

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**

Sistema de Sensoriamento Cooperativo  
Eficiente.

**Guilherme Pedro Aquino**

**Itajubá, maio de 2018**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

Guilherme Pedro Aquino

Sistema de Sensoriamento Cooperativo  
Eficiente.

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos  
para obtenção do Título de Doutor em Ciências em  
Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Microeletrônica

Orientador: Dr. Tales Cleber Pimenta

Coorientador: Dr. Luciano Leonel Mendes

Maio de 2018

Itajubá

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

Sistema de Sensoriamento Cooperativo  
Eficiente.

**Guilherme Pedro Aquino**

Tese aprovada por banca examinadora em 10 de maio de 2018, conferindo ao autor o título de **Doutor em Ciências em Engenharia Elétrica.**

***Banca Examinadora:***

Prof. Dr. Tales Cleber Pimenta

Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes

Prof. Dr. Carlos Aurélio Faria da Rocha

Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti

Prof. Dr. José Cândido Silveira Santos Filho

Prof. Dr. Paulo César Crepaldi

**Itajubá**

**2018**

---

Guilherme Pedro Aquino  
Sistema de Sensoriamento Cooperativo Eficiente./ Guilherme Pedro Aquino.  
– , Itajubá, maio de 2018-  
112 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Tales Cleber Pimenta

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI  
Programa de pós-graduação  
em engenharia elétrica, Itajubá, maio de 2018.

1. Eficiência espectral. 2. Eficiência energética. 3. Sensoriamento espectral cooperativo. I. Orientador: Tales Cleber Pimenta. II. Universidade Federal de Itajubá. III. Título: Sistema de Sensoriamento Cooperativo Eficiente

CDU 02:141:005.7

---

Guilherme Pedro Aquino

## **Sistema de Sensoriamento Cooperativo Eficiente.**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Doutor em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Microeletrônica.

Trabalho aprovado. Itajubá, 10 de maio de 2018:

---

**Prof. Dr. Tales Cleber Pimenta**  
Orientador

---

**Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes**  
Co-orientador

---

**Prof. Dr. Carlos Aurélio F. da Rocha**  
Convidado 1

---

**Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti**  
Convidado 2

---

**Prof. Dr. José Cândido S. S. Filho**  
Convidado 3

---

**Prof. Dr. Paulo César Crepaldi**  
Convidado 4

# Agradecimentos

Primeiramente, agradeço os meus pais, Gleno L. Aquino e Reduzina P. Sousa, pelos esforços empregados em minha criação e educação e por darem todo o suporte necessário para que eu pudesse fazer a escalada da vida.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Tales C. Pimenta e ao meu co-orientador Luciano L. Mendes por me aceitarem como orientado e por terem fornecido todo o apoio necessário à conclusão deste trabalho. Ao amigo e co-autor de alguns artigos Prof. Dr. Dayan A. Guimarães, sobretudo pela amizade, e pela honra de poder trabalhar contigo em algumas pesquisas e aprender o tanto quanto eu aprendo. Ao também amigo Prof. Dr. Rausley A. A. de Souza pelos aconselhamentos sempre muito proveitosos.

Agradeço aos coordenadores de curso do Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel), Prof. MSc. Edson J. C. Gimenez, Prof. MSc. Antonio A. F. Junior, Prof. Dr. Estevan M. Lopes, Prof. MSc. André L. R. Abbade, Prof. Dr. Alexandre B. Lugli e ao pró-diretor de graduação e vice-diretor do Inatel, Prof. Dr. Carlos Nazareth M. Marins por terem me dado a oportunidade de pertencer ao grupo docente do Inatel durante todo o período do programa de doutorado.

Um agradecimento especial à diretoria do Inatel, na pessoa do diretor do Inatel, Prof. MSc. Marcelo de Oliveira Marques e do pró-diretor de pós-graduação e pesquisa, Prof. Dr. José Marcos C. Brito, pela minha inclusão no programa de titulação docente do Inatel, que proporcionou-me, por meio da liberação de carga horária, ter uma dedicação maior ao programa de doutorado.

Agradeço ao Inatel e à Empresa Brasileira de Inovação e Pesquisa - Finep - que, por meio do Fundo para o Desenvolvimento Tecnológico das Telecomunicações (Funttel) e do Centro de Referência em Radiocomunicações (CRR), financiaram os projetos de pesquisa que culminaram neste trabalho.

À minha doce e amada esposa Jaqueline R. Aquino por cuidar tão bem de mim e de nossa filha Elisa nos momentos que precisei dedicar-me a este trabalho. Fica também minha gratidão aos demais amigos e parentes pelo apoio e estímulo.

Por fim, e mais importante, agradeço imensamente a Deus pela graça da vida e pelas bênçãos de todos os dias.

*“Todo o trabalho importante – deves ter sentido em ti mesmo – exerce uma influência moral. O esforço para concentrar uma determinada matéria e dar-lhe uma forma harmoniosa, eu o comparo a uma pedra atirada na nossa vida interior: o primeiro círculo é estreito, mas multiplica-se, e outros círculos mais amplos se destacam.”*  
*(Friedrich Nietzsche)*

# Resumo

O conceito de rádio cognitivo (CR – *Cognitive Radio*) surgiu com o propósito de mitigar os problemas de escassez e subutilização do espectro de frequência nas redes sem fio de telecomunicações. Basicamente, por meio do sensoriamento espectral, o CR explora de forma oportunista alguma banda que não esteja sendo usada em dado momento pelo sistema que detém sua licença de uso, conhecido por usuário primário (PU – *Primary User*). O desempenho do sensoriamento espectral pode ser prejudicado devido às imperfeições do ambiente de propagação das ondas eletromagnéticas tais como ruído, desvanecimento, sombreamento e perda por propagação. Uma forma de mitigação destes problemas é o uso do sensoriamento espectral cooperativo (CSS – *Cooperative Spectrum Sensing*). O CSS compreende uma rede formada por vários CRs, espacialmente distribuídos, que realizam de forma individual o sensoriamento local sobre a atividade do transmissor primário. No caso especial de uma rede CSS com fusão centralizada de decisões locais distribuídas, existe um centro de fusão que recebe as decisões locais de todos os CRs e toma uma decisão global baseada em alguma técnica de fusão de decisões. Nesse caso, o CSS tradicional utiliza técnicas de múltiplo acesso ortogonais para oferecer canais de controle dedicados aos CRs para transmitirem suas decisões locais ao centro de fusão. No entanto, esta abordagem requer uma grande quantidade de recursos de transmissão no canal de controle, o que diverge de uma das premissas do CR que é a eficiência espectral.

O objetivo deste trabalho é propor um esquema de sensoriamento espectral cooperativo com alta eficiência espectral e energética. A eficiência espectral é atingida por meio da utilização de um método de transmissão não-ortogonal no qual todos os CRs da rede cooperativa transmitem suas decisões locais ao centro de fusão ao mesmo tempo e na mesma frequência. A eficiência energética é conseguida por meio da utilização das técnicas de pré-compensação das decisões locais e censura dos CRs que não detectaram a presença do sinal do usuário primário. Expressões matemáticas para cômputo das principais métricas de desempenho de sensoriamento espectral são desenvolvidas e validadas por meio de simulações computacionais. Também é feita uma análise extensiva sobre a eficiência energética do esquema proposto, bem como comparações com esquemas propostos na literatura. Além de propor um novo esquema de CSS, este trabalho também traz um compêndio de novas propostas de esquemas eficientes que são abordagens no estado da arte em sensoriamento espectral cooperativo.

**Palavras-chaves:** Eficiência espectral. Eficiência energética. Rádio cognitivo. Sensoriamento espectral cooperativo. Fusão de decisões.



# Abstract

The cognitive radio (CR) concept has emerged with the purpose of mitigates the problems of scarcity and under-utilization of the frequency spectrum in the wireless telecommunications networks. Basically, by means of spectrum sensing, CR exploits opportunistically some band that is not being used in a given moment by the system that holds the license of use, known as primary user (PU). The spectrum sensing performance can be impaired due to the imperfections of the environment of propagation of the electromagnetic waves, such as noise, fading, shadowing and propagation loss. A way to mitigate these problems is the use of the cooperative spectrum sensing (CSS). The CSS comprises a network formed by several CRs, spatially distributed, that realize individually the local sensing about the primary transmitter activity. In the special case of a CSS network with a centralized fusion of distributed local decisions, there is a fusion center that receives the local decisions of all CRs and makes the global decision based on some decision fusion technique. In this case, the traditional CSS uses orthogonal multiple access techniques to offer dedicated control channels to CRs in order to transmit their local decisions to the fusion center. However, this approach requires a great number of transmission resource at the control channel, which diverges from one of the premises of the CR, that is the spectral efficiency.

The goal of this work is to propose a cooperative spectrum sensing scheme with high spectral and energy efficiency. The spectral efficiency is reached by means of the utilization of the non-orthogonal transmission method which all CRs in the cooperative network transmit their local decisions to the fusion center at the same time and frequency. The energy efficiency is achieved by means of the utilization of the local decision pre-compensation and censoring of the CRs that do not detect the primary signal presence. Mathematical expressions for the key spectral sensing performance metrics computation are developed and validated by means of the computational simulations. Also is made an extensive analysis of the energy efficiency of the proposed scheme, as well as comparisons with literature proposed schemes. In addition to proposing a new CSS scheme, this work also brings a compendium of new proposals for efficient schemes that are the approaches in the state of the art in cooperative spectrum sensing.

**Key-words:** Spectral efficiency. Energy efficiency. Cognitive radio. Cooperative spectrum sensing. Fusion of decisions.

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Cenário e <i>factor graph</i> para análise do sensoriamento espectral. . . . .	29
Figura 2 – Cenário e <i>factor graph</i> para análise do sensoriamento espectral cooperativo com fusão de decisões centralizada. . . . .	33
Figura 3 – Probabilidade de erro global para as diversas regras $K$ -em- $M$ para $M = 5$ , $N = 100$ e $\gamma_{\text{SU}} = -5$ dB. . . . .	35
Figura 4 – Desempenho da regra ótima de decisão global e para as diversas regras $K$ -em- $M$ para $M = 5$ , $N = 100$ e $\gamma_{\text{SU}} = -5$ dB. . . . .	37
Figura 5 – Desempenho da regra ótima de decisão global para as diversas regras $K$ -em- $M$ para $M = 5$ , $N = 100$ e $\gamma_{\text{SU}} = -5$ dB considerando um canal de controle com desvanecimento Rayleigh com $\gamma_{\text{FC}} = 0$ dB. . . . .	40
Figura 6 – Desempenhos em termos de ROC para sensoriamento individual e cooperativo. Canal AWGN ( <b>esquerda</b> ) e Canal Rayleigh ( <b>direita</b> ). . . . .	42
Figura 7 – Desempenhos em termos da mínima probabilidade de erro global para sensoriamento individual e cooperativo. Canal AWGN ( <b>esquerda</b> ) e Canal Rayleigh ( <b>direita</b> ). . . . .	43
Figura 8 – Constelação formada pelos valores esperados do sinal recebido na condição de canal AWGN ( $h_k = 1$ ). . . . .	48
Figura 9 – Análise do sinal recebido no FC para $M = 3$ e canal AWGN. . . . .	49
Figura 10 – Probabilidade de erro em função do limiar de decisão local para diferentes valores de $K$ em (3.9) e para a regra de decisão ótima em (2.19). . . . .	51
Figura 11 – Desempenho em termos de ROC para sensoriamento individual e cooperativo, sistema tradicional e sistema de referência. Canal AWGN ( <b>esquerda</b> ) e canal Rayleigh ( <b>direita</b> ). . . . .	52
Figura 12 – Desempenho em termos da menor probabilidade de erro para sensoriamento individual e cooperativo, sistema tradicional e de referência. Canal AWGN ( <b>esquerda</b> ) e canal Rayleigh ( <b>direita</b> ). . . . .	53
Figura 13 – Desempenho em termos da menor probabilidade de erro para sensoriamento cooperativo, sistema tradicional e de referência. . . . .	54
Figura 14 – Desempenho em termos de ROC para as regras de decisão de referência e melhorada em comparação com o sistema tradicional. Regra de fusão OU ( <b>superior</b> ), MAJ ( <b>meio</b> ) e E ( <b>inferior</b> ). Canal AWGN ( <b>esquerda</b> ) e Canal Rayleigh ( <b>direita</b> ). . . . .	57
Figura 15 – Desempenho em termos da mínima probabilidade de erro para as regras de decisão de referência e melhorada em comparação com o sistema tradicional. Canal AWGN ( <b>esquerda</b> ) e Canal Rayleigh ( <b>direita</b> ). . . . .	59

Figura 16 – Histograma do sinal recebido na ausência do ruído aditivo. O valor de $\lambda_{\text{FC}}$ destacado refere-se à regra OU, $K = 1$ . A parte inferior da figura é uma parte escalonada da parte superior da figura. . . . .	63
Figura 17 – $P_{\text{clip}}$ e $\text{PAPR}[s_k]$ versus $C$ . . . . .	64
Figura 18 – Comparação entre FDPs empírica e teórica do sinal recebido no FC devido transmissões de um único SU. . . . .	66
Figura 19 – Comparação entre FDPs empírica e teórica do sinal recebido no FC. . . . .	68
Figura 20 – Curvas ROC teóricas e simuladas para o esquema de fusão com pré-compensação para $M = 3$ , $K = 1$ e diferentes valores de limiar de ceifamento. . . . .	69
Figura 21 – Curvas ROC no centro de fusão para $M = 3$ ( <b>esquerda</b> ), $M = 5$ ( <b>direita</b> ), $K = 1$ ( <b>superior</b> ), $K = \lceil M/2 \rceil$ ( <b>meio</b> ), $K = M$ ( <b>inferior</b> ), $\gamma_{\text{SU}} = -5$ dB, $\gamma_{\text{FC}} = 0$ e 5 dB. . . . .	71
Figura 22 – Função densidade de probabilidade do sinal recebido no FC devido a um único SU na ausência de ruído para $p = 0, 3$ , $C = 2$ e $A = 1$ . A situação sem ceifamento também é ilustrada como referência. . . . .	76
Figura 23 – Função densidade de probabilidade do sinal recebido no FC na ausência de ruído para $M = 3$ , $p = 0, 3$ , $C = 2$ e $A = 1$ . . . . .	78
Figura 24 – Curvas ROC no centro de fusão para $M = 3$ ( <b>esquerda</b> ), $M = 5$ ( <b>direita</b> ), $K = 1$ ( <b>superior</b> ), $K = \lceil M/2 \rceil$ ( <b>meio</b> ) e $K = M$ ( <b>inferior</b> ). . . . .	86
Figura 25 – Consumo de energia durante a fase de transmissão da decisão local ao FC para $M = 5$ , $\gamma_{\text{SU}} = -5$ dB, $A = 1$ e limiar de ceifamento $C = 3, 5$ ( <b>esquerda</b> ) e $C = 2, 5$ ( <b>direita</b> ). . . . .	88
Figura 26 – Mínima probabilidade de erro ( <b>superior</b> ) e consumo de energia durante a fase de transmissão da decisão local ( <b>inferior</b> ) como função do limiar de ceifamento $C$ , para $M = 5$ , $\gamma_{\text{SU}} = -5$ dB, $\gamma_{\text{FC}} = 5$ dB e $A = 1$ . . . . .	90
Figura 27 – Desempenho do sensoriamento ( <b>esquerda</b> ) e consumo de energia ( <b>direita</b> ) para o esquema censurado e esquema com pré-compensação, para $M = 5$ , $\gamma_{\text{SU}} = -5$ dB, $\gamma_{\text{FC}} = 5$ dB e $A = 1$ . . . . .	91
Figura 28 – Consumo de energia por $R_b T_t$ bits transmitidos de forma oportunista e justa, para $M = 5$ , $K = 1$ ( <b>superior esquerdo</b> ), $K = 3$ ( <b>superior direito</b> ) e $K = 5$ ( <b>inferior</b> ), $\gamma_{\text{SU}} = -5$ dB, $\gamma_{\text{FC}} = 5$ dB e $A = 1$ . . . . .	94
Figura 29 – Menor consumo de energia por $R_b T_t$ bits transmitidos de forma oportunista e justa, para $M = 5$ , $K = 1$ e $C = 0, 5$ no esquema censurado, $K = 3$ e $C = 0, 5$ para o esquema com pré-compensação e $K = 3$ para os esquemas de referência e tradicional. . . . .	95
Figura 30 – Definição das probabilidades de falso alarme e detecção a partir das PDFs condicionais de uma estatística de teste $T$ formada por uma técnica de sensoriamento espectral hipotética. . . . .	108

Figura 31 – Exemplos de curvas ROCs. . . . .	109
Figura 32 – Exemplos de curvas ROCs. . . . .	110

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Esquema CSS com $M = 2$ . . . . .	46
Tabela 2 – Parâmetros de simulação para resultados das Figuras 14 e 15 . . . . .	58

# Lista de abreviaturas e siglas

5G	<i>Fifth generation of mobile</i> – Quinta geração da telefonia móvel.
AuC	<i>Area under ROC Curve</i> – Área abaixo da Curva ROC.
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> – Ruído Gaussiano Branco Aditivo.
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i> – Modulação por Chaveamento em Fase Binária.
CR	<i>Cognitive Radio</i> – Rádio Cognitivo.
CSS	<i>Cooperative Spectrum Sensing</i> – Sensoriamento Espectral Cooperativo.
EGC	<i>Equal Gain Combiner</i> – Combinador por Ganho Igual.
FC	<i>Fusion Center</i> – Centro de Fusão.
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i> – Acesso Múltiplo por Divisão na Frequência.
FDP	<i>Probability Density Function</i> – Função Densidade de Probabilidade.
MAP	<i>Maximum a Posteriori</i> – Máxima a Posterior.
ML	<i>Maximum Likelihood</i> – Máxima Verossimilhança.
MRC	<i>Maximal Ratio Combiner</i> – Combinador por Máxima Relação.
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i> – Relação entre a Potência de Pico e a Potência Média.
PU	<i>Primary User</i> – Usuário Primário.
ROC	<i>Receiver Operation Characteristics</i> – Características de Operação do Receptor.
SCSS	<i>Sequential Cooperative Spectrum Sensing</i> – Sensoriamento Espectral Cooperativo Sequencial.
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i> – Razão Sinal-Ruído.
SU	<i>Secondary User</i> – Usuário Secundário.
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i> – Acesso Múltiplo por Divisão no Tempo.

# Lista de símbolos

$x(t)$	Sinal contínuo da rede primária.
$x_n$	n-ésima amostra do sinal $x(t)$ .
$y(t)$	Sinal contínuo observado pelo rádio cognitivo.
$y_n$	n-ésima amostra do sinal $y(t)$ .
$w_n$	n-ésima amostra do ruído AWGN.
$\sigma_w^2$	Variância do ruído AWGN.
$\sigma_x^2$	Variância do sinal $x(t)$ .
$\gamma_{\text{SU}}$	Razão sinal-ruído do sinal observado pelo rádio cognitivo.
$T$	Estatística de teste do detector de energia.
$N$	Número de amostra.
$H_1$	Hipótese de presença do sinal da rede primária.
$H_0$	Hipótese de ausência do sinal da rede primária.
$\lambda_{\text{SU}}$	Limiar de decisão local.
$\lambda_{\text{FC}}$	Limiar de decisão global.
$\mathbb{P}(\cdot)$	Probabilidade do evento $(\cdot)$ .
$P_{\text{D,SU}}$	Probabilidade de detecção local.
$P_{\text{FA,SU}}$	Probabilidade de falso alarme local.
$P_{\text{erro,SU}}$	Probabilidade de erro na tomada de decisão local.
$Q(\cdot)$	Função erro Gaussiana.
$M$	Quantidade de rádios cognitivos cooperando na rede secundária.
$K$	Parâmetro da regra $K$ -em- $M$ .
$\lceil \cdot \rceil$	Menor inteiro que excede $(\cdot)$ .
$f(a b)$	Função densidade de probabilidade condicional.

$p(a b)$	Função massa de probabilidade condicional.
$u_k$	Decisão local do $k$ -ésimo CR.
$u_0$	Decisão global.
$\binom{a}{b}$	Coefficiente binomial.
$P_{D,FC}$	Probabilidade de detecção global.
$P_{FA,FC}$	Probabilidade de falso alarme global.
$P_{\text{erro},FC}$	Probabilidade de erro na tomada de decisão global.
$C_{ij}$	Custo de uma decisão a favor de $H_i$ dado a ocorrência do evento $H_j$ .
$s_k$	Símbolo BPSK transmitido pelo $k$ -ésimo rádio cognitivo.
$P_E$	Probabilidade de transição em um canal binário simétrico.
$P'_{D,SU}$	Probabilidade de detecção considerando canal com erro.
$P'_{FA,SU}$	Probabilidade de falso alarme considerando canal com erro.
$\gamma_{FC}$	Razão sinal-ruído no canal de controle.
$E_b$	Energia média por bit transmitido.
$N_0$	Densidade espectral de energia do ruído AWGN.
$h$	Ganho do canal de controle.
$\alpha$	Módulo do ganho do canal de controle.
$\beta$	Fase do ganho do canal de controle.
$\hat{r}_k$	Sinal recebido no centro de fusão com fase corrigida.
$\tilde{w}$	Componente de ruído AWGN rotacionado pela compensação de fase do canal de controle.
$\mathcal{N}(a, b)$	Processo Gaussiano de média $a$ e variância $b$ .
$P_{H_0}$	Probabilidade <i>a priori</i> do evento $H_0$ .
$P_{H_1}$	Probabilidade <i>a priori</i> do evento $H_1$ .
$A$	Parâmetro de energia do símbolo transmitido.
$I$	Variável binária liga/desliga.



$r$	Sinal recebido no centro de fusão.
$\mathbb{E}(r)$	Valor esperado do símbolo $r$ .
$\mathcal{L}_0$	Número de elementos dentro do grupo $D_0$ .
$\mathcal{L}_1$	Número de elementos dentro do grupo $D_1$ .
$\exp(\cdot)$	Exponencial de $(\cdot)$ .
$D_0$	Conjunto formado pelos valores esperados para o sinal recebido ligados à hipótese $H_0$ .
$D_1$	Conjunto formado pelos valores esperados para o sinal recebido ligados à hipótese $H_1$ .
$P_{D_0}$	Conjunto formado pelas probabilidades a priori associadas aos símbolos recebidos pertencentes a $D_0$ .
$P_{D_1}$	Conjunto formado pelas probabilidades a priori associadas aos símbolos recebidos pertencentes a $D_1$ .
$P_{D,SU}^{(A)}$	Probabilidade alvo local de detecção.
$P_{FA,SU}^{(A)}$	Probabilidade alvo local de falso alarme.
$P_{D,FC}^{(A)}$	Probabilidade alvo global de detecção.
$P_{FA,FC}^{(A)}$	Probabilidade alvo global de falso alarme.
$C$	Limiar de ceifamento.
$b_i$	Probabilidade de ocorrência do $i$ -ésimo símbolo recebido quando $C \rightarrow \infty$ .
$p$	Probabilidade de transmissão da decisão local $u_k = 1$ .
$P_{out}$	Probabilidade de um símbolo recebido ser diferente dos valores esperados.
$P_{clip}$	Probabilidade de ceifamento.
$\Omega$	Segundo momento da variável aleatória com distribuição Rayleigh.
$\ \cdot\ _\infty$	Norma de Chebyshev.
$\ \cdot\ _2$	Norma Euclidiana.
$E_1(\cdot)$	Função integral exponencial generalizada de ordem unitária.

$\rho_1$	Valor esperado do símbolo recebido no centro de fusão devido a transmissão de um único usuário secundário.
$\rho$	Valor esperado do símbolo recebido no centro de fusão devido a transmissão de $M$ usuários secundários.
$f^c(\cdot)$	Componente contínua da função densidade de probabilidade $f(\cdot)$ .
$f^d(\cdot)$	Componente discreta da função densidade de probabilidade $f(\cdot)$ .
$\delta(\cdot)$	Função delta de Dirac.
$u(\cdot)$	Função degrau unitário.
$\mathcal{M}$	Número de usuários secundários não censurados.
$\overline{\mathcal{M}}$	Número médio de usuários secundários não censurados.
$\min(\cdot)$	Função que denota o menor valor de $(\cdot)$ .
$E_{\text{CSS}}$	Consumo médio de energia por quadro de sensoriamento em uma rede cooperativa.
$E_{\text{R}}$	Consumo médio de energia durante a fase de transmissão da decisão local ao centro de fusão.
$E_{\text{T}}$	Consumo médio de energia durante a fase de transmissão oportunista de dados.
$E_{\text{Rpc}}$	Consumo médio de energia durante a fase de transmissão da decisão local ao centro de fusão para sistemas com pré-compensação.
$P_{\text{free}}$	Probabilidade do centro de fusão declarar como livre o canal sensoriado.
$R_{\text{b}}$	Taxa de transmissão de bits.
$T_{\text{t}}$	Intervalo de tempo para transmissão oportunista.
$D$	Número médio de bits transmitidos de forma oportunista e justa em cada quadro de sensoriamento.
$\Upsilon$	Eficiência energética.
$\mathbb{R}$	Conjunto dos números reais.
$\mathbb{C}$	Conjunto dos números complexos.

# Sumário

1	<b>INTRODUÇÃO</b>	21
1.1	Visão geral	21
1.2	Trabalhos relacionados	22
1.3	Contribuições e estrutura do trabalho	24
1.4	Notação matemática	25
2	<b>PRINCÍPIOS SOBRE RÁDIO COGNITIVO E SENSORIAMENTO ESPECTRAL</b>	27
2.1	Rádio cognitivo e sensoriamento espectral	27
2.2	Sensoriamento espectral sob influência do ruído	29
2.3	Sensoriamento espectral cooperativo	31
2.4	Rede CSS centralizada com fusão de decisões	32
2.5	Regra de decisão global para canais de controle com erros	37
2.6	Comparações entre sensoriamento individual e cooperativo	41
2.7	Conclusões	44
3	<b>ESQUEMA DE DECISÃO COM EFICIÊNCIA ESPECTRAL</b>	45
3.1	Visão geral do sistema CSS com eficiência espectral.	45
3.2	Regra de decisão global para o sistema CSS de referência	46
3.3	Probabilidades de detecção e falso alarme globais em canais AWGN	49
3.4	Comentários e alguns resultados sobre o modelo de referência	50
3.5	Melhoria da regra de decisão	54
3.6	Resultados comparativos entre as regras de decisões de referência e melhorada	56
3.7	Conclusões	58
4	<b>ESQUEMA DE FUSÃO EFICIENTE COM PRE-COMPENSAÇÃO DAS DECISÕES TRANSMITIDAS</b>	60
4.1	Esquema de fusão com pré-compensação	60
4.2	Definição do limiar de ceifamento	62
4.3	Probabilidades globais de falso alarme e detecção	65
4.4	Resultados e comentários sobre o sistema de fusão eficiente com pré-compensação	69
4.5	Conclusões	72

<b>5</b>	<b>SISTEMA DE FUSÃO EFICIENTE COM PRÉ-COMPENSAÇÃO DAS DECISÕES TRANSMITIDAS E CENSURA DOS SUS . . . . .</b>	<b>73</b>
<b>5.1</b>	<b>Sistema de fusão eficiente com pré-compensação das decisões transmitidas e censura dos SUs . . . . .</b>	<b>73</b>
<b>5.2</b>	<b>Função densidade de probabilidade do sinal recebido de um único SU na ausência de ruído . . . . .</b>	<b>75</b>
<b>5.3</b>	<b>Função densidade de probabilidade do sinal recebido no FC de <math>M</math> SUs na ausência de ruído . . . . .</b>	<b>76</b>
<b>5.4</b>	<b>Probabilidades globais de detecção e de falso alarme . . . . .</b>	<b>78</b>
<b>5.5</b>	<b>Análise sobre o consumo de energia . . . . .</b>	<b>79</b>
5.5.1	Consumo de energia dos esquemas de fusão de referência e tradicional . . . . .	80
5.5.2	Consumo de energia no esquema de fusão com pré-compensação . . . . .	80
5.5.3	Consumo de energia do esquema com pré-compensação e censura dos SUs . . . . .	81
5.5.4	Eficiência energética . . . . .	82
<b>5.6</b>	<b>Conclusões . . . . .</b>	<b>83</b>
<b>6</b>	<b>ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS ESQUEMAS DE SENSORIA- MENTO . . . . .</b>	<b>84</b>
<b>6.1</b>	<b>Desempenho do sensoriamento espectral cooperativo em termos de ROC . . . . .</b>	<b>84</b>
<b>6.2</b>	<b>Consumo de energia . . . . .</b>	<b>87</b>
<b>6.3</b>	<b>Efeito do limiar de ceifamento no desempenho e no consumo de energia . . . . .</b>	<b>88</b>
<b>6.4</b>	<b>Eficiência energética . . . . .</b>	<b>92</b>
<b>7</b>	<b>CONCLUSÕES FINAIS . . . . .</b>	<b>97</b>
<b>7.1</b>	<b>Trabalhos futuros . . . . .</b>	<b>99</b>
<b>7.2</b>	<b>Artigos publicados referentes a este trabalho . . . . .</b>	<b>100</b>
	<b>Referências bibliográficas . . . . .</b>	<b>101</b>
	<b>ANEXO A – FDPS CONDICIONAIS DA ESTATÍSTICA DE TESTE DO DETECTOR DE ENERGIA . . . . .</b>	<b>106</b>
	<b>ANEXO B – PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DE UMA CURVA ROC . . . . .</b>	<b>108</b>
	<b>ANEXO C – PROBABILIDADE DE CEIFAMENTO E ENERGIA MÉDIA POR BIT TRANSMITIDO NO ESQUEMA COM PRÉ-COMPENSAÇÃO . . . . .</b>	<b>111</b>

# 1 Introdução

## 1.1 Visão geral

O conceito de rádio cognitivo (CR – *Cognitive Radio*) [1] é considerado uma das principais tecnologias dos sistemas emergentes de comunicação sem fio, tendo o objetivo de atacar o paradigma de escassez e subutilização do espectro de frequência, inerentes ao atual crescimento exponencial da demanda de serviços e à política de alocação fixa de espectro adotada em todo o mundo. Além disso, o CR também vem sendo listado como uma das principais tecnologias habilitadoras da quinta geração (5G) das redes de telecomunicações móveis no que tange a cobertura de áreas remotas e rurais [2].

Uma das aptidões do CR é usar partes do espectro de frequência que não estão sendo usadas pela rede que possui o direito de utilização prioritária deste espectro (rede primária), em um dado momento e área de localização. O sensoriamento espectral é uma das técnicas responsáveis por conferir esta habilidade aos CRs. Por utilizar o sensoriamento espectral, o usuário secundário (SU – *Secondary User*) equipado com um CR pode detectar as bandas de frequências vagas, também denominadas buracos espectrais ou *white spaces*, e usá-las de maneira oportunista sem causar qualquer interferência aos usuários primários (PU – *Primary User*).

O desempenho da técnica de sensoriamento espectral pode ser seriamente degradado devido à ação do ruído no receptor, desvanecimento por múltiplos percursos, sombreamento e problema da estação escondida [3], induzindo o CR a tomar decisões imprecisas sobre o estado de ocupação da banda sensoriada. O sensoriamento espectral cooperativo (CSS – *Cooperative Spectrum Sensing*) é capaz de mitigar o efeito destes problemas por explorar a diversidade espacial [4] e, portanto, aumentar a confiabilidade das decisões sobre a ocupação do canal sensoriado. Na rede CSS, um número de usuários secundários realiza de maneira independente o sensoriamento espectral e, em seguida, envia as medidas associadas ou a decisão local para um centro de fusão (FC – *Fusion Center*), onde uma decisão global sobre a ocupação do canal é tomada, combinando-se as informações provindas dos SUs.

Nos esquemas CSS tradicionais, existe um canal dedicado para cada SU transmitir suas informações de sensoriamento local para o FC, o qual será denominado canal de controle. Normalmente, neste canal, é usada alguma técnica de múltiplo acesso ortogonal para diferenciar as informações transmitidas pelos SUs, como, por exemplo, as técnicas tradicionais de múltiplo acesso por divisão no tempo ou por divisão na frequência. Embora aumentar o número de SUs na rede CSS contribua para um aumento na precisão da

tomada de decisão global, mais recursos, como largura de banda e energia, serão necessários. Portanto, as transmissões de resultados de sensoriamento local em canais ortogonais combinadas com um aumento no número de CRs cooperativos são fatores que aumentam o consumo de recursos em esquemas CSS. Isso vai na contramão da filosofia do CR, que foca, principalmente, no uso eficiente dos recursos da rede.

Várias técnicas têm sido propostas para reduzir a utilização de recursos do canal de controle em esquemas CSS, como descritas na sequência.

## 1.2 Trabalhos relacionados

Objetivando aumentar a eficiência energética de esquemas CSS, algumas estratégias adotam o conceito de permitir que apenas um subconjunto de SUs ativos façam o sensoriamento e/ou a transmissão de suas decisões locais para o FC, enquanto os outros SUs permanecem em um estado de economia de bateria (*sleep-mode*). Este conceito se enquadra na ampla categoria de seleção de nós [5], na qual, merecem destaque as seguintes contribuições: em [6, 7], somente os usuários com alta confiabilidade possuem permissão para enviar suas decisões locais para o FC. Uma abordagem CSS baseada em *clusters* (conjunto de SUs) é explorada em [8, 9, 10, 11, 12], onde os SUs são agrupados dentro de diferentes *clusters* e somente o SU com a melhor relação sinal-ruído (SNR – *Signal-to-Noise Ratio*) no canal de controle é responsável por transmitir ao FC a decisão conjunta do *cluster*. Em [13] é proposto um esquema no qual, na primeira etapa, um único SU difunde (em *broadcast*) sua decisão local. Na segunda etapa, os demais SUs presentes na rede CSS podem discordar ou concordar com este primeiro SU. Os SUs que tiveram uma decisão local diferente da decisão anunciada enviam uma informação de objeção ao FC, enquanto que os SUs que concordam com esta decisão permanecem em silêncio durante esta etapa. Em [14] é proposta uma regra de ativação baseada na qualidade do canal de controle, que escolhe alguns SUs para estarem ativos durante as fases de sensoriamento e transmissão da decisão local. Em [15, 16], um esquema denominado sensoriamento espectral cooperativo sequencial (SCSS – *Sequential Cooperative Spectrum Sensing*) é explorado. No SCSS, o FC coordena as transmissões das decisões locais na rede secundária escolhendo os SUs que irão transmitir suas informações de sensoriamento. Estes SUs devem, em seguida, enviar aleatoriamente as suas decisões locais até que a condição necessária para tomar uma decisão global seja satisfeita no FC. O método de SCSS truncado com censura é proposto em [17], nesta técnica um SU é forçado a parar o sensoriamento local toda vez que a energia acumulada, calculada a partir das amostras coletadas do sinal sensoriado, ultrapassar um limiar pré-determinado e, logo em seguida, o SU transmite sua decisão local ao FC. Caso contrário, se este SU não detectar uma energia do sinal sensoriado acima do limiar específico, este não envia os bits relacionados à decisão local ao FC.

Outras técnicas que não se enquadram na categoria de seleção de nós também merecem destaque. Em [18], a eficiência energética de um sistema de fusão de decisões suaves é melhorada por um mapeamento dos níveis de quantização da informação de sensoriamento em um único bit transmitido em um intervalo de tempo (*time-slot*) dentro de uma estrutura de quadro de transmissão no canal de controle. Ou seja, o *time-slot* usado indica o nível de quantização transmitido ao invés de mapear estes níveis em palavras binárias. Em [19], a decisão global no FC pode ser antecipada, prevenindo alguns SUs de enviarem suas decisões locais, reduzindo o número médio de bits transmitidos pelo canal de controle e aumentando a eficiência energética da rede secundária. Os autores de [20, 21] investigaram o efeito do tempo de sensoriamento, do número de rádios cognitivos, do limiar de detecção e da taxa de ocupação do espectro pelo usuário primário a fim de encontrar os parâmetros ótimos de sensoriamento que maximizam a eficiência energética da rede CSS.

Apesar de promoverem o aumento da eficiência energética, todas as contribuições anteriores não se preocuparam com a melhoria da eficiência espectral, uma vez que consideram o esquema CSS tradicional de fusão, no qual são usados canais de controle ortogonais para transmissões das decisões locais entre SUs e FC.

Com o objetivo de economizar recurso de largura de banda no canal de controle, em [22, 23] é proposto um esquema CSS sem canal de controle dedicado. Nesta proposta, os SUs enviam suas decisões locais para o FC usando o próprio canal licenciado para o PU. Os autores mostram como mitigar a interferência causada pelos SUs nos dispositivos dos PUs. Os resultados mostram que é possível economizar a banda que seria disponibilizada para o canal de controle dedicado sem sacrificar o desempenho da técnica de sensoriamento e a operação do PU. Em [24], um método eficiente do ponto de vista espectral é proposto para reduzir a quantidade de dados transmitidos em uma rede CSS distribuída. Neste esquema, cada SU compartilha a decisão local com o seu vizinho, sequencialmente em uma arquitetura anel, no qual o último SU da arquitetura tem a função de tomar a decisão global sobre a presença do sinal do PU. Em [25], um teste sequencial é introduzido em cada SU para transmissão da decisão local. Cada SU transmite sua decisão somente após ter confiança suficiente sobre esta decisão. Portanto, cada SU irá transmitir sua informação em instantes de tempo diferentes, diminuindo a necessidade de altos valores de largura de banda para o canal de controle. Apesar de promoverem a economia de largura de banda, as abordagens descritas neste parágrafo não fornecem nenhum meio para reduzir o consumo de energia da rede CSS.

Especialmente em [26], o autor introduz um novo esquema CSS no qual todos os CRs cooperativos podem transmitir suas decisões locais usando a mesma frequência do canal de controle, ao mesmo tempo. Portanto, durante a fase de transmissão da decisão local, o sinal recebido pelo FC será igual à soma não-coerente dos sinais transmitidos

por todos os SUs. Em outras palavras, devido à transmissão simultânea das decisões locais, irá ocorrer uma interferência mútua intencional entre os sinais recebidos no FC. No entanto, uma menor necessidade de largura de faixa do canal de controle é conseguida. Uma regra de decisão global é também proposta em [26], juntamente com equações para calcular as probabilidades globais de detecção e falso alarme em um canal de controle sob influência de ruído aditivo Gaussiano branco (AWGN – *Additive White Gaussian Noise*). No entanto, a proposta em [26] não proporciona nenhum aumento de eficiência energética às redes de sensoriamento cooperativo.

Devido à evidente contribuição da técnica apresentada em [26] quanto à melhoria da eficiência espectral de uma rede CSS, este trabalho se baseia na ideia proposta em [26], fornecendo extensões ao estudo e provendo uma análise mais detalhada, juntamente com novos resultados teóricos e de simulações computacionais do sistema em questão, como detalhado em seguida.

### 1.3 Contribuições e estrutura do trabalho

Primeiramente, este trabalho traz um maior detalhamento do sistema proposto em [26]. Subsequentemente, o trabalho de [26] é estendido e uma nova regra de decisão global melhorada é proposta.

Um esquema de fusão eficiente com pré-compensação do ganho do canal de controle é também proposto. Este novo esquema possui dois principais alvos: i) transformar o intrincado problema da decisão global sobre um canal com ganhos complexos em um simples problema de decisão unidimensional baseado em um limiar de decisão e ii) permitir a obtenção de expressões teóricas para o cômputo de valores aproximados para as probabilidades globais de detecção e falso alarme em canais de controle com ganhos complexos. O termo pré-compensação do ganho do canal decorre do fato de que as estimativas de canal baseadas em sinais pilotos emitidos a partir do FC para os SUs são utilizadas pelos SUs para pré-distorcer as decisões locais transmitidas de modo a compensar a rotação de fase do canal e a compensar parcialmente a magnitude do ganho do canal de controle.

Embora a estratégia de pré-compensação promova uma redução significativa na complexidade de implementação da regra de decisão global e, ainda, mantenha a mesma eficiência espectral do sistema apresentado em [26], a nova regra ainda apresenta o mesmo problema de alto consumo de energia durante a transmissão das decisões locais, igualmente apresentado pelos sistemas CSS tradicionais, um problema que também ocorre com a abordagem original em [26].

Sendo assim, como objetivo principal deste trabalho, é proposto um esquema de fusão de decisões que combina alta eficiência espectral, pré-compensação e alta eficiência energética baseada em censura. Este novo esquema visa atingir conjuntamente o efeito



da redução da ocupação da largura de banda e consumo de energia durante a fase de transmissão das decisões locais em uma rede de sensoriamento espectral cooperativo sob influência de canal de controle com ganho complexo. Expressões teóricas para computar as métricas de desempenho global do sensoriamento espectral do novo esquema de fusão de decisões são deduzidas e validadas por meio de simulações computacionais. Uma análise abrangente da sua eficiência energética global também é feita, bem como comparações com os esquemas sugeridos em [26, 27]. Este novo esquema proposto reduz significativamente a complexidade da regra de decisão, quando comparada à regra em [26], além de obter desempenho global de sensoriamento superior em alguns casos. Além disso, uma eficiência energética substancialmente mais elevada é conseguida por este novo esquema, se comparada à [26]. É importante enfatizar que a comparação com [26] foi escolhida pois este representa uma abordagem do estado-da-arte para economizar largura de banda durante a fase de transmissão de decisões locais em esquemas CSS baseados na fusão de decisões.

Para cumprir com os objetivos deste trabalho, o mesmo está organizado da seguinte maneira. O Capítulo 2 traz os princípios sobre o conceito de rádio cognitivo, bem como uma análise sobre o sensoriamento espectral individual e cooperativo baseado em redes CSS centralizadas com fusão de decisões. O Capítulo 3 traz a visão geral sobre a técnica proposta em [26], bem como as extensões feitas sobre esta técnica. Ao fim do Capítulo 3 é proposta uma melhoria na regra de decisão global em [26]. O Capítulo 4 mostra o esquema de fusão eficiente com pré-compensação das decisões locais transmitidas. É feita uma análise do modelo do sistema proposto e, também, são desenvolvidas expressões teóricas sobre o desempenho global da rede, as quais são comprovadas por meio de simulações computacionais. No Capítulo 5 é proposto um esquema de fusão eficiente com pré-compensação das decisões locais transmitidas e censura dos SUs. Expressões teóricas são obtidas para cômputo do desempenho global de detecção e para o consumo de energia da rede CSS proposta, bem como dos esquemas de referência [26, 27]. O Capítulo 6 traz uma análise numérica sobre os resultados obtidos para desempenho global do sensoriamento espectral e consumo de energia dos sistemas vistos nos capítulos anteriores. Finalmente, o Capítulo 7 traz as conclusões deste trabalho.

## 1.4 Notação matemática

Ao longo deste trabalho,  $\mathbf{x}$  e  $\mathbf{X}$  representam um vetor e uma matriz, respectivamente. O  $n$ -ésimo elemento de  $\mathbf{x}$  é denotado por  $x_n$ . O elemento da  $n$ -ésima linha e  $m$ -ésima coluna de  $\mathbf{X}$  é representado por  $X_{n,m}$ . O valor esperado (média estatística) de uma variável aleatória  $Z$  é representado por  $\mathbb{E}\{Z\}$ . A probabilidade associada a um evento é denotada como  $\mathbb{P}[\cdot]$ . A função densidade de probabilidade de  $Z$  é denotada por  $f(Z)$ , enquanto que as funções densidades conjunta e condicional de duas variáveis aleatórias

$Z_1$  e  $Z_2$  são denotadas, respectivamente, por  $f(Z_1, Z_2)$  e  $f(Z_1|Z_2)$ .

## 2 Princípios sobre rádio cognitivo e sensoriamento espectral

Neste capítulo são apresentados os princípios e conceitos introdutórios sobre CR e sensoriamento espectral necessários para suportar as contribuições deste trabalho.

Inicia-se com uma breve revisão sobre o conceito de rádio cognitivo [28], seguindo para a explicação sobre sensoriamento espectral em canais ruidosos [29]. Por fim, é feita uma análise mais aprofundada sobre redes de rádio cognitivos com sensoriamento espectral cooperativo e fusão centralizada de decisões locais distribuídas [30].

### 2.1 Rádio cognitivo e sensoriamento espectral

A atual política de alocação de faixas de frequências destinadas a serviços de transmissão de dados sem fio é denominada política de alocação fixa. Como o próprio nome sugere, as bandas de frequências são pré-alocadas para determinados serviços específicos e são adquiridas pelos prestadores de serviços de telecomunicações sem fio por meio da compra de uma licença de uso. De posse desta licença, a prestadora passa a ter uso exclusivo da banda de frequência adquirida e pode usá-la da maneira que lhe for mais conveniente para prestar o serviço para o qual a banda foi destinada. Em alguns casos, operadoras de telecomunicações e radiodifusão fazem reserva de mercado ao adquirir a licença de uso em uma localidade, mas sem oferecer o serviço. Em outros casos, nenhuma operadora se interessa por uma banda em dada localidade e a mesma fica ociosa. Nestes casos há um uso ineficiente do espectro de frequência. Neste sentido, as observações feitas em [31] mostraram que nenhuma faixa de frequências observada apresenta taxas de ocupação próximas a 80% ao longo do tempo e espaço e, em boa parte dos casos, não apresentam taxas de ocupação acima de 30%. Além da subutilização do recurso de transmissão, é evidente que as bandas de frequências de maior interesse para os prestadores de serviços de telecomunicações já foram adquiridas e, portanto, uma escassez destas faixas também é observada. Em resumo, a política de alocação fixa tem se mostrado ineficiente frente à crescente demanda por transmissão de dados sem fio que é percebida nos últimos anos, principalmente devido ao problema da escassez do espectro de frequência e pela subutilização das faixas já licenciadas.

Neste contexto surge o conceito de rádio cognitivo, que possui o objetivo principal de utilizar faixas de frequências licenciadas e subutilizadas de maneira oportunista, sem causar interferência prejudicial nos usuários que detêm a licença de uso desta banda [28], também chamados de usuários primários. O CR já foi introduzido no sistema de redes

para cobertura sem fio de áreas regionais IEEE 802.22 [32] e tem sido cotado como uma das principais tecnologias habilitadoras da quinta geração das redes de telecomunicações móvel (5G) para oferecer cobertura em áreas rurais e em regiões de baixa densidade populacional [33]. Basicamente, o CR é dotado de duas habilidades principais: i) a capacidade cognitiva, que lhe confere a possibilidade de detectar informações sobre o ambiente de radiofrequência analisado e ii) a capacidade de reconfigurabilidade, que lhe confere a possibilidade de se adequar dinamicamente ao ambiente em que o mesmo está inserido.

Particularmente, a primeira habilidade inclui a função de sensoriamento espectral [3], que permite ao CR determinar quais bandas de frequência estão sendo usadas pelo usuário licenciado em determinado tempo. O CR também pode fazer uso de informações disponíveis em bancos de dados para tal fim [34]. No entanto, esta última técnica está fora do escopo do trabalho em questão.

Existem diversas técnicas de sensoriamento espectral propostas na literatura. Pode-se destacar o sensoriamento por filtro casado [35], por autovalores [36], sensoriamento baseado em características ciclo-estacionárias do sinal [37], baseado no detector de energia [38], entre outros [3]. Cada técnica de sensoriamento espectral possui suas características, vantagens e desvantagens. A comparação destas técnicas foge do escopo deste trabalho. Para obter mais informações sobre as técnicas mencionadas, sugere-se a leitura de [3].

De maneira geral, pode-se dizer que, na situação de sensoriamento individual, o CR usa alguma técnica de sensoriamento espectral para tomada de decisão sobre a presença ou ausência do usuário licenciado na banda de interesse. Sendo assim, o CR está inserido em um problema de decisão sobre hipóteses binárias [29]. Neste tipo de problema, a decisão final deve ser feita com base em duas hipóteses distintas: i) hipótese  $H_1$ , que corresponde à hipótese de presença do sinal do PU e ii) hipótese  $H_0$ , que corresponde à hipótese de ausência do PU na banda sensoriada. Alguns fatores inerentes aos sistemas de comunicações sem fio podem interferir na tomada de decisão dos CRs, levando-os a cometer erros de sensoriamento. Tais fatores incluem o ruído térmico, desvanecimento do canal, sombreamento, perda por propagação, entre outros [39]. A seguir, são feitas análises quanto às incertezas geradas no processo de tomada de decisão por parte do CR. Por questão de interesse, as análises serão feitas com base no sensoriamento espectral com detector de energia. No entanto, a particularização das análises não traz prejuízos às conclusões deste trabalho, uma vez que o sensoriamento individual não é parte do objetivo principal do mesmo e, sim, apenas parte da revisão para um melhor entendimento das propostas de sensoriamento cooperativo presentes neste trabalho.

## 2.2 Sensoriamento espectral sob influência do ruído

A Figura 1 representa o cenário para análise do problema de sensoriamento espectral abordado nesta seção, além de uma representação em termos de *factor graph* [40] para análise matemática do problema.

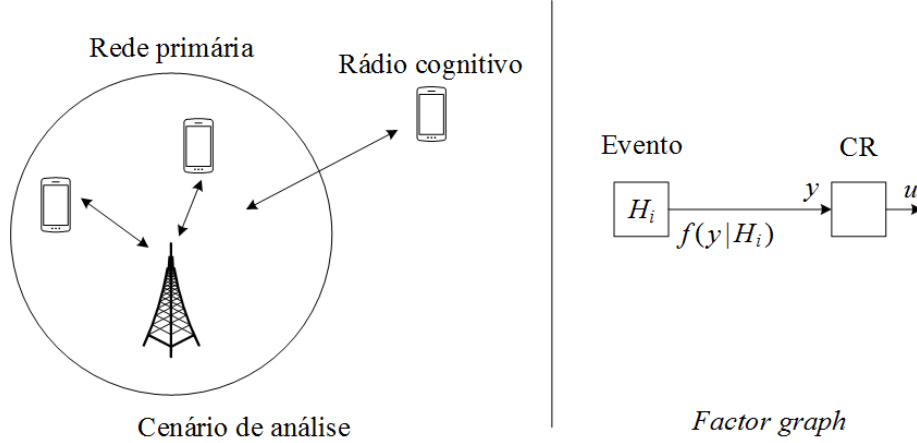


Figura 1 – Cenário e *factor graph* para análise do sensoriamento espectral.

Na rede primária, os usuários licenciados trocam informações entre si, sempre que necessário, por meio de sinais de radiofrequência. No restante do tempo, estes usuários permanecem inativos. O CR deve monitorar os instantes de atividade e inatividade destes usuários, a fim de utilizar o espectro licenciado de maneira oportunista. Para tal, considera-se que o CR observa um sinal recebido  $\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]$ , o qual compreende um vetor contendo  $N$  amostras de sinal analisado na banda de interesse. Considerando um canal AWGN, a  $n$ -ésima amostra do sinal analisado pelo CR pode ser descrita por

$$y_n = \begin{cases} w_n, & : \text{hipótese } H_0 \\ x_n + w_n, & : \text{hipótese } H_1 \end{cases}, \quad (2.1)$$

onde  $w_n$  é a  $n$ -ésima amostra do ruído AWGN e  $x_n$  é a  $n$ -ésima amostra do sinal da rede primária. Considera-se que o vetor de amostras de ruído  $\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}]$  possui média nula, variância  $\sigma_w^2$  e distribuição Gaussiana  $\mathcal{N}(0, \sigma_w^2)$ . Considera-se também que o sinal  $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]$  possui distribuição Gaussiana  $\mathcal{N}(0, \sigma_x^2)$  [38]. Neste caso, a SNR do sinal recebido  $\mathbf{y}$  é descrita por  $\gamma_{\text{SU}} = \sigma_x^2 / \sigma_w^2$ .

O CR dotado de um detector de energia possui em sua entrada um filtro que limita o sensoriamento de sinais contidos dentro da banda de interesse, um amostrador para converter sinais contínuos em sinais discretos, um dispositivo que eleva o valor de cada amostra ao quadrado seguido de um acumulador. Portanto, a estatística de teste na saída de um detector de energia, dada por  $T = \sum_{n=0}^{N-1} |y_n|^2$ , pode ser escrita da seguinte

forma

$$T = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} |w_n|^2, & : \text{hipótese } H_0 \\ \sum_{n=0}^{N-1} |x_n + w_n|^2, & : \text{hipótese } H_1 \end{cases}, \quad (2.2)$$

onde  $|\cdot|$  denota o operador módulo.

A decisão local do CR,  $u$ , a favor da presença ou não do sinal sensoriado é tomada levando em consideração um limiar de decisão local  $\lambda_{\text{SU}}$ . Neste caso, a regra de decisão local é dada por

$$T \underset{u=H_0}{\overset{u=H_1}{\geq}} \lambda_{\text{SU}}. \quad (2.3)$$

Em outras palavras, o CR deverá decidir por  $H_1$  sempre que a estatística de teste  $T$  for maior ou igual ao limiar de decisão local  $\lambda_{\text{SU}}$  e deverá decidir por  $H_0$  caso contrário.

Analisando (2.2) e (2.3) é possível perceber que o CR tem que decidir sobre a ausência ou presença do sinal de PU, porém com uma incerteza causada pelo ruído. Sendo assim, vão existir ocasiões onde o CR pode acertar ou errar a decisão. Normalmente, o desempenho de CRs em canais ruidosos é dado em função da probabilidade de detecção e da probabilidade de falso alarme. A probabilidade de detecção, denominada por  $P_{\text{D,SU}}$ , é dada pela probabilidade de  $T > \lambda_{\text{SU}}$  dada a presença do usuário primário,  $\mathbb{P}[T > \lambda_{\text{SU}}|H_1]$ . A probabilidade de falso alarme, denominada  $P_{\text{FA,SU}}$ , é dada pela probabilidade de  $T > \lambda_{\text{SU}}$  dada a ausência do usuário primário,  $\mathbb{P}[T > \lambda_{\text{SU}}|H_0]$ . Baseado nestas definições, pode-se escrever que a probabilidade de um CR cometer um erro no processo de tomada de decisão é dada por

$$P_{\text{erro,SU}} = P_{H_0}P_{\text{FA,SU}} + P_{H_1}(1 - P_{\text{D,SU}}), \quad (2.4)$$

onde  $P_{H_0}$  é a probabilidade *a priori* da hipótese  $H_0$  ( $\mathbb{P}[H_0]$ ), enquanto que  $P_{H_1} = \mathbb{P}[H_1] = 1 - P_{H_0}$  é a probabilidade *a priori* da hipótese  $H_1$ .

Tendo como base a consideração de que o sinal sensoriado e o ruído possuem distribuições Gaussianas  $\mathcal{N}(0, \sigma_x^2)$  e  $\mathcal{N}(0, \sigma_w^2)$ , é possível concluir que a função densidade de probabilidade da estatística de teste condicionada à hipótese  $H_0$  segue uma distribuição  $f(T|H_0) \approx \mathcal{N}(N\sigma_w^2, 2N\sigma_w^4)$ , enquanto que, condicionada à hipótese  $H_1$ , tem-se  $f(T|H_1) \approx \mathcal{N}(N(\sigma_x^2 + \sigma_w^2), 2N(\sigma_x^2 + \sigma_w^2)^2)$ . Uma explicação detalhada sobre estas duas FDPs condicionais pode ser encontrada no Anexo A. Com base nas funções densidades de probabilidade definidas, pode-se escrever que as probabilidades de falso alarme e de detecção em um CR com sensoriamento baseado no detector de energia são dadas, respectivamente, por [38]

$$P_{\text{FA,SU}} \approx Q\left(\frac{\lambda_{\text{SU}} - N\sigma_w^2}{\sqrt{2N}\sigma_w^2}\right), \quad (2.5)$$

$$P_{\text{D,SU}} \approx Q\left(\frac{\lambda_{\text{SU}} - N(\sigma_x^2 + \sigma_w^2)}{\sqrt{2N}(\sigma_x^2 + \sigma_w^2)}\right), \quad (2.6)$$

onde  $Q(\cdot)$  denota função erro Gaussiana, definida por

$$Q(a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_a^{\infty} e^{-z^2/2} dz. \quad (2.7)$$

Além do ruído AWGN, a propagação em múltiplos percursos e o sombreamento prejudicam severamente o desempenho do sensoriamento, atrapalhando a decisão correta sobre a ocorrência ou não de um determinado evento [3]. Estes fenômenos não serão abordados no âmbito do sensoriamento local, pois não contribuem para o objetivo principal deste trabalho. No entanto, na presença de ruído, desvanecimento e sombreamento, pode-se mitigar o problema da incerteza quanto ao sensoriamento espectral individual usando um sistema de sensoriamento cooperativo, no qual vários CRs fazem, de forma independente, o sensoriamento local do sinal primário e depois compartilham suas decisões no intuito de aumentar o desempenho da decisão global. Os detalhes sobre sensoriamento cooperativo são abordados na próxima seção.

## 2.3 Sensoriamento espectral cooperativo

O sensoriamento espectral cooperativo utiliza a diversidade espacial como forma de mitigar o problema da decisão afetada pelos fenômenos de propagação em um canal de comunicação sem fio. Portanto, na rede CSS,  $M$  rádios cognitivos são dispostos em pontos diferentes dentro de uma área, definindo-se uma rede secundária para sensoriamento espectral. Cada CR executa, de maneira independente, o sensoriamento local de um determinado sinal na rede primária. As informações do sensoriamento geradas pelos múltiplos CRs são, de alguma forma, usadas em conjunto para a tomada de decisão global sobre a presença ou ausência do sinal na rede primária. A forma como as informações de sensoriamento são combinadas para a tomada da decisão global define o tipo e a arquitetura da rede CSS.

Basicamente, pode-se classificar uma rede CSS como sendo distribuída ou centralizada [41]. Na CSS distribuída, todos os SUs compartilham suas informações sobre o sensoriamento local entre si e, de posse destas informações compartilhadas, cada SU pode tomar uma decisão final de maneira individual. Por outro lado, na CSS centralizada, todos os SUs transmitem suas informações sobre o sensoriamento local para uma unidade central dentro da rede secundária. Esta unidade central, também denominada de centro de fusão, combina as informações enviadas pelos SUs e realiza a decisão global sobre a presença ou ausência do sinal do PU. Logo em seguida, o centro de fusão compartilha esta decisão global com todos os SUs da rede secundária.

A forma com que os dispositivos da rede combinam as informações de sensoriamento que recebem é denominada técnica de fusão ou regra de fusão [42]. As técnicas de fusão podem ser classificadas em fusão de dados e fusão de decisões [42]. Nas técnicas de

fusão de dados, todos os SUs compartilham os valores da estatística de teste usada, por exemplo, o valor da energia detectada na banda de interesse. Normalmente, este valor é quantizado antes do compartilhamento. Neste caso, uma combinação suave pode ser feita pelo dispositivo antes da tomada de decisão global, no qual destacam-se o combinador por ganho igual (EGC – *Equal Gain Combiner*) e o combinador por máxima relação (MRC – *Maximal Ratio Combiner*) [39]. Nas técnicas de fusão de decisões, os SUs compartilham suas decisões locais sobre determinado evento. Por exemplo, um SU pode compartilhar a informação binária  $\{0, 1\}$  correspondente aos eventos de ausência e presença do sinal do PU, respectivamente. Em uma CSS centralizada, o centro de fusão, pode realizar a decisão global com base na regra de fusão generalizada  $K$ -em- $M$ , na qual o FC irá decidir pela presença do usuário primário quando pelo menos  $K$  dentre os  $M$  usuários secundários declararem a presença do usuário primário na banda sensoriada. Alguns casos especiais da regra de fusão  $K$ -em- $M$  são:  $K = 1$ , denominada regra OU,  $K = \lceil M/2 \rceil$ , denominada regra majoritária (MAJ) e, por fim,  $K = M$  denominada regra E. Em outras palavras, na regra OU, se pelo menos um dos  $M$  SUs declarar a presença do usuário primário, a decisão global será pelo evento  $H_1$ . Na regra MAJ, para haver uma decisão global por  $H_1$ , pelo menos a maioria simples dos SUs deve declarar a presença de PU. Já na regra E, todos os SUs devem declarar a presença do PU para que a decisão global seja por  $H_1$ .

O desempenho do sensoriamento na rede secundária depende de vários fatores que incluem a quantidade de SUs na rede, a arquitetura da rede, a regra de fusão usada, entre outros fatores. A comparação entre estes desempenhos foge ao escopo principal deste trabalho. Para se obter mais informações a respeito, sugere-se a leitura de [30]. A próxima seção é dedicada a uma análise mais aprofundada de uma rede CSS centralizada com decisão distribuída e fusão de decisões, a qual está mais adequada ao objetivo deste trabalho.

## 2.4 Rede CSS centralizada com fusão de decisões

A Figura 2 ilustra o problema de teste de hipótese binária ( $H_0$  ou  $H_1$ ) aplicado a um cenário CSS centralizado com fusão de decisões distribuídas. Além disso, também é mostrado o *factor graph* para análise matemática do problema. Neste cenário, todos os  $M$  rádios cognitivos observam o mesmo evento  $H_i$ , com  $i \in \{0, 1\}$ , o qual está relacionado à ausência ou presença de sinal na rede primária. Considera-se que não existe comunicação direta entre os diversos CRs da rede, somente há um canal de controle que serve para transmissões de cada CR para o centro de fusão. Nos esquemas CSS tradicionais, estes canais de controle são ortogonais entre si e são acessados por meio de alguma técnica de múltiplo acesso ortogonal, como TDMA (*Time Division Multiple Access*), FDMA (*Frequency Division Multiple Access*), entre outras [39]. Portanto, não existe interferência mútua entre as informações transmitidas para o centro de fusão. Sendo assim, o modelo do



*factor graph* pode ser representado em termos de um grafo acíclico dirigido como ilustrado na Figura 2.

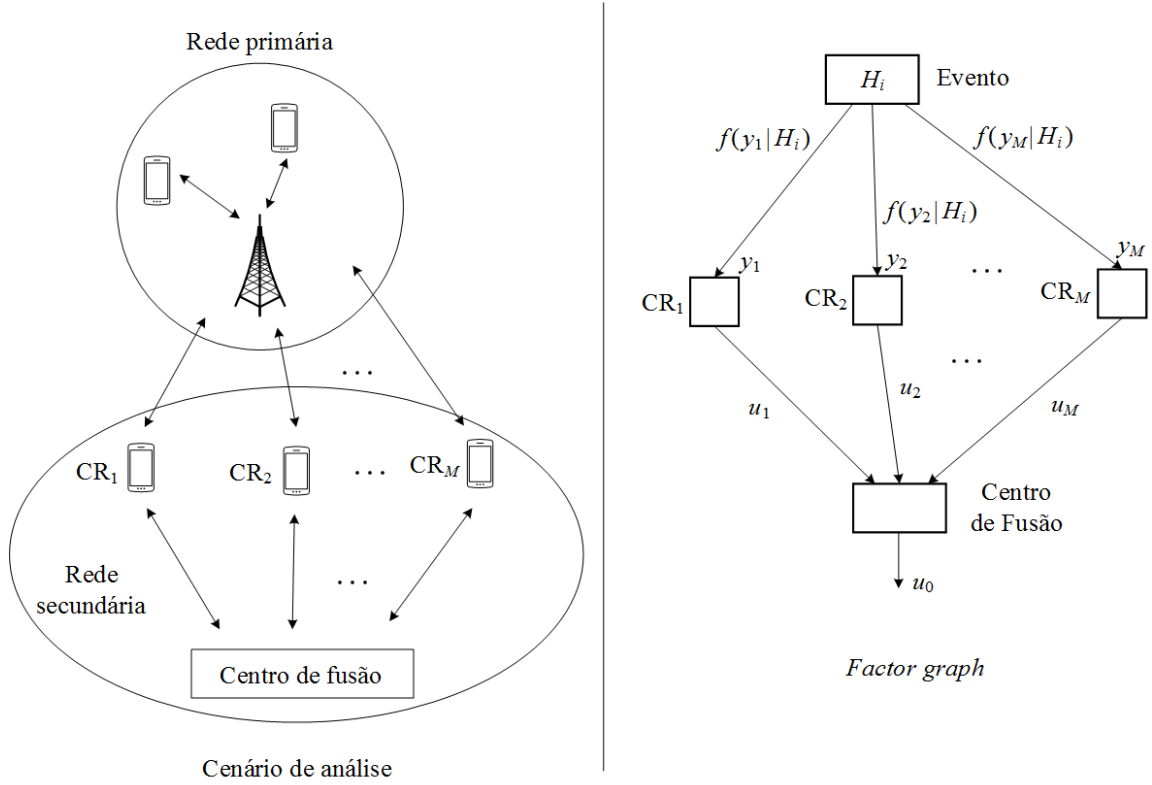


Figura 2 – Cenário e *factor graph* para análise do sensoriamento espectral cooperativo com fusão de decisões centralizada.

Com base na observação do sinal da rede primária  $y_k$ , o  $k$ -ésimo CR realiza o sensoriamento espectral e gera uma decisão local  $u_k$  de acordo com a função densidade de probabilidade  $f(y_k|H_i)$ , como explicado na Seção 2.2. Estas decisões locais ( $u_k$ ) são transmitidas pelo canal de controle ao FC, as quais são posteriormente combinadas para gerar a decisão global  $u_0$ . Cada decisão local deve possuir um valor binário  $u_k \in \{0, 1\}$  correspondente aos eventos  $H_0$  e  $H_1$ , respectivamente.

No cenário apresentado é considerado que as observações locais de cada CR são condicionalmente independentes dado um evento  $H_i$ . Isto implica em dizer que a função massa de probabilidade condicional do vetor de decisões locais  $\mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_M]$  dado o evento  $H_i$  pode ser escrita por

$$p[\mathbf{u}|H_i] = p[u_1, u_2, \dots, u_M|H_i] = \prod_{k=1}^M p[u_k|H_i]. \quad (2.8)$$

Além disso, considera-se que as observações locais são identicamente distribuídas. Em outras palavras, é considerando que os CRs são idênticos, ou seja, realizam o mesmo teste estatístico no sensoriamento espectral (por exemplo, detector de energia) e possuem a mesma razão sinal-ruído média do sinal sensoriado, definida como  $\gamma_{\text{SU}}$ .

Por fim, considera-se que o centro de fusão irá tomar a decisão global  $u_0$  baseado apenas no vetor de decisões locais recebidos  $\mathbf{u}$  e não se baseia nas observações individuais  $y_k$ , caracterizando um sistema com fusão de decisões.

Regras de fusão de decisões distribuídas são frequentemente implementadas com base na regra de fusão denominada  $K$ -em- $M$ , como já mencionado anteriormente. De acordo com a regra de fusão  $K$ -em- $M$ , a tomada de decisão no centro de fusão pode ser escrita da seguinte forma

$$u_0 = \begin{cases} 1, & \text{se } \sum_{k=1}^M u_k \geq K \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (2.9)$$

em que  $K \in \{1, 2, \dots, M\}$ .

Baseado nestas premissas, pode-se definir o desempenho em termos da decisão global como mostrado a seguir.

Dada a premissa que todos os CRs são idênticos, pode-se escrever que o desempenho do sensoriamento local é igual para todo e qualquer CR. Logo, isso implica em escrever que  $P_{D,SU_k} = P_{D,SU}$  e  $P_{FA,SU_k} = P_{FA,SU}$ . Sendo assim, pode-se escrever que a função massa de probabilidade da decisão local do  $k$ -ésimo SU condicionada ao evento  $H_i$  é dada por

$$p(u_k|H_i) = \begin{cases} (P_{FA,SU})^{u_k}(1 - P_{FA,SU})^{1-u_k}; & i = 0 \\ (P_{D,SU})^{u_k}(1 - P_{D,SU})^{1-u_k}; & i = 1 \end{cases}, \quad (2.10)$$

ou, em outras palavras, pode-se dizer que a função massa de probabilidade de  $u_k$  condicionada ao evento  $H_0$  é dada por um teste de Bernoulli com probabilidade de sucesso  $P_{FA,SU}$ , enquanto que, condicionada ao evento  $H_1$  é dada por um teste de Bernoulli com probabilidade de sucesso  $P_{D,SU}$ .

Na rede CSS, a decisão global  $u_0 = 1$  é declarada toda vez que o FC receber  $l \geq K$  decisões locais a favor da presença do PU, em que  $l = \sum_{k=1}^M u_k$ . Particularizando para a hipótese  $H_1$ , a probabilidade do FC receber  $l$  decisões locais a favor da presença do usuário primário condicionada à hipótese  $H_1$  é dada pela probabilidade de  $l$  sucessos obtidos na realização de  $M$  ensaios de Bernoulli independentes, onde a probabilidade de sucesso é dada por  $P_{D,SU}$ . Logo, a probabilidade  $\mathbb{P}[l|H_1]$  é descrita por um modelo binomial da seguinte forma

$$\mathbb{P}[l|H_1] = \binom{M}{l} (P_{D,SU})^l (1 - P_{D,SU})^{M-l}, \quad (2.11)$$

onde  $\binom{M}{l}$  é o coeficiente binomial dado por

$$\binom{M}{l} = \frac{M!}{l!(M-l)!}, \quad (2.12)$$

No centro de fusão, considerando a regra  $K$ -em- $M$ , para se definir a probabilidade de detecção global, o interesse reside em encontrar a probabilidade de se ter, no mínimo,

$K$  decisões locais a favor da presença de PU dado o evento  $H_1$ . Logo, pode-se escrever que a probabilidade de detecção global no centro de fusão é dada por

$$P_{D,FC} = \mathbb{P}[u_0 = 1|H_1] = \sum_{l=K}^M \mathbb{P}[l|H_1] = \sum_{l=K}^M \binom{M}{l} (P_{D,SU})^l (1 - P_{D,SU})^{M-l}. \quad (2.13)$$

De maneira análoga, pode-se escrever que a probabilidade de falso alarme global no centro de fusão é dada por

$$P_{FA,FC} = \mathbb{P}[u_0 = 1|H_0] = \sum_{l=K}^M \mathbb{P}[l|H_0] = \sum_{l=K}^M \binom{M}{l} (P_{FA,SU})^l (1 - P_{FA,SU})^{M-l}. \quad (2.14)$$

Por fim, pode-se definir que a probabilidade do FC cometer um erro na tomada de decisão global pode ser escrita em termos das probabilidades globais de falso alarme e detecção da seguinte forma

$$P_{\text{erro},FC} = P_{H_0} P_{FA,FC} + P_{H_1} (1 - P_{D,FC}). \quad (2.15)$$

Como exemplo, a Figura 3 mostra o comportamento de (2.15) para todas as variações da regra  $K$ -em- $M$  existentes para um sistema com  $M = 5$  CRs. É importante salientar que a Figura 3 foi gerada escolhendo-se arbitrariamente os valores de  $\gamma_{SU} = -5$  dB,  $N = 100$  e  $P_{H_0} = P_{H_1} = 0,5$  para o detector de energia implementado em cada CR.

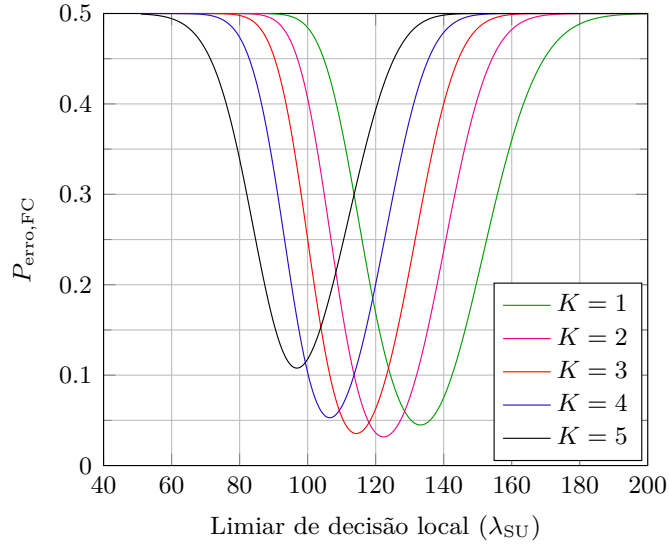


Figura 3 – Probabilidade de erro global para as diversas regras  $K$ -em- $M$  para  $M = 5$ ,  $N = 100$  e  $\gamma_{SU} = -5$  dB.

Note que cada valor de  $K$ , na regra  $K$ -em- $M$ , apresenta uma curva para a probabilidade de erro global em função do limiar de decisão local  $\lambda_{SU}$ . Por exemplo, para  $\lambda_{SU} = 140$ , o valor de  $P_{\text{erro},FC} \approx 0,075$  quando se utiliza a regra OU ( $K = 1$ ), enquanto

que para  $K = 2$ , o valor de  $P_{\text{erro,FC}} \approx 0,25$ . As regras MAJ ( $K = 3$ ) e  $K = 2$  são as regras que apresentam os menores valores para  $P_{\text{erro,FC}}$  nas condições calculadas.

A análise apresentada sugere a existência de uma regra ótima de decisão que pode ser implementada no centro de fusão. Portanto, a análise feita a seguir será dedicada à definição desta regra ótima para a tomada de decisão global.

De acordo com o cenário e premissas apresentados, o objetivo é determinar a regra de decisão global ótima para o centro de fusão. De acordo com [30], a regra de decisão ótima é dado pelo seguinte teste de razão de verossimilhanças

$$\frac{p[u_1, u_2, \dots, u_M | H_1]}{p[u_1, u_2, \dots, u_M | H_0]} \underset{u_0=0}{\overset{u_0=1}{>}} \frac{P_{H_0}(C_{10} - C_{00})}{P_{H_1}(C_{01} - C_{11})}, \quad (2.16)$$

onde o termo do lado direito da inequação é conhecido como limiar ótimo de Bayes [43]. O valor  $C_{ij}$  denota o custo da decisão global ser  $H_i$  dado que o evento  $H_j$  ocorreu. Devido a independência condicional entre as decisões locais pode-se escrever que

$$\frac{p[u_1, u_2, \dots, u_M | H_1]}{p[u_1, u_2, \dots, u_M | H_0]} = \prod_{k=1}^M \frac{p[u_k | H_1]}{p[u_k | H_0]}, \quad (2.17)$$

onde,

$$\prod_{k=1}^M \frac{p[u_k | H_1]}{p[u_k | H_0]} = \left( \frac{\mathbb{P}[u_k = 1 | H_1]}{\mathbb{P}[u_k = 1 | H_0]} \right)^l \left( \frac{\mathbb{P}[u_k = 0 | H_1]}{\mathbb{P}[u_k = 0 | H_0]} \right)^{M-l}, \quad (2.18)$$

onde  $\mathbb{P}[u_k = 1 | H_1]$  é definida como a probabilidade de detecção do  $k$ -ésimo CR ( $P_{D, \text{SU}_k}$ ) e, portanto,  $\mathbb{P}[u_k = 0 | H_1]$  é a probabilidade de não-deteção ( $1 - P_{D, \text{SU}_k}$ ). Da mesma forma,  $\mathbb{P}[u_k = 1 | H_0]$  é conhecida como probabilidade de falso alarme do CR ( $P_{\text{FA}, \text{SU}_k}$ ) e, por fim,  $\mathbb{P}[u_k = 0 | H_0]$  é a probabilidade de correta detecção de uma lacuna espectral ( $1 - P_{\text{FA}, \text{SU}_k}$ ). Dada a premissa de que todos os CRs são idênticos, as probabilidades locais de falso alarme ( $P_{\text{FA}, \text{SU}_k}$ ) e detecção ( $P_{D, \text{SU}_k}$ ) associadas a cada CR possuem os mesmos valores. Isso implica em escrever que  $P_{\text{FA}, \text{SU}_k} = P_{\text{FA}, \text{SU}}$  é a probabilidade de falso alarme local, enquanto que  $P_{D, \text{SU}_k} = P_{D, \text{SU}}$  é a probabilidade de detecção local para todo e qualquer CR. Por fim,  $l$  simboliza a quantidade de usuários secundários que decidiram a favor de  $H_1$ .

Ainda com relação à equação (2.16), quando  $C_{00} = C_{11} = 0$ ,  $C_{01} = C_{10} = 1$ , tem-se o caso especial do teste de Bayes conhecido como regra de mínima probabilidade de erro [30]. Neste caso, o objetivo é minimizar a probabilidade de erro global definida em (2.15). Portanto, considerando um receptor com mínima probabilidade de erro e, considerando a condição de maior entropia da fonte primária, ou seja,  $P_{H_0} = P_{H_1} = 0,5$ , a regra em (2.16) pode ser reescrita da seguinte forma

$$\left( \frac{P_{D, \text{SU}}}{P_{\text{FA}, \text{SU}}} \right)^l \left( \frac{1 - P_{D, \text{SU}}}{1 - P_{\text{FA}, \text{SU}}} \right)^{M-l} \underset{u_0=0}{\overset{u_0=1}{>}} 1. \quad (2.19)$$

Como exemplo, a Figura 4 traz o desempenho da regra ótima dada por (2.19) e o compara com os demais resultados apresentados pelas regras  $K$ -em- $M$ . A principal conclusão que pode-se obter destes resultados é que o desempenho das regras  $K$ -em- $M$  são ótimos para determinadas faixas de valores do limiar de decisão local. Por exemplo, para  $45 \leq \lambda < 100$  a regra E ( $K = 5$ ) apresenta desempenho ótimo, enquanto que para  $110 < \lambda < 120$  (aproximadamente) a regra MAJ apresenta desempenho ótimo.

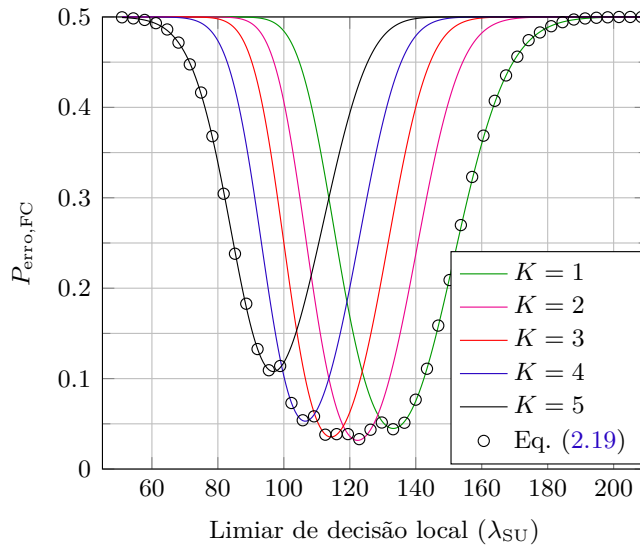


Figura 4 – Desempenho da regra ótima de decisão global e para as diversas regras  $K$ -em- $M$  para  $M = 5$ ,  $N = 100$  e  $\gamma_{SU} = -5$  dB.

## 2.5 Regra de decisão global para canais de controle com erros

As análises feitas na Seção 2.4 partiram do pressuposto de que os canais de controle eram ideais, ou seja, não distorciam as informações transmitidas de um CR para o FC. Contudo, na prática, os canais de controles irão apresentar diversos fenômenos que introduzem distorções às informações que propagam pelos mesmos, contribuindo para uma decisão com possíveis erros. Dentre os fenômenos de propagação existentes, pode-se citar o ruído aditivo, desvanecimento, sombreamento e perda por propagação. Sendo assim, esta seção tem o objetivo de apresentar uma análise quanto à regra de decisão no centro de fusão considerando canais de controle com erros provocados pelo ruído aditivo e pelo desvanecimento.

Como o CR toma uma decisão local binária  $u_k$  e deve enviá-la ao FC, as decisões locais podem ser transmitidas ao FC utilizando uma modulação digital binária, como, por exemplo, a modulação por chaveamento binário da portadora (BPSK – *Binary Phase Shift Keying*) [44]. Neste caso, o símbolo BPSK em banda base que carrega a decisão local

do  $k$ -ésimo CR pode ser descrito por

$$s_k = (2u_k - 1)\sqrt{A}, \quad (2.20)$$

onde o parâmetro  $A$  define a energia média por bit transmitido e, portanto, pode-se escrever que  $E_b = A$ .

No cenário analisado, considera-se que, ao receber os sinais transmitidos por cada CR, o centro de fusão faz uma detecção abrupta de cada informação recebida de cada CR antes de combinar as decisões recebidas. Como o canal agora não é ideal, a detecção dos símbolos recebidos pode ser feita de forma errada pelo FC. O canal de controle pode ser modelado como um canal binário simétrico [39] com probabilidade de erro do canal, ou probabilidade de transição,  $P_E$ . Na prática, a probabilidade de transição modela o desempenho em termos de erro de bits de todo o sistema, incluindo transmissor, canal e receptor [44].

Sendo assim, seja  $P'_{D,SU}$  e  $P'_{FA,SU}$  as probabilidades de detecção e falso alarme considerando as transmissões das decisões locais ao FC por um canal de controle binário simétrico, pode-se escrever que

$$P'_{D,SU} = P_{D,SU}(1 - P_E) + (1 - P_{D,SU})P_E, \quad (2.21)$$

$$P'_{FA,SU} = P_{FA,SU}(1 - P_E) + (1 - P_{FA,SU})P_E, \quad (2.22)$$

Quando considera-se que o canal de controle é AWGN, o único efeito que contribui com a probabilidade de transição é o próprio ruído aditivo. Neste caso, o sinal recebido pelo FC devido a transmissão da decisão local do  $k$ -ésimo CR e após propagar por um canal AWGN pode ser descrito da seguinte forma

$$r_k = s_k + w_k. \quad (2.23)$$

onde  $w_k$  é a amostra de ruído AWGN. A SNR do sinal recebido normalmente é dada em função de  $\gamma_{FC} = E_b/N_0$ , que representa a razão entre a energia média por bit transmitido e a densidade espectral de energia do ruído AWGN,  $N_0 = 2\sigma_w^2$ . Na condição em que o canal de controle é AWGN, a probabilidade de transição no receptor, para modulação BPSK pode ser calculada por [39, 44]

$$P_E = Q\left(\sqrt{2\gamma_{FC}}\right). \quad (2.24)$$

Em situações mais realistas, o sinal que propaga pelo canal de controle pode sofrer com o que se chama de desvanecimento devido aos múltiplos percursos. A propagação em múltiplos percursos é um fenômeno que ocorre devido às características de propagação da onda eletromagnética no ambiente de rádio, em que componentes do sinal transmitido

chegam ao receptor após inúmeras reflexões, refrações e difrações. O desvanecimento pode ser caracterizado quanto à escala e o tempo de duração do mesmo. Basicamente, pode-se dividir o desvanecimento como sendo de larga escala ou pequena escala, rápido ou lento. Para mais informações sobre as diferenças entre estes grupos, sugere-se a leitura de [44]. Em especial, o desvanecimento em pequena escala é caracterizado por bruscas variações na amplitude e na fase do sinal recebido devido às modificações na resposta ao impulso do canal de comunicações.

Normalmente, caracteriza-se o desvanecimento do canal de controle por  $h = h_r + jh_i$ , em que  $h_r$  e  $h_i$  representam, respectivamente, as componentes reais e imaginárias do ganho complexo do canal, ou por  $h = \alpha e^{-j\beta}$ , onde  $\alpha$  representa o módulo e  $\beta$  representa a fase do canal. Como o efeito do desvanecimento é multiplicativo, a amostra de sinal recebido devido à transmissão da decisão local pelo  $k$ -ésimo CR e após propagar por um canal com desvanecimento possui a seguinte forma

$$r_k = \alpha_k e^{-j\beta_k} s_k + w_k. \quad (2.25)$$

Portanto, em um ambiente com desvanecimento, o receptor tem que lidar com um fator adicional que é a variação da amplitude e da fase do sinal recebido. Sendo assim, considerando que o receptor tem perfeito conhecimento sobre o estado do canal, o que pode ser feito, por exemplo, usando sinais de referência [39, 44], pode-se compensar a fase do sinal recebido levando a um sinal compensado dado por

$$\hat{r}_k = r_k e^{j\beta_k} = \alpha_k s_k + \tilde{w}_k, \quad (2.26)$$

onde,  $\tilde{w}_k$  é a componente de ruído aditivo rotacionado pela compensação de fase do canal de controle [39]. Claramente, o desvanecimento afeta a razão sinal-ruído do sinal recebido, que passa a ser calculada instantaneamente por  $\gamma_{\text{FC}} = |\alpha_k|^2 E_b/N_0$ .

Especialmente nos casos em que não há visada direta entre as antenas do transmissor e receptor, o ganho do canal pode ser modelado como um processo Gaussiano complexo de média nula e segundo momento  $\Omega$ . Desta forma, o módulo desse processo obedece à distribuição do tipo Rayleigh [45]. A função densidade de probabilidade do módulo do ganho do canal de controle  $\alpha_k$ , que obedece à distribuição do tipo Rayleigh, é dada por [45]

$$f(\alpha_k) = \begin{cases} \frac{2\alpha_k}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha_k^2}{\Omega}\right), & \text{se } 0 \leq \alpha_k < \infty \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}. \quad (2.27)$$

Considerando o canal de controle com desvanecimento Rayleigh e uso da compensação da fase no sinal recebido, a probabilidade de transição  $P_E$ , dado que os bits são transmitidos usando modulação BPSK, é expressa por [39, 44]

$$P_E = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\gamma_{\text{FC}}}{\gamma_{\text{FC}} + 1}} \right). \quad (2.28)$$

É importante observar que, por causa da flutuação da amplitude do sinal recebido, a probabilidade de transição em canais com desvanecimento Rayleigh é maior que a probabilidade de transição para canais AWGN dado um mesmo valor de  $\gamma_{FC}$ .

Por fim, note que substituindo (2.21) e (2.22) em (2.13) e (2.14), respectivamente, pode-se obter o desempenho em termos das probabilidades de detecção e falso alarme globais para canais de controle com erros para a regra de fusão  $K$ -em- $M$ . Além disso, substituindo os valores de (2.21) e (2.22) em (2.19) obtém-se a regra de fusão ótima modificada para o canal de controle com erro.

Como exemplo, a Figura 5 mostra a probabilidade de erro global para as diversas configurações da regra  $K$ -em- $M$  e a regra de fusão (2.19) modificada, considerando um canal Rayleigh com  $\gamma_{FC} = 0$  dB. Como já esperado, a influência de  $P_E$  aumenta a  $P_{\text{erro,FC}}$  no sistema. Além disso, note que para canais de controle com erro, o menor valor global da  $P_{\text{erro,FC}}$  é atingido pela regra de fusão MAJ.

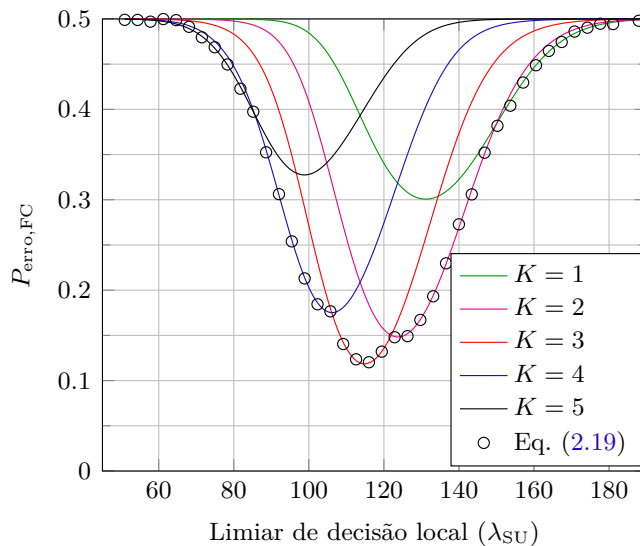


Figura 5 – Desempenho da regra ótima de decisão global para as diversas regras  $K$ -em- $M$  para  $M = 5$ ,  $N = 100$  e  $\gamma_{SU} = -5$  dB considerando um canal de controle com desvanecimento Rayleigh com  $\gamma_{FC} = 0$  dB.

Por ser de fácil implementação em relação à regra (2.19) e por apresentar os mesmos valores para a mínima probabilidade de erro global, frequentemente a regra MAJ é implementada no centro de fusão para o processo de tomada de decisão global. Perceba que a regra de decisão (2.19) necessita do conhecimento prévio dos desempenhos de sensoriamento individuais por parte do FC. Apesar de existirem formas de fazer a estimativa destes desempenhos [46], nem sempre o FC possui este conhecimento. Portanto, na seção de resultados numéricos, será implementada a regra MAJ como referência de desempenho e esta será comparada com outras duas regras, OU e E.



## 2.6 Comparações entre sensoriamento individual e cooperativo

Esta seção traz alguns resultados numéricos relacionados ao sensoriamento individual e cooperativo apresentados anteriormente. As curvas de desempenho do sensoriamento teóricas e simuladas são apresentadas em termos de ROC (*Receiver Operating Characteristics*) [47] e em termos da mínima probabilidade de erro global ( $P_{\text{erro,FC}}$ ). O Anexo B traz um resumo sobre as principais características de uma curva ROC.

Para as curvas teóricas que descrevem o desempenho do sensoriamento individual são usadas as expressões (2.5) e (2.6). Enquanto que, para as curvas teóricas do sensoriamento cooperativo, são usadas as expressões (2.13) e (2.14). No caso de canal de controle AWGN, a expressão em (2.24) é usada para o cálculo da probabilidade de transição do canal binário simétrico, enquanto que a expressão (2.28) é usada no caso de canais de controle com desvanecimento Rayleigh.

As curvas simuladas são obtidas por meio de simulação computacional utilizando o software Matlab<sup>®</sup>. Cada valor na ROC simulada foi obtido por meio de 500.000 eventos de Monte Carlo. Cada evento corresponde à geração de um sinal de PU ( $\mathbf{x}$ ) contendo  $N$  amostras de um processo  $\mathcal{N}(0, \sigma_x^2)$ . A este sinal é somado um vetor contendo  $N$  amostras de ruído AWGN, geradas seguindo um processo  $\mathcal{N}(0, \sigma_w^2)$ . Define-se uma SNR da rede secundária como  $\gamma_{\text{SU}} = \sigma_x^2 / \sigma_w^2$ . Uma variável liga/desliga  $I$  é definida como um processo de Bernoulli com probabilidade de sucesso  $P_{H_1} = 0,5$ , no qual representa a probabilidade *a priori* do evento  $H_1$  e, logo,  $P_{H_0} = 1 - P_{H_1} = 0,5$ , representa a probabilidade *a priori* do evento  $H_0$ .

O sinal a ser sensoriado possui a forma  $\mathbf{y} = I\mathbf{x} + \mathbf{w}$ . Portanto, quando  $I = 1$  o sinal sensoriado é igual ao sinal de PU contaminado com ruído, enquanto que, para  $I = 0$  o sinal sensoriado é igual ao ruído. Cada CR irá calcular a energia do sinal  $\mathbf{y}$  de acordo com (2.2) e tomar uma decisão local de acordo com (2.3). Cada CR transmite sua decisão local para o centro de fusão usando modulação BPSK, de acordo com (2.20). Caso o canal seja AWGN, então o ganho do canal de controle será  $h_k = 1$ . Caso o canal de controle apresente desvanecimento Rayleigh, os ganhos complexos dos canais de controle são modelados em função de um processo Gaussiano complexo com média nula e segundo momento unitário ( $\Omega = 1$ ). No centro de fusão, o ruído é apropriadamente gerado e adicionado ao sinal recebido.

Se o canal de controle for do tipo Rayleigh, a fase do sinal recebido é compensada antes do processo de detecção do símbolo recebido. O símbolo recebido é detectado por um de-mapeador BPSK ótimo [44].

Após receber os  $M$  símbolos BPSK, o FC irá aplicar a regra de fusão  $K$ -em- $M$  em (2.9) para tomada da decisão global. As decisão globais feitas pelo FC são usadas para computar as probabilidades globais de detecção ( $P_{\text{D,FC}}$ ) e falso alarme ( $P_{\text{FA,FC}}$ ). Repetindo

o processo descrito acima, variando o limiar de decisão local nos SUs ( $\lambda_{\text{SU}}$ ), as curvas ROC são traçadas.

A Figura 6 apresenta o desempenho em termos de ROC para as situações de sensoriamento espectral individual e sensoriamento cooperativo, tanto para canal de controle AWGN e Rayleigh. Os parâmetros usados para a geração das curvas foram arbitrariamente escolhidos com os seguintes valores:  $N = 100$ ,  $\gamma_{\text{SU}} = -7$  dB,  $\gamma_{\text{FC}} = 2$  dB e regra de fusão MAJ.

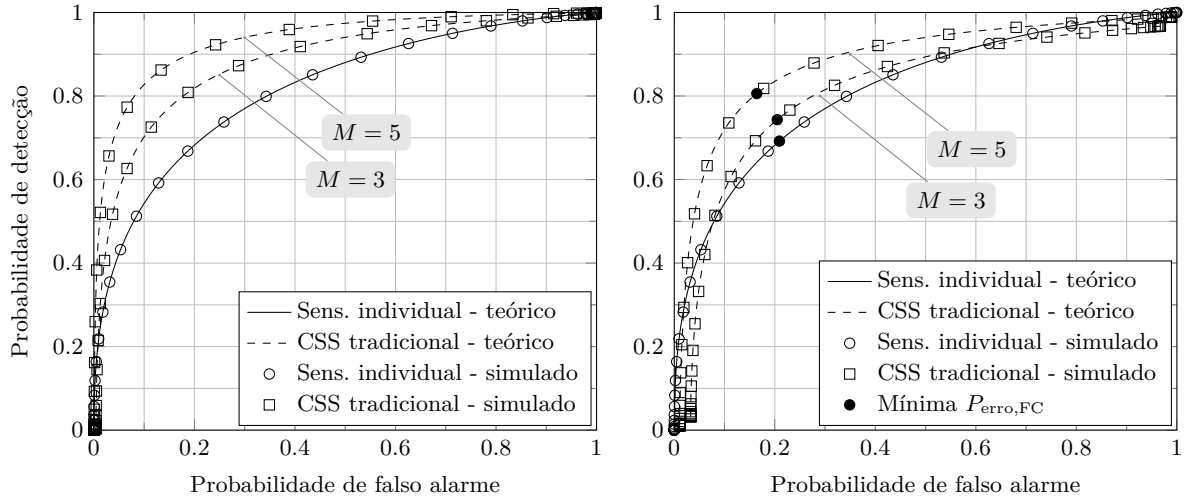


Figura 6 – Desempenhos em termos de ROC para sensoriamento individual e cooperativo. Canal AWGN (**esquerda**) e Canal Rayleigh (**direita**).

Pode-se notar por meio da Figura 6 que o sensoriamento cooperativo consegue aumentar substancialmente o desempenho do sensoriamento espectral individual, dependendo dos parâmetros empregados e do módulo do ganho do canal de controle. Outro ponto importante a se notar é que o aumento no número de CRs cooperantes aumenta também o desempenho em termos da decisão global. Por exemplo, para canal AWGN, enquanto no sensoriamento individual a probabilidade de detecção é de  $P_{D,\text{SU}} = 0,5$  para uma probabilidade de falso alarme  $P_{\text{FA},\text{SU}} = 0,1$ , no sensoriamento cooperativo a probabilidade de detecção global é respectivamente  $P_{D,\text{FC}} = 0,7$  e  $0,85$  para  $M = 3$  e  $M = 5$ , para a mesma probabilidade de falso alarme  $P_{\text{FA},\text{FC}} = 0,1$ .

Para o caso do canal de controle com desvanecimento Rayleigh, é possível notar que existem pontos de cruzamento entre as ROCs do sensoriamento local e do sensoriamento cooperativo, mais pronunciado para o caso onde  $M = 3$ . Isso acontece pois a probabilidade de transição para  $\gamma_{\text{FC}} = 2$  dB é suficientemente grande para proporcionar uma saturação tanto em  $P_{D,\text{FC}}$  quanto em  $P_{\text{FA},\text{FC}}$ , impedindo que estas duas métricas atinjam os valores máximos e mínimos, que são  $\{0, 1\}$ . Nestes casos, onde existem pontos de cruzamento de ROCs, é importante avaliar o desempenho do sistema com outra métrica. Na literatura, destacam-se as métricas conhecidas como mínima probabilidade de erro e

área abaixo da curva ROC ( $AuC - Area\ under\ ROC\ Curve$ ) [47]. Por conveniência, neste trabalho será usada a métrica da mínima probabilidade de erro. Esta métrica consiste em localizar, na ROC, o par  $[P_{D,FC}, P_{FA,FC}]$  que denote a menor probabilidade do FC cometer um erro de decisão, como descrito em (2.15). No exemplo da Figura 6, para o caso do canal de controle com desvanecimento Rayleigh, os valores da mínima probabilidade de erro são estes: para sensoriamento individual  $P_{erro,SU} = 0,2586$ , obtida por meio do par  $[P_{FA,SU} = 0,2093, P_{D,SU} = 0,6921]$ ; para o sensoriamento cooperativo com  $M = 3$ ,  $P_{erro,SU} = 0,2308$ , obtida por meio do par  $[P_{FA,FC} = 0,2049, P_{D,FC} = 0,7434]$ ; e, por fim, para o sensoriamento cooperativo com  $M = 5$ ,  $P_{erro,SU} = 0,1792$ , obtida por meio do par  $[P_{FA,FC} = 0,1643, P_{D,FC} = 0,8059]$ . Os valores mencionados acima estão representados na Figura 6 (direita).

Para melhor evidenciar o desempenho em termos da mínima probabilidade de erro global, a Figura 7 traz os resultados teóricos e simulados que mostram o comportamento desta métrica em função de  $\gamma_{FC}$  para o sensoriamento individual e cooperativo. Novamente, foram escolhidos arbitrariamente os parâmetros  $N = 100$ ,  $\gamma_{SU} = -7$  dB e regra de fusão MAJ. Os resultados teóricos foram obtidos a partir de (2.4) para sensoriamento individual e (2.15) para o sensoriamento cooperativo. Na simulação, escolhe-se um valor de  $\gamma_{FC}$  e faz-se todo o procedimento para geração da ROC, descrito anteriormente. Ao final deste procedimento, escolhe-se o par  $[P_{D,FC}, P_{FA,FC}]$  simulado que retorne o menor valor de  $P_{erro,FC}$ . Logo em seguida, altera-se o valor de  $\gamma_{FC}$  e repete-se todo o processo, traçando a curva de mínima probabilidade de erro global em função da SNR no centro de fusão.

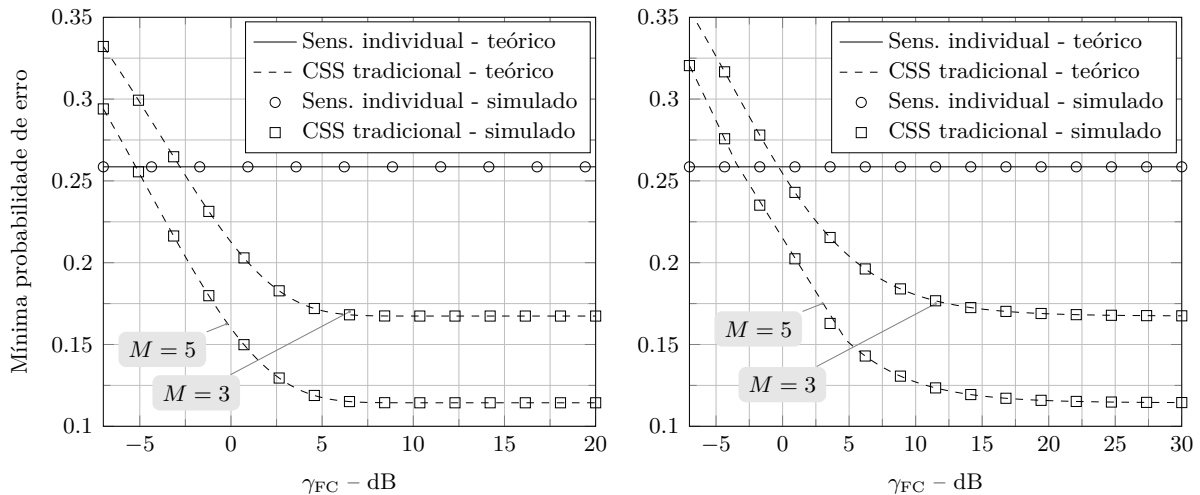


Figura 7 – Desempenhos em termos da mínima probabilidade de erro global para sensoriamento individual e cooperativo. Canal AWGN (esquerda) e Canal Rayleigh (direita).

Pode-se tirar as mesmas conclusões já feitas observando a Figura 6, ou seja, que o sensoriamento cooperativo consegue melhorar o desempenho do sensoriamento individual

quando  $\gamma_{FC}$  é elevada o suficiente e que o aumento do número de CRs contribui para o aumento deste desempenho. No entanto, há de se considerar que o preço pago por esta melhoria de desempenho é o maior consumo de energia na rede CSS e, também, uma maior necessidade de recursos de transmissão (tempo/frequência) no canal de controle. Estes dois efeitos podem causar problemas relacionados à eficiência, tanto energética quanto espectral, dos sistemas de sensoriamento espectral.

## 2.7 Conclusões

Conclui-se a partir deste capítulo que o sensoriamento espectral tem que lidar com incertezas atribuídas ao ruído presente nos receptores dos CRs. Uma das formas que mitiga estas incertezas é utilizar a rede de sensoriamento espectral cooperativo com fusão de decisões distribuídas. Na CSS abordada, vários CRs compartilham suas decisões locais com o centro de fusão por meio de um canal de controle. A combinação destas decisões no centro de fusão permite uma melhoria do desempenho de detecção do sistema. No entanto, a um custo de maior consumo energético e espectral. Sendo assim, o próximo capítulo aborda com mais detalhes uma, das várias formas existentes para se aumentar a eficiência espectral em redes CSS.

## 3 Esquema de decisão com eficiência espectral

Nesse capítulo é apresentada a visão geral do esquema proposto em [26], além de uma análise mais detalhada da regra de decisão global descrita no artigo. Além disso, é proposta uma nova regra de decisão melhorada que visa aumentar o desempenho global do sensoriamento do esquema apresentado em [26].

### 3.1 Visão geral do sistema CSS com eficiência espectral.

Em [26] foi proposto um sistema CSS com  $M$  usuários secundários e um único centro de fusão. Basicamente, todo o processo que culmina na decisão global pode ser dividido em três etapas principais: i) sensoriamento espectral local individual, ii) transmissão da decisão local para o centro de fusão e iii) decisão global tomada pelo FC. Na primeira fase, a atividade do usuário primário é observada individualmente por cada um dos SUs, empregando alguma técnica de sensoriamento espectral. Após o sensoriamento local, o  $k$ -ésimo SU define uma variável de decisão binária  $u_k$ , na qual o valor  $u_k = 1$  é associado ao evento  $H_1$  e denota a presença do sinal do PU. Enquanto que o valor  $u_k = 0$ , associado ao evento  $H_0$ , indica a ausência do sinal do usuário primário.

Na segunda fase, cada SU transmite ao mesmo tempo e na mesma frequência do canal de controle sua decisão local ao FC, convertendo o valor binário  $u_k$  em um símbolo BPSK da mesma forma que em (2.20).

Considerando que o canal de controle entre o  $k$ -ésimo SU e o FC tenha um ganho  $h_k$ , a amostra do sinal recebido no FC é dada pela soma de todos os símbolos BPSK recebidos mais a amostra de ruído, ou seja

$$r = \sum_{k=1}^M h_k s_k + w, \quad (3.1)$$

onde  $w$  é a amostra do ruído AWGN com média nula e variância  $\sigma_w^2$ .

Na terceira fase, o FC deve tomar a decisão global sobre a presença ou ausência do PU com base no sinal recebido,  $r$ . A regra de fusão  $K$ -em- $M$  é usada pelo FC. Portanto, ao identificar o valor de  $r$ , o FC deverá decidir pela presença do usuário primário quando pelo menos  $K$  dentre os  $M$  usuários secundários declararem a presença do usuário primário na banda sensoriada.

Como pode ser notado, o sistema proposto por [26] se diferencia do sistema apresentado na Seção 2.4. Lembrando, neste último, as decisões são enviadas por canais

ortogonais e, portanto, não existe interferência entre duas decisões distintas. Porém, no sistema proposto por [26], as decisões enviadas ao FC são somadas em sua antena receptora. Sendo assim, uma regra de fusão para determinação da decisão global deve ser formulada para este novo esquema CSS.

Em [26] é proposta uma regra de decisão global. No entanto, o artigo não traz uma análise detalhada sobre o desenvolvimento desta regra. Sendo assim, a próxima seção explica com maior detalhamento os passos para se chegar na expressão da regra de decisão global do sistema proposto em [26].

### 3.2 Regra de decisão global para o sistema CSS de referência

Em um primeiro momento, é interessante simplificar o sistema CSS para uma situação onde exista apenas  $M = 2$  CRs na rede se comunicando com um FC por meio de canais de controle com ganhos  $h_k$ . Logo em seguida, a generalização da regra é feita para situações com  $M$  usuários.

Neste primeiro caso, as possíveis decisões locais dos  $M = 2$  usuários podem ser vistas na Tabela 1, juntamente com os símbolos BPSK transmitidos e os possíveis valores esperados de  $r$  no FC, considerando um canal sem ruído e sem desvanecimento. Por questão de simplificação, porém, sem perdas de generalização, considerou-se  $E_b = A = 1$ .

Tabela 1 – Esquema CSS com  $M = 2$

Decisão local		Símbolo BPSK		Valor esperado para o sinal recebido
$u_1$	$u_2$	$s_1$	$s_2$	$\mathbb{E}\{r\}$
0	0	-1	-1	-2
0	1	-1	+1	0
1	0	+1	-1	0
1	1	+1	+1	2

Considere, por exemplo,  $K = 1$  na regra de fusão  $K$ -em- $M$ . Neste caso, o FC irá decidir por  $H_1$  se pelo menos um CR decidir localmente a favor da presença do PU. Caso contrário, o FC decidirá por  $H_0$ . Sendo assim, pode-se separar os valores esperados do sinal recebido em dois grupos distintos, no qual o primeiro grupo  $D_0$  contém os valores de  $\mathbb{E}\{r\}$  relacionados à decisão global por  $H_0$ , ou seja,  $D_0 = \{-2\}$ . No outro grupo,  $D_1$ , estão os valores de  $\mathbb{E}\{r\}$  ligados à decisão global por  $H_1$ , logo,  $D_1 = \{0, 2\}$ . Sendo assim, pode-se escrever que a função densidade de  $r$  condicionada ao evento  $D_i$ ,  $i \in \{0, 1\}$  será

$$f(r|D_0) = f(r|u_1 = 0, u_2 = 0), \quad (3.2)$$

$$f(r|D_1) = f(r|u_1 = 0, u_2 = 1) + f(r|u_1 = 1, u_2 = 0) + f(r|u_1 = 1, u_2 = 1). \quad (3.3)$$

A regra de decisão proposta em [26] aplica o princípio da máxima verossimilhança (ML – *Maximum Likelihood*) para decidir se o sinal recebido  $r$  pertence ao grupo  $D_0$  ou  $D_1$ . Ou seja, dado que o FC usa uma regra de decisão  $K$ -em- $M$ , será aplicado o princípio de decisão ML para verificar a pertinência de  $r$  aos grupos  $D_0$  ou  $D_1$ . Portanto, esta regra pode ser vista como uma regra subótima de decisão e não se trata de uma regra de decisão ML plena, onde a decisão global deve ser feita com base nas verossimilhanças de  $r$  condicionada ao evento  $H_i, i \in \{0, 1\}$  [30]. Portanto, de acordo com a regra de decisão proposta em [26], sabendo que o estimador ML coincide com o estimador de máxima probabilidade Bayesiano [48] considerando uma distribuição uniforme para as probabilidades a priori  $P_{D_1}$  e  $P_{D_0}$ , pode-se escrever que

$$f(r|D_1) \underset{u_0=0}{\overset{u_0=1}{\gtrless}} f(r|D_0), \quad (3.4)$$

e, portanto,

$$\sum_{u_1, u_2 \in D_1} f(r|u_1, u_2) \underset{u_0=0}{\overset{u_0=1}{\gtrless}} \sum_{u_1, u_2 \in D_0} f(r|u_1, u_2), \quad (3.5)$$

donde pode-se concluir que o FC irá decidir por  $H_1$  ( $u_0 = 1$ ) sempre que a verossimilhança condicionada ao grupo  $D_1$  for maior ou igual que a verossimilhança condicionada ao grupo  $D_0$ . Caso contrário, o FC irá decidir pelo evento  $H_0$ .

Considerando agora a situação real, para canal de controle com ganho  $h_k$  e ruído aditivo Gaussiano no FC,  $f(r|x_1, x_2)$  pode ser calculado por [49]

$$f(r|x_1, x_2) = \frac{1}{2\pi\sigma_w^2} \exp\left(-\frac{|r - h_1x_1 - h_2x_2|^2}{2\sigma_w^2}\right). \quad (3.6)$$

Portanto, substituindo (3.6) em (3.5), pode-se escrever que, para  $M = 2$ , o FC decidirá por  $H_1$  se

$$\sum_{u_1, u_2 \in D_1} \exp\left[\frac{|r - h_1(2u_1 - 1) - h_2(2u_2 - 1)|^2}{2\sigma_w^2}\right] \geq \sum_{u_1, u_2 \in D_0} \exp\left[\frac{|r - h_1(2u_1 - 1) - h_2(2u_2 - 1)|^2}{2\sigma_w^2}\right], \quad (3.7)$$

e decidirá por  $H_0$ , caso contrário.

Para a generalização de (3.5) para qualquer valor de  $M$ , primeiramente deve-se analisar os valores esperados de  $r$  no FC. No caso específico onde o canal de controle é AWGN,  $h_k = 1; \forall k$ , o valor esperado para o sinal recebido,  $r = \sum_{k=1}^M h_k s_k$ , segue uma distribuição Binomial com  $M + 1$  valores que podem ser representados geometricamente como pontos em uma única dimensão espacial, como mostrado na Figura 8. Note que o exemplo numérico para  $M = 2$  se encontra na Tabela 1.

É possível observar pela Figura 8 que os pontos da constelação do sinal recebido poderão ser divididos em dois grupos distintos. O grupo de pontos

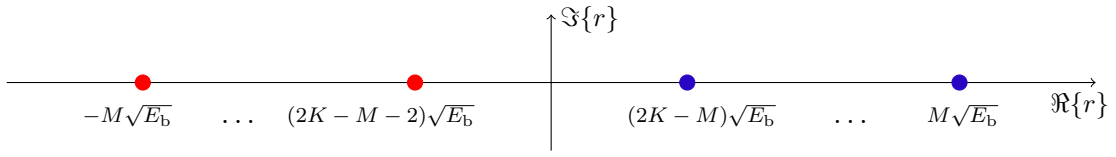


Figura 8 – Constelação formada pelos valores esperados do sinal recebido na condição de canal AWGN ( $h_k = 1$ ).

$D_0 \in \{-M\sqrt{E_b}, \dots, (2K - M - 2)\sqrt{E_b}\}$  corresponde ao evento onde o número de SUs que detectaram o PU é menor que  $K$ , hipótese  $H_0$ . O outro grupo de pontos  $D_1 \in \{(2K - M)\sqrt{E_b}, \dots, M\sqrt{E_b}\}$  corresponde ao evento  $H_1$ , onde pelo menos  $K$  SUs detectaram a atividade do PU.

No entanto, é mais razoável considerar a situação mais realista, na qual o canal de controle apresenta um ganho complexo da seguinte forma:  $h_k = \alpha_k e^{-j\beta_k}$ . Neste caso, os símbolos transmitidos  $s_k$  se somam de maneira incoerente no FC. Negligenciando a influência do ruído, os valores esperados de  $r$  correspondem à soma de variáveis de Bernoulli  $s_k$ , ponderadas pelos ganhos  $h_k$ , formando um conjunto com  $2^M$  possíveis combinações de decisões locais dos SUs, cuja representação geométrica depende dos ganhos  $h_k$ . Em [26], considera-se que o FC possui total conhecimento sobre os ganhos dos canais de controle para cada SU ( $h_k$ ) e sobre a variância do ruído ( $\sigma_w^2$ ). Portanto, as amostras do sinal recebido também podem ser classificadas em dois grupos distintos,  $D_1$  e  $D_0$ , que correspondem respectivamente às hipóteses  $H_1$  e  $H_0$ . O número de elementos dentro de cada um dos grupos  $D_1$  e  $D_0$  é definido pela regra  $K$ -em- $M$  e é dado respectivamente por

$$\mathcal{L}_1 = \sum_{l=K}^M \binom{M}{l} \quad ; \quad \mathcal{L}_0 = 2^M - \mathcal{L}_1. \quad (3.8)$$

Por fim, o autor em [26] propõe uma regra de decisão global, que é uma generalização da regra em (3.5). Seja  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_M]$  o vetor formado pelos símbolos BPSK transmitidos  $s_k = (2u_k - 1)\sqrt{A}$ , as decisões locais dos  $M$  SUs da rede cognitiva, o centro de fusão irá decidir pela hipótese  $H_1$  se

$$\sum_{\mathbf{s} \in D_1} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_w^2} \left| r - \sum_{k=1}^M h_k s_k \right|^2 \right\} \geq \sum_{\mathbf{s} \in D_0} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_w^2} \left| r - \sum_{k=1}^M h_k s_k \right|^2 \right\}, \quad (3.9)$$

e irá decidir por  $H_0$  caso contrário.

É também investigado em [26] o desempenho da rede de sensoriamento proposta em termos das probabilidades globais de falso alarme e detecção considerando um canal de controle com ganho unitário, ou seja,  $h_k = 1; \forall k$ . Na próxima seção é feita uma análise detalhada sobre o desenvolvimento destas expressões.



### 3.3 Probabilidades de detecção e falso alarme globais em canais AWGN

A Figura 9 ilustra os valores esperados de  $r$  para uma situação com  $M = 3$  CRs na rede secundária e, além disso, ilustra a função densidade de probabilidade do ruído AWGN no receptor e outras informações que serão usadas durante o desenvolvimento das expressões das probabilidades globais de detecção e falso alarme para o esquema proposto em [26].

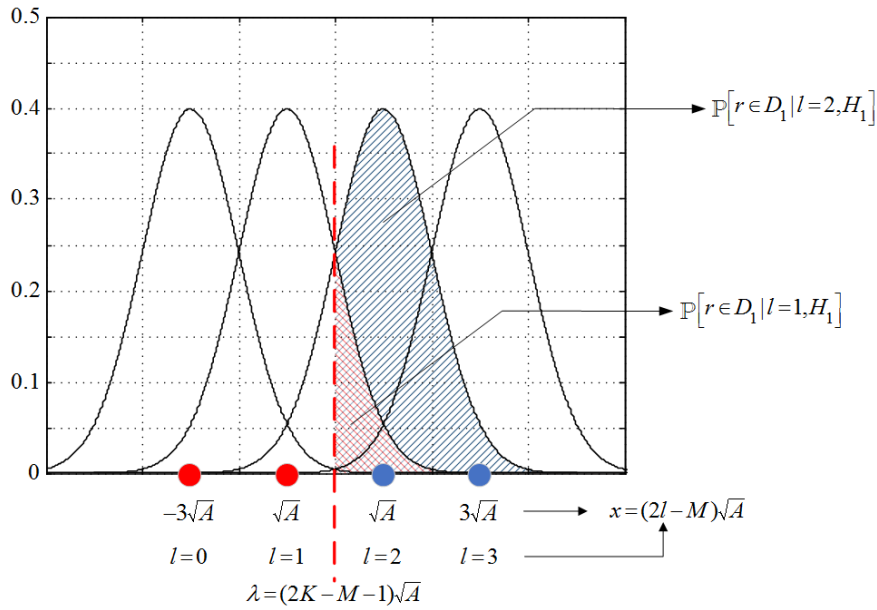


Figura 9 – Análise do sinal recebido no FC para  $M = 3$  e canal AWGN.

Sejam  $P_{D,FC}$  e  $P_{FA,FC}$  as probabilidades de detecção e falso alarme globais, respectivamente. Analisando a Figura 9 é possível perceber que

$$P_{D,FC} = \mathbb{P}[r \in D_1 | H_1] = \mathbb{P}[r \in D_1 | l = 0, H_1] \mathbb{P}[l = 0 | H_1] + \mathbb{P}[r \in D_1 | l = 1, H_1] \mathbb{P}[l = 1 | H_1] + \mathbb{P}[r \in D_1 | l = 2, H_1] \mathbb{P}[l = 2 | H_1] + \mathbb{P}[r \in D_1 | l = 3, H_1] \mathbb{P}[l = 3 | H_1], \quad (3.10)$$

a qual pode ser reescrita de forma genérica como

$$P_{D,FC} = \sum_{l=0}^M \mathbb{P}[r \in D_1 | l, H_1] \mathbb{P}[l | H_1]. \quad (3.11)$$

Para o conjunto de pontos  $l \in \{0, \dots, K - 1\}$ , a probabilidade  $\mathbb{P}[r \in D_1 | l, H_1]$  pode ser calculada pela função erro Gaussiana. A Figura 9 ilustra qual o valor desta probabilidade para  $l = 1$ . A ilustração da probabilidade para  $l = 0$  e  $l = 3$  foram omitidas na Figura 9 para evitar confusão visual. Portanto, seja  $\lambda_{FC} = (2K - M - 1)\sqrt{A}$  e  $x = (2l - M)\sqrt{A}$ , pode-se calcular a probabilidade em questão para os valores de  $l$

dentro do conjunto, da seguinte forma

$$\mathbb{P}[r \in D_1 | l, H_1] = Q \left[ (\lambda_{\text{FC}} - x) \sqrt{\frac{2A}{N_0}} \right] = Q \left[ (2K - 2l - 1) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right] ; \forall l \in \{0, \dots, K - 1\}. \quad (3.12)$$

De forma similar, e analisando o exemplo na Figura 9 para  $\mathbb{P}[r \in D_1 | l = 2, H_1]$ , tem-se que, para o conjunto de pontos  $l \in \{K, \dots, M\}$ , pode-se escrever que

$$\begin{aligned} \mathbb{P}[r \in D_1 | l, H_1] &= 1 - Q \left[ (x - \lambda_{\text{FC}}) \sqrt{\frac{2A}{N_0}} \right] = 1 - Q \left[ -(2K - 2l - 1) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right] \\ &= Q \left[ (2K - 2l - 1) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right] ; \forall l \in \{K, \dots, M\}, \end{aligned} \quad (3.13)$$

onde foi aplicada a conhecida relação  $1 - Q(-z) = Q(z)$ .

Portanto, aplicando (3.13) e (3.12) em (3.11) e, ainda, lembrando que  $\mathbb{P}[l | H_1]$  já foi definida em (2.11), tem-se que a probabilidade de detecção global para o esquema proposto em [26] é dada por

$$\begin{aligned} P_{\text{D,FC}} &= \mathbb{P}[r \in D_1 | H_1] = \sum_{l=0}^M \mathbb{P}[r \in D_1 | l, H_1] \mathbb{P}[l | H_1] \\ &= \sum_{l=0}^M Q \left[ (2K - 2l - 1) \sqrt{2\gamma_{\text{FC}}} \right] \binom{M}{l} (P_{\text{D,SU}})^l (1 - P_{\text{D,SU}})^{M-l}. \end{aligned} \quad (3.14)$$

Fazendo um processo análogo, tem-se que a probabilidade de falso alarme global para o esquema proposto em [26] é dada por

$$\begin{aligned} P_{\text{FA,FC}} &= \mathbb{P}[r \in D_1 | H_0] = \sum_{l=0}^M \mathbb{P}[r \in D_1 | l, H_0] \mathbb{P}[l | H_0] \\ &= \sum_{l=0}^M Q \left[ (2K - 2l - 1) \sqrt{2\gamma_{\text{FC}}} \right] \binom{M}{l} (P_{\text{FA,SU}})^l (1 - P_{\text{FA,SU}})^{M-l}, \end{aligned} \quad (3.15)$$

onde, lembrando,  $P_{\text{D,SU}}$  e  $P_{\text{FA,SU}}$  são as probabilidades de detecção e falso alarme locais, respectivamente.

Quando o canal de controle apresenta ganhos complexos e, possivelmente variáveis no tempo, as regiões de decisão se tornam bidimensionais, com forma irregular e aleatória, tornando a dedução das probabilidades de falso alarme e de detecção uma tarefa muito mais desafiadora quando comparada ao caso de ganhos unitários.

### 3.4 Comentários e alguns resultados sobre o modelo de referência

Em um primeiro momento, é importante verificar se a regra de decisão proposta em [26] e expressa em (3.9) é equivalente à regra de decisão ótima expressa em (2.19) e também à regra  $K$ -em- $M$  em (2.9) comumente usada no sistema tradicional. Para tal, a

Figura 10 ilustra o comportamento da probabilidade de erro global ( $P_{\text{erro,FC}}$ ) para cada valor de  $K$  na regra de decisão em (3.9) e faz a comparação com o resultado obtido pela regra de decisão ótima em (2.19). Os parâmetros usados foram  $M = 5$ ,  $N = 100$  e  $\gamma_{\text{SU}} = -5$  dB.

É possível notar que a regra proposta em [26] possui o mesmo desempenho que as regras  $K$ -em- $M$  para canais ortogonais na condição de canal ideal, como afirmado em [26] e constatado pela comparação entre os resultados das Figuras 4 e 10. Este resultado é particularmente interessante, pois mostra que de acordo com a parametrização do sistema proposto em [26] pode-se conseguir o mesmo desempenho que a regra ótima de decisão baseada no teste de razão de verossimilhanças. Em outras palavras, a principal conclusão que pode ser obtida é que a regra de fusão eficiente de dados de (3.9) é equivalente à regra ótima apresentada em (2.19) para determinadas faixas de valores do limiar de decisão local, da mesma forma que a regra comumente usada para o sistema tradicional, abordada na Seção 2.4. É importante salientar que a análise feita na Figura 10 compreende um canal de controle livre de erros. Para canais com erros, a regra de decisão em (3.9) equivale às regras ótimas e  $K$ -em- $M$  do sistema tradicional somente para valores de  $\gamma_{\text{FC}}$  suficientemente altos. Esta constatação será demonstrada a partir dos próximos resultados apresentados.

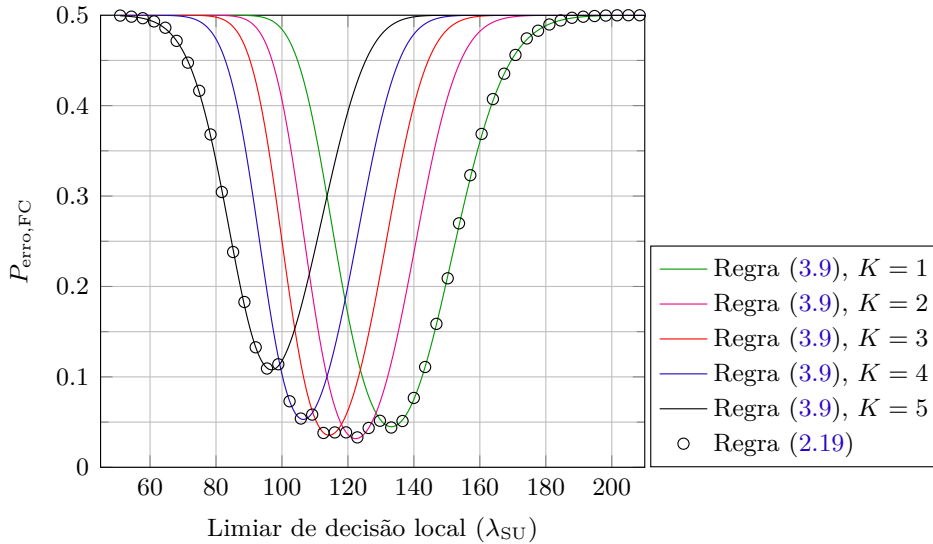


Figura 10 – Probabilidade de erro em função do limiar de decisão local para diferentes valores de  $K$  em (3.9) e para a regra de decisão ótima em (2.19).

A Figura 11 apresenta alguns resultados sobre o desempenho em termos de ROC para o sistema proposto em [26], denominado CSS referência na figura, e os comparam aos desempenhos dos sistemas de sensoriamento individual e CSS tradicional (com canais de controle ortogonais). O desempenho teórico do sistema tradicional é calculado usando as expressões (2.13) e (2.14) tanto para canal AWGN quanto para canal Rayleigh, enquanto

que o desempenho teórico para o esquema de referência é calculado por (3.14) e (3.15) somente para canal AWGN, pois, não existem expressões teóricas para desempenho em canais Rayleigh. Os parâmetros para geração destes resultados foram escolhidos arbitrariamente com:  $N = 100$ ,  $\gamma_{\text{SU}} = -7$  dB, regra de fusão MAJ,  $\gamma_{\text{FC}} = 2$  dB para canal AWGN e  $\gamma_{\text{FC}} = 7$  dB para canal Rayleigh.

Nota-se nos exemplos escolhidos que o desempenho do sistema de referência é ligeiramente melhor que o desempenho do sistema tradicional quando o canal de controle é AWGN. No entanto, quando o canal de controle possui um ganho complexo, o desempenho do sistema CSS de referência é sensivelmente pior que o sistema tradicional. No entanto, há de se considerar que, para o sistema de referência, existirá um aumento na eficiência espectral do sistema CSS.

Para o caso de canal de controle com desvanecimento Rayleigh, há pontos de cruzamento entre as ROCs do desempenho individual e cooperativo. Sendo assim, isso sugere uma análise quanto ao desempenho em termos da mínima probabilidade de erro, feita a seguir.

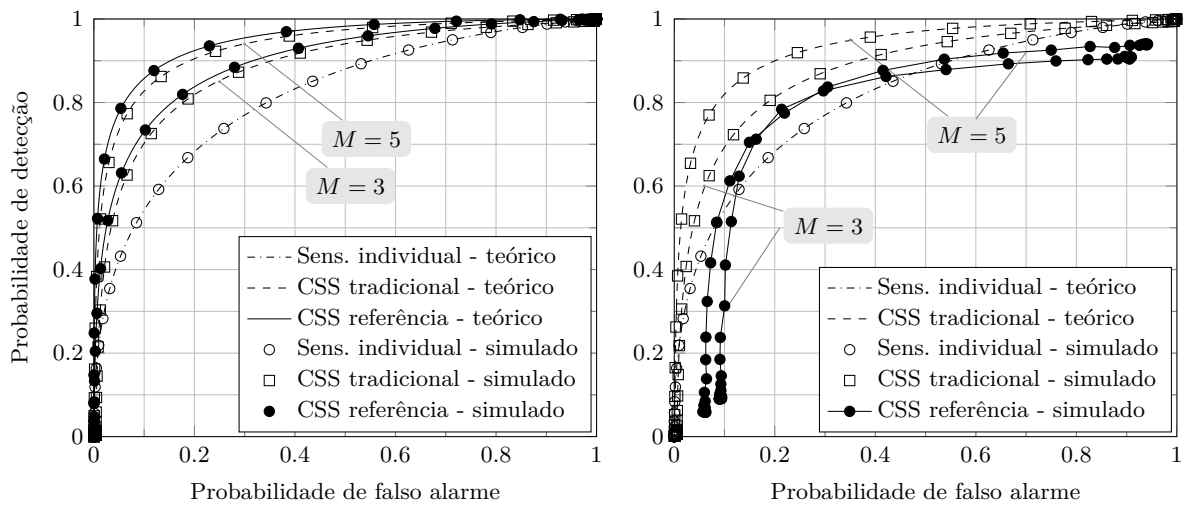


Figura 11 – Desempenho em termos de ROC para sensoriamento individual e cooperativo, sistema tradicional e sistema de referência. Canal AWGN (**esquerda**) e canal Rayleigh (**direita**).

A Figura 12 traz uma comparação de desempenho em termos da mínima probabilidade de erro na tomada de decisão entre os sistemas apresentados. Note que para cada valor de  $\gamma_{\text{FC}}$  existirá um ponto na ROC cujo par de probabilidades de falso alarme e detecção determinam a menor probabilidade de erro, como mostrado em (2.4) e (2.15).

Primeiramente, pode-se notar que, para canal AWGN o uso de sensoriamento cooperativo tradicional (com canais ortogonais) só é recomendado para valores de  $\gamma_{\text{FC}} > -5$  dB e  $\gamma_{\text{FC}} > -3$  dB para rede com  $M = 5$  e  $M = 3$  SUs, respectivamente. Isso se dá, pois, para valores menores que os indicados, pode-se ver que o desempenho do

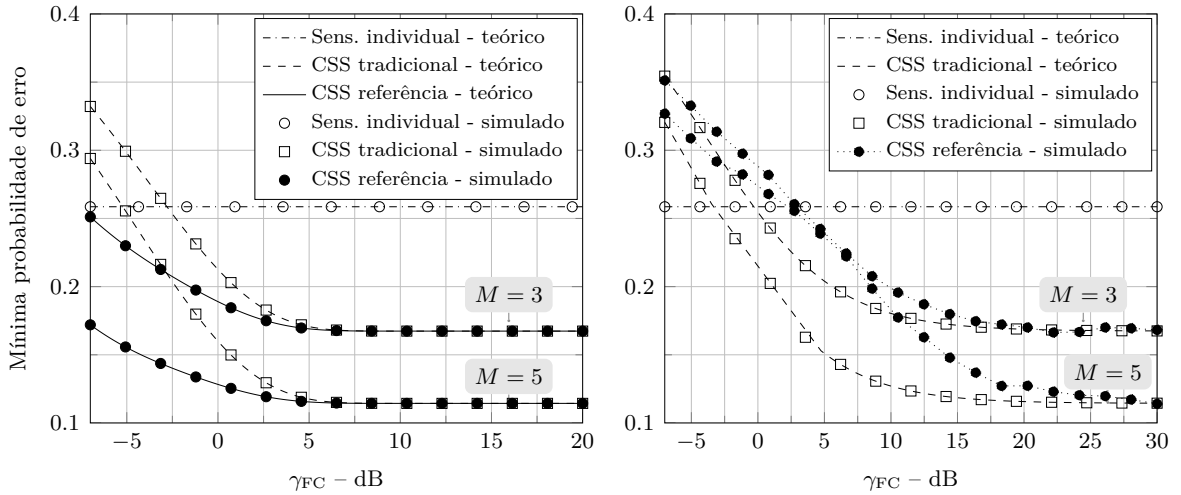


Figura 12 – Desempenho em termos da menor probabilidade de erro para sensoriamento individual e cooperativo, sistema tradicional e de referência. Canal AWGN (**esquerda**) e canal Rayleigh (**direita**).

sensoriamento individual apresenta menor probabilidade de erro que o sistema cooperativo tradicional. Além disso, é possível concluir que o desempenho do sistema de referência é melhor ou igual ao do sistema tradicional para toda a faixa de  $\gamma_{FC}$  analisada e que os dois sistemas atingem o mesmo patamar de desempenho para  $\gamma_{FC} > 6$  dB, aproximadamente.

Já em canais de controle com desvanecimento Rayleigh, a relação se altera, ou seja, o desempenho do sistema cooperativo de referência é pior que o desempenho do CSS tradicional. No entanto, ambos esquemas apresentam o mesmo patamar de desempenho quando  $\gamma_{FC}$  é suficientemente alta. Perceba que, como esperado, o patamar de desempenho das diversas técnicas analisadas são iguais tanto para canal AWGN quanto para canal Rayleigh, porém este patamar é atingido para valores diferentes de  $\gamma_{FC}$  dependendo do tipo do canal de controle. Outro fato importante a se observar é quanto às expressões fornecidas em [26] e expressas por (3.14) e (3.15) para cálculo teórico do desempenho do CSS de referência. Pode-se notar que para a regra de fusão MAJ, as expressões fornecidas descrevem com exatidão o desempenho do sistema proposto em [26] para o caso de canal de controle AWGN, o que pode ser visto nas Figuras 11 e 12. No entanto, como será visto mais a frente, isto só ocorre em dois casos específicos: i) quando a regra de fusão MAJ está sendo usada e ii) para altos valores de  $\gamma_{FC}$  quando as regras de fusão OU e E estão sendo usadas [50]. Para ilustrar esta conclusão, a Figura 13 traz o desempenho em termos de mínima probabilidade de erro para o sistema de referência utilizando a regra de fusão OU e E em canais de controle AWGN. O desempenho do sistema tradicional também é inserido para fins de comparação. Os parâmetros  $\gamma_{SU} = -7$  dB,  $N = 100$  e  $M = 5$  foram escolhidos arbitrariamente.

Perceba que, para o sistema de referência utilizando as regras de fusão OU e E, as

curvas teóricas somente se aproximam dos valores simulados quando  $\gamma_{FC}$  é suficientemente alta (normalmente acima de 6 dB para o exemplo da Figura 13). Os desempenhos teórico e real do esquema proposto em [26] somente se igualam para estes casos específicos.

É importante observar que a regra MAJ permite atingir o menor patamar de erro entre as regras  $K$ -em- $M$ , tanto para o sistema de referência quanto para o sistema tradicional. Logo em seguida, a regra OU e a regra E completam a lista de melhores desempenhos dos sistemas de sensoriamento cooperativo. Isto corrobora com o resultado apresentado pela Figura 10.

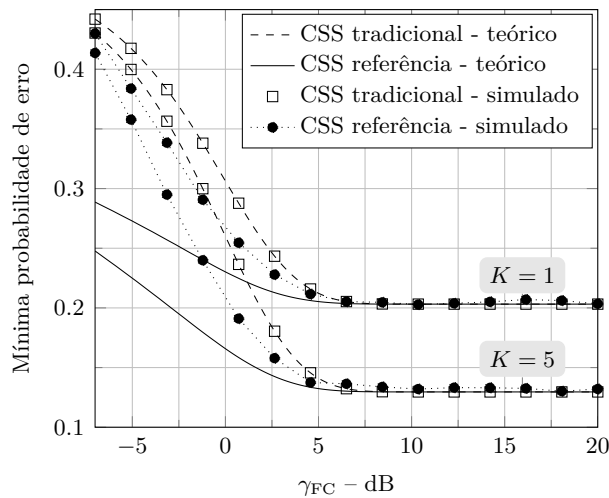


Figura 13 – Desempenho em termos da menor probabilidade de erro para sensoriamento cooperativo, sistema tradicional e de referência.

### 3.5 Melhoria da regra de decisão

O critério de decisão apresentado em [26] e discutido na Seção 3.2 se baseia na razão entre as funções densidade de probabilidade condicional  $f(r|D_i)$ , com  $i \in \{0, 1\}$ . Estas FDPs, que podem ser vistas como verossimilhanças, são conhecidas *a priori* pelo FC, o que permite o cálculo da regra de decisão em (3.9) sem grandes dificuldades, embora possa não levar aos resultados ótimos de decisão [48].

É sabido que critérios ótimos de decisão são conseguidos quando, ao invés de procurar pelo ponto que está associado à maior das verossimilhanças, o receptor procura pelo ponto associado à maior das probabilidades condicionais *a posteriori*. Este último critério é conhecido como critério de decisão por máxima probabilidade *a posteriori*, ou, simplesmente, máxima *a posteriori* (MAP – *maximum a posteriori*) [51].

Baseado neste conhecimento, este trabalho propõe uma melhoria da regra em (3.9) cuja ideia é aplicar o princípio de decisão MAP para verificar a pertinência de  $r$  aos grupos  $D_0$  ou  $D_1$  [52]. Sendo assim, da mesma forma que em (3.4), pode-se escrever que a regra

de decisão melhorada para o sinal recebido no FC  $r$  é dada por

$$f(D_1|r) \underset{u_0=0}{\overset{u_0=1}{\succ}} f(D_0|r). \quad (3.16)$$

No entanto, não é razoável admitir que o FC conheça as funções condicionais *a posteriori*. No entanto, aplicando o teorema de Bayes [51] em (3.16), pode-se reescrever o critério de decisão da seguinte forma

$$f(r|D_1)P_{D_1} \underset{u_0=0}{\overset{u_0=1}{\succ}} f(r|D_0)P_{D_0}, \quad (3.17)$$

onde  $f(r|D_i)$  são as verossimilhanças de  $r$  condicionadas a  $D_i$ , já conhecidas *a priori* pelo FC, enquanto que  $P_{D_1}$  e  $P_{D_0}$  são os conjuntos formados pelas probabilidades *a priori* associadas aos símbolos recebidos pertencentes a cada grupo  $D_1$  e  $D_0$ , respectivamente. O cálculo de  $P_{D_1}$  e  $P_{D_0}$  é mostrado a seguir.

Seja  $\mathbf{S}$  a matriz formada por todas as  $2^M$  possíveis combinações de decisões locais de  $M$  usuários secundários. Como exemplo, é mostrada abaixo a matriz  $\mathbf{S}$  para  $M = 3$ ,

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.18)$$

A probabilidade *a priori* associada a cada símbolo recebido pode ser escrita em função da probabilidade de cada linha  $j$  da matriz  $\mathbf{S}$ , dada por

$$P_j = \mathbb{P}[u_1, u_2, \dots, u_M|H_0]P_{H_0} + \mathbb{P}[u_1, u_2, \dots, u_M|H_1]P_{H_1}, \quad (3.19)$$

onde

$$\mathbb{P}[u_1, u_2, \dots, u_M|H_i] = \begin{cases} \prod_{k=1}^M (P_{\text{FA,SU}})^{S_{j,k}} (1 - P_{\text{FA,SU}})^{1-S_{j,k}} & ; \quad i = 0 \\ \prod_{k=1}^M (P_{\text{D,SU}})^{S_{j,k}} (1 - P_{\text{D,SU}})^{1-S_{j,k}} & ; \quad i = 1 \end{cases}, \quad (3.20)$$

sendo  $S_{j,k}$  o elemento da  $j$ -ésima linha e  $k$ -ésima coluna da matriz  $\mathbf{S}$ . Portanto, substituindo (3.20) em (3.19), pode-se escrever que a probabilidade de ocorrência de um símbolo formado pela combinação da  $j$ -ésima linha da matriz  $\mathbf{S}$  é dada por

$$P_j = P_{H_0} \prod_{k=1}^M (P_{\text{FA,SU}})^{S_{j,k}} (1 - P_{\text{FA,SU}})^{(1-S_{j,k})} + P_{H_1} \prod_{k=1}^M (P_{\text{D,SU}})^{S_{j,k}} (1 - P_{\text{D,SU}})^{(1-S_{j,k})}. \quad (3.21)$$

Portanto, separando os símbolos recebidos entre os grupos  $D_0$  e  $D_1$  e as correspondentes probabilidades *a priori* ( $P_j$ ) dentro dos respectivos grupos  $P_{D_0}$  e  $P_{D_1}$ , de acordo com a regra de decisão melhorada, o FC irá decidir pelo evento  $H_1$  se

$$\sum_{s \in D_1} P_{D_1} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_w^2} \left| r - \sum_{k=1}^M h_k s_k \right|^2 \right\} \geq \sum_{s \in D_0} P_{D_0} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_w^2} \left| r - \sum_{k=1}^M h_k s_k \right|^2 \right\}, \quad (3.22)$$

e irá decidir a favor de  $H_0$  caso contrário.

Note que, para aplicar a regra em (3.22), o FC deve conhecer *a priori* as probabilidades de detecção e falso alarme dos CRs da rede cooperativa. Apesar de ser possível o FC estimar o desempenho local dos SUs [46], em algumas situações não é razoável considerar que o FC tenha este conhecimento. No entanto, é razoável considerar que, ao invés de utilizar as probabilidades reais ou estimadas de detecção e falso alarme locais, o FC utilize as probabilidades alvos de detecção e falso alarme locais definidas como parâmetros de projeto da rede cognitiva. Por exemplo, o padrão IEEE 802.22 define que as probabilidades alvos globais de detecção e falso alarme sejam, respectivamente  $P_{D,FC}^{(A)} = 0,9$  e  $P_{FA,FC}^{(A)} = 0,1$ . Sendo assim, pode-se calcular as probabilidades alvos locais de detecção  $P_{D,SU}^{(A)}$  e falso alarme  $P_{FA,SU}^{(A)}$  invertendo-se as expressões (2.13) e (2.14), respectivamente, considerando os valores alvos das probabilidades globais. Sendo assim, se os CRs tiverem, na prática, um desempenho real próximo ao desejado no projeto, a expressão (3.22) poderá ser usada no FC, melhorando o desempenho global da rede secundária se comparada à regra em (3.9).

É importante notar que, caso as probabilidades dos símbolos em  $P_{D_1}$  forem iguais as probabilidades dos símbolos em  $P_{D_0}$ , diz-se que os grupos são equiprováveis e, portanto, as regras baseadas nos princípios MAP e ML se equivalem. Em outras palavras, o desempenho da regra em (3.9) será o mesmo que a regra definida em (3.22).

A regra de decisão melhorada apresenta praticamente a mesma complexidade da regra de decisão em (3.9), uma vez que as probabilidades  $P_{D_1}$  e  $P_{D_0}$  são calculadas apenas uma única vez pelo FC, antes do início de operação da rede cognitiva. Em outras palavras, no início da operação da rede, as probabilidades  $P_{D_1}$  e  $P_{D_0}$  são calculadas por meio de (3.21) e são usadas em todas as rodadas do sensoriamento espectral. Portanto, as complexidades das duas regras são praticamente função do cálculo das exponenciais que estão presentes em mesma quantidade nas duas regras.

## 3.6 Resultados comparativos entre as regras de decisões de referência e melhorada

Figura 14 apresenta alguns resultados sobre o desempenho em termos de ROC para o sistema proposto em [26] utilizando as regras de decisão globais (3.9) e (3.22) e os



comparam aos desempenhos dos sistemas de sensoriamento CSS tradicional.

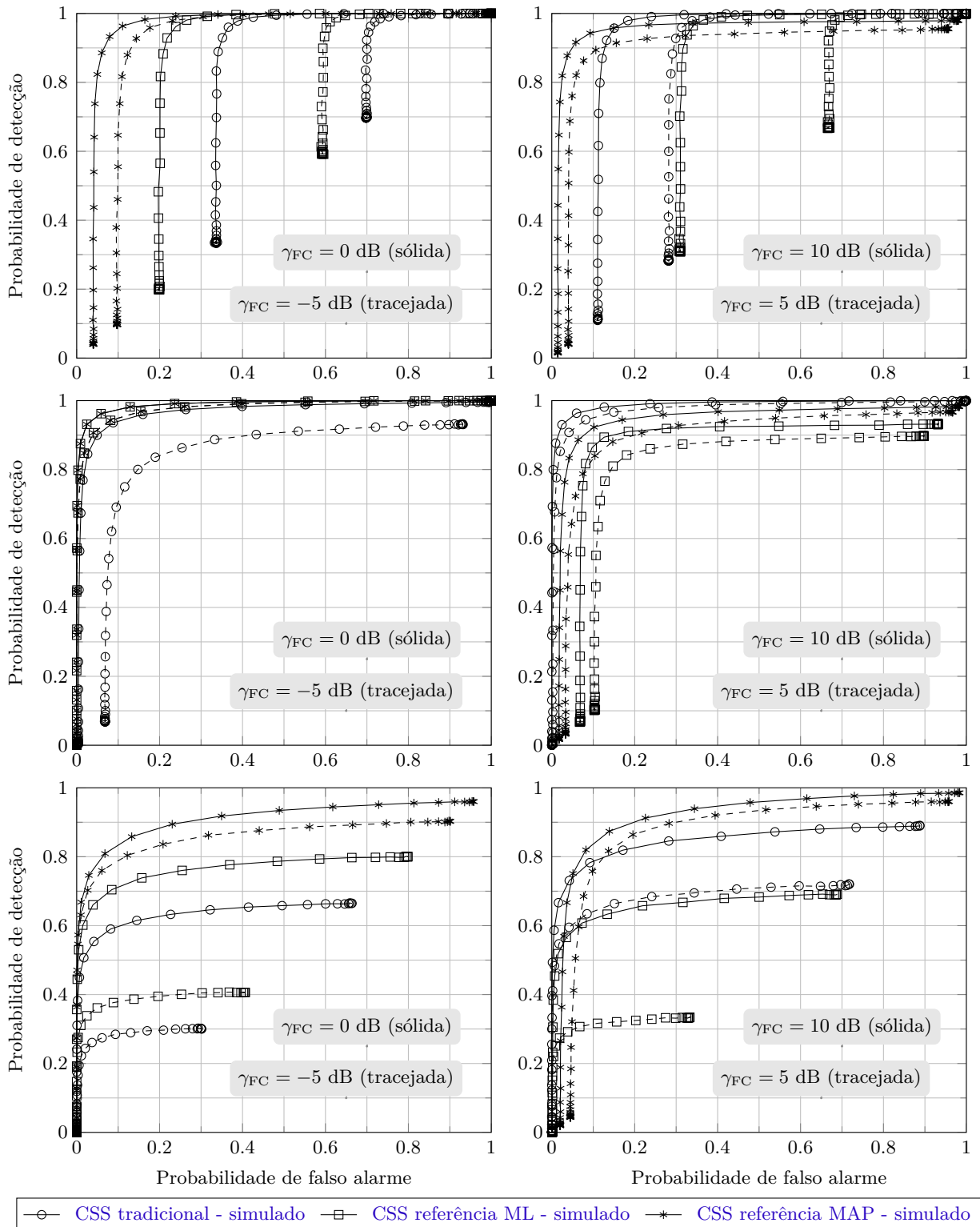


Figura 14 – Desempenho em termos de ROC para as regras de decisão de referência e melhorada em comparação com o sistema tradicional. Regra de fusão OU (superior), MAJ (meio) e E (inferior). Canal AWGN (esquerda) e Canal Rayleigh (direita).

Os parâmetros para geração destes resultados foram escolhidos arbitrariamente com:  $M = 5$  SUs, valores de  $K = 1$ ,  $K = \lceil M/2 \rceil = 3$  e  $K = M = 5$  na regra de fusão  $K$ -em- $M$ . A razão sinal-ruído nos SUs é configurada com  $\gamma_{\text{SU}} = -5$  dB e a SNR por bit no FC é  $\gamma_{\text{FC}} = -5$  dB e 0 dB para canal AWGN, enquanto que,  $\gamma_{\text{FC}} = 5$  dB e 10 dB para canal com desvanecimento Rayleigh.

Especificamente para a regra de decisão melhorada, as probabilidades alvos globais e locais de detecção e falso alarme são configuradas de acordo com a Tabela 2. Lembre-se que,  $P_{\text{FA,FC}}^{(A)}$  e  $P_{\text{D,FC}}^{(A)}$  são parâmetros do projeto, enquanto que  $P_{\text{FA,SU}}^{(A)}$  e  $P_{\text{D,SU}}^{(A)}$  podem ser obtidas invertendo-se as expressões (2.13) e (2.14), respectivamente.

Tabela 2 – Parâmetros de simulação para resultados das Figuras 14 e 15

Parâmetros		Valores
$P_{\text{FA,FC}}^{(A)}$		0,1
$P_{\text{D,FC}}^{(A)}$		0,9
$K = 1$	$P_{\text{FA,SU}}^{(A)}$	0,021
	$P_{\text{D,SU}}^{(A)}$	0,369
$K = 3$	$P_{\text{FA,SU}}^{(A)}$	0,247
	$P_{\text{D,SU}}^{(A)}$	0,753
$K = 5$	$P_{\text{FA,SU}}^{(A)}$	0,631
	$P_{\text{D,SU}}^{(A)}$	0,979

É clara a grande vantagem da regra de decisão melhorada (3.22) em comparação com a regra de referência (3.9). Os maiores ganhos foram obtidos para as regras de fusão E e OU. Além disso, o desempenho da regra de decisão melhorada não é muito sensível à variação do valor de  $K$  e  $\gamma_{\text{FC}}$ . As regras de decisão (3.9), (3.22) e tradicional tendem a terem o mesmo desempenho quando  $\gamma_{\text{FC}}$  é suficientemente alto, como já esperado. Contudo, a regra melhorada atinge os valores alvos de desempenho para valores menores de  $\gamma_{\text{FC}}$  para canal AWGN. Para canal Rayleigh, isso se repete para as regras de fusão E e OU, enquanto que para a regra MAJ o sistema tradicional atinge os valores alvos com menor  $\gamma_{\text{FC}}$ . Como esperado, o desempenho das regras (3.22) e (3.9) se tornam iguais quando  $P_{D_1}$  e  $P_{D_0}$  são equiprováveis. Isso é mostrado para o caso onde  $K = 3$  em canais de controle AWGN. A Figura 15 ilustra o desempenho em termos da mínima probabilidade de erro para as regras de decisão tradicional, referência e melhorada, no qual estes resultados corroboram as conclusões já observadas.

### 3.7 Conclusões

De fato, o sistema proposto em [26] aumenta a eficiência espectral ao permitir que todos os SUs da rede enviem suas decisões locais ao mesmo tempo e na mesma frequência

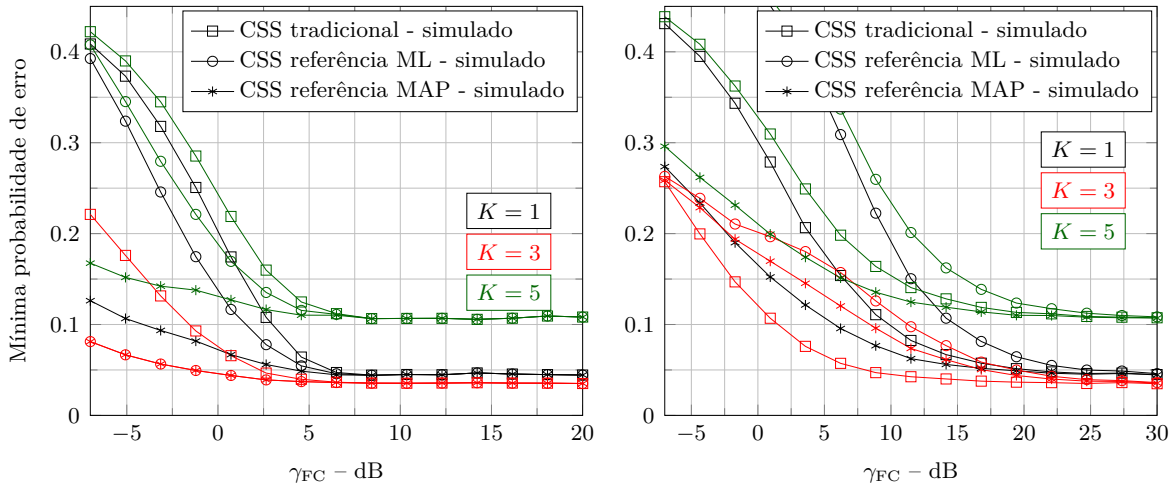


Figura 15 – Desempenho em termos da mínima probabilidade de erro para as regras de decisão de referência e melhorada em comparação com o sistema tradicional. Canal AWGN (**esquerda**) e Canal Rayleigh (**direita**).

para o FC, ao contrário do que acontece nos sistemas CSS tradicionais, onde os SUs devem transmitir suas decisões por canais ortogonais.

A regra de decisão global proposta em [26] permite que o FC consiga tomar uma decisão global mesmo analisando um sinal recebido cuja composição é feita pela soma dos diversos sinais enviados pelos diferentes SUs na rede cognitiva.

O desempenho do sistema CSS em [26] supera o desempenho dos sistemas tradicionais quando o canal de controle é AWGN, o que não acontece para canal de controle com desvanecimento Rayleigh. No entanto, todos os sistemas tendem a um desempenho comum quando a razão-sinal ruído do canal de controle é suficientemente alta. Além disso, também evidencia-se que o desempenho da regra de decisão em [26] equivale ao desempenho da regra ótima apresentada no Capítulo 2 quando a razão sinal-ruído é suficientemente alta.

Foi observado que as expressões teóricas para cômputo das probabilidades globais de detecção e falso alarme fornecidas em [26] possuem algumas limitações. As expressões são válidas para os casos onde se usa a regra de fusão MAJ e nos casos onde a razão sinal-ruído do canal de controle é suficientemente alta para regras E e OU.

A melhoria da regra de decisão confere ao sistema de sensoriamento cooperativo eficiente um maior desempenho em termos de confiabilidade da decisão global, principalmente nos casos onde os canais de controle apresentam desvanecimento Rayleigh, e sem imprimir ao sistema um grande aumento de complexidade.

## 4 Esquema de fusão eficiente com pré-compensação das decisões transmitidas

Este capítulo trata de um esquema de decisão eficiente, semelhante ao apresentado no Capítulo 3, porém, com uma modificação na qual a tarefa de estimativa de canal é transferida do FC para os SUs, sem a necessidade de envio destas estimativas para o FC. Neste esquema modificado, as estimativas dos ganhos dos canais de controle são usadas pelos SUs para pré-compensar a rotação de fase e compensar parcialmente o módulo do ganho do canal de controle. Esta compensação parcial é resultado do ceifamento do sinal de transmissão para controle da razão entre a potência máxima e a potência média (PAPR – *Peak-to-Average Power Ratio*) do sinal transmitido. Este capítulo mostra, por meio de expressões analíticas e simulações computacionais, que o esquema com pré-compensação pode produzir uma grande melhoria no desempenho da rede cognitiva, além de reduzir a complexidade de implementação quando comparada com o esquema original proposto em [26].

### 4.1 Esquema de fusão com pré-compensação

Da mesma forma que em [26], considera-se no esquema com pré-compensação que o ganho complexo do canal de controle entre os SUs e o FC são conhecidos. No entanto, ao contrário de [26], esses ganhos de canal são conhecidos apenas pelos SUs, e não pelo FC. Na prática, a estimativa desses ganhos pode ser feita por meio de um sinal piloto transmitido periodicamente pelo FC em direção aos SUs, ou seja, no sentido de *downlink*.

Estimativas de ganhos de canal feitas no sentido de *uplink*, como proposta em [26], podem ser feitas contando que o tempo de coerência do canal seja grande o suficiente para comportar o tempo de envio dos sinais pilotos e o envio das decisões locais por parte dos SUs. Para um canal com desvanecimento suficientemente lento, o período das transmissões dos sinais pilotos pode ser grande, levando a uma baixa vazão média de dados da rede secundária. É importante lembrar que, no caso de [26], estimar o ganho do canal de controle no FC por meio de sinais pilotos no sentido de *uplink* exige uma grande quantidade de recursos de tempo ou frequência, uma vez que os sinais pilotos de cada SU devem ser ortogonais aos sinais dos outros SUs da rede.

As estimativas de canal no esquema de fusão com pré-compensação são usadas por cada SU para pré-compensar a rotação de fase do canal de controle e compensar parcialmente o correspondente módulo deste ganho, como descrito a seguir.

Seja o ganho complexo do canal de controle entre o  $k$ -ésimo SU e o FC dado por  $h_k = \alpha_k e^{-j\beta_k}$ . Seja o limiar de ceifamento definido por uma constante positiva  $C$ . Este limiar irá limitar a energia média por símbolo transmitido quando o canal apresentar baixos valores para o módulo do ganho do canal  $\alpha_k$ . Tal limiar é necessário na prática para fins de controle da PAPR do sinal transmitido. Pois, sem este controle, símbolos com altos valores de pico na amplitude irão impor forte limitação no projeto do amplificador de potência. O qual terá que trabalhar com eficiência energética muito baixa e faixas dinâmicas muito amplas, talvez proibitivas.

Por influência da pré-compensação do canal e do ceifamento do sinal, um símbolo transmitido contendo a decisão local do  $k$ -ésimo SU pode ser escrito por

$$s_k = (2u_k - 1) \min\left(\frac{1}{\alpha_k}, C\right) e^{j\beta_k} \sqrt{A}, \quad (4.1)$$

onde,  $A$  define a amplitude média por símbolo transmitido. Note que o símbolo transmitido, como definido em (4.1), define uma constelação BPSK escalonada e rotacionada que pode ser gerada facilmente na prática utilizando transmissores em quadratura [44].

Como todos os  $M$  SUs podem transmitir suas decisões locais ao mesmo tempo e na mesma frequência, o sinal recebido pelo FC, contaminado pelo ruído aditivo ( $w$ ), é dado por

$$r = \sum_{k=1}^M h_k s_k + w = \sum_{k=1}^M (2u_k - 1) \alpha_k \min\left(\frac{1}{\alpha_k}, C\right) \sqrt{A} + w. \quad (4.2)$$

Uma vez que foi feita a pré-compensação da fase nos SUs, os sinais recebidos no FC se somam coerentemente e, como consequência, as amostras do sinal recebido possuem valores reais. Se o valor de  $C \rightarrow \infty$ , significando que não há ceifamento do sinal transmitido, por meio de (4.2) pode-se notar que o valor esperado dos símbolos recebidos pelo FC,  $\sum_{k=1}^M s_k h_k$ , será a soma de  $M$  variáveis aleatórias de Bernoulli, tendo assim uma distribuição Binomial com  $M + 1$  símbolos contendo valores reais. Da mesma forma que ilustra a Figura 8, os  $K$  símbolos com os menores valores correspondem ao grupo  $D_0$  (evento  $H_0$ ), enquanto que os restantes  $M + 1 - K$  símbolos correspondem ao grupo  $D_1$  (evento  $H_1$ ), de acordo com a regra de fusão  $K$ -em- $M$ . Na constelação formada pelos valores esperados do sinal recebido, o valor de amplitude do  $i$ -ésimo símbolo recebido é dado por  $(2i - M)\sqrt{A}$ ,  $i = 0, 1, \dots, M$ , enquanto que a probabilidade de ocorrência do  $i$ -ésimo símbolo recebido é dada por

$$b_i(p) = \binom{M}{i} p^i (1 - p)^{M-i}, \quad (4.3)$$

onde  $p$  é a probabilidade de sucesso da variável aleatória de Bernoulli, associada à probabilidade de transmissão da decisão  $u_k = 1$ , dada por

$$p = \mathbb{P}[u_k = 1] = P_{H_0} P_{\text{FA}, \text{SU}} + P_{H_1} P_{\text{D}, \text{SU}}. \quad (4.4)$$

Por conseguinte, a probabilidade de transmissão da decisão local  $u_k = 0$  é dada por  $(1-p)$ .

À medida que o valor de  $C$  diminui, o efeito do ceifamento começa a ser notado em  $r$ . Como exemplo, a Figura 16 ilustra o histograma do sinal recebido na ausência de ruído AWGN para  $M = 3$ ,  $A = 1$ ,  $C = 3$  e  $p = 0,3$ . Por meio desta figura, é possível notar que símbolos com valores diferentes dos esperados  $(2i - M)\sqrt{A}$  começam a aparecer. A probabilidade de ocorrência destes valores diferentes dos esperados depende do valor do limiar de ceifamento. Quanto maior o valor de  $C$ , menor a probabilidade de ocorrência destes símbolos. A probabilidade associada ao evento em que os valores de símbolos recebidos se situem fora dos valores esperados é dada pela probabilidade de ceifamento em um ou mais usuários secundários, ou seja,

$$P_{\text{out}} = 1 - (1 - P_{\text{clip}})^M, \quad (4.5)$$

onde  $P_{\text{clip}}$  é a probabilidade de ocorrência de um ceifamento em um único SU. Considerando um canal com desvanecimento Rayleigh, esta probabilidade pode ser calculada por

$$P_{\text{clip}} = \int_0^{1/C} \frac{2z}{\Omega} \exp\left(-\frac{z^2}{\Omega}\right) dz = 1 - \exp\left(-\frac{1}{C^2\Omega}\right), \quad (4.6)$$

onde, um maior detalhamento sobre (4.6) pode ser visto no Anexo C. Por meio da Figura 16, pode ser notado um aspecto muito importante do esquema de fusão com pré-compensação. Observe que a decisão no FC pode ser feita com base em uma comparação simples da amostra do sinal recebido com um limiar de decisão global  $\lambda_{\text{FC}}$ , ou seja

$$r \underset{u_0=0}{\overset{u_0=1}{>}} \lambda_{\text{FC}}, \quad (4.7)$$

onde  $\lambda_{\text{FC}}$  é calculado de forma exata a partir de

$$\lambda_{\text{FC}} = (2K - M - 1)\sqrt{A}. \quad (4.8)$$

Como exemplo, analisando ainda a Figura 16, se  $K = 1$ , o valor do limiar de decisão global será  $\lambda_{\text{FC}} = -2$ , que corresponde ao ponto central entre o símbolo de  $D_0$  junto com seus símbolos vizinhos e os demais símbolos de  $D_1$  com seus respectivos vizinhos.

Observe que a regra de decisão global do sistema com pré-compensação em (4.7) não possui nenhuma exigência quanto ao conhecimento da variância do ruído no FC. Diferentemente das regras de decisão em (3.9) e (3.22) para o sistema de referência. Portanto, no sistema com pré-compensação, não precisa-se estimar a variância do ruído no FC, o que torna este esquema ainda mais atrativo do que o sistema de referência.

## 4.2 Definição do limiar de ceifamento

Uma questão natural que surge ao analisar o esquema de fusão eficiente com pré-compensação é determinar qual é o valor adequado para o limiar de ceifamento  $C$ . Para

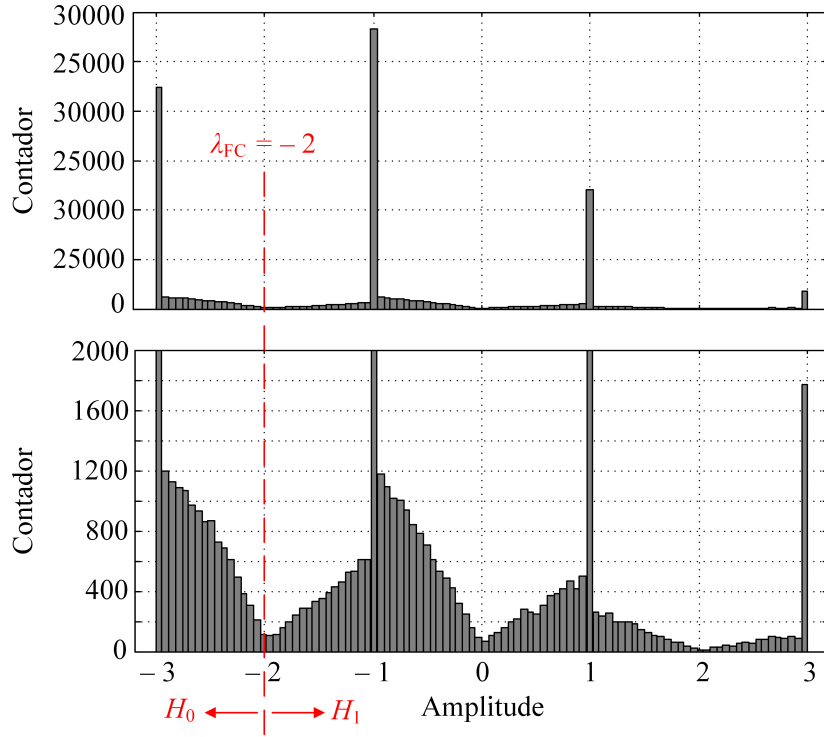


Figura 16 – Histograma do sinal recebido na ausência do ruído aditivo. O valor de  $\lambda_{\text{FC}}$  destacado refere-se à regra OU,  $K = 1$ . A parte inferior da figura é uma parte escalonada da parte superior da figura.

responder esta questão, primeiramente é necessário notar que, do ponto de vista do desempenho do sensoriamento espectral, o valor de  $C$  deve ser tão grande quanto possível para que  $P_{\text{clip}}$  e, conseqüentemente,  $P_{\text{out}}$  tenham os menores valores possíveis. Contudo, grandes valores de  $C$  resultam em uma PAPR proibitiva, uma vez que símbolos com alta energia deverão aparecer toda vez que a estimativa do módulo do ganho do canal,  $\alpha_k$ , apresentar baixos valores. Portanto, claramente existe uma solução de compromisso relacionada à escolha do limiar de ceifamento. Para solucionar este problema, primeiramente deve-se definir a PAPR do sinal transmitido pelo  $k$ -ésimo SU, na qual pode ser escrita com base em (4.1), da seguinte forma

$$\text{PAPR}[s_k] = \frac{\|s_k\|_{\infty}^2}{\mathbb{E}[\|s_k\|_2^2]} = \frac{(C\sqrt{A})^2}{\xi} = \frac{C^2 A}{\xi}, \quad (4.9)$$

onde  $\|s_k\|_{\infty}$  é a norma de Chebyshev de  $s_k$ ,  $\|s_k\|_2$  é a norma Euclidiana de  $s_k$  e  $\mathbb{E}[\cdot]$  denota o valor esperado de  $[\cdot]$ . Considerando que o canal de comunicação entre o  $k$ -ésimo SU e o FC tenha distribuição Rayleigh, o denominador  $\xi$  pode ser escrito da seguinte forma

$$\begin{aligned} \xi &= \mathbb{E}[\|s_k\|_2^2] = \int_0^{\infty} A \min^2\left(\frac{1}{\alpha_k}, C\right) \frac{2\alpha_k}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha_k^2}{\Omega}\right) d\alpha_k \\ &= \text{E}_1\left(\frac{1}{C^2}\right) \frac{A}{\Omega} + C^2 \left[1 - \exp\left(-\frac{1}{\Omega C^2}\right)\right] A, \end{aligned} \quad (4.10)$$

onde  $E_1(\cdot)$  indica a função integral exponencial generalizada de ordem unitária, que é tabelada e disponível nos principais *softwares* de manipulação matemática [53]. Um maior detalhamento sobre (4.10) pode ser visto no Anexo C.

A Figura 17 mostra o comportamento de (4.6) e (4.9) em função de  $C$ . O valor de  $A = 1$  foi arbitrariamente escolhido.

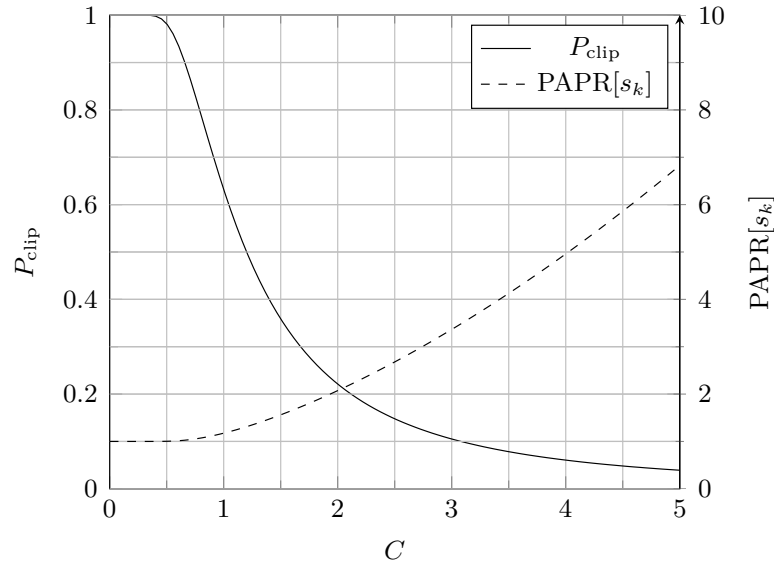


Figura 17 –  $P_{\text{clip}}$  e  $\text{PAPR}[s_k]$  versus  $C$ .

Pode-se notar na Figura 17 que  $P_{\text{clip}}$  decai lentamente a partir de  $P_{\text{clip}} \leq 0,1$  com o incremento de  $C$ . Portanto, um incremento em  $C > 3$  irá provocar um incremento na PAPR do sinal transmitido sem um decréscimo expressivo em  $P_{\text{clip}}$ . Além disso, para um limiar de ceifamento  $C = 3$  a PAPR do sinal transmitido é aproximadamente  $\text{PAPR}[s_k] = 3,5$ . É interessante mencionar que o sinal BPSK com formatação de pulso do tipo raiz de cosseno elevado pode facilmente atingir valores de PAPR acima de 3,5 para baixos valores do fator de roll-off [54]. Uma vez que a transmissão de qualquer sinal modulado é quase sempre realizada após a filtragem, para fins de controle do espectro. Logo, é imediato concluir que os valores de PAPR mesmo acima de 3,5 podem ser produzidos no esquema de fusão original proposto em [26], apenas devido ao efeito de filtragem no sinal BPSK transmitido.

Esta forma de determinação do limiar de ceifamento foi proposta em [27] e foi demonstrado que esta abordagem leva a atrativas soluções de compromisso entre desempenho do sensoriamento espectral e PAPR do sinal transmitido pelos SUs. No entanto, o limiar de ceifamento tem forte impacto no consumo de energia global da rede secundária e, portanto, a forma de determinação de  $C$  será revisitada na Seção 6.3 para implementar uma forma de determinação de  $C$  que leve em consideração o desempenho do sensoriamento espectral a PAPR e o consumo de energia da rede secundária.



### 4.3 Probabilidades globais de falso alarme e detecção

Os símbolos recebidos no FC são corrompidos pelo ruído Gaussiano, mas suas posições reais na constelação recebida também dependem do limiar de ceifamento e do desvanecimento do canal, bem como das decisões tomadas pelos SUs. As probabilidades globais de detecção  $P_{D,FC}$  e falso alarme  $P_{FA,FC}$  sob influência do ceifamento, desvanecimento e ruído aditivo podem ser computadas pela média das probabilidades correspondentes computadas sob efeito apenas do ruído, sobre a função densidade de probabilidade (FDP) relacionada ao efeito conjunto do desvanecimento e ceifamento. Portanto, a derivação de  $P_{D,FC}$  e  $P_{FA,FC}$  inicia-se pela derivação da FDP do sinal recebido, tal como descrito em (4.2), sem a ação do ruído aditivo.

No FC, o símbolo recebido na ausência de ruído devido a transmissão de um único SU pode ser descrito por

$$\rho_1 = (2u_k - 1) \min\left(\frac{1}{\alpha_k}, C\right) \alpha_k \sqrt{A}. \quad (4.11)$$

Analisando (4.11) para a situação onde  $C \rightarrow \infty$ , ou seja, na ausência de ceifamentos,  $\rho_1$  segue uma distribuição de Bernoulli com valores  $\rho_1 = -\sqrt{A}$  e  $\rho_1 = \sqrt{A}$  que ocorrem com probabilidades  $(1-p)$  e  $p$ , respectivamente. No entanto, para valores práticos de  $C$ , os símbolos transmitidos serão ceifados todas as vezes que  $1/\alpha_k > C$  e isto ocorre com probabilidade  $P_{\text{clip}}$ . Portanto, nesta situação,  $\rho_1$  irá apresentar duas componentes discretas com valores  $\rho_1 = -\sqrt{A}$  e  $\rho_1 = \sqrt{A}$  que ocorrem, agora, com probabilidades  $[(1-p) - (1-p)P_{\text{clip}}]$  e  $[p - pP_{\text{clip}}]$ , respectivamente. Além disso, as diferenças que aparecem em cada uma das componentes discretas em relação à distribuição para  $C \rightarrow \infty$  são transferidas para as áreas de duas componentes contínuas que começam a aparecer em  $f(\rho_1)$ . Estas componentes contínuas aparecem devido ao fato que, quando o ceifamento ocorre, então  $\min(\frac{1}{\alpha_k}, C) = C$  e, portanto, a distribuição de  $\rho_1$  é descrita pela distribuição  $\pm\sqrt{A}\alpha_k C$  que existe somente dentro do intervalo  $[-\sqrt{A}, \sqrt{A}]$ . Portanto, considerando um canal de controle com distribuição Rayleigh, a componente contínua de  $f(\rho_1)$  corresponde a uma FDP Rayleigh truncada e escalonada dada por

$$g(z) = \begin{cases} \frac{2z}{\Omega C^2 A} \exp\left(-\frac{z^2}{\Omega C^2 A}\right), & \text{se } z \geq 0 \\ 0, & \text{se } z < 0 \end{cases}. \quad (4.12)$$

Sendo assim, pode-se escrever que a FDP do sinal recebido devido a um único SU na rede cognitiva é dada pela junção das componentes discretas e contínuas da seguinte forma

$$f(\rho_1) = (1-p)(1-P_{\text{clip}})\delta(\rho_1 + \sqrt{A}) + p(1-P_{\text{clip}})\delta(\rho_1 - \sqrt{A}) + [1 - u(|\rho_1| - \sqrt{A})][(1-p)g(-\rho_1) + pg(\rho_1)]. \quad (4.13)$$

onde  $u(\cdot)$  é a função degrau unitário e  $\delta(\cdot)$  é a função delta de Dirac.

Para demonstrar a exatidão da expressão em (4.13), a Figura 18 compara as FDPs empírica e teórica dos símbolos recebidos no FC devido à transmissão de um único SU na ausência de ruído aditivo. Para a FDP empírica, foi usado 500.000 valores correspondentes à variável aleatória computada por (4.11). Os parâmetros do sistema foram arbitrariamente escolhidos como  $M = 3$ ,  $A = 1$ ,  $C = 3$  e  $p = 0,3$ . A partir da Figura 18, pode-se notar que a adesão entre as FDPs empírica e teórica é evidente. A distribuição de Bernoulli correspondente ao caso onde  $C \rightarrow \infty$  também é demonstrada na Figura 18 para fins de comparação.

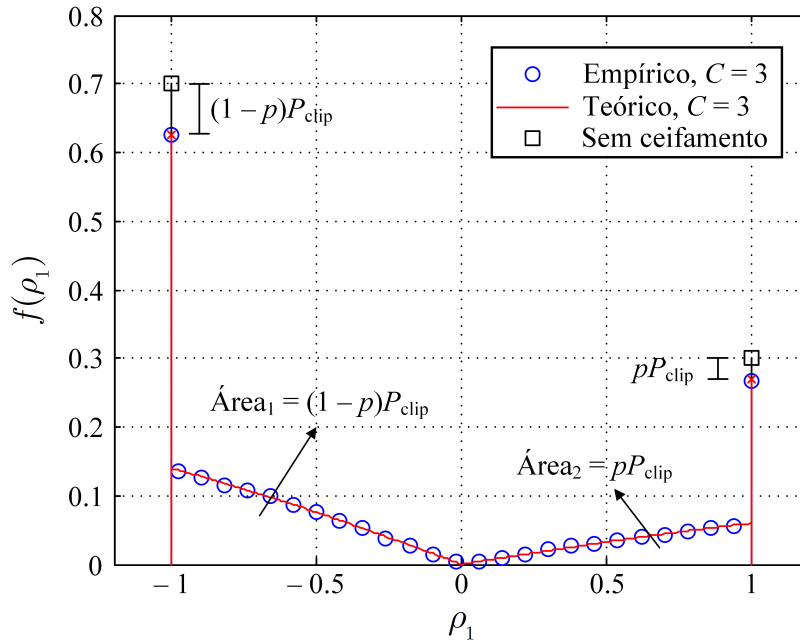


Figura 18 – Comparação entre FDPs empírica e teórica do sinal recebido no FC devido a transmissões de um único SU.

O cálculo da FDP do sinal recebido devido a  $M$  usuários, dada por  $\rho = \sum_{k=1}^M \rho_{1k}$ , associada com o histograma mostrado na Figura 16, pode ser calculada pela convolução de  $M$  densidades  $f(\rho_1)$  ou pela transformada inversa de Fourier do produto das funções características correspondentes, sob a suposição de independência entre os ganhos dos canais de controle e das decisões de cada SU. Até onde foi verificado, a derivação desta FDP, por meio destas duas formas, parece ser intratável. No entanto, é possível obter uma expressão aproximada para tal FDP. Os resultados numéricos apresentados na Seção 4.4 revelam que essa aproximação é precisa.

Seja a FDP em (4.13) decomposta em sua parte discreta  $f^d(\rho_1)$  e sua parte contínua  $f^c(\rho_1)$ , de tal forma que  $f(\rho_1) = f^d(\rho_1) + f^c(\rho_1)$ . Por uma questão de simplicidade,

presuma por agora que  $M = 2$ , um caso em que a FDP de  $\rho$  se torne

$$\begin{aligned} f(\rho) &= f(\rho_1) * f(\rho_1) \\ &= [f^d(\rho_1) + f^c(\rho_1)] * [f^d(\rho_1) + f^c(\rho_1)] \\ &= f^d(\rho_1) * f^d(\rho_1) + 2f^d(\rho_1) * f^c(\rho_1) + f^c(\rho_1) * f^c(\rho_1), \end{aligned} \quad (4.14)$$

onde foram aplicadas as propriedades distributiva e comutativa da operação de convolução representada pelo operador  $(*)$ . Se o limiar de ceifamento for suficientemente alto, os termos  $f^d(\rho_1) * f^d(\rho_1) + 2f^d(\rho_1) * f^c(\rho_1)$  serão consideravelmente maiores que  $f^c(\rho_1) * f^c(\rho_1)$ , uma vez que as probabilidades associadas com a parte discreta de  $f(\rho_1)$  serão consideravelmente maiores que a área  $P_{\text{clip}}$  de sua parte contínua. O mesmo raciocínio se estende a  $M > 2$ .

A aproximação adotada aqui é que a parte discreta  $f^d(\rho)$  de  $f(\rho)$  é dada pela auto-convolução múltipla ( $M$  vezes) de  $f(\rho_1)$  e que a parte contínua  $f^c(\rho)$  de  $f(\rho)$  é aproximadamente dada por replicações devidamente ponderadas de versões deslocadas de  $f^c(\rho_1)$ . Essas replicações são devidas à convolução entre partes discretas e contínuas, como exemplificado em (4.14) pelo termo  $2f^d(\rho_1) * f^c(\rho_1)$ . Quanto menor o número de SUs e maior o limiar de ceifamento  $C$ , melhor será a aproximação.

Por implicação direta da relação entre a operação de convolução e o teorema binomial, o  $i$ -ésimo elemento da auto-convolução múltipla da sequência  $a = [a_0, a_1]$  com elementos reais ou complexos  $a_0$  e  $a_1$  pode ser calculado como

$$c_i^{(M)} = \binom{M}{i} a_1^i a_0^{M-i}; \quad i = 0 \dots M. \quad (4.15)$$

Então, as probabilidades em  $f^d(\rho)$  podem ser determinadas a partir das auto-convoluções dos  $M$  valores de probabilidade associados a  $f^d(\rho_1)$ , que são  $(1-p)(1-P_{\text{clip}})$  e  $p(1-P_{\text{clip}})$ , levando a

$$f^d(\rho) = \sum_{i=0}^M b'_i(p) \delta(\rho - (2i - M)\sqrt{A}), \quad (4.16)$$

onde

$$b'_i(p) = \binom{M}{i} [p(1 - P_{\text{clip}})]^i [(1 - p)(1 - P_{\text{clip}})]^{M-i}. \quad (4.17)$$

A parte contínua da FDP de  $\rho$ , denominada  $f^c(\rho)$ , aproxima-se das replicações da parte contínua em (4.13), em diferentes deslocamentos e pesos com área total igual a  $P_{\text{out}}$ . Então, pode-se escrever que

$$f^c(\rho) = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{clip}}} \sum_{i=0}^{M-1} f_{\rho_1}^c[\rho - (2i - M + 1)\sqrt{A}] \binom{M-1}{i} p^i (1-p)^{M-1-i}, \quad (4.18)$$

onde

$$f_{\rho_1}^c(\rho_1) = [1 - u(|\rho_1| - \sqrt{A})][(1-p)g(-\rho_1) + pg(\rho_1)], \quad (4.19)$$

é a parte contínua de  $f(\rho_1)$  e, portanto, a FDP do sinal recebido de  $M$  SUs é dado pela soma das componentes discretas e contínuas descritas acima da seguinte forma

$$f(\rho) = f^c(\rho) + f^d(\rho), \quad (4.20)$$

Como primeira evidência sobre a exatidão da expressão em (4.20), a Figura 19 mostra a aproximação teórica da FDP em (4.20) para os valores de  $M = 3$ ,  $A = 1$ ,  $C = 3$  e  $p = 0,3$ .

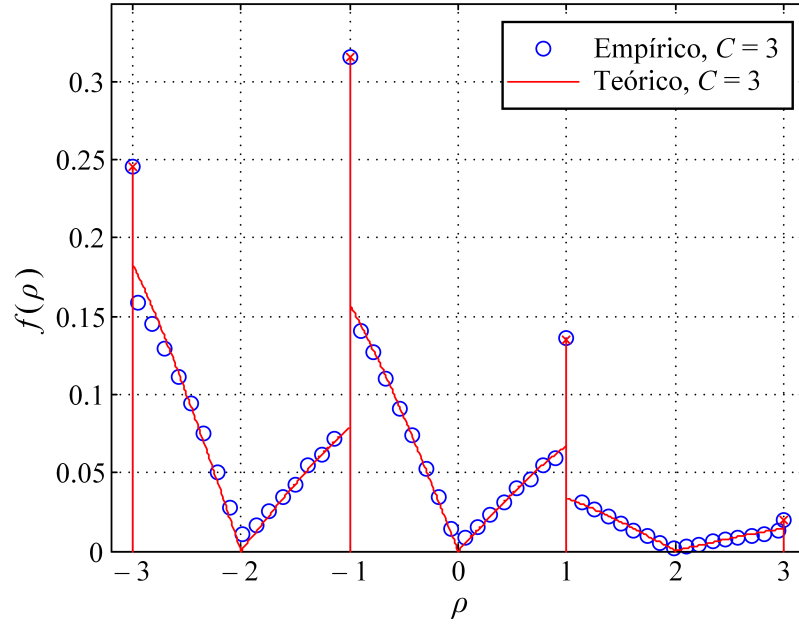


Figura 19 – Comparação entre FDPs empírica e teórica do sinal recebido no FC.

A Figura 19 mostra que a aproximação obtida em (4.20) apresenta boa aderência com o resultado simulado. Mais evidências da precisão de (4.20) serão demonstradas pelos resultados numéricos de desempenho apresentados na Seção 4.4.

Como detalhado em [27], não é difícil perceber que, baseado na regra de decisão global expressa em (4.7), as probabilidades de detecção e falso alarme no FC, sem ação do ceifamento ( $C \rightarrow \infty$ ), podem ser computadas por (2.13) e (2.14), respectivamente. Levando em conta o efeito do desvanecimento e ceifamento, as probabilidades globais de detecção e falso alarme podem ser calculadas a partir da média de (2.13) e (2.14) sobre (4.20), levando respectivamente às seguintes expressões

$$P_{D,FC} = \sum_{i=0}^M Q \left( \frac{\lambda_{FC} - (2i - M)\sqrt{A}}{\sqrt{\frac{\xi}{2\gamma_{FC}}}} \right) b'_i(p = P_{D,SU}) + \int_{-M\sqrt{A}}^{M\sqrt{A}} Q \left( \frac{\lambda_{FC} - \rho}{\sqrt{\frac{\xi}{2\gamma_{FC}}}} \right) f^c(\rho|p = P_{D,SU}) d\rho, \quad (4.21)$$

$$\begin{aligned}
P_{\text{FA,FC}} = \sum_{i=0}^M Q \left( \frac{\lambda_{\text{FC}} - (2i - M)\sqrt{A}}{\sqrt{\frac{\xi}{2\gamma_{\text{FC}}}}} \right) b'_i(p = P_{\text{FA,SU}}) + \\
+ \int_{-M\sqrt{A}}^{M\sqrt{A}} Q \left( \frac{\lambda_{\text{FC}} - \rho}{\sqrt{\frac{\xi}{2\gamma_{\text{FC}}}}} \right) f^c(\rho|p = P_{\text{FA,SU}}) d\rho.
\end{aligned} \tag{4.22}$$

#### 4.4 Resultados e comentários sobre o sistema de fusão eficiente com pré-compensação

Com função de permitir uma análise sobre a exatidão de (4.21) e (4.22), a Figura 20 mostra as curvas ROC simuladas e teóricas do esquema de fusão eficiente de decisões com pré-compensação para valores de  $M = 3$  e  $K = 1$  para diferentes valores de limiar de ceifamento  $C$ . A SNR da rede primária foi configurada arbitrariamente com  $\gamma_{\text{SU}} = -5$  dB e a SNR média por bit recebido no centro de fusão foi configurada com  $\gamma_{\text{FC}} = 5$  dB.

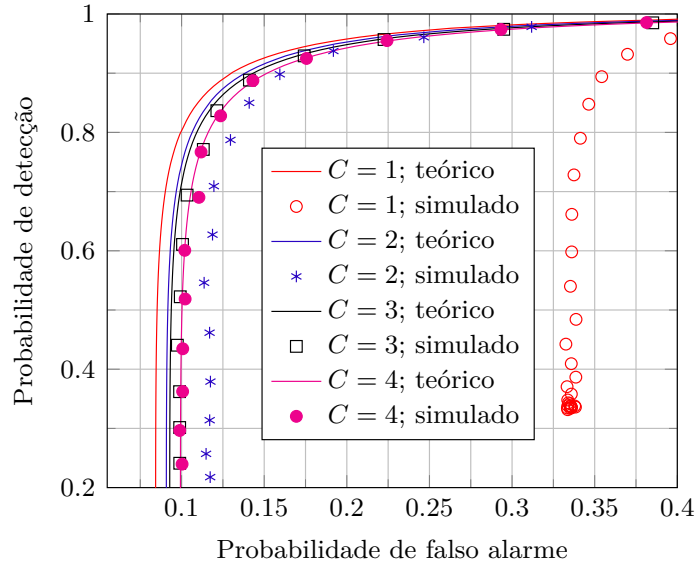


Figura 20 – Curvas ROC teóricas e simuladas para o esquema de fusão com pré-compensação para  $M = 3$ ,  $K = 1$  e diferentes valores de limiar de ceifamento.

Primeiramente, pode-se perceber que uma maior precisão de (4.21) e (4.22) é alcançada para grandes valores de  $C$ , uma vez que altos valores de  $C$  significa uma pequena probabilidade de ceifamento e, portanto, pequenas probabilidades para os símbolos recebidos na ausência de ruído sejam amostrados fora de seus valores esperados, significando um baixo valor de  $P_{\text{out}}$ . Por outro lado, os limiares de corte muito baixos, embora sejam bons sob a perspectiva da PAPR, também degradam o desempenho. Isto deve-se ao fato de que uma  $P_{\text{out}}$  alta produz uma alta influência na regra de decisão baseada em limiar,

pois um símbolo recebido pode atravessar este limiar mesmo com uma pequena influência do ruído.

Finalmente, é possível notar na Figura 20 que o procedimento para encontrar um valor adequado de  $C$ , descrito na Seção 4.2, é de fato apropriado. Note que para baixos valores de  $C$ , no exemplo,  $C = 1$  e  $C = 2$ , os desempenhos em termos de ROC para o sistema com pré-compensação são inferiores aos demais valores de  $C$  analisados. Pode-se notar ainda que os melhores desempenhos foram alcançados para valores próximos aos apontados na Seção 4.2, ou seja,  $C = 3$  e  $C = 4$ , com uma ligeira vantagem para o limiar de ceifamento  $C = 3$ .

Além disso, as expressões que descrevem o desempenho de sensoriamento global, (4.21) e (4.22), não apresentam boa aderência ao resultado simulado quando o limiar de ceifamento é baixo, como já mencionado na Seção 4.3. No entanto, a aproximação adotada adere satisfatoriamente aos resultados simulados a partir do valor de  $C$  encontrado na Seção 4.2. Ou seja, de acordo com o resultado apresentado, pode-se concluir que (4.21) e (4.22) são precisas o suficiente para prever o desempenho do sensoriamento espectral do sistema analisado, para qualquer valor de limiar de ceifamento acima do valor que é computado de acordo com o processo descrito na Seção 4.2. É importante mencionar que o mesmo comportamento foi observado para outros valores de  $M$ , no entanto, com diferentes valores numéricos.

A seguir são feitas comparações entre os desempenhos do esquema de fusão com pré-compensação, o esquema proposto em [26] (denominado referência) e o esquema tradicional de transmissão de decisões, em que as decisões locais são enviadas por meio de canais ortogonais. A Figura 21 (**esquerda**) mostra os resultados de desempenho para  $M = 3$ , enquanto que a Figura 21 (**direita**) mostra os resultados para  $M = 5$ , todas as figuras trazem resultados para regras de fusão OU, MAJ e E. O limiar de ceifamento é arbitrariamente configurado para  $C = 3, 5$ . As razões sinal-ruído local e globais foram arbitrariamente escolhidas com  $\gamma_{\text{SU}} = -5$  dB,  $\gamma_{\text{FC}} = 0$  e 5 dB.

Para se fazer uma comparação justa entre os sistemas de referência, tradicional e o novo com pré-compensação, há de se considerar que, para os sistemas de referência e tradicional, a energia média por bit transmitido é igual a  $E_b = A$ , enquanto que para o sistema com pré-compensação,  $E_b = \xi$ , dado por (4.10). Sendo assim, para se manter  $\gamma_{\text{FC}}$  igual para os três sistemas analisados, é preciso configurar a variância do ruído para os sistemas de referência e tradicional igual a  $\sigma_w^2 = A/2\gamma_{\text{FC}}$ , enquanto que, para o sistema com pré-compensação, a variância do ruído deve ser configurada por  $\sigma_w^2 = \xi/2\gamma_{\text{FC}}$ . Fazendo isso, garante-se que a razão  $E_b/N_0$  será a mesma para os três sistemas, mantendo-se a justiça na análise de desempenho.

A partir dos gráficos mostrados na Figura 21, percebe-se que o esquema de fusão com pré-compensação supera os esquemas em [26] e que utilizam canais ortogonais

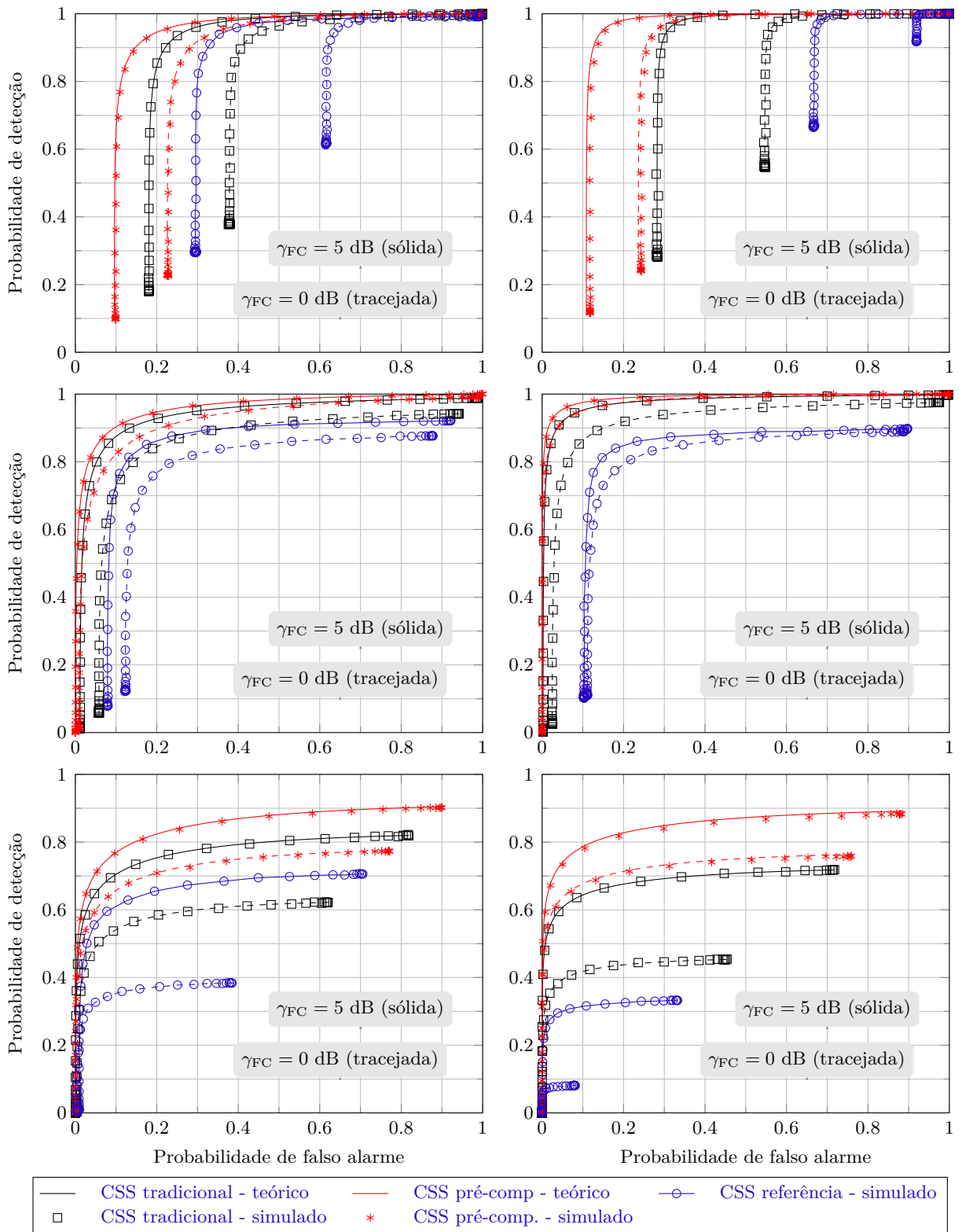


Figura 21 – Curvas ROC no centro de fusão para  $M = 3$  (esquerda),  $M = 5$  (direita),  $K = 1$  (superior),  $K = \lceil M/2 \rceil$  (meio),  $K = M$  (inferior),  $\gamma_{SU} = -5$  dB,  $\gamma_{FC} = 0$  e 5 dB.

em todas as situações analisadas. As diferenças entre os desempenhos do esquema com pré-compensação comparadas ao esquema em [26] e com canais ortogonais podem ser muito grandes, especialmente quando as regras OU e E são adotadas. Observa-se também na Figura 21 que a a regra de fusão MAJ resulta nos melhores desempenhos de todos os esquemas de fusão. Observa-se também que os resultados teóricos e de simulação são praticamente os mesmos, atestando a precisão das expressões derivadas em toda a Seção 4.3.

Os desempenhos em termos da mínima probabilidade de erro serão analisados, por questão de conveniência, conjuntamente com a análise de consumo de energia da técnica com pré-compensação na Seção 6.3

## 4.5 Conclusões

Este capítulo apresenta um novo esquema de transmissão e decisão simultânea em que a tarefa de compensar a ação do canal variante no tempo foi transferida do FC para os SUs, sem a necessidade de transmissão de estimativas de canal para o FC. As estimativas são usadas nas SUs para pré-compensar as rotações de fase do canal de controle e para compensar parcialmente os ganhos do canal. Esta compensação parcial é o resultado do ceifamento do sinal de transmissão para o controle da PAPR durante as transmissões de decisões locais das SUs.

A partir dos resultados obtidos, pode-se concluir que o esquema com pré-compensação pode produzir melhorias de desempenho em relação ao esquema original proposto em [26] superando, até mesmo, o esquema de transmissão de decisões tradicional, em que as transmissões ortogonais são usadas para informar as decisões das SUs ao FC. A pré-compensação também exibe uma complexidade de implementação reduzida quando comparada à proposta em [26], principalmente devido a uma regra de decisão mais simples e a um processo de estimativa de canal mais viável. Expressões para aproximação das probabilidades globais de detecção e falso alarme também foram derivadas e validadas por meio de simulações. Essas expressões produzem resultados precisos, desde que o valor do limiar de ceifamento seja igual ou maior que o limiar encontrado pelo método proposto.



## 5 Sistema de fusão eficiente com pré-compensação das decisões transmitidas e censura dos SUs

Embora a estratégia de pré-compensação adotada no Capítulo 4 [27] promova uma redução significativa na complexidade da implementação do sistema quando comparada com a proposta original em [26], economizando recurso de espectro da mesma forma que em [26], esta estratégia ainda sofre com o problema de alto consumo de energia dos esquemas CSS tradicionais durante a fase de transmissão da decisão local ao FC, um problema que também acontece na abordagem original em [26]. É desejável economizar energia durante esta fase para aumentar a eficiência energética dos terminais e, portanto, da rede como um todo.

Portanto, este capítulo descreve um novo esquema para a fusão de decisões em sistemas de sensoriamento espectral cooperativo para aplicações em rádio cognitivo. O esquema combina a estratégia de fusão eficiente baseada em pré-compensação da decisão local, como mostrada no Capítulo 4, com uma estratégia de fusão eficiente do ponto de vista energético baseada em censura para alcançar o efeito combinado de redução na largura de banda e no consumo de energia durante as transmissões das decisões locais para o centro de fusão. As expressões para calcular as métricas de desempenho do sensoriamento espectral do esquema proposto são derivadas e validadas por meio de simulações computacionais. Uma análise extensiva da eficiência energética global é realizada, juntamente com comparações com estratégias de referência propostas na literatura [26, 27]. É demonstrado que o esquema de fusão proposto pode superar a eficiência energética alcançada por essas estratégias de referência, além de atingir aproximadamente o mesmo desempenho de decisão global da melhor entre essas estratégias.

### 5.1 Sistema de fusão eficiente com pré-compensação das decisões transmitidas e censura dos SUs

Com o objetivo de promover a eficiência espectral, redução no consumo de energia durante a fase de transmissão das decisões locais ao FC e, ainda, criar uma regra de decisão simples no centro de fusão, nesta seção, a técnica de pré-compensação é combinada com uma estratégia de censura e aplicada ao esquema de transmissão de decisões simultâneas.

Todo o processo do CSS proposto aqui pode ser dividido em três fases: (i) senso-

riamento espectral local, (ii) transmissão de decisão local e (iii) decisão global no FC. Na primeira fase, a atividade do PU é observada por cada SU por meio de qualquer técnica de detecção descrita na literatura, por exemplo, detecção de energia. Durante a fase de transmissão das decisões locais, um número  $\mathcal{M} \neq M$  de SUs que decidiram a favor da presença do sinal de PU transmitem suas decisões locais ao FC. Os  $M - \mathcal{M}$  transmissores restantes são censurados e permanecem desligados, economizando energia. Na última fase, o FC faz a decisão global sobre o uso do espectro com base nas decisões locais recebidas dos  $\mathcal{M}$  SUs.

Considerando que  $h_k = \alpha_k e^{-j\beta_k}$  seja conhecido pelo  $k$ -ésimo SU por meio de processo de estimação de canal apropriado, cada SU toma a sua decisão local  $u_k = 0$  traduzida em desligar o transmissor (como resultado da censura) e  $u_k = 1$  mapeado em um símbolo complexo, pré-compensado pela rotação de fase do canal e parcialmente pré-compensado pela magnitude do ganho do canal de controle (pré-compensação com ceifamento de pico). Sendo assim, a representação em banda-base da atividade do SU é dada por

$$s_k = u_k \min\left(\frac{1}{\alpha_k}, C\right) e^{j\beta_k} \sqrt{A}. \quad (5.1)$$

Na prática, o valor de  $C$  é escolhido de acordo com uma solução de compromisso entre a eficiência energética desejada e o desempenho de detecção do esquema CSS, como demonstrado mais adiante no Capítulo 6. A energia média por bit transmitido é calculada pela norma Euclidiana de  $s_k$  ao quadrado, que é equivalente à energia média por bit transmitido do sinal do sistema com pré-compensação apenas, dado por (4.10) e reescrita a seguir por conveniência

$$\xi = E_1\left(\frac{1}{C^2}\right) \frac{A}{\Omega} + C^2 \left[1 - \exp\left(-\frac{1}{\Omega C^2}\right)\right] A. \quad (5.2)$$

De acordo com o sistema proposto e explicado anteriormente, a amostra do sinal recebido pelo FC é agora dada por

$$r = \sum_{k=1}^M h_k s_k + w = \sum_{k=1}^M u_k \alpha_k \min\left(\frac{1}{\alpha_k}, C\right) \sqrt{A} + w, \quad (5.3)$$

onde, da mesma forma que em (4.2), o fator  $1/\alpha_k$  representa o ganho aplicado ao sinal transmitido para compensar o desvanecimento do canal de controle.

De acordo com a regra de censura proposta, a transmissão de uma decisão local ocorre com a probabilidade  $p = \mathbb{P}[u_k = 1]$ , dada por (4.4).

Sem perda de generalidade e por razões de simplicidade, presume-se que cada SU executa o sensoriamento local de forma independente usando detecção de energia (ED) em canais AWGN entre o transmissor PU e as SUs (lembre-se que a estratégia de fusão proposta se refere à transmissão das decisões das SUs para o FC, sendo assim

aplicável a qualquer técnica de sensoriamento espectral e modelo de canal PU-SUs). Nesse caso, as probabilidades locais de falso alarme e detecção são dadas por (2.5) e (2.6), respectivamente.

Com base em (5.1), o evento de ceifamento do sinal de transmissão da decisão local ocorre se a hipótese  $H_1$  for declarada por um determinado SU, ou seja,  $u_k = 1$ , e se  $1/\alpha_k > C$  (ou equivalentemente, se  $\alpha_k \leq 1/C$ ). Perceba que essas duas condições são independentes uma da outra e, logo, a probabilidade de ceifamento do sinal transmitido pode ser escrita como

$$P_{\text{clip}} = p \mathbb{P}[\alpha_k \leq 1/C], \quad \forall k. \quad (5.4)$$

Como feito anteriormente, presume-se que os canais de controle possuem desvanecimento Rayleigh planos e lentos (constante durante uma transmissão de decisão local), ou seja,  $\alpha_k$  é um processo Rayleigh e  $\beta_k$  está uniformemente distribuído em  $(0, 2\pi]$ , com realizações independentes entre eventos de transmissões das decisões locais. Neste caso, baseando-se em (4.6), a probabilidade de ceifamento do sinal transmitido pode ser expressa por

$$P_{\text{clip}} = p \int_0^{1/C} \frac{2z}{\Omega} \exp\left(-\frac{z^2}{\Omega}\right) dz = p \left[1 - \exp\left(-\frac{1}{C^2\Omega}\right)\right]. \quad (5.5)$$

## 5.2 Função densidade de probabilidade do sinal recebido de um único SU na ausência de ruído

A contribuição de um único sinal de SU para a amostra de sinal recebido sem ruído no FC é definida como

$$\rho_1 = u_k \alpha_k \min\left(\frac{1}{\alpha_k}, C\right) \sqrt{A}, \quad \forall k. \quad (5.6)$$

Na ausência do ceifamento do sinal,  $\rho_1$  segue uma distribuição de Bernoulli para os valores  $\rho_1 = \sqrt{A}$  e  $\rho_1 = 0$ , que ocorrem com probabilidades  $p$  e  $(1 - p)$ , respectivamente. Quando o ceifamento ocorre, verifica-se que os valores de  $\rho_1$  ocorrem dentro de  $0 < \rho_1 < \sqrt{A}$  e aparecem com probabilidade  $P_{\text{clip}}$ . De acordo com (5.6), se ocorrer o ceifamento do sinal, então,  $\min\left(\frac{1}{\alpha_k}, C\right) = C$ , e a distribuição de  $\rho_1$  será dada pela distribuição de  $\sqrt{A}\alpha_k C$  com valores limitados a  $(0, \sqrt{A})$ , que corresponde a uma FDP Rayleigh escalonada e truncada. Portanto, a FDP geral de  $\rho_1$  pode ser expressa em termos da combinação de uma parte discreta e outra contínua, produzindo

$$f(\rho_1) = (1 - p)\delta(\rho_1) + (p - P_{\text{clip}})\delta(\rho_1 - \sqrt{A}) + \frac{2\rho_1 p [1 - u(\rho_1 - \sqrt{A})]}{\Omega C^2 A} \exp\left(-\frac{\rho_1^2}{\Omega C^2 A}\right). \quad (5.7)$$

Observe em (5.7) que a probabilidade do valor  $\rho_1 = \sqrt{A}$  é diminuída de  $p$  para  $(p - P_{\text{clip}})$  devida a ação do ceifamento do sinal. A diferença,  $P_{\text{clip}}$ , é transferida para a parte contínua da FDP, cuja área é obviamente  $P_{\text{clip}}$ .

Um esboço da FDP teórica (5.7) pode ser visto na Figura 22, juntamente com a FDP empírica obtida a partir de uma simulação computacional com 500.000 realizações de  $\rho_1$ . A proximidade entre essas duas FDPs é facilmente observada. A FDP de  $\rho_1$  na ausência de ceifamento também é mostrada como referência, especialmente para ilustrar a redução de  $P_{\text{clip}}$  em  $f(\sqrt{A})$  devido ao ceifamento e a transferência dessa redução para a área da parte contínua que aparece quando ocorre o ceifamento. Para traçar este gráfico, os parâmetros do sistema foram arbitrariamente escolhidos como  $p = 0,3$ ,  $C = 2$  e  $A = 1$ .

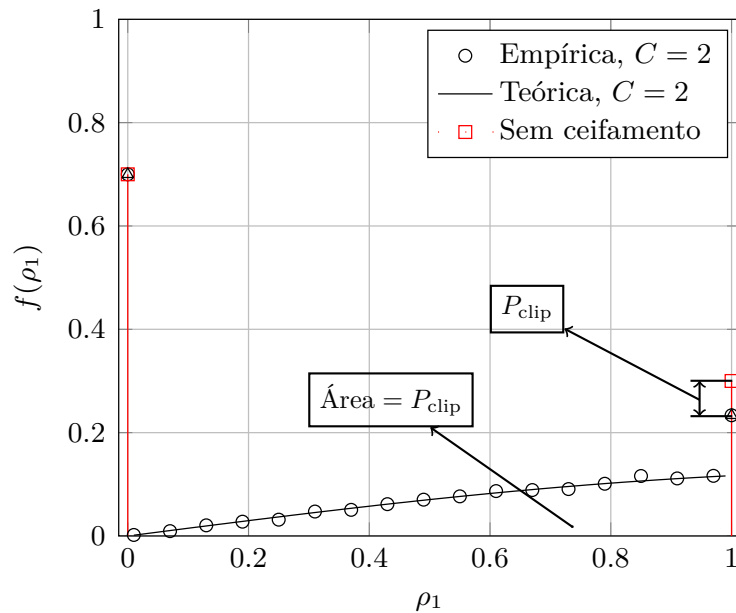


Figura 22 – Função densidade de probabilidade do sinal recebido no FC devido a um único SU na ausência de ruído para  $p = 0,3$ ,  $C = 2$  e  $A = 1$ . A situação sem ceifamento também é ilustrada como referência.

### 5.3 Função densidade de probabilidade do sinal recebido no FC de $M$ SUs na ausência de ruído

A análise é agora feita para a situação em que o sinal recebido no FC resulta da soma coerente dos  $\mathcal{M} \leq M$  sinais transmitidos pelas SUs que decidiram a favor da presença do sinal de PU. Por conseguinte, a amostra real de sinal recebida pelo FC na ausência do ruído torna-se

$$\rho = \sum_{k=1}^M u_k \alpha_k \min\left(\frac{1}{\alpha_k}, C\right) \sqrt{A}. \quad (5.8)$$

Considerando a independência entre os sinais recebidos dos SUs, a FDP  $f(\rho)$  pode ser derivada pela convolução de  $M$  FDPs descritas em (5.7) ou aplicando a transformada inversa de Fourier ao produto das  $M$  funções características de  $f(\rho_1)$ . No entanto, até onde foi verificado, a derivação por meio destes dois métodos parece ser intratável. Contudo,  $f(\rho)$  pode ser aproximada, conforme descrito a seguir.

Seja a FDP em (5.7) decomposta em sua parte discreta  $f^d(\rho_1)$  e sua parte contínua  $f^c(\rho_1)$ , de tal forma que  $f(\rho_1) = f^d(\rho_1) + f^c(\rho_1)$ . Aplicando as definições de (4.14) e (4.15), então, as probabilidades em  $f^d(\rho)$  podem ser determinadas a partir das auto-convoluções dos  $M$  valores de probabilidade associados a  $f^d(\rho_1)$ , que são  $(1 - p)$  e  $(p - P_{\text{clip}})$ , levando a

$$f^d(\rho) = \sum_{i=0}^M b'_i(p) \delta(\rho - i\sqrt{A}), \quad (5.9)$$

onde

$$b'_i(p) = \binom{M}{i} (p - P_{\text{clip}})^i (1 - p)^{M-i}. \quad (5.10)$$

A parte contínua de  $f(\rho)$  aproxima-se das replicações da parte contínua em (5.7), em diferentes deslocamentos e pesos, resultando em

$$f^c(\rho) = \sum_{i=1}^M [1 - u(\rho - i\sqrt{A})] \left[ \frac{2(\rho - i + 1)}{\Omega C^2 A} \exp\left(-\frac{(\rho - i + 1)^2}{\Omega C^2 A}\right) \right] \left[ \frac{p B_i(p)}{P_{\text{clip}}} \right], \quad (5.11)$$

onde  $B_i(p)$  é a área da  $i$ -ésima réplica da distribuição de Rayleigh truncada. Foi observado que esta área é igual a diferença entre a probabilidade da  $i$ -ésima componente discreta de  $f(\rho)$  quando  $C \rightarrow \infty$ , definida em (4.3), e a probabilidade da  $i$ -ésima componente discreta quando  $C < \infty$  é usado, definida por (5.9). Portanto,

$$\begin{aligned} B_i(p) &= b_i(p) - b'_i(p) = \binom{M}{i} (p)^i (1 - p)^{M-i} - \binom{M}{i} (p - P_{\text{clip}})^i (1 - p)^{M-i} \\ &= \binom{M}{i} (1 - p)^{M-i} [p^i - (p - P_{\text{clip}})^i]. \end{aligned} \quad (5.12)$$

Finalmente, a FDP aproximada para amostras de sinal recebido no FC na ausência do ruído aditivo pode ser escrita por

$$f(\rho) = f^d(\rho) + f^c(\rho). \quad (5.13)$$

Esta FDP está ilustrada na Figura 23 com valores arbitrariamente escolhidos com  $M = 3$ ,  $p = 0,3$ ,  $C = 2$  e  $A = 1$ . Pode-se ver que a FDP teórica aproximada está em estreita concordância com a FDP real (empírico) das amostras de sinal recebidas sem ruído. Uma análise mais abrangente sobre a adesão entre os resultados teóricos e empíricos desta FDP é feita na Seção 6.3.

A influência do limiar de ceifamento  $C$  nas formas das Figuras 22 e 23 ocorre da seguinte maneira: conforme  $C$  aumenta, o efeito do ceifamento se torna menos acentuado,

reduzindo as áreas das partes contínuas nestas FDPs. No limite de  $C \rightarrow \infty$ , essas partes contínuas desaparecem e apenas as partes discretas representam a FDP do sinal recebido pelo FC na ausência do ruído.

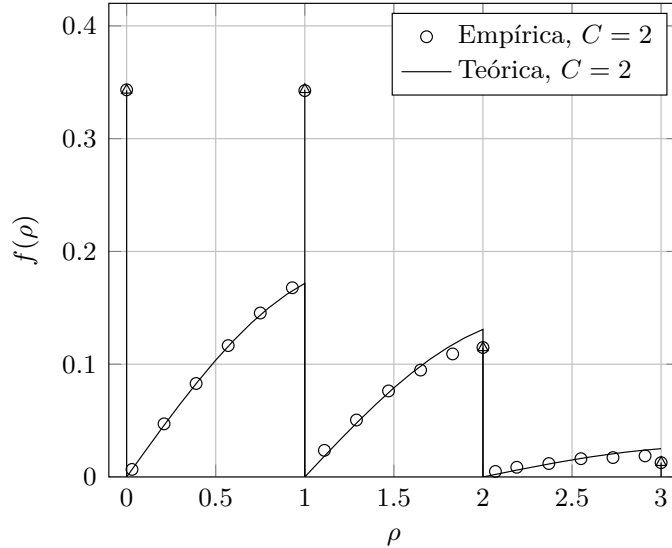


Figura 23 – Função densidade de probabilidade do sinal recebido no FC na ausência de ruído para  $M = 3$ ,  $p = 0, 3$ ,  $C = 2$  e  $A = 1$ .

## 5.4 Probabilidades globais de detecção e de falso alarme

A partir de (5.13) ou da Figura 23, pode-se notar a prevalência das amostras do sinal recebido sem ruído em  $\rho = i\sqrt{A}$ ,  $i = 0, \dots, M$ . Sob a regra  $K$ -em- $M$ , os índices  $i < K$  correspondem à escolha global em favor de  $H_0$ , enquanto os índices  $i \geq K$  correspondem à escolha global para  $H_1$ . Isso sugere um limiar de decisão global  $\lambda_{FC}$  em algum lugar entre  $(K-1)\sqrt{A}$  e  $K\sqrt{A}$ , o que significa que o FC escolherá por  $H_1$  se  $r \geq \lambda_{FC}$  e escolherá por  $H_0$  caso contrário, ou seja

$$r \underset{u_0=0}{\overset{u_0=1}{>}} \lambda_{FC}. \quad (5.14)$$

Observe que a regra de decisão global do sistema com pré-compensação e censura em (5.14) não possui nenhuma exigência quanto ao conhecimento da variância do ruído no FC. Diferentemente das regras de decisão em (3.9) e (3.22) para o sistema de referência. Portanto, no sistema com pré-compensação e censura, não precisa-se estimar a variância do ruído no FC, o que torna sua regra de decisão ainda mais atrativa do que as regras de decisão do sistema de referência.

Finalmente, tendo em conta a adição do ruído gaussiano que está presente na entrada do receptor FC, as probabilidades globais média de detecção,  $P_{D,FC}$  e falso alarme,  $P_{FA,FC}$ , podem ser calculadas como as probabilidades correspondentes de detecção e falso alarme condicionadas a um determinado valor de  $\rho$ , calculado em média sobre todos os

valores possíveis de  $\rho$ , resultando em

$$P_{D,FC} = \sum_{i=0}^M Q \left( \frac{\lambda_{FC} - i\sqrt{A}}{\sqrt{\frac{\xi}{2\gamma_{FC}}}} \right) b'_i(p = P_{D,SU}) + \int_0^M Q \left( \frac{\lambda_{FC} - \rho}{\sqrt{\frac{\xi}{2\gamma_{FC}}}} \right) f^c(\rho|p = P_{D,SU}) d\rho, \quad (5.15)$$

$$P_{FA,FC} = \sum_{i=0}^M Q \left( \frac{\lambda_{FC} - i\sqrt{A}}{\sqrt{\frac{\xi}{2\gamma_{FC}}}} \right) b'_i(p = P_{FA,SU}) + \int_0^M Q \left( \frac{\lambda_{FC} - \rho}{\sqrt{\frac{\xi}{2\gamma_{FC}}}} \right) f^c(\rho|p = P_{FA,SU}) d\rho. \quad (5.16)$$

A dependência de (5.15) e (5.16) de  $p = P_{D,SU}$  ou  $p = P_{FA,SU}$  pode ser notada, o que significa que o limiar de decisão global otimizado depende do conhecimento do desempenho instantâneo do sensoriamento espectral nos SUs, informação esta que normalmente não está disponível na prática. Aqui, são propostos limiares sub-ótimos simplificados para as regras mais utilizadas de  $K$ -em- $M$ , que são: OU ( $K = 1$ ), E ( $K = M$ ) e MAJ ( $K = \lceil M/2 \rceil$ ), da seguinte forma [50]

$$\lambda_{FC} = \begin{cases} \sqrt{A}, & \text{para regra OU,} \\ (M-1)\sqrt{A}, & \text{para regra E, e} \\ (\lceil M/2 \rceil - 1/2)\sqrt{A}, & \text{para regra MAJ.} \end{cases} \quad (5.17)$$

Verificou-se empiricamente que esses limiares não produzem degradação significativa do desempenho do sensoriamento espectral, quando comparado ao esquema de [27], que é superior ao original proposto em [26], evitando a necessidade do FC saber os valores de  $P_{D,SU}$  e  $P_{FA,SU}$ . A comprovação dessas declarações está disposta na Seção 6.3, onde os resultados numéricos são apresentados e discutidos.

## 5.5 Análise sobre o consumo de energia

Para fins de análise de consumo de energia, o quadro de operação do SU pode ser dividido em três partes: (i) detecção local, (ii) envio da decisão local para o FC e (iii) decisão global e transmissão oportunista de dados. Na primeira parte, todas as SUs realizam o sensoriamento espectral e decidem sobre a presença ou a ausência do sinal do PU. Na segunda parte, as SUs transmitem suas decisões ao FC. Na terceira parte, o FC toma a decisão global sobre o estado do PU e, se for declarado ausência, os SUs podem iniciar sua comunicação oportunista, caso contrário, as SUs permanecem em silêncio se o PU for declarado presente.

Seguindo [13], o consumo médio de energia por quadro de sensoriamento em um esquema CSS é dado por

$$E_{css} = ME_{LS} + ME_R + P_{free}E_T, \quad (5.18)$$

onde  $E_{LS}$ ,  $E_R$  e  $E_T$  são as energias médias consumidas por um único SU durante a detecção local, envio da decisão local para o FC e transmissão oportunista de dados, respectivamente. A probabilidade do FC declarar que o canal sensoriado está livre,  $P_{\text{free}}$ , é dada por

$$P_{\text{free}} = P_{H_1}(1 - P_{D,FC}) + P_{H_0}(1 - P_{FA,FC}). \quad (5.19)$$

Note que em (5.18) é possível reduzir  $E_{\text{css}}$  reduzindo o valor de  $M$  no primeiro termo, o que significa reduzir o número de SUs que cooperam no processo de sensoriamento. No entanto, essa estratégia pode penalizar o desempenho do CSS, como visto no Capítulo 2. O segundo termo de (5.18) também aumenta com  $M$  e pode representar uma contribuição significativa para o consumo total de energia. Finalmente, o consumo de energia no terceiro termo depende do desempenho global do CSS.

### 5.5.1 Consumo de energia dos esquemas de fusão de referência e tradicional

Nos esquemas de fusão de referência em [26] e o tradicional (transmissão por canais ortogonais), os  $M$  usuários secundários executam o sensoriamento espectral local em todos os quadros, o que significa que o primeiro termo de (5.18) é constante em todas as rodadas de sensoriamento. Além disso, o consumo de energia  $ME_R$  em (5.18) é sempre igual a  $MA$  nestes esquemas, uma vez que todas as SUs transmitem suas decisões locais em todos os quadros através de símbolos BPSK com energia média  $A$ . Portanto, o consumo de energia médio por quadro para estes dois esquemas é dado por

$$E_{\text{css}} = ME_{LS} + MA + P_{\text{free}}E_T. \quad (5.20)$$

### 5.5.2 Consumo de energia no esquema de fusão com pré-compensação

Em [27] e no Capítulo 4, o conceito de fusão de decisões de sensoriamento espectral com transmissões pré-compensadas foi introduzido, mas nenhuma análise de consumo de energia foi feita. Esta análise é abordada nesta subseção.

O consumo de energia no esquema de fusão de [27] também segue (5.18). O consumo durante o sensoriamento espectral local, que é dado pelo primeiro termo de (5.18), é o mesmo que em [26], uma vez que em ambos os esquemas, todas as SUs realizam sensoriamento local em todos os quadros. O consumo de energia dado pelo terceiro termo de (5.18), como já mencionado, depende do desempenho global da rede de sensoriamento espectral. Assim, a diferença principal entre estes dois esquemas em termos de consumo de energia reside no segundo termo de (5.18).

Lembre-se que em (4.1), para formar o sinal transmitido do esquema de [27], cada SU multiplica o símbolo BPSK por um escalar complexo que depende do ganho de canal e do limiar de ceifamento. O consumo médio de energia de cada SU durante a fase de



transmissão da decisão local é então o valor de  $|s_k|^2$ , calculado em média sobre todos os valores possíveis de  $\alpha_k$ , para qualquer  $k$ . Portanto, novamente considerando os canais de controle com desvanecimento Rayleigh, o consumo médio de energia de cada SU durante a fase de transmissão da decisão local,  $E_R$ , é dado por (4.10) e, por conveniência, é reescrito a seguir

$$E_{R_{pc}} = E_1 \left( \frac{1}{C^2} \right) \frac{A}{\Omega} + C^2 \left[ 1 - \exp \left( -\frac{1}{\Omega C^2} \right) \right] A, \quad (5.21)$$

onde o subscrito adicional pc é um mnemônico para fusão pré-compensada e  $E_1(\cdot)$  indica a função integral exponencial generalizada de ordem unitária, como já mencionado anteriormente. Vale ressaltar que  $E_{R_{pc}}$  aumenta monotonicamente com o aumento de  $C$ .

Então, o consumo médio de energia por quadro no esquema apresentado no Capítulo 4 e em [27] é dado por

$$E_{css} = M E_{LS} + M E_{R_{pc}} + P_{free} E_T. \quad (5.22)$$

Equacionando  $E_{R_{pc}}$  para se igualar ao consumo médio de energia para cada SU, conforme exigido pelo esquema de fusão original de [26], que é  $A$ , pode-se achar facilmente que o limiar de ceifamento que faz  $\xi = A$  é  $C \approx 1,12$ . Por isso, para  $C < 1,12$ , o consumo de energia do esquema de fusão de [27] será menor que o alcançado pelo esquema de fusão original em [26]. No entanto, analisando [27], os valores de  $C$  são frequentemente superiores a 1,12. Portanto, a busca de uma estratégia para reduzir o consumo de energia do esquema de fusão com pré-compensação é completamente justificável. Isto é conseguido pela censura das transmissões pré-distorcidas das SUs, conforme demonstrado na próxima subseção.

### 5.5.3 Consumo de energia do esquema com pré-compensação e censura dos SUs

No esquema de fusão proposto, uma determinada SU somente poderá transmitir se declarar a presença do sinal do PU. Caso contrário, deve permanecer em silêncio. Portanto, (5.18) pode ser reescrita como:

$$E_{css} = M E_{LS} + \overline{M} E_{R_{pc}} + P_{free} E_T, \quad (5.23)$$

onde  $E_{R_{pc}}$  é calculado por (5.21) e  $\overline{M} = Mp$  é o número médio de SUs que decidem a favor da presença do sinal de PU em cada quadro, sendo  $p$  a probabilidade  $\mathbb{P}[u_k = 1]$  dado por (4.4). Portanto, enquanto o consumo médio de energia durante a fase de transmissão da decisão local no esquema de fusão original em [26] e no esquema de fusão em [27] é fixo e dado por  $MA$  e  $M E_{R_{pc}}$ , respectivamente, no esquema proposto o consumo varia em cada quadro e, na média, depende de  $\overline{M}$ . O primeiro termo em (5.23) tem o mesmo valor para os esquemas de [26, 27] e para o novo esquema aqui proposto.

### 5.5.4 Eficiência energética

É importante ter em mente que a estratégia de censurar as transmissões dos SUs altera a regra de decisão em relação àquelas adotadas em [26, 27], o que é uma indicação de que o desempenho do sensoriamento espectral possa ser afetado. Além disso, sabe-se que o desempenho do sensoriamento espectral impacta no consumo de energia da rede secundária devido à sua influência em  $P_{\text{free}}$ , como pode ser concluído a partir de (5.19). Por conseguinte, o consumo de energia dos três esquemas de fusão em análise deve ser comparado não apenas em termos de gasto de energia durante a fase de transmissão da decisão local, mas também, durante a fase de transmissão de dados oportunistas. A eficiência energética é a métrica adequada para abordar essa comparação, conforme descrito nesta subseção.

Lembre-se de que a rede secundária pode realizar uma transmissão oportunista sempre que declarar uma banda de frequência vaga na rede principal, um evento que ocorre com a probabilidade  $P_{\text{free}}$ , dada por (5.19). Como consequência, a rede secundária pode transmitir seus bits de maneira oportunista em uma situação de baixa  $P_{\text{D,FC}}$ , o que é injusto do ponto de vista da rede principal. Então, para abordar a eficiência energética na rede secundária, apenas os bits transmitidos quando uma banda livre é identificada corretamente devem ser considerados. O termo transmissão oportunista justa é usado aqui para denotar tal situação. Então, a probabilidade de uma transmissão oportunista justa é igual à probabilidade de identificar corretamente um espectro não utilizado, que é dado por  $P_{H_0}(1 - P_{\text{FA,FC}})$ .

Suponha que o intervalo de tempo de transmissão oportunista seja  $T_t$  e que durante esse intervalo, a taxa de bits obtida pelas SUs seja  $R_b$  bps (bits por segundo). Então, o número médio de bits transmitidos de forma oportunista e justa por quadro de sensoriamento é [13]

$$D = P_{H_0}(1 - P_{\text{FA,FC}})R_bT_t. \quad (5.24)$$

A eficiência energética pode ser indiretamente avaliada por meio da quantidade de energia consumida por toda a rede secundária por bit transmitido de forma oportunista e justa [55] (pág. 106), a qual é medida em joules por bit e calculada por

$$\Upsilon = \frac{E_{\text{css}}}{D}, \quad (5.25)$$

onde  $E_{\text{css}}$  é o consumo total de energia da rede secundária, conforme dado por (5.20), (5.22) e (5.23) para os esquemas de fusão de referência [26], para o sistema com pré-compensação [27] e para o novo esquema com pré-compensação e censura, respectivamente. Assim, uma rede secundária mais eficiente em termos de energia é aquela que alcança valores mais baixos de  $\Upsilon$ .

## 5.6 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado um sistema de fusão eficiente de decisões distribuídas utilizando o conceito de transmissões pré-compensadas com censura do usuário secundário. O objetivo desta proposta é fazer uso eficiente da largura de banda do canal de controle e, ao mesmo tempo, economizar energia na rede secundária. Expressões analíticas foram definidas para a FDP do sinal recebido pelo FC na ausência de ruído aditivo, na qual se mostraram aderentes à FDP obtida por meio de simulação computacional nos casos onde o limiar de ceifamento é suficientemente alto. A partir da expressão da FDP do sinal recebido pelo FC, pode-se definir expressões analíticas para o desempenho global em termos de  $P_{D,FC}$  e  $P_{FA,FC}$ .

Além disso, foram feitas análises sobre o consumo de energia das propostas de referências em [26], [27] e do sistema aqui proposto. Por meio destas análises, foi possível desenvolver expressões analíticas que determinam o consumo de energia dos sistemas analisados.

O próximo capítulo é dedicado às análises numéricas que podem ser obtidas por meio das expressões definidas neste capítulo.

## 6 Análise de desempenho dos esquemas de sensoriamento

Nos resultados numéricos apresentados neste capítulo, o esquema de fusão original proposto em [26], o esquema com transmissões ortogonais e o esquema de fusão com transmissões pré-compensadas sugerido em [27] são identificados, respectivamente por, referência, tradicional e pré-comp. Enquanto que o esquema proposto no Capítulo 5 é designado por censurado.

Para se fazer uma comparação justa entre estes esquemas, há de se considerar que, para os sistemas de referência e tradicional, a energia média por bit transmitido é igual a  $E_b = A$ , enquanto que para os sistema com pré-compensação e o censurado,  $E_b = \xi$ , dado por (4.10). Sendo assim, para se manter  $\gamma_{FC}$  igual para os quatro sistemas analisados, é preciso definir a variância do ruído para os sistemas de referência e tradicional como  $\sigma_w^2 = A/2\gamma_{FC}$ , enquanto que, para os demais sistemas com pré-compensação, a variância do ruído deve ser  $\sigma_w^2 = \xi/2\gamma_{FC}$ . Fazendo isso, garante-se que a razão  $E_b/N_0$  será a mesma para os quatro sistemas, mantendo-se a justiça em qualquer análise feita neste capítulo.

### 6.1 Desempenho do sensoriamento espectral cooperativo em termos de ROC

Cada valor nas curvas ROC apresentadas a seguir foi obtido a partir de 500.000 eventos de Monte Carlo. Cada evento corresponde à geração de um sinal de PU na forma  $\mathbf{y} = I\mathbf{x} + \mathbf{w}$ , sendo  $I$  uma variável liga/desliga com probabilidades  $P_{H_1} = P_{H_0} = 0,5$ ,  $\mathbf{x}$  é um sinal contendo  $N$  amostras de um processo  $\mathcal{N}(0, \sigma_x^2)$  e  $\mathbf{w}$  é o vetor com  $N$  amostras de ruído. Sem perda de generalidade, presume-se que cada SU faz sua decisão local sobre a atividade do sinal de PU por meio de detecção de energia a partir de  $N = 100$  amostras recebidas, para um limiar de detecção dado por  $\lambda_{SU}$  (veja a Seção 2.2). As decisões individuais dos SUs são enviadas ao FC através dos canais de controle usando um mapeamento BPSK ou uma transmissão censurada, dependendo do esquema de fusão em análise. Nos esquemas de referência e tradicional, os símbolos BPSK são transmitidos ao FC em todos os quadros de sensoriamento. Um procedimento semelhante ocorre quando o esquema com pré-compensação é aplicado, mas os símbolos BPSK são pré-compensados de acordo com o ganho do canal, antes da transmissão. No esquema censurado, apenas os SUs que detectam a presença do sinal de PU enviam suas decisões locais por meio de símbolos pré-compensados ao FC. As decisões dos SUs e a decisão global no FC são usadas separadamente para computar as taxas de falso alarme e detecção, que são as estimativas

das probabilidades associadas. Esse procedimento é repetido variando  $\lambda_{\text{SU}}$ , de modo que as curvas ROC são traçadas.

A Figura 24 mostra os desempenhos dos quatro esquemas de fusão em análise, para  $M = 3$  e  $M = 5$  usuários secundários e para  $K = 1$ ,  $K = \lceil M/2 \rceil$  e  $K = M$  na regra de fusão  $K$ -em- $M$ . Estes valores de  $K$  foram escolhidos para configurar as regras de fusão de decisão amplamente conhecidas: OU, MAJ e E, respectivamente. A SNR do sinal sensoriado pelas SUs foi arbitrariamente definida como  $\gamma_{\text{SU}} = -5$  dB e a SNR média por bit recebido no FC foi definida para  $\gamma_{\text{FC}} = 5$  dB. Os ganhos do canal de controle  $h_k$  foram extraídos de uma distribuição Gaussiana complexa de média nula e com segundo momento unitário, representando, portanto, canais planos e lentos, com realizações independentes entre os quadros de sensoriamento. Em um primeiro momento, o limiar de ceifamento foi escolhido como  $C = 3, 5$ , seguindo o procedimento introduzido na Seção 4.2. Posteriormente será feita uma análise mais extensa sobre a escolha deste limiar. Os resultados teóricos relativos ao esquema com pré-compensação são obtidos por meio de (4.21) e (4.22). Para o esquema censurado, as curvas teóricas são obtidas por meio de (5.15) e (5.16). Para o esquema tradicional, as curvas teóricas são obtidas por meio de (2.13) e (2.14). Os desempenhos teóricos associados ao esquema de fusão de referência não são mostrados, uma vez que (3.14) e (3.15) somente se aplicam aos canais de controle AWGN [26].

A partir dos resultados apresentados na Figura 24, pode-se notar que o esquema censurado supera o esquema original de [26] em todos os casos em análise. Para  $M = 5$  e  $K = 1$ , também supera o esquema com pré-compensação em [27]. Nos casos restantes, o desempenho do novo esquema é próximo ao pré-compensado, o que demonstra que a combinação de censura e pré-compensação não causou degradação de desempenho em relação ao uso exclusivo de pré-compensação, trazendo a vantagem de um menor consumo de energia. O esquema tradicional foi superado para as regras de fusão E e OU. Para o caso da regra MAJ, o desempenho entre os esquemas censurado e tradicional são próximos, porém, com uma ligeira vantagem para o esquema tradicional. No entanto, lembre-se que o esquema censurado é mais eficiente que o tradicional do ponto de vista de ocupação espectral.

Além disso, pode-se concluir que as expressões em (5.15) e (5.16) são precisas e podem ser usadas para computar as probabilidades globais de detecção e falso alarme alcançadas pelo esquema censurado. A aderência entre os resultados teóricos obtidos por meio de (5.15) e (5.16) e os resultados empíricos são melhor explorados na Seção 6.3.

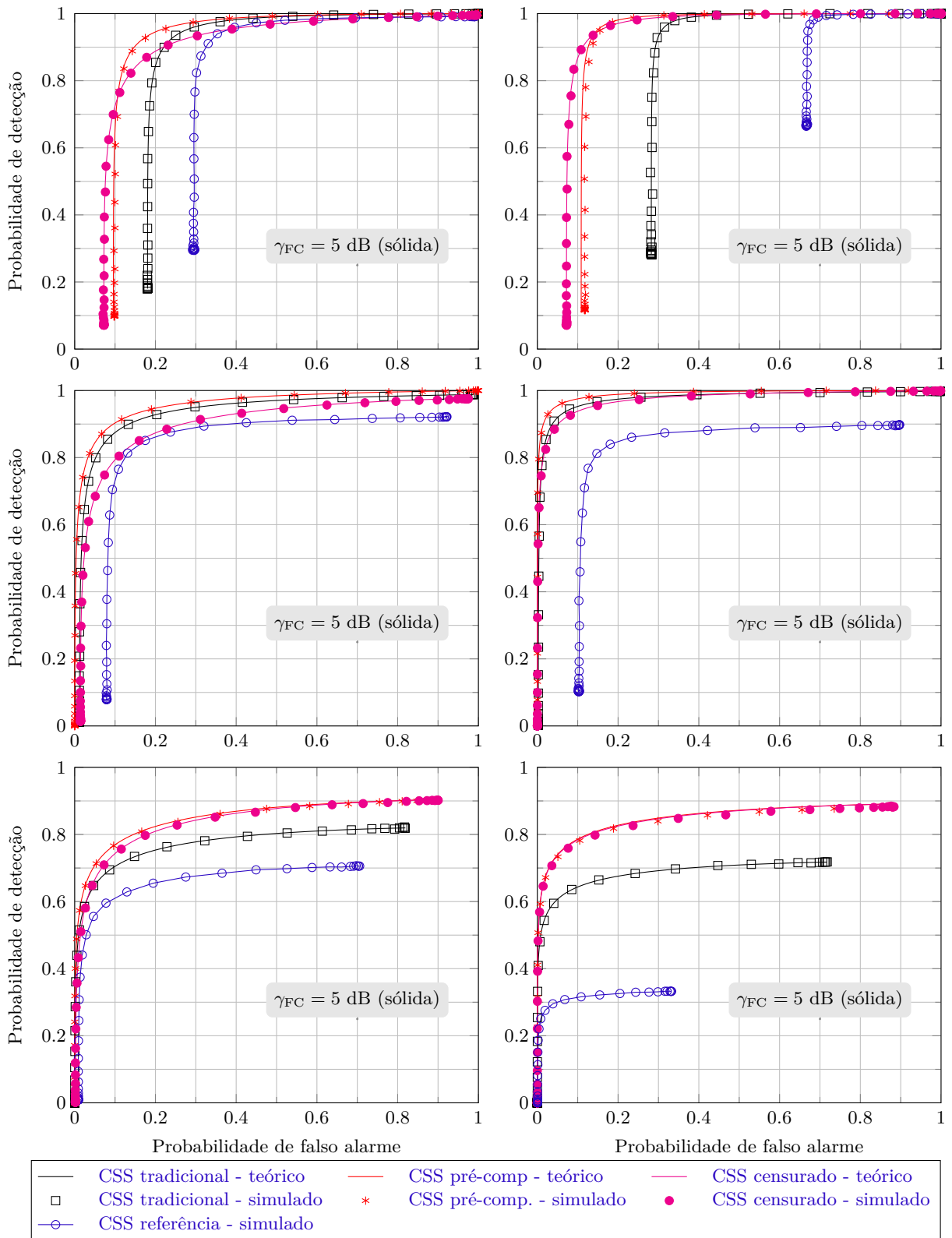


Figura 24 – Curvas ROC no centro de fusão para  $M = 3$  (esquerda),  $M = 5$  (direita),  $K = 1$  (superior),  $K = \lceil M/2 \rceil$  (meio) e  $K = M$  (inferior).

## 6.2 Consumo de energia

A análise do consumo de energia é, em primeiro lugar, focada na fase de transmissão das decisões locais. As outras fases serão consideradas posteriormente, por meio do parâmetro de eficiência energética.

Como mencionado anteriormente, nos esquemas de fusão de referência, tradicional e com pré-compensação, todos os SUs devem transmitir suas decisões locais ao FC em todas as quadros de sensoriamento. O consumo de energia durante a fase de transmissão da decisão local é igual a  $MA$  para os esquemas de referência e tradicional, enquanto que, é igual a  $ME_{R_{pc}}$  para o esquema com pré-compensação (veja (5.20) e (5.22)). A partir de (5.21), pode-se notar que  $E_{R_{pc}}$  depende do limiar de ceifamento  $C$ . Como exemplo, considerando novamente  $A = 1$  e  $C = 3, 5$ , então, o consumo de energia durante a fase de transmissão da decisão local para os esquemas de referência e tradicional serão iguais a  $M$ , enquanto que o consumo de energia será igual a  $2,9686M$  para o esquema com pré-compensação. Nesta situação exemplificadora, o consumo de energia para o esquema com pré-compensação é quase três vezes maior que o alcançado com os esquemas tradicional e referência em [26].

O esquema censurado proposto introduz o conceito de censura na fase de transmissão da decisão local para reduzir o problema do alto consumo de energia quando a técnica de pré-compensação é aplicada. O consumo de energia do esquema censurado, durante esta fase, depende do limiar de ceifamento  $C$  e da probabilidade  $p$ , que por sua vez depende do desempenho do sensoriamento local e da atividade do sinal de PU, como pode ser visto em (4.4). Por exemplo, como pode ser observado na Figura 25 para  $A = 1$ ,  $C = 3, 5$ ,  $P_{H_0} = P_{H_1} = 0, 5$  e  $p \approx 0, 5$ , dado pelo desempenho local  $P_{FA,SU} = 0, 1659$  e  $P_{D,SU} = 0, 8319$ , o consumo de energia do novo esquema CSS durante a fase de transmissão da decisão local será igual a  $1, 4843M$ , que é 50% do consumo produzido pelo esquema de fusão com pré-compensação em [27].

A Figura 25 também mostra outras comparações sobre o consumo de energia durante a fase de transmissão das decisões locais para os esquemas de fusão em análise, considerando  $M = 5$ ,  $\gamma_{SU} = -5$  dB e  $A = 1$ . Embora o esquema de fusão com pré-compensação obtenha desempenhos em termos de ROC substancialmente melhores quando comparados com aqueles obtidos pelo esquema de referência (veja Figura 24), a Figura 25 mostra que o consumo de energia do primeiro é consideravelmente maior. Por outro lado, o consumo de energia do esquema censurado depende do desempenho do sensoriamento local. Por exemplo, quando  $C = 3, 5$  e  $p = 0, 5$  (devido  $P_{FA,SU} = 0, 1659$  e  $P_{D,SU} = 0, 8319$ ), os consumos de energia são aproximadamente 7,4 e 5 joules para os esquemas censurado e referência, respectivamente. No entanto, por meio da Figura 24, pode-se notar que o desempenho de sensoriamento do esquema censurado sempre supera o esquema de referência.

O consumo de energia do esquema censurado aumenta com o aumento de  $p$ , mas valores grandes de  $p$  podem ser traduzidos em altos valores das probabilidades de detecção e de falso alarme nos processos de sensoriamento local, sendo o último um efeito indesejado. Este comportamento se repete quando  $C = 2,5$ , mas o consumo de energia do esquema censurado e do esquema com pré-compensação proposto em [27] é menor, em média, quando comparado ao caso de  $C = 3,5$ . No entanto, o desempenho em termos de ROC é degradado à medida que o limiar de ceifamento diminui, tanto para o esquema censurado como para o esquema com pré-compensação.

Por meio da análise feita acima, pode-se concluir que uma solução de compromisso entre desempenho do sensoriamento e consumo de energia deve ser estabelecida em relação ao limiar de ceifamento, conforme demonstrado a seguir.

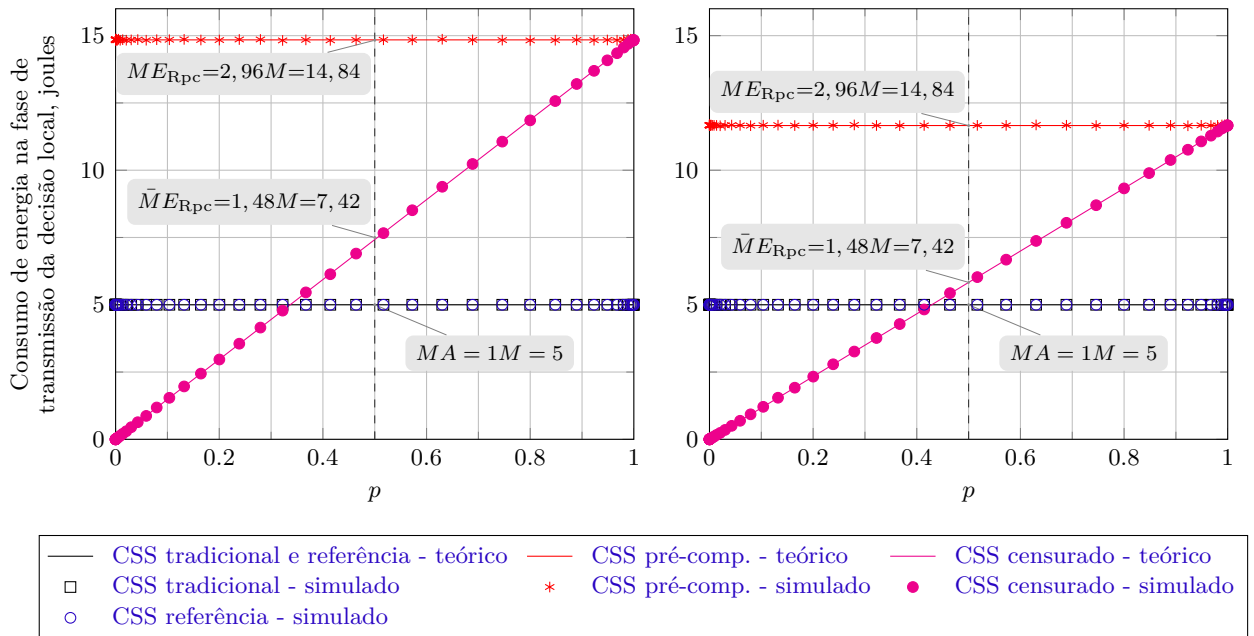


Figura 25 – Consumo de energia durante a fase de transmissão da decisão local ao FC para  $M = 5$ ,  $\gamma_{SU} = -5$  dB,  $A = 1$  e limiar de ceifamento  $C = 3,5$  (esquerda) e  $C = 2,5$  (direita).

### 6.3 Efeito do limiar de ceifamento no desempenho e no consumo de energia

O limiar de ceifamento  $C$  afeta o consumo de energia e o desempenho dos esquemas de sensoriamento espectral que se utilizam da pré-compensação. Se  $C$  aumenta, o consumo de energia aumenta e o desempenho melhora para ambos os esquemas. No entanto, a melhoria de desempenho não é linearmente proporcional a  $C$ , como pode ser visto nos



três gráficos superiores da Figura 26, que consideram  $M = 5$ ,  $\gamma_{\text{SU}} = -5$  dB,  $\gamma_{\text{FC}} = 5$  dB e  $A = 1$ . Observe que acima de um certo ponto, um incremento em  $C$  produz uma pequena redução na mínima probabilidade de erro de decisão no centro de fusão.

Considera-se que o melhor ponto operacional de uma curva ROC seja o correspondente ao par  $(P_{\text{FA,FC}}, P_{\text{D,FC}})$ , de modo que  $P_{\text{error}}$  seja minimizada para um determinado  $P_{H_0} = 1 - P_{H_1}$ .

Vale ressaltar que a métrica  $P_{\text{error}}$  foi usada aqui para combinar as métricas de desempenho  $P_{\text{FA,FC}}$  e  $P_{\text{D,FC}}$  em uma única análise, facilitando a apresentação de resultados numéricos que consideram a solução de compromisso entre o limiar de ceifamento e a confiabilidade global do sensoriamento espectral.

Observe na Figura 26 que, para as regras de fusão de decisões consideradas OU, MAJ e E,  $P_{\text{error}}$  é constante para qualquer valor de  $C$ , nos casos dos esquemas de referência e tradicional, pois nestes esquemas, nenhuma técnica de pré-compensação é aplicada.

Para  $K = 1$  (gráficos à esquerda da Figura 26), a mínima probabilidade de erro do esquema de referência é 0,35, enquanto que, para o esquema tradicional esta probabilidade é de 0,17, aproximadamente. A mínima probabilidade de erro diminui à medida que  $C$  aumenta para o esquema com pré-compensação: para  $C < 1,5$ , o desempenho do esquema com pré-compensação é pior que o alcançado pelo sistema tradicional, enquanto que, para  $C > 1,5$ , o desempenho do esquema com pré-compensação é melhor do que o alcançado pelo sistema de referência. A situação se inverte para valores de  $C > 1$  e  $C > 1,5$ . No entanto, pode-se observar no gráfico inferior esquerdo da Figura 26 que o consumo de energia do esquema com pré-compensação supera os alcançados com os esquemas de referência e tradicional para os valores citados de  $C > 1$  e  $C > 1,5$ . Já o esquema censurado apresenta uma mínima probabilidade de erro menor que todos os outros esquemas analisados para  $C > 0,5$  e é ligeiramente superado pelo esquema com pré-compensação para  $C > 4$ , aproximadamente. Além disso, note que o consumo de energia do esquema censurado é menor que dos demais esquemas para  $C < 4,5$ , sendo ligeiramente maior que os esquemas tradicional e referência para  $C > 4,5$ .

Uma vez que a mínima  $P_{\text{error,FC}}$  permanece praticamente constante para  $C \geq 3$ , no caso do esquema com pré-compensação,  $C = 3$  pode ser considerado um bom limiar de ceifamento. Portanto, para alcançar um bom desempenho com a regra OU para o esquema com pré-compensação, a energia necessária na fase de transmissão da decisão local é de aproximadamente 13 joules. Por outro lado, o esquema censurado atinge o mesmo desempenho com  $C \geq 0,5$ . De acordo com a Figura 26 (gráfico inferior esquerdo), o consumo de energia do esquema censurado operando sob a regra OU e  $C = 0,5$  é igual a 0,6 joules, que é aproximadamente 21 vezes menor que a energia consumida pelo esquema com pré-compensação em [27].

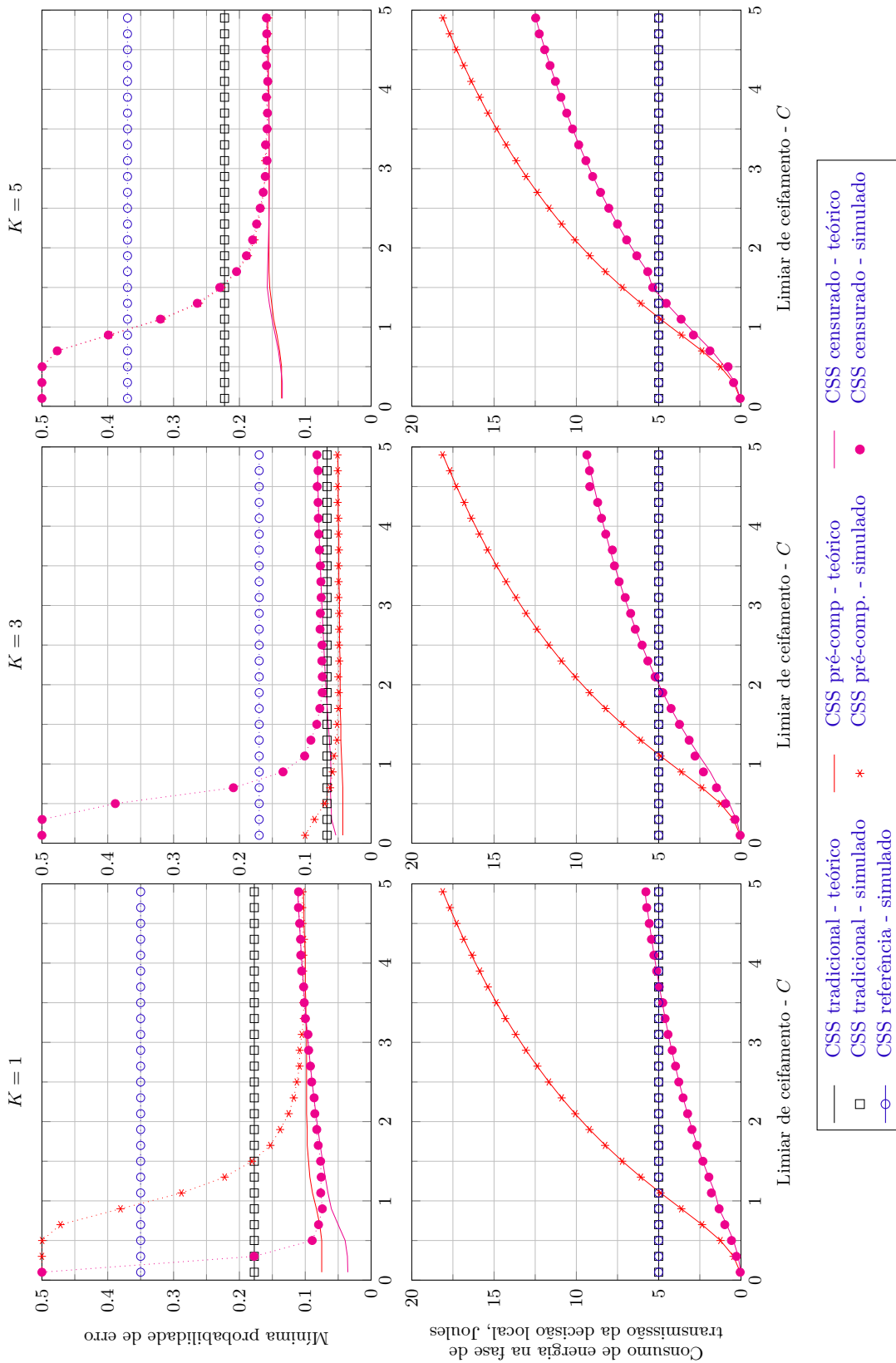


Figura 26 – Mínima probabilidade de erro (**superior**) e consumo de energia durante a fase de transmissão da decisão local (**inferior**) como função do limiar de ceifamento  $C$ , para  $M = 5$ ,  $\gamma_{SU} = -5$  dB,  $\gamma_{FC} = 5$  dB e  $A = 1$ .

Como uma visão alternativa de um único resultado entre aqueles mostrados na parte superior esquerda da Figura 26, a Figura 27 mostra os desempenhos em termos de ROC do esquema de fusão com pré-compensação e o esquema censurado, juntamente com os correspondentes consumos de energia durante a fase de transmissão das decisões locais. Observe que  $C = 3$  foi usado no primeiro esquema, enquanto  $C = 0,5$  foi usado no último, pois, para estes dois limiares de ceifamento as duas técnicas apresentam o mesmo desempenho em termos de mínima probabilidade de erro. Note que existe um ponto de cruzamento entre as curvas ROC desses dois esquemas, com valores de  $P_{FA,FC} = 0,15$  e  $P_{D,FC} = 0,92$ , levando o desempenho dos dois esquema à mesma mínima probabilidade de erro,  $P_{erro,FC} = 0,115$  quando  $p = 0,51$ . Como pode ser notado, para este ponto de cruzamento, o consumo de energia correspondente é ilustrado na Figura 27 (**direita**), os quais, correspondem aos valores citados anteriormente, ou seja, para  $p = 0,51$  o consumo de energia é de 13 joules para o esquema com pré-compensação e 0,6 joules para o esquema com censura.

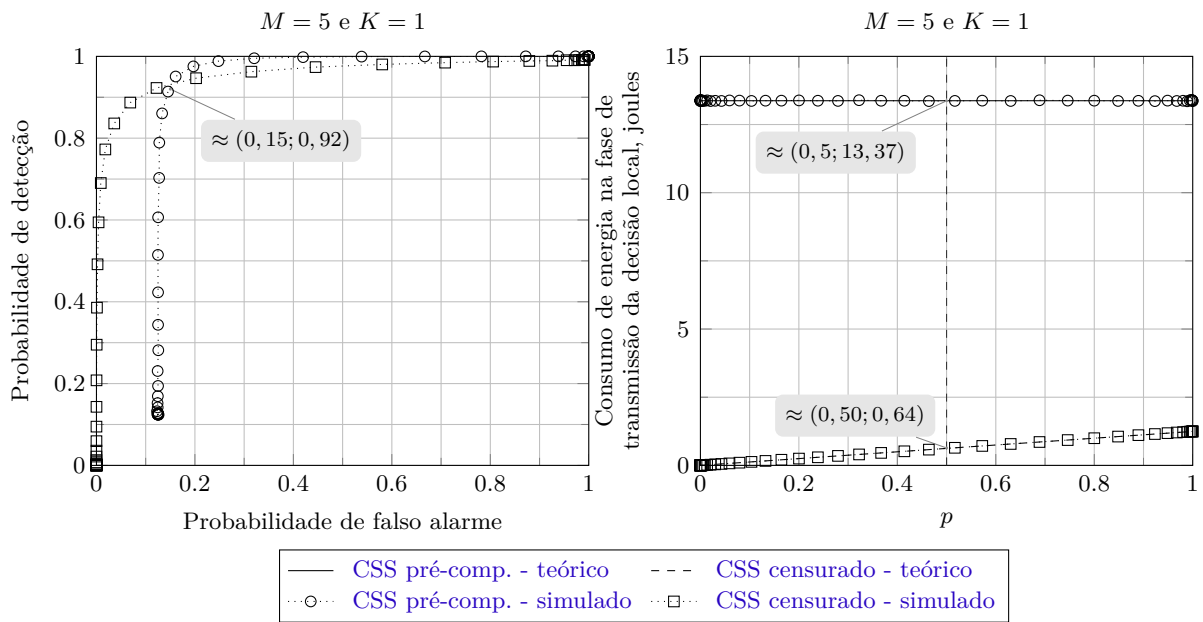


Figura 27 – Desempenho do sensoriamento (**esquerda**) e consumo de energia (**direita**) para o esquema censurado e esquema com pré-compensação, para  $M = 5$ ,  $\gamma_{SU} = -5$  dB,  $\gamma_{FC} = 5$  dB e  $A = 1$ .

Para a regra de fusão MAJ, pode ser observado a partir do gráfico do centro superior da Figura 26 que o esquema com pré-compensação supera os outros esquemas analisados, uma vez que atinge mínimas probabilidades de erro menores para toda a faixa de limiar de ceifamento analisada. A partir dos gráficos do centro da Figura 26, pode-se ver que, para  $C = 0,5$ , o esquema com pré-compensação atinge uma baixa  $P_{erro,FC}$  mínima com um consumo de energia  $ME_{R_{pc}} \approx 5 \times 0,25 = 1,25$  joules. O esquema com

censura supera o esquema de referência em [26] para  $C > 0,8$  e praticamente se iguala ao desempenho do esquema tradicional para  $C > 1,5$ . Embora o esquema censurado tenha um menor gasto de energia se comparado ao esquema tradicional até  $C = 2$ .

Quando a regra de fusão E é empregada, observa-se a partir do gráfico superior direito da Figura 26 que tanto o esquema censurado quanto o esquema com pré-compensação alcançam praticamente a mesma  $P_{\text{error}}$  para qualquer valor de  $C$ , superando o esquema original para  $C > 1$  e o esquema tradicional para  $C > 1,5$ , aproximadamente. Neste caso, a partir do gráfico inferior direito da Figura 26, pode-se observar que o esquema censurado é mais eficiente que o esquema com pré-compensação, uma vez que atinge menor consumo de energia para a mesma mínima probabilidade de erro.

Ainda se referindo à Figura 26, pode-se concluir que (5.15) e (5.16) são aderentes com o resultados de simulação para valores de limiar de ceifamento  $C$  que produzem aproximações precisas das FDPs. Observe que os desempenhos obtidos a partir de simulações considerando as regras OU e MAJ são bastante próximas dos resultados teóricos para  $C > 1$  e  $C > 2$ , respectivamente, enquanto que para a regra E, os resultados teóricos se aproximam dos resultados da simulação para  $C > 3$ . Para valores mais baixos do limiar de ceifamento, as expressões teóricas divergem dos resultados da simulação, conforme esperado. As expressões para cômputo do consumo de energia, (5.22) e (5.23), também apresentam aderência satisfatória com os resultados de simulação para todos os valores de  $C$ , considerando ambos esquemas que são influenciados por  $C$ . Foram observados comportamentos bastante semelhantes aos apresentados na Figura 26 para outros valores de  $M$ , mas com diferentes resultados numéricos. Estes resultados foram omitidos por questões de concisão.

É importante mencionar que os resultados apresentados na Figura 26 estão de acordo com as observações feitas em [27] (pág. 10903), onde mostra-se que, para  $M = 5$  e  $K = 1$ , os resultados teórico e simulado do desempenho de sensoriamento espectral convergem para  $C > 3,7$ .

## 6.4 Eficiência energética

A Figura 28 permite a avaliação das eficiências energéticas alcançadas pelos quatro esquemas de fusão em análise. A figura em questão mostra a quantidade de energia consumida por toda a rede secundária por bit transmitido de forma oportunista e justa, considerando, sem perda de generalidade, que  $R_b T_t = 1$  (veja (5.24) e (5.25)). Assim, o consumo de energia por bit transmitido de forma oportunista e justa em uma rede real é obtido simplesmente dividindo os consumos mostrados nestes gráficos pelo valor real de  $R_b T_t$ . Os parâmetros do sistema considerados para gerar a Figura 28 são  $M = 5$ ,  $K = 1$ ,  $K = 3$  e  $K = 5$ ,  $\gamma_{\text{SU}} = -5$  dB,  $\gamma_{\text{FC}} = 5$  dB e  $A = 1$ . Os limiares de ceifamento foram

escolhidos para tornar semelhante a mínima probabilidade de erro de decisão dos esquemas censurado e pré-compensação e foram obtidos a partir dos três gráficos superiores da Figura 26:  $C = 3$  para  $K = 1$ ,  $C = 2$  para  $K = 3$  e  $C = 2, 5$  para  $K = 5$ .

Pode-se verificar no gráfico superior esquerdo da Figura 28 que o esquema censurado alcança uma eficiência energética consideravelmente maior (consumo de energia consideravelmente menor por bit transmitido de forma oportunista e justa) que os outros três esquemas quando  $K = 1$ , para valores de  $P_{FA, FC}$  de importância prática. Por exemplo, em  $P_{FA, FC} = 0, 1$ , a rede secundária consome  $\Upsilon \approx 10$  joules por  $R_b T_t$  bits transmitidos de forma oportunista e justa no esquema com censura. Para a mesma probabilidade de falso alarme, o esquema com pré-compensação consome  $\Upsilon \approx 30$  joules por  $R_b T_t$  bits transmitidos, isto é, um eficiência energética três vezes menor que o esquema com censura. Os esquemas de referência e tradicional não são capazes de atingir  $P_{FA, FC} = 0, 1$  com os parâmetros do sistema em consideração. O valor mais baixo de  $P_{FA, FC}$  é de  $0, 7$  para o esquema de referência, o que é inútil na prática. Nessa situação, o custo da energia para transmitir  $R_b T_t$  bits de forma oportunista e justa é  $\Upsilon \approx 30$  joules. Para o esquema tradicional, a menor  $P_{FA, FC}$  atingida é de  $0, 3$ , aproximadamente, que resulta em um consumo de  $15$  joules por  $R_b T_t$  transmitidos.

No caso de  $K = 3$ , pode-se observar no gráfico superior direito da Figura 28 que a eficiência energética de todos os esquemas melhorou em comparação com o caso de  $K = 1$ . A melhoria mais expressiva foi alcançada pelo esquema com pré-compensação. Além disso, pode-se notar que a eficiência energética do esquema censurado é agora comparável à alcançada pelos esquemas de referência e tradicional para  $P_{FA, FC} = 0, 1$ , permanecendo melhor que o alcançado pelo esquema com pré-compensação. O consumo de energia dos esquemas de referência, tradicional e censurado é  $\Upsilon \approx 13$  joules por  $R_b T_t$  bits transmitidos de forma oportunista e justa para  $P_{FA, FC} = 0, 1$ , enquanto que  $\Upsilon \approx 23$  joules por  $R_b T_t$  bits transmitidos para o esquema com pré-compensação. Portanto, o esquema com censura atinge uma eficiência energética quase  $1, 8$  vezes maior do que o esquema com pré-compensação.

Para o caso de  $K = M$ , pode-se notar no gráfico inferior da Figura 28 que o esquema censurado alcança uma eficiência energética ligeiramente melhor do que o esquema com pré-compensação para qualquer valor de  $P_{FA, FC}$  e uma eficiência energética um pouco pior do que os esquemas de referência e tradicional para  $P_{FA, FC} > 0, 02$ , aproximadamente, porém, ganha dos outros dois para  $P_{FA, FC}$  abaixo de  $0, 02$ , aproximadamente. Para  $P_{FA, FC} = 0, 1$ , o esquema censurado atinge uma eficiência energética quase  $1, 35$  vezes maior do que o esquema com pré-compensação e  $1, 5$  vezes menor que os esquemas de referência e tradicional.

Finalmente, a Figura 29 compara as eficiências energéticas mais altas que podem ser alcançadas por cada um dos quatro esquemas analisados. Com base nos resultados de

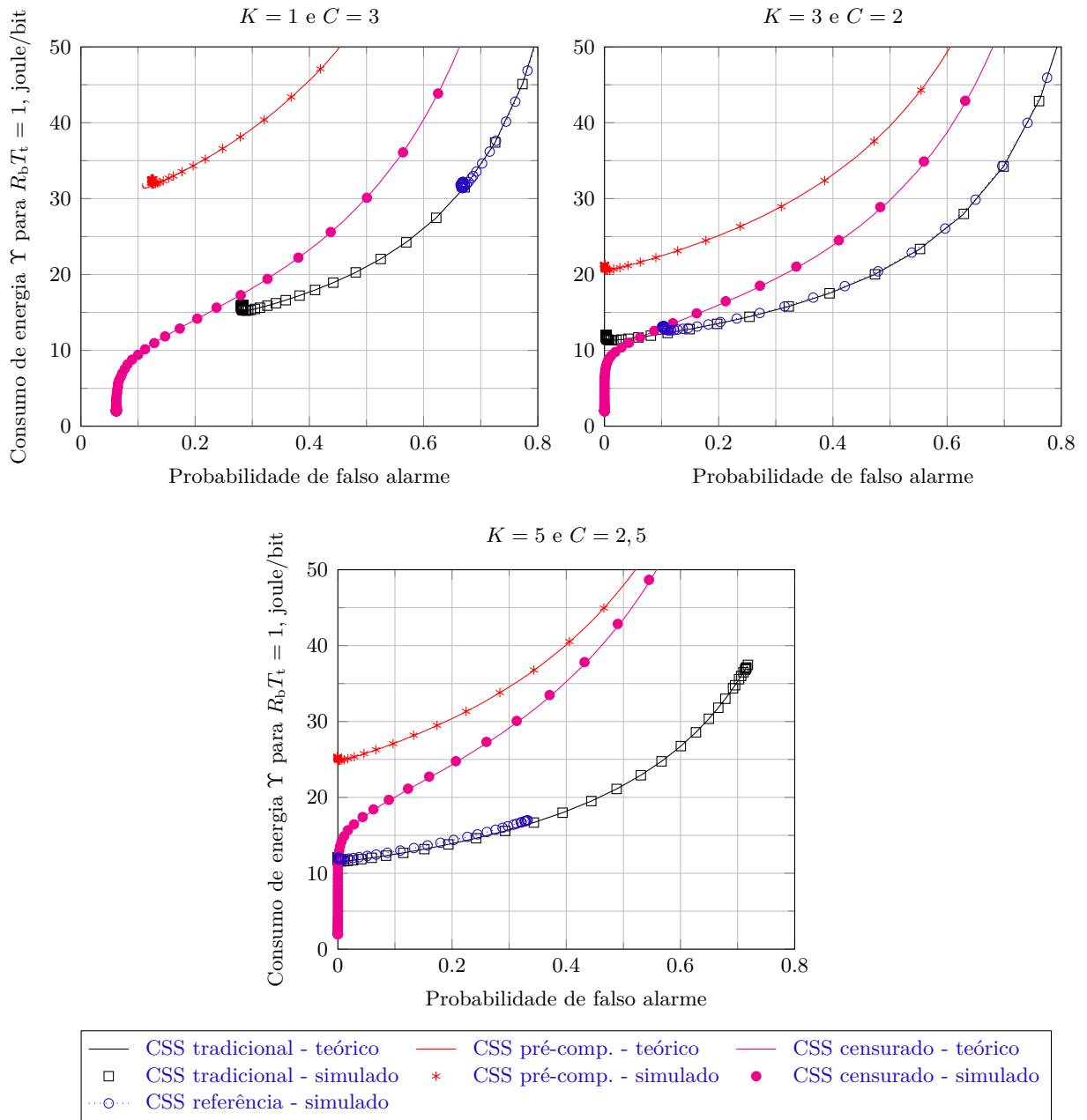


Figura 28 – Consumo de energia por  $R_b T_t$  bits transmitidos de forma oportunista e justa, para  $M = 5$ ,  $K = 1$  (**superior esquerdo**),  $K = 3$  (**superior direito**) e  $K = 5$  (**inferior**),  $\gamma_{SU} = -5$  dB,  $\gamma_{FC} = 5$  dB e  $A = 1$ .

simulação mostrados nos gráficos superiores da Figura 26, para cada esquema, é considerado o menor valor do limiar de ceifamento  $C$  além do qual nenhuma variação expressiva na menor  $P_{\text{error,FC}}$  é percebida. Portanto, a melhor eficiência energética do esquema censurado é de  $K = 1$  e  $C = 0,5$ , enquanto que o mesmo acontece para  $K = 3$  e  $C = 0,5$  no esquema com pré-compensação e para  $K = 3$  nos esquemas de referência e tradicional. Lembre-se de que nestes dois últimos não se aplica ceifamento aos sinais transmitidos para o FC.

Pode-se concluir a partir da Figura 29 que a eficiência energética do esquema censurado supera os outros três analisados. Por exemplo, novamente considerando  $P_{\text{FA}, \text{FC}} = 0,1$ , a energia consumida por  $R_b T_t$  bits transmitidos de forma oportunista e justa é  $\Upsilon \approx 2,5$  joules para o esquema censurado, sendo  $\Upsilon \approx 3,8$  joules para o esquema com pré-compensação. Os esquemas de referência e tradicional têm uma eficiência energética consideravelmente menor, atingindo  $\Upsilon \approx 12$  joules por  $R_b T_t$  bits transmitidos de forma oportunista e justa na sua melhor configuração. Portanto, para as melhores configurações de eficiência energética, o esquema censurado atinge uma eficiência energética quase 1,5 vezes maior do que o esquema com pré-compensação e quase 5 vezes maior do que os sistemas de referência em [26] e tradicional. Lembrando que o esquema tradicional possui uma eficiência espectral menor que todos os outros três esquemas analisados.

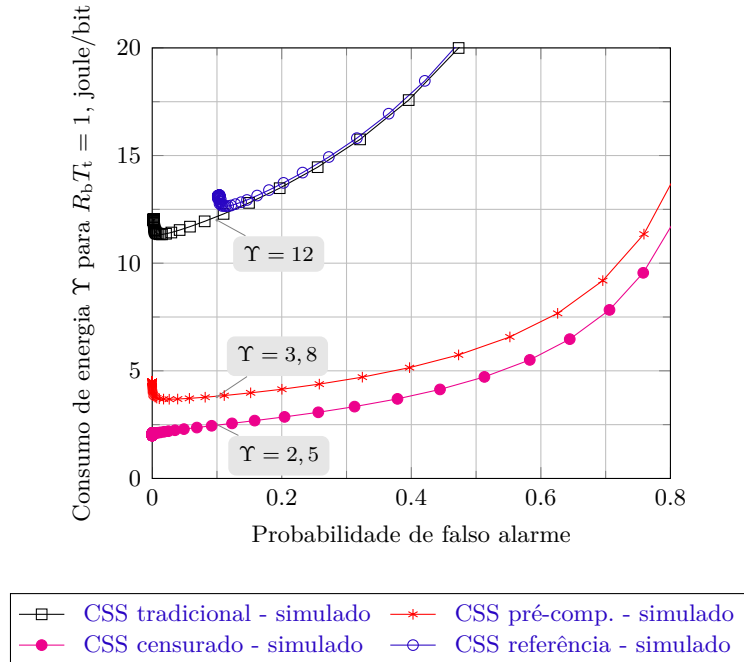


Figura 29 – Menor consumo de energia por  $R_b T_t$  bits transmitidos de forma oportunista e justa, para  $M = 5$ ,  $K = 1$  e  $C = 0,5$  no esquema censurado,  $K = 3$  e  $C = 0,5$  para o esquema com pré-compensação e  $K = 3$  para os esquemas de referência e tradicional.

A fim de ilustrar o significado prático dos resultados apresentados na Figura 29, considere que o intervalo de transmissão oportunista é  $T_t = 40$  ms e que a taxa de bits alcançada por cada SU é  $R_b = 10$  kbps [55](p. 111). Neste cenário, a eficiência energética da rede para o esquema censurado é  $\Upsilon = 2,5/R_b T_t = 2,5/400 = 6,25 \times 10^{-3}$  joules por bit transmitido de forma oportunista e justa. Seguindo o mesmo raciocínio, a eficiência energética dos esquemas de referência em [26] e tradicional é  $\Upsilon = 12/400 = 30 \times 10^{-3}$  joules por bit transmitido. Por fim, para o esquema com pré-compensação, a eficiência energética é igual a  $\Upsilon = 3,8/400 = 9,5 \times 10^{-3}$  joules por bit transmitido de maneira

oportunista e justa. Portanto, neste cenário de maior eficiência energética, o esquema censurado tem um consumo de energia por bit transmitido 34% menor que o esquema com pré-compensação e 80 % menor que os esquemas de referência e tradicional. Este exemplo mostra que o esquema de fusão proposto permite o estabelecimento de uma boa solução de compromisso entre a eficiência da largura de banda e o consumo de energia para redes de sensoriamento espectral cooperativo.



## 7 Conclusões finais

Este trabalho traz um compêndio sobre esquemas eficientes de sensoriamento espectral cooperativo. Os esquemas abordados são derivações do esquema de referência tratado em [26], que propõe uma rede CSS que permite os SUs enviarem suas decisões locais ao FC no mesmo recurso tempo-frequência, fazendo com que haja uma alta eficiência espectral na rede.

Além de estender o trabalho de [26], este trabalho explora as particularidades da regra de decisão global e das expressões analíticas fornecidas por [26]. Pode-se concluir que o desempenho em termos de sensoriamento espectral do esquema eficiente é melhor que o desempenho do sistema CSS tradicional, que utiliza canais de controle ortogonais para transmissão das decisões locais dos SUs ao FC, para canais de controle AWGN. No entanto, para canais de controle com desvanecimento tipo Rayleigh, o desempenho do esquema eficiente é pior que o desempenho do esquema tradicional. Contudo, em ambos os canais, os desempenhos dos dois esquemas se igualam quando a razão sinal-ruído do canal de controle é suficientemente alta. As expressões analíticas fornecidas em [26] para cômputo das principais métricas de desempenho global do sensoriamento espectral em canais AWGN,  $P_{FA,FC}$  e  $P_{D,FC}$ , possuem certas restrições quanto à aderência com os resultados reais e o desenvolvimento destas expressões aplicadas à canais com desvanecimento variante no tempo se mostra uma tarefa muito mais desafiadora.

Foi mostrado que a regra de decisão global proposta em [26] pode ser vista como um critério de decisão baseado no princípio da máxima verossimilhança que visa decidir se um sinal recebido pertence a um determinado grupo. Apesar de subótimo, este critério permite o funcionamento do esquema proposto em [26]. No entanto, este trabalho traz uma modificação afim de melhorar a regra de decisão global em [26]. A melhoria da regra se baseia no princípio da máxima probabilidade *a posteriori* para decidir se o sinal recebido pertence a um determinado grupo. Pode-se concluir que a modificação proposta realmente melhora o desempenho da regra de decisão original em todos os cenários analisados. O pressuposto adotado para a regra melhorada, de que as hipóteses  $H_1$  e  $H_0$  sejam equiprováveis, pode não ser realista na prática. No entanto, é razoável supor que as probabilidades associadas às hipóteses podem ser estimadas e usadas para melhorar a confiabilidade das decisões no FC na prática. Neste caso, se essas probabilidades são de alguma forma estimadas, elas devem ser adequadamente substituídas na regra de decisão melhorada fornecida neste trabalho.

Também foi analisada neste trabalho a estratégia de pré-compensação das decisões locais ao serem transmitidas ao FC. Uma vantagem adquirida com esta estratégia

é associada ao fato das estimativas dos ganhos dos canais de controle serem feitas pelos SUs e não pelo FC. Neste caso, os sinais de referência, usados para estimativa dos ganhos dos canais, podem ser enviadas pelo FC em difusão por toda a rede, usando menos recursos de transmissão se comparada à estratégia onde cada SU envia seu sinal de referência ao FC usando canais ortogonais. As estimativas dos ganhos dos canais de controle são usadas pelos SUs para pré-compensar a rotação de fase e compensar parcialmente o módulo do ganho do canal de controle. Desta forma, considera-se que os sinais são somados de forma coerente no FC, levando a uma regra de decisão global mais simples e, ainda, a um melhor desempenho em termos de sensoriamento espectral. A estratégia de pré-compensação analisada exige um limiar de ceifamento para o sinal transmitido afim de controlar a PAPR deste sinal. As expressões fornecidas para o cômputo de  $P_{FA,FC}$  e  $P_{D,FC}$  se mostraram suficientemente aderentes aos resultados simulados desde que os valores do limiar de ceifamento estivessem acima do limiar de ceifamento adequado. Uma análise para encontrar o valor adequado do limiar de ceifamento foi fornecida e se mostrou suficiente nos resultados simulados.

Um novo esquema para fusão de decisões em uma rede de sensoriamento cooperativo eficiente foi proposto neste trabalho. O esquema combina uma estratégia de fusão com alta eficiência espectral baseada na transmissão simultânea das decisões locais pré-compensadas com uma estratégia de fusão com alta eficiência energética baseada na censura dos SUs. Este novo esquema consegue o efeito combinado de redução na largura de banda e consumo de energia durante a fase de transmissão das decisões locais para o centro de fusão. Expressões para o cálculo das principais métricas de desempenho do esquema proposto foram derivadas e validadas por meio de simulações computacionais. Mostrou-se que os resultados teóricos são bastante precisos para limiares de ceifamento suficientemente altos. Uma extensa análise da eficiência energética global também foi feita para o esquema proposto neste trabalho, juntamente com comparações com os esquemas das referências relacionadas propostas na literatura. Pode-se concluir que o esquema de fusão proposto pode superar a eficiência energética alcançada pelos esquemas de referência, enquanto atinge aproximadamente o mesmo desempenho de sensoriamento global dos melhores entre esses esquemas.

Por fim, conclui-se que o esquema proposto neste trabalho desempenha um papel especial nas técnicas de sensoriamento espectral cooperativo para aplicações em redes de rádio cognitivo, que é a economia de energia e largura de banda durante a transmissão das decisões locais em um canal de controle com recursos limitados.

## 7.1 Trabalhos futuros

O desempenho do esquema de fusão proposto neste trabalho foi avaliado considerando canais de controle entre SUs e FC com desvanecimento plano e lento e adição do ruído Gaussiano. Este cenário representa um ambiente geral suficiente para demonstrar a viabilidade da metodologia. No entanto, modelos mais elaborados de canal de controle poderiam ser adotados, considerando, por exemplo, desvanecimento generalizado, seletividade em frequência e temporal, bem como outras fontes de ruído, como o ruído impulsivo e a interferência intencional e não-intencional. O desempenho do esquema proposto nesses novos cenários é desconhecido e representa uma boa oportunidade de pesquisa. Além disso, deve-se lembrar que o desempenho real da rede secundária em termos de vazão de dados e controle de interferência na rede primária também é influenciado pela confiabilidade das decisões globais, que controlarão as transmissões oportunistas dos usuários secundários. Perdas de pacote devido a colisões entre SUs e PU e imperfeições na coordenação de temporização são exemplos de problemas que podem ocorrer em redes reais e que podem ser analisadas levando em consideração um cenário mais realista.

As regras de decisão global para o esquema de referência em [26] e a regra melhorada apresentada neste trabalho podem ser consideradas regras subótimas pois, levam em consideração a aplicação dos princípios ML e MAP para decisão se o sinal recebido pelo FC pertence a um determinado grupo associado aos eventos  $H_1$  e  $H_0$ . Portanto, não sendo de fato os critérios de decisão ML e MAP. Sendo assim, uma oportunidade de pesquisa é encontrar as regras ML e MAP baseadas no esquema eficiente de transmissão de decisões locais, tendo assim, uma referência de desempenho ótimo de decisão para o sistema proposto em [26].

A estratégia de pré-compensação das decisões locais usadas nos dois esquemas apresentados neste trabalho é baseada em dividir o sinal transmitido pelo ganho do canal de controle e limitar o valor desta divisão por um limiar de ceifamento. Uma análise natural que emerge desse estudo é utilizar o conceito MRC na pré-compensação do sinal transmitido, ao invés da estratégia adotada. No conceito MRC, o sinal transmitido é multiplicado pelo conjugado do ganho do canal e não dividido como na estratégia anterior. Esta linha de pesquisa também pode ser promissora.

No trabalho, foram usadas estimativas perfeitas dos parâmetros dos canais de controle usados nas regras globais de decisão, como ganho do canal e variância do ruído. No entanto, na prática estas estimativas podem conter erros. Portanto, uma linha de pesquisa promissora é avaliar o desempenho do esquema com pré-compensação e censura em um cenário com imperfeições nas estimativas do ganho do canal, como já feito para o esquema de referência [56]. Neste estudo, mostrou-se basicamente que a regra de decisão em [26] é robusta quanto a erros na estimativa do ruído, porém, é sensível a erros na estimativa do ganho do canal.

## 7.2 Artigos publicados referentes a este trabalho

Os seguintes artigos publicados fazem parte do conjunto de pesquisas que culminaram neste trabalho:

G. P. Aquino, D. A. Guimarães, L. L. Mendes e T. C. Pimenta, “Combined Pre-Distortion and Censoring for Bandwidth-Efficient and Energy-Efficient Fusion of Spectrum Sensing Information”. *Sensors*, vol. 17, no. 3, pp. 1-23, Março 2017. DOI: 10.3390/s17030654.

G. P. Aquino, D. A. Guimarães e M. E. G. V. Cattaneo. “Energy efficient scheme based on simultaneous transmission of the local decisions in cooperative spectrum sensing”. *KSIIT Transactions on Internet and Information Systems*, vol. 10, no. 3, pp. 996-1015, 2016. DOI: 10.3837/tiis.2016.03.003.

D. A. Guimarães, G. P. Aquino e M. E. G. V. Cattaneo, “Resource-Efficient Fusion with Pre-Compensated Transmissions for Cooperative Spectrum Sensing”. *Sensors*, vol. 15, no. 5, pp. 10891-10908, Maio 2015. DOI: 10.3390/s150510891.

D. A. Guimarães e G. P. Aquino, “Resource-Efficient Fusion over Fading and Non-Fading Reporting Channels for Cooperative Spectrum Sensing”. *Sensors*, vol. 15, no. 1, pp. 1861-1884, Janeiro 2015. DOI: 10.3390/s150101861.

D. A. Guimarães, G. P. Aquino e M. E. G. V. Cattaneo, “Improved decision for a resource-efficient fusion scheme in cooperative spectrum sensing”, in *Proc. of International Workshop on Telecommunications*, Junho 2015, pp. 56–60.

## Referências bibliográficas

- [1] B. Wang and K. J. R. Liu, “Advances in cognitive radio networks: A survey,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 5, no. 1, pp. 5–23, 2011.
- [2] X. Hong, J. Wang, C. X. Wang, and J. Shi, “Cognitive radio in 5G: a perspective on energy-spectral efficiency trade-off,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 7, pp. 46–53, 2014.
- [3] T. Yucek and H. Arslan, “A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications,” *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 11, no. 1, pp. 116–130, 2009.
- [4] I. F. Akyildiz, B. F. Lo, and R. Balakrishnan, “Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks: A survey,” *Physical Communication*, vol. 4, no. 1, pp. 40–62, 2011.
- [5] K. Cichoń, A. Kliks, and H. Bogucka, “Energy-efficient cooperative spectrum sensing: A survey,” *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 18, no. 3, pp. 1861–1886, 2016.
- [6] C. Sun, W. Zhang, and K. B. Letaief, “Cooperative spectrum sensing for cognitive radios under bandwidth constraints,” in *Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, March 2007, pp. 1–5.
- [7] C. Q. Liu and Z. M. Wang, “Adaptive weighted algorithm of cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks,” in *Proc. of IET International Communication Conference on Wireless Mobile and Computing*, November 2011, pp. 121–126.
- [8] C. Sun, W. Zhang, and K. B. Letaief, “Cluster-based cooperative spectrum sensing in cognitive radio systems,” in *Proc. of IEEE International Conference on Communications*, June 2007, pp. 2511–2515.
- [9] A. S. B. Kozal, M. Merabti, and F. Bouhafs, “Spectrum sensing-energy tradeoff in multi-hop cluster based cooperative cognitive radio networks,” in *Proc. of IEEE Conference on Computer Communications Workshops*, April 2014, pp. 765–770.
- [10] B. Wang, Z. Bai, Y. Xu, P. Dong, and K. Kwak, “Dynamical clustering cooperative spectrum sensing with bandwidth constraints in CR systems,” in *Proc. of 16<sup>th</sup> International Conference on Advanced Communication Technology*, February 2014, pp. 244–248.

- 
- [11] G. Nie, Y. Wang, G. Li, and M. Xu, “Sensing-throughput tradeoff in cluster-based cooperative cognitive radio networks: A novel frame structure,” in *Proc. of IEEE 75<sup>th</sup> Vehicular Technology Conference*, May 2012, pp. 1–5.
- [12] S. Hussain and X. Fernando, “Approach for cluster-based spectrum sensing over band-limited reporting channels,” *IET Communications*, vol. 6, no. 11, pp. 1466–1474, 2012.
- [13] S. Althunibat and F. Granelli, “An objection-based collaborative spectrum sensing for cognitive radio networks,” *IEEE Communications Letters*, vol. 18, no. 8, pp. 1291–1294, August 2014.
- [14] J. Imtiaz and D. Kim, “Energy-efficient management of cognitive radio terminals with quality-based activation,” *IEEE Communications Letters*, vol. 21, no. 5, pp. 1171–1174, May 2017.
- [15] Q. Zou, S. Zheng, and A. H. Sayed, “Cooperative sensing via sequential detection,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 12, pp. 6266–6283, December 2010.
- [16] H. Vu-Van and I. Koo, “A sequential cooperative spectrum sensing scheme based on cognitive user reputation,” *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1147–1152, November 2012.
- [17] S. Maleki and G. Leus, “Censored truncated sequential spectrum sensing for cognitive radio networks,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 31, no. 3, pp. 364–378, March 2013.
- [18] S. Althunibat and F. Granelli, “Energy-efficient reporting scheme for cooperative spectrum sensing,” in *Proc. of IEEE 18<sup>th</sup> International Workshop on Computer Aided Modeling and Design of Communication Links and Networks*, September 2013, pp. 28–32.
- [19] —, “Novel energy-efficient reporting scheme for spectrum sensing results in cognitive radio,” in *Proc. of IEEE International Conference on Communications*, June 2013, pp. 2438–2442.
- [20] S. W. Kim, C. Cui, and N. Neihart, “Optimum sensing bandwidth for energy-efficient cognitive radio communications,” in *Proc. of IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband*, October 2015, pp. 1–5.
- [21] M. Zheng, L. Chen, W. Liang, H. Yu, and J. Wu, “Energy-efficiency maximization for cooperative spectrum sensing in cognitive sensor networks,” *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, vol. 1, no. 1, pp. 29–39, March 2017.

- [22] Y. Zou, Y. D. Yao, and B. Zheng, “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, no. 2, pp. 854–858, February 2011.
- [23] —, “A selective-relay based cooperative spectrum sensing scheme without dedicated reporting channels in cognitive radio networks,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 4, pp. 1188–1198, April 2011.
- [24] M. Ghaznavi and A. Jamshidi, “Efficient method for reducing the average control bits in a distributed cooperative sensing in cognitive radio system,” *IET Communications*, vol. 7, no. 9, pp. 867–874, June 2013.
- [25] S. Mitsuya, K. Kobayashi, T. Yamazato, and M. Katayama, “Improvement of sequential-test-based cooperative spectrum sensing systems in band limited control channels,” in *Proc. of 10<sup>th</sup> International Symposium on Communications and Information Technologies*, October 2010, pp. 968–973.
- [26] C. H. Lim, “Resource-efficient transmission for report channel in cooperative spectrum sensing,” *Electronics Letters*, vol. 50, no. 16, pp. 1171–1173, July 2014.
- [27] D. A. Guimarães, G. P. Aquino, and M. E. G. V. Cattaneo, “Resource-efficient fusion with pre-compensated transmissions for cooperative spectrum sensing,” *Sensors*, vol. 15, no. 5, pp. 10 891–10 908, May 2015.
- [28] J. Mitola and G. Q. Maguire, “Cognitive radio: making software radios more personal,” *IEEE Personal Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 13–18, August 1999.
- [29] R. N. McDonough and A. D. Whalen, *Detection of Signals in Noise*. Elsevier Science, 1995.
- [30] P. K. Varshney, *Distributed Detection and Data Fusion*. Springer, 2012.
- [31] M. A. McHenry, P. A. Tenhula, D. McCloskey, D. A. Roberson, and C. S. Hood, “Chicago spectrum occupancy measurements & analysis and a long-term studies proposal,” in *Proc. of the 1<sup>st</sup> International Workshop on Technology and Policy for Accessing Spectrum*, 2006.
- [32] “IEEE standard for information technology– local and metropolitan area networks– specific requirements– part 22: Cognitive wireless ran medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: Policies and procedures for operation in the TV bands,” *IEEE Std 802.22-2011*, pp. 1–680, July 2011.

- [33] S. Sasipriya and R. Vigneshram, “An overview of cognitive radio in 5G wireless communications,” in *Proc. of IEEE International Conference on Computational Intelligence and Computing Research*, December 2016, pp. 1–5.
- [34] K. H. Anabi, R. Nordin, and N. F. Abdullah, “Database-assisted television white space technology: Challenges, trends and future research directions,” *IEEE Access*, vol. 4, pp. 8162–8183, 2016.
- [35] X. Zhang, R. Chai, and F. Gao, “Matched filter based spectrum sensing and power level detection for cognitive radio network,” in *Proc. of IEEE Global Conference on Signal and Information Processing*, December 2014, pp. 1267–1270.
- [36] Y. Zeng and Y. C. Liang, “Eigenvalue-based spectrum sensing algorithms for cognitive radio,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 6, pp. 1784–1793, June 2009.
- [37] M. Ghozzi, F. Marx, M. Dohler, and J. Palicot, “Cyclostationarity-based test for detection of vacant frequency bands,” in *Proc. of 1<sup>st</sup> International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*, June 2006, pp. 1–5.
- [38] S. Atapattu, C. Tellambura, and H. Jiang, *Energy Detection for Spectrum Sensing in Cognitive Radio*. Springer, 2014.
- [39] S. Haykin, *Communication Systems*, 5<sup>th</sup> ed. Wiley, 2009.
- [40] F. R. Kschischang, B. J. Frey, and H. A. Loeliger, “Factor graphs and the sum-product algorithm,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, no. 2, pp. 498–519, February 2001.
- [41] O. P. Meena and A. Somkuwar, “Comparative analysis of information fusion techniques for cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks,” in *Proc. of International Conference on Recent Trends in Information, Telecommunication and Computing*, 2014.
- [42] J. Jacob, B. R. Jose, and J. Mathew, “Fusion rule for cooperative spectrum sensing in cognitive radio,” *Circuits, Systems, and Signal Processing*, vol. 35, no. 9, p. 3418–3430, September 2016.
- [43] Z. Chair and P. K. Varshney, “Optimal data fusion in multiple sensor detection systems,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 22, no. 1, pp. 98–101, January 1986.
- [44] D. A. Guimarães, *Digital Transmission: A Simulation-Aided Introduction with Vis-Sim/Comm*. Springer, 2009.



- [45] M. K. Simon and M. S. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels*. Wiley, 2005.
- [46] W. A. Shehab, S. Althunibat, and G. A. Sukkar, “A practical method for performance estimation for collaborative sensing in cognitive radio networks,” *Radioengineering*, vol. 26, no. 1, pp. 1–6, Apr. 2017.
- [47] T. Fawcett, “An introduction to roc analysis,” *Pattern Recognition Letter*, vol. 27, no. 8, pp. 861–874, Jun. 2006.
- [48] R. D. Hippenstiel, *Detection Theory: Applications and Digital Signal Processing*. CRC Press, 2017.
- [49] N. R. Goodman, “Statistical analysis based on a certain multivariate complex gaussian distribution (an introduction),” *Annals of Mathematical Statistics*, vol. 34, no. 1, pp. 152–177, March 1963.
- [50] G. P. Aquino, D. A. Guimarães, and M. E. G. V. Cattaneo, “Energy efficient scheme based on simultaneous transmission of the local decisions in cooperative spectrum sensing,” *KSII Transactions on Internet and Information Systems*, vol. 10, no. 3, pp. 996–1015, March 2016.
- [51] A. Papoulis and S. U. Pillai, *Probability, random variables, and stochastic processes*. McGraw-Hill, 2002.
- [52] D. A. Guimarães, G. P. Aquino, and M. Cattaneo, “Improved decision for a resource-efficient fusion scheme in cooperative spectrum sensing,” in *Proc. of International Workshop on Telecommunications*, Junho 2015, pp. 56–60.
- [53] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series and Products*.
- [54] H. Ochiai, “Exact and approximate distributions of instantaneous power for pulse-shaped single-carrier signals,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 2, pp. 682–692, February 2011.
- [55] W. Kaabouch, N.; Hu, *Handbook of Research on Software-Defined and Cognitive Radio Technologies for Dynamic Spectrum Management*. IGI Global: Hershey, PA, USA, 2014.
- [56] P. H. C. Souza, D. A. Guimarães, and G. P. Aquino, “Efficient fusion of spectrum sensing information under parameter uncertainty and impulsive noise,” *Journal of Communication and Information Systems*, vol. 33, no. 1, pp. 37–45, 2018.

# ANEXO A – FDPs condicionais da estatística de teste do detector de energia

Como descrito na Seção 2.2, a estatística de teste do detector de energia é dada por

$$T = \sum_{n=0}^{N-1} |y_n|^2, \quad (\text{A.1})$$

onde  $y_n$  pode ser visto como uma realização da variável aleatória  $Y$  com média nula, variância  $\sigma_y^2$  e distribuição Gaussiana  $\mathcal{N}(0, \sigma_y^2)$ . Seja  $Z = Y^2$  a transformação da variável aleatória  $Y$  dada pelo detector de energia como em (A.1). Antes de se definir as FDPs condicionais da estatística de teste do detector de energia,  $f(T|H_0)$  e  $f(T|H_1)$ , primeiramente deve-se definir a média e a variância da variável aleatória  $Z$ , dadas respectivamente por  $\mathbb{E}[Z]$  e  $\text{Var}[Z]$ . Para tal, calcula-se a função geratriz de momento da variável aleatória  $Z$  da seguinte forma

$$\begin{aligned} M_Z(t) &= \mathbb{E}[e^{tZ}] = \mathbb{E}[e^{tY^2}] = \int_{-\infty}^{\infty} \exp(ty^2) \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} \right) \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_y^2}\right) dy \\ &= \frac{1}{\sigma_y} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(ty^2 - \frac{y^2}{2\sigma_y^2}\right) dy \\ &= \frac{1}{\sigma_y} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\left(\frac{1-2\sigma_y^2 t}{\sigma_y^2}\right) \frac{y^2}{2}\right] dy. \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Fazendo  $\frac{1}{a} = \frac{1-2\sigma_y^2 t}{\sigma_y^2}$ , pode-se reescrever (A.2) da seguinte forma

$$M_Z(t) = \frac{\sqrt{a}}{\sigma_y} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi a}} \exp\left(-\frac{y^2}{2a}\right) dy, \quad (\text{A.3})$$

onde o integrando em (A.3) é uma Gaussiana de média nula e variância  $a$ . Portanto, o resultado da integral em (A.3) é igual a 1. Logo,

$$M_Z(t) = \frac{\sqrt{a}}{\sigma_y} = \frac{\sqrt{\frac{\sigma_y^2}{1-2\sigma_y^2 t}}}{\sigma_y} = \frac{1}{\sqrt{1-2\sigma_y^2 t}}. \quad (\text{A.4})$$

Sendo assim, pode-se definir que

$$\mathbb{E}[Z] \triangleq M'_Z(t=0) = \left. \frac{\sigma_y^2}{(1-2\sigma_y^2 t)^{3/2}} \right|_{t=0} = \sigma_y^2, \quad (\text{A.5})$$

$$\mathbb{E}[Z^2] \triangleq M_Z''(t=0) = \frac{3\sigma_y^4}{(1-2\sigma_y^2 t)^{5/2}} \Big|_{t=0} = 3\sigma_y^4. \quad (\text{A.6})$$

Por fim, tem-se

$$\text{Var}[Z] \triangleq \mathbb{E}[Z^2] - (\mathbb{E}[Z])^2 = 3\sigma_y^4 - \sigma^4 = 2\sigma_y^4. \quad (\text{A.7})$$

Note, por meio de (A.1), que a estatística de teste do detector de energia é dada pela somatória de  $N$  realizações  $z_n$ . Logo, seja  $Z_0 + Z_1 + \dots + Z_{N-1}$  a soma de variáveis aleatórias  $Z_n$  independentes e identicamente distribuídas. Pode-se determinar, por meio do teorema do limite central [51], que

$$\sum_{n=1}^N Z_n \approx \mathcal{N}\left(\sum_{n=1}^N \mathbb{E}[Z_n], \sum_{n=1}^N \text{Var}[Z_n]\right). \quad (\text{A.8})$$

Lembrando que, na condição de  $H_0$ , a amostra de sinal recebido  $y_n = w_n$ , em que  $w_n$  possui média nula, variância  $\sigma_w^2$  e distribuição Gaussiana  $\mathcal{N}(0, \sigma_w^2)$ . Portanto, fazendo as devidas substituições, percebe-se que, na condição de  $H_0$ ,  $\mathbb{E}[Z] = \sigma_w^2$  e  $\text{Var}[Z] = 2\sigma_w^4$ . Portanto,

$$f(T|H_0) \approx \mathcal{N}\left(\sum_{n=1}^N \mathbb{E}[Z_n], \sum_{n=1}^N \text{Var}[Z_n]\right) \approx \mathcal{N}(N\sigma_w^2, 2N\sigma_w^4). \quad (\text{A.9})$$

Na condição de  $H_1$ , a amostra de sinal recebido  $y_n = x_n + w_n$ , em que  $x_n$  também possui média nula, variância  $\sigma_x^2$  e distribuição Gaussiana  $\mathcal{N}(0, \sigma_x^2)$ . Sendo assim, fazendo as devidas substituições, percebe-se que, na condição de  $H_1$ ,  $\mathbb{E}[Z] = (\sigma_x^2 + \sigma_w^2)$  e  $\text{Var}[Z] = 2(\sigma_x^2 + \sigma_w^2)^2$ . Portanto,

$$f(T|H_1) \approx \mathcal{N}\left(\sum_{n=1}^N \mathbb{E}[Z_n], \sum_{n=1}^N \text{Var}[Z_n]\right) \approx \mathcal{N}(N(\sigma_x^2 + \sigma_w^2), 2N(\sigma_x^2 + \sigma_w^2)^2). \quad (\text{A.10})$$

## ANEXO B – Principais características de uma curva ROC

Normalmente, o desempenho do sensoriamento espectral é medido em termos das probabilidades de falso alarme e detecção, as quais são definidas na Seção 2.2 como:  $P_{\text{FA,SU}} = \mathbb{P}[T > \lambda_{\text{SU}}|H_0]$  e  $P_{\text{D,SU}} = \mathbb{P}[T > \lambda_{\text{SU}}|H_1]$ , em que  $T$  é a estatística de teste da técnica de sensoriamento e  $\lambda_{\text{SU}}$  é o limiar de decisão local. A Figura 30 ilustra as FDPs condicionadas aos eventos  $H_0$  e  $H_1$ , bem como as áreas sob essas FDPs que definem as probabilidades de detecção e falso alarme.

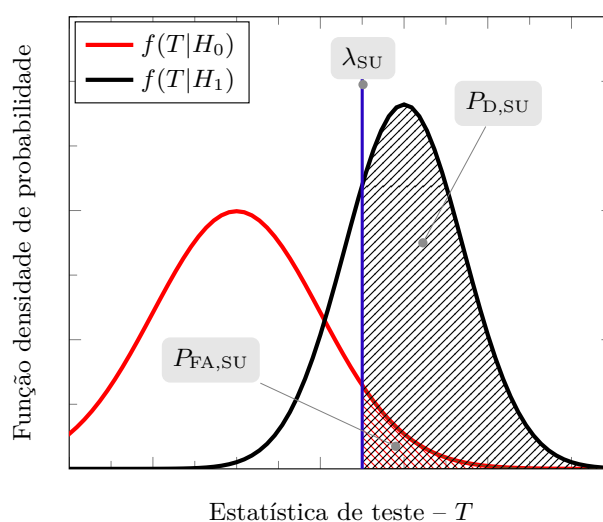


Figura 30 – Definição das probabilidades de falso alarme e detecção a partir das PDFs condicionais de uma estatística de teste  $T$  formada por uma técnica de sensoriamento espectral hipotética.

Como já mencionado, as probabilidades de falso alarme e detecção podem ser calculadas de acordo com as áreas abaixo das FDPs condicionais, como mostradas na Figura 30. Portanto, alterar o limiar de decisão  $\lambda_{\text{SU}}$ , implica em alterar as duas probabilidades envolvidas.

O desempenho de técnicas de sensoriamento é tipicamente avaliado a partir da curva ROC, em que  $P_{\text{D,SU}}$  é expressa em função de  $P_{\text{FA,SU}}$  variando-se o limiar de decisão  $\lambda_{\text{SU}}$ . Cada ponto sobre uma curva ROC corresponde a um valor de  $\lambda_{\text{SU}}$ , em que a projeção no eixo  $x$  corresponde à probabilidade de falso alarme enquanto que a projeção no eixo  $y$  corresponde à probabilidade de detecção. A Figura 31 ilustra alguns exemplos de curvas ROCs hipotéticas.

Na Figura 31, a curva ROC-A é a curva que retrata o pior desempenho em termos

de sensoriamento espectral, seguida da curva ROC-B e, por fim, da curva ROC-C. Isto pode ser notado analisando o valor da probabilidade de detecção para uma mesma probabilidade de falso alarme. Ou seja, considere uma probabilidade de falso alarme igual a 0,1. Pode-se notar que a probabilidade de detecção na ROC-A é menor do que para as curvas ROC-B e ROC-C.

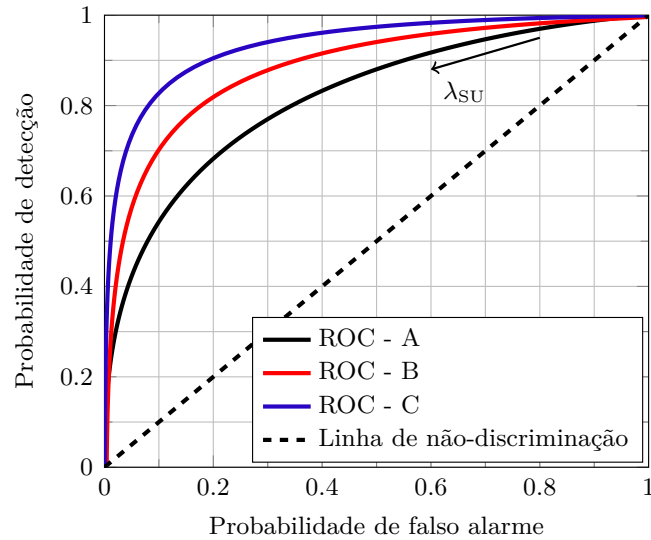


Figura 31 – Exemplos de curvas ROCs.

Uma decisão aleatória sobre o estado de ocupação da banda sensoriada levaria os valores das probabilidades de falso alarme e detecção a algum ponto ao longo da linha identificada como linha de não-discriminação, também ilustrada na Figura 31.

A Figura 32 ilustra um outro comportamento típico da curva ROC que deve ser considerado.

Normalmente quando se tem um sistema com sensoriamento espectral cooperativo centralizado com fusão de decisões distribuídas, o canal de controle irá apresentar uma probabilidade de transição  $P_E$ , tal qual explicado na Seção 2.5. Considerando tal cenário, a Figura 32 ilustra comportamentos típicos das curvas ROCs para as regras de fusão OU, MAJ e E.

Note que, o efeito de  $P_E$  irá produzir uma saturação das ROCs das regras de fusão OU e E. Essa saturação é correspondente a patamares irreduzíveis na regra OU em termos de probabilidade de falso alarme, e patamares intransponíveis na regra E em termos de probabilidade de detecção. O efeito de saturação ocorre devido ao fato de que os erros do canal de controle nunca permitem que, na regra OU, a probabilidade de falso alarme global seja nula, mesmo que as decisões dos SUs sejam sempre em favor da hipótese  $H_0$ . Analogamente, os erros do canal de controle não permitem que, na regra E, a probabilidade de detecção global seja unitária, mesmo que as decisões dos SUs sejam sempre em favor

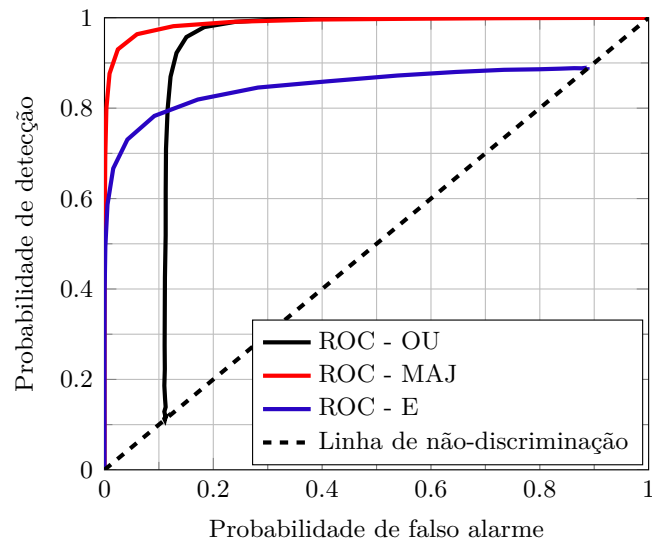


Figura 32 – Exemplos de curvas ROCs.

da hipótese  $H_1$ . Note que todos os pontos finais de saturação das ROCs são coincidentes com a linha de não-discriminação.

## ANEXO C – Probabilidade de ceifamento e energia média por bit transmitido no esquema com pré-compensação

Considere que  $\alpha_k$  seja a realização de uma variável aleatória  $Z$  com distribuição Rayleigh de média nula e segundo momento  $\Omega$ . Portanto, seja o sinal transmitido definido em (4.1), a probabilidade de ceifamento deste sinal, dado um limiar de ceifamento  $C$ , pode ser escrita da seguinte forma

$$P_{\text{clip}} = \mathbb{P} \left[ \alpha_k < \frac{1}{C} \right] = \int_0^{1/C} \frac{2z}{\Omega} \exp \left( -\frac{z^2}{\Omega} \right) dz. \quad (\text{C.1})$$

Fazendo

$$u = -\frac{z^2}{\Omega} \quad \therefore \quad \frac{du}{dz} = -\frac{2z}{\Omega} \quad \therefore \quad z dz = -\frac{\Omega}{2} du, \quad (\text{C.2})$$

pode-se reescrever (C.1) da seguinte forma

$$\frac{2}{\Omega} \int_0^{1/C} \exp \left( -\frac{z^2}{\Omega} \right) z dz = \frac{2}{\Omega} \int_0^{1/C} e^u \left( -\frac{\Omega}{2} \right) du = - \int_0^{1/C} e^u du = -e^u \Big|_0^{1/C}. \quad (\text{C.3})$$

Portanto,

$$P_{\text{clip}} = - \exp \left( \frac{z^2}{\Omega} \right) \Big|_0^{1/C} = - \exp \left( -\frac{1}{\Omega C^2} \right) + 1. \quad (\text{C.4})$$

Por fim, tem-se a expressão em (4.6) dada por

$$P_{\text{clip}} = 1 - \exp \left( -\frac{1}{C^2 \Omega} \right). \quad (\text{C.5})$$

A seguir é feita a análise quanto a energia média por bit transmitido no esquema com pré-compensação, definida por  $\xi = \mathbb{E}[|s_k|_2^2]$ . Analisando o sinal pré-compensado, definido em (4.1), pode-se notar que a energia instantânea do sinal  $s_k$  é dada por

$$\mathcal{E} = A \min^2 \left( -\frac{1}{z}, C \right). \quad (\text{C.6})$$

Portanto, a energia média de  $s_k$  pode ser calculada a partir de (??), calculado em média sobre todos os valores possíveis de  $z$ , resultando em

$$\xi = \mathbb{E}[|s_k|_2^2] = \int_0^\infty \mathcal{E} f(z) dz = \int_0^\infty A \min^2 \left( -\frac{1}{z}, C \right) \frac{2z}{\Omega} \exp \left( -\frac{z^2}{\Omega} \right) dz. \quad (\text{C.7})$$

É importante observar que

$$\min^2\left(-\frac{1}{z}, C\right) = \begin{cases} C^2, & z \leq 1/C \\ 1/z^2, & z > 1/C \end{cases}. \quad (\text{C.8})$$

Portanto, (C.7) pode ser reescrita da seguinte forma

$$\begin{aligned} \xi &= \int_0^{1/C} AC^2 \frac{2z}{\Omega} \exp\left(-\frac{z^2}{\Omega}\right) dz + \int_{1/C}^{\infty} \frac{A}{z^2} \frac{2z}{\Omega} \exp\left(-\frac{z^2}{\Omega}\right) dz \\ &= AC^2 \int_0^{1/C} \frac{2z}{\Omega} \exp\left(-\frac{z^2}{\Omega}\right) dz + \frac{A}{\Omega} \int_{1/C}^{\infty} \frac{2}{z} \exp\left(-\frac{z^2}{\Omega}\right) dz. \end{aligned} \quad (\text{C.9})$$

Note que a primeira integral em (C.9) é definida em (C.1) e seu resultado está presente em (C.5). A segunda integral em (C.9) é uma integral exponencial generalizada de ordem unitária, definida por [53]

$$E_1(a) = \int_a^{\infty} \frac{1}{u} e^{-u} du, \quad (\text{C.10})$$

em que

$$a = \frac{1}{C} \quad ; \quad u = \frac{z^2}{\Omega} \quad ; \quad du = \frac{2z}{\Omega} dz. \quad (\text{C.11})$$

Sendo assim, fazendo as devidas modificações, (C.9) pode ser reescrita, como (4.10), da seguinte forma

$$\xi = E_1\left(\frac{1}{C^2}\right) \frac{A}{\Omega} + C^2 \left[1 - \exp\left(-\frac{1}{\Omega C^2}\right)\right] A. \quad (\text{C.12})$$