

Desempenho das Fusões de
Decisões e de Autovalores para
Sensoriamento de Sinais OFDMA
sob Erros no Canal de Controle

Lucas dos Santos Costa

Setembro/ 2014

Desempenho das Fusões de Decisões e de Autovalores para Sensoriamento de Sinais OFDMA sob Erros no Canal de Controle

LUCAS DOS SANTOS COSTA

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Telecomunicações.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães.

COORIENTADOR: Prof. Dr. Rausley Adriano Amaral de Souza.

Costa, Lucas dos Santos

C837d

Desempenho das fusões de decisões e de autovalores para sensoriamento de sinais OFDMA sob erros no canal de controle. / Lucas dos Santos Costa. – Santa Rita do Sapucaí, 2014.

107p.

Orientador: Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães; Prof. Dr. Rausley Adriano Amaral de Souza.

Dissertação de Mestrado – Engenharia de Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.

Inclui bibliografia e anexo.

1. Sensoriamento espectral 2. Canal de controle 3. OFDMA 4. Fusão de autovalores 5. Fusão de decisões - ideias 6. Engenharia de Telecomunicações. I. Guimarães, Dayan Adionel. II. Souza, Rausley Adriano Amaral de. III. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. IV. Título.

CDU 621.39

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em ____/____/____,
pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães
INATEL

Prof. Dr. Estevan Marcelo Lopes
INATEL

Prof. Dr. Gustavo Fraidenraich
UNICAMP

Prof. Dr. Rausley Adriano Amaral de Souza
INATEL

Coordenador do Curso de Mestrado
Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito

*“Ouça os conselhos e esteja pronto
para aprender; assim um dia você
será sábio”*

Provérbios 19.20

Aos meus pais

Agradecimentos

Agradeço a Deus por mais essa grande conquista, fruto do seu favor imerecido, e ao Senhor Jesus, que me sustentou, dando-me saúde, capacidade, inteligência e perseverança.

Aos meus pais, José do Nascimento Costa Filho e Karla Ferreira dos Santos Costa, que foram fundamentais em minha vida para que eu pudesse realizar este grande sonho. Muito obrigado!

As minhas irmãs, Karina dos Santos Costa e Kely dos Santos Costa pelo incentivo e amizade.

Aos Prs. Esdras Braga de Oliveira e Horácio Perim pelos sábios conselhos que recebi para melhor conduzir a minha vida pessoal e acadêmica em muitos momentos.

Ao Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães por ter me orientado ao longo deste trabalho, além de ter sido inspiração e exemplo de profissionalismo. Muito obrigado!

Ao meu coorientador Prof. Dr. Rausley Adriano Amaral de Souza, que desde os tempos de faculdade, devido às excelentes aulas de *Sinais e Sistemas* e *Sistemas de Comunicações*, motivou-me a permanecer pesquisando os assuntos relacionados aos sistemas de transmissão digital de sinais.

Aos Professores, Carlos Alberto de Carvalho Vasques e Rinaldo Duarte Teixeira de Carvalho pelas cartas de recomendação acadêmica, pré-requisitos para o ingresso em cursos de pós-graduação *stricto sensu*.

Aos Professores do curso de mestrado, que muito contribuíram com minha formação profissional, acadêmica e pessoal: Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior, Dr. Carlos Roberto dos Santos, Dr. Dayan Adionel Guimarães, Dr. Geraldo Gil Ramundo Gomes, Dr. José Antônio Justino Ribeiro, Dr. José Marcos Câmara Brito, Dr. Luciano Leonel Mendes e Dr. Rausley Adriano Amaral de Souza.

Aos profissionais da secretaria de pós-graduação e em especial à Gisele Moreira dos Santos pelos excelentes serviços prestados a toda a comunidade acadêmica.

Ao Carlos Rafael Nogueira da Silva pela efetiva ajuda, contribuição e disponibilidade oferecidas a mim nos passos iniciais do processo de simulação deste trabalho.

Aos estudiosos amigos, colegas de trabalho dos laboratórios WOCA, Lambda e Nova Geneses.

Ao INATEL pela excelência no ensino em telecomunicações.

Índice

Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xv
Lista de Siglas	xvii
Lista de Símbolos	xix
Resumo	xxiii
Abstract	xxv
1 Introdução	1
1.1 Contextualização	1
1.2 Trabalhos relacionados	5
1.3 Estrutura e contribuições da dissertação	7
1.4 Publicações	8
2 O Sensoriamento do Espectro de Frequências	9
2.1 Introdução	9
2.2 Sensoriamento espectral como um teste de hipóteses binário	10
2.3 Sensoriamento espectral cooperativo	11
2.3.1 Estratégias de fusão de dados	13
2.4 Técnicas de sensoriamento espectral	14
2.4.1 Detecção por filtro casado	15
2.4.2 Detecção pelas propriedades cicloestacionárias	17
2.4.3 Detecção de energia	18
2.4.4 Detecção pela transformada de <i>wavelet</i>	19
2.4.5 Detecção pela técnica <i>compressed sensing</i>	21
2.4.6 Detecção por autovalores	22

3	Sensoriamento Espectral Cooperativo Baseado em Autovalores para Detecção de Subcanais OFDMA	25
3.1	Introdução	25
3.2	Estratégias de fusão de dados para sinais OFDMA	25
3.2.1	Sinais OFDM e OFDMA	25
3.2.2	Fusão de autovalores	27
3.2.3	Fusão de amostras	28
3.2.4	Fusão de decisões	30
3.3	Resultados de simulações anteriores	30
3.4	Análise de complexidade e volume de dados	31
3.5	Formulação do problema	34
4	Desempenhos das Combinações de Decisões e de Autovalores Para Sinais OFDMA Sob Erros no Canal de Controle	37
4.1	Introdução	37
4.2	Modelagem do problema	37
4.3	Implementação das simulações	40
4.3.1	Canal binário simétrico	42
4.3.2	Codificação e decodificação de canal	44
4.3.3	Conversores analógicos-digitais	49
4.4	Resultados obtidos	49
4.4.1	Resultados para o sistema sem codificação de canal	53
4.4.2	Resultados para o sistema codificado	54
5	Conclusões e Propostas Para Novas Pesquisas	57
	Referências Bibliográficas	61
A	Resultados do Teste MMED Para a Fusão de Autovalores e Fusão de Decisões Pelas Regras de Decisões E, OU e Voto Majoritário (MAJ)	67
B	Resultados do Teste MED Para a Fusão de Autovalores e Fusão de Decisões Pelas Regras de Decisões E, OU e Voto Majoritário (MAJ)	71
C	Resultados do Teste ED Para a Fusão de Autovalores e Fusão de Decisões Pelas Regras de Decisões E, OU e Voto Majoritário (MAJ)	75

Lista de Figuras

2.1	<i>Arquitetura de um sistema de sensoriamento espectral.</i>	11
2.2	<i>Sensoriamento cooperativo centralizado (a), distribuído (b) e assistido por retransmissão (c).</i>	13
2.3	<i>Diagrama em blocos para detecção por filtro casado.</i>	15
2.4	<i>Diagramas em blocos para detecção de energia.</i>	19
2.5	<i>DEP de um sinal banda larga particionado em K sub-bandas.</i>	20
3.1	<i>Espectro de amplitudes de um sinal OFDM.</i>	26
3.2	<i>Formação do espectro de amplitudes de um sinal OFDMA pelo método de subportadoras adjacentes.</i>	26
3.3	<i>Formação do espectro de amplitudes de um sinal OFDMA pelo método de diversidade de subportadoras.</i>	26
4.1	<i>Diagrama de ilustração do esquema de fusão de autovalores para detecção de subcanais OFDMA.</i>	38
4.2	<i>Diagrama de ilustração do esquema de fusão de decisões para detecção de subcanais OFDMA.</i>	39
4.3	<i>Canal discreto sem memória.</i>	41
4.4	<i>Modelo de canal binário simétrico.</i>	42
4.5	<i>Ganho de codificação do código de repetição em canais com desvanecimento do tipo Rayleigh.</i>	48
4.6	<i>Comparação entre os desempenhos dos testes GLRT, parte (a), e MMED, parte (b), para fusão de autovalores e decisões majoritárias em regimes de alta probabilidade de erro no canal de controle.</i>	52
4.7	<i>Comparação entre os desempenhos dos testes MED, parte (a), e ED, parte (b), para fusão de autovalores e decisões majoritárias em regimes de alta probabilidade de erro no canal de controle.</i>	52
4.8	<i>ROCs para o teste GLRT sem codificação de canal com diferentes valores de probabilidade de erro para a fusão de autovalores e fusão de decisões majoritárias (MAJ).</i>	53

4.9	<i>ROCs para o teste GLRT sem codificação de canal com diferentes valores de probabilidade de erro para a fusão de decisões pelas regras OU e E.</i>	53
4.10	<i>ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões majoritárias (MAJ) para o teste GLRT.</i>	55
4.11	<i>ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra OU para o teste GLRT.</i>	56
4.12	<i>ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra E para o teste GLRT.</i>	56
A.1	<i>ROCs para o teste MMED sem codificação de canal com diferentes valores de probabilidade de erro para a fusão de autovalores e fusão de decisões majoritárias (MAJ).</i>	67
A.2	<i>ROCs para o teste MMED sem codificação de canal com diferentes valores de probabilidade de erro para a fusão de decisões pelas regras OU e E.</i>	68
A.3	<i>ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões majoritárias (MAJ) para o teste MMED.</i>	68
A.4	<i>ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra OU para o teste MMED.</i>	69
A.5	<i>ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra E para o teste MMED.</i>	69
B.1	<i>ROCs para o teste MED sem codificação de canal com diferentes valores de probabilidade de erro para a fusão de autovalores e fusão de decisões majoritárias (MAJ).</i>	71
B.2	<i>ROCs para o teste MED sem codificação de canal com diferentes valores de probabilidade de erro para a fusão de decisões pelas regras OU e E.</i>	72
B.3	<i>ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões majoritárias (MAJ) para o teste MED.</i>	72
B.4	<i>ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra OU para o teste MED.</i>	73
B.5	<i>ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra E para o teste MED.</i>	73
C.1	<i>ROCs para o teste ED sem codificação de canal com diferentes valores de probabilidade de erro para a fusão de autovalores e fusão de decisões majoritárias (MAJ).</i>	75
C.2	<i>ROCs para o teste ED sem codificação de canal com diferentes valores de probabilidade de erro para a fusão de decisões pelas regras OU e E.</i>	76

C.3	<i>ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões majoritárias (MAJ) para o teste ED.</i>	76
C.4	<i>ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra OU para o teste ED.</i>	77
C.5	<i>ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra E para o teste ED.</i>	77

Lista de Tabelas

4.1	<i>Probabilidade de erro de bit e taxa de codificação, $(P_e; r)$, para cada técnica de sensoriamento.</i>	55
-----	---	----

Lista de Siglas

3G	- Sistema de Telefonia Móvel de Terceira Geração
4G	- Sistema de Telefonia Móvel de Quarta Geração
ADC	- <i>Analog-to-Digital Converter</i>
ANATEL	- Agência Nacional de Telecomunicações
ARQ	- <i>Automatic Repeat Request</i>
ASM	- <i>Adjacent Subcarrier Method</i>
AWGN	- <i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	- <i>Bit Error Rate</i>
BPSK	- <i>Binary Phase Shift Keying</i>
BSC	- <i>Binary Symmetric Channel</i>
CF	- Centro de Fusão
CAF	- <i>Cyclic Autocorrelation Function</i>
CFD	- <i>Cyclostationary Feature Detection</i>
CSD	- <i>Cyclic Spectrum Density</i>
DAC	- <i>Digital-to-Analog Converter</i>
DEP	- Densidade Espectral de Potência
DSM	- <i>Diversity Subcarrier Method</i>
DSSS	- <i>Direct-Sequence Spread Spectrum</i>
ED	- <i>Energy Detection</i>
ERD	- <i>Eigenvalue Ratio Detection</i>
EV-DO	- <i>Evolution-Data Optimized</i>
FEC	- <i>Forward Error Correction</i>
FFT	- <i>Fast Fourier Transform</i>
GLRT	- <i>Generalized Likelihood Ratio Test</i>
HSPA	- <i>High-Speed Packet Access</i>
IEEE	- <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
ISI	- <i>Intersymbol Interference</i>
ITU	- <i>International Telecommunication Union</i>
LRT	- <i>Likelihood Ratio Test</i>
MED	- <i>Maximum Eigenvalue Detection</i>
MIMO	- <i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
MMED	- <i>Maximum-Minimum Eigenvalue Detection</i>
MFD	- <i>Matched Filter Detection</i>
MRC	- <i>Maximum Ratio Combining</i>

OFDM	- <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	- <i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
ONU	- Organização das Nações Unidas
RC	- Rádio Cognitivo
RLRT	- <i>Roy's Largest Root Test</i>
ROC	- <i>Receiver Operating Characteristic</i>
SNR	- <i>Signal-to-Noise Ratio</i>
TP	- Transmissor Primário
UP	- Usuário Primário
US	- Usuário Secundário
WiMAX	- <i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WSS	- <i>Wide-Sense Stationary</i>

Lista de Símbolos

$(\cdot)^\dagger$	- Conjugado transposto de (\cdot)
$\ \cdot\ _1$	- Norma l_1
$\ \cdot\ _F$	- Norma de Frobenius
\mathbf{A}_s	- Matriz amostra para o s -ésimo subcanal
B	- Largura de banda de um sinal banda larga
b	- Número de bits por autovalor
\mathbf{c}	- Palavra código dos códigos de bloco lineares
$\mathbf{D}_{i,s}$	- Matriz de decisões dos i rádios cognitivos a respeito dos s subcanais OFDMA sensoriados
d_{\min}	- Distância mínima dos códigos de bloco lineares
$E[\cdot]$	- Valor esperado de $[\cdot]$
f_c	- Frequência de portadora
f_n	- Derivada de primeira e segunda ordem da transformada contínua de <i>wavelet</i>
\mathbf{F}_n	- Transformada discreta de Fourier com n pontos
\mathbb{G}	- Matriz geradora dos códigos de bloco lineares
G	- Ganho de codificação
$\mathbf{H}_s^{(i)}$	- Matriz diagonal de ganho do s -ésimo subcanal para o i -ésimo rádio cognitivo
\mathbb{H}	- Matriz paridade dos códigos de bloco lineares
\mathbf{H}	- Matriz de ganhos do canal de sensoriamento
H_0	- Hipótese de ausência de usuário primário na banda sob teste
H_1	- Hipótese de presença de usuário primário na banda sob teste
$H_{s,k'}^{(i)}$	- Ganho do canal no domínio da frequência entre o transmissor primário e o i -ésimo rádio cognitivo na k' -ésima subportadora do s -ésimo subcanal OFDMA
k	- Conjunto de bits de entrada dos códigos de bloco lineares
K	- Número de subportadoras disponíveis de um sinal OFDMA
K'	- Número de subportadoras que formam um subcanal OFDMA
L	- Número de percursos de propagação
m	- Número de rádios cognitivos sob cooperação
n	- Comprimento da palavra código dos códigos de bloco lineares
N	- Número de amostras extraídas por subportadora do sinal OFDMA
\mathbf{P}	- Matriz de probabilidade de transição do canal discreto sem memória

	e do canal binário simétrico
P	- Número de usuários primários
P_{fa}	- Probabilidade de falso alarme
P_{d}	- Probabilidade de detecção
P_e	- Probabilidade de erro de bit do canal binário simétrico
$Q^{-1}(\cdot)$	- Inverso da função complementar da distribuição acumulada relacionada a uma distribuição Normal
r	- Taxa de codificação dos códigos de blocos lineares
R	- Variável de decisão gerada pelo teste estatístico
\mathbf{R}_s	- Matriz de covariância para o s -ésimo subcanal
$\hat{\mathbf{R}}_Y$	- Estimativa da matriz de covariância do sinal recebido no sensoriamento espectral cooperativo centralizado baseado em autovalores
$R_y^\alpha(\tau)$	- Função de autocorrelação cíclica
$s(f, \alpha)$	- Função de densidade espectral cíclica
S_r	- Somatório das DEPs das sub-bandas do sinal recebido
$s(t)$	- Sinal transmitido pela rede primária
t	- Capacidade de correção de erros dos códigos de bloco lineares
T	- Período de amostragem do detector por filtro casado
T_s	- Período de amostragem do conversor analógico digital
T_{ED}	- Estatística de teste para a detecção de energia
T_{GLRT}	- Estatística de teste baseada na relação de máxima-verossimilhança
T_{MED}	- Estatística de teste para o detector baseado na relação entre máximo autovalor e a variância do ruído
T_{MMED}	- Estatística de teste para o detector baseado na relação entre o máximo e o mínimo autovalores
$\text{tr}(\cdot)$	- Traço da matriz
y	- Amostras de saída do detector por filtro casado
u	- Decisão final obtida pelo centro de fusão por meio da combinação binária das decisões individuais
u_i	- Decisão alcançada pelo i -ésimo rádio cognitivo
\mathbf{V}	- Matriz de amostras de ruído térmico
$w(t)$	- Componente de ruído gaussiano
$w_s s_r(f)$	- Transformada de <i>wavelet</i> da densidade espectral de potência resultante
\mathbf{x}_t	- Amostras sub-Nyquist para a detecção pela técnica <i>compressed sensing</i>
\mathbf{X}	- Matriz de amostras do sinal transmitido pelos usuários primários
\mathbf{Y}	- Matriz resultante de amostras do sinal recebido
$ Y(f) ^2$	- Potência do sinal recebido
$Y_{s,k'}^{(i)}(j)$	- j -ésima amostra coletada pelo i -ésimo rádio cognitivo para a k' -ésima subportadora pertencente ao s -ésimo subcanal
$y(t)$	- Sinal recebido pela rede secundária
\mathbf{y}_t	- Vetor discreto do sinal recebido amostrado à taxa de Nyquist
$y_0(t)$	- Sinal de saída do filtro casado

-
- α - Frequência cíclica da função de autocorrelação
- β_k - Sub-banda k de um sinal banda larga para a detecção pela transformada de *wavelet*
- γ - Limiar de decisão
- $\lambda_{j,s,i}$ - j -ésimo máximo autovalor relativo ao s -ésimo subcanal calculado pelo i -ésimo rádio cognitivo
- σ^2 - Variância do ruído presente no sinal
- $\phi_s(f)$ - Função dilatada de *wavelet*

Resumo

Costa, L.S. Desempenho das Fusões de Decisões e de Autovalores para Sensoriamento de Sinais OFDMA sob Erros no Canal de Controle [dissertação de mestrado]. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações; 2014.

Recentemente, foi proposta uma abordagem para fusão de autovalores no contexto de sensoriamento espectral cooperativo centralizado para rádio cognitivo para a detecção de subcanais vagos de sinais OFDMA. Quatro técnicas de detecção foram analisadas e foi concluído que a fusão de autovalores supera o esquema de fusão de decisões em termos de probabilidade de detecção, apesar do maior volume de dados enviados ao centro de fusão. Porém, foi levantada a hipótese de que erros de bit no canal de controle poderiam ser mais desastrosos aos dados representando decisões dos rádios cognitivos do que aos dados carregando autovalores, mascarando uma potencial vantagem da combinação de autovalores também em termos do volume de dados enviados ao centro de fusão. Este trabalho investiga essa conjectura e conclui que a suspeita é parcialmente verdade: as decisões dos rádios cognitivos são de fato mais sensíveis aos erros do canal, mas a quantidade de redundância inserida para proteger as decisões, e então, igualar os desempenhos dos dois esquemas de fusão nem sempre resulta em um número maior de bits na fusão de decisões. Logo, é preciso relacionar o desempenho e o volume de dados no canal de controle para decidir sobre qual esquema de fusão deve ser adotado em cada caso.

Palavras-chave: Sensoriamento espectral; rádio cognitivo; canal de controle; sinais OFDMA; fusão de autovalores; fusão de decisões.

Abstract

Costa, L.S. Desempenho das Fusões de Decisões e de Autovalores para Sensoriamento de Sinais OFDMA sob Erros no Canal de Controle. [dissertação de mestrado]. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações; 2014.

Recently, an eigenvalue fusion approach for detecting idle subchannels of OFDMA signals in the context of centralized cooperative spectrum sensing for cognitive radio (CR) was proposed. Four detection techniques were analyzed, and it was concluded that the eigenvalue fusion outperforms the decision fusion scheme, in spite of the larger volume of data sent to the fusion center (FC) in the eigenvalue fusion. Nevertheless, it was conjectured that bit errors in the reporting channel could be more disastrous to the data representing CR decisions than to the data carrying eigenvalues, masking a potential advantage of the eigenvalue combining also in terms of the volume of data sent to the FC. In this dissertation we investigate this conjecture and conclude that it is partially true: CR decisions are indeed more sensitive to channel errors, but the amount of redundancy inserted to protect the decisions so as to equate the performances of the two fusion schemes does not always leads to a larger number of bits in the decision fusion. Then, one needs to trade performance and amount of data in the reporting channel to decide upon which fusion scheme must be adopted, in a case by case analysis.

Keywords: Spectrum sensing; cognitive radio; control channel; OFDMA signals; eigenvalues fusion; decisions fusion.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

O rápido crescimento das comunicações sem fio, particularmente para prover serviços de banda larga, mostra a carência de soluções globais para suprir a demanda por alocações adicionais ao espectro de rádio e padronizações harmoniosas a fim de melhorar a interoperabilidade [1]. O espectro radioelétrico é regido globalmente pela ITU (*International Telecommunication Union*), agência da Organização das Nações Unidas (ONU), especializada em tecnologias de informação e comunicação [2], que padroniza e regula as telecomunicações internacionais. Entretanto, o uso do espectro é controlado individualmente em cada país. No Brasil, por exemplo, a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) é a agência que fiscaliza e concede licenças para a utilização deste recurso, sendo a responsável pela administração, manutenção do plano de atribuição, destinação e distribuição de radiofrequências [3].

O espectro radioelétrico é um bem público e escasso [3], particionado em várias faixas bem definidas para prover diferentes tipos de serviços sem causar interferências entre um serviço e outro. Sua padronização atual é denominada política de alocação fixa, em que o direito de uso sobre uma faixa predefinida é concedido exclusivamente a um único usuário, que a partir desse momento torna-se um usuário licenciado, ou Usuário Primário (UP) do sistema. Na busca por novas oportunidades de alocação ao espectro, foi verificado que frequentemente existem bandas licenciadas cujos recursos estão subutilizados. A ausência de transmissões primárias nesses períodos foi vista como oportunidade para a alocação de mais serviços e, conseqüentemente, como uma chance de atenuação do problema da escassez espectral. A partir daí, uma nova política

de utilização dos recursos espectrais passou a ser considerada.

A nova abordagem de acesso baseia-se na ocupação oportunista a uma porção de banda subutilizada por meio do compartilhamento dos recursos com um usuário não licenciado, ou Usuário Secundário (US). A única restrição é que os USs não devem causar interferências aos UPs de modo que comprometa suas transmissões. Portanto, a menos que os requisitos de interferência mínima não sejam respeitados, do ponto de vista dos transmissores primários o sistema continua inalterado. Por outro lado, à luz do aspecto regulatório dos recursos disponíveis, o acesso ao espectro deixa de ser exclusivo, mas ainda sim permanece prioritário aos UPs.

O Rádio Cognitivo (RC) é a peça chave para a aplicação dessa nova técnica, que promete desempenhar um papel importante nas comunicações do futuro. Conceituado como um dispositivo que é capaz de entender o ambiente em que está inserido [4], o RC monitora o espectro de frequências de maneira inteligente, com o propósito de identificar lacunas para efetuar transmissões controladas na ausência do sinal primário.

A cognição baseada no acesso dinâmico a bandas espectrais contribui de forma efetiva com a solução do problema de congestionamento e escassez do espectro [4]. Para isso é necessário fazer o chamado Sensoriamento Espectral, onde os recursos disponíveis são continuamente observados. O sensoriamento espectral possui dois objetivos. Em primeiro lugar, evitar que os sinais dos USs causem interferências aos sinais dos UPs ao mudarem de uma banda de interesse para outra, ou garantir que as interferências dos RCs sejam mantidas abaixo de um nível máximo aceitável. Depois, os USs devem identificar e explorar eficientemente as oportunidades de transmissão a fim de suprir a demanda de vazão e qualidade de serviço requeridas [5].

Assim, é inegável a importância dos estudos envolvendo técnicas de sensoriamento espectral, ainda mais agora, na verdade este ano, em que o IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) anunciou a criação do grupo de estudo envolvendo o padrão IEEE 802.22 SOS (*Spectrum Occupancy Sensing Study Group*) [6]. Como colocado pelo grupo, “*a padronização pode direcionar a um uso mais eficiente do espectro, especialmente em lugares onde a informação sobre os usuários primários é difícil de ser encontrada*”. Além do mais, “*o sensoriamento cooperativo e não cooperativo do espectro é uma das ferramentas para complementar as informações contidas nas bases de dados para prover uma melhor ocupação, a qual poderia combinar a informação de múltiplos sensores juntamente com as informações do terreno para fazer a predição dos padrões de ocupação do espectro*” [6] (citação livre).

Acerca das altas taxas de transmissão, necessárias para atender os serviços

atuais, é essencial a aplicação de esquemas de comunicações de elevada capacidade. A princípio, a solução mais adequada ao problema seria alocar uma maior largura de banda aos usuários. Contudo, nota-se que o espectro eletromagnético é um recurso limitado [7]. Consequentemente, a implantação de novas tecnologias é necessária para suportar o aumento da demanda e a evolução dos sistemas.

As técnicas de transmissão em banda larga surgiram como uma alternativa para suprir esses novos requisitos. O Sistema de Banda Larga de Terceira Geração (3G), por exemplo, baseia-se, predominantemente, no espalhamento espectral por sequência direta DSSS (*Direct-Sequence Spread Spectrum*), tais como EV-DO (*Evolution-Data Optimized*) e HSPA (*High-Speed Packet Access*) [8, 9, 10]. No entanto, devido à sua estrutura, com o aumento da taxa de transmissão o sinal transmitido ocupa uma largura de banda maior, deixando o sistema mais susceptível à ocorrência do desvanecimento seletivo em frequência. Esse fenômeno, por sua vez, causa erros em rajada na recepção, que quase sempre não podem ser corrigidos com o uso de códigos corretores [11].

Já o Sistema de Banda Larga de Quarta Geração (4G) baseia-se, principalmente, em técnicas de múltiplas portadoras para a transmissão de informações, como na técnica fundamentada em multiplexação por divisão de frequências ortogonais OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), que pode ser combinada ou não com sua contraparte de múltiplo acesso – múltiplo acesso por divisão de frequências ortogonais OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) [8, 9].

As principais razões para o uso de sinais OFDM são algumas vantagens alcançadas na entrega de dados a taxas elevadas, principalmente em canais com desvanecimento por múltiplos percursos e canais seletivos em frequência [8]. Uma delas é a menor largura de faixa do sinal, obtida na transmissão, devido ao espaçamento entre as sub-bandas do sistema. Portanto, devido à preferência de utilização de sinais OFDM nos sistemas de transmissão de banda larga atuais, é de suma importância que o rádio cognitivo seja capaz de sensoriar este tipo de sinal.

Em um dado ambiente de propagação, o RC pode usar diversas técnicas para sensoriar o espectro de radiofrequências. As técnicas de maior interesse são as que não necessitam do conhecimento *a priori* do sinal primário, dado a menor complexidade requerida por estes sistemas. Tais técnicas são conhecidas como técnicas cegas, ou técnicas não coerentes. Nessa categoria, algumas têm sido alvo de pesquisas recentes, como as técnicas que utilizam os autovalores da matriz de covariância do sinal recebido [12, 13]. Independentemente da estratégia utilizada, a decisão sobre o estado de ocupação de banda é dada por intermédio de testes estatísticos que determinam o

estado de ocupação de um determinado canal. Dentre as possíveis técnicas, baseadas em autovalores, a estimativa de ocupação pode ser realizada aplicando um dos quatro testes descritos, e que serão alvo de estudos nesta dissertação:

- Teste de razão de verossimilhança generalizado, GLRT (*Generalized Likelihood Ratio Test*).
- Teste de detecção pela relação entre máximo e mínimo autovalores, MMED (*Maximum-Minimum Eigenvalue Detection*), também conhecido como teste de detecção pela razão de autovalores, ERD (*Eigenvalue Ratio Detection*).
- Teste de detecção pelo máximo autovalor, MED (*Maximum Eigenvalue Detection*), também conhecido como teste de Roy de máxima raiz, RLRT (*Roy's Largest Root Test*).
- Teste de detecção de energia, ED (*Energy Detection*).

Em um canal de comunicações vários fenômenos podem comprometer a confiabilidade das mensagens transmitidas, tais como sombreamentos, propagações por múltiplos percursos, entre outros [14]. Estes problemas provocam perturbações no sinal transmitido causando erros nas informações enviadas e, no contexto do sensoriamento espectral, podem comprometer o desempenho dos testes estatísticos.

Após o sensoriamento, um canal denominado canal de controle é usado para compartilhar os resultados alcançados entre os RCs, no sensoriamento do tipo distribuído, ou entre os RCs e um Centro de Fusão (CF), no sensoriamento do tipo centralizado ou assistido por retransmissão. O CF é uma central geral de processamento que, além de determinar a banda de interesse para transmissões secundárias, também recebe os dados obtidos no sensoriamento local realizado por cada RC e toma a decisão final sobre o estado de ocupação do canal em teste [5]. Depois de tomar a decisão, o CF envia essa informação de volta [5] aos RCs a fim de fazer transmissões secundárias, caso decida que a banda sensoriada esteja desocupada, ou para impedir transmissões, caso tenha detectado a presença do sinal primário.

Sob a influência de erros no canal de controle é possível haver equívocos nas decisões tomadas a respeito do estado de ocupação dos canais sensoriados. Em uma rede secundária cada RC pode fazer uso de um canal de controle para compartilhar suas informações a fim de alcançar uma decisão conjunta. Portanto, podem existir vários canais de controle em um sistema cognitivo. Este cenário de troca de informações entre os rádios dá origem ao chamado sensoriamento espectral cooperativo. No entanto, embora a cooperação aumente a robustez contra os erros provocados pelo canal

de sensoriamento¹, outrora comuns no modelo sem cooperação, as interferências sofridas pelo canal de controle podem ter grande influência sobre o desempenho global do sistema. Por isso, em função da alta importância dos sinais de banda larga empregados nos sistemas de comunicações sem fio atuais e a alta importância do sensoriamento espectral no contexto de redes de RCs, é conveniente estudar os desempenhos dos testes estatísticos levando em consideração a ocorrência de erros de bit no canal de controle.

1.2 Trabalhos relacionados

Devido à influência dos erros nos canais de comunicação, em [15] é apresentado um método para analisar as técnicas de controle de erros em canais sem fio para transmissão de vídeos. O método propõe a criação de pacotes baseados em modelos de *Markov*, que são capazes de mensurar o desempenho das técnicas ARQ (*Automatic Repeat Request*) e FEC (*Forward Error Correction*) de forma simultânea ou individual. Com isso, o trabalho desenvolve uma ferramenta efetiva para analisar diferentes soluções para a recuperação dos sinais contaminados pelas interferências características do canal de comunicações para a transmissão de vídeos em vários cenários.

O sistema MIMO-OFDM é avaliado em [16] pela comparação da taxa de erros de bit, BER (*Bit Error Rate*), em função da relação sinal-ruído, SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) do sinal transmitido quando os dados propagam-se em canais com diferentes tipos de desvanecimento. O sistema MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) é uma técnica de comunicação sem fio que emprega múltiplos transmissores e múltiplos receptores para fazer transmissões simultâneas. No trabalho citado foi utilizada a técnica de controle FEC, em que bits de redundância são adicionados às mensagens no processo de codificação de canal para facilitar a detecção e a correção de erros de transmissão. A técnica ARQ, ao invés de corrigir os erros produzidos pelo canal, baseia-se na retransmissão de pacotes de informação, caso um erro seja detectado na recepção.

Em [10], e no artigo [17] relacionado à dissertação [10], foi proposta uma nova abordagem para a detecção de sinais OFDMA e outros tipos de sinais banda larga no contexto de fusão de dados para o sensoriamento espectral cooperativo centralizado. A abordagem é baseada nos autovalores da matriz de covariância do sinal recebido, em

¹O canal de sensoriamento é o canal formado entre cada RC e a banda sensoriada. Diferente do canal de controle, que é formado entre cada RC e o CF, no sensoriamento espectral do tipo centralizado ou assistido por retransmissão, ou apenas entre os RCs, no sensoriamento espectral do tipo distribuído.

que as amostras do sinal, coletadas pelos RCs, estão no domínio da frequência. A principal novidade foi a combinação dos autovalores no CF, sendo que as decisões finais foram alcançadas com a aplicação dos testes estatísticos GLRT, MMED, MED e ED. Foi mostrado que o esquema de fusão de autovalores possui um desempenho superior ao desempenho dos esquemas de fusão de decisões e fusão de amostras, quando se leva em consideração a probabilidade de detecção. Além do mais, a fusão de autovalores produz menor tráfego de dados no canal de controle quando comparado à fusão de amostras. O menor volume de dados é uma característica intrínseca da estratégia de fusão de decisões.

A influência de ruído no canal de controle sobre a probabilidade de detecção, em um esquema de sensoriamento espectral, é analisada em [18]. É feita uma investigação na qual os dados obtidos no sensoriamento são transmitidos com e sem codificação de canal para diferentes valores de SNR. No processo de codificação é utilizado a técnica FEC, em que um codificador convolucional é responsável por codificar as informações a serem transmitidas. Os resultados apresentados mostram claramente que, apesar da influência do ruído, o uso da codificação convolucional melhora significativamente a probabilidade de detecção do sistema.

De acordo com o que foi discutido fica claro a necessidade da implementação de mecanismos de detecção e correção de erros nos radioenlaces de comunicações, bem como a análise de desempenho dos sistemas de transmissão sob erros no canal. No que concerne às redes de RCs as decisões baseadas nos testes estatísticos podem ser afetadas em ambientes ruidosos. Portanto, conhecendo o desempenho do sistema nessas condições é possível aumentar a confiabilidade das decisões protegendo os dados transmitidos com o uso de códigos corretores, evitando possíveis erros de comunicação e, conseqüentemente, reduzindo as interferências entre os usuários primários e os usuários secundários no espectro de frequência.

Neste trabalho é realizada uma comparação entre os desempenhos dos esquemas de fusão de autovalores e fusão de decisões, no contexto de sensoriamento espectral para a detecção de subcanais de sinais OFDMA sob erros no canal de controle. Esta análise foi motivada por uma conjectura feita em [17], em que erros de bit no canal de controle poderiam ser mais desastrosos aos dados representando decisões dos RCs do que aos dados representando autovalores. Logo, isso demandaria maior proteção às informações enviadas no esquema de fusão de decisões, o que, eventualmente, reduziria a diferença de volume de dados entre os dois casos, fazendo do esquema de fusão de autovalores a melhor escolha tanto em termos de desempenho quanto em termos de volume de dados.

As simulações desse cenário foram feitas utilizando a ferramenta de programação MATLAB[®] e os desempenhos dos esquemas de fusão, isto é, fusão de autovalores e fusão de decisões, foram avaliados por meio de análises nas curvas características de operação do receptor, ROC (*Receiver Operating Characteristic*), que relacionam a probabilidade de ocorrência de erros de decisão estando o canal livre – Probabilidade de Falso Alarme (P_{fa}) com a probabilidade de haver decisões corretas estando o canal ocupado – Probabilidade de Detecção (P_d).

Até este momento muitas publicações foram feitas, teoricamente e via simulações, com o intuito de analisar a influência dos erros no canal de controle no sensoriamento espectral cooperativo em diversas circunstâncias e cenários, como pode ser verificado nas referências [17]-[25]. Entretanto, não foi publicada nenhuma comparação similar a que foi proposta aqui, o que pode ser creditado ao pequeno intervalo de tempo desde a publicação de [17].

1.3 Estrutura e contribuições da dissertação

Neste trabalho é realizada uma análise dos desempenhos das técnicas de fusão de decisões e fusão de autovalores no sensoriamento espectral cooperativo centralizado para a detecção de subcanais de sinais OFDMA. O principal objetivo é classificar os desempenhos quanto à sensibilidade dos testes estatísticos aos erros de bit produzidos no canal de controle em cada técnica de fusão. Também foi feita uma comparação do volume de tráfego de dados enviados ao CF entre ambas as técnicas.

A análise foi motivada pela conjectura feita pelo autor de [17]. O autor suspeitava que os erros de bit produzidos no canal de controle poderiam ser mais desastrosos às decisões dos RCs no esquema de fusão de decisões do que na estratégia de fusão de autovalores. O esquema sob análise foi modelado de forma a possibilitar a transmissão dos dados através de um canal binário simétrico. Logo, foram utilizados conversores analógicos digitais para a digitalização dos autovalores, bem como codificadores de canal no processo de codificação das decisões dos rádios cognitivos.

As investigações revelaram que o esquema de fusão de autovalores digitalizados é mais robusto aos erros do canal do que o esquema de fusão de decisões codificadas. No entanto, no que diz respeito ao volume de dados enviados ao CF, o número de bits no canal de controle é menor no esquema de fusão de decisões codificadas, comparado à fusão de autovalores digitalizados, em quase todos os testes. Por isso, conclui-se que

é preciso relacionar os desempenhos e o volume de dados para decidir sobre a melhor estratégia de fusão em cada caso.

O restante do trabalho foi organizado conforme descrito a seguir:

No Capítulo 2 são discutidos os aspectos gerais de um sistema de rádio cognitivo, enfatizando os principais tipos de sensoriamento espectral e técnicas de fusão de dados.

O Capítulo 3 tem o objetivo de apresentar as técnicas de fusão de amostras, fusão de autovalores e fusão de decisões no contexto de sensoriamento de sinais OFDMA. Este capítulo também traz um estudo de caso relacionando a variação do volume de dados no canal de controle e a complexidade dos dispositivos em função da técnica de fusão adotada. A última seção traz a formulação do problema, alvo das investigações deste trabalho.

O Capítulo 4 apresenta a modelagem utilizada para a análise do problema e os resultados obtidos pela fusão de autovalores e fusão de decisões para o teste estatístico GLRT.

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões e propostas para novas pesquisas.

Após as referências bibliográficas do trabalho, estão os Apêndices A, B e C, onde são apresentados os resultados dos desempenhos das duas técnicas de fusão para os testes estatísticos MMED, MED e ED, respectivamente.

1.4 Publicações

Os seguintes artigos foram produzidos como resultado das pesquisas relacionadas a este trabalho:

- ❶ **Comparison Between Eigenvalue Fusion and Decision Fusion for Spectrum Sensing of OFDMA Signals Under Erros in the Control Channel.** International Telecommunications Symposium, (ITS). Aceito para publicação. São Paulo, SP, 17-10 de Agosto. 2014.
- ❷ **Performance–Traffic Tradeoff in Eigenvalue Fusion and Decision Fusion for Spectrum Sensing of OFDMA Signals Under Erros in The Reporting Channel.** Radioengineering. Submetido em setembro de 2014.

Capítulo 2

O Sensoriamento do Espectro de Frequências

2.1 Introdução

Neste capítulo é realizada uma discussão acerca do funcionamento do sensoriamento do espectro de frequências em um sistema de rádios cognitivos. Em primeiro lugar é mostrado que, para qualquer técnica de sensoriamento, a decisão final sobre o estado de ocupação de uma porção de banda sensoriada pode ser formulada como um teste de hipóteses binário. Posteriormente, são abordadas as questões relacionadas aos problemas enfrentados no sensoriamento espectral não cooperativo, os quais podem ser solucionados adotando uma estratégia de compartilhamento de informações entre os vários dispositivos da rede secundária, dando origem ao sensoriamento espectral cooperativo. Ainda nessa seção é mostrado que o sensoriamento cooperativo pode ser classificado em três categorias distintas, a saber, sensoriamento espectral cooperativo do tipo centralizado, distribuído e assistido por retransmissão. A seção seguinte aborda as principais estratégias de fusão de dados no sensoriamento espectral do tipo centralizado, onde a decisão final sobre o estado de ocupação de um canal em teste é tomada no centro de fusão. Finalmente, o capítulo traz como último tópico as técnicas de sensoriamento do espectro, onde são descritas as estratégias de detecção baseadas na largura de banda do canal. Nessa seção são discutidas as técnicas de detecção por filtro casado, detecção pelas propriedades cicloestacionárias dos sinais primários, detecção de energia, detecção pela transformada de *wavelet*, detecção pela técnica *compressed sensing* e a técnica de detecção por autovalores.

2.2 Sensoriamento espectral como um teste de hipóteses binário

Como resultado do sensoriamento do espectro, várias técnicas de detecção podem ser empregadas para auxiliar na decisão final sobre a presença ou ausência do sinal primário. Mais adiante, na Seção 2.4, serão abordadas algumas técnicas que se baseiam na largura de banda do sinal sensoriado. Porém, independentemente do tipo do sinal em teste, ou da estratégia de detecção utilizada, a presença ou ausência do UP pode ser formulada como um teste de hipóteses binário, dado por [26, 27, 28]:

$$y(t) = \begin{cases} w(t) & : H_0 \\ hs(t) + w(t) & : H_1 \end{cases}, \quad (2.1)$$

em que $y(t)$ é o sinal recebido pela rede secundária, h representa o ganho ou atenuação do canal entre um usuário primário e o RC, $s(t)$ é o sinal transmitido pela rede primária e $w(t)$ representa o ruído aditivo Gaussiano branco AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) [29]. As hipóteses H_0 e H_1 denotam a ausência e a presença do sinal primário, respectivamente. Os desempenhos das decisões podem ser avaliados em função de P_{fa} e P_d , tais como

$$\begin{aligned} P_{fa} &= \Pr\{\text{decisão} = H_1 | H_0\} = \Pr\{R > \gamma | H_0\} \\ P_d &= \Pr\{\text{decisão} = H_1 | H_1\} = \Pr\{R > \gamma | H_1\} \end{aligned}, \quad (2.2)$$

em que P_{fa} representa a probabilidade de decisão a favor da presença do usuário primário sob hipótese H_0 , ou seja, quando na verdade o canal primário está livre, e P_d representa a probabilidade de decisão a favor da presença do usuário primário sob hipótese H_1 , ou seja, quando de fato o usuário primário está presente no sistema. A variável de decisão, R , é a estatística de teste gerada a partir de $y(t)$ por alguma técnica de sensoriamento e γ é o limiar de decisão. Neste caso, o canal alvo do sensoriamento é dado como ocupado quando $R > \gamma$ e livre caso $R < \gamma$. Assim, o valor de γ é determinado mediante a satisfação de um critério de desempenho para a probabilidade de detecção, P_d , do sistema cognitivo [5]. Daí surge um problema comum enfrentado no sensoriamento do espectro, pois para manter o sistema robusto, qualquer técnica de detecção deve visar a maximização da probabilidade de detecção e a redução da probabilidade de falso alarme. Contudo, não é possível satisfazer os dois critérios conjuntamente, dado que o aumento de P_d acarreta no aumento de P_{fa} e vice-versa [30].

Por meio das curvas ROCs, citadas anteriormente, é possível obter o limiar ideal que cumpra os requisitos de desempenho (P_{fa} e P_d) requeridos pelo sistema [10]. Uma curva ROC é um gráfico de P_{fa} versus P_d obtido pela variação do limiar de decisão.

2.3 Sensoriamento espectral cooperativo

O sensoriamento do espectro pode ser realizado individualmente por cada RC sem qualquer colaboração de outros rádios. Neste método, conhecido como sensoriamento espectral não cooperativo, o comportamento imprevisível do ambiente de transmissão pode facilmente comprometer o desempenho do sistema em termos de detecção. Alguns destes fatores de degradação são a ocorrência de desvanecimentos por múltiplos percursos, sombreamentos e problemas de incerteza do receptor [26]. A Figura 2.1 exemplifica tais fenômenos. Por exemplo, devido às reflexões provocadas pelo obstáculo (casa), RC3 recebe múltiplas réplicas do sinal primário. Por isso, o processo de decisão fica comprometido, podendo fazer com que RC3 inicie uma transmissão enquanto a banda primária ainda está em uso. Por estar atrás do obstáculo, RC2 não é capaz de receber o sinal do transmissor primário, TP, logo, sofre com o problema de sombreamento. A provável falta de detecção do sinal faz com que as transmissões de RC2 sejam feitas em momentos inadequados. Já RC4 está localizado fora da área de cobertura do UP, sofrendo o problema de incerteza do receptor. Por causa da incerteza da existência do sinal primário, as transmissões de RC4 podem gerar interferências prejudiciais ao sistema licenciado.

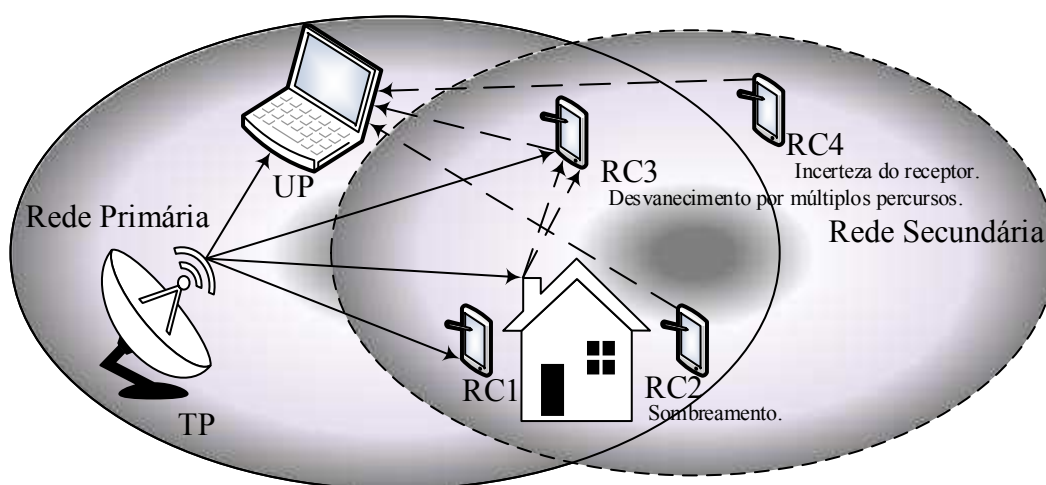


Figura 2.1: Arquitetura de um sistema de sensoriamento espectral.

O sensoriamento espectral cooperativo tem por objetivo reduzir a ocorrência de

tais erros e, conseqüentemente, a influência dos fenômenos citados anteriormente [31]. Neste caso, a decisão final sobre o estado de ocupação de determinada banda é tomada também com base nos resultados alcançados pelo sensoriamento de outros dispositivos. Ainda na Figura 2.1 RC1 está em boas condições de detecção do sinal primário, logo, pode cooperar com os outros rádios compartilhando suas informações. A ideia principal da cooperação é a exploração da diversidade espacial no sensoriamento feito por cada US do sistema [5]. Pela cooperação é possível obter decisões mais precisas que aquelas alcançadas individualmente devido à combinação dos resultados de cada RC [32].

Dependendo do tipo de compartilhamento de informações, o sensoriamento espectral cooperativo pode ser classificado como centralizado, distribuído ou assistido por retransmissão.

No esquema centralizado todas as decisões são tomadas exclusivamente no CF. O CF seleciona a faixa de frequências que pretende ocupar e envia essa informação aos RCs, que por sua vez dão início ao sensoriamento do espectro [5]. Feito isso, os resultados obtidos pelo sensoriamento local são agora enviados ao CF para as devidas combinações. Em seguida, a decisão final acerca da ocupação do canal em teste é então compartilhada entre os dispositivos da rede para estabelecer o controle de acesso ao espectro [31].

No esquema de cooperação distribuído não existe um CF. Neste caso o papel do CF pode ser assumido por qualquer RC participante do sensoriamento. A decisão final é alcançada pela interação entre os dispositivos até que uma opinião unânime seja encontrada. Devido a esta exigência, o tempo de sensoriamento pode ultrapassar aquele obtido no modelo centralizado, pois normalmente necessita-se de um número maior de interações para alcançar uma decisão em comum entre os rádios [5].

No esquema assistido por retransmissão os RCs podem cooperar quando um dado canal de controle não se encontra em boas condições de operação. Semelhante ao esquema centralizado, um CF é responsável por tomar as decisões. A diferença entre os modelos é que no sistema assistido, outros dispositivos em melhores condições podem assumir as transmissões daqueles que se encontram impossibilitados de enviar seus resultados.

A Figura 2.2 ilustra as três situações abordadas. Na parte (a) tem-se o sistema de sensoriamento espectral cooperativo centralizado, em (b) o sistema distribuído e em (c) o sistema de cooperação assistido por retransmissão. Observa-se que em (c) os sinais dos rádios RC2, RC4 e RC6 sofrem com o problema de baixa SNR devido ao

desvanecimento por múltiplos percursos, sombreamentos ou problemas de incerteza do receptor. Assim seus sinais não podem alcançar o CF. Logo, suas informações podem ser enviadas através dos rádios, RC1, RC3 e RC5, que se encontram em melhores condições de transmissão.

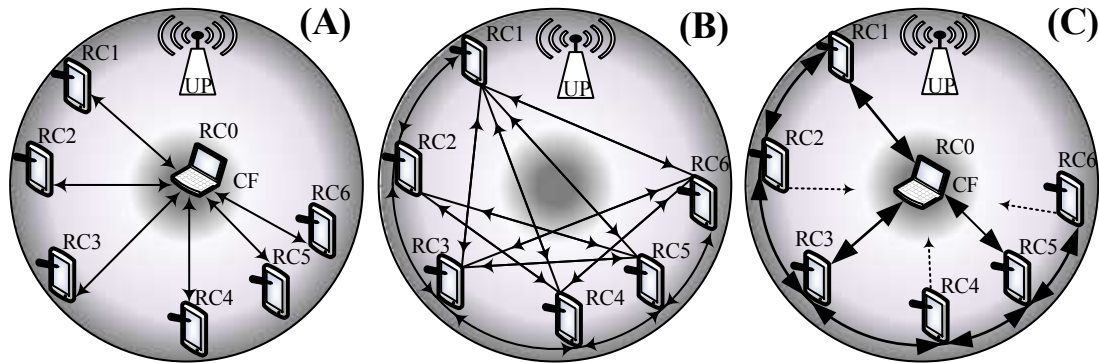


Figura 2.2: Sensoriamento cooperativo centralizado (a), distribuído (b) e assistido por retransmissão (c).

2.3.1 Estratégias de fusão de dados

Diversos tipos de dados podem ser compartilhados em uma rede de RCs em função da estratégia de fusão utilizada. Na técnica conhecida como fusão de amostras (*sample fusion*), o compartilhamento das informações baseia-se na transmissão direta das amostras coletadas pelos RCs ao CF. Na fusão de decisões (*decision fusion*) [33] uma decisão sobre o estado de ocupação do canal é tomada por cada RC no sensoriamento local. Consequentemente, os dados enviados ao CF, via canal de controle, são formados apenas por dígitos binários. Já na fusão de autovalores (*eigenvalue fusion*) uma matriz de covariância é formada a partir de amostras extraídas do sinal primário em cada RC [34]. Em seguida, os autovalores obtidos da matriz são enviados ao CF para as devidas combinações.

Nos casos em que as informações compartilhadas representam as decisões locais dos RCs, o CF pode empregar técnicas específicas para encontrar a resposta final do sistema. As seguintes regras de decisão podem ser utilizadas: regra de decisão baseada na lógica E (*AND*); regra de decisão baseada na lógica OU (*OR*); ou ainda a regra de decisão baseada no *Voto Majoritário* (*Majority Voting*).

Desse modo, sendo u_i a decisão local do rádio cognitivo i e, u , a decisão cooperativa feita no CF, $u \in \{0, 1\}$, em que os valores “1” e “0” representam decisões a favor da presença, H_1 , ou ausência, H_0 , do sinal primário, respectivamente [5], na lógica E o CF

determina $u = 1$ se $u_i = 1$, para todos os i RCs. Na regra de decisão baseada na lógica OU basta que pelo menos um RC decida por canal ocupado para haver uma decisão em favor de H_1 . Em outras palavras, $u = 1$ se $u_i = 1$ para qualquer i . Já na regra do voto majoritário uma decisão em favor de H_1 é alcançada se mais da metade dos i RCs decidirem por canal ocupado, caso contrário, se mais da metade dos rádios decidirem por canal livre a decisão final fica em favor de H_0 .

2.4 Técnicas de sensoriamento espectral

O sensoriamento espectral também pode ser classificado em função da largura de banda ocupada pelo sinal. Nas situações em que a faixa do espectro sensoriado é de pequena extensão a estratégia de detecção recebe o nome de técnica de sensoriamento de banda estreita (*Narrowband Sensing Technique*). Por outro lado, é dado o nome de técnica de sensoriamento de banda larga (*Wideband Sensing Technique*) à estratégia de detecção quando o sinal a ser sensoriado está compreendido em uma porção maior do espectro. No primeiro caso o sensoriamento limita-se a detectar o sinal primário em apenas uma banda por vez. Dentre as técnicas mais exploradas na literatura, a presença do sinal primário pode ser determinada por meio da técnica de detecção por filtro casado, MFD (*Matched Filter Detection*) [35], da técnica de detecção de energia, ED (*Energy Detection*) [36, 37], e da técnica de detecção pelas propriedades cicloestacionárias do sinal recebido, CFD (*Cyclostationary Feature Detection*) [38]. Já as técnicas de faixa larga permitem monitorar múltiplas bandas de forma simultânea ou sequencial. No que concerne a este tipo de sensoriamento, as técnicas mais pesquisadas são as técnicas de detecção pela transformada de *Wavelet* [39], a técnica *Compressed Sensing* [40, 41] e, novamente, a técnica de detecção de energia [42, 43]. Portanto, a escolha da melhor estratégia de detecção dependerá das características de extensão de banda do sinal em teste.

Por necessitarem de algum conhecimento *a priori* do sinal primário, tais como as propriedades cicloestacionárias, formato de pulso, tipo de modulação, entre outros, as técnicas MFD e CFD são classificadas como técnicas de detecção coerentes. Como em uma rede de RCs é possível fazer a ocupação de qualquer porção de banda que esteja ociosa, devido aos vários tipos de sinais da rede primária, é preciso que os RCs estejam aptos a sensoriar uma grande variedade de sinais. A necessidade de se conhecer *a priori* as propriedades de um determinado sinal dificulta o processo de sensoriamento. Para contornar este problema, as técnicas de detecção não coerentes têm sido bas-

tante exploradas. As principais técnicas de detecção não coerentes são a técnica ED, a técnica de detecção pela transformada de *wavelet*, a técnica *compressed sensing* e a técnica de detecção por autovalores.

As técnicas de detecção baseadas nos autovalores [44] constituem a mais recente e promissora solução para o sensoriamento do espectro. Assim como a técnica de detecção de energia, a detecção por autovalores pode ser aplicada tanto a sinais de banda larga quanto a sinais de banda estreita.

Nas próximas subseções essas técnicas serão exploradas de forma mais completa, mostrando como são implementadas em um sistema de RCs para detecção de sinais primários.

2.4.1 Detecção por filtro casado

O dispositivo para a detecção ótima de um sinal em um canal sob a influência do ruído AWGN envolve o uso de um filtro linear invariante no tempo conhecido como filtro casado [45]. O filtro casado é capaz de maximizar a SNR do sinal recebido no momento da decisão. Por isso a utilização dessa técnica é bastante atrativa em um sistema de RCs. Em sua implementação é preciso projetar a resposta ao impulso do filtro de forma casada com o sinal transmitido, o que significa que é necessário conhecer o formato dos pulsos transmitidos pelos UPs. Em função dessa necessidade, essa estratégia de detecção é considerada ótima desde que o sinal transmitido pela rede primária seja conhecido pela rede secundária [22]. O detector por filtro casado é ilustrado na Figura 2.3.

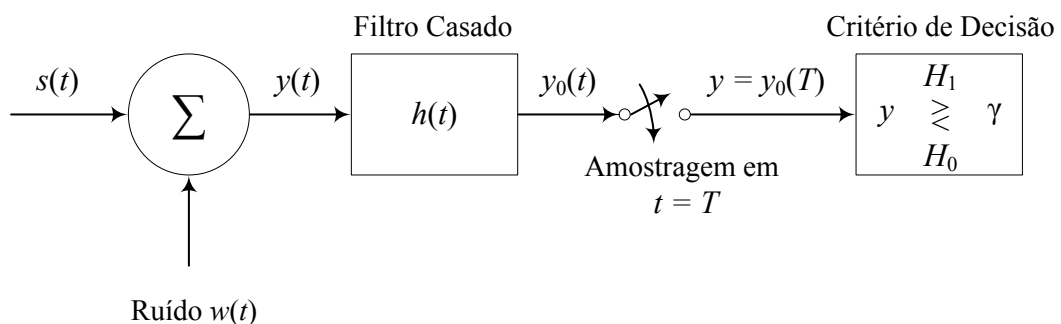


Figura 2.3: Diagrama em blocos para detecção por filtro casado.

O sinal de entrada, $y(t)$, do filtro é formado pelo sinal transmitido, $s(t)$, pela rede primária contaminado pelo ruído, $w(t)$. O sinal de saída, $y_0(t)$, é amostrado a cada $t = T$ segundos e os valores de amostras extraídos, $y_0(T) = y$, são comparados com o

limiar, γ , segundo um critério de decisão definido. Neste caso decide-se em favor da presença do sinal primário se os valores das amostras forem maiores que o limiar de decisão ($y > \gamma$), caso contrário, se os valores das amostras forem menores que o limiar ($y < \gamma$) decide-se em favor do canal sensoriado estar desocupado.

Sendo $y[n]$ as amostras extraídas no sensoriamento dentro do intervalo discreto de observação, $n = 0, 1, \dots, N - 1$, o sinal recebido por um RC pode ser descrito por meio da seguinte expressão:

$$y[n] = \begin{cases} w[n] & : H_0 \\ h[n]s[n] + w[n] & : H_1 \end{cases}, \quad (2.3)$$

em que o sinal $y[n]$ é entregue à entrada do filtro casado, que possui resposta ao impulso igual a $h[n] = s[N - 1 - n]$, $n = 0, 1, \dots, N - 1$. A decisão sobre a ocupação do canal é alcançada amostrando a saída do filtro $y_0[n]$ no tempo discreto $t = N - 1$ e comparando com o limiar de decisão γ . A resposta ótima do filtro pode então ser obtida conforme a expressão apresentada em [46], dado por

$$y = \sum_{n=0}^{N-1} y[n]s[n] \begin{matrix} H_1 \\ \geq \gamma \\ H_0 \end{matrix}. \quad (2.4)$$

A equação (2.4) corresponde à operação de correlação entre as amostras do sinal recebido e as amostras referentes ao sinal transmitido pela rede primária durante o período de análise. O principal atrativo dessa técnica é o menor tempo de sensoriamento em regimes de baixa SNR, uma vez que o número de amostras necessárias para alcançar determinado valor de probabilidade de detecção é menor, comparado a outros métodos [46]. A partir de [46], a quantidade de amostras requerida é dada por

$$N = [Q^{-1}(P_d) - Q^{-1}(P_{fa})]^2 (\text{SNR})^{-1}, \quad (2.5)$$

em que $Q^{-1}(\cdot)$ representa o inverso da função complementar da distribuição acumulada relacionada a uma distribuição Normal.

Embora a detecção por filtro casado apresente vantagens, seu desempenho pode ser bastante afetado quando não é possível obter o total conhecimento do sinal primário. Na demodulação, por exemplo, os RCs precisam conhecer certas características, como a largura de banda e frequência de operação, além do tipo e ordem da modulação utili-

zada. Somado a isso, ainda seria necessário empregar filtros específicos para cada tipo de sinal sensoriado, o que aumentaria a complexidade de implementação do sistema.

2.4.2 Detecção pelas propriedades cicloestacionárias

O uso da detecção cicloestacionária é bastante vantajoso desde que seja possível explorar as características periódicas dos sinais sensoriados. Um sinal é classificado como cicloestacionário quando algum comportamento periódico é apresentado em sua média e função de autocorrelação, sendo que a periodicidade está presente nas portadoras senoidais, sequências de saltos, trem de pulsos e prefixos cíclicos dos sinais modulados [26]. Devido à exploração dessas características o sinal poderá ser detectado mesmo sob valores muito baixos de SNR quando o sinal do UP exibir fortes propriedades cicloestacionárias, uma vez que a técnica consegue extrair essa informação contida no sinal recebido [22].

Para a implementação de um detector cicloestacionário primeiramente é preciso definir a função de autocorrelação cíclica CAF (*Cyclic Autocorrelation Function*) do sinal $y(t)$ recebido por um RC. Assim, de acordo com a definição em [47] tem-se

$$R_y^\alpha(\tau) = E [y(t + \tau)y^*(t - \tau)e^{j2\pi\alpha t}], \quad (2.6)$$

em que $E[\cdot]$ denota o operador esperança estatística, $*$ representa o conjugado, α é a frequência cíclica e τ é o atraso. Sabendo que os sinais modulados sempre possuem alguma periodicidade e que o ruído AWGN presente no sinal é geralmente estacionário no sentido amplo, WSS (*Wide-Sense Stationary*), com correlação nula, $R_y^\alpha(\tau)$ também demonstrará alguma periodicidade quando o sinal primário estiver presente no canal sensoriado [47]. Por sua vez $R_y^\alpha(\tau)$ pode ser representada como uma expansão em série de Fourier, denominada função de densidade espectral cíclica CSD (*Cyclic Spectrum Density*), tal como em [47]

$$S(f, \alpha) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} R_y^\alpha(\tau)e^{-j2\pi f\tau}. \quad (2.7)$$

Essa função tem picos quando a frequência cíclica, α , coincide com as frequências fundamentais do sinal primário transmitido, $s(t)$. Ou seja, $\alpha = (k/T_s)$, $k \in \mathbb{Z}$, em que T_s é o período de $s(t)$. Logo, a ocorrência de picos denota a presença do sinal primário

no canal sensoriado.

A capacidade de distinguir entre sinais modulados e ruído justifica a importância desse método. No entanto, a detecção pode apresentar limitações quando é preciso diferenciar sinais oriundos de sistemas semelhantes. Como, por exemplo, nos sistemas de transmissão por divisão de frequências ortogonais, muito comuns nas comunicações sem fio, em que os vários sinais podem ser praticamente idênticos devido à natureza da sinalização [47]. Ainda outras desvantagens apresentam-se na alta complexidade de implementação e na necessidade de um longo período de sensoriamento [26] em decorrência dos cálculos da função de autocorrelação.

2.4.3 Detecção de energia

Por ser uma técnica de detecção não coerente, ao contrário das técnicas de detecção por filtro casado ou pelas propriedades cicloestacionárias do sinal recebido, a estratégia baseada em detecção de energia não requer nenhum conhecimento *a priori* do sinal primário. Neste método a decisão final a respeito do estado de ocupação do canal é obtida apenas com base na quantidade de energia contida na faixa do espectro sensoriado. O teste estatístico consiste em comparar o valor de energia medido na faixa em questão com o limiar de decisão para determinar a situação do estado de ocupação do canal. Sendo assim, o canal é considerado ocupado quando o resultado da estatística de teste é maior que o limiar, caso contrário o canal é dado como livre, podendo ser aproveitado para efetuar transmissões secundárias.

Na maioria dos trabalhos publicados na literatura o detector de energia é implementado de duas formas. Em uma delas, o sinal é tratado no domínio do tempo e, primeiramente, um filtro passa faixa é empregado para selecionar a banda de interesse. Assim é possível evitar que outros sinais fora dessa faixa influenciem as decisões. Na outra [22], o sinal é analisado no domínio da frequência. Após a passagem do sinal por um dispositivo conversor analógico digital, ADC (*Analog-to-Digital Converter*), um método baseado na transformada rápida de Fourier, FFT (*Fast Fourier Transform*), é utilizado. Especificamente, a FFT é aplicada ao sinal amostrado em um intervalo de tempo para obter a energia presente na faixa sensoriada.

A estatística de teste do detector de energia pode ser definida como o valor médio da energia contida em N amostras extraídas do sinal no canal alvo do sensoriamento [47]. Logo, pode-se escrever que

$$T_{ED} = \begin{cases} H_1 \\ H_0 \end{cases} \quad \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |y[n]|^2 \geq \gamma. \quad (2.8)$$

A Figura 2.4 ilustra os dois casos comentados. Apesar da facilidade de implementação dessa técnica, a estratégia de detecção de energia não é muito eficiente em regimes de baixa SNR, uma vez que a variância do ruído não é precisamente conhecida nesses casos [22]. Determinar o limiar de decisão, γ , também é um desafio, pois este parâmetro é influenciado pelo ruído do canal, desvanecimentos e outras interferências dentro da banda de interesse [48]. Como a decisão final é alcançada apenas com base no nível de energia presente no sinal sensoriado também não é possível diferenciar o sinal primário de outros sinais [47], tais como os sinais de outros USs compartilhando o mesmo canal e o sinal do UP [49].

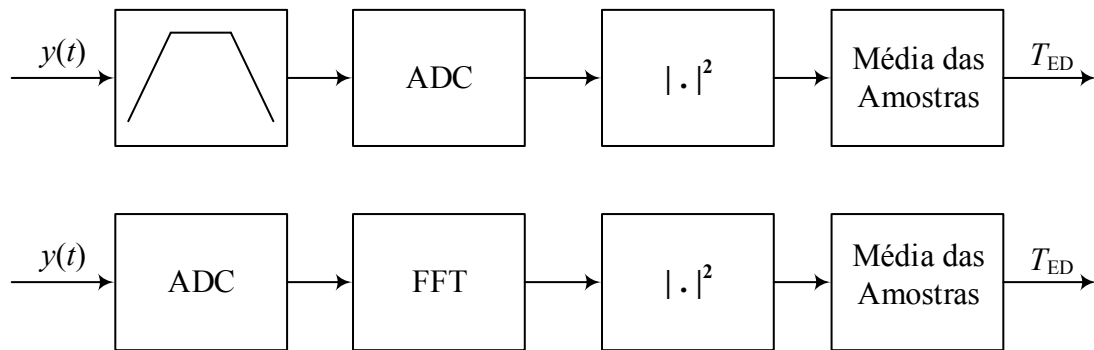


Figura 2.4: Diagramas em blocos para detecção de energia.

2.4.4 Detecção pela transformada de *wavelet*

No esquema de detecção pela transformada de *wavelet* considera-se a densidade espectral de potência (DEP) do sinal banda larga sensoriado dividida em sub-bandas. Admite-se que o RC desconhece os limites de frequência que as definem. O principal objetivo é determinar tais limites e classificar cada porção do espectro de acordo com o nível de potência medido. A decisão final a respeito da ocupação das sub-bandas é obtida comparando o valor de potência encontrado com o limiar de decisão. Desta forma, decide-se em favor de H_1 se o nível de potência for maior que o limiar, caso contrário, decide-se em favor de H_0 .

Em [39] é apresentado um esquema no qual a DEP do sinal alvo do sensoriamento é particionada em K subfaixas não sobrepostas, como ilustrado na Figura 2.5. Neste

caso a largura de banda total do sinal recebido pelo RC, compreendido dentro da faixa $[f_0, f_K]$, pode ser escrita como $B = f_K - f_0$ Hz.

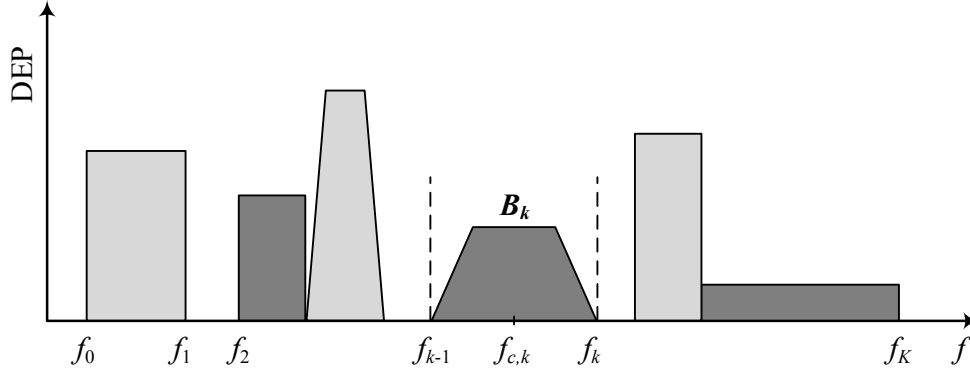


Figura 2.5: DEP de um sinal banda larga particionado em K sub-bandas. [39]

As fronteiras de frequência que formam cada sub-banda podem ser encontradas aplicando a transformada contínua de *wavelet*, conforme a expressão dada por

$$W_s S_r(f) = S_r * \phi_s(f), \quad (2.9)$$

em que S_r é a DEP, * representa a operação de convolução e $\phi_s(f)$ é a função dilatada de *wavelet*. Nas derivadas de primeira ou segunda ordem de (2.9) estão localizados os limitantes de frequência para cada porção do espectro da Figura 2.5. Para a derivada de primeira ordem os limites coincidem com seus pontos de máximo. Já na derivada de segunda ordem as extremidades das sub-bandas são determinadas pelos pontos nulos. Logo, os limites de frequência podem ser determinados por uma das expressões

$$f_n = \max_f \{w'_s S_r(f)\}, \quad (2.10)$$

ou

$$f_n = \text{zeros}_f \{w''_s S_r(f)\}. \quad (2.11)$$

O próximo passo é medir o nível de potência presente em cada sub-banda definida. Esse procedimento pode ser realizado pelo cálculo do valor médio da DEP dentro da respectiva sub-banda β_k , $k = 1, 2, \dots, K$. Isto é,

$$\beta_k = \frac{1}{f_k - f_{k-1}} \int_{f_{k-1}}^{f_k} S_r(f) df, \quad (2.12)$$

em que $s_r(f)$ é o somatório das DEPs de todas as sub-bandas do sinal recebido. Para finalizar todo o ciclo de sensoriamento o valor de potência encontrado na k -ésima sub-banda é comparado com o limiar de decisão para encontrar a resposta final do sistema. Portanto, pode-se escrever que

$$\begin{array}{l} H_1 \\ \beta_k \geq \gamma. \\ H_0 \end{array} \quad (2.13)$$

A detecção pela transformada de *wavelet* possui vantagens em termos de custo de implementação e flexibilidade de adaptação ao espectro comparado a outras técnicas de detecção que utilizam múltiplos filtros de banda estreita para sensoriar sinais de banda larga [22]. Sua principal desvantagem reside na alta taxa de amostragem requerida para digitalizar o sinal a fim de caracterizar a largura de banda do canal [22].

2.4.5 Detecção pela técnica *compressed sensing*

A técnica de detecção *compressed sensing* é análoga à detecção pela transformada de *wavelet*. A diferença básica entre elas, assim como na detecção de energia, é que a largura de banda do canal é estimada utilizando um conversor analógico digital cujas amostras do sinal são extraídas à uma taxa inferior à taxa mínima de amostragem de Nyquist (*sub-Nyquist sampling*). Em primeiro lugar, a partir do sinal recebido $y(t)$ são geradas amostras sub-Nyquist \mathbf{x}_t de tamanho $d \times 1$. Sendo \mathbf{y}_t o vetor discreto $n \times 1$ do sinal recebido amostrado à taxa de Nyquist, em que n é a taxa de amostragem, a técnica *compressed sensing* pode ser representada da seguinte forma [5]

$$\mathbf{x}_t = \mathbf{S}^T \mathbf{y}_t, \quad (2.14)$$

em que \mathbf{S}^T é uma matriz projeção $d \times n$ com $d < n$. O principal objetivo é reconstruir o espectro banda larga $\mathbf{y}_f = \mathbf{F}_n \mathbf{y}_t$ do sinal recebido a partir do vetor \mathbf{x}_t , em que \mathbf{F}_n representa a transformada discreta de Fourier com n pontos. Uma opção é utilizar o método conhecido como *basis pursuit* (BP) [29] para a solução do seguinte problema de otimização convexa, dado por

$$\hat{\mathbf{y}}_f = \arg \min_{\mathbf{y}_f} \|\mathbf{y}_f\|_1, \quad \text{sujeito a } \mathbf{x}_t = (\mathbf{S}^T \mathbf{F}_n^{-1}) \mathbf{y}_f \quad (2.15)$$

em que $\|\cdot\|_1$ representa a norma l_1 do vetor \mathbf{y}_f .

Após estimado o espectro de frequências, $\hat{\mathbf{y}}_f$, do sinal recebido, $y(t)$, a estratégia de decisão permanece idêntica à empregada na detecção pela transformada de *wavelet*. Logo, as fronteiras que definem os limites de frequência de cada sub-banda do vetor estimado são definidas aplicando $\hat{\mathbf{y}}_f$ à equação (2.10) ou (2.11). O próximo passo é calcular o valor médio de densidade de potência presente em cada sub-banda do sinal por meio de (2.12) e comparar o nível encontrado com o limiar de decisão para alcançar a resposta final a respeito da presença ou ausência do sinal primário em cada sub-banda.

2.4.6 Detecção por autovalores

A técnica de detecção baseada em autovalores tem sido recentemente a estratégia de sensoriamento mais estudada nos sistemas de RCs devido a não necessidade de se conhecer as características do sinal primário para alcançar uma decisão final a respeito do estado de ocupação do canal em teste [12][44]. Seu emprego baseia-se, em primeiro lugar, na formação de uma matriz cujos elementos são as amostras coletadas do sinal sensoriado dentro da banda de interesse. A partir dessa matriz de amostras é gerada uma matriz de covariância, conhecida como matriz de covariância do sinal recebido, de onde são calculados os autovalores e encaminhados, via canal de controle, ao CF para as devidas combinações, no caso do esquema de fusão de autovalores.

Conforme [50], o cálculo da matriz contendo as amostras coletadas pelos RCs pode ser realizado da seguinte forma: considera-se que haja m antenas em um RC ou m RCs com antenas simples, cada um coletando n amostras dos sinais recebidos de P transmissores primários durante um período de sensoriamento. Essas amostras são arranjadas em uma matriz $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{m \times n}$. Analogamente, as amostras referentes ao sinal transmitido pelos P transmissores primários são arranjadas em uma matriz $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{P \times n}$. Seja $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{m \times P}$ a matriz de canal com elementos $\{h_{ij}\}, i = 1, 2, \dots, m$ e $j = 1, 2, \dots, P$, os quais representam o ganho do canal entre o j -ésimo transmissor primário e o i -ésimo sensor (antena ou RC). Por fim, as amostras do ruído térmico que contaminam o sinal recebido pelos m sensores podem ser arranjadas em uma matriz $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{m \times n}$. Assim, a matriz de amostras resultante é composta pelas amostras dos sinais primários, ponderadas pelo ganho do canal, somadas às amostras do ruído térmico. Ou seja,

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{V}. \quad (2.16)$$

O próximo passo é encontrar a matriz de covariância a partir de \mathbf{Y} . Esse resultado pode ser calculado pela expressão $\mathbf{R}_Y = E[\mathbf{Y}\mathbf{Y}^\dagger]$, em que \dagger representa o conjugado transposto. No entanto, na prática é comum o uso da estimativa de máxima verossimilhança para obter \mathbf{R}_Y . Portanto, a equação para o cálculo da matriz de covariância estimada será dada por

$$\hat{\mathbf{R}}_Y = \frac{1}{n} \mathbf{Y}\mathbf{Y}^\dagger. \quad (2.17)$$

Agora os autovalores $\{\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{m-1} \geq \lambda_m\}$ de $\hat{\mathbf{R}}_Y$ são usados para gerar as estatísticas de teste de hipóteses. Pelo teste de Neyman-Pearson (NP), dado pela relação de verossimilhança LRT (*likelihood ratio test*), é possível encontrar o melhor teste de hipótese para determinar o estado de ocupação do canal [10]. Portanto, a expressão para o teste de Neyman-Pearson fica conforme,

$$\text{LRT} = \frac{F(\lambda_1, \dots, \lambda_m | H_1)}{F(\lambda_1, \dots, \lambda_m | H_0)}, \quad (2.18)$$

em que o numerador de (2.18) é a densidade de probabilidade conjunta dos autovalores condicionada à hipótese H_1 e o denominador é a densidade de probabilidade conjunta dos autovalores condicionada à hipótese H_0 .

Admitindo-se um regime assintótico ($m, n \rightarrow \infty$ e n/m fixo), o teste LRT fica em função apenas do máximo autovalor, λ_1 [44] [51, 52], e da variância do ruído térmico, σ^2 . A relação entre essas duas grandezas dá origem ao teste de Roy de máxima raiz (RLRT), também chamado de teste de detecção pelo máximo autovalor (MED). Especificamente, tem-se

$$T_{\text{MED}} = \frac{\lambda_1}{\sigma^2}. \quad (2.19)$$

Assim como no teste MED, o teste ED [44] também requer o conhecimento prévio da variância do ruído presente no sinal. A estatística de teste para o teste ED pode ser calculada conforme [44]

$$T_{\text{ED}} = \frac{\|\mathbf{Y}\|_F^2}{mn\sigma^2} = \frac{\text{tr}(\mathbf{Y}\mathbf{Y}^\dagger)}{mn\sigma^2} = \frac{\sum_{i=1}^m \lambda_i}{m\sigma^2}, \quad (2.20)$$

em que $\|\cdot\|_F$ é a norma de Frobenius e $\text{tr}(\cdot)$ é o traço da matriz. Por necessitarem do conhecimento *a priori* da variância do ruído os testes MED e ED são considerados como semi-cegos.

Quando não é possível conhecer precisamente a variância do ruído os testes cegos podem ser utilizados. Neste caso podem ser aplicados os testes GLRT e MMED. O teste GLRT é realizado apenas pela razão entre o máximo autovalor e a média de todos os autovalores da matriz de covariância. Já no teste MMED não é preciso nem mesmo utilizar todos os autovalores da matriz, sendo necessário apenas fazer a relação entre o máximo e o mínimo autovalores encontrados. Conforme o que foi descrito, as expressões para os testes são dadas, respectivamente [44],

$$T_{\text{MMED}} = \frac{\lambda_1}{\lambda_m} \quad (2.21)$$

e

$$T_{\text{GLRT}} = \frac{\lambda_1}{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \lambda_i}. \quad (2.22)$$

O teste GLRT é considerado um teste ótimo de detecção quando a variância do ruído é desconhecida. Ele também pode ser descrito conforme apresentado em [10]. Logo, pode-se escrever que,

$$T_{\text{GLRT}} = \frac{\lambda_1}{\frac{1}{m-1} \sum_{i=2}^m \lambda_i}, \quad (2.23)$$

sendo o denominador de (2.23) a estimativa de máxima verossimilhança da variância do ruído. Assim, o teste GLRT se assemelha bastante ao teste MED, uma vez que a diferença entre os dois reside apenas no cálculo do valor estimado e do valor exato da variância do ruído térmico, respectivamente [10].

Capítulo 3

Sensoriamento Espectral Cooperativo Baseado em Autovalores para Detecção de Subcanais OFDMA

3.1 Introdução

Neste capítulo são discutidos os esquemas fusão de decisões, autovalores e amostras, para a detecção de subcanais vagos de sinais OFDMA. Em primeiro lugar são feitos alguns comentários acerca dos sinais OFDM e OFDMA. Depois são apresentados os resultados obtidos em [10], os quais estão relacionados aos estudos deste trabalho. Também é feito um estudo de caso envolvendo o volume de dados no canal de controle e a variação da complexidade dos RCs e do CF em função da estratégia de fusão utilizada. O último tópico do capítulo traz a formulação do problema principal deste trabalho, que consiste em comparar os desempenhos dos esquemas de fusão de decisões e autovalores sob erros no canal de controle.

3.2 Estratégias de fusão de dados para sinais OFDMA

3.2.1 Sinais OFDM e OFDMA

Os sinais OFDM são largamente utilizados devido à possibilidade de se alcançar maiores taxas de transmissão e robustez contra canais com desvanecimento seletivo em

frequência. Essas características estão associadas ao sistema de múltiplas portadoras empregado, que divide a largura de banda do canal em várias subfaixas. Cada canal é então representado por um conjunto de subportadoras, cujos sinais que as modulam, formam subfaixas sobrepostas e ortogonais entre si, conforme ilustrado na Figura 3.1.

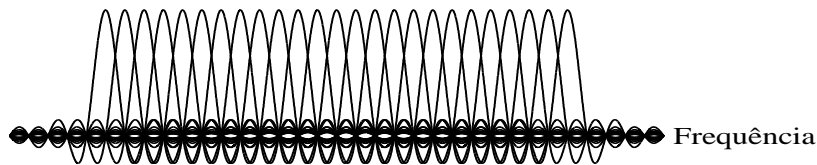


Figura 3.1: Espectro de amplitudes de um sinal OFDM.

O OFDMA é uma técnica de múltiplo acesso baseada no OFDM. Neste modelo são formados subcanais a partir de conjuntos de subportadoras. Os subcanais podem ser constituídos por subportadoras adjacentes ou não. No primeiro caso, a técnica de formação é denominada ASM (*Adjacent Subcarrier Method*). No segundo, como os subcanais podem conter grupos não contíguos de subportadoras, a técnica é chamada de DSM (*Diversity Subcarrier Method*). A Figura 3.2 mostra o espectro de amplitudes de um sinal OFDMA com cinco subcanais, cada um formado por cinco subportadoras adjacentes. Ou seja, cada subcanal OFDMA é formado ordenadamente da primeira até a última subportadora.

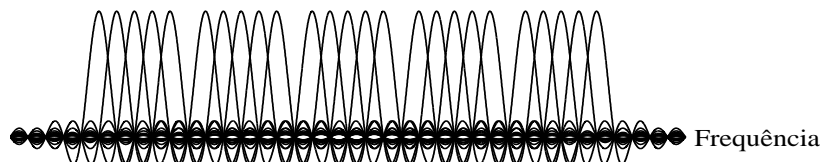


Figura 3.2: Formação do espectro de amplitudes de um sinal OFDMA pelo método de subportadoras adjacentes.

Já a Figura 3.3 ilustra o método de formação pela diversidade de subportadoras. Neste caso, as subportadoras {1, 2, 3, 4 e 5}, em destaque, estão localizadas em subcanais diferentes.

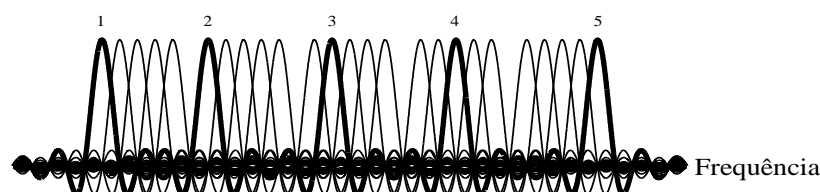


Figura 3.3: Formação do espectro de amplitudes de um sinal OFDMA pelo método de diversidade de subportadoras.

Como podem existir subportadoras de diferentes subcanais compondo um subcanal OFDMA o sensoriamento espectral limita-se a decidir sobre o estado de ocupação de subcanais, onde as subportadoras sensoriadas em cada subcanal podem ser ocupadas por apenas um, ou por mais RCs. Nas próximas seções serão descritos alguns métodos de sensoriamento espectral cooperativo centralizado, com fusão de autovalores e outros tipos de fusão de dados, utilizados para auxiliar na detecção dessa categoria de sinais.

3.2.2 Fusão de autovalores

Os autovalores da matriz de covariância do sinal recebido por um RC são obtidos a partir de amostras do sinal sensoriado. Em [10], essas amostras são organizadas em uma matriz de ordem $K' \times N$, em que K' é o número de subportadoras que compoem um subcanal e N é a quantidade de amostras extraídas do sinal em teste. O número de subportadoras de um subcanal é dado pela divisão das K subportadoras disponíveis de um canal por P usuários primários ($K' = K/P$). Assim, tem-se P subcanais indexados por s , em que $s = 1, 2, 3, \dots, P$. Após o sensoriamento do sinal, as amostras coletadas pelo i -ésimo RC, referente ao s -ésimo subcanal, são organizadas na matriz bidimensional dada por:

$$\mathbf{A}_s^{(i)} = \begin{bmatrix} Y_{s,1}^{(i)}(1) & \dots & Y_{s,1}^{(i)}(N) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{s,K'}^{(i)}(1) & \dots & Y_{s,K'}^{(i)}(N) \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

em que $Y_{s,k'}^{(i)}(j)$ corresponde a j -ésima amostra, coletada pelo i -ésimo RC, na k' -ésima subportadora, do s -ésimo subcanal, em que $j = 1, 2, 3, \dots, N$, $i = 1, 2, 3, \dots, m$, $k' = 1, 2, 3, \dots, K'$. Na sequência, as matrizes de covariância do sinal em teste podem ser obtidas de (3.1), conforme

$$\mathbf{R}_s^{(i)} = \frac{1}{N} \mathbf{A}_s^{(i)} \mathbf{A}_s^{(i)\dagger}, \quad (3.2)$$

em que $\mathbf{A}_s^{(i)\dagger}$ representa o conjugado transposto da matriz de covariância do i -ésimo RC e s -ésimo subcanal. Como o canal OFDMA possui $K = K'P$ subportadoras disponíveis, então, sendo m o número de RCs em cooperação, serão enviados $mK = mK'P$ autovalores ao CF. Ao receber os autovalores estimados pelos RCs a estatística de teste para o s -ésimo subcanal pode ser calculada por uma das expressões, dadas por

$$T_{\text{GLRT},s} = \frac{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \lambda_{1,s,i}}{\frac{1}{mPK'} \sum_{j=1}^{K'} \sum_{z=1}^P \sum_{i=1}^m \lambda_{j,z,i}}, \quad (3.3)$$

$$T_{\text{MMED},s} = \frac{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \lambda_{1,s,i}}{\frac{1}{mP} \sum_{z=1}^P \sum_{i=1}^m \lambda_{K',z,i}}, \quad (3.4)$$

$$T_{\text{MED},s} = \frac{1}{m\sigma^2} \sum_{i=1}^m \lambda_{1,s,i}, \quad (3.5)$$

$$T_{\text{ED},s} = \frac{1}{K'm\sigma^2} \sum_{j=1}^{K'} \sum_{i=1}^m \lambda_{j,s,i}, \quad (3.6)$$

em que $\{\lambda_{1,s,i} \geq \lambda_{2,s,i} \geq \dots \geq \lambda_{K',s,i}\}$ são os K' autovalores ordenados, associados ao s -ésimo subcanal e ao i -ésimo RC, e σ^2 é a variância do ruído presente no sinal.

3.2.3 Fusão de amostras

Seguindo o desenvolvimento de [10], são propostas duas regras de combinação de amostras para estimar o estado de ocupação de um subcanal OFDMA. Em ambas, as matrizes de covariância são formadas no CF com a mesma ordem que no caso da combinação de autovalores. Na primeira regra, conhecida como Concatenação de Máxima Razão, são formadas mP matrizes amostras de ordem $K' \times N$, como em (3.1). Em seguida as matrizes são concatenadas de acordo com

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s^{(1)} & \mathbf{A}_s^{(2)} & \dots & \mathbf{A}_s^{(m)} \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

para $s = 1, 2, \dots, P$. Portanto, geram-se P matrizes \mathbf{A}_s de ordem $K' \times mN$ provenientes de cada subcanal s e dos m RCs.

Na segunda regra, denominada Combinação de Máxima Razão, MRC (*Maximum Ratio Combining*), as linhas das matrizes $\mathbf{A}_s^{(i)}$ são combinadas resultando na formação de P matrizes de amostras de ordem $K' \times N$ dadas por

$$\mathbf{A}_s = \sum_{i=1}^m \mathbf{H}_s^{(i)} \mathbf{A}_s^{(i)}, \quad (3.8)$$

em que $\mathbf{H}_s^{(i)} = \text{diag}[H_{s,1}^{(i)}, H_{s,2}^{(i)}, \dots, H_{s,K'}^{(i)}]$ é a matriz diagonal de ganho cujos elementos na diagonal $\{H_{s,K'}^{(i)}\}$ representam os ganhos do canal, no domínio da frequência, entre o transmissor primário e o i -ésimo RC na k' -ésima subportadora do s -ésimo subcanal OFDMA para $i = 1, 2, \dots, m$, $s = 1, 2, \dots, P$ e $k' = 1, 2, \dots, K'$.

Estabelecidas as P matrizes amostras \mathbf{A}_s por uma das regras, (3.7) ou (3.8), as respectivas matrizes de covariância de ordem $K' \times K'$ podem ser calculadas por

$$\mathbf{R}_s = \frac{1}{N} \mathbf{A}_s \mathbf{A}_s^\dagger. \quad (3.9)$$

Os autovalores agora podem ser calculados por meio de (3.9) e a estatística de teste para o s -ésimo subcanal pode ser calculada por uma das expressões, dadas por

$$T_{\text{GLRT},s} = \frac{\lambda_{1,s}}{\frac{1}{PK'} \sum_{j=1}^{K'} \sum_{z=1}^P \lambda_{j,z}}, \quad (3.10)$$

$$T_{\text{MMED},s} = \frac{\lambda_{1,s}}{\frac{1}{P} \sum_{z=1}^P \lambda_{K',z}}, \quad (3.11)$$

$$T_{\text{MED},s} = \frac{\lambda_{1,s}}{\sigma^2}, \quad (3.12)$$

$$T_{\text{ED},s} = \frac{1}{K'\sigma^2} \sum_{j=1}^{K'} \lambda_{j,s}, \quad (3.13)$$

em que a decisão final a respeito do estado de ocupação do subcanal é feita no CF pela comparação do teste estatístico utilizado com o limiar de decisão.

3.2.4 Fusão de decisões

Para o esquema de fusão de decisões, no sensoriamento de sinais OFDMA, foi proposto em [10] a utilização do desenvolvimento teórico já descrito nas Seções 3.2.2 e 3.2.3, para a fusão de autovalores e fusão de amostras, respectivamente. A mesma matriz bidimensional (3.1), proposta no esquema de fusão de autovalores, é empregada para armazenar as amostras coletadas por cada RC. Por meio de (3.2), estima-se as P matrizes de covariância de ordem $K' \times K'$. Em seguida cada RC calcula K' autovalores ordenados por $\{\lambda_{1,s} \geq \lambda_{2,s} \geq \dots \geq \lambda_{K',s}\}$. O próximo passo é calcular a estatística de teste por meio de (3.10)-(3.13) e comparar o resultado do teste estatístico utilizado com o limiar de decisão. Posteriormente, as decisões locais sobre o estado de ocupação de cada subcanal são enviadas pelos RCs, através do canal de controle, ao CF. Por sua vez, o CF combina as decisões recebidas, via aritmética binária, e determina se os subcanais em teste estão ou não vagos e envia essa informação aos RCs.

3.3 Resultados de simulações anteriores

As simulações feitas em [10] para analisar o desempenho das técnicas de fusão, para a detecção de subcanais OFDMA, apresentaram os seguintes resultados:

- A técnica de fusão de autovalores obteve o melhor desempenho entre todas as técnicas estudadas.
- No esquema de fusão de amostras o desempenho do sistema foi o que ficou mais próximo dos resultados obtidos pela fusão de autovalores, utilizando a regra de concatenação de máxima razão.
- Na regra MRC, para a fusão de amostras, o desempenho ficou inferior ao obtido no esquema de concatenação. O motivo da queda de desempenho foi atribuído ao menor número de colunas da matriz de amostras, dada pela equação (3.8), em comparação à matriz dada pela equação (3.7), já que a quantidade de colunas implica em maior precisão no cálculo dos valores da matriz de covariância.
- Para as três técnicas pesquisadas, isto é, fusão de autovalores, fusão de amostras e fusão de decisões, o teste ED foi o que obteve o melhor desempenho. Em seguida vieram os testes MED, GLRT e MMED.

Como mostrado na Seção 3.2.2, no esquema de fusão de autovalores, as matrizes de covariância do sinal recebido são estimadas nos respectivos RCs. Em seguida

os autovalores calculados são enviados ao CF, via canal de controle. Já no esquema de fusão de amostras, Seção 3.2.3, o CF é quem estima os autovalores a partir das amostras recebidas. Essa diferença entre os dois esquemas provoca uma desigualdade na quantidade de dados enviados ao CF. No primeiro e no segundo caso, o CF recebe $mK'P$ autovalores e mKN amostras, respectivamente. Portanto, considerando o mesmo número de bits de quantização em ambos os casos, a quantidade de dados enviados, no esquema de fusão de autovalores, é $mKN/mK'P = mKN/m(K/P)P = N$ vezes menor comparado ao esquema de fusão de amostras. Em contrapartida é preciso aumentar a capacidade de processamento dos RCs em decorrência da exigência da estimação local dos autovalores [10].

Esse comportamento revela a existência de uma relação de compromisso entre um esquema e outro em função do aumento da complexidade dos dispositivos e do volume de dados no canal de controle. Na Seção 3.4 é feito um estudo de caso envolvendo essa questão.

3.4 Análise de complexidade e volume de dados

Para estabelecer uma comparação entre o volume de dados enviados ao CF e a complexidade computacional dos dispositivos, será considerado um sistema WiMAX como exemplo. Diretamente de [9], o número de subportadoras WiMAX não é fixo, então, admitindo um sistema com um máximo de 2.048 subportadoras, apenas 1.680 são utilizadas. As outras, localizadas nas extremidades do canal, são desocupadas por motivo de decaimento espectral. Portanto, sendo $K = 1.680$ o número de subportadoras disponíveis, o sistema pode ser formado por $P = K/K' = 1.680/K' = 70$ subcanais OFDMA, cada um com $K' = K/P = 1.680/70 = 24$ subportadoras. De cada subcanal é formada uma matriz de covariância de ordem $K' \times K'$. Para aumentar a precisão no cálculo dos valores da matriz de covariância é importante que o número de amostras, N , coletadas do sinal em teste seja grande comparado as K' subportadoras do subcanal. Em média coleta-se $N \geq 10K'$ amostras [10].

Assim, para a fusão de autovalores, P matrizes de amostras de ordem $K' \times N$ são formadas em cada RC a partir de (3.1). Sendo então $N = 10K' = 240$ amostras por subcanal, s , cada RC formará $P = 70$ matrizes amostras de ordem $K' \times N = 24 \times 240$ e, conseqüentemente, $P = 70$ matrizes de covariância de ordem $K' \times K' = 24 \times 24$ por meio de (3.2). A quantidade de amostras processadas por RC será de $NK' = 5.760$ amostras por subcanal, resultando em $PNK' = 403.200$ amostras no total. Depois,

$PK' = 1.680$ autovalores são gerados localmente a fim de serem enviados, via canal de controle, ao CF. Considerando $m = 10$ RCs em cooperação, uma quantização de 3-bits para a transmissão digital, e os $P = 70$ subcanais OFDMA, o CF receberá $3mK'P = 3mK = 3 \times 10 \times 1.680 = 50.400$ bits de dados no total [10].

No esquema de fusão de amostras, Seção 3.2.3, $mP = 10 \times 70 = 700$ matrizes amostras de ordem $K' \times N = 24 \times 240$ são geradas. A principal diferença entre este esquema e o esquema de fusão de autovalores é que as amostras extraídas do sinal em teste são enviadas diretamente ao CF. A quantidade de amostras coletadas é a mesma que no caso da fusão de autovalores. Ou seja, cada RC coleta $NK' = 5.760$ amostras em cada subcanal, s , resultando em $NK'P = NK = 403.200$ amostras no total. Novamente, para $m = 10$, quantização de 3-bits, e $P = 70$ subcanais OFDMA, ao invés do CF receber 50.400 bits, receberá $N3mPK' = N3mK = 240 \times 3 \times 10 \times 1.680 = 12,096 \times 10^6$ bits de dados no total. Um valor N vezes maior. Recebidas as amostras, uma das regras de combinação deve ser utilizada para gerar as matrizes \mathbf{A}_s . Empregando a regra baseada em concatenação devido ao melhor desempenho em comparação à regra MRC, $P = 70$ matrizes de ordem $K' \times mN = 24 \times 2.400$ serão formadas por meio de (3.7). Na sequência, P matrizes de covariância de ordem $K' \times K' = 24 \times 24$ são obtidas por meio de (3.9), de onde são gerados $PK' = 70 \times 24 = 1.680$ autovalores para formar o teste estatístico para cada subcanal [10].

Já no esquema de fusão de decisões, apenas as decisões locais dos RCs a respeito do estado de ocupação dos subcanais sensorizados são enviadas ao CF. Sendo assim, são enviadas $mP = 10 \times 70 = 700$ decisões binárias através do canal de controle. As decisões locais recebidas pelo CF são combinadas via aritmética binária e a decisão final sobre o estado de ocupação de cada subcanal é tomada. Portanto, neste caso tem-se uma considerável redução do volume de dados enviados ao CF comparado aos outros esquemas analisados.

Nota-se que a técnica de fusão de amostras é o esquema de fusão que envia o maior volume de dados ao CF, seguida pela técnica de fusão de autovalores e pela técnica de fusão de decisões, respectivamente. Genericamente, para a fusão de decisões, são enviados mP bits de dados, $bmK = bmK'P$ bits, no caso da fusão de autovalores, e $NbmK = NbmK'P$ bits, no caso da fusão de amostras. Em que b representa a quantidade de bits de quantização. Por conseguinte, conclui-se que o esquema de fusão de autovalores envia bK' bits de dados a mais que no caso da fusão de decisões. Para a técnica de fusão de amostras são enviados N bits de dados a mais que no caso da fusão de autovalores, e ainda, NbK' bits a mais comparado à técnica de fusão de decisões.

Em termos da complexidade computacional dos dispositivos, o CF terá que processar mPK' autovalores, que correspondem a $bmPK'$ bits de dados. Para a fusão de amostras o tratamento dos dados recebidos torna-se mais complexo, pois o CF terá que processar uma quantidade de dados N vezes maior, resultando em $NbmK'P = NbmK$ bits. Para a técnica de fusão de decisões a complexidade no CF é bastante reduzida, pois apenas mP bits precisam ser processados. Por outro lado, cada RC terá que processar $NK = NK'P$ amostras e gerar PK' autovalores para as técnicas de fusão de autovalores e fusão de decisões. No esquema de fusão de amostras a complexidade dos RCs é menor, já que as NK amostras coletadas do sinal são enviadas diretamente ao CF, dispensando a necessidade de processamento local. Logo, cada RC deve apenas enviar as amostras extraídas do sinal em teste para serem processadas no CF.

A quantidade de autovalores enviados ao CF pode ser menor que o valor indicado anteriormente em função do teste estatístico utilizado. No teste estatístico MED, por exemplo, expressão (3.5), apenas os máximos autovalores são necessários. Nesse caso são enviados $mP = 10 \times 70 = 700$ autovalores e, conseqüentemente, $bmP = 2.100$ bits de dados ao CF. Ao contrário do valor encontrado anteriormente, em que $bmK'P = 3 \times 10 \times 1.680 = 50.400$ bits são enviados. Isso significa reduzir o volume de dados transmitidos ao CF a um valor $bPmK'/bPm = K' = 24$ vezes menor. Comparado à estratégia de fusão de amostras, a quantidade de dados no canal de controle é reduzida em $NbmPK'/bmP = NK' = 240 \times 24 = 5.760$ vezes. Já em relação à fusão de decisões a diferença no volume de dados é reduzida à apenas $bmP/mP = b = 3$ bits a mais. Uma redução semelhante também pode ser notada para o teste estatístico MMED, expressão (3.4). Nesse caso são necessários apenas os máximos e os mínimos autovalores para compor o teste estatístico.

Como discutido, a quantidade de dados que trafega pelo canal de controle pode sofrer grandes variações em função da estratégia de fusão, e do teste estatístico, utilizado. No sensoriamento espectral a decisão a respeito do estado de ocupação de uma dada porção de banda sensoriada é tomada com base na detecção do sinal primário no sinal em teste. Para isso é preciso recolher amostras do sinal recebido. O desempenho das decisões está relacionado à quantidade de informações obtidas no sensoriamento, ou seja, o desempenho é proporcional a quantidade de amostras coletadas pelos RCs. Por isso, para obter uma boa estimativa acerca da ocupação de banda, é necessário que os RCs colem grandes quantidades de amostras do sinal recebido. Na prática, o número de amostras coletadas é muito maior que o número de RCs sob cooperação.

De acordo com os dados apresentados pode-se concluir que, em comparação a fusão de amostras, a técnica de fusão de autovalores representa uma grande redução

no volume de dados transmitidos ao CF, e uma redução maior ainda pode ser observada ao comparar a fusão de amostras à fusão de decisões.

No que se refere à fusão de autovalores e fusão de decisões, devido ao menor volume de dados transmitidos, pode-se suspeitar que o esquema de combinação de decisões seja o esquema de fusão que apresenta a maior vantagem para a utilização. Porém, conjectura-se que erros de bit no canal de controle sejam mais prejudiciais às informações representando decisões dos RCs, do que as informações representando autovalores [10].

Essa investigação será feita no Capítulo 4. O principal objetivo deste trabalho é justamente comparar os desempenhos obtidos pelos esquemas de fusão de autovalores e fusão de decisões, considerando a ocorrência de erros no canal de controle.

3.5 Formulação do problema

Com a finalidade de analisar a influência dos erros nas transmissões dos RCs para o CF (o qual é denominado aqui de canal de controle), as decisões de cada RC, no esquema de fusão de decisões, para os testes estatísticos GLRT, MMED, MED e ED, são codificadas, via código de repetição, com taxa de codificação configurável, $r = 1/n$, n ímpar, e enviadas ao CF através de um canal binário simétrico (BSC), com probabilidade de transição (erro) de bit variável. As decisões codificadas de cada RC, corrompidas pelos erros do canal, são decodificadas, via regra majoritária, e as decisões estimadas são combinadas no CF de acordo com a regra de fusão desejada, (E, OU ou voto majoritário “MAJ”), para a subsequente decisão final sobre o estado de ocupação do subcanal do sinal OFDMA sensoriado.

No caso do esquema de fusão de autovalores, os autovalores computados por cada RC, também para os testes GLRT, MMED, MED e ED, são convertidos em dados digitais com b bits de resolução e, então, enviados ao CF através do canal BSC. Os bits recebidos são convertidos em quantidades analógicas, representando os autovalores corrompidos. Posteriormente, os autovalores estimados são combinados no CF para, assim como no esquema de fusão de decisões, alcançar a decisão final a respeito do estado de ocupação dos subcanais do sinal OFDMA sensoriado.

Sem perda de generalidades, o canal BSC foi adotado devido à facilidade para modelar corretamente um sistema de transmissão, modulação-canal-demodulação, com boa flexibilidade em termos de probabilidade de erro. O código de repetição,

o mais simples entre as técnicas de codificação, foi escolhido por se comportar como um esquema de diversidade em canais com desvanecimento, provendo, assim, grande ganho de diversidade.

Capítulo 4

Desempenhos das Combinações de Decisões e de Autovalores Para Sinais OFDMA Sob Erros no Canal de Controle

4.1 Introdução

Neste capítulo é feito um estudo sobre a análise de desempenho dos esquemas de fusão de decisões e autovalores, no sensoriamento de sinais OFDMA sob erros no canal de controle. Inicialmente é feita a modelagem do cenário de sensoriamento analisado, que visa determinar a presença do sinal primário no espectro ao nível de subcanais. Também é feita uma descrição acerca da implementação dos dispositivos usados nas simulações, tais como conversores analógicos digitais, canal binário simétrico e códigos corretores de erro. A última seção do capítulo traz os resultados obtidos pelas simulações, mostrando por meio das curvas ROCs, a influência dos erros produzidos pelo canal em ambas as técnicas de fusão, para o teste GLRT.

4.2 Modelagem do problema

Conforme discutido no Capítulo 2, no sensoriamento espectral cooperativo do tipo centralizado, as decisões, autovalores ou amostras são enviadas ao CF via canal de

controle. Na maioria dos trabalhos publicados na literatura este canal é considerado perfeito, não produzindo erros nas informações enviadas. Aqui considera-se tais erros, conforme descrito a seguir.

As mensagens compartilhadas entre os RCs e o CF são enviadas através de um canal binário simétrico (BSC). Este modelo é útil em aplicações práticas [53], pois permite produzir erros nos dados transmitidos, como acontece em radioenlaces reais. Em um sistema real de transmissão a degradação dos sinais que contem as informações enviadas ocorre devido ao desvanecimento no canal, causado pelas interferências de outros sinais, pelos ruídos, sombreamentos, entre outros. Em condições mais severas, a degradação dos sinais pode até mesmo provocar a perda total de informações, pois o decodificador pode não ser capaz de recuperar as mensagens transmitidas, mesmo com o uso de códigos corretores.

Em síntese, o desvanecimento no canal causa erros de bit, fazendo com que um bit “0” transmitido seja decodificado no receptor como bit “1”, ou fazendo com que um bit “1” transmitido seja estimado como “0”. No canal BSC os erros são produzidos pela troca de bits durante a transmissão das informações. Assim, com uma probabilidade de erro de bit igual a P_e é possível obter o mesmo efeito causado pelo desvanecimento em canais reais.

Os esquemas de transmissão para a troca de informações entre os RCs e o CF, considerando os erros produzidos no canal de controle, podem ser vistos na Figura 4.1, para o esquema de fusão de autovalores, e na Figura 4.2, para o esquema de fusão de decisões.

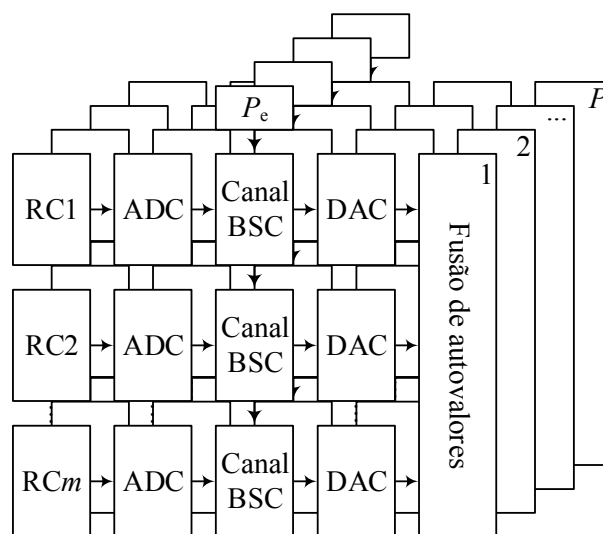


Figura 4.1: Diagrama de ilustração do esquema de fusão de autovalores para detecção de subcanais OFDMA.

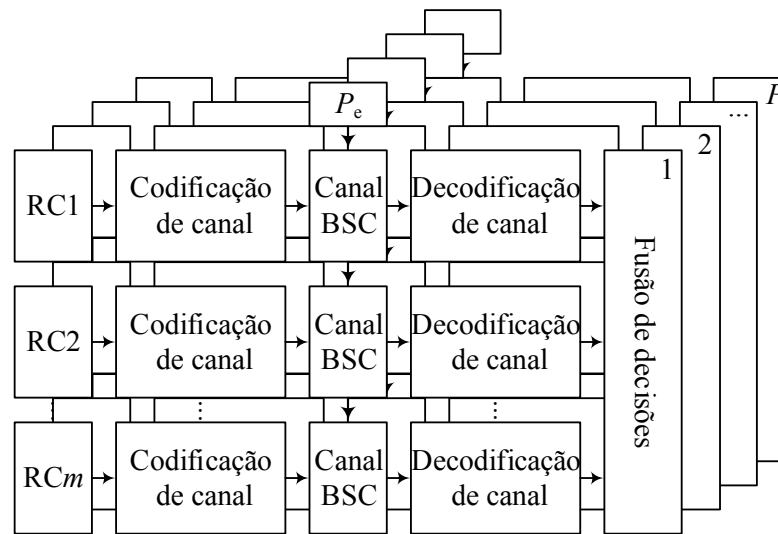


Figura 4.2: Diagrama de ilustração do esquema de fusão de decisões para detecção de subcanais OFDMA.

Ambas as figuras ilustram uma configuração para a detecção de subcanais de sinais OFDMA. É possível notar que, para alcançar a decisão final sobre o estado de ocupação de cada um dos P subcanais, o CF considera os dados enviados por cada um dos m RCs. A codificação das decisões, no esquema de fusão de decisões, é realizada por um codificador de canal. A tarefa do codificador é adicionar redundância às mensagens antes da transmissão. O objetivo dessa etapa é espalhar os bits de mensagens em meio aos bits de redundância, formando palavras código. Essa medida facilita o processo de detecção e correção dos erros produzidos pelo canal. Se o esquema de fusão for o de autovalores, Figura 4.1, um conversor analógico digital (ADC) fica responsável por preparar os dados a serem recebidos pelo canal de controle. No caso da fusão de decisões, Figura 4.2, as informações enviadas podem ser diretamente codificadas, não necessitando, portanto, do conversor analógico digital, pois os dados dos RCs já se encontram na forma binária.

Após atravessar o canal de controle, representado pelo canal BSC, na recepção, o decodificador recebe as decisões codificadas, no esquema de fusão de decisões, a fim de recuperar as informações enviadas retirando a redundância introduzida pelo processo de codificação. Posteriormente, os dados na saída do decodificador seguem diretamente ao CF para as devidas combinações. Para a combinação de autovalores, antes de chegarem ao destino as mensagens digitalizadas são colocadas em sua forma original por meio de um conversor digital analógico, DAC.

No esquema ilustrado na Figura 4.1, os autovalores são obtidos a partir da matriz de covariância formada pela equação (3.2). Semelhantemente, as decisões tomadas pelos

RCs também podem ser arranjadas em uma matriz de decisões, $\mathbf{D}_{i,s}$, $\mathbf{D}_{i,s} \in \{0,1\}$, de ordem $m \times P$, cujos índices são indexados por, $i = 1, 2, \dots, m$ e $s = 1, 2, \dots, P$, conforme

$$\mathbf{D}_{i,s} = \begin{bmatrix} d_{1,1} & d_{1,2} & \dots & d_{1,P-1} & d_{1,P} \\ d_{2,1} & d_{2,2} & \dots & d_{2,P-1} & d_{2,P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ d_{m-1,1} & d_{m-1,2} & \dots & d_{m-1,P-1} & d_{m-1,P} \\ d_{m,1} & d_{m,2} & \dots & d_{m,P-1} & d_{m,P} \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

Neste caso, as linhas de (4.1) representam as decisões do i -ésimo RC a respeito do estado de ocupação de cada um dos P subcanais OFDMA, e as colunas representam as decisões individuais de cada um dos m RCs a respeito do estado de ocupação do s -ésimo subcanal.

Tanto para o esquema de fusão de decisões, quanto para o de autovalores, após as informações transmitidas serem recebidas no CF, as decisões acerca do estado de ocupação de todos os subcanais sensoriados são obtidas conforme o que foi discutido no Capítulo 3. Ou seja, aplica-se um dos testes estatísticos, (3.3)-(3.6) ou (3.10)-(3.13), para a fusão de autovalores e fusão de decisões, respectivamente. Depois, compara-se o resultado do teste utilizado com o limiar de decisão para obter a resposta final do sistema.

Na Seção 4.3 será apresentada a forma como cada bloco das Figuras 4.1 e 4.2 foi implementado nas simulações e, posteriormente, na Seção 4.4, serão mostrados os respectivos resultados de desempenhos para ambas as técnicas de fusão sob erros no canal de controle.

4.3 Implementação das simulações

As abordagens a respeito das implementações dos blocos utilizados nas simulações inicia-se pela conceituação de um modelo de canal genérico, conhecido na literatura como canal discreto sem memória, DMC (*Discrete Memoryless Channel*). Depois será mostrado que o canal BSC usado neste trabalho é apenas um caso especial deste modelo de canal.

Um canal discreto sem memória¹ é um modelo estatístico, com uma entrada X , e uma saída Y , que é uma versão ruidosa de X [54]. Os símbolos na entrada do canal são seleccionados de um conjunto finito, $X = \{x_0, x_1, \dots, x_{J-1}\}$, e a saída é extraída de um conjunto também finito, $Y = \{y_0, y_1, \dots, y_{W-1}\}$. O que implica em uma probabilidade de transição igual a $p(y_k|x_j) = \Pr(Y = y_k|X = x_j)$, para qualquer j e qualquer k . Este modelo é apresentado na Figura 4.3.

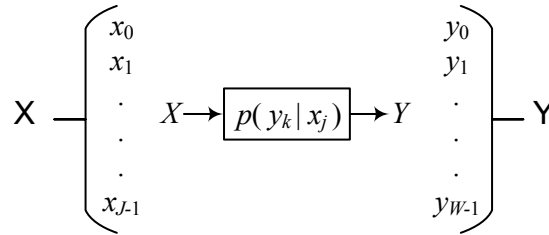


Figura 4.3: Canal discreto sem memória.

A probabilidade de transição, $p(y_k|x_j)$, é dada pela probabilidade de ter na saída do canal um símbolo, $Y = y_k$, em resposta ao envio de um símbolo de entrada, $X = x_j$. Devido ao fato da resposta do canal estar condicionada ao envio dos símbolos de entrada, a expressão, $p(y_k|x_j)$, também pode ser denominada como probabilidade condicional. Em consequência da degradação das informações na transmissão de dados o sinal na saída do canal pode ser diferente do sinal de entrada. Assim, a ocorrência de um erro de transmissão pode ser detectada se $k \neq j$. Neste caso, $p(y_k|x_j)$ assume o significado de probabilidade condicional de erro. Para $k = j$, a probabilidade de transição, $p(y_k|x_j)$, é vista como probabilidade condicional de acerto. O que significa que o símbolo de saída, $Y = y_k$, é idêntico ao símbolo de entrada, $X = x_j$, mostrando que não houve erro durante a transmissão das informações.

As probabilidades de transição do canal discreto sem memória genérico podem ser convenientemente arranjadas conforme

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p(y_0|x_0) & p(y_1|x_0) & \dots & p(y_{W-1}|x_0) \\ p(y_0|x_1) & p(y_1|x_1) & \dots & p(y_{W-1}|x_1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p(y_0|x_{J-1}) & p(y_1|x_{J-1}) & \dots & p(y_{W-1}|x_{J-1}) \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

em que \mathbf{P} é uma matriz de ordem $J \times W$ denominada matriz de canal [54].

¹Um canal é dito ser discreto, e sem memória, quando sua entrada e saída consistem em um conjunto de símbolos de tamanho finito, e quando um símbolo de saída depende apenas do correspondente símbolo de entrada, respectivamente.

4.3.1 Canal binário simétrico

Neste modelo de canal tanto o número de símbolos de entrada quanto o número de símbolos de saída é igual a dois, ou seja, $J = W = 2$. Como o próprio nome sugere, as informações que trafegam por este canal são constituídas apenas por dígitos binários, (0s ou 1s). Essas duas particularidades constituem a diferença entre o canal BSC e o modelo de canal discreto sem memória genérico. Sua característica simétrica é justificada pela igualdade entre as probabilidades condicionais de erro, uma vez que, $\Pr(Y = 0|X = 1) = \Pr(Y = 1|X = 0)$. A expressão anterior mostra que a probabilidade de ser encontrado um bit $Y = 0$ na saída do canal, dado que um bit de entrada $X = 1$ foi transmitido, é igual à probabilidade de um bit $Y = 1$ ser detectado na saída do canal, quando na verdade o bit transmitido foi $X = 0$.

O canal binário simétrico pode ser modelado conforme ilustrado na Figura 4.4.

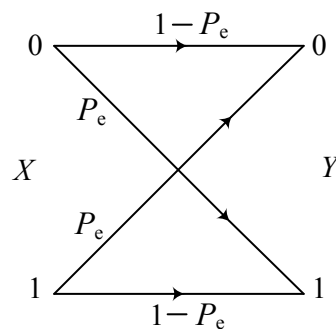


Figura 4.4: Modelo de canal binário simétrico.

A variável P_e representa a probabilidade de erro de bit, e $1 - P_e$, a probabilidade do bit transmitido atravessar o canal e ser recebido com sucesso. Especificamente, tem-se

$$P_e = \Pr(Y = 0|X = 1) = \Pr(Y = 1|X = 0) \quad (4.3)$$

e

$$1 - P_e = \Pr(Y = 0|X = 0) = \Pr(Y = 1|X = 1). \quad (4.4)$$

Assim como no modelo de canal discreto sem memória genérico, as probabilidades de transição do canal BSC também podem ser arranjadas de forma conveniente. Uma vez que a diferença entre os modelos se deve apenas ao fato do canal BSC ser binário, e que $J = W = 2$. A matriz de canal, \mathbf{P} , para o canal BSC pode ser organizada como

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p(y_0|x_0) & p(y_1|x_0) \\ p(y_0|x_1) & p(y_1|x_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - P_e & P_e \\ P_e & 1 - P_e \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

Para as simulações realizadas neste trabalho, após a codificação de canal, feita no esquema de fusão de decisões, as palavras código criadas formam conjuntos finitos de símbolos, 0s ou 1s, como visto nesta seção. Se o esquema de fusão for o de autovalores, os bits de informação são gerados pelo conversor analógico digital. Nos dois casos, os bits que chegam à entrada do canal de controle, representado pelo canal BSC, são afetados por um erro de canal configurável, dado por

$$0 \leq p(y_k|x_j) \leq 1 \quad \text{para todo } j \text{ e } k. \quad (4.6)$$

Assim, é possível causar o mesmo efeito ocorrido em um sistema real de transmissão, em que o agente causador dos erros de bit é o desvanecimento no canal de comunicações.

No sensoriamento do espectro a degradação dos sinais transmitidos, na troca de informações entre os RCs e o CF, pode resultar em um equívoco na tomada de decisão a respeito do estado de ocupação de uma dada porção de banda sensoriada. No caso do CF interpretar uma faixa de frequências como livre, quando na verdade a faixa está em uso, resulta em uma interferência prejudicial ao sinal do UP. Logo, ambos, USs e UPs, ficariam impossibilitados de realizar transmissões em boas condições de uso do canal de comunicações. Por outro lado, se o canal do UP estiver livre, e o CF determinar o canal como ocupado, os RCs estariam desperdiçando uma oportunidade de transmissão.

Como a premissa do sensoriamento espectral, no contexto de RCs, é compartilhar os recursos do espectro sem causar interferências danosas aos sinais dos usuários primários, é necessário garantir a troca de informações entre os RCs e o CF sob a utilização de um canal de controle robusto ao comportamento aleatório das perturbações que afetam os dados transmitidos.

À medida que a probabilidade de erro de bit, P_e , da equação (4.6) se aproxima de 1/2, a quantidade de bits trocados pelo canal de controle aumenta consideravelmente. Assim, a degradação nos desempenhos do teste estatístico GLRT, para as técnicas de fusão de autovalores e fusão de decisões, pode ser observada nos resultados das simulações apresentadas no último tópico deste capítulo.

4.3.2 Codificação e decodificação de canal

A codificação de canal é uma estratégia usada para tornar a transmissão digital mais confiável, ou, equivalentemente, alcançar a mesma confiabilidade necessária para uma taxa de dados a um baixo nível de potência no receptor [55]. O objetivo dessa etapa é fazer com que, após a recepção do sinal, o sinal recebido seja tão semelhante quanto possível ao sinal transmitido. Em outras palavras, a codificação de canal é um processo que possibilita o controle dos erros produzidos na transmissão de dados, aumentando a confiabilidade do sistema.

Existem várias técnicas de codificação. Historicamente elas foram divididas em duas classes distintas, sendo uma a codificação por blocos e a outra a codificação convolucional [45]. Na primeira técnica as informações binárias de uma fonte de dados são recebidas pelo codificador em conjuntos de k bits. Após o devido processamento o codificador entrega em sua saída um bloco codificado de comprimento n , $n > k$. Cada bloco contendo n bits constitui uma palavra código, a qual será transmitida pelo canal. A taxa de codificação é dada pela relação entre o número de bits de informação e o número de bits da palavra código, ou seja,

$$r = k/n, \quad (4.7)$$

em que $0 < r < 1$. Os blocos codificados são compostos pelos k bits de informação, mais uma quantidade de $n - k$ bits de redundância. Este é o principal atributo da codificação de canal, pois a redundância adicionada pelo codificador oferece proteção às informações enviadas.

Códigos de bloco lineares

Um código de bloco (n, k) , de comprimento n , contendo 2^k palavras código, é dito ser linear se, e somente se, as 2^k palavras código formam um subespaço vetorial de todos os 2^n vetores possíveis [56]. Ou seja, um código de bloco (n, k) é um código linear se a soma em aritmética módulo 2 entre duas palavras código quaisquer do código resulta em outra palavra código [56, 57]. As palavras código, denotadas por \mathbf{c} , de um código de bloco linear (n, k) , são geradas a partir de uma matriz geradora, \mathbb{G} , de dimensões $k \times n$, composta por k vetores linearmente independentes, dados por $\{g_0, g_1, \dots, g_{k-1}\}$, do subespaço vetorial. Especificamente, tem-se,

$$\mathbb{G} = \begin{bmatrix} g_0 \\ g_1 \\ \vdots \\ g_{k-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{0,0} & g_{0,1} & \cdots & g_{0,n-1} \\ g_{1,0} & g_{1,1} & \cdots & g_{1,n-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{k-1,0} & g_{k-1,1} & \cdots & g_{k-1,n-1} \end{bmatrix}, \quad (4.8)$$

em que $g_i = g_{i,0}, g_{i,1}, \dots, g_{i,n-1}$, para $0 \leq i < k$. Dessa forma um vetor codificado, ou palavra código, é obtido pela combinação linear entre a matriz \mathbb{G} e o vetor mensagem, \mathbf{m} , [56]. Ou seja,

$$\mathbf{c} = \mathbf{m} \cdot \mathbb{G} = (m_0, m_1, \dots, m_{k-1}) \cdot \begin{bmatrix} g_0 \\ g_1 \\ \vdots \\ g_{k-1} \end{bmatrix} = m_0 \mathbf{g}_0 \oplus m_1 \mathbf{g}_1 \oplus \cdots \oplus m_{k-1} \mathbf{g}_{k-1}. \quad (4.9)$$

Os códigos de bloco lineares, representados por C , também podem ser gerados por um código dual, C_d . Este código é formado por uma matriz \mathbb{H} , de ordem $(n-k) \times n$, onde cada uma de suas linhas é composta por um vetor linearmente independente e ortogonal às linhas de C . A matriz \mathbb{H} é a matriz geradora do código dual, C_d , e também é chamada de matriz verificadora de paridade. Como \mathbb{G} e \mathbb{H} são ortogonais entre si, isso implica que \mathbf{c} também é ortogonal a \mathbb{H} . Logo, um dado vetor é um vetor código, \mathbf{c} , se, e somente se, $\mathbf{c}\mathbb{H}^T = 0$, em que, T, representa a transposição da matriz [56]. Por isso a matriz \mathbb{H} é um importante recurso utilizado pelo decodificador para verificar se o vetor recebido, que pode ter sido corrompido por algum erro produzido pelo canal, é uma palavra código válida. A matriz dual do código de bloco linear (n, k) é expressa como,

$$\mathbb{H} = \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ \vdots \\ h_{n-k-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{0,0} & h_{0,1} & \cdots & h_{0,n-1} \\ h_{1,0} & h_{1,1} & \cdots & h_{1,n-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n-k-1,0} & h_{n-k-1,1} & \cdots & h_{n-k-1,n-1} \end{bmatrix}. \quad (4.10)$$

Códigos de repetição

Os códigos de repetição representam o tipo mais simples de códigos de blocos lineares [57]. Seu funcionamento baseia-se em transformar um dado bit de informação em um bloco de comprimento n , cujos elementos são obtidos pela simples repetição deste bit. Assim, um código de repetição é representado pela notação, $(n, 1)$. Fica claro que neste tipo de codificação podem existir apenas duas palavras código, ou uma palavra composta por todos os bits iguais a zero, ou uma palavra contendo somente bits iguais a um. Um código de repetição sempre possui distância mínima, $d_{\min} = n$, [58] e taxa de codificação, $r = 1/n$. A capacidade de correção de erros, t , está relacionada com a distância mínima da seguinte forma,

$$t = \left\lfloor \frac{d_{\min} - 1}{2} \right\rfloor, \quad (4.11)$$

em que $\lfloor x \rfloor$ representa o maior valor inteiro que não excede x . As matrizes, \mathbb{G} e \mathbb{H} , são obtidas fazendo $k = 1$ em (4.8) e (4.10), respectivamente. Logo, tem-se

$$\mathbb{G} = [g_0] = [g_{0,0} \quad g_{0,1} \quad \dots \quad g_{0,n-1}], \quad (4.12)$$

e

$$\mathbb{H} = \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ \vdots \\ h_{n-2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{0,0} & h_{0,1} & \dots & h_{0,n-1} \\ h_{1,0} & h_{1,1} & \dots & h_{1,n-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n-2,0} & h_{n-2,1} & \dots & h_{n-2,n-1} \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

Portanto, \mathbb{G} é uma matriz de ordem $1 \times n$, cujos elementos são todos iguais a 1. A matriz \mathbb{H} é uma matriz $(n-1) \times n$, em que a coluna, $h_{i,0}$, é um vetor, $(n-1) \times 1$, que tem 1 em todos os seus elementos. As colunas restantes, ou seja, $\{h_{i,1}, h_{i,2}, \dots, h_{i,n-1}\}$, em que $0 \leq i < n-1$, formam uma matriz identidade, \mathbf{I}_{n-1} [57].

Supondo um código de comprimento n , em que n é um número ímpar, as decisões no processo de decodificação podem ser tomadas por regra majoritária. Ou seja, se a palavra código recebida contiver mais dígitos zeros do que dígitos uns, o decodificador estima a mensagem transmitida como sendo um bit “0”, caso contrário o decodificador decide pelo bit “1” [58].

Os códigos de repetição, apesar de sua simplicidade em comparação a outros tipos de codificação, possuem bons desempenhos em canais com desvanecimento. O motivo

é que nessas condições esses códigos se comportam como um esquema de diversidade, provendo grande ganho de codificação. Esse ganho pode ser observado em um gráfico que relaciona a probabilidade de erros de bits, BER, de um canal de comunicações com o valor de E_b/N_0 do sinal recebido. O ganho de codificação é definido como sendo a relação entre o valor de E_b/N_0 do sinal não codificado e o valor de E_b/N_0 do sinal após a codificação, para uma dada taxa de erro. Portanto, o ganho de codificação é tipicamente uma função da probabilidade de erro de bit. Sua expressão, em dB, pode ser escrita conforme [59, 60],

$$G = 10 \log \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{nc} - 10 \log \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_c \quad (\text{dB}). \quad (4.14)$$

Na expressão (4.14) $(E_b/N_0)_{nc}$ é a relação entre a energia de bit e a densidade espectral do ruído sem codificação e $(E_b/N_0)_c$ é a relação entre a energia de bit e a densidade espectral do ruído com codificação. Dado que a energia total disponibilizada para a transmissão é a mesma nos dois casos, a energia por bit de informação, com a codificação, é menor do que a energia de bit sem a codificação devido à inserção dos bits de redundância. Logo, a relação entre $(E_b/N_0)_c$ e $(E_b/N_0)_{nc}$ fica afetada pela taxa de codificação da seguinte forma [59];

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_c = r \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{nc}, \quad (4.15)$$

em que r é a taxa de codificação. A Figura 4.5 ilustra as curvas de BER versus E_b/N_0 para um sinal BPSK com e sem codificação.

A Figura 4.5 foi gerada usando o modelo de canal Rayleigh. Podem ser observadas, a curva teoria, a curva simulada sem codificação, e a curva codificada por um código de repetição com taxa de codificação, $r = 1/3$. Nota-se que a codificação reduz a BER sem elevar o nível total de energia. Isso significa que é possível obter melhores valores de BER com o mesmo nível de E_b/N_0 . Por exemplo, para $E_b/N_0 = 18\text{dB}$, tem-se uma BER = 4×10^{-5} para o esquema codificado, enquanto que sem a codificação tem-se uma BER = 4×10^{-3} , um valor 100 vezes maior. Por sua vez, o ganho obtido pela codificação pode ser medido fixando um valor para a BER e analisando a variação de E_b/N_0 . Para uma BER = 2×10^{-3} , por exemplo, tem-se um ganho de codificação de aproximadamente 8dB. Ou seja, sem a codificação seria necessário trabalhar com um valor para E_b/N_0 8dB maior para alcançar o mesmo valor de probabilidade de erro de bit. Ressalta-se que no canal AWGN puro o código de repetição não produz ganho de codificação e é chamado de código trivial [61, 62].

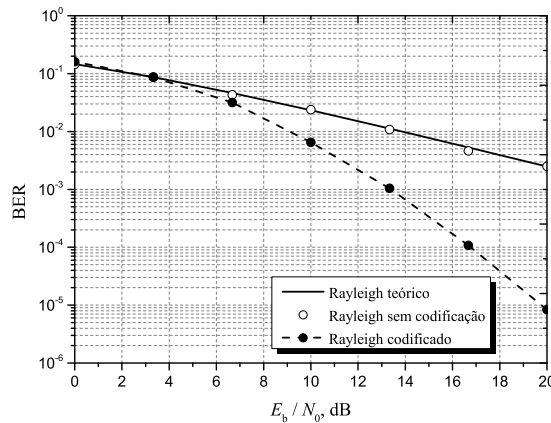


Figura 4.5: Ganho de codificação do código de repetição em canais com desvanecimento do tipo Rayleigh.

O canal Rayleigh, citado anteriormente, é usado para modelar ambientes de propagação por múltiplos percursos, onde não há linha de visada entre o transmissor e o receptor [63]. O canal Rayleigh foi usado neste trabalho para modelar o canal sem fio entre o transmissor primário, UP, e os receptores secundários, RCs, no cenário de sensoriamento analisado.

Além do benefício alcançado pelo ganho de codificação, a taxa de codificação e, conseqüentemente, a capacidade de correção de erros dos códigos de repetição podem ser facilmente configuradas. Essas características possibilitam obter flexibilidade em termos da quantidade de redundância inserida pelo codificador a fim de satisfazer um dado requisito de desempenho para o sistema, o que, no contexto de rádios cognitivos e, especificamente, nas análises de desempenhos das técnicas de fusão abordadas neste trabalho, torna o uso desse código particularmente interessante.

No cenário de sensoriamento analisado neste trabalho, o código de repetição foi empregado para proteger as decisões dos RCs, a fim de igualar os desempenhos da fusão de decisões aos desempenhos obtidos pelo esquema de fusão de autovalores. Com isso, também foi feita uma comparação entre o volume de dados no canal de controle, considerando o esquema de fusão de decisões codificadas e o esquema de fusão de autovalores digitalizados. O código foi aplicado a cada uma das decisões de cada RC para a técnica de fusão de decisões em todos os testes estatísticos. O número de bits codificados em cada caso foi escolhido em conformidade com o que foi descrito, ou seja, os valores escolhidos para n foram sempre números ímpares. Após atravessar o canal de controle, canal BSC, as decisões codificadas de cada RC são decodificadas, via regra majoritária, e as decisões estimadas são combinadas no CF, segundo as regras de decisão pelas lógicas OU, E e MAJ, para alcançar a resposta final sobre o estado de

ocupação dos subcanais sensoriados.

4.3.3 Conversores analógicos-digitais

Os sistemas de comunicação que utilizam sinais digitais oferecem vantagens na transmissão de dados, como a possibilidade de se obter maiores taxas de transmissão e o uso de estratégias para controle de erros. O dispositivo capaz de fazer a interface entre um sinal analógico e um sinal digital é chamado de conversor analógico-digital (ADC). O conversor ADC recebe o sinal de mensagem e entrega um sinal discreto tanto no tempo quanto em amplitude, permitindo que as informações sejam transmitidas na forma de sequências de pulsos codificados [57]. Devido às imperfeições do canal de comunicação, uma versão distorcida dos dados transmitidos chegam ao receptor, que é formado por um dispositivo de conversão digital-analógico (DAC). A operação final na recepção consiste em um processo de decodificação. A decodificação tem o objetivo de recuperar as mensagens originais na forma analógica. Assim, a partir dos dados recebidos, o receptor encontra uma estimativa da mensagem original e entrega essa informação ao destino.

Nas simulações realizadas neste trabalho os conversores analógicos digitais foram empregados apenas no esquema de fusão de autovalores. Inicialmente, os autovalores computados pelos RCs são convertidos em dados digitais, com b bits de resolução, e então enviados através do canal de controle, canal BSC, ao CF. Antes de chegarem ao destino os bits recebidos são novamente convertidos em quantidades analógicas, as quais representam os autovalores corrompidos pelo canal. Em seguida o CF faz a fusão dos autovalores recebidos, aplicando um dos testes estatísticos (3.3)-(3.6), a fim de alcançar uma decisão final a respeito do estado de ocupação dos subcanais OFDMA sensoriados. O número de bits de resolução foi escolhido como sendo o menor valor possível necessário para manter os desempenhos das estatísticas de teste praticamente inalterados quando comparados ao valor máximo de resolução.

4.4 Resultados obtidos

O cenário de sensoriamento analisado foi construído a partir de uma rede primária, cujo canal foi formado com $K = 20$ subportadoras OFDMA. Foram usados $P = 4$ transmissores primários e $m = 6$ RCs em cooperação. Cada subcanal foi formado com $P = 4$ conjuntos, cada um com $K' = K/P = 5$ subportadoras, selecionadas de forma

aleatória. O canal de comunicação sem fio, canal Rayleigh, entre os UPs e USs, foi simulado com $L = 20$ percursos de propagação, com desvanecimento lento e seletivo em frequência. Este número de percursos é o mesmo número de subportadoras do sistema OFDMA, de tal forma que, se realizar a FFT da resposta ao impulso do canal, sejam obtidos os 20 coeficientes que representam os ganhos do canal em cada uma das subportadoras. Isto simula o canal seletivo, mas plano em cada subportadora.

O ganho do canal foi mantido invariante durante os intervalos de sensoriamento, variando, independentemente, apenas entre um período e outro. O segundo momento dos ganhos do canal foi normalizado para manter a potência média do sinal recebido igual à potência média do sinal transmitido. O sinal primário foi transmitido com potência unitária e $\text{SNR} = -10$ dB. Foram extraídas $N = 60$ amostras do sinal sob análise em cada frequência de subportadora do sistema.

Foram considerados dois cenários para as simulações. No primeiro, foi feita uma comparação de desempenhos entre as estratégias de fusão de autovalores e fusão de decisões, utilizando os testes estatísticos GLRT, MMED, MED e ED, sob diferentes valores de probabilidade de erro no canal de controle e sem nenhuma codificação de canal. No segundo cenário o código de repetição foi introduzido para investigar a quantidade de redundância necessária para aproximar o desempenho de uma dada regra de decisão, no esquema de fusão de decisões, ao desempenho do esquema de fusão de autovalores, novamente para os testes GLRT, MMED, MED e ED. Neste segundo cenário é possível estabelecer uma relação de compromisso entre o desempenho e o volume de tráfego de dados no canal.

As curvas ROCs apresentadas foram construídas com base nos valores encontrados para a probabilidade de falso alarme, P_{fa} , e probabilidade de detecção, P_d , em todos os subcanais do sinal OFDMA. As curvas foram obtidas via simulação de Monte Carlo, com 5.000 eventos. A atividade do sinal primário foi modelada como uma variável aleatória de *Bernoulli*, com 50% do tempo ativo, para contabilizar detecções, e 50% do tempo inativo, para a contagem dos falso alarmes. Os autovalores computados em cada RC foram quantizados com $b = 4$ bits de resolução. Como dito anteriormente, o número de bits de quantização foi escolhido como sendo o menor valor possível que mantivesse o desempenho do sistema praticamente inalterado quando comparado ao número de bits necessários para alcançar a resolução máxima. Adicionalmente, este valor está em conformidade com os resultados apresentados em [64].

Por causa da existência de muitos cenários, em função das várias combinações de parâmetros e das técnicas de detecção utilizadas, fica claro a necessidade de apresenta-

ção de muitos resultados gráficos. No entanto, foi observado que os desempenhos dos testes estatísticos possuem comportamentos quase idênticos em todos os cenários. Ou seja, a maioria das conclusões alcançadas a respeito de um dado teste estatístico, em uma técnica de detecção específica, se aplicam a todas as outras. Por isso, nessa seção serão apresentados apenas os resultados referentes aos desempenhos alcançados pelo teste estatístico GLRT. Os resultados obtidos para os testes MMED, MED e ED serão apresentados em forma de apêndices, respectivamente, nos Apêndices A, B e C.

Antes da apresentação dos resultados do teste GLRT é importante ressaltar que seu comportamento geral é idêntico ao obtido pelo teste MED em todos os cenários. Consequentemente, todas as conclusões apresentadas para o teste GLRT são idênticas às conclusões alcançadas a respeito do teste MED. Os testes MMED e ED possuem comportamentos distintos em relação aos testes GLRT e MED apenas sob a análise do primeiro cenário, em regimes de alta probabilidade de erro no canal de controle, e dentro da região de melhor desempenho das curvas. Ou seja, nas regiões em que se tem o maior valor de P_d versus o menor valor para P_{fa} . Nessas condições o esquema de fusão de decisões majoritárias mostrou-se menos sensível aos erros do canal do que no esquema de fusão de autovalores, o que não ocorreu nos dois primeiros casos. Isso quer dizer que, para os testes estatísticos GLRT e MED, a degradação nos desempenhos do esquema de fusão de autovalores, com o aumento da taxa de erro do canal, ocorreu de forma mais suave, resultando em um valor maior de probabilidade de detecção, P_d , dado um determinado valor de probabilidade de falso alarme, P_{fa} . No entanto, apesar da aparente superioridade da fusão majoritária nos testes MMED e ED, o efeito de saturação das curvas ROC, ocorrido em todas as regras de fusão de decisões, faz com que o esquema de fusão de autovalores permaneça como sendo a melhor estratégia nas condições analisadas.

Para facilitar a visualização do que foi discutido, as Figuras 4.6 e 4.7 ilustram, lado a lado, as duas situações comentadas. A Figura 4.6 mostra os resultados obtidos pelos testes GLRT e MMED, e a Figura 4.7, os resultados alcançados pelos testes MED e ED. Veja que, para $P_e = 0,20$ e $P_{fa} = 0,2$, Figura 4.6 (a), o teste GLRT apresenta melhor desempenho para a fusão de autovalores, uma vez que o correspondente valor de P_d é superior ao valor obtido pela técnica de fusão de decisões. Já a Figura 4.6 (b) apresenta um resultado oposto. Ou seja, para $P_e = 0,20$ e $P_{fa} = 0,2$, a técnica de fusão de decisões é que obteve um valor de P_d mais elevado que no caso da fusão de autovalores. A mesma situação pode ser verificada nas partes (a) e (b) da Figura 4.7.

As figuras também mostram o efeito de saturação das curvas, referentes à fusão de decisões majoritárias, para $P_e = 0,20$. Para valores de $P_e > 0,20$ o efeito da saturação

faz com que os pontos das curvas se acumulem em uma pequena região do gráfico, tornando impossível o funcionamento do sistema para a detecção dos subcanais.

Identicamente aos resultados apresentados pelo autor de [10], para um canal de controle livre de erros, $P_e = 0$, os desempenhos globais de todos os testes estatísticos analisados ficaram classificados como descrito a seguir: o teste estatístico ED obteve o melhor desempenho de detecção. Isso significa que, para $P_e = 0$, o teste estatístico ED alcançou o maior valor de P_d versus o menor valor de P_{fa} em comparação aos outros testes. Em seguida vieram os testes MED, GLRT e MMED.

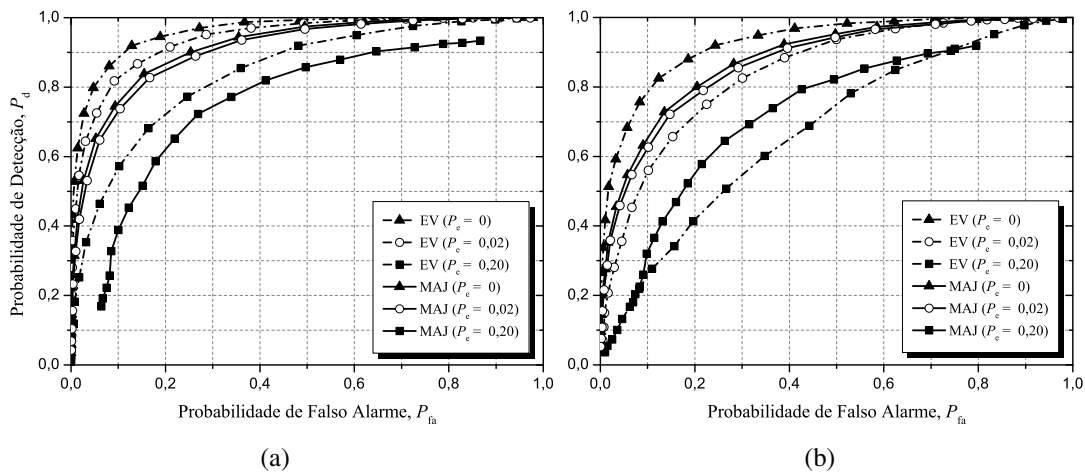


Figura 4.6: Comparação entre os desempenhos dos testes GLRT, parte (a), e MMED, parte (b), para fusão de autovalores e decisões majoritárias em regimes de alta probabilidade de erro no canal de controle.

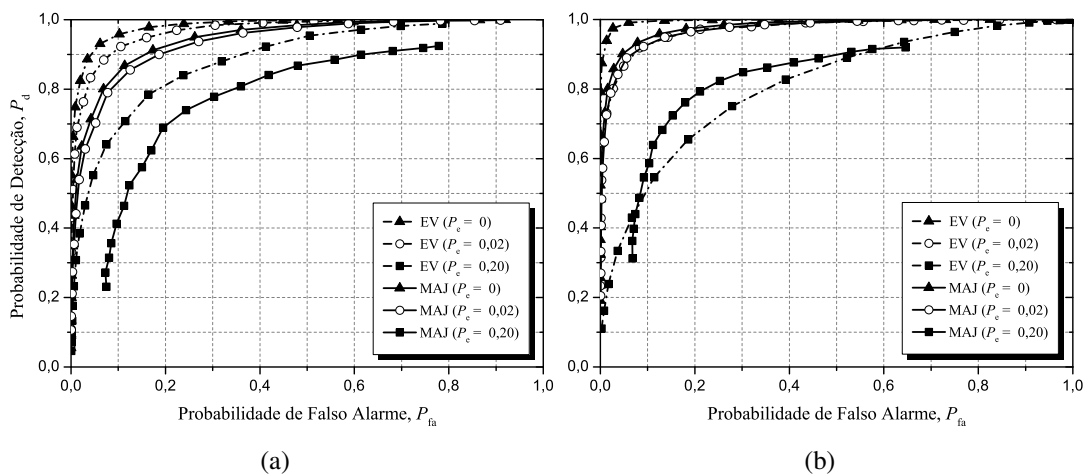


Figura 4.7: Comparação entre os desempenhos dos testes MED, parte (a), e ED, parte (b), para fusão de autovalores e decisões majoritárias em regimes de alta probabilidade de erro no canal de controle.

4.4.1 Resultados para o sistema sem codificação de canal

A Figura 4.8 e a Figura 4.9 mostram as curvas ROC para a fusão de autovalores e fusão de decisões, para o teste GLRT, no sensoriamento de subcanais OFDMA sem codificação de canal, para diferentes valores de probabilidade de erro, denotadas aqui por P_e .

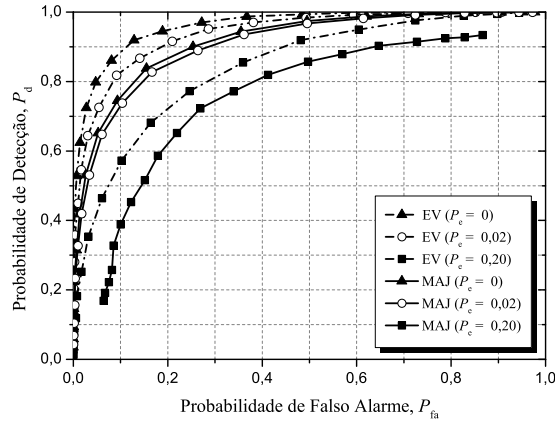


Figura 4.8: ROCs para o teste GLRT sem codificação de canal com diferentes valores de probabilidade de erro para a fusão de autovalores e fusão de decisões majoritárias (MAJ).

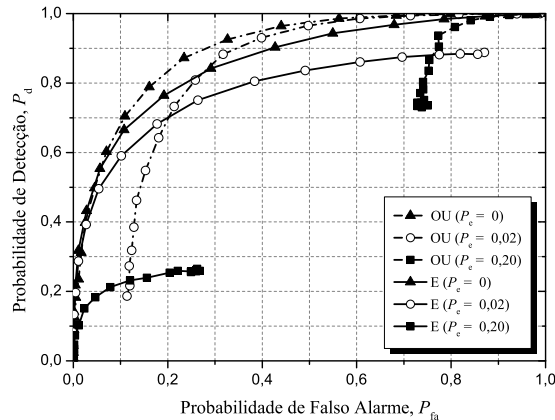


Figura 4.9: ROCs para o teste GLRT sem codificação de canal com diferentes valores de probabilidade de erro para a fusão de decisões pelas regras OU e E.

Primeiramente, pode-se observar que o esquema de fusão de autovalores possui o melhor desempenho, comparado à fusão de decisões, para um canal de controle livre de erros, $P_e = 0$. O que está em conformidade com [10]. Em termos de classificação, os desempenhos alcançados pelo esquema de fusão de autovalores é seguido pelos desempenhos obtidos pelas regras de decisão MAJ, OU e E do esquema de fusão de decisões. Também pode ser observada a já esperada degradação de desempenho da fusão de autovalores e fusão de decisões, para todas as regras de decisão, em função

do aumento de P_e . Note também que, entre os esquemas de fusão de decisões, a regra MAJ é menos sensível aos erros do canal, seguidas pelas regras OU e E. Isto é, para uma dada probabilidade de falso alarme, a degradação da probabilidade de detecção na regra MAJ, com o aumento de P_e , é menor que nos casos OU e E.

Para o esquema de fusão de decisões, em todas as regras de decisão, fica claro que os valores de probabilidade de detecção e falso alarme possuem limitantes superiores e inferiores em algumas situações, o que é consistente os resultados apresentados em [21, 22]. Tomando como exemplo a regra de decisão OU, $P_{fa} \geq 1 - (1 - P_e)^m$ e este limite não depende da SNR [22]. Uma observação cuidadosa na Figura 4.9 confirma que P_{fa} é aproximadamente 0,11 se for considerada a regra OU com $P_e = 0,02$. O que está de acordo com [22]. A medida que a probabilidade de erro do canal de controle aumenta, o efeito das limitações para P_{fa} e P_d ficam mais evidentes nas regras OU e E do que no caso da regra majoritária, MAJ.

4.4.2 Resultados para o sistema codificado

Para estabelecer uma relação de compromisso entre os desempenhos e o volume de tráfego de dados, foi utilizado o seguinte procedimento: a probabilidade de erro, P_e , do canal de controle é aumentada gradativamente até que o desempenho do esquema de fusão de autovalores alcance o desempenho do esquema de fusão de decisões em um cenário livre de erros e sem codificação de canal. Obviamente é esperada alguma degradação de desempenho no esquema de fusão de decisões para a regra de decisão considerada. Então, a codificação de canal é habilitada para o esquema de fusão de decisões e a taxa de codificação é progressivamente diminuída, ou seja, a redundância é progressivamente aumentada, até os desempenhos da fusão de autovalores e fusão de decisões ficarem aproximadamente os mesmos.

As Figuras 4.10 à 4.12 foram construídas de acordo com o procedimento que acaba de ser descrito. As curvas ROCs mostram os resultados obtidos pelo teste GLRT, para o esquema de fusão de autovalores e a regra de fusão de decisões desejada, isto é, as regras MAJ, OU e E, respectivamente. Neste cenário a regra de decisão pelo voto majoritário produziu o melhor resultado entre as regras de fusão de decisões. Note que para alcançar o mesmo desempenho da fusão de autovalores são necessários apenas 3 bits para representar cada decisão dos RCs por subcanal, contra 13 e 11 bits para as regras OU e E, respectivamente. O mesmo procedimento foi adotado para avaliar os desempenhos dos testes MMED, MED e ED.

Para evitar a apresentação de todos os resultados em forma de gráficos nesta seção, na Tabela 4.1 são mostrados os valores encontrados para a probabilidade de erro do canal de controle e as taxas de codificação utilizadas no esquema de fusão de decisões, $(P_e; r)$, considerando as regras de decisão MAJ, OU e E.

Tabela 4.1: Probabilidade de erro de bit e taxa de codificação, $(P_e; r)$, para cada técnica de sensoriamento.

Técnicas	MAJ	OU	E
GLRT	(0,0500; 1/3)	(0,1010; 1/13)	(0,1400; 1/11)
MMED	(0,0075; 1)	(0,0150; 1/5)	(0,0160; 1/7)
MED	(0,0600; 1/3)	(0,1000; 1/11)	(0,2050; 1/23)
ED	(0,0150; 1/3)	(0,0200; 1/9)	(0,0500; 1/11)

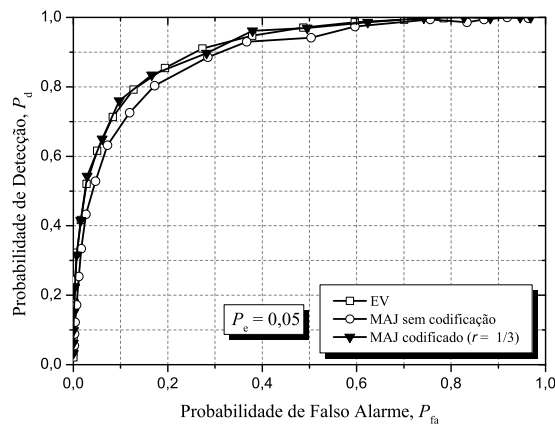


Figura 4.10: ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões majoritárias (MAJ) para o teste GLRT.

No que concerne ao volume de dados enviados ao CF por cada RC, para todos os esquemas de fusão, o número de bits enviados é proporcional ao número de subcanais OFDMA sensorizados. Assim, essa constante pode ser eliminada da análise de relação de compromisso.

No caso do esquema de fusão de autovalores o número de bits enviados ao CF é proporcional à ordem da matriz de covariância e ao número de bits utilizado para quantizar cada autovalor. Isto é, é um número proporcional a $K'b = 5 \times 4 = 20$ bits por RC (lembrando que os autovalores não foram codificados). Para o esquema de fusão de decisões o número de bits enviados ao CF por cada RC é proporcional ao comprimento do bloco do código de repetição, uma vez que cada RC produz um bit por decisão por subcanal OFDMA. De acordo com a Tabela 4.1, no caso da regra majoritária, este número é proporcional a 1 para o teste MMED e 3 para os testes GLRT, MED e ED.

Considerando a regra OU, este número é proporcional 13,5,11 e 9, respectivamente para os testes GLRT, MMED, MED e ED. No caso da regra E, o número de bits é proporcional a 11,7,23 e 11, respectivamente para os testes GLRT, MMED, MED e ED.

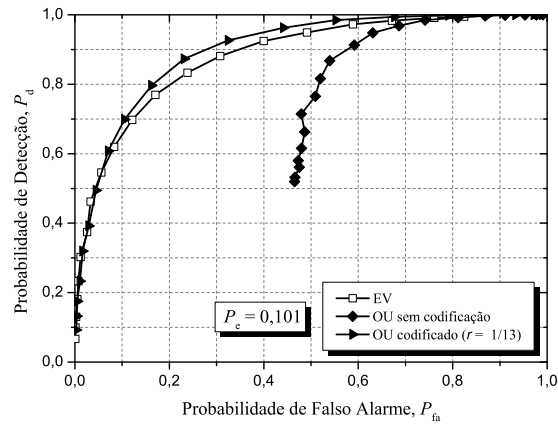


Figura 4.11: ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra OU para o teste GLRT.

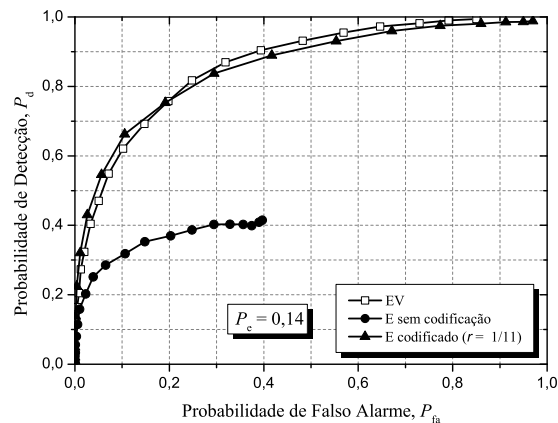


Figura 4.12: ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra E para o teste GLRT.

Diante dos resultados apresentados neste cenário, pode-se concluir que em termos de sensibilidade aos erros do canal, o esquema de fusão de decisões codificadas pode ser eleito como a melhor escolha. Isso porque mesmo com toda a redundância adicionada pelo processo de codificação de canal, a fim de igualar os desempenhos de ambas as técnicas de fusão, o número de bits enviados ao CF é menor que no caso da fusão de autovalores. O volume de dados enviados ao CF, na fusão de decisões, foi ligeiramente superior ao obtido pelo esquema de fusão de autovalores somente na regra de decisão pela lógica E no teste MED. Nota-se que a superioridade da regra majoritária (MAJ) é aparente, principalmente no caso do teste estatístico MMED.

Capítulo 5

Conclusões e Propostas Para Novas Pesquisas

Neste trabalho foi realizada uma investigação sobre os desempenhos das técnicas de fusão de autovalores e fusão de decisões para a detecção de subcanais vagos em um sistema de transmissão de sinais OFDMA sob erros no canal de controle. A análise foi motivada por uma conjectura levantada pelo autor de [10], em que erros de bit nesse canal poderiam ser mais prejudiciais aos dados representando decisões dos rádios cognitivos do que aos dados representando autovalores.

Para realizar essa análise, foi empregado um esquema no qual os autovalores, na respectiva técnica de fusão, são digitalizados, e as decisões dos rádios cognitivos são codificadas a fim de adicionar redundância às informações antes de serem enviadas. Essa estratégia foi utilizada para estabelecer uma relação de compromisso entre o volume de dados no canal de controle e os desempenhos dos testes estatísticos GLRT, MMED, MED e ED em ambas as técnicas de fusão. Tanto em uma técnica quanto na outra, os dados gerados como resultado do sensoriamento do espectro foram enviados ao CF através do canal de controle, representado por um canal BSC.

Os resultados obtidos pelas simulações foram divididos em dois cenários distintos. Em primeiro lugar, foi apresentado os resultados referentes aos desempenhos dos testes estatísticos sob a influência de erros no canal de controle e sem nenhuma codificação de canal para diferentes valores de probabilidade de erro. No segundo cenário foi apresentado os resultados em termos da variação do volume de dados no canal em função da estratégia de fusão utilizada.

Como discutido no Capítulo 4, as ROCs apresentadas nas Subseções 4.4.1 e 4.4.2

mostram somente os resultados alcançados pelo teste GLRT, os resultados dos demais testes, isto é, os testes MMED, MED e ED, foram apresentados, respectivamente, nos Apêndices A, B e C.

No primeiro cenário analisado foi visto que em regimes de alta probabilidade de erro o esquema de fusão de decisões pelo voto majoritário revelou ser mais robusto aos erros do canal do que o esquema de fusão de autovalores, nos testes MMED e ED, dentro da região de melhor desempenho das curvas. Contudo, devido a existência das limitações para os valores de probabilidade de detecção e de falso alarme no esquema de fusão de decisões, a técnica de fusão de autovalores revelou ser a melhor estratégia de fusão. Para os testes GLRT e MED a fusão de autovalores obteve melhores desempenhos mesmo em regimes de alta probabilidade de erro no canal. A inversão nos desempenhos dos testes estatísticos constitui uma oportunidade para uma nova investigação.

Foi visto que os autovalores precisam ser digitalizados antes da transmissão, uma vez que os mesmos não se encontram na forma digital. Neste trabalho essa etapa foi feita por um processo de quantização linear. No entanto, outros processos, tal como processos de quantização não lineares, poderiam causar variações nos desempenhos dos testes estatísticos. Logo, seria interessante investigar se os desempenhos dos testes no esquema de fusão de autovalores poderiam ser melhorados em função do processo de quantização utilizado.

Na análise do segundo cenário, no que se refere ao volume de dados, foi visto que as decisões dos RCs, no esquema de fusão de decisões, são mais sensíveis aos erros produzidos no canal comparado ao esquema digitalizado de autovalores na respectiva técnica de fusão. No entanto, a quantidade de redundância inserida para proteger as decisões, e assim igualar os desempenhos dos dois esquemas de fusão, nem sempre resulta em uma grande quantidade de dados no esquema de fusão de decisões. Assim, é preciso relacionar os desempenhos e o volume de dados no canal de controle para decidir sobre qual esquema de fusão deve ser adotado em cada caso. É importante mencionar que, devido ao sensoriamento de subcanais OFDMA, outros esquemas de codificação de canal poderiam melhorar até mesmo a vantagem do esquema de fusão de decisões em relação à fusão de autovalores. Nesse caso, um código de blocos (n, k) poderia ser utilizado para codificar as decisões sobre os subcanais em um dado RC com o comprimento do bloco de mensagens igual ao número de subcanais, ou seja, $k = P$.

No caso da estratégia de fusão de autovalores, algumas modificações nos testes

estatísticos poderiam reduzir a diferença no volume de dados enviados ao centro de fusão comparado ao esquema de fusão de decisões. Sabe-se que, diretamente da equação (3.2), as matrizes de covariância do sinal recebido possuem ordem $K' \times K'$. A partir dessas matrizes são extraídos os K' autovalores, para cada um dos $i = 1, 2, \dots, m$ rádios cognitivos, referentes a cada um dos $s = 1, 2, \dots, P$ subcanais, para compor os testes GLRT, MMED, MED e ED, equações (3.3)-(3.6), respectivamente. Assim, K' autovalores podem ser combinados localmente, reduzindo o volume de dados no canal de controle a um valor K' vezes menor. Logo, seria importante avaliar os desempenhos dos testes estatísticos a partir dessas modificações. No entanto, essa investigação demandaria uma reanálise geral de todas as conclusões já apresentadas, uma vez que até mesmo o número de bits do conversor analógico digital poderia ser diferente do valor já encontrado no cenário estudado.

Como mostrado na Seção 4.3.2 o código de repetição produz ganho de codificação quando aplicado a sistemas de comunicação cujo canal possui desvanecimento. Além dessa vantagem, a taxa de codificação e, conseqüentemente, a capacidade de correção de erros desse tipo de código podem ser facilmente configuradas a fim de satisfazer um determinado requisito de desempenho do sistema. Essas características fizeram com que o uso do código de repetição fosse bastante favorável para a análise de desempenho realizada neste trabalho, uma vez que foi preciso aproximar os desempenhos de ambas as técnicas de fusão para comparar o volume de dados no canal de controle em todos os testes estatísticos. Assim, dada a importância desses fatores, as contribuições desse trabalho poderiam ser enriquecidas por meio de um estudo que relacionasse o ganho de codificação e os desempenhos dos testes estatísticos analiticamente. Sendo essa mais uma oportunidade para pesquisas futuras.

Referências Bibliográficas

- [1] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION. *What does ITU do?* Disponível em: <http://www.itu.int/en/about/Pages/whatwedo.aspx>. Acesso em: 10 out. 2013.
- [2] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION. *Overview*. Disponível em: <http://www.itu.int/en/about/Pages/default.aspx>. Acesso em: 10 out. 2013.
- [3] AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. *Plano de Destinação de Faixas de Frequência*. Disponível em: <http://grandeseventos.anatel.gov.br/pt-br/espectro.html>. Acesso em: 10 out. 2013.
- [4] MITOLA, J.III.; MAGUIRE, G.Q.Jr. “*Cognitive radio: Making Software Radios More Personal*”. IEEE Pers. Commun. 1999, 6, 13-18.
- [5] AKYILDIZ, I.F.; LO, B.F.; BALAKRISHNAN, R. “*Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks: A survey*”. Elsevier Physical. Commun. 2011, 4, 40-62.
- [6] NEWS ARCHIVEN. *News and press releases from the IEEE Standards Association*. Disponível em: <http://standards.ieee.org/news/2014/index.html>. Acesso em: 04 abr. 2014.
- [7] BLOGH, J.S.; HANZO, L. *Third-Generation System and Intelligent Wireless Networking: Smart Antennas and Adaptive Modulation*. 1.ed. Wiley-IEEE Press, April 2002. 366p.
- [8] YANG, S.C. “*OFDMA System Analysis and Design*,” Artech House: London, UK, 2010.
- [9] SRIKANTH, S. et al.; “*Orthogonal Frequency Division Multiple Access: Is it the Multiple Access System of the Future?*” Whitepaper downloadable at http://www.au-kbc.org/comm/comm_resource.htm.

- [10] SILVA, C.R.N. “*Sensoriamento Espectral Cooperativo com Fusão de Autovalores para Sinais OFDMA e Outros Sinais de Banda Larga*”. Mestrado em Engenharia Elétrica - Instituto nacional de Telecomunicações. Santa Rita do Sapucaí. 2012. 55f.
- [11] MENDES, L.L. “*Análise de Desempenho de Sistemas Multiportadora em Canais com Ceifamento de Pico*”. Mestrado em Engenharia Elétrica - Instituto nacional de Telecomunicações. Santa Rita do Sapucaí. 2003. 71f.
- [12] KORTUN, A. et al.; “*On the Performance of Eigenvalue-Based Cooperative Spectrum Sensing for Cognitive Radio*”. IEEE J. of Selected Topics In Signal Processing, vol. 5, no. 1, February 2011.
- [13] GUIMARÃES, D.A.; SOUZA, R.A.A.; BARRETO, A.N. “*Performance of Cooperative Eigenvalue Spectrum Sensing with a Realist Receiver Model Under Impulsive Noise*”. J. Sens. Actuator Netw. 2013, 2, 46-69
- [14] RIBEIRO, J.A.J. *Propagação das Ondas Eletromagnéticas. Princípios e Aplicações*. São Paulo: Érica, 2004. 390p.
- [15] BADIA, L. et al.; “*A Markov Framework for Error Control Techniques Based on Selective Retransmission in Video Transmission Over Wireless Channel*”. IEEE Jornal on Selected Areas in communications. 2010, 28, 488-500.
- [16] NITHIYA, C.; KOWSALYA, R.R.; PRABAKARAN, M. “*Error Control and Performance Analysis of MIMO-OFDM Over Fading Channels*”. IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE). 2013, 6, 12-18.
- [17] GUIMARÃES, D.A.; SILVA, C.R.N.; and SOUZA, R.A.A. “*Cooperative Spectrum Sensing Using Eigenvalue Fusion for OFDMA and Other Wideband Signals,*” Journal of Sensor and Actuator Networks, vol. 2, no. 1, pp. 1-24, 2013.
- [18] SRINU, S.; SABAT, S.L.; and UDGATA, S.K. “*Cooperative Spectrum Sensing Under Noisy Control Channel for Cognitive Radio Network*”. in: Communications (NCC), 2013 National Conference on. IEEE, 2013. p. 1-5.
- [19] CHAUDHARI, S.; LUNDEN, J.; KOIVUNEN, V.; and POOR, H. “*Cooperative sensing with imperfect reporting channels: Hard decisions or soft decisions?*” IEEE Trans. Signal Process., vol. 60, no. 1, pp. 18-28, Jan. 2012.
- [20] CHAUDHARI, S.; LUNDEN, J.; and KOIVUNEN, V. “*On the BEP walls for soft decision based cooperative sensing in cognitive radios,*” in Communications (ICC), 2013 IEEE Int. Conf. on, Jun. 2013, pp. 2627-2632.

- [21] —, “*BEP walls for collaborative spectrum sensing*,” in Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2011 IEEE International Conference on, May 2011, pp. 2984-2987
- [22] LETAIEF, K.B.; FELLOW.; ZHANG, W. “*Cooperative Communications for Cognitive Radio Networks*”. Proc. IEEE. May 2009, Vol. 97, No. 5, pp. 878-893.
- [23] CHAUDHARI, S.; LUNDEN, J.; and KOIVUNEN, V. “*BEP walls for cooperative Bayesian detection with reporting channel errors*,” in Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2012 IEEE 23rd Int. Symp. on, Sep. 2012, pp. 2166-2172.
- [24] —, “*Performance limitations for cooperative spectrum sensing with reporting channel errors*,” in Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2011 IEEE 22nd Int. Symp. on, Sep. 2011, pp. 337-342.
- [25] —, “*Effects of quantization on bepwalls for soft decision based cooperative sensing*,” in Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), 2011 IEEE 12th Int. Workshop on, Jun. 2011, pp. 106-110.
- [26] AKYILDIZ, I.F.; LEE, W.Y.; VURAN, M.C. “*NeXt Generation / Dynamic Spectrum Access Cognitive Radio Wireless Networks: A Survey*”. Computer Network. 2006, 50, 2127-2159.
- [27] CIFTCI, S.; TORLAK, M. “*A Comparison of Energy Detectability Models for Spectrum Sensing*”. IEEE Communications Society. 2008, 4p.
- [28] GHASEMI, A.; SOUSA, E.S. “*Collaborative Spectrum Sensing for Opportunistic Access in Fading Environments*”. In Proc. IEEE DySPAN. 2005, 131-136.
- [29] CHEN, C.Y. et al.; “*Toward Secure Centralized Spectrum Sensing by Utilizing Geographical Information*”. IEEE. 2010, 1-3.
- [30] JÚNIOR, R.A.S. “*Análise de Desempenho de Técnicas de Sensoriamento Espectral Baseadas em Autovalores em Canais com Desvanecimento Nakagami-m e Rice*”. Mestrado em Engenharia de Telecomunicações - Instituto nacional de Telecomunicações. Santa Rita do Sapucaí. 2013. 64f.

- [31] PRITHIVIRAJ, V.; RAO, L.h.B. “A Novel Energi Detection Technique for Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio”. *Jornal of Green Engineering*. Vol, 2, 2012, 179-186.
- [32] CABRIC, D.; MISHRA, S.M.; BRODERSEN, R.W. “Implementation Issues in Spectrum Sensing for Cognitive Radios”. in: *Proc. of Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*. Vol, 1, 2004.
- [33] NIU, R.; VARSHNEY, P.K. “Distributed Detection and Fusion in a Large Wireless Sensor Network of Random Size”. *EURASIP J. Wireless Communication and Networking*. Vol, 4, 2005.
- [34] ZENG, Y. At al.; “Cooperative Covariance and Eigenvalue Based Detections for Robust Sensing”. *IEEE Communications Society*. 2009, 6p.
- [35] YUCEK, T.; ARSLAN, H. “A survey of Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio Applications”. *IEEE Commun. Surv. Tutor*. 2009, 11, 116-130.
- [36] URKOWITZ, H. “Energy Detection of Unknown Deterministic Signals”. *Proc. IEEE* 1967, 55, 523-531.
- [37] DIGHAM, F.F.; ALOUINI, M.S.; SIMON, M.K. “On the Energy Detection of Unknown Signals Over Fading Channels”. *IEEE Trans. Commun.* 2007, 55, 21-24.
- [38] GARDNER, W.A. “Signal Interception: A Unifying Theoretical Framework for Feature Detection”. *IEEE Trans. Commun.* 1988, 36, 897-906.
- [39] TIAN, Z.; GIANNAKIS, G.B. “A Wavelet Approach to Wideband Spectrum Sensing for Cognitive Radios. In *Proceedings of International Conference on the Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*”. Mykonos Island, Greece, 8-10 June 2006; pp. 1-5.
- [40] QIU, R. et al.; “A Unified Multi-functional Dynamic Spectrum Access Framework: Tutorial, Theory and Multi-GHz Wideband Testbed”. *Sensors* 2009, 9, 6530-6603.
- [41] TIAN, Z.; GIANNAKIS, G.B. “Compressed Sensing for Wideband Cognitive Radios”. In *Proceedings of IEEE International Conference on the Acoustic, Speech and Signal Processing, ICASSP 2007, Honolulu, HI, USA, 15-20 April 2007; Volume 4, pp. IV:1357-IV:1360*.

- [42] QUAN, Z. et al.; “*Optimal Multiband Joint Detection for Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks*”. IEEE Trans. Signal Process. 2009, 57, 1128-1140.
- [43] PAYSARVI-HOSEINI, P.; BEAULIEU, N.C. “*Optimal Wideband Spectrum Sensing Framework for Cognitive Radio Systems*”. IEEE Trans. Signal Process. 2011, 59, 1170-1182.
- [44] NADLER, B.; PENNA, F. and GARELLO, R. “*Performance of Eigenvalue-based Signal Detectors with Known and Unknown Noise Level*”. In: Proc. of the IEEE ICC, Kyoto, Japan, June 2011.
- [45] HAYKIN, S. *Sistemas de Comunicação Analógicos e Digitais*. Porto Alegre: Bookman, 2004, 4.ed. 821p.
- [46] TANDRA, R. “*Fundamental Limits on Detection in Low SNR*” Master’s thesis. University of California. Berkeley. 2005. 64f.
- [47] WANG, B.; LIU, K.J.R. “*Advances in Cognitive Radio Networks: A Survey*”. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, VOL. 5, NO. 1, February 2011.
- [48] BUDIARJO, I.; LAKSHMANAN, M.K.; NIKOOKAR, H. “*Cognitive Radio Dynamic Access Techniques*”. Wireless Pers Commun. Springer, February 2008.
- [49] KHAIRA, N.D.; BHADAURIA, P. “*Cooperative Spectrum Sensing and Detection Efficiency in Cognitive Radio Network*”. International Journal of Electronics and Computer Science Engineering. VOL. 1, NO. 3, October 2012, pp. 940-945.
- [50] NETO, J.S.; GUIMARÃES, D.A.; SOUZA, R.A.A. “*Estimação Empírica da Distribuição da Estatística de Teste para o Sensoriamento Espectral por Máximo Autovalor sob Hipótese H_1* ”. XXX simpósio Brasileiro de Telecomunicações – SBrT’12, 13-16 de Dezembro de 2012, Brasília, DF.
- [51] SHIRA, K.; NADLER, B. “*Non-Parametric Detection of the Number of Signals: Hypothesis Testing and Random Matrix Theory*”. IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 57, no. 10, pp. 3930-3941, 2009.
- [52] MUIRHEAD, R. J. “*Latent roots and matrix variates: A review of some asymptotic results*”. Ann. Stat., vol. 6, no. 1, pp. 5-33, 1978.
- [53] RAYAN, E.W.; LIN, S. *Channel Codes. Classical and Modern*. Cambridge University Press. 2009. 681p.

- [54] HAYKIN, S. *Digital Communications*. New York: Wiley, 1988, 1.ed. 593p.
- [55] SCHULZE, H.; LUEDERS, C. *Theory and Applications of OFDM and CDMA. Wideband Wireless Communications*. Wiley, 2005, 1.ed. 403p.
- [56] LIN, S.; COSTELLO, D.J. *Error Control Coding*. Pearson Prentice Hall, 2004, 2.ed. 1249p.
- [57] HAYKIN, S. *Communication Systems*. New York: Wiley, 2001, 4.ed. 792p.
- [58] MOREIRA, S.A. *Códigos Corretores de Erros em Comunicações Digitais*. Edições FEUP, 2010, 1.ed. 619p.
- [59] GOMES, G.G.R. “*Codificação de Canal. Códigos de Blocos Lineares*”. 2.ed. Santa Rita do Sapucaí. 2011.
- [60] LIN, S.; COSTELLO, D.J. *Error Control Coding. Fundamentals and Applications*. Pearson Prentice Hall, 1983, 1.ed. 603p.
- [61] PROAKIS, J.G. *Digital Communications*. McGraw, 1995, 3.ed. 928p.
- [62] FEHER, K. *Wireless digital communications : modulation and spread spectrum applications*. Upper Saddle River, N.J. Prentice-Hall PTR, 1995. 544p.
- [63] SOUZA, R.A.A. “*Análise de Desempenho de Técnicas de Comunicação Digital em Canais com Distribuição κ - μ , Desvanecimento lento e não Seletivo em Frequência*”. Mestrado em Engenharia Elétrica - Instituto nacional de Telecomunicações. Santa Rita do Sapucaí. 2002. 62f.
- [64] GUIMARÃES, D.A.; SOUZA, R.A.A. “*Implementation-oriented model for centralized data-fusion cooperative spectrum sensing*”. IEEE Commun. Lett., vol. 16, no. 11, pp. 1804-1807, Nov. 2012.

Apêndice A

Resultados do Teste MMED Para a Fusão de Autovalores e Fusão de Decisões Pelas Regras de Decisões E, OU e Voto Majoritário (MAJ)

As Figuras A.1 à A.5 mostram os resultados para o teste MMED nos dois cenários de simulação analisados, como discutido no Capítulo 4. Veja que na Figura A.1 pode ser observada a inversão nos desempenhos em relação aos testes GLRT e MED, para altos valores de P_e . Ou seja, o correspondente valor de P_d , dado um valor de P_{fa} , é maior na fusão de decisões pela regra majoritária do que no esquema de fusão de autovalores, para $P_e = 0,20$ e dentro da região de melhor desempenho das curvas.

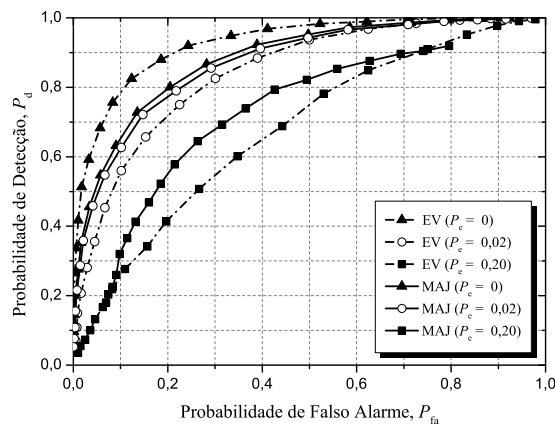


Figura A.1: ROCs para o teste MMED sem codificação de canal com diferentes valores de probabilidade de erro para a fusão de autovalores e fusão de decisões majoritárias (MAJ).

Observe que na Figura A.1 e na Figura A.2 também podem ser vistos os limites para a probabilidade de detecção e de falso alarme no esquema de fusão de decisões. Devido a este comportamento o esquema de fusão de autovalores é classificado como a melhor estratégia de detecção.

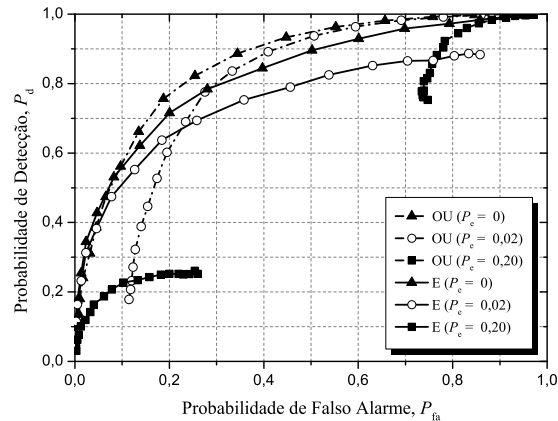


Figura A.2: ROCs para o teste MMED sem codificação de canal com diferentes valores de probabilidade de erro para a fusão de decisões pelas regras OU e E.

As Figuras A.3 à A.5 ilustram os resultados referentes ao segundo cenário de observação. Veja que na Figura A.3 só existem duas curvas, diferentemente das ROCs apresentadas tanto para o teste MMED quanto para os outros testes estatísticos. Isso ocorreu porque o desempenho da fusão de autovalores alcançou o desempenho da fusão de decisões pelo voto majoritário, com $P_e = 0,0075$, antes que os erros do canal provocassem alguma queda de desempenho no esquema de fusão de decisões, mostrando que não foi necessário adicionar redundância às decisões dos RCs na respectiva técnica de fusão.

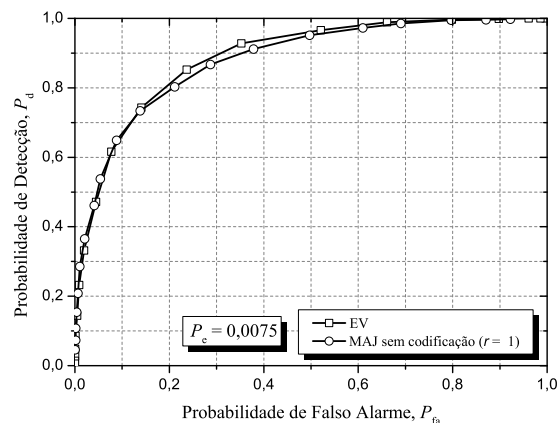


Figura A.3: ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões majoritárias (MAJ) para o teste MMED.

Na Figura A.4, foram necessários 5 bits de redundância para que o desempenho do

esquema de fusão de decisões, pela regra de decisão OU, alcançasse o desempenho do esquema de fusão de autovalores para um canal de controle com $P_e = 0,015$.

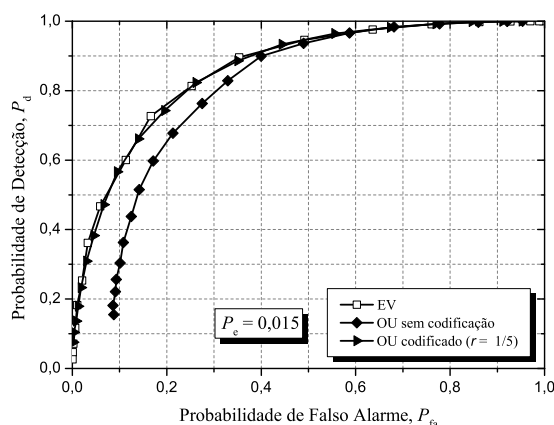


Figura A.4: ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra OU para o teste MMED.

Já na Figura A.5, devido à maior sensibilidade aos erros do canal de controle, no esquema de fusão de decisões pela regra de decisão E em comparação com a regra OU, foram necessários 7 bits de redundância para que os desempenhos de ambas as técnicas de fusão fossem aproximadamente os mesmos. Isso ocorreu para um canal de controle com $P_e = 0,016$.

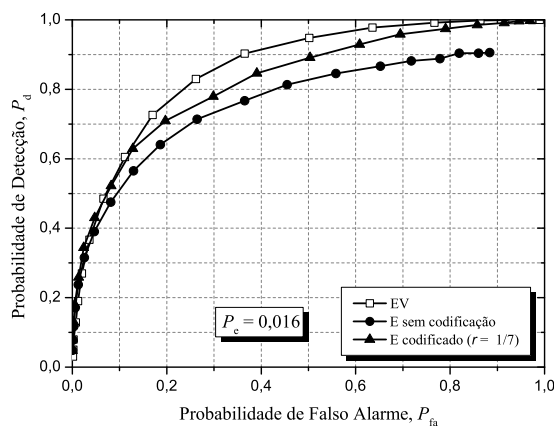


Figura A.5: ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra E para o teste MMED.

Apêndice B

Resultados do Teste MED Para a Fusão de Autovalores e Fusão de Decisões Pelas Regras de Decisões E, OU e Voto Majoritário (MAJ)

Aqui são apresentados os resultados obtidos pelo teste MED. Veja que agora, na Figura B.1, o comportamento das técnicas de fusão em regimes de alta probabilidade de erro é idêntico ao apresentado para o teste GLRT no Capítulo 4. Ou seja, para o teste MED o correspondente valor de P_d , dado um valor de P_{fa} , é maior na fusão de autovalores do que no esquema de fusão de decisões, para $P_e = 0,20$. Novamente, essa afirmação vale somente dentro da região de melhor desempenho das curvas.

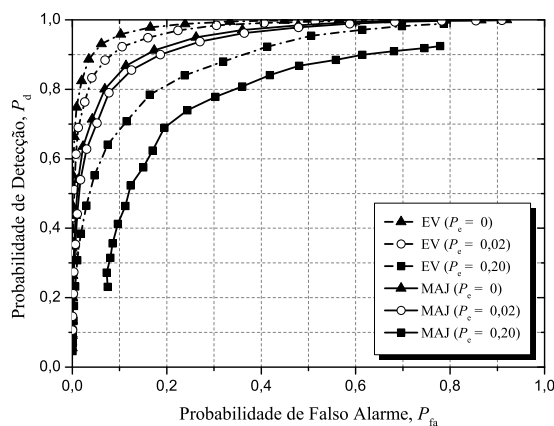


Figura B.1: ROCs para o teste MED sem codificação de canal com diferentes valores de probabilidade de erro para a fusão de autovalores e fusão de decisões majoritárias (MAJ).

Equivalentemente ao Apêndice A, uma análise nas Figuras B.1 e B.2 mostram os efeitos dos limites para a probabilidade de detecção e falso alarme no esquema de fusão de decisões.

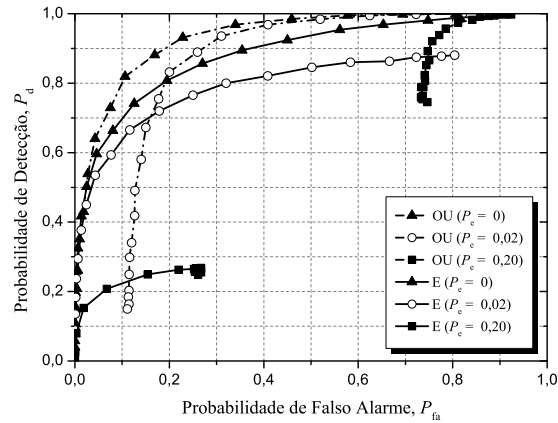


Figura B.2: ROCs para o teste MED sem codificação de canal com diferentes valores de probabilidade de erro para a fusão de decisões pelas regras OU e E.

As Figuras B.3 à B.5 mostram os resultados da comparação entre o volume de dados enviados ao CF entre ambas as técnicas de fusão.

Veja que na Figura B.3 foram necessários 3 bits de redundância para igualar os desempenhos dos dois esquemas de fusão, isto é, o esquema de fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra majoritária, para um canal de controle com $P_e = 0,06$.

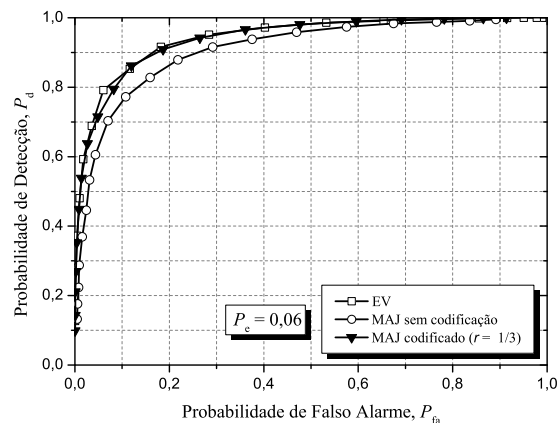


Figura B.3: ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões majoritárias (MAJ) para o teste MED.

É importante notar que para o teste estatístico MED, a quantidade de redundância adicionada ao esquema de fusão de decisões pela regra E, Figura B.5, é maior que em todos os outros casos. Aqui, o volume de dados no canal de controle ultrapassou até

mesmo o esquema de fusão de autovalores. Portanto, para o teste MED a fusão de autovalores obteve um desempenho superior ao esquema de fusão de decisões, pela regra E, tanto em termos de sensibilidade aos erros quanto em termos do volume de dados no canal de controle.

Na Figura B.4 a quantidade de redundância necessária para igualar o desempenho do esquema de fusão de decisões pela regra OU ao desempenho do esquema de fusão de autovalores corresponde a 11 bits, para um canal de controle com $P_e = 0,1$.

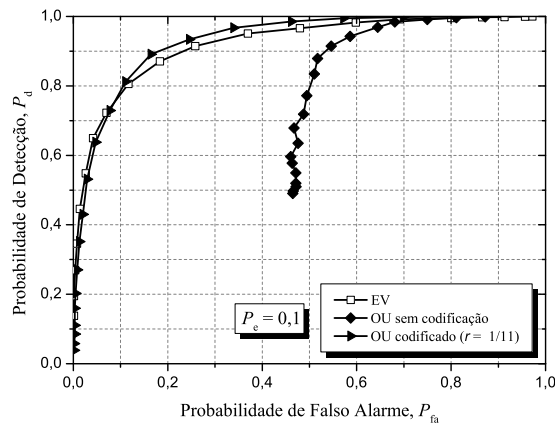


Figura B.4: ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra OU para o teste MED.

Para o esquema de fusão de decisões pela regra E, Figura B.5, foram necessários 23 bits de redundância, com $P_e = 0,205$, para igualar os desempenhos das técnicas de fusão.

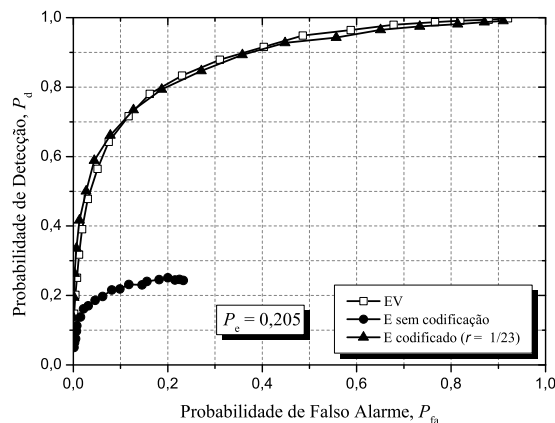


Figura B.5: ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra E para o teste MED.

Apêndice C

Resultados do Teste ED Para a Fusão de Autovalores e Fusão de Decisões Pelas Regras de Decisões E, OU e Voto Majoritário (MAJ)

Este apêndice mostra os resultados do teste ED. O teste ED obteve desempenhos próximos de $P_d = 1$ e $P_{fa} = 0$, com $P_e = 0$, constituindo o teste de melhor desempenho em um canal livre de erros. Como nos outros testes, a inversão nos desempenhos entre as técnicas de fusão, para altos valores de P_e , também é visualizada aqui. Neste caso, a Figura C.1 mostra que o teste ED se comporta como o teste MMED. Logo, a fusão de decisões pela regra majoritária possui melhor desempenho que o esquema de fusão de autovalores dentro da região de melhor desempenho das ROCs.

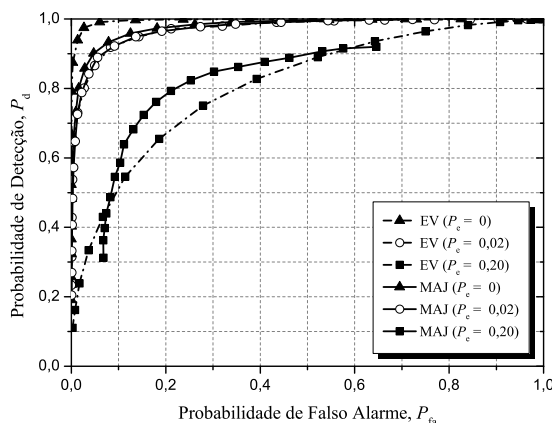


Figura C.1: ROCs para o teste ED sem codificação de canal com diferentes valores de probabilidade de erro para a fusão de autovalores e fusão de decisões majoritárias (MAJ).

No entanto, é importante ressaltar que em função da saturação das curvas na técnica de fusão de decisões, Figuras C.1 e C.2, o esquema de fusão de autovalores permanece como sendo a melhor escolha como estratégia de fusão, em termos de sensibilidade aos erros de bit do canal, para o sensoriamento de subcanais de sinais OFDMA.

Uma comparação das Figuras C.1 e C.2 com as respectivas figuras dos testes GLRT, MED e MMED, (ROCs referentes as lógicas OU, E e MAJ sem codificação), mostra que, mesmo para o esquema de fusão de decisões, os desempenhos do teste ED são superiores aos demais para um canal de controle livre de erros.

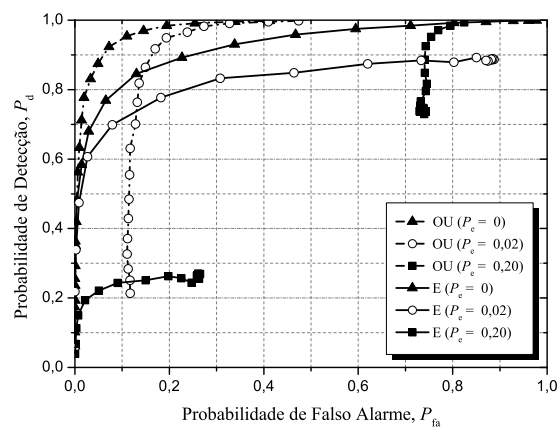


Figura C.2: ROCs para o teste ED sem codificação de canal com diferentes valores de probabilidade de erro para a fusão de decisões pelas regras OU e E.

No que se refere à análise de volume de dados no canal de controle. A Figura C.3 mostra que foram necessários 3 bits de redundância para igualar os desempenhos entre as técnicas de fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra majoritária, com $P_e = 0,015$.

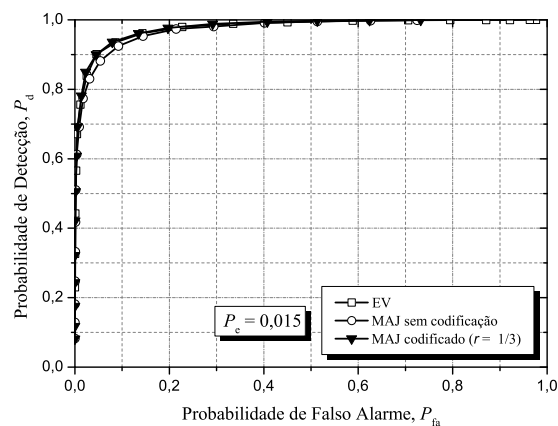


Figura C.3: ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões majoritárias (MAJ) para o teste ED.

Para o caso da fusão de decisões pela regra de decisão OU foram necessários 9 bits de redundância, com $P_e = 0,02$.

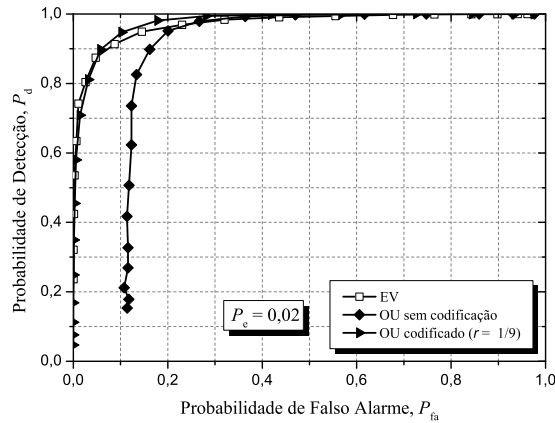


Figura C.4: ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra OU para o teste ED.

Semelhantemente, para o esquema de fusão de decisões pela regra E, foi preciso adicionar 11 bits de redundância, com $P_e = 0,05$.

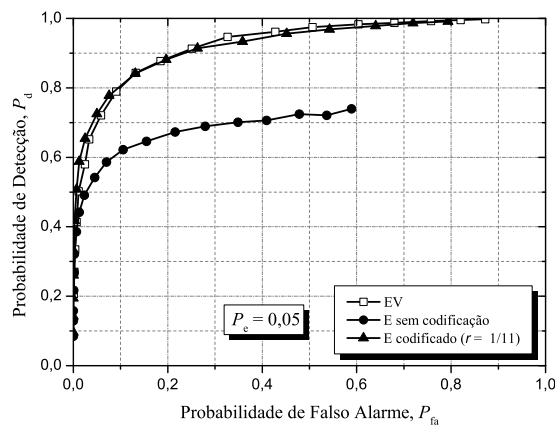


Figura C.5: ROCs com e sem codificação de canal para a fusão de autovalores e fusão de decisões pela regra E para o teste ED.

Assim como nos resultados do teste GLRT, apresentados no Capítulo 4, uma investigação nas ROCs de todos os testes estatísticos mostra a superioridade do esquema de fusão de decisões pela regra de decisão majoritária em relação às regras de decisão OU e E. Nesse caso, nota-se que a fusão majoritária é mais robusta aos erros do canal comparado às outras regras de decisão.