

Desempenho do Sensoriamento
Espectral com Fusão Eficiente de
Decisões sob Ruído Impulsivo e
Imprecisão dos Parâmetros
Estimados

Pedro Henrique Carneiro de Souza

Setembro/ 2017

Desempenho do Sensoriamento Espectral com Fusão Eficiente de Decisões sob Ruído Impulsivo e Imprecisão dos Parâmetros Estimados

PEDRO HENRIQUE CARNEIRO DE SOUZA

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.

Souza, Pedro Henrique Carneiro de
S729d

Desempenho do Sensoriamento Espectral com Fusão Eficiente de Decisões sob Ruído Impulsivo e Imprecisão dos Parâmetros Estimados. / Pedro Henrique Carneiro de Souza. – Santa Rita do Sapucaí, 2017.
97 p.

Orientador: Prof. PhD. Dayan Adionel Guimarães.
Dissertação de Mestrado em Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.
Inclui bibliografia.

1. Sensoriamento espectral 2. Fusão de decisões 3. Receptor adaptativo 4. Imprecisões dos parâmetros estimados 5. Ruído impulsivo 6. Mestrado em Telecomunicações. I. Guimarães, Dayan Adionel. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

FOLHA DE APROVAÇÃO

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

Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães
Inatel

Prof. Dr. José Santo Guicafré Panaro
UFF

Dr. Gabriel Fernando Pivaro Leite da Conceição
Inatel/CRR

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

[...] [T]he thought sometimes will occur to [the practical man] that the road almost always does lead SOMEWHERE, and that the destination it leads to is less important than the process of making it [...]

*Notes from Underground
(Fyodor Dostoevsky)*

Aos meus pais

Agradecimentos

Agradeço ao meu pai, Antônio Marcos de Souza, por ser a minha referência na vida profissional e pessoal e também por ter apoiado incondicionalmente os meus estudos.

A minha mãe, Mariléa Prado Carneiro de Souza, por ter promovido a base emocional e o ambiente ideal para o progresso dos meus estudos.

A minha irmã, Letícia Carneiro de Souza, pelo companheirismo e respeito.

Ao meu padrinho de batismo, Anderson Ferreira, por se preocupar com o andamento dos meus estudos e por sempre se mostrar disponível para me aconselhar.

Ao Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães por ter me orientado com sabedoria e paciência, sempre transmitindo conselhos inestimáveis que certamente levarei para a minha vida profissional.

Ao Prof. Msc. Guilherme Pedro Aquino por me aconselhar com muita dedicação e solidariedade ao longo deste trabalho e ao Prof. Dr. Rausley Adriano Amaral de Souza, por ter me apoiado nas atividades de estágio docente e também por seus sábios conselhos.

Aos Professores, Antônio Alves Ferreira Junior e Daniel Andrade Nunes pelas cartas de recomendação acadêmica, pré-requisitos para o ingresso em cursos de pós-graduação *stricto sensu*.

Aos Professores do curso de mestrado, que me inspiraram a buscar a excelência acadêmica: Dr. Dayan Adionel Guimarães, 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 pela gentileza e profissionalismo.

Aos colegas do laboratório Lambda, principalmente ao colega Lucas dos Santos Costa, por terem me auxiliado em inúmeras ocasiões.

Ao INATEL e a CAPES (*Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior*) pelo apoio financeiro.

Índice

Lista de Figuras	xiv
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 Contribuições e estrutura da dissertação	5
1.3 Publicações	6
2 Técnicas de Sensoriamento Espectral	7
2.1 Fundamentos do sensoriamento espectral	7
2.2 Detector de energia	10
2.3 Detecção por propriedades ciclo-estacionárias	12
2.4 Detecção por filtro casado	13
2.5 Sensoriamento espectral cooperativo baseado em autovalores	13
2.6 Fusão de informações de sensoriamento	16
3 Sensoriamento Espectral Cooperativo com Fusão Eficiente de Decisões	19
3.1 Regra de decisão original	20
3.2 Regra de decisão melhorada	21
4 Desenvolvimento do Receptor no Centro de Fusão	23
4.1 Modelagem matemática do receptor	23

4.2	Modelagem do ruído impulsivo e da imprecisão dos parâmetros estimados	28
4.2.1	Ruído impulsivo	28
4.2.2	Imprecisão na estimação dos ganhos do canal de controle . . .	29
4.2.3	Imprecisão na estimação da variância do ruído térmico	31
4.3	Implementação do receptor no VisSim/Comm	31
4.3.1	Sobre o VisSim e VisSim/Comm	31
4.3.2	Visão geral	32
4.3.3	Bloco composto ‘SUs’	33
4.3.4	Implementação do receptor adaptativo	37
5	Resultados Numéricos	45
5.1	Configuração das simulações e métricas de desempenho	45
5.2	Validação e desempenho da regra adaptativa	46
5.3	Desempenho sob ruído impulsivo	48
5.4	Desempenho sob erros na estimativa dos ganhos do canal de controle .	50
5.5	Desempenho sob erros na estimativa da variância do ruído térmico . .	53
5.6	Desempenho sob a influência conjunta do ruído impulsivo e da imprecisão dos parâmetros estimados	57
6	Conclusões e Oportunidades para Estudos Futuros	61
	Referências Bibliográficas	63

Lista de Figuras

2.1	<i>Comportamento típico de algumas ROCs traçadas a partir do ajuste do limiar de decisão ξ. A reta diagonal ($P_D = P_{FA}$) representa a ROC gerada por um detector cujas decisões são aleatórias.</i>	10
2.2	<i>ROCs do detector de energia para o canal AWGN (a) e no canal Rayleigh lento e plano (b).</i>	12
4.1	<i>Representação do quanto o desempenho da regra (4.11) se aproxima de (3.6). Tem-se $\phi = \frac{1}{2}$ quando a relação sinal-ruído instantânea estiver abaixo do limiar 2 dB e $\phi = 0$ caso contrário.</i>	27
4.2	<i>Amostras da distribuição $S_{\alpha S}$. A figura interna amplia amostras com amplitudes bem menores que os picos. Nota-se na figura interna que as amostras estão distribuídas em torno da média ($\delta = 0$). Ainda na figura interna, também pode-se observar que a distribuição das amostras é similar a aquela observada para o ruído térmico.</i>	29
4.3	<i>Blocos compostos pertencentes ao primeiro nível do modelo de simulação. Simulação do PU, dos M usuários secundários em cooperação e dos canais Rayleigh lento e plano (a), receptor adaptativo (b) e estimação de $P_{D,FC}$ e $P_{FA,FC}$ (c).</i>	33
4.4	<i>Diagrama interno do bloco composto 'SUS'. Detecção de energia (a₁), modulação de decisões em símbolos BPSK (a₂), simulação de canais com desvanecimento Rayleigh (a₃), blocos para simulação com $M = 5$ (a₄), simulação do PU (a₅) e probabilidades da ROC do detector de energia (a₆).</i>	35
4.5	<i>Diagrama interno do bloco composto 'Gerador de Decisão'. Esse diagrama está no terceiro nível e pertence ao setor (a₁) da Figura 4.4. O valor atribuído a 'P' é uma das probabilidades do par $P_{FA,SU}$ e $P_{D,SU}$ (ROC simulada no Matlab). A probabilidade selecionada depende do bit na saída do bloco nativo 'BSC' no setor (a₅) da Figura 4.4. Na saída, $m_k = 1$ ocorre com probabilidade igual ao valor armazenado em 'P'.</i>	35

- 4.6 *Diagrama interno do primeiro bloco composto do setor (a₃) da Figura 4.4. Os blocos nativos que implementam o modelo do canal multiplicativo estão destacados. O bloco nativo Phase Rotate ('xe(jø)') aplica a rotação aleatória de fase no sinal complexo modulado, a parte real é extraída pelo bloco nativo 'Complex to Real/Imag' e aplica-se o ganho com distribuição Rayleigh por meio do bloco (expression) '\$1*alpha1'. 36*
- 4.7 *Diagrama interno do bloco composto 'Receptor Adaptativo' da Figura 4.3. Na metade superior tem-se a recepção em quadratura que gera as amostras do vetor **r** e a geração do ruído composto que corrompe essas amostras. A metade inferior contém os blocos compostos que executam as operações do cálculo da regra adaptativa (4.11). Como auxílio, os blocos estão nomeados de acordo com o cálculo executado ou variável simbolizada. 38*
- 4.8 *Primeira parte do diagrama interno do bloco composto 'Lo' da Figura 4.7. Implementa o cálculo dos conjuntos de símbolos esperados no receptor, caracterizados por $\hat{\mathbf{L}}_1$ e $\hat{\mathbf{L}}_0$. A matriz **s** de ordem $M \times 2^M$ (para $M = 3$ e $M = 5$) é gerada no Matlab. O vetor **h** é gerado no bloco composto 'SUs' (setor (a₃) da Figura 4.4). Caso sejam considerados erros de estimação, **h** é processado pelo diagrama ilustrado na Figura 4.9. 39*
- 4.9 *Segunda parte do diagrama interno do bloco composto 'Lo' da Figura 4.7. Implementa o modelo da imprecisão na estimação dos ganhos do canal abordado na Subseção 4.2.2 (metade superior). Os ganhos exatos são convertidos e sincronizados pelo diagrama apresentado na metade inferior. A equivalência entre o diagrama da metade superior e (4.16) é verificada ao se seguir o fluxo de dados indicado pelas setas nos respectivos barramentos e ligações. 40*
- 4.10 *Diagrama interno do bloco composto 'eo' Figura 4.7. Implementa a operação $\text{diag}(\mathbf{L}_0^T \mathbf{L}_0)$. Observe que o número de elementos dessas matrizes não são fixos, pois a quantidade de SUs na rede cooperativa é variável e também devido às diferentes regras de fusão. 41*
- 4.11 *Primeira parte do diagrama interno do bloco composto ' $2 \cdot \sigma_w^2 \ln(P_s)$ ' da Figura 4.7. Implementa a operação $2 \hat{\sigma}_w^2 \ln P_s$. Observam-se os vetores das probabilidades P_s . O vetor P_s é selecionado de acordo com a regra de fusão e o número de SUs na rede cooperativa. 41*
- 4.12 *Segunda parte do diagrama interno do bloco composto ' $2 \cdot \sigma_w^2 \ln(P_s)$ ' Figura 4.7. Implementa o modelo da imprecisão na estimação da potência do ruído térmico. Por meio de uma série de operações, esse diagrama gera a faixa de valores definida por (4.17). 42*

4.13	<i>Diagrama interno do bloco ‘Termos Adaptativos’ Figura 4.7. Implementa critério de adaptação do receptor adaptativo formulado na Seção 4.1. . . .</i>	43
5.1	<i>ROCs da regra de decisão adaptativa (4.11) publicadas em [24] e geradas pelo VisSim/Comm para diferentes valores de relação sinal-ruído e cenários da regra K-em-M: K = 1 (esquerda); K = 5 (direita). As ROCs geradas pelo VisSim/Comm estão em função dos mesmos parâmetros adotados em [24].</i>	47
5.2	<i>Comparação entre as ROCs para a regra melhorada, regra adaptativa usando sempre $\phi = 0$ e $\phi = 1/2$ e a regra adaptativa, para K = 1 (esquerda); K = 5 (direita) no FC.</i>	48
5.3	<i>Desempenho em termos de P_{erro} para a regra de decisão (4.11) sob influência do ruído impulsivo para diferentes valores da relação sinal-ruído, para M = 5 e para K = 1 na regra de fusão K-em-M.</i>	49
5.4	<i>Desempenho em termos de P_{erro} para a regra de decisão (4.11) sob influência do ruído impulsivo para diferentes valores da relação sinal-ruído, para M = 5 e para K = 3 na regra de fusão K-em-M.</i>	50
5.5	<i>Desempenho em termos de P_{erro} para a regra de decisão (4.11) sob influência do ruído impulsivo para diferentes valores da relação sinal-ruído, para M = 5 e para K = 5 na regra de fusão K-em-M.</i>	50
5.6	<i>Desempenho em termos de P_{erro} para a regra de decisão (4.11) com erros na estimativa dos ganhos do canal para diferentes valores da relação sinal-ruído, para M = 5 e para K = 1 na regra de fusão K-em-M.</i>	51
5.7	<i>Desempenho em termos de P_{erro} para a regra de decisão (4.11) com erros na estimativa dos ganhos do canal para diferentes valores da relação sinal-ruído, para M = 5 e para K = 3 na regra de fusão K-em-M.</i>	51
5.8	<i>Desempenho em termos de P_{erro} para a regra de decisão (4.11) com erros na estimativa dos ganhos do canal para diferentes valores da relação sinal-ruído, para M = 5 e para K = 5 na regra de fusão K-em-M.</i>	52
5.9	<i>Desempenho em termos de ROCs para a regra de decisão (4.11) com erros na estimativa da variância do ruído térmico para M = 5 e para diferentes valores da relação sinal-ruído e cenários da regra de fusão K-em-M: K = 1 (superior); K = 3 (centro); K = 5 (inferior).</i>	54
5.10	<i>Desempenho em termos de P_{erro} para a regra de decisão (4.11) sob a influência conjunta do ruído impulsivo e da imprecisão dos parâmetros estimados, para diferentes valores da relação sinal-ruído, para M = 5 e para K = 1 na regra de fusão K-em-M.</i>	58

-
- 5.11 *Desempenho em termos de P_{erro} para a regra de decisão (4.11) sob a influência conjunta do ruído impulsivo e da imprecisão dos parâmetros estimados, para diferentes valores da relação sinal-ruído, para $M = 5$ e para $K = 3$ na regra de fusão K -em- M 58*
- 5.12 *Desempenho em termos de P_{erro} para a regra de decisão (4.11) sob a influência conjunta do ruído impulsivo e da imprecisão dos parâmetros estimados, para diferentes valores da relação sinal-ruído, para $M = 5$ e para $K = 5$ na regra de fusão K -em- M 59*

Lista de Tabelas

2.1	<i>Vantagens e desvantagens de algumas técnicas de sensoriamento espectral.</i>	14
2.2	<i>Regras de fusão e os respectivos valores na regra K-em-M.</i>	17

Lista de Siglas

AWGN	- <i>additive white Gaussian noise</i>
BPSK	- <i>binary phase shift keying</i>
BSC	- <i>binary symmetric channel</i>
CAF	- <i>cyclic autocorrelation function</i>
CR	- <i>cognitive radio</i>
CSD	- <i>cyclic spectrum density</i>
CSS	- <i>cooperative spectrum sensing</i>
ERD	- <i>enginvalue ratio detection</i>
FC	- <i>fusion center</i>
FDMA	- <i>frequency division multiple access</i>
GLRT	- <i>generalized likelihood ratio test</i>
IEEE	- <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
LRT	- <i>likelihood ratio test</i>
MAP	- <i>maximum a posteriori</i>
OFDM	- <i>orthogonal frequency division multiplexing</i>
PDF	- <i>probability density function</i>
PU	- <i>primary user</i>
RLRT	- <i>Roy's largest root test</i>
ROC	- <i>receiver operating characteristic</i>
S α S	- <i>symmetric alpha stable</i>
SCSS	- <i>sequencial cooperative spectrum sensing</i>
SNR	- <i>signal-to-noise ratio</i>
SU	- <i>secondary user</i>
TDMA	- <i>time division multiple access</i>
WSS	- <i>wide-sense stationary</i>

Lista de Símbolos

$ \cdot $	- Valor absoluto de (\cdot)
$\binom{a}{b}$	- Coeficiente binomial
$(\cdot)^*$	- Complexo conjugado de (\cdot)
$\lceil \cdot \rceil$	- Menor inteiro que excede (\cdot)
$\lfloor \cdot \rfloor$	- Menor inteiro que não excede (\cdot)
$\ \cdot\ $	- Norma Euclidiana
$(\cdot)^T$	- Operação de transposição de (\cdot)
$(\cdot)^\dagger$	- Conjugado transposto de (\cdot)
\mathbb{C}	- Conjunto dos números complexos
$\det(\cdot)$	- Determinante da matriz operada
$\text{diag}(\cdot)$	- Vetor formado pela diagonal principal da matriz operada
D_0	- Grupo de símbolos associado à ausência do sinal do usuário primário
D_1	- Grupo de símbolos associado à presença do sinal do usuário primário
$\mathbb{E}(\cdot)$	- Valor esperado de (\cdot)
E_b	- Energia média por bit transmitido
f_c	- Frequência de portadora (frequência central do canal de controle)
h	- Ganho complexo do canal
h_k	- Ganho complexo do canal de controle entre o k -ésimo usuário secundário e o centro de fusão
\hat{h}	- Estimação do ganho complexo do canal
\hat{h}_k	- Estimação do ganho complexo do canal de controle entre o k -ésimo usuário secundário e o centro de fusão
\mathbf{h}	- Vetor de ganhos complexos do canal de controle entre o centro de fusão e cada usuário secundário
$\hat{\mathbf{h}}$	- Vetor de estimativas dos ganhos complexos do canal de controle entre o centro de fusão e cada usuário secundário
H_0	- Hipótese de ausência do usuário primário na banda sensoriada
H_1	- Hipótese de presença do usuário primário na banda sensoriada
\mathbf{H}	- Matriz dos ganhos complexos do canal de controle no sensoriamento cooperativo
$\Im(\cdot)$	- Parte imaginária de (\cdot)
\mathbf{I}	- Matriz identidade da mesma ordem que a matriz de covariância do sinal recebido no centro de fusão
\mathbf{I}_M	- Matriz identidade de ordem M
K	- Número de usuários secundários que declararam a presença

	do usuário primário na banda sensoriada
\mathcal{L}_0	- Número de elementos no grupo de símbolos associado à ausência do sinal do usuário
\mathcal{L}_1	- Número de elementos no grupo de símbolos associado à presença do sinal do usuário
$\hat{\mathbf{L}}_0$	- Matriz do conjunto de símbolos esperados associado à ausência do sinal do usuário primário
$\hat{\mathbf{L}}_1$	- Matriz do conjunto de símbolos esperados associado à presença do sinal do usuário primário
$\max(\cdot)$	- Valor máximo do vetor operado
m_k	- Decisão binária local do k -ésimo usuário secundário
M	- Número de rádios cognitivos que realizam o sensoriamento do sinal primário
N	- Número total de amostras coletadas do sinal do usuário primário
N_0	- Densidade espectral de potência de ruído no centro de fusão
\mathbf{p}_0	- Vetor cujos elementos são as probabilidades de um determinado símbolo ser recebido no centro de fusão para o grupo de símbolos associado à ausência do sinal do usuário primário
\mathbf{p}_1	- Vetor cujos elementos são as probabilidades de um determinado símbolo ser recebido no centro de fusão para o grupo de símbolos associado à presença do sinal do usuário primário
P_D	- Probabilidade de detecção
$P_{D,AWGN}$	- Probabilidade de detecção teórica para o detector de energia no canal AWGN
$P_{D,FC}$	- Probabilidade de detecção no centro de fusão
$P_{D,FC}^{(A)}$	- Probabilidade alvo de detecção no centro de fusão
$P_{D,Ray}$	- Probabilidade de detecção teórica para o detector de energia no canal Rayleigh
$P_{D,SU}$	- Probabilidade de detecção local do usuário secundário
P_{erro}	- Probabilidade de erro
P_{FA}	- Probabilidade de falso alarme
$P_{FA,FC}$	- Probabilidade de falso alarme no centro de fusão
$P_{FA,FC}^{(A)}$	- Probabilidade alvo de falso alarme no centro de fusão
$P_{FA,SU}$	- Probabilidade de falso alarme local do usuário secundário
P_{H_0}	- Probabilidade do transmissor do usuário primário estar inativo
P_{H_1}	- Probabilidade do transmissor do usuário primário estar ativo
$P_i(p)$	- Probabilidade de ocorrência do i -ésimo símbolo
P_s	- Probabilidade de um determinado símbolo ser recebido no centro de fusão
P_{s0}	- Probabilidade de um determinado símbolo ser recebido no centro de fusão para o grupo de símbolos associado à ausência do sinal do usuário primário
P_{s1}	- Probabilidade de um determinado símbolo ser recebido no centro de fusão para o grupo de símbolos associado à presença do sinal do

	usuário primário
$Q_M(\cdot, \cdot)$	- Função-Q Marcum
r	- Sinal recebido no centro de fusão
\mathbf{r}	- Vetor das partes real e imaginária do sinal recebido no centro de fusão
$r(t)$	- Sinal real recebido no centro de fusão que é processado pelo receptor em quadratura
\mathbb{R}	- Conjunto dos números reais
$\Re(\cdot)$	- Parte real de (\cdot)
$R_y^\beta(\tau)$	- Função de autocorrelação cíclica
\mathbf{R}_Y	- Matriz de covariância do sinal recebido no centro de fusão no sensoriamento cooperativo
$\hat{\mathbf{R}}_Y$	- Estimativa da matriz de covariância do sinal recebido no centro de fusão no sensoriamento cooperativo
s_k	- Símbolo BPSK (banda base) da decisão local do k -ésimo usuário secundário
\mathbf{s}	- Vetor de símbolos esperados no centro de fusão
\mathbf{S}	- Matriz cujas colunas são formadas por todas as possibilidades de decisões locais tomadas pelos usuários secundários
$S_{k,i}$	- Elemento da k -ésima linha e i -ésima coluna da matriz cujas colunas são formadas por todas as possibilidades de decisões locais tomadas pelos usuários secundários
$S(f, \beta)$	- Função densidade espectral cíclica
T_s	- Duração de um símbolo BPSK
$\mathcal{U}[a, b]$	- Função densidade de probabilidade uniforme no intervalo fechado $[a, b]$
\mathbf{V}	- Matriz do ruído AWGN no receptor do k -ésimo usuário secundário no sensoriamento cooperativo
$x[n]$	- Sinal transmitido pelo PU
\mathbf{X}	- Matriz do sinal transmitido pelo p -ésimo PU no sensoriamento cooperativo
w	- Amostra complexa do ruído Gaussiano
$y[n]$	- Sinal recebido no detector de energia
\mathbf{Y}	- Matriz do sinal recebido no centro de fusão no sensoriamento cooperativo
Z	- Estatística de teste ou métrica de decisão no detector de energia
Z_F	- Estatística de teste ou métrica de decisão no centro de fusão
α	- Expoente característico
β	- Frequência cíclica
γ	- Parâmetro de dispersão da função densidade de probabilidade do ruído impulsivo
$\Gamma(\cdot)$	- Função gamma
$\Gamma(\cdot, \cdot)$	- Função gama incompleta
δ	- Parâmetro de localização da função densidade de probabilidade do ruído impulsivo
ϵ_k	- Variável aleatória Gaussiana que representa o erro na estimação do ganho do canal entre o k -ésimo usuário secundário e o centro de fusão

ζ_k	- Autovalores do termo $\mathbf{H}\Sigma\mathbf{H}^\dagger$
η	- Razão sinal-ruído média no detector de energia
θ	- Fase das portadoras de transmissão e recepção
θ_{inicial}	- Fase inicial das portadoras de transmissão e recepção
λ_k	- Autovalores da matriz de covariância do sinal recebido no centro de fusão
λ_{max}	- Máximo autovalor da matriz de covariância do sinal recebido no centro de fusão
λ_{min}	- Mínimo autovalor da matriz de covariância do sinal recebido no centro de fusão
μ	- Grau do erro na estimação da variância do ruído Gaussiano
ξ	- Limiar de decisão local
ρ	- Caracteriza a qualidade da estimativa do ganho
σ_h^2	- Variância do ganho do canal de controle
$\hat{\sigma}_h^2$	- Variância da estimativa do ganho do canal de controle
σ_s^2	- Potência do sinal transmitido
σ_w^2	- Variância do ruído Gaussiano
$\hat{\sigma}_w^2$	- Estimação da variância do ruído Gaussiano
σ_ϵ^2	- Variância da variável aleatória Gaussiana que representa o erro na estimação do ganho do canal
Σ	- Matriz de covariância do sinal transmitido pelo usuário primário
ϕ	- Parâmetro de adaptação no receptor adaptativo

Resumo

Souza, P.H.C. Desempenho do Sensoriamento Espectral com Fusão Eficiente de Decisões sob Ruído Impulsivo e Imprecisão dos Parâmetros Estimados [dissertação de mestrado]. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações; 2017.

O sensoriamento espectral cooperativo (*cooperative spectral sensing*, CSS) em redes de rádios cognitivos (*cognitive radio*, CR) é uma boa alternativa para mitigar as imprecisões nas decisões de sensoriamento individual geradas por efeitos como ruído térmico, desvanecimento, sombreamento e perda por propagação. No sistema CSS, vários rádios cognitivos transmitem suas informações de sensoriamento ao centro de fusão (*fusion center*, FC) a fim de melhorar o desempenho na tomada de decisões sobre o estado do canal sensoriado. Contudo, o sistema CSS aumenta a necessidade de recurso espectral devido ao envio de informação por um canal de controle. Recentemente, uma nova regra de fusão foi proposta com intuito de aumentar a eficiência espectral em redes CSS. Nessa regra, todos os RCs podem transmitir as suas decisões locais ao mesmo tempo e na mesma frequência ao FC. Para que a regra funcione corretamente é necessário que o FC conheça alguns parâmetros do sistema, como ganho dos canais de controle de cada RC e a variância do ruído térmico no receptor.

Este trabalho tem por objetivo examinar o desempenho da regra de fusão quando há imprecisões quanto à estimativa dos ganhos dos canais de controle e da variância do ruído térmico. Além disso, é feita uma análise do desempenho dessa regra quando o ruído possui componentes impulsivas, muito comum em sistemas reais de transmissão e recepção de sinais. As análises são feitas por meio de simulações computacionais utilizando uma estrutura baseada em receptores práticos e implementadas no software VisSim/CommTM.

Palavras-chave: Rádio cognitivo; sensoriamento espectral cooperativo; fusão de decisões; receptor adaptativo; imprecisões dos parâmetros estimados; ruído impulsivo.

Abstract

Souza, P.H.C. Desempenho do Sensoriamento Espectral com Fusão Eficiente de Decisões sob Ruído Impulsivo e Imprecisão dos Parâmetros Estimados [dissertação de mestrado]. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações; 2017.

The cooperative spectral sensing (CSS) in cognitive radios (CR) networks presents a good alternative to mitigate imperfections at local sensing which are caused by thermal noise, fading, shadowing and propagation loss. In the CSS system, sensing information is transmitted to the fusion center (FC) by multiple cognitive radios in order to achieve a better performance at the decision making process regarding the state of the sensed channel. However, the CSS system increases the spectral resources requirements given that the sensing information is transmitted to the FC on a common channel. Recently, a novel decision fusion rule was proposed to increase spectral efficiency of CSS networks. In this rule, CRs are allowed report their local decisions to the FC at the same time-slot and with the same carrier frequency. The performance of this rule may be affected by FC's imperfect knowledge of some system parameters, such as the common channel gains of each CR and the thermal noise variance at the receiver.

This work aims to evaluate the performance of the decision fusion rule with imperfect channel gains and thermal noise variance estimates. Moreover, we analyze the performance of this rule when the noise has impulsive components, very common in real communications systems. All results are generated by simulations with a practical receiver implementation on the software VisSim/CommTM.

Keywords: Cognitive Radio; cooperative spectral sensing; decision fusion; adaptive receiver; imperfect parameters estimates; impulsive noise.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

Atualmente, a crescente demanda por tráfego de dados em redes sem fio tem feito com que o espectro de frequências seja um recurso cada vez mais disputado [1, 2]. Estima-se que globalmente o tráfego de dados mensal de dispositivos móveis expandirá sete vezes entre 2016 e 2021 [2]. No entanto, a política de alocação fixa das bandas de frequências torna o espectro subutilizado em alguns casos [3,4]. Análises de ocupação espectral em algumas regiões do planeta revelam, em média, baixa ocupação espacial e temporal do espectro de frequências [5,6].

Uma interessante alternativa aos problemas de escassez e subutilização do espectro de frequências é o rádio cognitivo (*cognitive radio*, CR) [7, 8]. Como o próprio nome sugere, o CR é um dispositivo inteligente que procura, em determinadas bandas de frequências, canais que não estejam sendo utilizados pelos usuários primários (*primary user*, PU), que detêm o direito de uso desses canais. Quando o CR encontra um canal vago, ele faz uso oportunístico desse canal para transmissão de dados. Caso o PU volte a usar o canal, o CR deve interromper a transmissão oportunista e continuar procurando por outro canal que não esteja em uso. Portanto, pode-se definir que a premissa do CR é usar de forma dinâmica e oportunista o espectro de frequências, mas sem causar interferência prejudicial aos usuários primários.

Entre as principais tarefas executadas pelo CR destacam-se o sensoriamento e análise espectral, gerenciamento e mudança de frequência (*handoff* espectral) e alocação e compartilhamento espectral [1]. O sensoriamento espectral [1,3] é uma ferramenta utilizada pelos rádios cognitivos, enquanto usuários secundários (*secondary users*, SUs),

para localizarem os canais vagos que serão usados de maneira oportunista. Na análise espectral, são avaliadas as características desses canais. Assim, um SU é capaz de ajustar parâmetros como, por exemplo, a potência de transmissão, frequências e modulação em função dos resultados da análise espectral [3].

Após a identificação e análise dos canais vagos, aplica-se o gerenciamento espectral de forma que o canal selecionado seja o melhor possível para a transmissão de dados [3]. Caso o canal se torne indisponível, o SU, por meio do *handoff*, é capaz de interromper a transmissão e mudar para outro canal vago sem falhas perceptíveis no processo de comunicação. Vale notar que o *handoff* juntamente com o sensoriamento permitem que, após a detecção do PU, o SU possa desocupar o canal e não causar interferências prejudiciais ao PU [1].

Em determinadas redes sem fio, torna-se vantajoso tirar proveito da cooperação entre PUs e SUs, entre SUs ou ambos [1]. Entretanto, essa cooperação exige que a alocação dos recursos disponíveis entre os SUs da rede seja feita de forma coordenada e compartilhada. Com isso, evita-se interferências ou colisões e, ao mesmo tempo, o aproveitamento do espectro é aprimorado [1, 3].

Uma vez que o sensoriamento de PUs receptores não é de fácil realização, opta-se por detectar níveis de atividade de PUs transmissores [1, 3]. Usualmente, os tipos de sensoriamento são divididos em três categorias [3]: sensoriamento do transmissor, sensoriamento cooperativo e sensoriamento por interferência. No sensoriamento do transmissor algumas técnicas mais conhecidas são a detecção de energia, a detecção por propriedades ciclo-estacionárias do sinal, a detecção por filtro casado e a detecção por autovalores [1, 3, 9–12]. Neste trabalho é estudado o sensoriamento cooperativo do transmissor.

O desempenho do sensoriamento espectral pode ser prejudicado por efeitos de desvanecimento, sombreamento e ruído na rede primária [13]. Para contornar esses efeitos, uma solução é o uso do sensoriamento espectral cooperativo (*cooperative spectrum sensing*, CSS) [14]. Este pode ser realizado de forma distribuída ou centralizada. Na primeira, os SUs em cooperação trocam informações acerca do estado de ocupação do canal para que se chegue a um certo tipo de consenso, sendo que na segunda enviam-se as amostras do sinal recebido pelos SUs ou suas decisões locais para um centro de fusão (*fusion center*, FC). Usualmente, o processo de transmissão das decisões para o FC é referido como fusão de decisões, sendo denominada fusão de dados aquela decorrente do envio de amostras associadas ao sinal sensoriado em cada SU. Como exemplo de um sistema CSS onde são enviadas as amostras do sinal sensoriado, pode-se citar o

sensoriamento cooperativo baseado em autovalores [1, 11, 12]. Nesse sistema, o qual será descrito com mais detalhes neste trabalho, a decisão sobre a ocupação do espectro é baseada nos autovalores da matriz de covariância das amostras recebidas no FC.

No sistema CSS com fusão de decisões, M rádios cognitivos realizam o sensoriamento do sinal primário de maneira independente e enviam suas decisões locais, que indicam a presença ou ausência do PU, para o FC. A função do FC é realizar a decisão global sobre a atividade do PU na banda sensoriada e, posteriormente, informar aos SUs essa decisão. Uma regra comum usada pelo FC para tomada da decisão global é denominada regra de fusão K -em- M . Nessa regra, o FC declara a banda ocupada se pelo menos K dentre M SUs declararem a presença do PU na banda sensoriada [9, 14].

O envio das decisões locais é feito por um canal de controle estabelecido entre os SUs e o FC. Em modelos tradicionais, o acesso múltiplo dos SUs é feito por meio de canais ortogonais usando, por exemplo, o FDMA (*frequency division multiple access*) ou o TDMA (*time division multiple access*). Um problema dos modelos tradicionais é que, embora um aumento no número de SUs na rede cooperativa aumente a precisão das decisões globais, isso também exige maior quantidade de recursos de transmissão (tempo ou frequência) no canal de controle [14]. Vale ressaltar, contudo, que restrições nesse canal limitam os recursos disponíveis para as transmissões ao FC. Uma restrição pode surgir, por exemplo, quando o canal de controle é estabelecido na rede primária, ou seja, nos canais utilizados pelos PUs. Nesse caso o canal de controle pode ficar indisponível ou sofrer interferências causadas pelo PU. Além disso, como os canais de controle normalmente tem pequena capacidade, o aumento de SUs produzirá redução na eficiência espectral das transmissões ao FC [9, 15].

Nesse sentido, têm surgido várias pesquisas que propõem diferentes formas de aumentar a eficiência espectral dos canais de controle das redes cognitivas cooperativas. Em [16] é proposta uma regra na qual SUs somente transmitem suas decisões locais ao FC se essas forem confiáveis. Essa regra reduz o número médio de bits de sensoriamento transmitidos ao FC. No sistema proposto em [17, 18], denominado de sensoriamento espectral cooperativo sequencial (*sequential cooperative spectrum sensing*, SCSS), apenas os SUs selecionados pelo FC transmitem seus dados de sensoriamento local. Esses SUs continuam transmitindo enquanto os critérios para a decisão global no FC não forem atingidos. Nesse sistema também se observa uma redução nos dados de sensoriamento local enviado pelos SUs. Em [19] é apresentado um sistema CSS no qual os SUs enviam suas decisões pelo mesmo canal usados pelos PUs, isto é, no próprio canal usado pela rede primária. Assim, não é necessário um canal dedicado apenas à rede cognitiva. Uma forma de mitigar a interferência entre a rede cognitiva

e a rede primária é proposta em [20]. Em [21] os autores sugerem um esquema de sensoriamento cooperativo em anel, onde cada SU transmite o bit de decisão apenas ao SU vizinho. O último SU da arquitetura toma a decisão global da rede.

Especialmente em [22], é proposto um sistema CSS onde todos os M CRs transmitam simultaneamente suas decisões locais para o FC usando a mesma frequência do canal de controle, aumentando a eficiência espectral das transmissões em comparação aos esquemas de múltiplo acesso tradicionais. Contudo, como consequência, o sinal recebido pelo FC é formado pela soma incoerente dos símbolos transmitidos pelos SUs. Ainda assim, no processo de decisão global é possível classificar o sinal recebido em dois grupos, sendo um grupo associado à presença do sinal do PU e o outro grupo associado à ausência desse sinal. Em [22] também é fornecido um critério de decisão global sub-ótimo baseado em uma regra de decisão MAP (*maximum a posteriori*) com probabilidade *a priori* uniforme, que identifica a qual grupo pertence o sinal recebido pelo FC. Em [23] é proposta uma regra de decisão MAP modificada que atinge desempenhos muito superiores aos desempenhos atingidos pela regra originalmente apresentada em [22].

Nas referências [22–24], as regras de decisão global aplicadas no FC levam em consideração que: i) a amostra do sinal recebido é contaminada com um ruído Gaussiano branco aditivo (*additive white Gaussian noise, AWGN*), ou seja, com ruído térmico, ii) a variância desse ruído é conhecida pelo FC e iii) os ganhos do canal (magnitude e a fase) também são conhecidos pelo FC. No entanto, nenhuma análise é feita considerando aspectos práticos de implementação dessas regras no FC, como por exemplo, imprecisões na estimação dos ganhos do canal [25–28] e da variância do ruído térmico [29–31] e, ainda, considerando que o ruído possua características impulsivas, comum em alguns ambientes [32, 33]. Em [33] é mostrado que sistemas de recepção são consideravelmente penalizados quando o ruído possui componentes impulsivas. Em [25–30] é mostrado que sistemas de comunicação têm seus desempenhos prejudicados quando os receptores não conseguem estimar perfeitamente os parâmetros dos ganhos do canal e da variância do ruído térmico. Por fim, é importante ressaltar que neste trabalho o ruído AWGN está associado ao ruído térmico gerado no receptor do FC.

1.2 Contribuições e estrutura da dissertação

Neste trabalho é proposto um receptor adaptativo com aspectos de implementação prática baseado em uma simplificação da regra proposta em [23] e no sistema CSS de [22]. A partir dos resultados numéricos é possível verificar que o receptor adaptativo pode prover ganhos expressivos de desempenho quando adaptado a variações da relação sinal-ruído (*signal-to-noise ratio*, SNR).

Outra contribuição deste trabalho está na avaliação do desempenho do receptor adaptativo proposto quando o mesmo está sob influência do ruído impulsivo. Além disso, avalia-se também o desempenho desse receptor quando existe imprecisão na estimação dos ganhos do canal de controle e na estimação da variância do ruído térmico. Finalmente, é feita uma análise no cenário em que o receptor adaptativo sofre influência conjunta do ruído impulsivo e da imprecisão desses parâmetros estimados.

Para cumprir com os objetivos deste trabalho foram desenvolvidas simulações computacionais utilizando o software VisSim/CommTM. Nas simulações, o ruído impulsivo é modelado utilizando a distribuição $S\alpha S$ (*symetric α -stable*) [32, 33], enquanto que os erros de estimação dos ganhos do canal de controle são modelados por uma distribuição Gaussiana como feito em [25–27]. Por fim, o erro na estimativa da variância do ruído térmico é modelado como uma distribuição uniforme ou admitindo dois valores extremos, para cima ou para baixo, em torno da estimativa correta, como também considerado em [12, 29–31].

O restante do trabalho está organizado da seguinte forma:

- O Capítulo 2 apresenta os fundamentos do sensoriamento espectral e faz uma breve comparação entre o desempenho de algumas técnicas, identificando vantagens e desvantagens que as caracterizam. É apresentado o sensoriamento por detecção de energia, por propriedades ciclo-estacionárias, por filtro casado e o baseado em autovalores. Por fim, são avaliadas regras de fusão de informações no FC.
- No Capítulo 3 descreve-se o modelo do sistema CSS proposto em [22], fazendo um breve resumo da regra de decisão original proposta em [22] e da regra modificada sugerida em [23]. Por fim, são apresentadas as razões que motivaram as investigações referentes ao desempenho desse sistema CSS sob o ruído impulsivo e sob erros na estimação dos parâmetros estimados.
- O Capítulo 4 apresenta a modelagem matemática que dá origem ao receptor

adaptativo. Também é feita uma descrição dos modelos usados na geração do ruído impulsivo e na simulação de imperfeições nos parâmetros estimados, isto é, nas estimativas dos ganhos do canal de controle e da variância do ruído térmico. Por último, são apresentadas informações sobre o software VisSim/Comm e é revelada a implementação do receptor adaptativo desenvolvida com esse software.

- No Capítulo 5, são validados os resultados numéricos gerados pela simulação do VisSim/Comm e apresenta-se uma breve avaliação sobre o desempenho do receptor adaptativo. Também é avaliado o desempenho do receptor adaptativo sob o ruído impulsivo e erros nas estimativas tanto dos ganhos do canal de controle quanto da variância do ruído térmico. Inicialmente, são realizadas análises de desempenho que consideram a influência isolada desses efeitos e, em seguida, é avaliado caso no qual o receptor adaptativo é influenciado simultaneamente por esses efeitos.
- O Capítulo 6 traz as conclusões do trabalho.

1.3 Publicações

Os seguintes artigos são resultados das pesquisas relacionadas a este trabalho:

- **Receptor Adaptativo para Fusão Eficiente de Decisões no Sensoriamento Espectral Cooperativo.** XXXIV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2016). Santarém, Brasil, 30 de Agosto. 2016.
- **Sensoriamento Espectral com Fusão Eficiente de Decisões sob Ruído Impulsivo e Imprecisão dos Parâmetros Estimados.** Submetido à Revista IEEE América Latina.

Capítulo 2

Técnicas de Sensoriamento Espectral

Neste capítulo, analisam-se os fundamentos do sensoriamento espectral e propriedades de algumas técnicas específicas de sensoriamento que os SUs implementam localmente. Em primeiro lugar, será demonstrado que o sinal sensoriado pelo SU pode ser classificado em duas hipóteses. Essas hipóteses, por sua vez, são utilizadas para verificar se um determinado canal está vago ou não. Em seguida, são apresentadas brevemente as técnicas de sensoriamento espectral por detecção de energia, por propriedades ciclo-estacionárias, por filtro casado e a baseada em autovalores. Como complemento, uma tabela indica as principais vantagens e desvantagens que caracterizam o desempenho de cada técnica. Também são avaliadas as regras de fusão de informações utilizadas pelos FCs para processar os dados de sensoriamento transmitidos pelos SUs no sistema CSS. Como será observado, as informações de sensoriamento enviadas pelos SUs podem ser amostras do sinal sensoriado ou decisões locais sobre a ocupação do canal. Por último, é definida a regra de fusão de decisões K -em- M com mais detalhes.

2.1 Fundamentos do sensoriamento espectral

O sensoriamento espectral é uma ferramenta crucial para o funcionamento do CR, pois permite a localização de canais vagos e, conseqüentemente, o uso oportunístico desses canais. Deve ser destacado que as técnicas de sensoriamento espectral devem atender simultaneamente diversas exigências em termos de desempenho, tempo de sensoriamento, complexidade de implementação, entre outros [1, 3, 10]. Note também que o desempenho global do sistema CSS é influenciado pelas técnicas de sensoriamento

que os SUs utilizam, visto que os dados de sensoriamento combinados no FC são gerados localmente pelos SUs [9]. Assim, convém analisar algumas das principais técnicas de sensoriamento espectral [10] que os SUs implementam localmente.

Inicialmente é admitido que o sinal recebido pelo detector adquira a seguinte forma [1, 3, 9, 10]

$$y[n] = hx[n] + w[n], \quad (2.1)$$

onde h é o ganho complexo do canal entre o PU e o SU e $x[n]$ é a n -ésima amostra do sinal transmitido pelo PU, sendo esse o sinal que deve ser detectado pelo sensoriamento espectral. A variável $w[n]$ representa a n -ésima amostra complexa do ruído AWGN presente no detector.

O sinal descrito em (2.1) pode ser expresso em função de duas hipóteses, dadas por

$$\begin{aligned} H_0 : y[n] &= w[n]; \\ H_1 : y[n] &= hx[n] + w[n], \end{aligned} \quad (2.2)$$

onde H_0 representa a ausência do PU e H_1 sua presença. Note que $x[n] = 0$ indica a ausência de transmissões do PU [1, 3, 10].

A decisão sobre a presença do PU é feita a partir da distinção de qual sinal em (2.2) foi recebido. Para isso, gera-se a estatística de teste ou métrica de decisão. Sendo assim, o teste de hipóteses realizado pelo detector pode ser descrito da seguinte maneira

$$Z \underset{H_1}{\overset{H_0}{\gtrless}} \xi, \quad (2.3)$$

no qual ξ é o limiar de decisão local. A decisão sobre a presença do PU é feita ao se comparar a estatística de teste Z com o limiar ξ . Portanto, o PU é declarado ativo (H_1) quando $Z > \xi$ e inativo (H_0) caso $Z \leq \xi$ [1, 3].

O desempenho do sensoriamento espectral pode ser avaliado através do cálculo da probabilidade de falso alarme e da probabilidade de detecção, denotadas, respectivamente, por

$$\begin{aligned} P_{\text{FA}} &= P(Z > \xi | H_0); \\ P_{\text{D}} &= P(Z > \xi | H_1), \end{aligned} \quad (2.4)$$

onde P_{FA} indica a probabilidade da decisão incorreta pela presença do PU quando

o espectro está desocupado e P_D representa a probabilidade da decisão correta pela presença do PU na condição de espectro ocupado. Portanto, o limiar de decisão local ξ pode ser definido de forma a garantir o maior valor de P_D e, ao mesmo tempo, o menor de P_{FA} . Um problema é que, em muitos casos, maiores valores para P_D implicam em maiores valores de P_{FA} , e vice-versa, isto é, menores valores de P_{FA} resultam em menores valores de P_D . Uma saída para esse problema é buscar a melhor solução de compromisso entre esses dois parâmetros o que, conseqüentemente, leva a uma maior taxa de decisões corretas. Usualmente analisa-se P_D e P_{FA} para uma faixa de valores do limiar ξ , resultando em uma curva ROC (*receiver operating characteristic*). Com isso, o processo de definição do limiar é simplificado, visto que, com o auxílio da ROC, se torna possível avaliar visualmente múltiplos limiares [10].

A partir da Figura 2.1 pode-se verificar o comportamento típico de algumas ROCs. Primeiramente observe que os valores do par (P_D, P_{FA}) decrescem conforme o limiar de decisão é ajustado para um maior valor, conseqüentemente traçando as curvas ROCs. A partir daí o desempenho de uma técnica de sensoriamento espectral qualquer pode ser avaliado simultaneamente para diversos valores do limiar ξ . Para isso, considere inicialmente um valor fixo de P_{FA} , como indicado na Figura 2.1, e perceba que a curva ROC (1) atinge maiores valores de P_D que as ROCs (2) e (3). Importante destacar, contudo, que isso acontece para qualquer valor de P_{FA} considerado, levando-se em conta o conjunto de ROCs apresentadas na Figura 2.1. Da mesma forma, note que a ROC (1) apresenta o menor valor de P_{FA} para qualquer valor fixo de P_D correspondente. Portanto, pode-se concluir que a ROC (1) apresenta o melhor desempenho e a ROC (3) tem o pior desempenho. Note que a ROC (3) é a que mais se aproxima da reta diagonal, na qual $P_D = P_{FA}$ para qualquer ξ . Nessa reta os valores de P_D variam na mesma proporção que os valores P_{FA} , ou seja, o aumento na taxa de decisões corretas é acompanhado pelo mesmo aumento na taxa de decisões incorretas, e vice-versa. Como consequência, a reta $P_D = P_{FA}$ ilustrada na Figura 2.1 representa a ROC gerada por um detector cujas decisões são aleatórias, isto é, tão boas quanto decisões condicionadas ao lançamento de uma moeda [34].

Por fim, vale destacar que em diferentes pontos da ROC se observa comportamentos distintos. A título de exemplo, pontos das ROCs da Figura 2.1 que estão mais próximos do ponto (1, 1) apresentam alta probabilidade de detecção e, em contrapartida, alta probabilidade de falso alarme. Sendo assim, em tal caso, são sacrificadas oportunidades de acesso ao espectro com a finalidade de reduzir a possibilidade de interferência na transmissão do PU. Para os pontos mais próximos de (0, 0) tem-se a situação inversa, isto é, há uma maior probabilidade de interferência ao PU, porém o

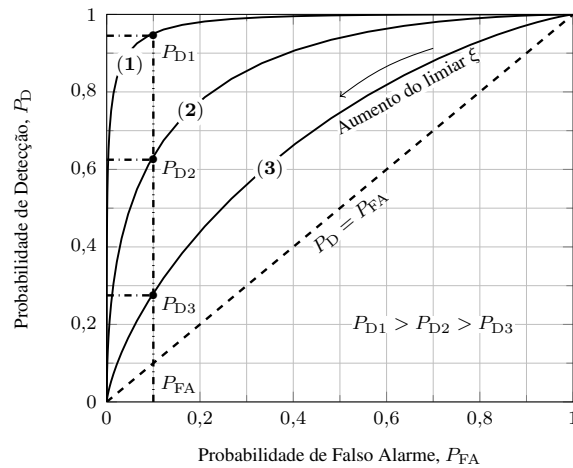


Figura 2.1: Comportamento típico de algumas ROCs traçadas a partir do ajuste do limiar de decisão ξ . A reta diagonal ($P_D = P_{FA}$) representa a ROC gerada por um detector cujas decisões são aleatórias.

espectro é acessado com mais frequência [1]. Em outras palavras, oportunidades de acesso ao espectro são desperdiçadas caso o detector apresente alta P_{FA} , enquanto que o alto valor de P_D garante que a presença do PU seja detectada com alto grau de certeza. Por outro lado, o aproveitamento do espectro é maior caso o detector apresente baixa P_{FA} , porém o baixo valor de P_D implica que a presença do PU não é detectada na maioria das vezes, expondo o PU a interferências causadas pelas transmissões dos SUs.

Nas seções seguintes, são apresentadas técnicas de sensoriamento que os SUs implementam localmente.

2.2 Detector de energia

No detector de energia, a estatística de teste é representada pela energia do sinal $y[n]$ em um determinado intervalo de tempo ou para uma certa quantidade de amostras, isto é [10],

$$Z = \sum_{n=0}^{N-1} |y[n]|^2 \begin{matrix} \leq \xi, & H_0 \\ > \xi, & H_1 \end{matrix} \quad (2.5)$$

no qual N é o número total de amostras coletadas do sinal.

Na Figura 2.2 são apresentadas algumas ROCs geradas por meio de simulações do sensoriamento por detecção de energia no Matlab[®] [35] e através das seguintes

expressões (ROCs teóricas) [36]:

$$P_{\text{FA}} = \frac{\Gamma(N/2, \xi/2)}{\Gamma(N/2)}; \quad (2.6)$$

$$P_{\text{D,AWGN}} = Q_{N/2} \left(\sqrt{\frac{N\eta}{\sigma_w^2}}, \sqrt{\frac{\xi}{\sigma_w^2}} \right); \quad (2.7)$$

$$P_{\text{D,Ray}} = e^{-\frac{\xi}{2\sigma_w^2}} \sum_{i=0}^{N/2-2} \frac{\left(\frac{\xi}{2\sigma_w^2}\right)^i}{i!} + \left(\frac{2\sigma_w^2 + N\eta}{N\eta}\right)^{N/2-1} \times \left[e^{-\frac{\xi}{2\sigma_w^2 + N\eta}} - e^{-\frac{\xi}{2\sigma_w^2}} \sum_{i=0}^{N/2-2} \frac{\left(\frac{\xi N\eta}{2\sigma_w^2(2\sigma_w^2 + N\eta)}\right)^i}{i!} \right]; \quad (2.8)$$

em que $\Gamma(\cdot, \cdot)$ é a função gama incompleta, $\Gamma(\cdot)$ é a função gama e $Q_{N/2}(\cdot, \cdot)$ é a função-Q Marcum generalizada [36].

Para um canal AWGN deve-se calcular a probabilidade de detecção com a expressão (2.7) e para o canal Rayleigh usa-se a expressão (2.8). Em todas as expressões foi considerado que $\eta = (\sigma_s^2/\sigma_w^2) \mathbb{E}(h^2)$ denota a relação sinal-ruído média no detector de energia, onde σ_w^2 é a variância do ruído AWGN (ruído térmico) presente na entrada do detector de energia e σ_s^2 representa a potência do sinal transmitido. Além disso, para todas combinações de parâmetros estudados considerou-se que o parâmetro $\sigma_w^2 = 1$, como em [36]. Por fim, na simulação da detecção em um canal AWGN puro considerou-se $h = 1$ e no caso do canal Rayleigh lento e plano foi admitido um ganho com valor quadrático médio unitário e constante durante todo o intervalo de sensoriamento, isto é, para N amostras, sendo independentemente gerado entre sucessivos intervalos de sensoriamento.

Pela Figura 2.2 (a) observa-se que o desempenho do detector piora conforme a relação sinal-ruído diminui, pois, para um valor fixo de P_{D} , pode-se concluir que P_{FA} aumenta para menores valores de SNR. O mesmo acontece para um valor fixo de P_{FA} , exceto que P_{D} diminui quanto menor a SNR. O procedimento aplicado na Figura 2.2 (a) é válido também para a Figura 2.2 (b), de maneira que se obtém conclusões similares. No entanto, note que as ROCs para o canal Rayleigh ilustradas na Figura 2.2 (b) revelam, como esperado, um desempenho pior que o observado na Figura 2.2 (a). Isso demonstra que o desempenho do detector de energia é prejudicado pela variação dos níveis instantâneos da SNR, ou seja, pelo desvanecimento no canal Rayleigh.

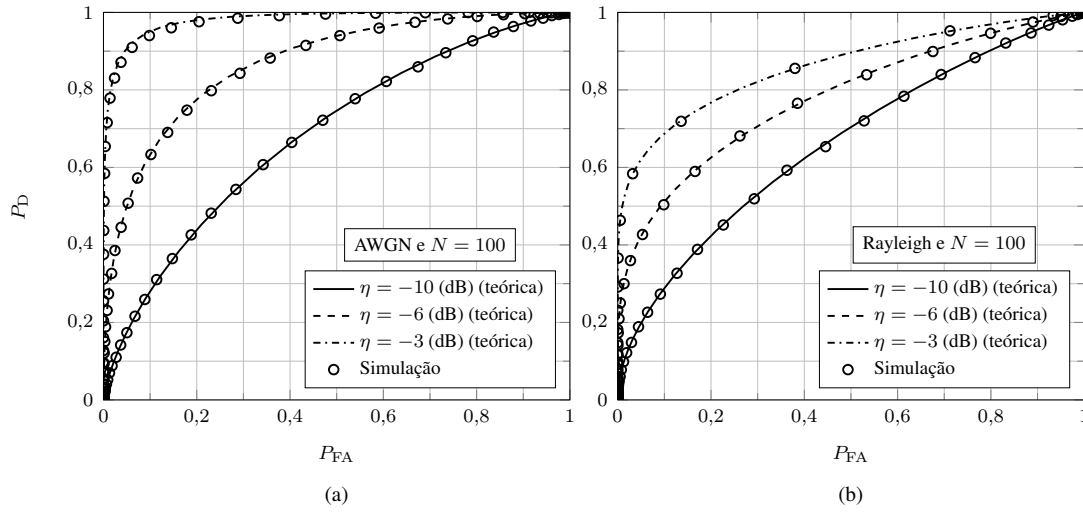


Figura 2.2: ROCs do detector de energia para o canal AWGN (a) e no canal Rayleigh lento e plano (b).

2.3 Detecção por propriedades ciclo-estacionárias

O detector por propriedades ciclo-estacionárias permite distinguir o sinal do PU em meio ao ruído e também identificar transmissões de diferentes PUs [1, 3, 10]. Isso é possível devido às propriedades ciclo-estacionárias embutidas nos sinais ou em seus parâmetros estatísticos, como média e autocorrelação [10]. Essas propriedades são consequência de características periódicas como, por exemplo, taxa de transmissão, frequência da portadora e código de espalhamento, inerentes as técnicas atuais de transmissão de sinais [1, 3]. Importante destacar, contudo, que o ruído é considerado estacionário no sentido amplo (*wide-sense stationary*, WSS) com autocorrelação nula para qualquer intervalo de análise.

Na detecção por propriedades ciclo-estacionárias, o teste de hipóteses é conduzido no domínio da frequência, a partir da identificação de picos produzidos pela função densidade espectral cíclica (*cyclic spectrum density*, CSD), descrita por [1, 10]

$$S(f, \beta) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} R_y^\beta(\tau) e^{-j2\pi f\tau}, \quad (2.9)$$

onde

$$R_y^\beta(\tau) = \mathbb{E} [y(n + \tau) y^*(n - \tau) e^{j2\pi\beta n}] \quad (2.10)$$

é a função de autocorrelação cíclica (*cyclic autocorrelation function*, CAF) e β é a frequência cíclica. A função CSD apresenta picos em seu espectro sempre que

a frequência cíclica for igual às frequências fundamentais do sinal do PU, ou seja, quando $\beta = (a/T_x)$, sendo T_x o período do sinal transmitido pelo PU. Usualmente, as frequências cíclicas são conhecidas ou podem ser extraídas e utilizadas para a identificação de sinais transmitidos. Caso não haja sinal, isto é, hipótese H_0 , os picos deixam de existir, pois será detectado apenas o conteúdo de ruído cuja função de autocorrelação cíclica é nula [1, 10].

2.4 Detecção por filtro casado

A detecção por filtro casado é ótima, pois é a estrutura de recepção que maximiza a SNR para o ruído AWGN. No entanto, essa estrutura envolve um filtro que requer o perfeito conhecimento do sinal transmitido pelo PU e do canal entre o PU e o SU, o que aumenta significativamente a complexidade de implementação [1, 3, 10]. Mais detalhes sobre essa técnica estão na Tabela 2.1, onde também é dada uma descrição das principais vantagens e desvantagens das técnicas de sensoriamento espectral abordadas neste capítulo [1, 3, 9, 10].

2.5 Sensoriamento espectral cooperativo baseado em autovalores

No sistema CSS baseado em autovalores, as amostras do sinal recebido no FC estão dispostas em uma matriz $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{M \times N}$, cujas colunas são formadas por toda a informação de sensoriamento coletada pelos M SUs em um instante de amostragem. A matriz \mathbf{Y} definida em função das hipóteses H_0 e H_1 pode ser escrita da seguinte forma [11]

$$\begin{aligned} H_0 : \mathbf{Y} &= \mathbf{V}; \\ H_1 : \mathbf{Y} &= \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{V}, \end{aligned} \tag{2.11}$$

em que $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ é uma matriz cujos elementos $v_{k,n}$, $k = 0, \dots, M - 1$, $n = 0, \dots, N - 1$, representam a n -ésima amostra do ruído AWGN com média nula e variância σ_w^2 no receptor do k -ésimo SU, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M \times P}$ é a matriz com elementos $h_{k,p}$ que são os ganhos complexos do canal de controle entre o k -ésimo SU e o p -ésimo PU, para a qual considera-se um total de P estações transmissoras primárias, e $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{P \times N}$ é uma matriz cujos elementos $x_{p,n}$ representam a n -ésima amostra do sinal transmitido

Tabela 2.1: *Vantagens e desvantagens de algumas técnicas de sensoriamento espectral.*

Técnicas de Sensoriamento	Vantagens	Desvantagens
Detecção de Energia	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Implementação de baixa complexidade [1, 3, 10]. ✓ Não exige conhecimento prévio das características do sinal transmitido pelo PU [1, 3, 10]. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Não é capaz de distinguir o sinal do PU de sinais transmitidos por outras fontes como, por exemplo, sinal de interferência e ruído. [1, 3, 10]. ✗ Desempenho pior quando há imprecisão na estimação da variância do ruído térmico e baixa SNR [1, 3, 10]. ✗ Ineficiente no sensoriamento de sinais que utilizem técnicas de espalhamento espectral [10].
Detecção por propriedades ciclo-estacionárias	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Identifica transmissões e sinais de diferentes PUs [1, 10]. ✓ Melhor que o detector de energia na presença de imprecisão na estimação da variância do ruído térmico e também para baixos níveis de SNR [1]. ✓ Desempenho superior ao detector de energia na existência de interferência entre canais adjacentes [10]. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Propriedades ciclo-estacionárias são de difícil detecção em canais com desvanecimento [10]. ✗ É necessário gerar determinadas assinaturas cíclicas em sistemas de comunicação, como o OFDM (<i>orthogonal frequency division multiplexing</i>) por exemplo, que não as possuem, reduzindo assim a eficiência espectral [1, 10].
Detecção por filtro casado	<ul style="list-style-type: none"> ✓ É a estrutura ótima para a implementação do sensoriamento espectral quando o sinal transmitido é conhecido [1, 3, 10]. ✓ Melhor que o detector por propriedades ciclo-estacionárias na presença de imprecisão na estimação da variância do ruído térmico e também para baixos níveis de SNR [1]. ✓ Demanda menos tempo (amostras) para atingir determinado nível de desempenho, se comparado ao tempo gasto pelas técnicas de detecção de energia e por propriedades ciclo-estacionárias [1, 3, 10]. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Deve-se conhecer integralmente as propriedades do sinal transmitido pelo PU, a saber: banda, frequência de operação, modulação, formato do pulso [1, 3, 10]. ✗ A implementação da detecção por filtro casado é de alta complexidade [1, 10].
Detecção por autovalores	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Desempenho atrativo [37]. ✓ Não exige conhecimento prévio das características do sinal transmitido pelo PU [1, 11]. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Complexidade principalmente associada à estimação dos autovalores.

pelo p -ésimo PU.

A decisão sobre qual sinal em (2.11) foi recebido é feita a partir dos autovalores da matriz de covariância do sinal recebido no FC [1, 11, 12], que são dados pela seguinte equação característica [11]:

$$\det(\mathbf{R}_Y - \lambda \mathbf{I}) = 0, \quad (2.12)$$

onde $\det(\cdot)$ representa o determinante da matriz operada, \mathbf{R}_Y a matriz de covariância do sinal recebido \mathbf{Y} , λ os autovalores e \mathbf{I} uma matriz identidade da mesma ordem que \mathbf{R}_Y .

A matriz de covariância é definida por $\mathbf{R}_Y = \mathbb{E}(\mathbf{Y}\mathbf{Y}^\dagger)$, onde $(\cdot)^\dagger$ significa o conjugado transposto.

As matrizes de covariância para as hipóteses H_0 e H_1 são [11]

$$\begin{aligned} H_0 : \mathbf{R}_Y &= \sigma_w^2 \mathbf{I}_M; \\ H_1 : \mathbf{R}_Y &= \mathbf{H}\Sigma\mathbf{H}^\dagger + \sigma_w^2 \mathbf{I}_M, \end{aligned} \quad (2.13)$$

onde \mathbf{I}_M é uma matriz identidade de ordem M e $\Sigma = \mathbb{E}(\mathbf{X}\mathbf{X}^\dagger)$ é a matriz de covariância do sinal transmitido pelo PU. A partir de (2.13) consegue-se chegar nos autovalores usados na decisão global feita pelo FC [11]:

$$\begin{aligned} H_0 : \lambda_k &= \sigma_w^2; \\ H_1 : \lambda_k &= \zeta_k + \sigma_w^2, k = 0, \dots, M - 1, \end{aligned} \quad (2.14)$$

onde $\lambda_0 > \lambda_1 > \dots > \lambda_{M-1}$ são os autovalores de \mathbf{R}_Y e $\zeta_0 > \zeta_1 > \dots > \zeta_{M-1}$ os autovalores do termo $\mathbf{H}\Sigma\mathbf{H}^\dagger$. Observe que existe uma diferença entre os autovalores de (2.14) sob as hipóteses H_0 e H_1 . Isso permite que a tomada de decisão seja feita a partir do processamento de λ_k pelo FC [1, 11]. Como exemplo, admita que a estatística de teste (métrica de decisão) como sendo a razão entre o máximo e o mínimo autovalor da matriz de covariância recebida. Nesse caso, tem-se a detecção por razão de autovalores (*engeinvalue ratio detection*, ERD), na qual $\lambda_{max}/\lambda_{min} = 1$ para a hipótese H_0 e $\lambda_{max}/\lambda_{min} > 1$ sob a hipótese H_1 (para $P = 1$). Outras estatísticas de teste são a detecção pelo teste de Roy de máxima raiz (*Roy's largest root test*, RLRT) e pelo teste de razão de verossimilhança generalizado (*generalized likelihood ratio test*, GLRT) [11, 12].

Por fim, vale destacar que o sensoriamento baseado em autovalores pode ser aplicado localmente pelos SUs de maneira independente. Para isso, basta considerar, por

exemplo, que o SU possua M antenas [12]. Note também que essa técnica de sensoriamento não exige conhecimento prévio das características do sinal transmitido pelo PU. [1, 11]. Além disso, importante destacar que a matriz de covariância do sinal recebido não é conhecida e na prática é realizada a estimativa de \mathbf{R}_Y por meio da média amostral. Assim, pode-se escrever a matriz de covariância estimada como segue [11, 12]

$$\hat{\mathbf{R}}_Y = \frac{1}{N} \mathbf{Y} \mathbf{Y}^\dagger, \quad (2.15)$$

onde é considerado que N amostras são coletadas pelos SUs durante o intervalo de sensoriamento. Observe que um maior número N de amostras coletadas garantem uma melhor estimativa de \mathbf{R}_Y .

2.6 Fusão de informações de sensoriamento

Na fusão de informações, os SUs cooperam transmitindo os dados de sensoriamento pelo canal de controle ao FC, que decide se o espectro está ocupado. A princípio, sem a cooperação, essa decisão é tomada de maneira isolada pelos SUs, mesmo que esses estejam sensoriando simultaneamente a mesma banda de frequências e localizem-se na mesma região geográfica. Contudo, com a cooperação através da fusão de informações se observa uma melhora no desempenho global do sensoriamento, ou seja, na precisão das decisões globais. Denomina-se a transmissão da informação de sensoriamento por cada SU como fusão de dados ou de fusão de decisões, dependendo do formato da informação. Na fusão de dados pode ser enviada ao FC a estatística de teste como, por exemplo, Z da expressão (2.5), ou as amostras do sensoriamento local, enquanto que na fusão de decisões são transmitidas as decisões locais ao FC [3, 14].

A fusão de dados exibe melhor desempenho que a fusão de decisões, mas consome mais banda e demanda mais recursos computacionais [1, 3, 14]. No FC a fusão dos dados é realizada segundo critérios de decisão como, por exemplo, aqueles baseados no teste de razão de verossimilhança (*likelihood ratio test*, LRT) [9, 14]. Um outro exemplo é o sistema CSS baseado em autovalores apresentado na Seção 2.5, no qual as amostras do sensoriamento local de cada SU são transmitidas ao FC para que seja gerada matriz de covariância do sinal recebido [11, 12].

Na fusão de decisões o consumo de banda é reduzido ao custo de uma piora no desempenho final, visto que são transmitidas decisões binárias ao invés das amostras

do sensoriamento. Usualmente, a decisão do k -ésimo SU, $k = 0, \dots, M - 1$, é simbolizada por $m_k \in \{0, 1\}$, no qual o bit 0 representa a ausência do PU e o bit 1 a sua presença [9, 14]. A fusão de decisões no FC é comumente realizada de acordo com a regra K -em- M [14]

$$Z_F = \sum_{k=0}^{M-1} m_k \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} K, \quad (2.16)$$

para o qual considera-se M SUs na rede cooperativa. Observe que o FC declara a banda ocupada caso exista no mínimo K em M SUs que decidam a favor da hipótese H_1 , o que justifica o nome atribuído a essa regra. Por conveniência, determinados valores de K são associados às chamadas regras AND, voto majoritário (MAJ) e OR, como mostrado na Tabela 2.2. Considerando a regra AND, tem-se a decisão pela presença do sinal primário caso todos os SUs indiquem a presença desse sinal, o que significa ter $K = M$. Na regra MAJ o FC declara a banda ocupada somente se a maioria dos SUs detectarem o PU, ou seja, para $K = \lceil M/2 \rceil$. Por último, para a regra OR basta qualquer SU decidir pelo PU ativo para que o FC decida pelo mesmo, isto é, no caso de $K = 1$ [9, 14].

Tabela 2.2: Regras de fusão e os respectivos valores na regra K -em- M .

Regra de Fusão	K -em- M
AND	$K = M$
MAJ	$K = \lceil M/2 \rceil$
OR	$K = 1$

A partir da regra descrita em (2.16), define-se a expressão que permite calcular as probabilidades de falso alarme e de detecção no FC [9],

$$P_{\text{FA,FC}} = \sum_{l=K}^M \binom{M}{l} P_{\text{FA,SU}}^l (1 - P_{\text{FA,SU}})^{M-l}, \quad (2.17)$$

$$P_{\text{D,FC}} = \sum_{l=K}^M \binom{M}{l} P_{\text{D,SU}}^l (1 - P_{\text{D,SU}})^{M-l}, \quad (2.18)$$

na condição de transmissão de decisões sem erro. As variáveis $P_{\text{FA,SU}}$ e $P_{\text{D,SU}}$ denotam, nessa ordem, a probabilidade de falso alarme e de detecção dos SUs, considerando-se, portanto, que todos os SUs possuem o mesmo desempenho de sensoriamento local.

Dada a expectativa de desempenho da rede cognitiva, pode-se definir as probabilidades alvo de falso alarme e de detecção no FC, denotadas respectivamente por $P_{\text{FA,FC}}^{(A)}$

e $P_{D,FC}^{(A)}$. Assim, as expressões (2.17) e (2.18) podem ser reescritas como

$$P_{FA,FC}^{(A)} = \sum_{l=K}^M \binom{M}{l} P_{FA,SU}^{(A) l} \left(1 - P_{FA,SU}^{(A)}\right)^{M-l}, \quad (2.19)$$

$$P_{D,FC}^{(A)} = \sum_{l=K}^M \binom{M}{l} P_{D,SU}^{(A) l} \left(1 - P_{D,SU}^{(A)}\right)^{M-l}, \quad (2.20)$$

onde $P_{FA,SU}^{(A)}$ e $P_{D,SU}^{(A)}$ representam, respectivamente, as probabilidades alvo de falso alarme e de detecção para cada SU. Os valores das probabilidades alvo de detecção e de falso alarme no FC podem ser determinados, por exemplo, de acordo com a recomendação IEEE 802.22 [38], na qual $P_{D,FC}^{(A)} = 0,9$ e $P_{FA,FC}^{(A)} = 0,1$.

Capítulo 3

Sensoriamento Espectral Cooperativo com Fusão Eficiente de Decisões

Neste capítulo, será apresentado o sistema CSS e a regra de decisão original proposta em [22], a qual é baseada em um critério sub-ótimo MAP. Por fim, será apresentada a regra de decisão melhorada sugerida em [23].

O processo de sensoriamento cooperativo com fusão de decisões é feito em três etapas distintas: i) sensoriamento local, ii) transmissão das decisões locais pelo canal de controle e iii) decisão global feita por meio da regra de decisão.

Na primeira etapa da técnica proposta em [22], os M SUs decidem localmente sobre a presença ou ausência do PU usando alguma técnica de sensoriamento como, por exemplo, aquelas apresentadas no Capítulo 2. A decisão local do k -ésimo SU, representada por m_k , possui natureza binária, como definido na Seção 2.6 do Capítulo 2, na qual o valor $m_k = 0$ é atribuído para a hipótese H_0 , enquanto que $m_k = 1$ representa a hipótese H_1 .

Na segunda etapa, cada SU modula sua decisão local m_k em um símbolo BPSK (*binary phase shift keying*), que pode ser representado em banda base por

$$s_k = (2m_k - 1) \sqrt{E_b}, \quad (3.1)$$

onde E_b denota a energia média por bit transmitido. Os símbolos BPSK dos M SUs são transmitidos ao mesmo tempo e na mesma frequência do canal de controle. Por-

tanto, a amostra do sinal recebido no FC pode ser descrita por

$$r = \sum_{k=0}^{M-1} h_k s_k + w, \quad (3.2)$$

onde h_k é o ganho complexo do canal de controle entre o k -ésimo SU e o FC, enquanto que w representa a amostra complexa do ruído AWGN (ruído térmico) com média nula e variância σ_w^2 presente na entrada do receptor do FC. Assim, denotando a potência de sinal transmitido como σ_s^2 , a relação sinal-ruído média será $E_b/N_0 = (\sigma_s^2/\sigma_w^2) \mathbb{E}(\|\mathbf{h}\|^2)$, sendo N_0 a densidade espectral de potência de ruído e $\|\mathbf{h}\|$ a norma do vetor \mathbf{h} cujos elementos são dados por $h_k, k = 0, \dots, M - 1$.

Os possíveis valores de $\mathbb{E}\{r|h_k, s_k\} = \sum_{k=0}^{M-1} h_k s_k$ correspondem à soma de variáveis aleatórias de Bernoulli s_k , ponderadas pelos ganhos h_k . Esses valores formam um conjunto de 2^M símbolos complexos correspondentes às 2^M possíveis combinações das decisões locais dos SUs. Aplicando a regra K -em- M discutida na Seção 2.6, tais decisões são classificadas em dois grupos distintos, D_1 e D_0 , que correspondem respectivamente às hipóteses H_1 e H_0 . O número de elementos nesses grupos são, respectivamente [39],

$$\mathcal{L}_1 = \sum_{i=K}^M \binom{M}{i}; \quad \mathcal{L}_0 = 2^M - \mathcal{L}_1. \quad (3.3)$$

Na terceira etapa, o desafio do FC é identificar a qual grupo pertence o símbolo recebido r para a tomada da decisão global. As próximas subseções são dedicadas às explicações de cada regra de decisão propostas em [22, 23].

3.1 Regra de decisão original

Em [22], a regra de decisão proposta para identificar a qual grupo pertence o sinal recebido em uma execução de sensoriamento é baseada em um critério sub-ótimo MAP com probabilidade *a priori* uniforme. Supõe-se em [22] que o receptor tem perfeito conhecimento sobre o ganho complexo do canal de controle entre o FC e cada SU, $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{M-1}]^T$, e sobre a variância do ruído térmico σ_w^2 . Sendo assim, é possível classificar o vetor de símbolos esperados $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{M-1}]^T$ nos grupos

D_0 e D_1 da seguinte forma

$$D_0 = \left\{ \mathbf{s} \mid \sum_{k=0}^{M-1} m_k < K \right\} ; D_1 = \left\{ \mathbf{s} \mid \sum_{k=0}^{M-1} m_k \geq K \right\}. \quad (3.4)$$

A decisão global proposta em [22] determina que o FC irá decidir a favor de H_1 se

$$\sum_{\mathbf{s} \in D_1} \exp \left\{ -\frac{(r - \mathbf{h}^T \mathbf{s})^2}{2\sigma_w^2} \right\} \geq \sum_{\mathbf{s} \in D_0} \exp \left\{ -\frac{(r - \mathbf{h}^T \mathbf{s})^2}{2\sigma_w^2} \right\}, \quad (3.5)$$

e irá decidir a favor de H_0 caso contrário.

Nos resultados apresentados por [22], comparam-se o sistema CSS com fusão eficiente de decisões com o modelo tradicional, no qual as transmissões das decisões locais são feitas por canais ortogonais. Em [22] são consideradas as regras de fusão OR, MAJ, AND e probabilidades alvo $P_{D,FC}^{(A)} = 0,9$ e $P_{FA,FC}^{(A)} = 0,1$.

Vale destacar que a regra (3.5) não é ótima, o que motivou a proposta de uma regra de decisão melhorada em [23]. Na subseção seguinte é apresentada a regra sugerida por [23] em detalhes.

3.2 Regra de decisão melhorada

Em [23] é proposta uma regra de decisão melhorada em relação a (3.5). Nessa regra modificada, a probabilidade *a priori* uniforme do símbolo s é substituída por uma probabilidade P_s . Portanto, de acordo com a regra modificada proposta em [23], o FC irá decidir a favor de H_1 se

$$\sum_{\mathbf{s} \in D_1} P_{\mathbf{s}1} \exp \left(-\frac{|r - \mathbf{h}^T \mathbf{s}|^2}{2\sigma_w^2} \right) \geq \sum_{\mathbf{s} \in D_0} P_{\mathbf{s}0} \exp \left(-\frac{|r - \mathbf{h}^T \mathbf{s}|^2}{2\sigma_w^2} \right) \quad (3.6)$$

e irá decidir a favor de H_0 caso contrário. A diferença entre (3.6) e (3.5) consiste na presença explícita das probabilidades *a priori* dos símbolos s , P_s , sendo que, $P_{\mathbf{s}1} \in \mathbb{R}^{\mathcal{L}_1 \times 1}$ é o vetor cujos elementos são as probabilidades P_s para $\mathbf{s} \in D_1$ e $P_{\mathbf{s}0} \in \mathbb{R}^{\mathcal{L}_0 \times 1}$ é o vetor cujos elementos são as probabilidades P_s para $\mathbf{s} \in D_0$. $P_{\mathbf{s}1}$ e $P_{\mathbf{s}0}$ podem ser

calculados por [23]

$$\begin{aligned} P_{\mathbf{s}1} &= P_{H_1} P_i \left(p = P_{D,SU}^{(A)} \right) + P_{H_0} P_i \left(p = P_{FA,SU}^{(A)} \right), i : \mathbf{s} \in D_1; \\ P_{\mathbf{s}0} &= P_{H_1} P_i \left(p = P_{D,SU}^{(A)} \right) + P_{H_0} P_i \left(p = P_{FA,SU}^{(A)} \right), i : \mathbf{s} \in D_0, \end{aligned} \quad (3.7)$$

onde as probabilidades P_{H_1} e P_{H_0} denotam, respectivamente, as probabilidades do transmissor do PU estar ativo ou inativo. Normalmente, admite-se $P_{H_1} = P_{H_0} = 0,5$, considerando a máxima entropia sobre a atividade do transmissor primário. Em [23] sugere-se que $P_{D,SU}^{(A)}$ e $P_{FA,SU}^{(A)}$ sejam computadas invertendo as expressões (2.19) e (2.20) para um dado valor de $P_{D,FC}^{(A)}$ e $P_{FA,FC}^{(A)}$. A função $P_i(p)$ define a probabilidade de ocorrência do i -ésimo símbolo em \mathbf{s} e é definida como

$$P_i(p) = \prod_{k=1}^M (1-p)^{1-S_{k,i}} p^{S_{k,i}}, i = 1, 2, \dots, 2^M, \quad (3.8)$$

onde $S_{k,i} \in \{0, 1\}$ são os elementos da matriz \mathbf{S} cujas colunas são formadas por todas as possibilidades de decisões binárias locais tomadas pelos SUs.

É afirmado em [23] que com essa regra melhorada se pode atingir desempenhos muito superiores à regra originalmente apresentada em [22] com praticamente a mesma complexidade de implementação. Segundo [23], as probabilidades alvo $P_{D,FC}^{(A)}$ e $P_{FA,FC}^{(A)}$ são definidas antes da primeira execução de sensoriamento local pelos SUs. Essas probabilidades são então usadas no cálculo de (3.7) que é realizado uma única vez, visto que os resultados desse cálculo são usados em todas as execuções de sensoriamento pela rede cooperativa. Portanto, a complexidade de ambas regras (3.5) e (3.6) fica determinada em grande parte pelas exponenciais que devem ser calculadas.

Note que as regras de decisão (3.5) e (3.6) dependem da estimação dos ganhos do canal de controle e da variância do ruído térmico antes de cada processo de fusão das decisões. No entanto, as análises e resultados apresentados em [22–24] levam em consideração o perfeito conhecimento dessas variáveis pelo FC. Portanto, neste trabalho será feita uma análise da influência das incertezas inerentes aos processos de estimação dos ganhos de canal e da variância de ruído térmico. Da mesma forma, será avaliada a influência do ruído impulsivo, visto que em sistemas de recepção práticos o ruído pode não ser AWGN, o que também não foi considerado nas referências [22–24].

Capítulo 4

Desenvolvimento do Receptor no Centro de Fusão

A primeira parte deste capítulo detalha o procedimento matemático de simplificação da regra de decisão melhorada proposta em [23]. Essa simplificação elimina a necessidade de se calcular as exponenciais em (3.6), diminuindo a complexidade da regra de decisão no FC. Como consequência, é desenvolvido um receptor no FC baseado na estrutura de típicos receptores em quadratura. Em seguida, é proposto um fator de adaptação para esse receptor em função de níveis instantâneos da relação sinal-ruído. A segunda parte traz o modelo utilizado na simulação do ruído impulsivo e, na sequência, os modelos das imprecisões na estimação dos ganhos do canal e na variância do ruído térmico. Na última parte é realizada uma breve introdução ao software VisSim/Comm seguido da descrição do modelo de simulação desenvolvido na plataforma desse software. O VisSim/Comm possui uma interface gráfica que facilita a construção de modelos de simulação mais próximos de implementações práticas. Isso motivou o desenvolvimento de um modelo de simulação integrado no qual são simulados o sistema CSS proposto em [22], o ruído impulsivo, as imprecisões dos parâmetros estimados e o receptor adaptativo.

4.1 Modelagem matemática do receptor

Admita que o sinal real $r(t)$ recebido no centro de fusão é processado por um receptor em quadratura [40, p. 414] que irá gerar as partes real e imaginária de r em

(3.2), as quais formam o vetor

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Re(r) \\ \Im(r) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_t^{t+T_s} r(t) \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t + \theta) dt \\ \int_t^{t+T_s} r(t) \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t + \theta) dt \end{bmatrix}, \quad (4.1)$$

sendo T_s a duração de um símbolo BPSK, f_c é a frequência de portadora (frequência central do canal de controle) e θ é uma fase aleatória. As fases aleatórias nas portadoras de recepção indicam que não é necessária a coerência de fase entre as portadoras de transmissão e recepção. Note que a coerência de fase de portadora seria uma tarefa muito complexa, pois símbolos BPSK se interferem de forma não-coerente no receptor do FC. No entanto, as fases iniciais das portadoras devem ser iguais. Para isso, basta que os transmissores dos SUs e o receptor do FC estejam sincronizados em relação ao início e término do intervalo de transmissão. Além disso, também é importante ressaltar que as fases iniciais são iguais para todos os SUs.

Admitindo que o FC possua as estimativas dos ganhos complexos do canal de controle $\hat{\mathbf{h}} = [\hat{h}_0, \hat{h}_1, \dots, \hat{h}_{M-1}]^T$, os conjuntos de símbolos esperados pertencentes aos grupos D_1 e D_0 são agrupados em matrizes de ordem $2 \times \mathcal{L}_1$ e $2 \times \mathcal{L}_0$, respectivamente dadas por

$$\hat{\mathbf{L}}_1 = \begin{bmatrix} \Re(\hat{\mathbf{v}}_1^T) \\ \Im(\hat{\mathbf{v}}_1^T) \end{bmatrix}; \quad \hat{\mathbf{L}}_0 = \begin{bmatrix} \Re(\hat{\mathbf{v}}_0^T) \\ \Im(\hat{\mathbf{v}}_0^T) \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

sendo os elementos de $\hat{\mathbf{v}}_1 \in \mathbb{C}^{\mathcal{L}_1 \times 1}$ dados por $\hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{s}$ para todo $\mathbf{s} \in D_1$ e os elementos de $\hat{\mathbf{v}}_0 \in \mathbb{C}^{\mathcal{L}_0 \times 1}$ dados por $\hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{s}$ para todo $\mathbf{s} \in D_0$. Note que o caractere (^) indica que a variável é estimada e pode, portanto, carregar imprecisão na sua estimativa.

Sabendo que $|x|^2 = xx^*$ para $x \in \mathbb{C}$, pode-se verificar que

$$|r - \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{s}|^2 = [\Re(r) - \Re(\hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{s})]^2 + [\Im(r) - \Im(\hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{s})]^2, \quad (4.3)$$

ou seja, $|r - \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{s}|^2$ é o produto interno entre o vetor \mathbf{r} e a coluna de $\hat{\mathbf{L}}_1$ ou $\hat{\mathbf{L}}_0$ associada ao símbolo \mathbf{s} . Então, denotando como $\hat{\mathbf{L}}_{1s}$ a coluna de $\hat{\mathbf{L}}_1$ associada ao símbolo $\mathbf{s} \in D_1$ e $\hat{\mathbf{L}}_{0s}$ a coluna de $\hat{\mathbf{L}}_0$ associada ao símbolo $\mathbf{s} \in D_0$, tem-se que

$$|r - \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{s}|^2 = \|\mathbf{r} - \hat{\mathbf{L}}_{1s}\|^2, \quad \mathbf{s} \in D_1 \quad (4.4)$$

e, por analogia,

$$|r - \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{s}|^2 = \|\mathbf{r} - \hat{\mathbf{L}}_{0s}\|^2, \quad \mathbf{s} \in D_0. \quad (4.5)$$

Para valores altos da razão E_b/N_0 no canal de controle, um dos argumentos da

função exponencial em (3.6) terá valor consideravelmente maior que os demais, pois $|r - \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{s}|^2$ será muito menor para um dado \mathbf{s} que para os demais. Isso acontece porque para valores altos de E_b/N_0 o símbolo recebido \mathbf{r} estará mais próximo de sua posição esperada $\mathbf{h}^T \mathbf{s}$. Nessa situação, aplicando-se o logaritmo a ambos os lados de (3.6), usa-se o limite inferior de

$$\max(a_1, \dots, a_{\mathcal{L}}) \leq \ln \sum_{i=1}^{\mathcal{L}} \exp(a_i) \leq \max(a_1, \dots, a_{\mathcal{L}}) + \ln \mathcal{L}, \quad (4.6)$$

como aproximação de $\ln \sum_{i=1}^{\mathcal{L}} \exp(a_i)$ [41, p. 72].

Por outro lado, para valores baixos de E_b/N_0 não haverá significativa predominância de um dos argumentos da função exponencial e, nesse caso, a aproximação

$$\ln \sum_{i=1}^{\mathcal{L}} \exp(a_i) \approx \max(a_1, \dots, a_{\mathcal{L}}) + \phi \ln \mathcal{L}, \quad (4.7)$$

para $\phi \leq 1$, se torna mais justa, sendo que $\phi = 1$ leva à igualdade quando $a_1 = a_2 = \dots = a_{\mathcal{L}}$. Assim, aplicando essa última aproximação e o resultado de (4.4) à parte da esquerda de (3.6), tem-se

$$\begin{aligned} \ln \sum_{\mathbf{s} \in D_1} P_{\mathbf{s}} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{r} - \hat{\mathbf{L}}_{1\mathbf{s}}\|^2}{2\hat{\sigma}_w^2}\right) &= \\ \ln \sum_{\mathbf{s} \in D_1} \exp(\ln P_{\mathbf{s}}) \exp\left(-\frac{\|\mathbf{r} - \hat{\mathbf{L}}_{1\mathbf{s}}\|^2}{2\hat{\sigma}_w^2}\right) &\approx \\ \max_{\mathbf{s} \in D_1} \left\{ 2\hat{\sigma}_w^2 \ln P_{\mathbf{s}} - \|\mathbf{r} - \hat{\mathbf{L}}_{1\mathbf{s}}\|^2 \right\} + 2\hat{\sigma}_w^2 \phi \ln \mathcal{L}_1. & \end{aligned} \quad (4.8)$$

Expandindo o argumento da função max de (4.8), tem-se

$$\begin{aligned} 2\hat{\sigma}_w^2 \ln P_{\mathbf{s}} - \|\mathbf{r} - \hat{\mathbf{L}}_{1\mathbf{s}}\|^2 &= \\ 2\hat{\sigma}_w^2 \ln P_{\mathbf{s}} + 2\mathbf{r}^T \hat{\mathbf{L}}_{1\mathbf{s}} - \hat{\mathbf{L}}_{1\mathbf{s}}^T \hat{\mathbf{L}}_{1\mathbf{s}} - \mathbf{r}^T \mathbf{r}. & \end{aligned} \quad (4.9)$$

Ao se aplicar a aproximação em questão à parte da direita de (3.6) obtém-se uma expressão análoga a (4.9), dada por

$$\begin{aligned} 2\hat{\sigma}_w^2 \ln P_{\mathbf{s}} - \|\mathbf{r} - \hat{\mathbf{L}}_{0\mathbf{s}}\|^2 &= \\ 2\hat{\sigma}_w^2 \ln P_{\mathbf{s}} + 2\mathbf{r}^T \hat{\mathbf{L}}_{0\mathbf{s}} - \hat{\mathbf{L}}_{0\mathbf{s}}^T \hat{\mathbf{L}}_{0\mathbf{s}} - \mathbf{r}^T \mathbf{r}. & \end{aligned} \quad (4.10)$$

Seguindo o desenvolvimento matemático apresentado, pode-se finalmente escrever

a regra de decisão adaptativa, na qual o FC irá decidir por H_1 se

$$\begin{aligned} & \max \left\{ 2\hat{\sigma}_w^2 \ln \mathbf{p}_1 + 2\hat{\mathbf{L}}_1^T \mathbf{r} - \text{diag}(\hat{\mathbf{L}}_1^T \hat{\mathbf{L}}_1) \right\} + 2\hat{\sigma}_w^2 \phi \ln \mathcal{L}_1 \geq \\ & \max \left\{ 2\hat{\sigma}_w^2 \ln \mathbf{p}_0 + 2\hat{\mathbf{L}}_0^T \mathbf{r} - \text{diag}(\hat{\mathbf{L}}_0^T \hat{\mathbf{L}}_0) \right\} + 2\hat{\sigma}_w^2 \phi \ln \mathcal{L}_0, \end{aligned} \quad (4.11)$$

e por H_0 caso contrário. Nessa expressão, $\mathbf{p}_1 \in \mathbb{R}^{\mathcal{L}_1 \times 1}$ é o vetor cujos elementos são as probabilidades P_s para $s \in D_1$ e $\mathbf{p}_0 \in \mathbb{R}^{\mathcal{L}_0 \times 1}$ é o vetor cujos elementos são as probabilidades P_s para $s \in D_0$. O operador $\text{diag}(\cdot)$ representa o vetor formado pela diagonal principal da matriz operada. O parâmetro de adaptação, ϕ , é uma variável indicadora que controla a adição dos termos adaptativos $\ln \mathcal{L}_1$ e $\ln \mathcal{L}_0$. Note que os termos $\mathbf{r}^T \mathbf{r}$ de (4.9) e (4.10) se anulam mutuamente, visto que estes são idênticos e que os vetores, $\hat{\mathbf{L}}_{1s}$ e $\hat{\mathbf{L}}_{0s}$, são expandidos sem alteração no desenvolvimento matemático. Observe também que a regra de decisão adaptativa está escrita de forma a incorporar a imprecisão das estimativas: $\hat{\sigma}_w^2$ é a estimativa do ruído térmico e $\hat{\mathbf{L}}_0$, $\hat{\mathbf{L}}_1$, definidas em (4.2), dependem da estimativa dos ganhos do canal, $\hat{\mathbf{h}}$.

Importante destacar que a aproximação da soma das exponenciais da regra (3.6) simplifica a implementação ao custo de uma redução no desempenho [24]. Sendo assim, define-se o valor de ϕ com o objetivo de aproximar o desempenho da regra (4.11) ao obtido pela regra (3.6). Isso é feito por meio da análise, dentro de uma determinada faixa da razão E_b/N_0 , do quanto o desempenho da regra (4.11) se aproxima de (3.6) para diferentes valores de ϕ . Em outras palavras, por meio da análise da proporção de acertos de decisão da regra (4.11) em relação à regra (3.6) considerando diferentes valores de ϕ . Como exemplo, na Figura 4.1 apresenta-se a proporção de acertos da regra (4.11) em relação a (3.6) para $M = 5$ usuários, regra de fusão OR ($K = 1$), $P_{D,FC}^{(A)} = 0,95$, $P_{FA,FC}^{(A)} = 0,05$ e $P_{H_1} = P_{H_0} = 0,5$. Primeiramente, como esperado, confirma-se pela Figura 4.1 a igualdade entre o desempenho das regras (3.6) e (4.11) conforme E_b/N_0 aumenta, pois a proporção de acertos de (4.11) se iguala a unidade para qualquer ϕ . Em seguida, é possível observar que para valores altos de E_b/N_0 usa-se o limite inferior de (4.6), onde a curva para $\phi = 0$ atinge a melhor proporção de acertos do que as curvas para $\phi = \frac{1}{2}$ e $\phi = 1$. No entanto, também é importante considerar cenários com baixa relação sinal-ruído, visto que o desvanecimento provoca variação nos níveis instantâneos desse parâmetro. Portanto, ao analisar a faixa em que E_b/N_0 é baixo, percebe-se que a curva para $\phi = \frac{1}{2}$ alcança o melhor desempenho. Logo, adota-se $\phi = \frac{1}{2}$ quando a relação sinal-ruído instantânea $(\sigma_s^2/\hat{\sigma}_w^2) \|\hat{\mathbf{h}}\|^2$ estiver abaixo de um limiar pré-determinado e $\phi = 0$ caso contrário. Note que tal limiar é determinado pelo ponto de cruzamento entre as curvas para $\phi = \frac{1}{2}$ e $\phi = 0$, sendo esse ponto igual a 2 dB para os parâmetros considerados na análise.

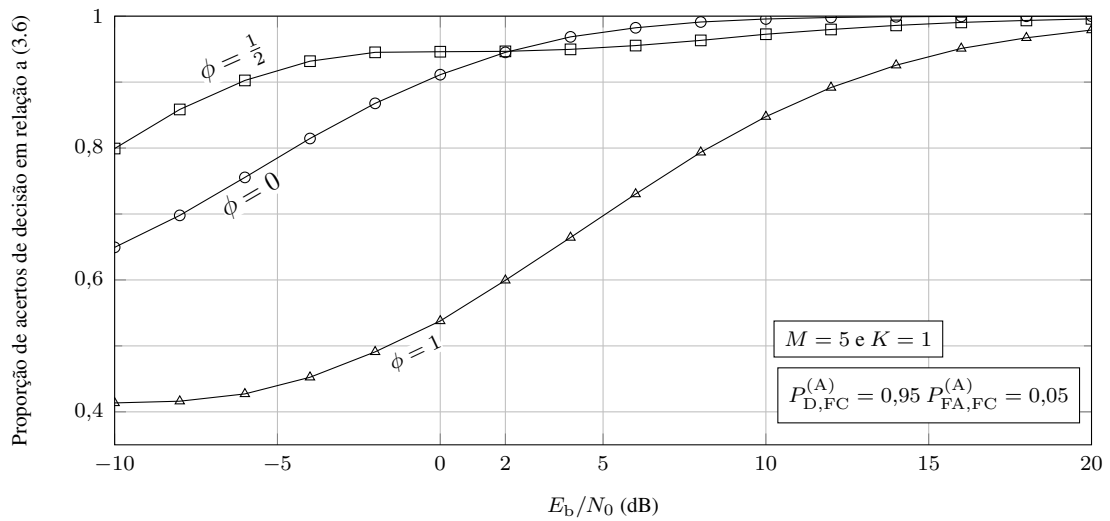


Figura 4.1: Representação do quanto o desempenho da regra (4.11) se aproxima de (3.6). Tem-se $\phi = \frac{1}{2}$ quando a relação sinal-ruído instantânea estiver abaixo do limiar 2 dB e $\phi = 0$ caso contrário.

A mesma análise pode ser feita para regra de fusão AND ($K = 5$), no qual se verifica que o valor do ponto de cruzamento não sofre alterações com relação ao observado para a Figura 4.1. No caso da regra MAJ ($K = 3$) observa-se que a regra (4.11) atinge a mesma proporção de acertos em relação à regra (3.6) para qualquer valor de ϕ . Isso acontece porque os valores de \mathcal{L}_1 e \mathcal{L}_0 calculados por (3.3) são iguais, fazendo com que os termos adaptativos pesem igualmente em ambos os lados da desigualdade (4.11). Observe que nesse caso a conclusão é a mesma para qualquer combinação de parâmetros, visto que $\mathcal{L}_1 = \mathcal{L}_0$ independentemente do valor de M ou dos parâmetros considerados na Figura 4.1. Ainda considerando os mesmos parâmetros da Figura 4.1 e mudando apenas o número de SUs na rede cooperativa para $M = 3, 7, e 9$, percebe-se que de maneira geral os valores dos pontos de cruzamento são deslocados para menores valores de E_b/N_0 em comparação com o ponto da Figura 4.1. Por fim, para a regra AND é obtida essa mesma conclusão, pois os valores dos pontos de cruzamento encontrados são os mesmos que os respectivos valores para a regra OR.

Percebe-se que erros na estimativa dos parâmetros \mathbf{h} e σ_w^2 , bem como o formato do ruído, irão impactar na regra de decisão (4.11). Sendo assim, é importante que seja feita uma análise sobre o comportamento dessa regra de decisão sob influência de cada uma dessas variáveis. Nas próximas subseções é descrito o modelo do ruído impulsivo, bem como os modelos de imprecisão nas estimativas de \mathbf{h} e σ_w^2 .

4.2 Modelagem do ruído impulsivo e da imprecisão dos parâmetros estimados

4.2.1 Ruído impulsivo

Comumente, nas análises de sistemas de transmissão e recepção de sinais, admite-se que o ruído presente nos receptores seja somente o ruído AWGN, isto é, ruído térmico [40]. No entanto, na prática, outras fontes de ruídos podem interferir no funcionamento dos sistemas de comunicação. Como exemplo, ruídos não-Gaussianos gerado pelo chaveamento de motores, sistemas de ignição e iluminação, por descargas atmosféricas e por interferências de outros sistemas de transmissão, além do ruído gerado internamente nos semicondutores [42]. O ruído produzido por essas fontes é, normalmente, referido como ruído impulsivo devido à característica de apresentarem picos de alta amplitude (muito maior que a média) com maior frequência que o ruído AWGN.

A PDF do ruído impulsivo possui uma taxa de decaimento menor que a PDF do ruído AWGN. De acordo com [43], a subclasse de distribuições conhecidas como $S\alpha S$ se mostram adequadas para modelar o ruído impulsivo. A distribuição $S\alpha S$ pode ser descrita por

$$\psi(t) = \exp \{ [j\delta t - \gamma|t|^\alpha] \}, \quad (4.12)$$

onde $[\cdot]$ denota o menor inteiro que não excede o argumento, $j = \sqrt{-1}$ e os demais parâmetros são descritos a seguir. O parâmetro α , delimitado entre $0 \leq \alpha \leq 2$, é chamado de expoente característico e determina o formato da cauda da distribuição. Em outras palavras, quanto menor o valor de α , maior em amplitude e mais frequente se tornam os picos de elevada magnitude. É interessante mencionar que, para o caso particular quando $\alpha = 2$, obtém-se uma distribuição Gaussiana. O elemento δ é denominado parâmetro de localização e descreve a média da distribuição quando $\alpha > 1$. O parâmetro definido como $\gamma > 0$ indica a dispersão da PDF, similar à definição da variância de uma variável aleatória Gaussiana convencional. Por fim, nota-se na Figura 4.2, que a distribuição $S\alpha S$ apresenta picos de alta amplitude mas, ao mesmo tempo, é similar ao ruído AWGN para valores de amplitude mais próximos da média. Assim, pode-se concluir que essa distribuição representa um ruído composto, o qual é caracterizado por eventos impulsivos adicionados ao ruído AWGN [32, 33].

As amostras do ruído impulsivo $S\alpha S$ observadas na Figura 4.2 são geradas pelo modelo de simulação desenvolvido no VisSim/Comm, o qual é baseado no método de geração sugerido em [33, 44].

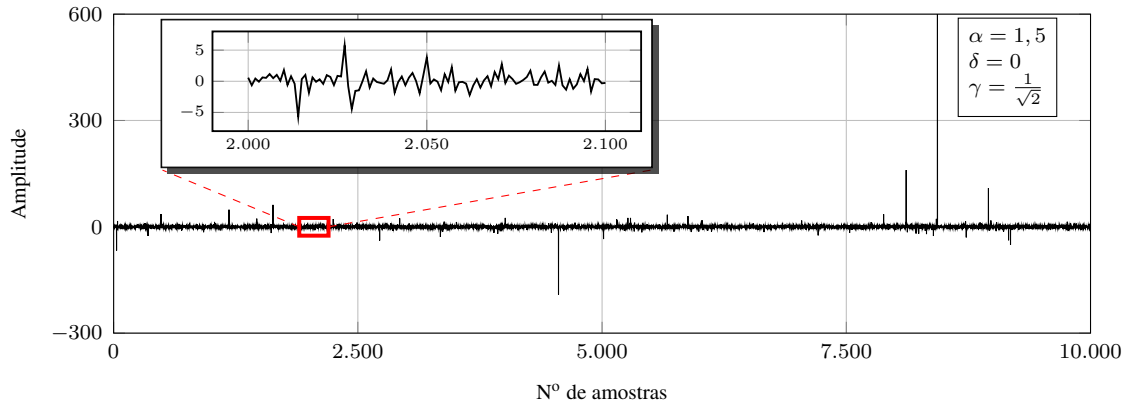


Figura 4.2: Amostras da distribuição $S\alpha S$. A figura interna amplia amostras com amplitudes bem menores que os picos. Nota-se na figura interna que as amostras estão distribuídas em torno da média ($\delta = 0$). Ainda na figura interna, também pode-se observar que a distribuição das amostras é similar a aquela observada para o ruído térmico.

4.2.2 Imprecisão na estimação dos ganhos do canal de controle

Com base nas expressões definidas em (4.2) e (4.11), pode-se perceber que os conjuntos de símbolos esperados, $\hat{\mathbf{L}}_1$ e $\hat{\mathbf{L}}_0$, são matrizes cujos elementos dependem da estimação dos ganhos do canal de controle $\hat{\mathbf{h}}$. Além disso, o parâmetro de adaptação ϕ é utilizado em função da SNR instantânea, que também é calculada de acordo com o valor de $\hat{\mathbf{h}}$. Como é esperado, na prática podem ocorrer erros durante o processo de estimação destes ganhos, influenciando diretamente o desempenho da regra de decisão em (4.11).

Em [22, 23, 39, 45], os autores sugerem o uso de sinais pilotos no processo de estimação dos ganhos do canal de controle. Os sinais pilotos são conhecidos tanto pelos SUs quanto pelo FC, permitindo que o receptor faça a estimação do canal pelo qual foram transmitidos. No entanto, a ação do ruído AWGN no receptor, pode imprimir um erro durante esse processo de estimação. Sendo assim, o modelo matemático sugerido em [25–28] foi escolhido para simular a imprecisão na estimação dos ganhos do canal de controle deste trabalho. Nesse modelo, o ganho de canal estimado, \hat{h}_k , é dado por [26]

$$\hat{h}_k = h_k + \epsilon_k, \quad (4.13)$$

onde ϵ_k é uma variável aleatória Gaussiana de média nula e variância σ_ϵ^2 . Observe que esse modelo sugere que um erro com distribuição Gaussiana seja somada aos ganhos exatos do canal, h_k , formando assim a estimativa imprecisa feita pelo FC.

A variância da variável aleatória ϵ_k pode ser escrita da seguinte forma [26]

$$\sigma_\epsilon^2 = \sigma_h^2 (1 - \rho^2), \quad (4.14)$$

em que σ_h^2 representa a variância dos ganhos exatos h_k e ρ é o parâmetro que caracteriza a qualidade da estimativa dos ganhos. Esse parâmetro é definido como $0 \leq \rho \leq 1$ e indica o quanto a estimação \hat{h}_k aproxima-se dos ganhos exatos h_k .

Para se fazer $\sigma_{\hat{h}}^2 = \sigma_h^2$, onde $\sigma_{\hat{h}}^2$ é a variância dos ganhos estimados \hat{h}_k , segue que

$$\begin{aligned} \hat{h}_k &= \frac{h_k}{\sigma_h} \sqrt{\sigma_h^2 - \sigma_\epsilon^2} + \epsilon_k \\ &= \frac{h_k}{\sigma_h} \sqrt{\sigma_h^2 - \sigma_h^2 (1 - \rho^2)} + \epsilon_k \\ &= \frac{h_k}{\sigma_h} \sqrt{\sigma_h^2 \rho^2} + \epsilon_k \\ &= h_k \rho + \epsilon_k, \end{aligned} \quad (4.15)$$

de forma a também se obter a igualdade $\mathbb{E}(\|\hat{h}_k\|^2) = \mathbb{E}(\|h_k\|^2)$ para qualquer ρ , preservando, para as estimativas imprecisas, o valor quadrático médio definido para os ganhos exatos do canal.

Finalmente, fazendo o termo $(1 - \rho^2)$ de (4.14) explícito em (4.15) resulta na seguinte expressão [28],

$$\hat{h}_k = h_k \rho + \epsilon_k \sqrt{1 - \rho^2}. \quad (4.16)$$

É importante observar que h_k e ϵ_k são eventos independentes entre si e identicamente distribuídos (i.i.d) para qualquer $k = 1, \dots, M$. Note que, para $\rho = 0$, o primeiro termo em (4.16) também será nulo e, portanto, $\hat{h}_k = \epsilon_k$, indicando a pior situação para a estimação dos ganhos do canal. À medida que o valor de ρ aumenta, a qualidade da estimativa também irá melhorar, até que, para $\rho = 1$, o segundo termo em (4.16) será nulo e $\hat{h}_k = h_k$, indicando uma condição de estimação perfeita dos ganhos do canal de controle. Portanto, percebe-se que, por meio desse modelo, podem-se reproduzir mecanismos de estimação ideais e outros em que o erro é bastante acentuado [28].

4.2.3 Imprecisão na estimação da variância do ruído térmico

A imprecisão na estimação da potência ou variância do ruído térmico ocorre quando há erros de calibração e alterações na intensidade do ruído térmico em função de variações na temperatura do receptor [29, 30]. O modelo matemático que simula a imprecisão na estimativa da variância do ruído térmico usado neste trabalho é baseado em [12, 29, 31]. Nesse modelo, supõe-se que a variância do ruído térmico é desconhecida dentro de uma determinada faixa, definida por

$$\hat{\sigma}_w^2 \in \left[\frac{\sigma_w^2}{\mu}, \mu\sigma_w^2 \right], \quad (4.17)$$

onde, $\mu \geq 1$ define os limites mínimo σ_w^2/μ e máximo $\mu\sigma_w^2$ para o erro de estimativa. O nível de imprecisão em $\hat{\sigma}_w^2$ dado por μ é usualmente expresso em dB, ou seja, $\mu_{\text{dB}} = 10 \log \mu$ [29–31].

Neste trabalho são considerados os piores casos para o erro de estimação, nos quais os erros são os limites mínimo e máximo de (4.17), e o caso em que $\hat{\sigma}_w^2 \sim \mathcal{U}[\sigma_w^2/\mu, \mu\sigma_w^2]$, no qual o erro é uma variável aleatória com distribuição uniforme no intervalo $[\sigma_w^2/\mu, \mu\sigma_w^2]$.

4.3 Implementação do receptor no VisSim/Comm

4.3.1 Sobre o VisSim e VisSim/Comm

VisSim é uma plataforma visual para a simulação dinâmica de sistemas complexos, incluindo sistemas lineares e não-lineares. A interface gráfica intuitiva combinada com o ambiente de desenvolvimento integrado, descomplica a construção de modelos de simulação e permite a avaliação de inúmeros aspectos relacionados ao design de sistemas. Na linguagem gráfica do VisSim, interligam-se blocos visuais que representam um dado fenômeno físico ou um modelo matemático. Isso torna possível o desenvolvimento de modelos de simulação abrangentes, nos quais são reproduzidos virtualmente qualquer sistema dinâmico [46].

A incorporação de diferentes módulos amplia a capacidade do VisSim. Para aplicações em telecomunicações tem-se o módulo Comm, que proporciona ao VisSim a capacidade de simular sistemas de comunicações. Por meio da vasta biblioteca de modelos que compreendem mais de duas centenas de blocos nativos consegue-se criar,

reproduzir e avaliar diferentes sistemas de comunicações como, por exemplo, sistemas de transmissão digital de sinais, sistemas de processamento de sinais e sistemas de RF [46,47].

A seguir, detalha-se a implementação no VisSim/Comm do sistema de sensoriamento cooperativo proposto por [22] e investigado em [23, 24, 39]. Também é apresentada a estrutura do receptor adaptativo, na qual blocos reproduzem a regra (4.11), o ruído impulsivo e os modelos de imprecisão discutidos na Seção 4.2.

4.3.2 Visão geral

A Figura 4.3 apresenta uma visão geral dos blocos compostos¹ que pertencem ao primeiro nível do modelo de simulação. Esse nível contém blocos compostos que englobam todos os mecanismos e modelos que geram os resultados numéricos, totalizando 913 blocos nativos do VisSim/Comm. Nas seções seguintes, explora-se níveis inferiores onde é possível analisar o diagrama interno desses blocos compostos. Vale a pena destacar que o termo bloco nativo será utilizado para designar os blocos que são incluídos originalmente no VisSim/Comm e que, portanto, não foram desenvolvidos como parte deste trabalho. Por fim, note que foram inseridos caracteres ou símbolos destacados tanto na Figura 4.3 quanto nas figuras seguintes. Isso foi feito para auxiliar a associação de cada bloco aos modelos matemáticos descritos nas seções anteriores.

No primeiro nível são destacados três setores principais, identificados na Figura 4.3 como (a), (b) e (c). Primeiramente em (a), tem-se o bloco composto ‘SUs’, onde são simulados o PU, os M usuários secundários em cooperação e os canais Rayleigh lento e plano. Além disso, tem-se a constante θ_{inicial} , que corresponde à fase inicial das portadoras utilizadas pelos SUs no início de suas transmissões. O bloco composto ‘SUs’ é tratado com mais detalhes na próxima seção.

No setor (b) ilustram-se o receptor adaptativo (alvo de estudos aprofundados mais adiante), o bloco composto ‘Plots Extras’ e mostradores que indicam os valores dos parâmetros μ_{dB} e ρ nas expressões (4.17) e (4.16), respectivamente. O bloco composto ‘Plots Extras’ contém gráficos de diversos parâmetros que são atualizados a cada execução de sensoriamento, mas não revela nenhuma estrutura importante para o funcionamento do modelo de simulação. Sendo assim, esse bloco composto não será abordado nas seções seguintes, sendo essa justificativa válida também para o bloco composto

¹Blocos compostos ou *compound blocks* são blocos que contêm em si mesmos um ou mais blocos [46].

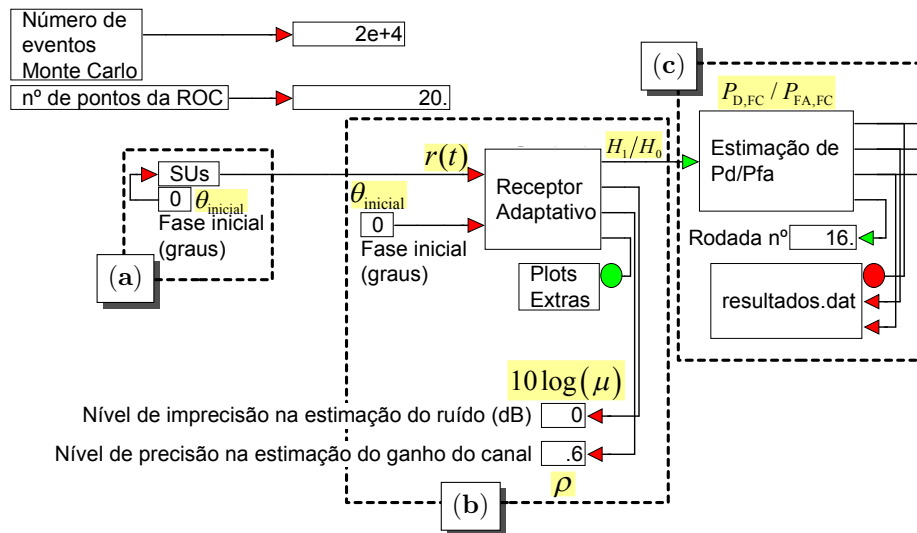


Figura 4.3: Blocos compostos pertencentes ao primeiro nível do modelo de simulação. Simulação do PU, dos M usuários secundários em cooperação e dos canais Rayleigh lento e plano (a), receptor adaptativo (b) e estimação de $P_{D,FC}$ e $P_{FA,FC}$ (c).

‘Estimação de Pd/Pfa’ no setor (c). Para o setor (c) são apresentados, respectivamente, o bloco composto onde são estimados $P_{D,FC}$ e $P_{FA,FC}$, um mostrador que indica o número de execuções de sensoriamento pelos SUs e o bloco nativo ‘resultados.dat’. As estimações de $P_{D,FC}$ e $P_{FA,FC}$ representam o desempenho global da regra (4.11) e são armazenadas no arquivo ‘resultados.dat’ para posterior análise. Por fim, observam-se dois mostradores no canto superior esquerdo Figura 4.3. Tais mostradores apenas indicam valores de pré-configuração da simulação e estão descritos na própria Figura 4.3.

4.3.3 Bloco composto ‘SUs’

No segundo nível do modelo da simulação tem-se o bloco composto ‘SUs’ dividido em seis setores principais, como visto na Figura 4.4. O setor (a_1) engloba a geração de decisões binárias pelos M SUs, o setor (a_2) inclui a modulação dessas decisões em símbolos BPSK e o setor (a_3) contém a simulação de canais Rayleigh independentes. Quando configura-se $M = 5$, o bloco composto ‘SUs #4-5’ no setor (a_4) é ativado, permitindo a simulação do sensoriamento simultâneo por $M = 5$ SUs. Caso contrário, o número de SUs na rede cooperativa fica $M = 3$. Internamente, o bloco composto ‘SUs #4-5’ é formado pelo mesmo diagrama de blocos que os setores (a_1), (a_2) e (a_3), e por isso não foi ilustrado.

Os blocos compostos do setor (a_1) aplicam a detecção de energia como técnica de

sensoriamento. Para a simulação do detector de energia, inicialmente é reproduzido o comportamento aleatório do usuário primário para algum valor de P_{H_1} e P_{H_0} . Isso é feito com o bit gerado pelo bloco nativo ‘BSC’² do setor (\mathbf{a}_5).

No setor (\mathbf{a}_6), a variável ‘P’ recebe uma das probabilidades do par $P_{FA,SU}$ e $P_{D,SU}$, que são obtidas a partir da ROC para o detector de energia previamente simulada no Matlab. A probabilidade selecionada depende do bit na saída do bloco nativo ‘BSC’, de (\mathbf{a}_5), para o qual tem-se $P_{D,SU}$ selecionada se o bit for 1 ou $P_{FA,SU}$ selecionada caso contrário. Em seguida, na Figura 4.5, é feita a comparação entre amostras do bloco nativo ‘Uniform RV’³ e a variável ‘P’, o que resulta no bit 1 ($m_k = 1$) com probabilidade igual ao valor armazenado em ‘P’. Observe que assim a probabilidade de $m_k = 1$ fica de acordo com a definição dada por (2.4) no Capítulo 2, isto é, $P_{FA,SU} = P(m_k = 1 | H_0)$ e $P_{D,SU} = P(m_k = 1 | H_1)$. A Figura 4.5 ilustra o diagrama interno do bloco composto ‘Gerador de Decisão’, pertencente ao setor (\mathbf{a}_1).

Portanto, de acordo com o que foi visto no Capítulo 3, tem-se $m_k = 1$ ou $m_k = 0$ como resultado na saída de cada um dos blocos compostos do setor (\mathbf{a}_1), pois são esses os blocos que simulam a geração de decisões dos SUs que seriam tomadas por um detector de energia. Em (\mathbf{a}_2) o valor de m_k é alterado com o bloco *expression*⁴, obtendo assim a correta representação do símbolo BPSK. Em seguida, o k -ésimo símbolo modula uma portadora complexa através do bloco nativo ‘Complex Tone’ [47, p. 151], no qual configura-se o mesmo f_c e $\theta = \theta_{\text{inicial}}$ para todos os SUs.

Após o processo de modulação, simula-se no setor (\mathbf{a}_3) a influência da propagação por múltiplos percursos para M canais independentes. Supõe-se que a banda ocupada pelo sinal é pequena o suficiente para que o desvanecimento seja considerado plano. Considera-se também que o tempo de duração do símbolo é menor que o tempo de coerência do canal [40, 48, 49]. Sendo assim, é utilizado o modelo do canal multiplicativo [40, p. 211–214], observado na Figura 4.6 (parte superior da região destacada), na simulação do desvanecimento lento–plano. A parte inferior da região destacada na Figura 4.6 ilustra o diagrama dos blocos nativos que implementam esse modelo, onde se nota o uso da representação em envoltória complexa $r_0(t) = \Re(\cdot)$ [40, p. 146–148]. Observe que essa representação permite que as diferentes rotações de fase, produzidas

²Bloco nativo que implementa o canal binário simétrico (*binary symmetric channel*, BSC). Nesse bloco, o bit na entrada pode ser invertido ou não segundo uma probabilidade pré-configurada e, em seguida, é apresentado na saída [47, p. 22]. No contexto atual, é utilizado na simulação do PU.

³Bloco nativo que gera amostras aleatórias entre 0 e 1 (inclusive) com distribuição uniforme [47, p.159].

⁴Blocos que implementam expressões aritméticas escritas na linguagem C [46, p. 307]. No setor (\mathbf{a}_2) da Figura 4.4, $(2m_k - 1)\sqrt{E_b}$ é simbolizado por ‘sqrt(Eb)*((2*\$1) -1)’, onde ‘\$1’ representa a informação na entrada do bloco.

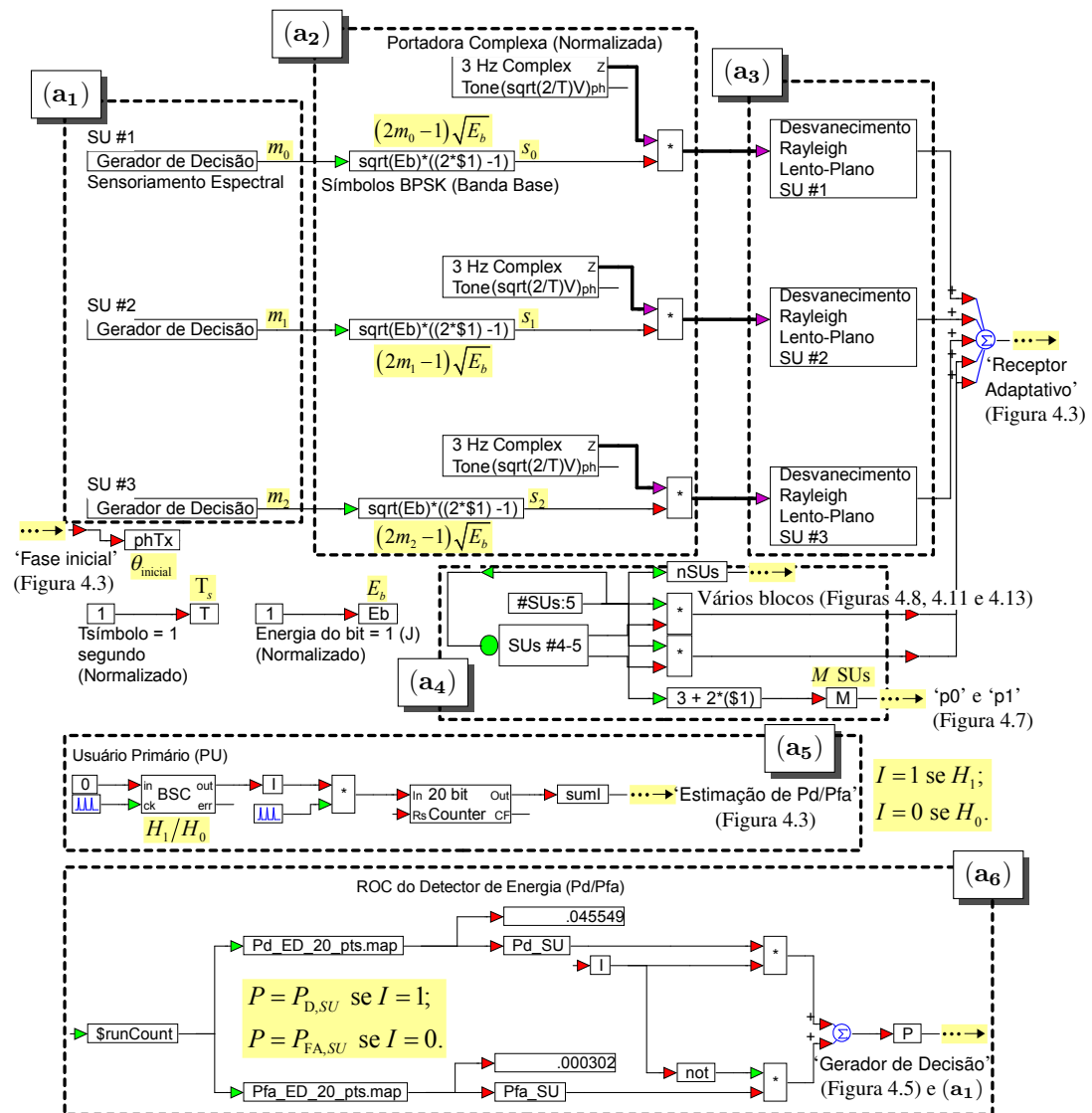


Figura 4.4: Diagrama interno do bloco composto ‘SUS’. Detecção de energia (a₁), modulação de decisões em símbolos BPSK (a₂), simulação de canais com desvanecimento Rayleigh (a₃), blocos para simulação com M = 5 (a₄), simulação do PU (a₅) e probabilidades da ROC do detector de energia (a₆).

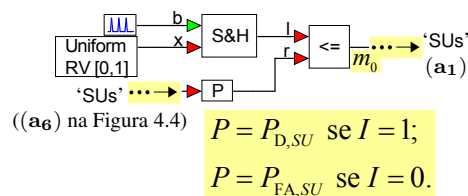


Figura 4.5: Diagrama interno do bloco composto ‘Gerador de Decisão’. Esse diagrama está no terceiro nível e pertence ao setor (a₁) da Figura 4.4. O valor atribuído a ‘P’ é uma das probabilidades do par $P_{FA,SU}$ e $P_{D,SU}$ (ROC simulada no Matlab). A probabilidade selecionada depende do bit na saída do bloco nativo ‘BSC’ no setor (a₅) da Figura 4.4. Na saída, $m_k = 1$ ocorre com probabilidade igual ao valor armazenado em ‘P’.

por M canais, sejam aplicadas ao respectivo sinal transmitido por cada SU.

Importante destacar que o diagrama interno de todos os blocos compostos do setor (a₃) são idênticos, visto que os canais são modelados com a mesma distribuição para o desvanecimento. Como o intervalo de tempo⁵ entre amostras na saída dos blocos nativos ‘Rayleigh RV’ [47, p. 157] e ‘Uniform RV’ na Figura 4.6 é menor que o tempo de envio de um símbolo, deve-se reter essas amostras com o bloco nativo ‘S&H’ [46, p. 414–415] a fim de que o canal possua desvanecimento lento. Em outras palavras, o bloco ‘S&H’ na Figura 4.6 controla a velocidade de variação do canal.

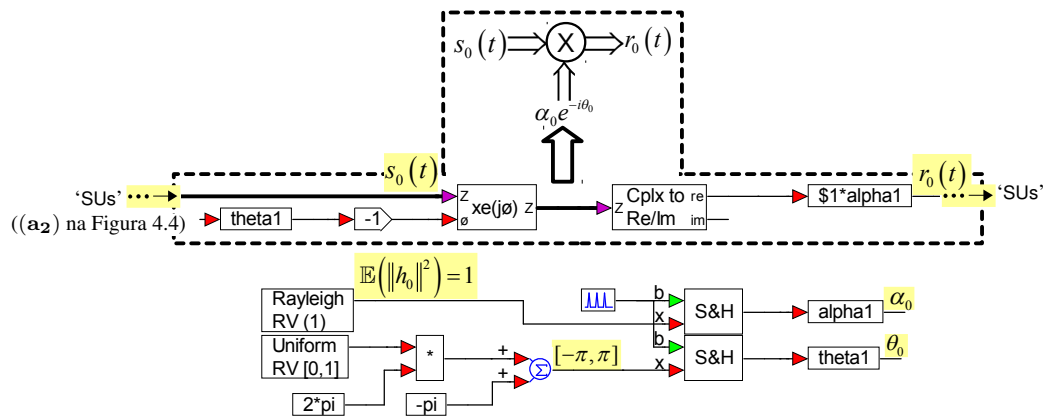


Figura 4.6: Diagrama interno do primeiro bloco composto do setor (a₃) da Figura 4.4. Os blocos nativos que implementam o modelo do canal multiplicativo estão destacados. O bloco nativo Phase Rotate (‘xe(jϑ)’) aplica a rotação aleatória de fase no sinal complexo modulado, a parte real é extraída pelo bloco nativo ‘Complex to Real/Imag’ e aplica-se o ganho com distribuição Rayleigh por meio do bloco (expression) ‘\$1*alpha1’.

A partir dos blocos nativos ‘Rayleigh RV’ e ‘Uniform RV’ da Figura 4.6, verifica-se que o ganho segue uma distribuição Rayleigh com valor quadrático médio unitário e a fase é uniforme em $[-\pi, \pi]$. Ainda na Figura 4.6, pode-se observar as operações que modificam a envoltória complexa do sinal transmitido pelo SU, $s_0(t)$, simulando o canal com desvanecimento. O sinal resultante é descrito da seguinte maneira [47, p. 3]:

$$\begin{aligned} r_0(t) &= \Re\{s_0(t) \exp(-j\theta_0)\} \alpha_0 \\ &= \Re\left\{s_0 \sqrt{\frac{2}{T_s}} \exp[j(2\pi f_c t + \theta_{\text{inicial}})] \alpha_0 \exp(-j\theta_0)\right\}, \end{aligned} \quad (4.18)$$

onde o bloco nativo *Phase Rotate* (‘xe(jϑ)’) [47, p. 130] aplica a rotação aleatória de fase θ_0 no sinal complexo modulado, a parte real é extraída pelo bloco nativo ‘Complex

⁵Inverso da frequência de amostragem, o *time step* é o parâmetro que estabelece a taxa na qual o VisSim processa e gera informações em tempo não real [46, p. 96].

to Real/Imag’ [47, p. 33–34] e o ganho α_0 com distribuição Rayleigh é aplicado por meio do bloco (*expression*) ‘ $\$1*\alpha_1$ ’. Após algumas simplificações, considerando que o valor de s_0 é dado por (3.1) para $k = 0$, tem-se que

$$\begin{aligned} r_0(t) = & \alpha_0 s_0 \cos(\theta_0) \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t + \theta_{\text{inicial}}) \\ & + \alpha_0 s_0 \sin(\theta_0) \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t + \theta_{\text{inicial}}), \end{aligned} \quad (4.19)$$

em que os termos $\alpha_0 s_0 \cos(\theta_0)$ e $\alpha_0 s_0 \sin(\theta_0)$ correspondem, respectivamente, a parte real e imaginária do símbolo s_0 ponderado pelo ganho h_0 .

Por fim, na saída do bloco composto ‘SUs’ (Figura 4.4) tem-se a soma dos sinais modulados de acordo com o sistema em [22], com símbolos BPSK transmitidos ao mesmo tempo e na mesma frequência. O sinal resultante será recebido no bloco composto ‘Receptor Adaptativo’, como indicado na Figura 4.4, de maneira que seja tomada a decisão sobre o estado do canal sensoriado.

4.3.4 Implementação do receptor adaptativo

A parte interna do bloco composto que implementa o receptor adaptativo da Figura 4.3, (b), é mostrado na Figura 4.7. Primeiramente, tem-se na metade superior da figura, a recepção em quadratura que gera as amostras do vetor \mathbf{r} em (4.1). O bloco nativo ‘Integrate & Dump’ [47, p. 126–127] faz a integral e o bloco nativo ‘S&H’ amostra o resultado da integração em múltiplos de T_s e o retém até a recepção do símbolo seguinte. Ainda na metade superior, observam-se os blocos compostos ‘alpha-S{Re}’ e ‘alpha-S{Im}’ que geram amostras aleatórias com a distribuição $S\alpha S$. Essas amostras são somadas ao vetor \mathbf{r} , formando o sinal recebido no FC corrompido pelo ruído composto (térmico mais impulsivo). Além disso, nota-se mostradores utilizados para fins de controle.

A metade inferior da Figura 4.7 contém os blocos compostos que implementam todas as operações da regra de decisão (4.11). Como dito anteriormente, note que tais blocos estão nomeados de acordo com o cálculo executado ou variável simbolizada. Sendo assim, pode-se verificar a equivalência entre o diagrama da Figura 4.7 e a regra (4.11). Para tanto, basta seguir o fluxo de dados indicado pelas setas nos respectivos barramentos e ligações, sendo esse um procedimento válido para todos os diagramas ilustrados neste trabalho.

Os conjuntos de símbolos esperados no receptor, $\hat{\mathbf{L}}_1$ e $\hat{\mathbf{L}}_0$, são calculados de acordo

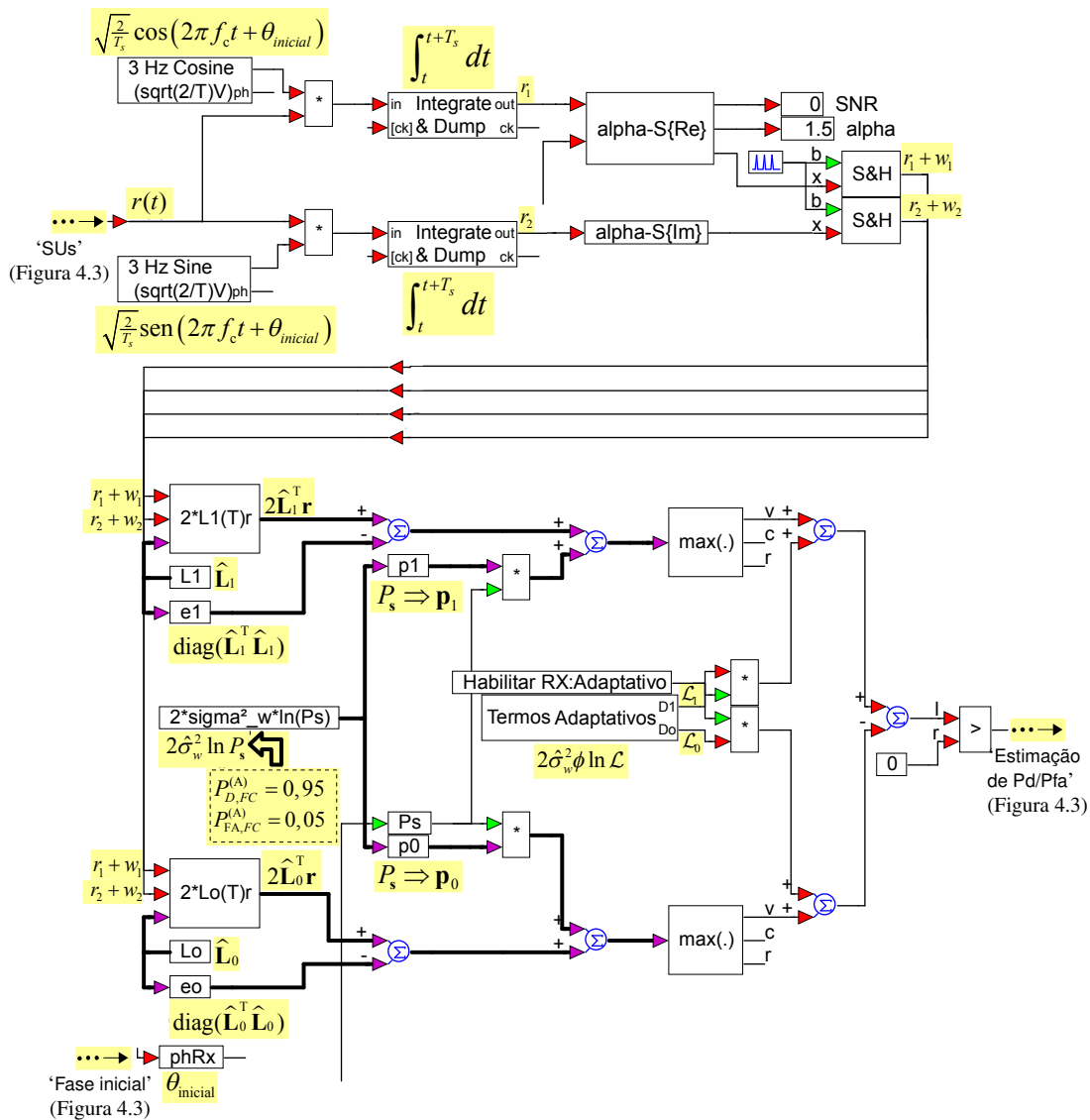


Figura 4.7: Diagrama interno do bloco composto 'Receptor Adaptativo' da Figura 4.3. Na metade superior tem-se a recepção em quadratura que gera as amostras do vetor \mathbf{r} e a geração do ruído composto que corrompe essas amostras. A metade inferior contém os blocos compostos que executam as operações do cálculo da regra adaptativa (4.11). Como auxílio, os blocos estão nomeados de acordo com o cálculo executado ou variável simbolizada.

com (4.2) e implementados conforme demonstrado na Figura 4.8. Na simulação, \mathbf{s} é uma matriz de ordem $M \times 2^M$ (para $M = 3$ e $M = 5$) gerada previamente no Matlab, cujas colunas são formadas por todas as possibilidades de decisões dos SUs, já no formato de símbolos BPSK em banda base. O vetor de ganhos exatos \mathbf{h} é gerado no bloco composto 'SUs' (setor (\mathbf{a}_3) da Figura 4.4) a cada execução de sensoriamento e são convertidos e sincronizados no bloco composto 'Lo', como ilustrado na metade inferior da Figura 4.9. O diagrama na metade superior da Figura 4.9, implementa o modelo da imprecisão na estimação dos ganhos do canal abordado na Subseção 4.2.2.

Desta forma, caso sejam considerados erros de estimação, tem-se o cálculo de (4.2) realizado com o vetor de ganhos complexos estimados. Por fim, nota-se no canto superior direito da Figura 4.9 que o parâmetro ρ em (4.16) é estimado pela magnitude normalizada da correlação cruzada entre as amostras do ganho exato e o impreciso [26, 27]. Isso permite verificar se o valor de ρ configurado no início da simulação corresponde, de fato, ao coeficiente de correlação das amostras geradas pelo modelo de simulação. Vale destacar também que ambos os diagramas da Figura 4.8 e 4.9 estão dentro do bloco composto ‘Lo’ da Figura 4.7.

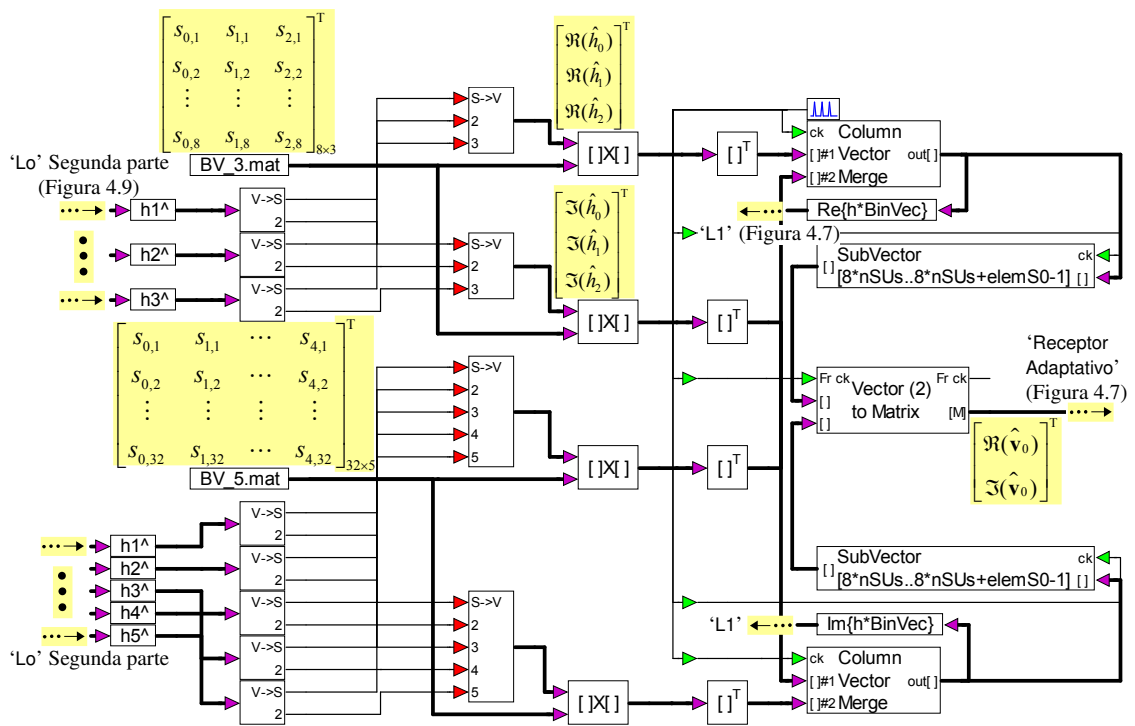


Figura 4.8: Primeira parte do diagrama interno do bloco composto ‘Lo’ da Figura 4.7. Implementa o cálculo dos conjuntos de símbolos esperados no receptor, caracterizados por $\hat{\mathbf{L}}_1$ e $\hat{\mathbf{L}}_0$. A matriz \mathbf{s} de ordem $M \times 2^M$ (para $M = 3$ e $M = 5$) é gerada no Matlab. O vetor \mathbf{h} é gerado no bloco composto ‘SUs’ (setor \mathbf{a}_3) da Figura 4.4. Caso sejam considerados erros de estimação, \mathbf{h} é processado pelo diagrama ilustrado na Figura 4.9.

Na Figura 4.10 é ilustrado o diagrama que implementa o bloco composto ‘eo’ da Figura 4.7, o qual executa a operação $\text{diag}(\mathbf{L}_0^T \mathbf{L}_0)$. A primeira operação é a multiplicação elemento a elemento (bloco nativo ‘*’) da matriz cuja diagonal deseja-se extrair, por uma matriz identidade (‘eye(:,a)’ [46, p. 151]). Em seguida, multiplica-se vetorialmente o resultado da operação anterior por um vetor de elementos unitários (‘ones(:,a,1)’ [46, p. 151]). Ressalta-se que o número de elementos dessas matrizes não são fixos, pois a quantidade de SUs na rede cooperativa é variável e se pode confi-

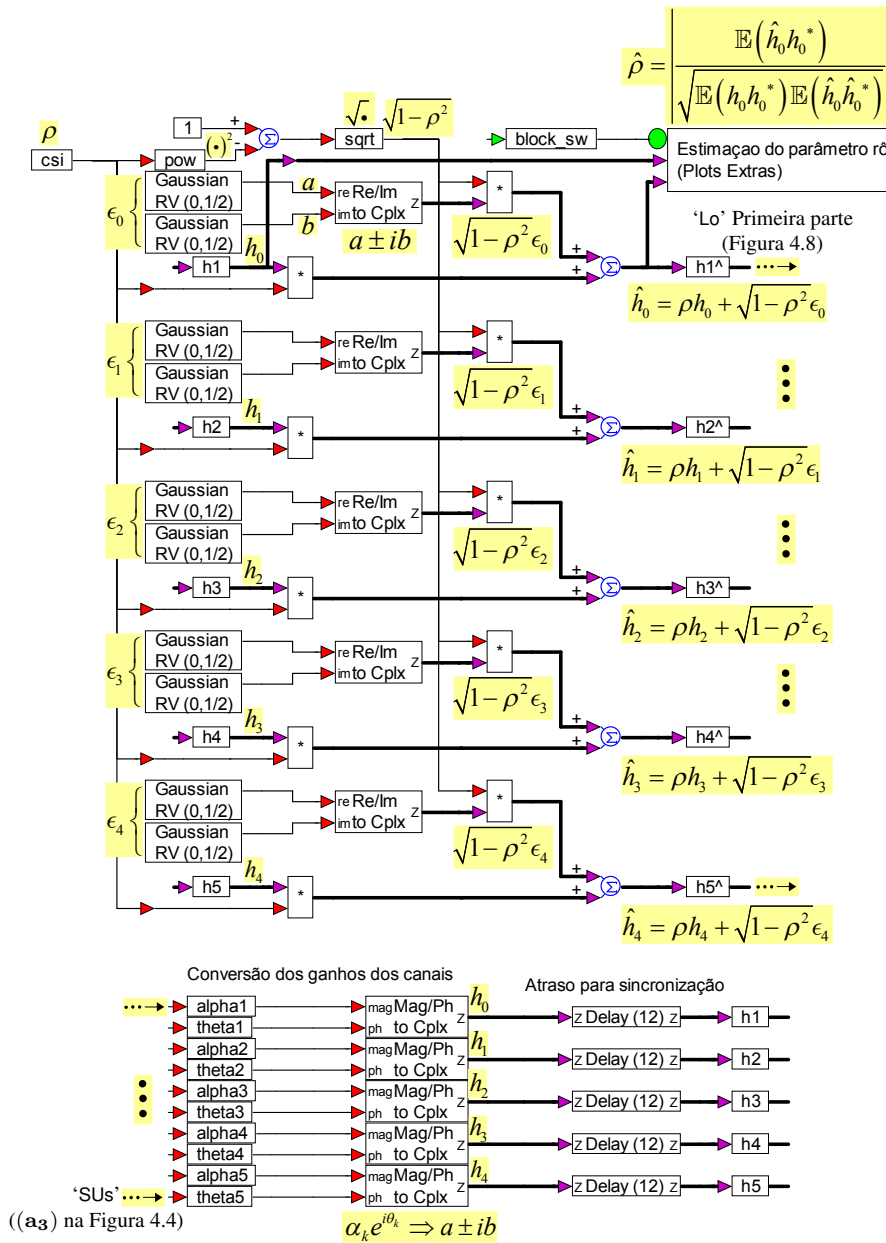


Figura 4.9: Segunda parte do diagrama interno do bloco composto 'Lo' da Figura 4.7. Implementa o modelo da imprecisão na estimação dos ganhos do canal abordado na Subseção 4.2.2 (metade superior). Os ganhos exatos são convertidos e sincronizados pelo diagrama apresentado na metade inferior. A equivalência entre o diagrama da metade superior e (4.16) é verificada ao se seguir o fluxo de dados indicado pelas setas nos respectivos barramentos e ligações.

gurar diferentes regras de fusão. Sendo assim, o bloco denominado na Figura 4.10 de '::a' recebe o valor de \mathcal{L}_0 que é determinado pelo número de elementos no grupo D_0 . Desta forma, a matriz identidade e o vetor coluna de elementos unitários se adaptam às diferentes regras de fusão e ao número de SUs na rede cooperativa, onde a matriz identidade é de ordem $\mathcal{L}_0 \times \mathcal{L}_0$ e o vetor de elementos unitários é formado por \mathcal{L}_0

linhas. Note que essa implementação serve com base para o entendimento de outras operações com matrizes e vetores não ilustradas nesta subsecção, mas que constituem blocos essenciais ao funcionamento da simulação.

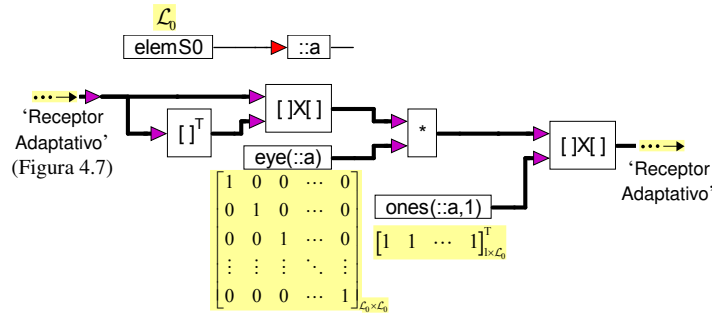


Figura 4.10: Diagrama interno do bloco composto ‘eo’ Figura 4.7. Implementa a operação $\text{diag}(\mathbf{L}_0^T \mathbf{L}_0)$. Observe que o número de elementos dessas matrizes não são fixos, pois a quantidade de SUs na rede cooperativa é variável e também devido às diferentes regras de fusão.

A Figura 4.11 revela a primeira parte do bloco composto ‘ $2 \cdot \sigma_w^2 \ln(P_s)$ ’ da Figura 4.7, que calcula $2\hat{\sigma}_w^2 \ln P_s$ em (4.11). O cálculo das probabilidades P_s seguem as sugestões de [23] e são efetuados no Matlab. Na Figura 4.11 observam-se os vetores das probabilidades P_s para as regras de fusão AND, MAJ e OR. O vetor P_s é selecionado de acordo com a regra de fusão e o número de SUs na rede cooperativa. Na Figura 4.12 é apresentada a segunda parte do referido bloco, onde tem-se o diagrama que implementa o modelo da imprecisão na estimação da potência do ruído térmico tratado na Subsecção 4.2.3. Esse diagrama gera a variância de ruído com erro mínimo σ_w^2/μ , máximo $\mu\sigma_w^2$ ou, caso necessário, com erro uniforme no intervalo fechado $[\sigma_w^2/\mu, \mu\sigma_w^2]$.

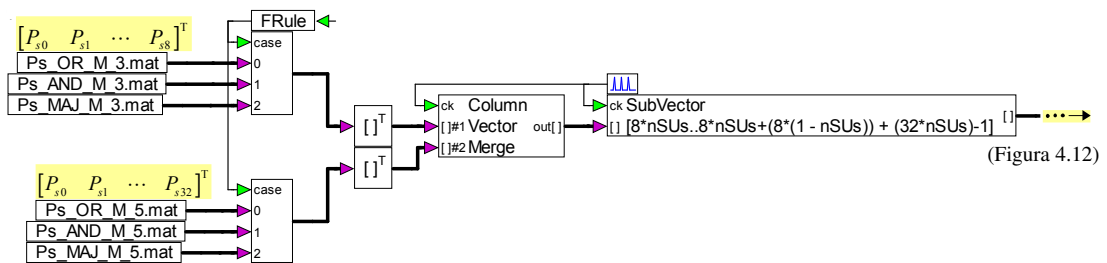


Figura 4.11: Primeira parte do diagrama interno do bloco composto ‘ $2 \cdot \sigma_w^2 \ln(P_s)$ ’ da Figura 4.7. Implementa a operação $2\hat{\sigma}_w^2 \ln P_s$. Observam-se os vetores das probabilidades P_s . O vetor P_s é selecionado de acordo com a regra de fusão e o número de SUs na rede cooperativa.

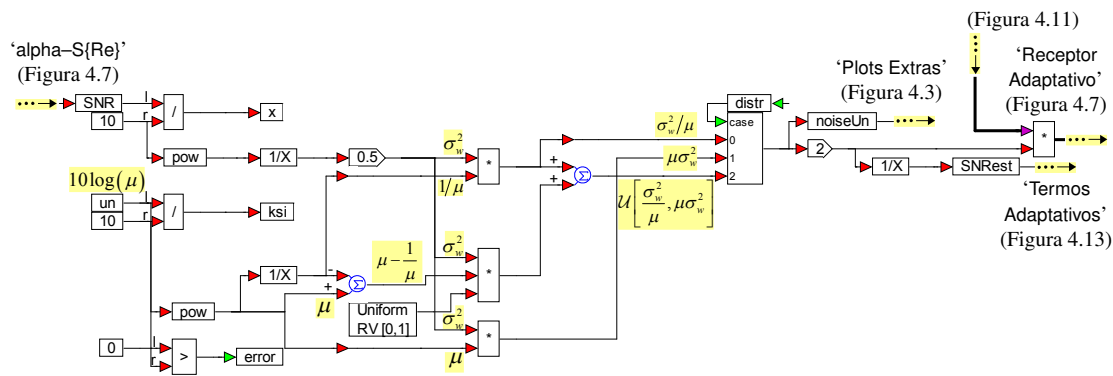


Figura 4.12: Segunda parte do diagrama interno do bloco composto $2\sigma_w^2 \ln(P_s)$ Figura 4.7. Implementa o modelo da imprecisão na estimação da potência do ruído térmico. Por meio de uma série de operações, esse diagrama gera a faixa de valores definida por (4.17).

Ainda com relação à Figura 4.7, observam-se os blocos compostos, ‘po’ e ‘p1’, localizados na parte central e identificados pelos rótulos $P_s \Rightarrow p_0$ e $P_s \Rightarrow p_1$. Tais blocos apenas separam os valores entregues pelo bloco composto que implementa a operação $2\hat{\sigma}_w^2 \ln P_s$. No bloco composto ‘po’ são considerados valores de P_s para $s \in D_0$ e no bloco composto ‘p1’, somente valores de P_s para $s \in D_1$. Por fim, com o bloco nativo ‘max(.)’ [46, p. 350–351], é extraído o maior valor do vetor que traz o resultado das operações anteriores. Após este cálculo, decide-se por habilitar ou não a adição dos termos de adaptação, para a qual foi formulado um critério de decisão na Seção 4.1.

O diagrama interno do bloco composto que implementa tal critério de decisão (bloco ‘Termos Adaptativos’ na Figura 4.7) é exposto na Figura 4.13, onde se pode observar como é realizado o cálculo de $\|\hat{\mathbf{h}}\|^2$. Nesse cálculo, os blocos nativos ‘Complex to Mag/Phase’ [47, p. 33] extraem a magnitude dos ganhos estimados do canal de controle que, em seguida, são elevados ao quadrado pelo bloco nativo ‘pow’ [46, p. 405]. Após esse processo a relação sinal-ruído instantânea estimada é comparada com o limiar definido na Seção 4.1. O resultado dessa comparação estabelece se a saída do bloco composto ‘Termos Adaptativos’ é nula ou não. Caso a saída não seja nula, o valor entregue é o resultado das parcelas $2\hat{\sigma}_w^2 \phi \ln \mathcal{L}_1$ e $2\hat{\sigma}_w^2 \phi \ln \mathcal{L}_0$ para $\phi = \frac{1}{2}$.

No próximo capítulo são demonstrados os resultados numéricos gerados pelo modelo de simulação descrito nesta seção. O desempenho global da regra de decisão (4.11) é analisado para diferentes cenários, onde são considerados a influência do ruído impulsivo, erros de estimativa dos ganhos do canal de controle e erros de estimativa da variância do ruído térmico.

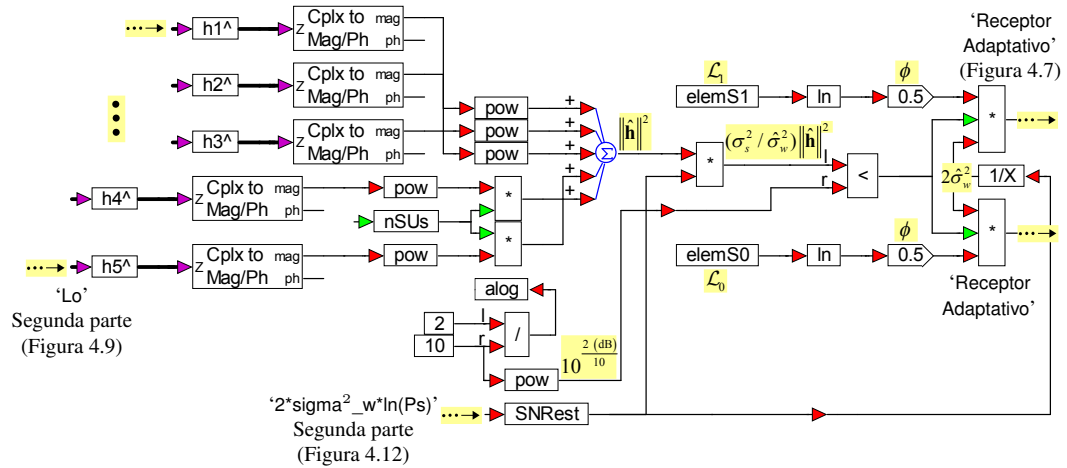


Figura 4.13: Diagrama interno do bloco 'Termos Adaptativos' Figura 4.7. Implementa critério de adaptação do receptor adaptativo formulado na Seção 4.1.

Capítulo 5

Resultados Numéricos

Neste capítulo, são apresentados os resultados que validam o modelo de simulação desenvolvido no VisSim/Comm. Para isso é feita uma comparação entre os resultados do VisSim/Comm e aqueles publicados em [24], tendo esses últimos sido gerados com o Matlab. Também é feita uma breve avaliação sobre a diferença de desempenho entre o receptor adaptativo e o receptor que não adota a adaptação. Em seguida, o capítulo apresenta os resultados numéricos que descrevem o desempenho da regra de decisão (4.11) para diferentes cenários. Foi analisado o desempenho da regra de decisão adaptativa sob influência do ruído impulsivo, na condição de erros de estimativa dos ganhos do canal de controle e erros de estimativa da variância do ruído térmico.

5.1 Configuração das simulações e métricas de desempenho

No modelo de simulação do VisSim/Comm, cada ponto de uma determinada ROC foi obtido a partir de 100.000 eventos de Monte Carlo, cada ponto correspondendo à configuração de um limiar de decisão ξ nos SUs, ao cálculo (ou estimação por simulação) de $P_{D,SU}$ e $P_{FA,SU}$ e, cada evento, correspondendo à geração de um par de vetores de decisões (s) de acordo com a distribuição binomial com parâmetros M e $p = P_{D,SU}$ ou $p = P_{FA,SU}$, ao envio das decisões dos SUs ao FC e à decisão global tomada a partir da regra (4.11). A relação sinal-ruído nos canais do PU aos SUs foi configurada de tal sorte que as probabilidades alvo $P_{D,SU}^{(A)}$ e $P_{FA,SU}^{(A)}$ fossem necessariamente geradas para algum valor de ξ . Em cada evento utilizou-se uma nova realização do vetor \mathbf{h} com elementos Gaussianos complexos, correspondendo a canais de controle com desva-

necimento Rayleigh lento (constante durante o intervalo de transmissão) e plano (não seletivo em frequência). Para cada par de vetores de decisões foram gerados dois sinais recebidos no FC de acordo com (3.2). Um dos sinais é usado na estimação da probabilidade de detecção global $P_{D,FC}$ e o outro na estimação da probabilidade de falso alarme global $P_{FA,FC}$. Para o cálculo dos coeficientes de P_s , adotou-se $P_{FA,FC}^{(A)} = 0,05$ e $P_{D,FC}^{(A)} = 0,95$. O limiar da relação sinal-ruído que determina a inclusão dos termos de adaptação foi definido de acordo com o procedimento descrito na Seção 4.1 do Capítulo 4, sendo 2 dB o nível escolhido para $M = 5$.

Erros de decisão sobre a ocupação do espectro acontecem quando o FC decide por H_1 (ou H_0) no momento em que o espectro se encontra desocupado (ocupado). Portanto, tendo-se os pontos que descrevem a ROC, a probabilidade de erro é calculada por [50, p. 157]

$$P_{\text{erro}} = P_{H_0}P_{FA,FC} + P_{H_1}(1 - P_{D,FC}). \quad (5.1)$$

É admitido que o melhor ponto de operação da ROC é o par $(P_{D,FC}, P_{FA,FC})$ que minimiza P_{erro} para um dado valor de $P_{H_0} = 1 - P_{H_1}$. Desta forma, pode-se simplificar em um valor, as informações de desempenho extraídas de ROCs que são curvas representadas em duas dimensões. Isso se torna necessário em alguns casos, uma vez que os resultados estão em função de uma faixa de valores da razão E_b/N_0 e, ao mesmo tempo, dos parâmetros que caracterizam o modelo do ruído impulsivo ou o modelo da imprecisão na estimativa dos ganhos do canal.

5.2 Validação e desempenho da regra adaptativa

A Figura 5.1 traz ROCs que representam o desempenho global do receptor adaptativo para $M = 5$ e para as regras de fusão OR ($K = 1$) e AND ($K = 5$), para diferentes valores da razão E_b/N_0 . Algumas dessas ROCs são idênticas às publicadas em [24], onde o modelo de simulação foi desenvolvido no Matlab, e o restante foi gerado a partir do modelo de simulação VisSim/Comm. Percebe-se pela figura em questão que os resultados gerados pelo VisSim/Comm coincidem com os publicados em [24] para qualquer combinação de parâmetros.

Na Figura 5.2 são apresentadas algumas ROCs que demonstram o ganho de desempenho obtido pela regra de decisão adaptativa sobre a regra de decisão (4.11) sempre com $\phi = 0$ e sempre com $\phi = 1/2$, isto é, sem adaptação. Além disso, perceba que o desempenho da regra melhorada (3.6) também é ilustrado e serve de referência para os

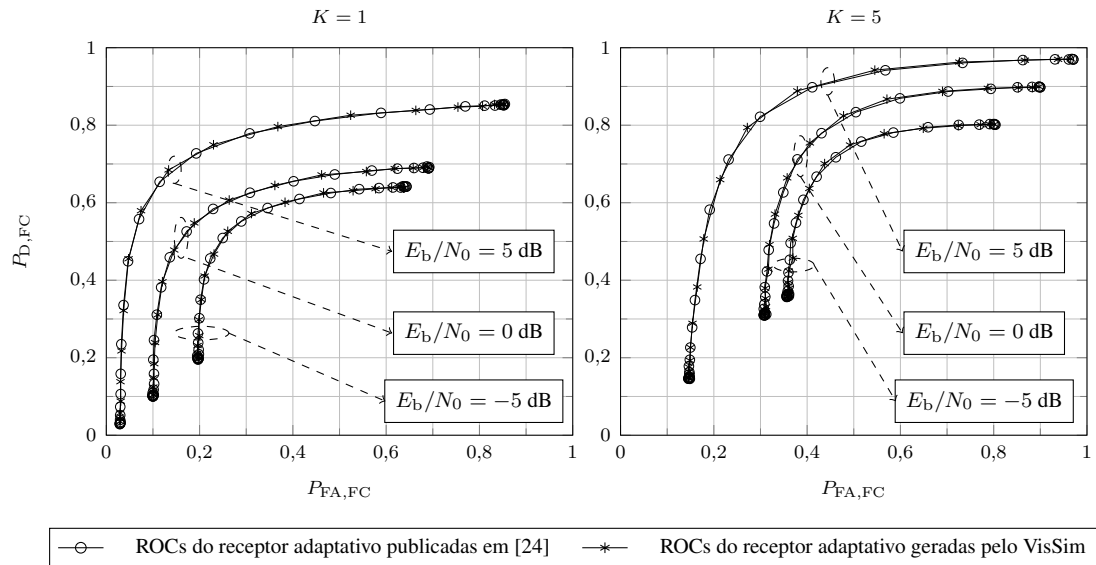


Figura 5.1: ROCs da regra de decisão adaptativa (4.11) publicadas em [24] e geradas pelo VisSim/Comm para diferentes valores de relação sinal-ruído e cenários da regra K -em- M : $K = 1$ (esquerda); $K = 5$ (direita). As ROCs geradas pelo VisSim/Comm estão em função dos mesmos parâmetros adotados em [24].

desempenhos encontrados para a regra adaptativa. Importante mencionar que as ROCs da regra original (3.5) não são apresentadas na Figura 5.2, pois o desempenho dessa regra é consideravelmente inferior [23]. Por fim, note que apenas as regras de fusão OR ($K = 1$) e AND ($K = 5$) foram analisadas, pois para a regra MAJ ($K = 3$) não há influência do processo de adaptação no receptor, dado que nesse caso $\mathcal{L}_1 = \mathcal{L}_0$ fazendo com que a adição dos termos de adaptação pesem da mesma forma nos dois lados da desigualdade em (4.11). Lembrando que para todas as ROCs foi adotado $P_{FA,FC}^{(A)} = 0,1$ e $P_{D,FC}^{(A)} = 0,9$, como em [24].

Primeiramente, observa-se na Figura 5.2 que a relação sinal-ruído média escolhida foi de 0 dB, lembrando que, para os parâmetros adotados em [24], tem-se o limiar de adaptação também igual à 0 dB, valor esse definido de acordo com o mesmo procedimento demonstrado na Seção 4.1 do Capítulo 4. Nesse cenário é mais provável que os ganhos do canal sejam suficientes para fazer com que a relação sinal-ruído instantânea cruze o limiar de 0 dB. Como consequência, o ganho de desempenho obtido pela regra de decisão adaptativa fica mais evidente. Assim, percebe-se que para $K = 1$ a curva ROC resultante do processo de adaptação consegue níveis de $P_{D,FC}$ maiores que a regra (4.11) usando sempre $\phi = 0$ e, também, valores de $P_{FA,FC}$ menores que a regra (4.11) usando sempre $\phi = 1/2$, mostrando uma melhoria no desempenho global se comparada com as regras isoladas.

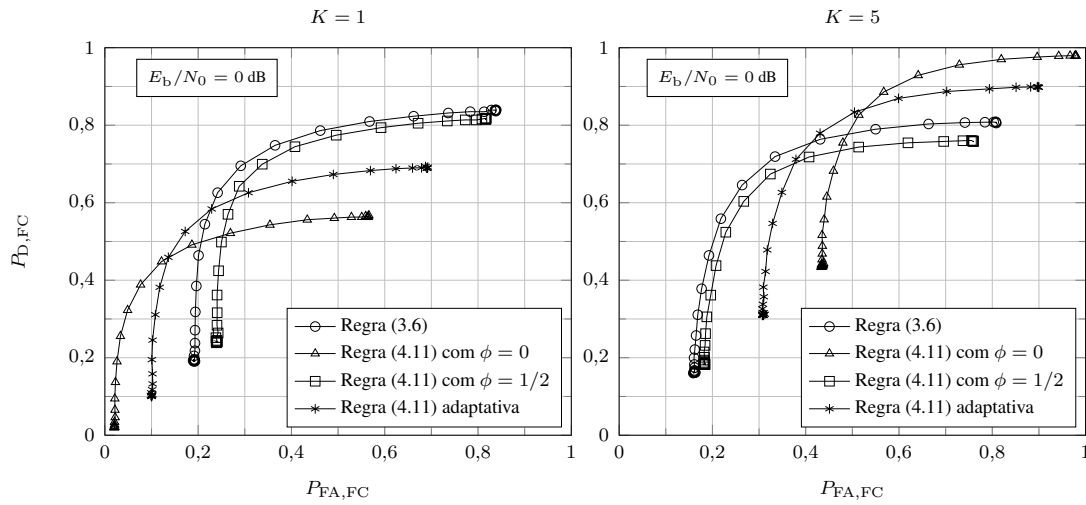


Figura 5.2: Comparação entre as ROCs para a regra melhorada, regra adaptativa usando sempre $\phi = 0$ e $\phi = 1/2$ e a regra adaptativa, para $K = 1$ (esquerda); $K = 5$ (direita) no FC.

As mesmas interpretações obtidas a partir da análise da regra OR ($K = 1$) se aplicam aos resultados para a regra AND ($K = 5$), porém com valores numéricos diferentes, levando-se em consideração a diferença de posicionamento das ROCs quando se usa a regra AND ou a regra OR.

5.3 Desempenho sob ruído impulsivo

Esta seção mostra o desempenho da regra de decisão descrita em (4.11) sob influência do ruído impulsivo. Como já mencionado, neste trabalho o ruído impulsivo é gerado a partir de uma distribuição $S\alpha S$ descrita em (4.12) e compõe o sinal recebido como mostrado em (3.2).

Para verificar a influência do ruído impulsivo na regra de decisão adaptativa foram escolhidos, arbitrariamente, os valores de $\alpha = 2; 1,8; 1,7; e 1,5$, lembrando que $\alpha = 2$ representa a distribuição de um ruído AWGN, que serve como referência para os desempenhos encontrados para $\alpha \neq 2$. O parâmetro de localização foi definido como $\delta = 0$, fazendo com que o ruído impulsivo tenha média nula. Sendo assim, a expressão em (4.12) fica em função dos parâmetros α e γ . No caso particular em que $\alpha = 2$, tem-se que $2\gamma^2 = \sigma_w^2$, o que permite a representação da dispersão por [51]

$$\gamma = \frac{\sigma_w}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{N_0}}{2}, \quad (5.2)$$

em que $\sigma_w^2 = \frac{N_0}{2}$. Assim, para $\alpha = 2$ a amostra do sinal recebido no FC está sob o ruído AWGN e w em (3.2) adquire uma distribuição Gaussiana. Nesse caso particular o cálculo de (5.2) é exato, pois a dispersão da distribuição $S\alpha S$ é finita. No entanto, quando o ruído se torna impulsivo para valores de $\alpha \neq 2$, a dispersão é infinita fazendo com que o cálculo de γ em (5.2) seja aproximado [51].

As Figuras 5.3, 5.4 e 5.5 apresentam o desempenho da regra de decisão adaptativa para os diferentes valores de α , considerando os diferentes cenários da regra K -em- M . A métrica de desempenho usada é a probabilidade de erro mínima em (5.1) em função da razão E_b/N_0 .

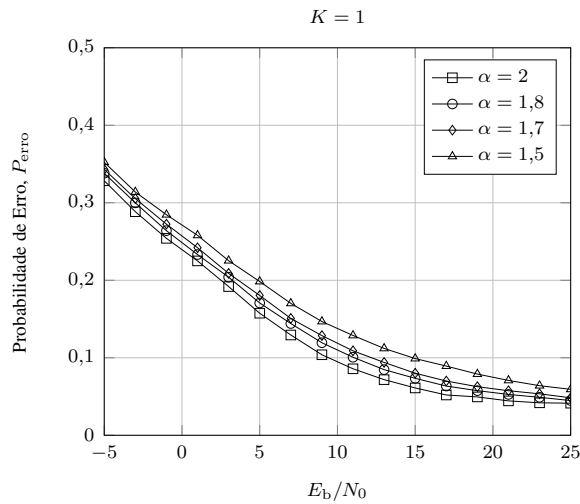


Figura 5.3: Desempenho em termos de P_{erro} para a regra de decisão (4.11) sob influência do ruído impulsivo para diferentes valores da relação sinal-ruído, para $M = 5$ e para $K = 1$ na regra de fusão K -em- M .

De maneira geral, nota-se, por meio das Figuras 5.3 e 5.5, respectivamente, que as regras OR ($K = 1$) e AND ($K = 5$) apresentam desempenhos similares e ligeiramente mais sensíveis a α que regra majoritária ($K = 3$), apresentada na Figura 5.4. Além disso, é observado que o desempenho da regra adaptativa diminui em função da diminuição do valor de α . Em outras palavras, quanto maior a intensidade do ruído impulsivo, menor será o desempenho da regra (4.11), para quaisquer valores de K . É importante notar que à medida que a razão E_b/N_0 aumenta, o desempenho da regra adaptativa também aumenta de maneira geral para todos os valores analisados de K , tendendo para a $P_{\text{erro}}^{(A)} = P_{H_0} P_{\text{FA,FC}}^{(A)} + P_{H_1} (1 - P_{\text{D,FC}}^{(A)})$ à medida que E_b/N_0 aumenta.

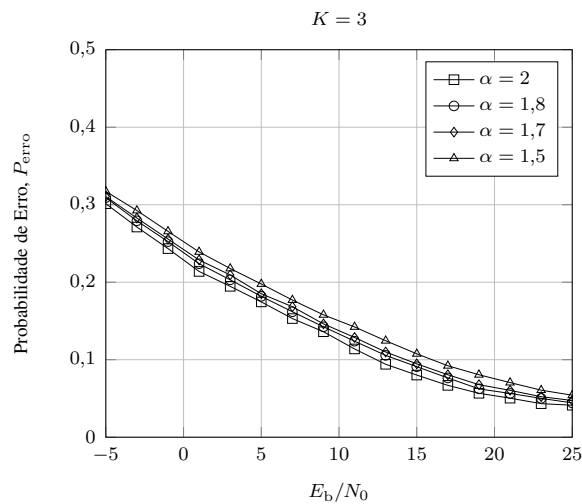


Figura 5.4: Desempenho em termos de P_{erro} para a regra de decisão (4.11) sob influência do ruído impulsivo para diferentes valores da relação sinal-ruído, para $M = 5$ e para $K = 3$ na regra de fusão K -em- M .

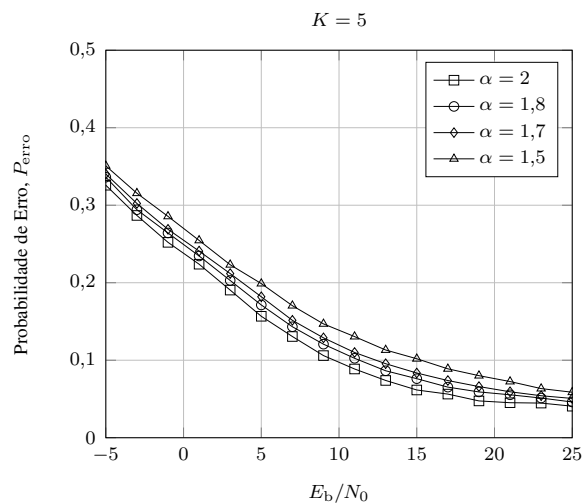


Figura 5.5: Desempenho em termos de P_{erro} para a regra de decisão (4.11) sob influência do ruído impulsivo para diferentes valores da relação sinal-ruído, para $M = 5$ e para $K = 5$ na regra de fusão K -em- M .

5.4 Desempenho sob erros na estimativa dos ganhos do canal de controle

Esta seção mostra o desempenho da regra de decisão descrita em (4.11) quando há ocorrência de erros na estimativa dos ganhos do canal de controle. A imprecisão na estimativa desses ganhos é função do parâmetro ρ e é definida em (4.16). Importante destacar que as estimativas dos ganhos pelo FC são exatas quando $\rho = 1$, sendo esse caso usado como referência para os desempenhos alcançados pela regra (4.11) para

$\rho < 1$.

As Figuras 5.6, 5.7 e 5.8 ilustram o desempenho da regra de decisão global (4.11) em termos da probabilidade de erro mínima em (5.1), quando há erros nas estimativas dos ganhos do canal de controle. Essas curvas de desempenho se referem a diferentes cenários da regra K -em- M e estão em função de diferentes valores de E_b/N_0 . Foi admitido, nessa análise, que o ruído no receptor possui distribuição Gaussiana (AWGN) e que não há erros na estimação da variância desse ruído.

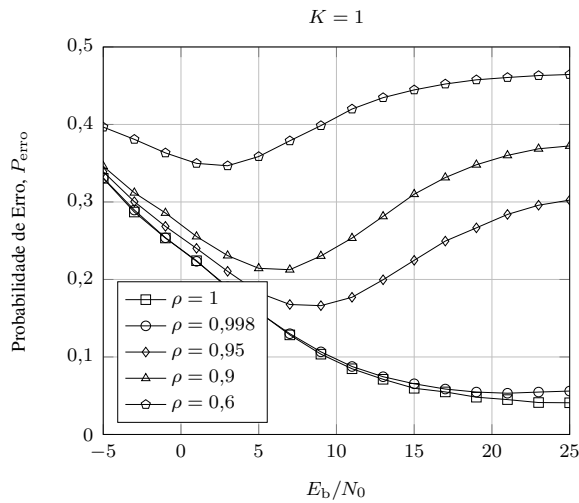


Figura 5.6: Desempenho em termos de P_{ERRO} para a regra de decisão (4.11) com erros na estimativa dos ganhos do canal para diferentes valores da relação sinal-ruído, para $M = 5$ e para $K = 1$ na regra de fusão K -em- M .

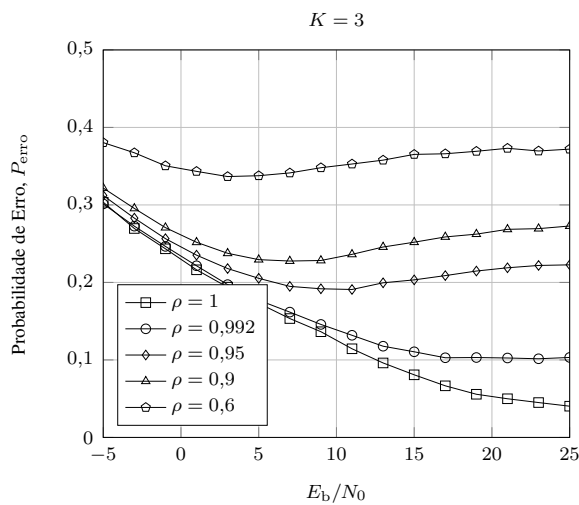


Figura 5.7: Desempenho em termos de P_{ERRO} para a regra de decisão (4.11) com erros na estimativa dos ganhos do canal para diferentes valores da relação sinal-ruído, para $M = 5$ e para $K = 3$ na regra de fusão K -em- M .

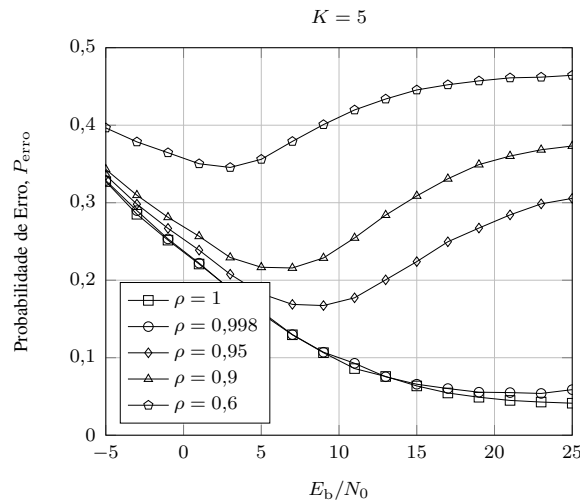


Figura 5.8: Desempenho em termos de P_{erro} para a regra de decisão (4.11) com erros na estimativa dos ganhos do canal para diferentes valores da relação sinal-ruído, para $M = 5$ e para $K = 5$ na regra de fusão K -em- M .

Pelas Figuras 5.6, 5.7 e 5.8 percebe-se, para qualquer K , que estimativas imprecisas dos ganhos podem influenciar sobremaneira o desempenho da regra de decisão (4.11). De forma geral, nota-se que o desempenho da regra adaptativa diminui quanto menor o valor de ρ , isto é, quanto maiores forem os erros nas estimativas dos ganhos do canal. Além disso, é possível afirmar com base na Figura 5.7 que a regra MAJ ($K = 3$) demonstra mais robustez frente às variações de ρ se comparada às demais regras OR ($K = 1$) e AND ($K = 5$), ilustradas respectivamente nas Figuras 5.6 e 5.8. Ainda pode-se notar que os desempenhos das regras OR e AND são similares, como também visto nas Figuras 5.3 e 5.5 da Seção 5.3. Observe, contudo, que o melhor desempenho ocorre para valores intermediários da razão E_b/N_0 e não para os maiores valores desse parâmetro, como era de se esperar. Por exemplo, pode-se notar que o desempenho para $E_b/N_0 \geq 20$ dB é pior que o alcançado em 5 dB, para os diferentes valores de K . Isso acontece de forma similar para qualquer valor ρ analisado, exceto para $\rho \cong 1$, onde as estimativas se aproximam dos ganhos exatos do canal.

Esse comportamento não monotônico de P_{erro} pode ser entendido da seguinte maneira. Inicialmente considere altos níveis da razão E_b/N_0 , em que um símbolo qualquer recebido no FC está muito próximo de um dos símbolos esperados, \hat{L}_1 e \hat{L}_0 , quando calculados pelo FC a partir de estimativas exatas dos ganhos do canal. Nesse caso, praticamente não existe ruído térmico e o desempenho apresentado pela regra de decisão (4.11) é afetado muito pouco (baixo P_{erro}). No entanto, quando essas estimativas são imperfeitas, ou seja, $\rho < 1$, surgem erros no cálculo dos símbolos esperados e, conseqüentemente, erros de decisão pelo FC. Com isso, há uma piora no desempenho

da regra de decisão (4.11) nessa situação de alto E_b/N_0 . Da mesma forma, é observado um desempenho ruim para baixos valores de E_b/N_0 . Ressalta-se que nesse caso o desempenho não varia consideravelmente em função do valor de ρ , diferentemente do que pode ser observado para altos valores de E_b/N_0 . Isso ocorre em razão do aumento da intensidade do ruído térmico, fazendo com que a influência da imprecisão dos ganhos do canal fique proporcionalmente menor em relação àquela exercida pelo ruído térmico. Como consequência, pode ser observado nas Figuras 5.6, 5.7 e 5.8, pontos em que a P_{erro} atinge mínimos para $\rho < 1$, o que indica uma troca entre a influência exercida pela imprecisão dos ganhos e pelo ruído térmico.

5.5 Desempenho sob erros na estimativa da variância do ruído térmico

Esta seção mostra o desempenho da regra de decisão descrita em (4.11) quando há ocorrência de erros na estimativa da variância do ruído térmico.

Como já mencionado, o erro da estimativa da variância do ruído térmico é dado por (4.17). Para apresentar o desempenho da regra de decisão adaptativa quando há esse tipo de erro, foi adotado o valor de $\mu_{\text{dB}} = 1$ dB, uma vez que é o nível usualmente considerado em [12, 29–31].

A Figura 5.9 mostra o desempenho da regra de decisão adaptativa em termos da ROC para diferentes valores da regra K -em- M e diferentes valores para a razão E_b/N_0 . Os resultados apresentados levam em conta os valores limites para o erro da estimação do ruído térmico, portanto, quando $\mu_{\text{dB}} = -1$ e 1 dB, e os valores extraídos de uma variável aleatória com distribuição uniforme, ou seja, para $\mu \sim \mathcal{U}[\frac{1}{1,259}, 1,259]$. O caso no qual $\mu_{\text{dB}} = 0$ dB e conseqüentemente $\hat{\sigma}_w^2 = \sigma_w^2$, é usado como referência para os desempenhos alcançados pela regra (4.11) com erros na estimativa da variância. Vale ressaltar que o ruído térmico gerado nas simulações possui distribuição Gaussiana com média nula e variância σ_w^2 , que é propriamente calculada para uma dada razão E_b/N_0 .

De início, percebe-se que os efeitos do erro da estimativa estão mais evidentes para as regras OR ($K = 1$) e AND ($K = 5$). Para a condição onde a variância estimada é igual a $\hat{\sigma}_w^2 = \mu\sigma_w^2$ ($\mu_{\text{dB}} = 1$ dB), é possível observar que para $K = 1$, a regra em (4.11) irá ter mais decisões globais a favor de H_0 se comparada à mesma regra, porém, com estimação perfeita da variância do ruído térmico ($\mu_{\text{dB}} = 0$ dB). É possível ver esse

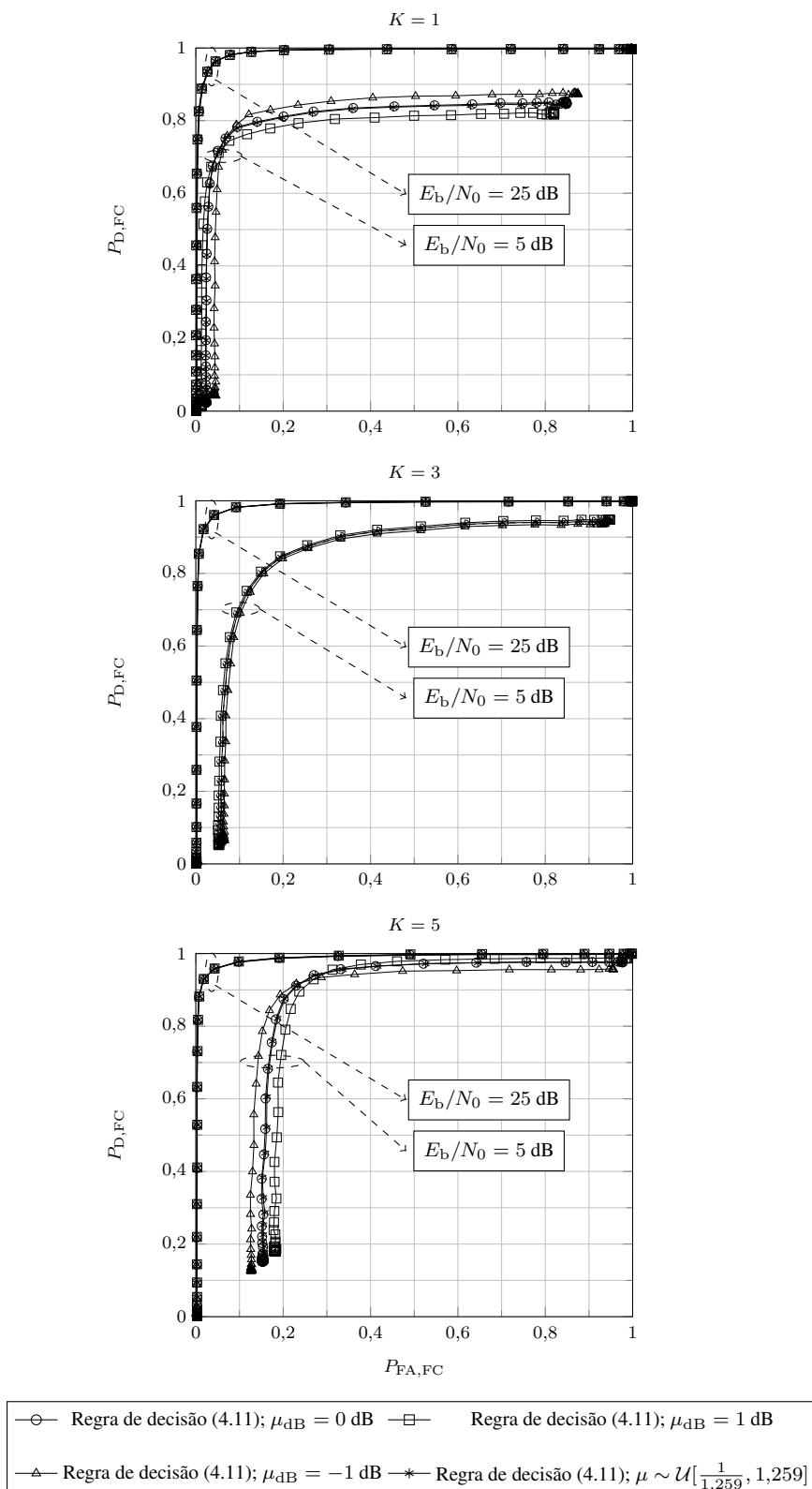


Figura 5.9: Desempenho em termos de ROCs para a regra de decisão (4.11) com erros na estimativa da variância do ruído térmico para $M = 5$ e para diferentes valores da relação sinal-ruído e cenários da regra de fusão K -em- M : $K = 1$ (superior); $K = 3$ (centro); $K = 5$ (inferior).

comportamento nos resultados apresentados na Figura 5.9 (superior) para a condição de $E_b/N_0 = 5$ dB. Note que, por causa da maior quantidade de decisões por H_0 , a ROC com $\mu_{\text{dB}} = 1$ dB apresenta menores valores para $P_{\text{FA,FC}}$ e, em contrapartida, menores valores de $P_{\text{D,FC}}$ se comparada à ROC com estimação perfeita. Um comportamento contrário é observado para a condição onde $\hat{\sigma}_w^2 = \sigma_w^2/\mu$ ($\mu_{\text{dB}} = -1$ dB). Assim, para $K = 1$, percebe-se uma maior quantidade de decisões globais a favor de H_1 , resultando em uma ROC com maiores valores tanto de $P_{\text{FA,FC}}$ quanto de $P_{\text{D,FC}}$ se comparada à ROC com estimação perfeita.

A explicação desse fenômeno pode ser feita observando a própria regra de decisão em (4.11). Note que o parâmetro $\hat{\sigma}_w^2$ pode ser visto como um argumento que desloca as PDFs dadas por $\left(2\hat{\mathbf{L}}_i^T \mathbf{r} - \text{diag}(\hat{\mathbf{L}}_i^T \hat{\mathbf{L}}_i)\right)$ nos dois lados da inequação, as quais são função do sinal recebido e dos ganhos do canal. Na situação onde $K = 1$, o valor de $\mathcal{L}_0 = 1$, fazendo com que o termo adaptativo no lado direito da inequação em (4.11) seja nulo, enquanto que o valor de $\mathcal{L}_1 = 2^M - 1$, fazendo com que o termo adaptativo do lado esquerdo da inequação seja sempre não nulo. Além disso, \mathbf{p}_0 possui apenas um valor, igual a 0,5, ao passo que \mathbf{p}_1 possui $2^M - 1$ valores, todos menores que 0,5. Sendo assim, pode-se verificar que $|\ln(\mathbf{p}_1)| > |\ln(\mathbf{p}_0)|$. Portanto, com base nessas observações, é possível concluir que a imprecisão na estimativa da variância irá provocar um maior deslocamento na PDF do termo à esquerda da inequação em (4.11) se comparado ao deslocamento da PDF do lado direito. Para o caso onde a estimativa $\hat{\sigma}_w^2 = \mu\sigma_w^2$, haverá um deslocamento mais negativo da média da PDF à esquerda da inequação (4.11), implicando em menores valores desse termo, fazendo com que os valores à direita da inequação superem em mais casos os valores à esquerda da inequação. Isso aumenta as decisões globais a favor de H_0 . No outro caso, onde a estimativa $\hat{\sigma}_w^2 = \sigma_w^2/\mu$, haverá um deslocamento mais positivo da média da PDF à esquerda da inequação (4.11), fazendo com que os valores desse termo superem em mais casos os valores à direita da inequação. Isso aumenta as decisões globais a favor de H_1 .

Para o caso onde $K = 5$, as análises se invertem, ou seja, o maior deslocamento da PDF acontece com o termo à direita da inequação (4.11). Nesse caso, quando $\hat{\sigma}_w^2 = \mu\sigma_w^2$, haverá um deslocamento mais negativo da média da PDF à direita na inequação, fazendo com que haja mais decisões por H_1 . É possível ver esse comportamento nos resultados apresentados na Figura 5.9 (inferior). Nesse caso, a ROC denominada $\mu_{\text{dB}} = 1$ dB apresenta maiores valores para $P_{\text{FA,FC}}$ e, também, maiores valores de $P_{\text{D,FC}}$ se comparada à ROC com estimação perfeita. Por outro lado, quando $\hat{\sigma}_w^2 = \sigma_w^2/\mu$, haverá um deslocamento mais positivo da média da PDF à direita na

inequação, fazendo com que haja mais decisões por H_0 , resultando em ROCs com menores valores para $P_{FA,FC}$ e $P_{D,FC}$.

Por meio da Figura 5.9, também é possível perceber que a regra adaptativa não sofre influência do erro na estimativa da variância do ruído térmico quando a regra majoritária ($K = 3$) está sendo aplicada. Note, por meio da Figura 5.9 (centro), que para razão $E_b/N_0 = 5$ dB o desempenho da regra adaptativa é sempre aproximadamente igual para os desvios de estimativa da variância do ruído térmico analisados. Nessa regra, pode-se afirmar que $\mathcal{L}_0 = \mathcal{L}_1$ e que os elementos em \mathbf{p}_0 possuem os mesmos valores que os elementos em \mathbf{p}_1 . Portanto, os deslocamentos das PDFs dos dois termos da inequação (4.11) são iguais, fazendo com que não haja mudança nas ROCs quando existe imprecisão na estimativa da variância do ruído térmico.

Ainda na Figura 5.9 perceba que, para o caso em que a variância estimada é uniformemente distribuída em torno da variância exata, também não é observada nenhuma alteração nas ROCs para qualquer valor de K e da razão E_b/N_0 . Isso significa que erros na variância estimada responsáveis pelo aumento de decisões globais a favor de H_1 , ocorrem na mesma proporção que erros responsáveis pelo aumento de decisões a favor de H_0 . Assim, pode-se concluir que a proporção de decisões para H_1 e H_0 se mantém a mesma com relação ao caso em que a estimação da variância é perfeita. Quando a relação sinal-ruído é suficientemente alta, a regra (4.11) também não sofre influência da imprecisão na estimativa da variância do ruído. Observe que o desempenho da regra adaptativa é sempre igual em $E_b/N_0 = 25$ dB para qualquer valor de K . Isso acontece pois, quanto maior a relação sinal-ruído, menor é o valor de σ_w^2 para uma dada potência fixa do sinal transmitido σ_s^2 . Portanto, embora o parâmetro μ seja fixo, ambos os valores extremos em torno da estimativa exata são diretamente proporcionais à σ_w^2 , isto é, quanto menor a potência do ruído térmico, menor é a diferença entre esses valores extremos e a estimativa exata. Como consequência, são obtidos deslocamentos proporcionalmente menores nas PDFs dos termos da inequação (4.11), de forma a manter as ROCs inalteradas.

5.6 Desempenho sob a influência conjunta do ruído impulsivo e da imprecisão dos parâmetros estimados

Nas Seções 5.3, 5.4 e 5.5 deste capítulo foram analisados a influência do ruído impulsivo e da imprecisão dos parâmetros estimados de maneira independente, ou seja, somente um efeito isolado foi considerado em cada análise. No entanto, é importante avaliar o cenário no qual todos os efeitos estão presentes simultaneamente no receptor do FC. Nesse cenário é possível, por exemplo, que a combinação desses efeitos não seja aditiva, isto é, esses efeitos podem interagir de tal forma a compensar um ao outro, implicando em uma melhora no desempenho final da regra de decisão (4.11). Sendo assim, nesta seção apresenta-se o desempenho da regra de decisão (4.11) sob a influência conjunta do ruído impulsivo e dos erros na estimativa dos ganhos do canal e da variância do ruído térmico.

As Figuras 5.10, 5.11 e 5.12 apresentam o desempenho da regra (4.11) em termos da probabilidade de erro mínima em (5.1), quando há a influência conjunta do ruído impulsivo e dos erros na estimativa dos parâmetros estimados. Nessas curvas de desempenho são considerados diferentes cenários da regra K -em- M e uma faixa de valores de E_b/N_0 . Para as análises foram escolhidos os valores de $\alpha = 1,5$ e $\rho = 0,99$. Também foram considerados valores limites para o erro da estimação do ruído térmico, isto é, quando $\mu_{\text{dB}} = -1$ e 1 dB, e os valores extraídos de uma variável aleatória com distribuição uniforme, ou seja, para $\mu \sim \mathcal{U}[\frac{1}{1,259}, 1,259]$.

Por meio das Figuras 5.10, 5.11 e 5.12, percebe-se que o desempenho se afasta da $P_{\text{erro}}^{(A)}$ em valores de E_b/N_0 para os quais não se verificava esse comportamento, como demonstrado na Seção 5.3 onde são atingidos valores próximos de $P_{\text{erro}}^{(A)}$ para $E_b/N_0 > 20$ dB. Também se observa uma ligeira variação no desempenho causada por erros na estimativa da variância, similar ao que foi observado na Seção 5.5. Isso ocorre para o caso em que esses erros são os valores limites, isto é, $\mu_{\text{dB}} = -1$ e 1 dB e fica mais evidente nas regras OR ($K = 1$) e AND ($K = 5$). Da mesma forma que afirmado nas Seções 5.3, 5.4 e 5.5, nota-se que a regra MAJ ($K = 3$) demonstra uma maior robustez com relação as regras OR e AND, apresentando uma menor variação de desempenho sob a influência conjunta do ruído impulsivo e da imprecisão dos parâmetros estimados.

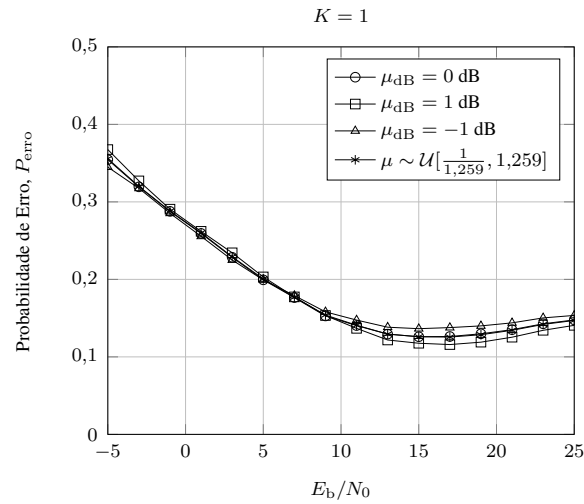


Figura 5.10: Desempenho em termos de P_{erro} para a regra de decisão (4.11) sob a influência conjunta do ruído impulsivo e da imprecisão dos parâmetros estimados, para diferentes valores da relação sinal-ruído, para $M = 5$ e para $K = 1$ na regra de fusão K -em- M .

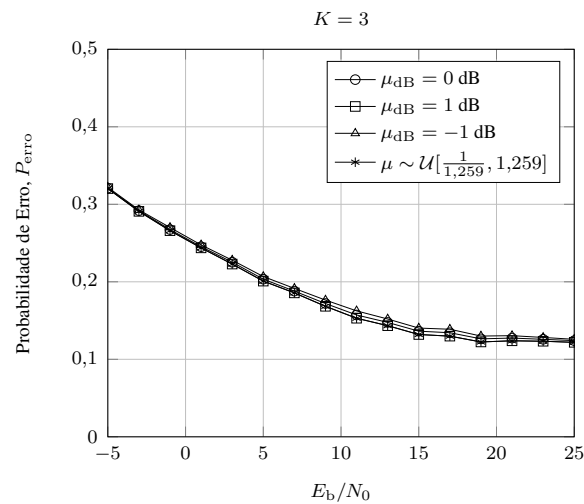


Figura 5.11: Desempenho em termos de P_{erro} para a regra de decisão (4.11) sob a influência conjunta do ruído impulsivo e da imprecisão dos parâmetros estimados, para diferentes valores da relação sinal-ruído, para $M = 5$ e para $K = 3$ na regra de fusão K -em- M .

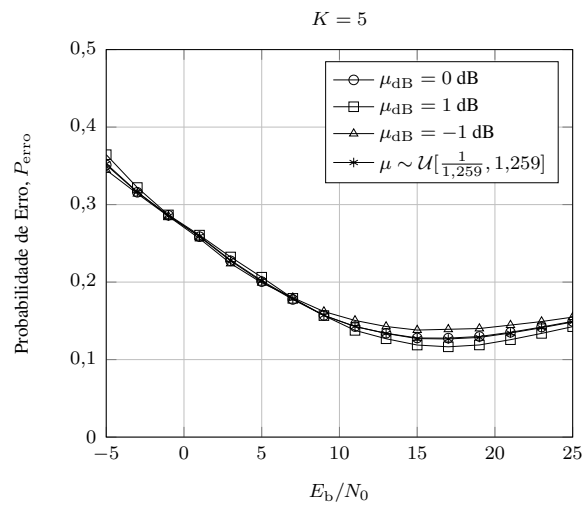


Figura 5.12: Desempenho em termos de P_{erro} para a regra de decisão (4.11) sob a influência conjunta do ruído impulsivo e da imprecisão dos parâmetros estimados, para diferentes valores da relação sinal-ruído, para $M = 5$ e para $K = 5$ na regra de fusão K -em- M .

Capítulo 6

Conclusões e Oportunidades para Estudos Futuros

Para que a regra de fusão proposta em [22] funcione corretamente é necessário que o FC conheça alguns parâmetros do sistema: i) os ganhos do canal de controle entre o FC e os CRs e ii) a variância do ruído térmico no receptor do FC. Além disso, todas as análises dessa regra de fusão supõem que o sinal recebido é contaminado com o ruído AWGN. Isso motivou a investigação feita neste trabalho, na qual foi analisado o desempenho dessa regra sob a influência do ruído impulsivo, de imprecisões na estimativa dos ganhos do canal e de imprecisões na estimativa da variância do ruído térmico. As análises foram baseadas em um receptor adaptativo desenvolvido a partir de uma simplificação da regra de fusão proposta em [23]. Sua estrutura, similar à típicos receptores em quadratura, motivou criação de um modelo de simulação no software VisSim/Comm, por onde foram gerados todos os resultados.

Foi observado por meio das simulações, que o desempenho do receptor proposto diminui sensivelmente à medida que o ruído se torna mais impulsivo. Foi observado também que, sob a influência ruído impulsivo, as regras OR e AND apresentam desempenhos similares e ligeiramente mais sensíveis a esse ruído que a regra majoritária (MAJ). Em seguida, foi verificado que o desempenho do receptor adaptativo piora conforme as estimativas dos ganhos do canal se tornam mais imprecisas. Nesse caso a regra MAJ demonstra melhor desempenho que as regras OR e AND, sendo essas últimas regras com desempenhos similares. Foi observado no mesmo caso, que o receptor adaptativo atinge o melhor desempenho para valores intermediários da relação sinal-ruído, porém esse desempenho é ruim para os altos valores da relação sinal-ruído ainda que a estimação do FC seja bastante precisa como, por exemplo, no caso em que

$\rho = 0,95$.

Foi observado que, quando ocorrem imprecisões na estimativa da variância do ruído térmico, há uma variação no desempenho se as regras OR e AND estiverem sendo usadas, levando-se em conta os valores limites para o erro da estimação. No entanto, pode-se notar que o desempenho do receptor com a regra de fusão MAJ não se altera. Da mesma forma, percebeu-se que o desempenho não se modifica para o caso de imprecisões com distribuição uniforme e quando relação sinal-ruído é suficientemente alta. Para o cenário em que há influência conjunta do ruído impulsivo e da imprecisão dos parâmetros estimados, foi verificado que o desempenho do receptor proposto fica mais distante da $P_{\text{erro}}^{(A)}$. Nesse cenário, também se observa uma ligeira variação no desempenho causada por erros na estimativa da variância. De forma similar ao caso anterior, essa variação ocorre quando esses erros são os valores limites e fica mais evidente nas regras OR e AND. Por fim, percebeu-se que a regra MAJ apresenta uma maior robustez à influência conjunta do ruído impulsivo e da imprecisão dos parâmetros estimados.

A variedade de parâmetros que compõem os cenários estudados neste trabalho acabam por aumentar significativamente as possibilidades de análises. Por isso, em futuras investigações, seria importante o desenvolvimento de um modelo analítico capaz de descrever a probabilidade de detecção e falso alarme da regra de fusão, considerando-se a influência do ruído impulsivo e da imprecisão nos parâmetros estimados. Esse modelo reduziria o tempo para a geração das ROCs de desempenho, o que aumentaria a quantidade de cenários analisados, e também permitiria uma avaliação mais rigorosa do comportamento não monotônico apresentado pela regra de fusão com erros nas estimativas dos ganhos. Uma outra oportunidade de estudo futuro, seria baseada na análise do receptor adaptativo em um canal com somreamento. Assim, seria avaliado se a adição dos termos adaptativos causaria a mesma diferença de desempenho que aquela observada para o desvanecimento por multipercurso. Além disso, seria interessante avaliar de que forma o desempenho global do receptor adaptativo se alteraria em relação ao apresentado neste trabalho.

Referências Bibliográficas

- [1] WANG, B.; LIU, K.J.R. “*Advances in cognitive radio networks: A survey*”. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol. 5, pp. 5–23, Fevereiro 2011.
- [2] CISCO. *White paper Cisco visual networking index: Global mobile data traffic forecast update, 2016–2021*. Disponível em: <http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/mobile-white-paper-c11-520862.html/>. Acesso em: 25 Maio 2017.
- [3] AKYILDIZ, I.F.; LEE, W.Y.; VURAN, M.C.; MOHANTY, S. “*Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey*”. Computer Networks Journal (Elsevier), vol. 50, pp. 2127–2159, Setembro 2006.
- [4] OH, S.W.; MA, Y.; TAO, M.H.; PEH, E. *Introduction to Cognitive Radio and Television White Space*. Wiley-IEEE Press, 2017. 360p.
- [5] CENTRO DE PESQUISA E DESENVOLVIMENTO EM TELECOMUNICAÇÕES. *Análise de utilização do espectro de 700 MHz – Etapa I*. Disponível em: <http://www.gsma.com/latinamerica/700-mhz-spectrum-utilization-analysis/>. Acesso em: 01 Junho 2016.
- [6] PATIL, K.; PRASAD, R.; SKOUBY, K. “*A survey of worldwide spectrum occupancy measurement campaigns for cognitive radio*”. Devices and Communications (ICDeCom), 2011 International Conference on, Fevereiro 2013, pp. 1–5.
- [7] MITOLA, J.; MAGUIRE, G. Q. “*Cognitive radio: making software radios more personal*”. IEEE Personal Communications, vol. 6, pp. 13–18, Agosto 1999.
- [8] HAYKIN, S. “*Cognitive radio: brain-empowered wireless communications*”. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, vol. 23, pp. 201–220, Fevereiro 2005.

- [9] AKYILDIZ, I. F.; LO, B. F.; BALAKRISHNAN, R. “*Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks: A survey*”. Elsevier Physical Comm., vol. 4, pp. 40–62, Março 2011.
- [10] YUCEK, T.; ARSLAN, H. “*A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications*”. IEEE Communications Surveys Tutorials, vol. 11, pp. 116–130, Março 2009.
- [11] NETO, J.S.; GUIMARÃES, D.A. “*Sensoriamento Espectral Cooperativo Baseado em Autovalores para Rádios Cognitivos*”. Revista Telecomunicações – INATEL, vol. 14, no. 1, Junho 2012.
- [12] SHARMA, S. K.; BOGALE, T. E.; CHATZINOTAS, S.; OTTERSTEN, B.; LE, L. B.; WANG, X. “*Cognitive radio techniques under practical imperfections: A survey*”. IEEE Communications Surveys Tutorials, vol. 17, pp. 1858–1884, 2015.
- [13] CHEN, X.; CHEN, H.H.; MENG, W. “*Cooperative communications for cognitive radio networks 2014; from theory to applications*”. IEEE Communications Surveys Tutorials, vol. 16, pp. 1180–1192, Março 2014.
- [14] LETAIEF, K. B.; ZHANG, W. “*Cooperative communications for cognitive radio networks*”. Proceedings of the IEEE, vol. 97, pp. 878–893, Maio 2009.
- [15] LO, B. F. “*A survey of common control channel design in cognitive radio networks*”. Physical Communication, vol. 4, pp. 26 – 39, Janeiro 2011.
- [16] SUN, C.; ZHANG, W.; LETAIEF, K. B. “*Cooperative spectrum sensing for cognitive radios under bandwidth constraints*”. in: 2007 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Março 2007, pp. 1–5.
- [17] ZOU, Q.; ZHENG, S.; SAYED, A. H. “*Cooperative sensing via sequential detection*”. IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 58, pp. 6266–6283, Dezembro 2010.
- [18] VU–VAN, H.; KOO, I. “*A sequential cooperative spectrum sensing scheme based on cognitive user reputation*”. IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 58, pp. 1147–1152, Novembro 2012.
- [19] ZOU, Y.; YAO, Y. D.; ZHENG, B. “*A cooperative sensing based cognitive relay transmission scheme without a dedicated sensing relay channel in cognitive radio networks*”. IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 59, pp. 854–858, Fevereiro 2011.

- [20] —, “A selective-relay based cooperative spectrum sensing scheme without dedicated reporting channels in cognitive radio networks”. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, pp. 1188–1198, Abril 2011.
- [21] GHAZNAVI, M.; JAMSHIDI, A. “Efficient method for reducing the average control bits in a distributed cooperative sensing in cognitive radio system”. *IET Communications*, vol. 7, pp. 867–874, Junho 2013.
- [22] LIM, C. H. “Resource-efficient transmission for report channel in cooperative spectrum sensing”. *Electronics Letters*, vol. 50, pp. 1171–1173, Julho 2014.
- [23] GUIMARÃES, D. A.; AQUINO, G. P.; CATTANEO, M. E. G. V. “Improved decision for a resource-efficient fusion scheme in cooperative spectrum sensing”. *Telecommunications (IWT), 2015 International Workshop on*, pp. 1–5, Junho 2015.
- [24] GUIMARÃES, D. A.; AQUINO, G. P.; SOUZA, P. H. “Receptor adaptativo para fusão eficiente de decisões no sensoriamento espectral cooperativo”. *XXIV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2016)*, (Santarém, Brasil), Agosto 2016.
- [25] GANS, M. “The effect of gaussian error in maximal ratio combiners”. *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, pp. 492–500, Agosto 1971.
- [26] ANNAVAJJALA, R.; MILSTEIN, L. B. “Performance analysis of linear diversity-combining schemes on Rayleigh fading channels with binary signaling and Gaussian weighting errors”. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, pp. 2267–2278, Setembro 2005.
- [27] ANNAVAJJALA, R.; COSMAN, P. C.; MILSTEIN, L. B. “Performance analysis of linear modulation schemes with generalized diversity combining on Rayleigh fading channels with noisy channel estimates”. *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 53, pp. 4701–4727, Dezembro 2007.
- [28] SURAWEERA, H. A.; SMITH, P. J.; SHAFI, M. “Capacity limits and performance analysis of cognitive radio with imperfect channel knowledge”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, pp. 1811–1822, Maio 2010.
- [29] LOPEZ-BENITEZ, M.; CASADEVALL, F. “Signal uncertainty in spectrum sensing for cognitive radio”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, pp. 1231–1241, April 2013.

- [30] SAHAI, A.; HOVEN, N.; TANDRA, R. “*Some fundamental limits on cognitive radio*”. in: Forty-second Allerton Conference on Communication, Control, and Computing, 2004.
- [31] GUIMARÃES, D. A.; SOUZA, R. A. A. de “*Simple and efficient algorithm for improving the mdl estimator of the number of sources*”. *Sensors*, vol. 14, no. 10, p. 19477, 2014.
- [32] SHAO, M.; NIKIAS, C. L. “*Signal processing with fractional lower order moments: stable processes and their applications*”. *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, pp. 986–1010, Julho 1993.
- [33] TSIHRINTZIS, G. A.; NIKIAS, C. L. “*Performance of optimum and suboptimum receivers in the presence of impulsive noise modeled as an alpha-stable process*”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, pp. 904–914, Fevereiro 1995.
- [34] FAWCETT, T. “*An introduction to roc analysis*”. *Pattern Recogn. Lett.*, vol. 27, pp. 861–874, Junho 2006.
- [35] MATLAB®. versão 7.12.0 (R2011a), Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc., 2011.
- [36] DIGHAM, F. F.; ALOUINI, M. S.; SIMON, M. K. “*On the energy detection of unknown signals over fading channels*”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, pp. 21–24, Janeiro 2007.
- [37] NADLER, B.; PENNA, F.; GARELLO, R. “*Performance of eigenvalue-based signal detectors with known and unknown noise level*”. *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 1–5, Junho 2011.
- [38] STEVENSON, C. R.; CHOUINARD, G.; LEI, Z.; HU, W.; SHELLHAMMER, S. J.; CALDWELL, W. “*IEEE 802.22: The first cognitive radio wireless regional area network standard*”. *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, pp. 130–138, Janeiro 2009.
- [39] GUIMARÃES, D. A.; AQUINO, G. P. “*Resource-efficient fusion over fading and non-fading reporting channels for cooperative spectrum sensing*”. *Sensors*, vol. 15, no. 1, p. 1861, 2015.
- [40] GUIMARÃES, D. A. *Digital Transmission: A Simulation-Aided Introduction with VisSim/Comm*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009.

- [41] BOYD, S.; VANDENBERGHE, L. *Convex Optimization*. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2004.
- [42] GUIMARÃES, D. A.; SOUZA, R. A. A. de; BARRETO, A. N. “Performance of cooperative eigenvalue spectrum sensing with a realistic receiver model under impulsive noise”. *Journal of Sensor and Actuator Networks*, vol. 2, no. 1, p. 46, 2013.
- [43] CHITRE, M. “Underwater acoustic communications in warm shallow water channels” PhD Dissertation. National University of Singapore. 2006.
- [44] VEILLETTE, M. *STBL: Alpha stable distributions for MATLAB*. Disponível em: <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/37514-stbl--alpha-stable-distributions-for-matlab?requestedDomain=www.mathworks.com>. Acesso em: 26 Setembro 2017.
- [45] GUIMARÃES, D. A.; AQUINO, G. P.; CATTANEO, M. E. G. V. “Resource-efficient fusion with pre-compensated transmissions for cooperative spectrum sensing”. *Sensors*, vol. 15, no. 5, p. 10891, 2015.
- [46] ALTAIR ENGINEERING, INC.. *VisSimTM User’s Guide – Version 9.0*. Disponível em: http://www.vissim.com/downloads/user_guides.html/. Acesso em: 19 Agosto. 2016.
- [47] ERITEK, INC.; ALTAIR ENGINEERING, INC.. *VisSim/CommTM User’s Guide – Version 9.0*. Disponível em: http://www.vissim.com/downloads/user_guides.html/. Acesso em: 19 Agosto. 2016.
- [48] RAPPAPORT, T. *Wireless Communications: Principles and Practice*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 2nd ed., 2001.
- [49] BENEDETTO, S.; BIGLIERI, E. *Principles of Digital Transmission: With Wireless Applications*. Norwell, MA, USA: Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [50] MCDONOUGH, R.; WHALEN, A. *Detection of Signals in Noise*. Elsevier Science, 1995.
- [51] GUIMARÃES, D. A.; CHAVES, L. S.; SOUZA, R. A. A. de “Snapping shrimp noise reduction using convex optimization for underwater acoustic communication in warm shallow water”. *Sensors*, pp. 1–5, Agosto 2014.