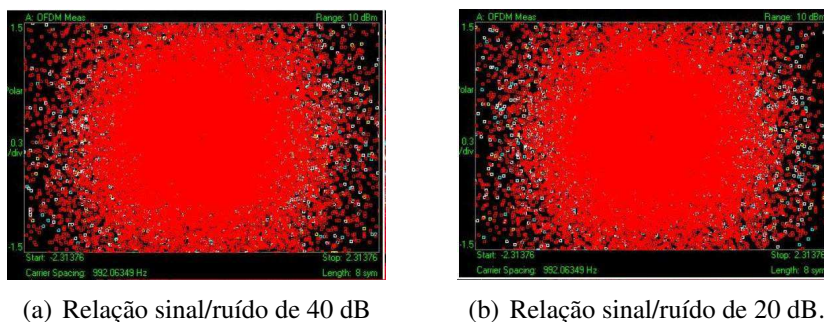


Figura 7.8 Potência do sinal de -50 dBm

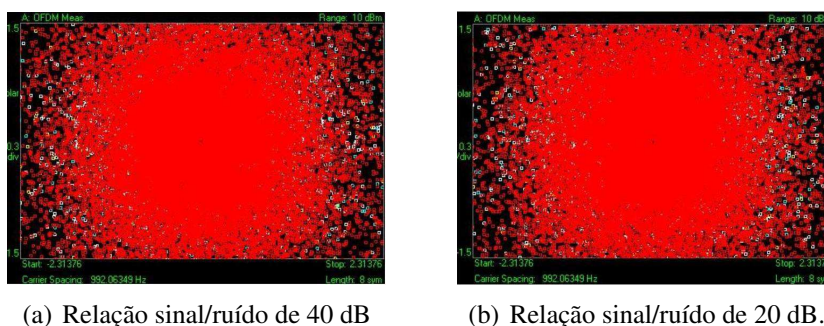


Figura 7.9 Potência do sinal de -70 dBm

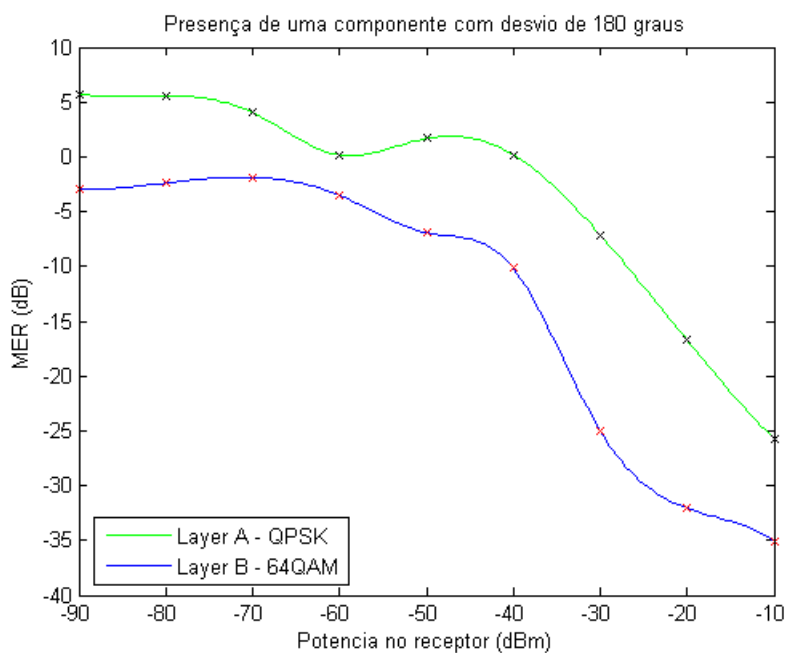


Figura 7.10 Relação entre a potência recebida e MER para uma relação sinal/ruído de 40 dB com uma componente com desvio de fase de 180 graus.

e o valor final, mas não apresentaram um comportamento estável no intervalo. Esse gráfico demonstra que mesmo em um canal com uma relação sinal-ruído de 40 dB e uma potência de aproximadamente -20 dBm, que representa uma boa condição de recepção, a influência da quantidade de componentes de multipercursos pode fazer com que o aparelho não exiba o

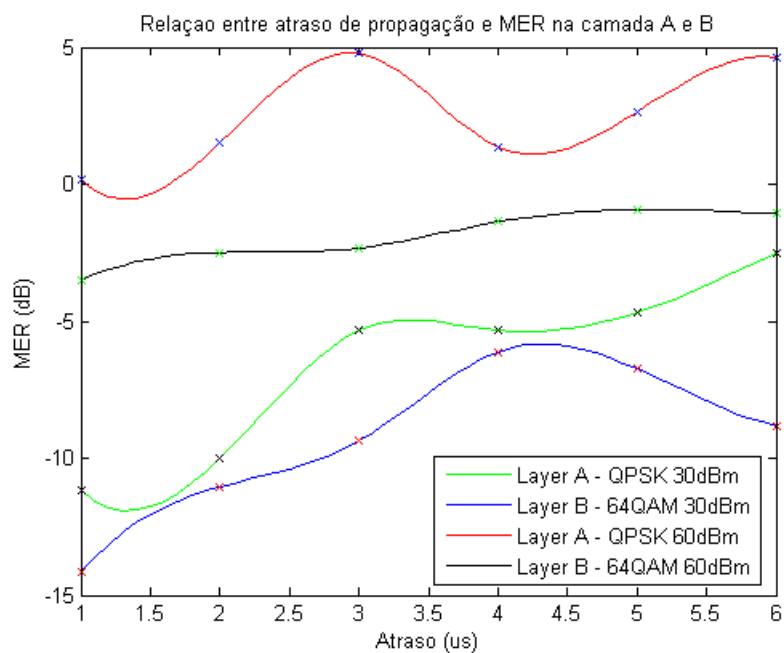


Figura 7.11 Relação entre a atraso de propagação e MER.

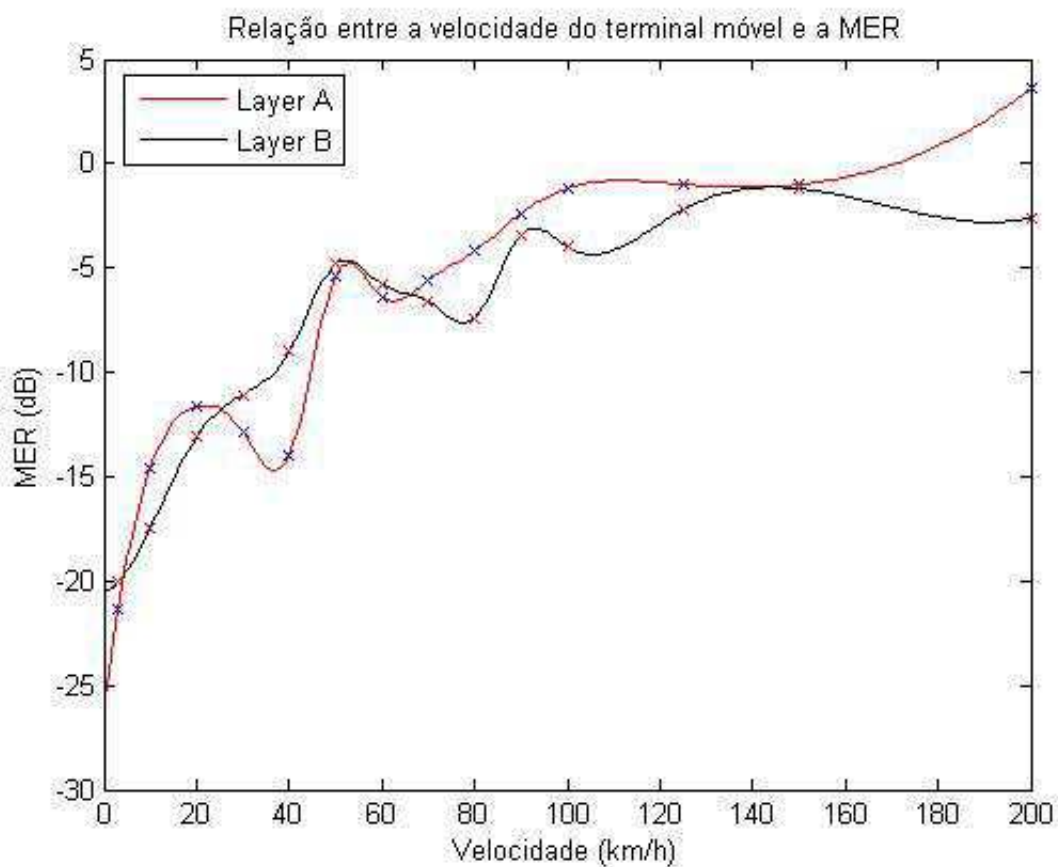


Figura 7.12 Relação entre a velocidade e MER.



conteúdo do sinal. Esse cenário é comum quando os transmissores estão localizados em centros de grandes cidades.

Nos testes de campo realizados na cidade de São Paulo notou-se que, em vários lugares na Avenida Paulista, onde a maioria das antenas dos radiodifusores se encontram, mesmo com um alto nível médio de potência recebida, a quantidade de componentes de multipercurso do sinal combinadas ocasionavam a saturação do sintonizador do receptor. Outra perturbação bastante significativa nesse ambiente é interferência de canal adjacente analógico e digital.

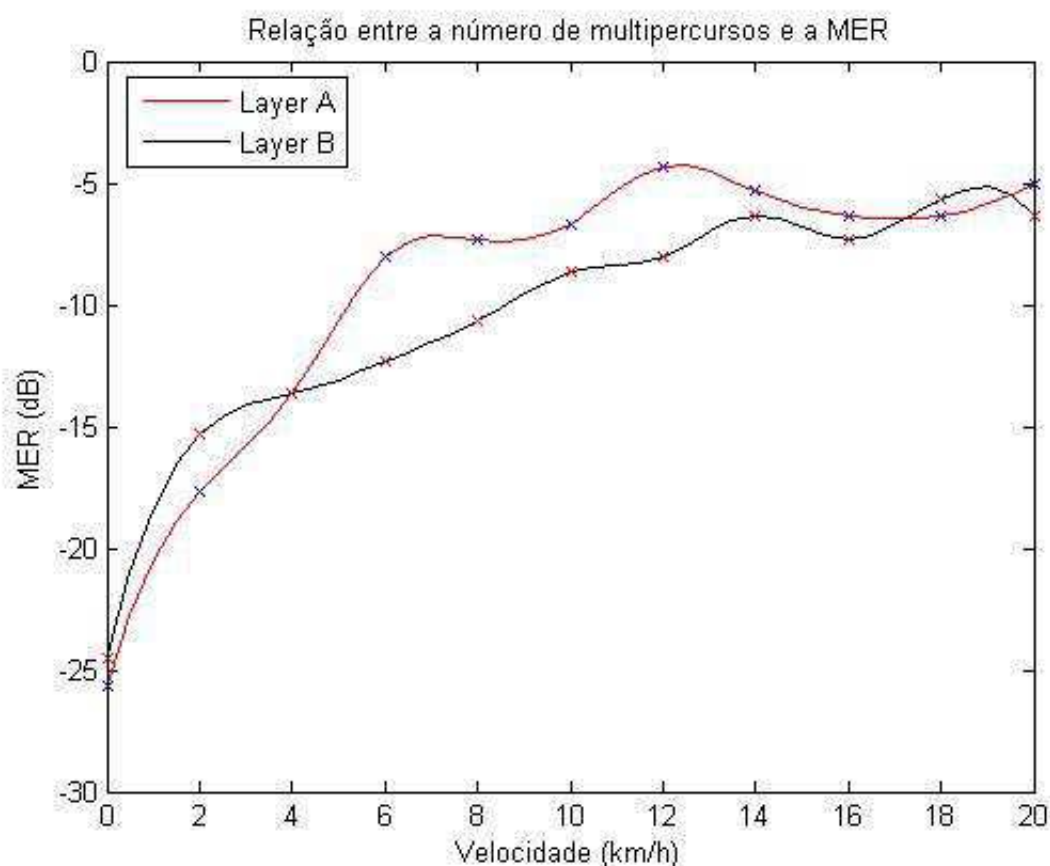
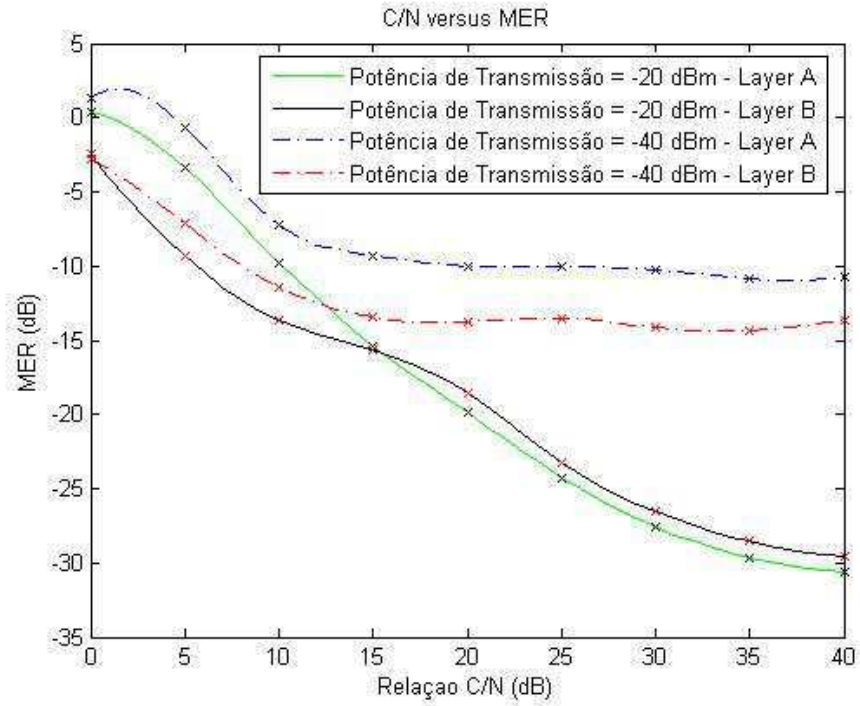


Figura 7.13 Relação entre a número de multipercursos do canal e MER.

## 7.7 Caso VI: Relação Portadora-Ruído C/N

A Figura 7.14 exibe o gráfico da relação entre a razão de erro de modulação e a relação portadora-ruído C/N do canal de comunicação. Para esse caso foram simuladas duas situações com potências diferentes. No primeiro teste foi usado  $-20$  dBm como potência de transmissão e no segundo teste foi usado  $-40$  dBm. É possível notar pelo gráfico que até uma relação portadora-ruído de, aproximadamente 12 dB, as duas situações simuladas apresentam uma melhora linear na razão de erro de modulação. A partir desse ponto, o gráfico mostra que para a simulação usando  $-40$  dBm, mesmo aumentando o valor da relação C/N, o valor da razão de

erro de modulação tende a ficar constante. Já para o caso de simulação usando  $-20$  dBm, a melhoria na razão de erro de modulação tende a variar quase linearmente em função do aumento da relação C/N.



**Figura 7.14** Relação entre a relação portadora-ruído C/N e MER.

## CAPÍTULO 8

---

---

# Conclusões

---

### 8.1 Principais Conclusões

Os gráficos mostraram, que na prática para o sistema ISDB-Tb, a modulação QPSK tem seu desempenho mais afetado com os efeitos estudados. No entanto, a pequena quantidade de símbolos e a potência usada nas transmissões implica em uma distância entre os símbolos na constelação QPSK bem maior do que para a modulação 64-QAM. Dessa forma a modulação QPSK garante uma melhor imunidade aos efeitos estudados do que a 64-QAM usada para dispositivos fixos, mesmo com valores da razão de erro de modulação maiores. De qualquer forma, o estudo do impacto do comportamento das variáveis do canal abordadas sobre razão de erro de modulação proporciona uma melhor compreensão da degradação da constelação para cada caso. Viu-se que, mesmo com alta potência e alta relação sinal/ruído, a degradação dessas variáveis implica, na maioria das vezes, na perda da capacidade de sintonia do dispositivo receptor.

Entretanto, para conseguir observar todas as imperfeições no canal de transmissão é necessário uma análise conjunta do comportamento BER e da MER. Um dos pontos fracos da MER é que essa medida não retrata erros intermitentes que resultam em uma taxa de erro de *bit* significativa.

### 8.2 Contribuições

Dadas as possibilidades apresentadas na seção anterior, as contribuições deste trabalho são listadas a seguir:

- Análise do comportamento da razão de erro de modulação (MER) em função das seguintes variáveis:
  - Potência recebida;
  - Velocidade do terminal móvel;
  - Tempo de atraso de propagação;
  - Número de componentes de multipercursos;
  - Mudança de fase do sinal transmitido;
- O resultados das análises formarão a base o melhor modelamento do canal de transmissão de conteúdo para dispositivos móveis do Sistema Brasileiro de Televisão Digital;
- Levantamento de base de dados para análise do canal de transmissão e do desempenho dos terminais receptores.

### **8.3 Trabalhos Futuros**

- Expandir o intervalo de tempo da simulação de atraso de propagação para valores maiores do que o intervalo de guarda definido para cada módulo;
- A partir dos resultados encontrados nas simulações práticas, desenvolver aprimoramentos para o sistema de simulação usando o framework OMNET++ e o ChSim;
- Estudar a influência da interferência de canal adjacente, analógico e digital, no desempenho da demodulação do sinal do canal móvel, principalmente em altas velocidades em que há aumento do espalhamento espectral devido ao efeito Doppler;
- Estudar o impacto de cada variável abordada nesse trabalho no número de erros no processo de decodificação de vídeo digital H.264.

---

---

## Referências Bibliográficas

---

AGILENT. *An Introduction to Digital Modulation*. 2000. [www.agilent.com](http://www.agilent.com). Visitado em dezembro de 2007.

AL, D. L. H. et. OFDM Systems for Brazilian Digital Television channels. *Proceedings of the 10th OFDM Workshop (InOWo'05)*, Setembro 2005.

ALENCAR, M. S. *Telefonia Celular Digital*. São Paulo: Érica, 2004.

ALENCAR, M. S. *Televisão Digital*. São Paulo: Editora Érica, 2007.

BEDICKS, G. Handheld Digital TV Performance Evaluation Method. *International Journal of Digital Multimedia Broadcasting*, v. 45, n. 3, p. 5 páginas, Junho 2008.

BROADCASTING, I. T. on. Results of the ISDB-T system tests, as part of digital TV study carried out in Brazil. *Proceedings of the IEEE*, v. 52, n. 1, p. 38–34, Março 2006.

CARVALHO, J. N. de. *Propagação em áreas urbanas na faixa de UHF: aplicação ao planejamento de sistemas de TV digital*. Dissertação — Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, Rio de Janeiro, Brasil, Agosto 2004.

COIMBRA, T. R. *Regulação do Espectro de Rádio Frequências – Uma Análise Técnica do Modelo Brasileiro*. Dissertação — Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia, Brasília, Brasil, Março 2006.

DAVID, R. P. *Técnica de estimação de canal utilizando símbolos pilotos e sistemas OFDM*. Dissertação — Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Maio 2007.

FARIAS, M. C.; CARVALHO, M. M.; ALENCAR, M. S. Digital Television Broadcasting in Brazil. *IEEE MultiMedia*, v. 15, n. 2, p. 64–70, Abril-Junho 2008.

FISCHER, H. v. R. W. *Digital Television: A Practical Guide for Engineers*. [S.l.]: Springer, 2004. 384 paginas.

HARA, S. *Multicarrier techniques for 4G mobile communications*. [S.l.]: Artech House, 2004. ((Artech House universal personal communications series)).

- 
- HATAE, D. L. *Comparing single and multiple carrier schemes using channel coding*. 2007. <http://meusite.mackenzie.com.br/marcioft/PESQUISA/OFDM060706.pdf>. Visitado em setembro de 2008.
- IBNKAHLA, M. *Signal Processing for Mobile Communications Handbook*. [S.l.]: CRC Press LLC, 2004.
- MACÊDO, J. F. *Caracterização Espaço-Temporal do Canal Rádio Móvel*. Dissertação — Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, Rio de Janeiro, Brasil, 2003.
- MENDOZA, O. *Measurement of EVM (Error Vector Magnitude) for 3G Receivers*. Dissertação — International Master Program of Digital Communications Systems and Technology, Ericsson Microwave Systems AB, Mölndal, Sweden, Rio de Janeiro, Fevereiro 2002.
- NAKAHARA, S. *et al.* Digital transmission scheme for ISDB-T and reception characteristics of Digital Terrestrial Television Broadcasting system in Japan. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, v. 45, n. 3, p. 563–570, Junho 1999.
- NASSER, Y.; HÉLARD, J. F.; CRUSSIÈRE, M. System Level Evaluation of Innovative Coded MIMO-OFDM Systems for Broadcasting Digital TV. *International Journal of Digital Multimedia Broadcasting*, p. 12 páginas, Março 2008.
- PHAM, D. H.; WADA, T. Application of array antenna for a high-speed ISDB-T reception. *Communications and Electronics, 2008. ICCE 2008. Second International Conference on*, p. 351–354, Junho 2008.
- PIMENTEL, C. J. L. *Comunicação Digital*. [S.l.]: Brasport, 2007.
- PRASAD, R. *OFDM for wireless communications systems*. Boston: Artech House, 2004. (Universal Personal Communications series). ISBN 1-58053-796-0.
- PROAKIS, J. *Digital Communications*. Quarta edição. [S.l.]: McGraw-Hill Companies, 2001. (()).
- RESENDE, L. E. A. de. *Desenvolvimento de uma ferramenta de Análise de desempenho para o padrão de TV Digital ISDB-T*. Dissertação — Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, Rio de Janeiro, Brasil, Julho 2004.
- SBTV D, F. *ABNT NBR 15601:2007 – Televisão digital terrestre, Sistema de transmissão*. 2007. <http://www.abnt.org.br/tvdigital>. Visitado em outubro de 2008.
- SERBETLI, S. A Simple Antenna Combining Framework for Doppler Compensation in Mobile OFDM Systems. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, p. 3037 – 3040, Abril 2008.

---

SIMON, M. K.; ALOUINI, M. S. *Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis*. [S.l.]: John Wiley Sons, 2004.

SKLAR, B. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part i: Characterization. *International Journal of Digital Multimedia Broadcasting*, v. 35, n. 7, p. 90–100, julho 1997.

STOCKHAMMER, T.; HANNUKSELA, M. M.; WIEGAND, T. H.264/AVC in wireless environments. *Circuits and Systems for Video Technology, IEEE Transactions on*, v. 13, n. 7, p. 657– 673, Julho 2003.

TAKADA, M.; SAITO, M. Transmission System for ISDB-T. *Proceedings of the IEEE*, v. 94, n. 1, p. 251–256, Julho 2006.

WADA, T. *et al.* A 2/4/8 antennas configurable diversity OFDM receiver for mobile HDTV Application. *VLSI Circuits, 2008 IEEE Symposium on*, 2008.

WU, Y. Performance comparison of atsc 8-vsb and dvt-t cofdm transmission systems for digital television terrestrial broadcasting. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, v. 45, n. 3, p. 916–924, Junho 1999.