Dissertação de Mestrado

Inatel
Instituto Nacional de Telecomunicações

Impacto dos Erros de Estimação de Canal na Fusão de Decisões com Pré-Distorção Aplicada ao Sensoriamento Espectral Cooperativo

Fernanda Mitchelly Vilas Boas

Dezembro/ 2018

Impacto dos Erros de Estimação de Canal na Fusão de Decisões com Pré- Distorção Aplicada ao Sensoriamento Espectral Cooperativo

FERNANDA MITCHELLY VILAS BOAS

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

ORIENTADOR: Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães.

COORIENTADOR: Prof. Dr. Guilherme Pedro Aquino.

Santa Rita do Sapucaí

2018

Boas, Fernanda Mitchelly Vilas
B662i
Impacto dos Erros de Estimação de Canal na Fusão de Decisões com Pré-Distorção Aplicada ao Sensoriamento Espectral Cooperativo. / Fernanda Mitchelly Vilas Boas. – Santa Rita do Sapucaí, 2018.
87 p.

Orientador: Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães; Coorientador: Prof. Dr. Guilherme Pedro Aquino.
Dissertação de Mestrado em Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.
Inclui bibliografia e anexo.

1. Rádio cognitivo 2. sensoriamento espectral cooperativo 3. fusão de decisões 4. pré-compensação de canal 5. Mestrado em Telecomunicações. I. Guimarães, Dayan Adionel e Aquino, Guilherme Pedro. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

Ficha Catalográfica elaborada pelo Bibliotecário da Instituição
CRB6-2718 – Paulo Eduardo de Almeida

Biblioteca "Ministro Olavo Bilac Pinto"

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em _____ /_____ /_____,

pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães

INATEL

Prof. Dr. Cássio Guimarães Lopes

USP

Prof. Dr. Samuel Baraldi Mafra

INATEL

Coordenador do Curso de Mestrado

Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito

“O sucesso é a soma de pequenos esforços repetidos dia após dia”

Robert Collier

Aos meus pais

Agradecimentos

Primeiramente, agradeço aos meus pais, José M. V. B. Pereira e Silvana V. B. Simões, por tamanha dedicação em minha criação e educação e por nunca deixarem de estar do meu lado, me apoiando e me fortalecendo para que eu nunca desistisse dos meus sonhos. Vocês sabem dos momentos que passei para conquistar essa vitória, e graças ao amor incondicional de vocês hoje cumpro mais essa missão. Este título também é de vocês. Meus sinceros agradecimentos por tudo. Eu amo muito vocês!

Agradeço ao meu irmão, Janderson P. V. Boas pelo apoio, amizade e pelas palavras de incentivo e motivação.

Agradeço a meus avôs, avós, tios, tias, primos e primas, especialmente, tio Beto, tia Lucimara e Goreti, que sempre preocuparam comigo e vibraram com minhas conquistas. Obrigada pelo carinho!

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Dayan A. Guimarães especialmente por me aceitar como orientada, por confiar em mim e por ter me orientado ao longo deste trabalho. Você é uma pessoa única, de um respeito e um profissionalismo inabaláveis. Sinto-me honrada em ter trabalhado com você nessa caminhada.

Agradeço a meu coorientador Prof. Dr. Guilherme P. Aquino pela paciência, disponibilidade, aconselhamentos e por todo o apoio prestado para à conclusão deste trabalho.

Meu agradecimento especial aos Professores, Carlos Roberto dos Santos e Pedro Sérgio Monti pelas cartas de recomendação acadêmica pré-requisitos para o ingresso em cursos de pós-graduação *stricto sensu*. E ao Carlinhos, meu muito obrigada também, pela oportunidade de ministrar aulas de monitoria na graduação e de PED no mestrado.

Agradeço aos profissionais da secretaria de pós-graduação em especial à Gisele

Moreira dos Santos pelos excelentes esclarecimentos e serviços prestados a mim e a toda a comunidade acadêmica.

Agradeço ao amigo Wander Henrique Machado Freitas (*in memorian*) e Lucas dos Santos Costa pela ajuda, paciência e disponibilidade oferecidas a mim para iniciar as simulações deste trabalho. Agradeço também a amiga Claudia Seda Paduan pela assistência e conselhos a mim prestados.

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.

Agradeço a meu amado noivo Ramon Barrozo Abreu pelo companheirismo, apoio, cuidado, amor e compreensão prestados ao longo destes anos de estudo. Obrigada por me fazer acreditar que minha capacidade vai além daquilo que imagino, você foi e sempre será fundamental em minha vida. Fica também o agradecimento aos demais amigos pelo estímulo.

Finalmente, agradeço grandemente a Deus, pelo dom da vida e por ter me dado saúde e discernimento para chegar até aqui.

Índice

Lista de Figuras **ix**

Lista de Siglas **x**

Lista de Símbolos **xii**

Resumo **xv**

Abstract **xvii**

1 Introdução **1**

1.1 Contextualização 1

1.2 Estrutura e contribuições da dissertação 6

1.3 Artigo publicado referente a este trabalho 7

2 Fundamentos e modelos de sensoriamento espectral **9**

2.1 Sensoriamento Espectral 9

2.1.1 Sensoriamento Espectral Local 10

2.1.2 Sensoriamento Espectral Cooperativo 15

2.2 Sens. Espectral aplic. Fusão Simultânea de Decisões 19

2.3 Sens. Espectral com Fusão Simultânea de Decisões e Pré-Compensação de Canal 21

2.4 Sumário 24

3 Estimação de Canal **26**

3.1 Estimação LMMSE 27

3.2 Modelo para Erros de Estimação 29

3.3 Modelo de Estimação por Média Amostral 34

3.4 Sumário 38

4 Resultados Numéricos **39**

4.1 Descrição da Simulação 39

4.2 Influência dos Erros de Estimação na Curva ROC 42

4.3 Influência dos Erros de Estimação na P_{erro} Global 47

5 Conclusões e Propostas Para Novas Pesquisas **53**

Referências Bibliográficas **55**

A Desenvolvimento analítico da estimação do ganho do canal e da variância do erro de estimação via LMMSE **60**

B Desenvolvimento analítico da estimação do ganho do canal e da variância do erro de estimação via Média Amostral (SA) **65**

Lista de Figuras

2.1 Diagrama de blocos de um modelo de detector de energia convencional. 11

2.2 Definição de $P_{\mathrm{d,SU}}$ e $P_{\mathrm{fa,SU}}$ a partir das funções densidade de probabilidade condicionais de uma estatística de teste T formada por uma técnica de sensoriamento espectral qualquer no SU. 13

2.3 Exemplos de curvas ROCs. 14

2.4 Cenário de uma rede primária e uma rede secundária em compartilhamento espectral. 15

2.5 Provável estrutura temporal de quadro na rede secundária. 18

2.6 Exemplo didático da estimação no sentido *uplink* (a) e no sentido *downlink* (b). 24

3.1 Relação entre o MSE e o número de amostra do sinal piloto colhidas pelo SUs. 32

3.2 Relação entre o parâmetro ρ_{LMMSE} e a SNR média por bit do sinal piloto no processo de estimação de canal LMMSE, para $N = 1$, $N = 5$ e $N = 25$ amostras. 33

3.3 Relação entre o MSE e o número de amostra do sinal piloto via estimação de canal LMMSE e SA e via modelo de erro, para E_{b}/N_0 igual a 0 e 6 dB. 36

3.4 Relação entre os parâmetros ρ_{LMMSE} e ρ_{SA} e a SNR média por bit do sinal piloto no processo de estimação de canal LMMSE e SA, para $N = 1$, $N = 5$ e $N = 25$ amostras. 37

4.1 Curvas ROC no centro de fusão para $M = 5$, $K = 1$ (a), $K = 3$ (b) e $K = 5$ (c) e técnicas de estimação LMMSE e SA. 44

4.2 Curvas ROC no centro de fusão para $M = 11$, $K = 1$ (a), $K = 6$ (b) e $K = 11$ (c) e técnicas de estimação LMMSE e SA. 45

4.3 Curvas ROC dos desempenhos do sensoriamento espectral com e sem erros de estimação do canal, para $M = 5$, $K = 1$ (a), $K = 3$ (b) e $K = 5$ (c) e técnicas de estimação LMMSE e SA. 46

4.4 Desempenhos do sensoriamento em termos da mínima P_{erro}, sob erros de estimação do canal, para $K = 1$ (a), $K = 3$ (b) e $K = 5$ (c), considerando $M = 5$ e técnicas de estimação LMMSE e SA. 48

4.5 Desempenhos do sensoriamento em termos da mínima P_{erro}, sob erros de estimação do canal, para $K = 1$ (a), $K = 6$ (b) e $K = 11$ (c), considerando $M = 11$ e técnicas de estimação LMMSE e SA. 49

4.6 Desempenhos do sensoriamento espectral devido ao MSE em termos de mínima P_{erro}, sob erros de estimação do canal, para $K = 1$ (a), $K = 3$ (b) e $K = 5$ (c), considerando $M = 5$ e técnicas de estimação LMMSE e SA. 51

Lista de Siglas

5G - *Fifth generation* (Quinta Geração.)

ADC - *Analog-to-digital converter* (Conversor analógico para digital .)

AND - *Rule AND* (Regra E.)

AUC - *Area Under the Curve* (Área sob a Curva.)

AWGN - *Additive White Gaussian Noise* (Ruído Aditivo Gaussiano Branco.)

BPSK - *Binary Phase Shift Keying* (Modulação por Chaveamento em Fase Binária.)

BS - *Base Station* (Estação Base.)

CR - *Cognitive Radio* (Rádio Cognitivo.)

CRB - *Cramér-Rao Bound* (Limitante de Cramér-Rao.)

CSS - *Cooperative Spectrum Sensing* (Sensoriamento Espectral Cooperativo.)

ED - *Energy Detection* (Detecção de Energia.)

FC - *Fusion Center* (Centro de Fusão.)

FDM - *Frequency Division Multiplexing* (Multiplexação por Divisão de Frequência.)

IEEE - *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos.)

LMMSE - *Linear Minimum Mean Square Error* (Mínimo Erro Quadrado Médio Linear.)

MAJ - *Majority Voting* (Voto Majoritário.)

MAP - *Maximum a Posteriori* (Máxima a Posterior.)

ML - *Maximum Likelihood* (Máxima Verossimilhança.)

MMSE - *Minimum Mean Squared Error* (Mínimo Erro Quadrado Médio.)

MSE - *Mean Squared Error* (Erro Quadrático Médio.)

OR - *Rule OR* (Regra OU.)

PAPR - *Peak-to-Average Power Ratio* (Relação entre a Potência de Pico e a Potência Média.)

PDF - *Probability Density Function* (Função Densidade de Probabilidade.)

PU - *Primary User* (Usuário Primário.)

ROC - *Receiver Operating Characteristic* (Características de Operação do Receptor.)

Rx - *Receiver* (Receptor.)

SA - *Sample Average* (Média Amostral.)

SNR - *Signal-to-Noise Ratio* (Razão Sinal-Ruído.)

SU - *Secondary User* (Usuário Secundário.)

TDM - *Time Division Multiplexing* (Multiplexação por Divisão no Tempo.)

TV - *Television* (Televisão.)

Tx - *Transmiter* (Transmissor.)

Lista de Símbolos

x - Escalar.

$\mathbf{x}$ - Vetor.

$x[n]$ - n-ésimo elemento de $\mathbf{x}$.

Z - Variável aleatória.

$E[Z]$ - Valor esperado de $[Z]$.

$(\cdot)^{\mathrm{T}}$ - Transposição de $(\cdot)$.

$|\cdot|$ - Módulo de $(\cdot)$.

$\Pr\{\cdot\}$ - Probabilidade do evento $(\cdot)$.

$\lceil x \rceil$ - Menor inteiro que excede (x).

x_n - n-ésima amostra do sinal primário.

w_n - n-ésima amostra de ruído AWGN.

N_{ED} - Número de amostras de sinal coletadas pelos CRs para detecção de energia.

N - Número de amostra dos sinais piloto coletadas pelos CRs.

m_k - Decisão individual do k-ésimo CR.

γ_{SU} - Limiar de decisão em cada SU.

T - Estatítica de teste do detector de energia.

M - Quantidade de rádios cognitivos cooperando na rede secundária.

K - Parâmetro da regra K-em-M.

$\mathbf{s}$ - Vetor do símbolo BPSK transmitido pelo k-ésimo rádio cognitivo.

$\mathbf{h}$ - Vetor dos ganhos complexos do canal de controle.

w - Amostra do ruído térmico AWGN.

σ_x^2 - Variância do sinal primário.

σ_w^2 - Variância do ruído térmico AWGN.

E_b - Energia média por bit.

N_0 - Densidade espectral de potência do ruído térmico AWGN.

s_k - Símbolo BPSK transmitido pelo k-ésimo rádio cognitivo.

D_1 - Conjunto formado pelos valores esperados para o sinal recebido ligados à hipótese H_1.

D_0 - Conjunto formado pelos valores esperados para o sinal recebido ligados à hipótese H_0.

h_k - Ganho complexo do canal de controle entre o k-ésimo CR e o FC.

α_k - Módulo do k-ésimo ganho do canal de controle.

β_k - Fase do k-ésimo ganho do canal de controle.

C - Limiar de ceifamento.

$\sqrt{\xi}$ - Fator que garante que a energia média por símbolo é mantida em E_b.

$\mathrm{E}_1(\cdot)$ - Função integral exponencial generalizada de ordem unitária.

Ω - Segundo momento da variável aleatória com distribuição Rayleigh.

r - Amostra do sinal recebido no centro de fusão.

λ_FC - Limiar de decisão no FC.

$\hat{h_k}$ - Estimativa do ganho do canal de controle entre o k-ésimo SU e o FC.

$\mathbf{1}$ - Vetor formado por uns.

$\mathbf{I}$ - Matriz identidade.

$\mathbf{p}$ -Vetor sinal piloto.

$\mathbf{z}_k$ - Vetor do sinal piloto recebido pelo k-ésimo CR.

$\mathbf{w}_k$ - Vetor de ruído térmico na entrada do k-ésimo CR.

$\sigma_{h_k}^2$ - Variância do k-ésimo ganho complexo do canal de controle.

$\sigma_{\hat{h}_k}^2$ - Variância do k-ésimo ganho estimado do canal de controle.

ϵ	- Erro quadrático médio entre h_k e $\hat{h_k}$.
σ_ϵ^2	- Variância do erro quadrático médio entre h_k e $\hat{h_k}$.
ε_k	- Amostra de uma variável aleatória Gaussiana complexa.
σ_ε^2	- Variância da amostra de uma variável aleatória Gaussiana complexa.
ρ	- Módulo do coeficiente de correlação complexo entre h_k e $\hat{h}_k$.
σ_h^2	- Variância do ganho complexo do canal de controle.
ρ_{LMMSE}	- Módulo do coeficiente de correlação complexo do estimador LMMSE.
H_0	- Hipótese de ausência do sinal da rede primária.
H_1	- Hipótese de presença do sinal da rede primária.
I	- Variável indicadora binária.
ρ_{SA}	- Módulo do coeficiente de correlação complexo do estimador SA.
E_b/N_0	- Relação sinal-ruído média por bit.
$P_{\text{fa,SU}}$	- Probabilidade de falso alarme em cada SU.
$P_{\text{d,SU}}$	- Probabilidade de detecção em cada SU.
P_{fa}	- Probabilidade de falso alarme global no FC.
P_d	- Probabilidade de detecção global no FC.
P_{erro}	- Probabilidade de erro de decisão global no FC.
P_{H_1}	- Probabilidade do evento H_1.
P_{H_0}	- Probabilidade do evento H_0.
a	- Coeficiente que minimiza o MSE.
b	- Coeficiente que minimiza o MSE.
a^*	- Coeficiente de a que fornece de fato o menor MSE.
b^*	- Coeficiente de b que fornece de fato o menor MSE.
$\mathbb{COV}(\cdot,\cdot)$	- Covariância entre duas variáveis aleatórias.
$\mathcal{N}(0,\sigma_x^2)$	- Processo para geração de um sinal primário $\mathbf{x}$ contendo N_{ED} amostras.

im

Resumo

Boas, F.M.V. Análise de Robustez contra Erros de estimação de Canal no Sensoriamento Espectral Cooperativo com Pré-Distorção Aplicada à Fusão de Decisões [dissertação de mestrado]. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações; 2018.

O conceito de rádio cognitivo (*cognitive radio*, CR) surgiu com o objetivo de aliviar a escassez e a subutilização do espectro de radiofrequências. Fundamentalmente, a reconfigurabilidade e a capacidade de uso oportunista de espectro por meio de sensoriamento espectral permitem aos CRs monitorar e localizar bandas de frequências que não estão sendo ocupadas pelos usuários que detêm a licença de uso destas bandas, denominados usuários primários (*primary user*, PU), em determinado momento e localização. O desempenho do sensoriamento espectral pode ser afetado devido à vários fatores inerentes aos sistemas de comunicação sem fio tais como ruído térmico, terminal escondido, desvanecimento multipercurso e bloqueio ou sombreamento. Uma forma de amenizar o efeito destes fatores é o uso do sensoriamento espectral cooperativo (*cooperative spectrum sensing*, CSS). O CSS se aproveita da diversidade espacial promovida por vários CRs geograficamente espaçados para reduzir a incerteza na tomada de decisão local em relação ao estado do canal sensoriado. Contudo, nos esquemas CSS tradicionais aumenta-se a necessidade de recurso espectral devido ao aumento do número de CRs nas técnicas de transmissão ortogonais utilizadas para proporcionar canais dedicados a estes CRs. Recentemente, foi proposto um esquema CSS em que todos os CRs em cooperação enviam de forma simultânea suas decisões individuais para o centro de fusão (*fusion center*, FC) empregando a mesma frequência do canal de controle. Devido a isto, aumenta-se a eficiência espectral no uso do canal de controle. Porém, como consequência, os sinais recebidos pelo FC se somam de forma não coerente devido a interferência intencional produzida por este esquema. Entretanto, mesmo com esta interferência, o processo de decisão global sobre o estado de ocupação do canal sensoriado pode ainda ser realizado. Visando melhorar o desempenho deste sistema, foi proposta uma técnica CSS, em que as decisões individuais dos M CRs são pré-distorcidas antes de serem enviadas ao FC de forma simultânea e na mesma frequência, com o objetivo de pré-compensar os ganhos do canal de controle. Devido a isto, a eficiência espectral do esquema supramencionado é mantida, além de proporcionar melhor desempenho no sensoriamento espectral. No entanto, nenhuma

investigação foi feita sobre o impacto dos erros de estimação de canal de controle nesta técnica.

Nesta dissertação analisa-se o desempenho da técnica CSS com pré-compensação, sob a influência de erros na estimação dos ganhos de canal, os quais degradam a pré-compensação. Objetivando atribuir à análise um apelo prático, os erros de estimação são modelados em concordância com o método de estimação linear sob o critério do mínimo erro quadrático médio (*linear minimum mean square error*, LMMSE) e com o estimador por média amostral (*sample average*, SA), permitindo adequada amarração entre o grau de imprecisão da estimativa e a relação sinal-ruído na entrada do receptor em que tal estimação é realizada.

Palavras-chave: Rádio cognitivo; sensoriamento espectral cooperativo; fusão de decisões; pré-compensação de canal.

Abstract

Boas, F.M.V. Análise de Robustez contra Erros de estimação de Canal no Sensoriamento Espectral Cooperativo com Pré-Distorção Aplicada à Fusão de Decisões [dissertação de mestrado]. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações; 2018.

The concept of cognitive radio, CR emerged with the objective of relieving the scarcity and under-utilization of the radio frequency. Fundamentally, the reconfigurability and the ability of the spectrum opportunistic utilization through spectrum sensing allow CRs to monitor and locate frequency bands that are not being occupied by the users that hold the license to use these bands, called primary users (PU) at any moment and location. The spectrum sensing performance may be affected due to various factors inherent in wireless communication systems such as thermal noise, hidden terminal, multipath fading and blocking or shadowing. One way of easing the effect of these factors is the use of cooperative spectral sensing (cooperative spectrum sensing (CSS). CSS takes advantage of the spatial diversity promoted by several geographically spaced CRs to reduce uncertainty in local decision-making relative to the state of the sensed channel. Nevertheless, in traditional CSS schemes the need for spectral resource is raised due to the increase in the number of CRs in the orthogonal transmission techniques used to provide channels dedicated to these CRs. Recently, a CSS scheme has been proposed where all the CRs in cooperation send simultaneously their individual decisions to the fusion center (FC) using the same frequency of the control channel. Due to this, the spectral efficiency is increased in the use of the control channel. However, as a consequence, the signals received by the CF add up in a non-coherent way due to the intentional interference produced by this scheme. However, even with this interference, the global decision process on the occupation state of the sensed channel can still be performed. In order to improve the performance of this system, a CSS technique was proposed, where the individual decisions of the MCRs are pre-distorted before being sent to the FC simultaneously and at the same frequency, in order to pre-compensate channel gains of control. Due to this, the spectral efficiency of the above mentioned scheme is maintained, in addition to providing better performance in spectral sensing. However, no research was done about the impact of control channel estimation errors in this technique.

This thesis analyzes the performance of the CSS technique, with pre-compensation, under the influence of errors in the estimate of the channel gains, which degrade the pre-compensation. In order to assign the analysis of a practical appeal, the estimation

errors are modeled in agreement with the linear estimation method under the criterion of minimum mean square error (LMMSE) and with the sample average estimator (SA), allowing an adequate tying between the degree of inaccuracy of the estimation and the signal-to-noise ratio at the input of the receiver where the estimation is performed.

Keywords: Cognitive radio; co-operative spectral sensing; fusion of decisions; channel pre-compensation.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

O atual estágio de evolução das redes e sistemas de comunicação sem fio, aliado à elevada demanda por novos serviços e altas taxas de dados, seja para aplicação comercial, militar ou na quinta geração das redes de telecomunicações móvel (5G), culminaram na escassez do espectro de radiofrequências. No entanto, muitas das faixa de frequências hoje alocadas aos sistemas de comunicação são subutilizadas. Por exemplo, em alguns casos, os prestadores de serviços de telecomunicações sem fio compram a licença de uso em certa localidade, reservando esta determinada faixa de frequências no mercado exclusivamente para eles oferecerem um serviço, que às vezes não é oferecido. Em outros casos pode ser que nenhum dos prestadores de serviços de telecomunicações sem fio se interessem por uma banda de frequências em uma determinada localidade e, consequentemente, esta banda fica ociosa [1]. Neste segmento em questão, é descrito em [2] que nenhuma faixa de frequência observada aponta taxas de ocupação nas proximidades de 80% ao decorrer do tempo e localização. Também percebe-se que, na maioria dos casos, estas faixas não apresentam taxas de ocupação superior a 30%. Portanto, estes fatos criam a possibilidade de algum tipo de comparti-

lhamento de banda.

O conceito de rádio cognitivo (*cognitive radio*, CR) surgiu neste contexto, tendo sido considerado como uma possibilidade de aliviar a subutilização espectral [3]. Um dos objetivos de um CR é utilizar, de maneira oportunista, faixas de frequências licenciadas que estejam sendo subutilizadas, sem causar interferência prejudicial aos usuários que detêm a licença de uso destas bandas, denominados usuários primários (*primary user*, PU). Para atingir tal objetivo, o CR, neste caso considerado usuário secundário (*secondary user*, SU) e a partir deste ponto em diante será referenciado somente com a sigla SU, faz uso de duas de suas principais habilidades: i) habilidade cognitiva, que lhe confere a possibilidade de coletar informações sobre o ambiente em que está inserido e ii) reconfigurabilidade, que lhe confere a possibilidade de se adequar dinamicamente a tal ambiente. O sensoriamento espectral [4] integra a habilidade cognitiva de um SU, permitindo-lhe encontrar bandas de frequência que não estão sendo ocupadas pelo PU em determinado momento e localização. Quando o SU encontra uma lacuna espectral, o mesmo pode utilizá-la para transmissão de dados na rede secundária. No entanto, quando o PU voltar a utilizar o canal sensoriado, o SU deve cessar sua transmissão a fim de não interferir na comunicação licenciada. Assim, os sistemas 5G, os sistemas táticos de uso militar e os sistemas para uso em segurança pública, dentre outros, podem se beneficiar do uso do SU para estabelecimento de redes de telecomunicações em qualquer lugar e a qualquer momento, sem a necessidade de uma complexa infraestrutura de rede para tal fim.

Fatores inerentes aos sistemas de comunicações sem fio, como o ruído térmico, o desvanecimento multipercurso e o sombreamento [5], podem elevar a incerteza na tomada de decisão dos SUs em relação ao estado de ocupação do canal sensoriado [4]. Esta incerteza no processo de tomada de decisão pode levar o SU a cometer um erro de sensoriamento. Um erro de sensoriamento pode ser descrito pela situação na qual o canal sensoriado se encontra livre e o SU decide a favor da presença do sinal primário,

ou pela situação na qual o canal sensoriado se encontra ocupado e o SU decide a favor da ausência do sinal do usuário licenciado na banda de interesse. Estas duas situações são denominadas de falso alarme e falha de detecção, respectivamente. Uma alta taxa de falso alarme diminui as chances de transmissões oportunistas dos SUs, enquanto uma alta taxa de falha de detecção pode causar interferência prejudicial nos PUs.

O sensoriamento espectral cooperativo (*cooperative spectrum sensing*, CSS) [6] se aproveita da diversidade espacial promovida por SUs geograficamente espaçados para reduzir a incerteza na tomada de decisão supracitada, diminuindo assim as taxas de falso alarme e de falha de detecção. Especificamente no caso das redes de rádios cognitivos com CSS centralizado e fusão de decisões [7], cada um dos SUs faz o sensoriamento local de forma independente dos demais e depois transmite sua decisão para a unidade central da rede, denominada centro de fusão (*fusion center*, FC). O FC tem a função de combinar as decisões individuais (também chamadas de decisões locais) dos SUs e, por meio desta combinação, tomar uma decisão global sobre a presença ou ausência do sinal primário. Em seguida, o FC compartilha a decisão global com todos os SUs da rede secundária e dá-se o acesso à banda considerada desocupada.

Nos esquemas CSS tradicionais há um canal dedicado entre cada SU e o FC para a transmissão das decisões locais [8], denominado canal de controle. Normalmente, alguma técnica de multiplexação ortogonal é usada para fazer a separação entre as transmissões no canal de controle [5], por exemplo por meio de multiplexação em frequência (*frequency division multiplexing*, FDM) ou multiplexação temporal (*time division multiplexing*, TDM) [5]. Nestas técnicas, o aumento no número de SUs em cooperação irá exigir um correspondente aumento nos recursos de comunicação: largura de banda dos canais de controle e consumo de energia. No entanto, este aumento vai na contramão de uma das principais premissas de um SU, que é o uso eficiente dos recursos de comunicação das redes.

Várias abordagens de CSS que utilizam de maneira eficiente os recursos da rede já

foram propostas na literatura científica. Por exemplo, em [9] é proposto um método que somente os SUs que tiverem decisões locais confiáveis podem reportá-las ao FC. Consequentemente, neste método o número de bits de sensoriamento enviados ao FC é menor. Em [10] é proposto um esquema CSS sem canal de controle dedicado à rede cognitiva, ou seja, os SUs enviam suas decisões locais ao FC através do mesmo canal usado pelos PUs. Devido a este envio simultâneo no canal usado pelos PUs há ocorrência de interferência entre a rede cognitiva e a rede primária. Com o objetivo de evitar estas interferências, em [11] é proposto um esquema de detecção cooperativa baseado em relé seletivo. Nesta proposta, os SUs enviam suas decisões locais de forma seletiva, ou seja, os SUs que detectarem ausência do sinal primário na fase de detecção enviam um sinal indicador para o FC, caso contrário, nenhum sinal indicador é enviado ao FC evitando assim interferência no PU. Em [12] é apresentado um teste sequencial introduzido em cada SU para transmissão das decisões locais. Estas decisões são enviadas por cada SU ao FC somente quando eles tiverem total confiança sobre sua decisão. Portanto, cada SU transmite sua decisão local em período de tempo diferente, diminuindo assim a largura de banda no canal de controle. Em [13, 14] é apresentado um sistema cujo o próprio FC seleciona quais dos SUs reportarão suas decisões locais. Estes SUs selecionados continuam enviando suas decisões enquanto um critério necessário para tomada de decisão global no FC não for atingido. Neste sistema também percebe-se a redução do volume de informações de sensoriamento local transmitido pelos SUs. No sistema proposto em [15], cada SU compartilha sequencialmente a sua decisão local apenas com seu vizinho, caracterizando uma arquitetura em anel. Consequentemente, apenas o último SU fica responsável por tomar a decisão final sobre a presença do sinal primário na banda sensoriada. Em [16], os autores propõem um esquema similar ao proposto em [9], ou seja, somente os SUs com decisões confiáveis podem enviá-las ao FC, reduzindo o número de bits de sensoriamento enviados ao FC. Um destaque especial pode ser dado ao esquema CSS introduzido em [17]. Nele, os SUs em cooperação transmitem suas decisões locais ao FC utilizando a mesma frequência e ao

mesmo tempo. Como consequência, produz-se interferência intencional entre os sinais recebidos pelo FC, mas ainda é possível se tomar a decisão global sobre o estado de ocupação do canal sensoriado. Por outro lado, as transmissões simultâneas e na mesma banda trazem maior eficiência espectral ao uso do canal de controle. Devido à evidente contribuição da técnica apresentada em [17] quanto à melhoria da eficiência espectral de uma rede CSS, outros trabalhos baseados em [17] foram publicados recentemente, como descrito a seguir.

Visando melhorar o desempenho do sistema originalmente proposto em [17], em [18] os autores propõem uma apresentação mais explicativa e detalhada deste sistema original e ainda incluem novos resultados teóricos e simulados. Em [19] é proposta uma alteração na regra de decisão original, ou seja, propõem-se a ponderação dos termos desta regra de decisão original pelas probabilidades de símbolos, caracterizando regra de decisão por máxima a posterior (*maximum a posteriori*, MAP) modificada, resultando em grande melhoria do desempenho em relação ao esquema originalmente proposto em [17]. Já em [20] é proposta uma técnica CSS com transmissão das decisões locais ao FC de forma simultânea e na mesma frequência, mas antes realizando-se uma pré-distorção do sinal com o objetivo de pré-compensar os ganhos do canal de controle. Tal técnica mantém a eficiência espectral do esquema proposto em [17], ainda permitindo que se obtenha melhor desempenho no sensoriamento espectral. Em [21] é apresentado um esquema CSS que combina a transmissão simultânea das decisões locais em [17] com uma técnica de censura dos SUs, em que somente os SUs que detectarem o sinal primário podem transmitir sua decisão local ao FC. Dessa forma, o esquema proposto em [21] consegue diminuir o consumo total de energia na rede secundária, mantendo a eficiência espectral do esquema proposto em [17]. Já em [22], é proposta uma junção do esquema CSS com pré-compensação e censura, com o objetivo de manter a eficiência espectral e obter, ao mesmo tempo, um maior desempenho e uma maior eficiência energética. Um compêndio sobre as propostas descritas neste parágrafo pode ser visto em [23].

É importante salientar que as propostas supramencionadas necessitam que em alguma parte do sistema haja conhecimento do ganho de cada canal de controle entre os SUs e o FC, da variância de ruído térmico ou de ambos. Em [17] e [19], o FC deve conhecer os ganhos do canal de controle e a variância de ruído, enquanto que em [20] o SU deve conhecer os ganhos do canal de controle, e não há a necessidade de conhecer a variância de ruído, tanto por parte do SU quanto por parte do FC. Além disso, nessas propostas considera-se que, quando utilizados, os ganhos do canal de controle e a variância de ruído são perfeitamente conhecidos, ou seja, nesses trabalhos não são considerados os inerentes erros de estimação destes parâmetros, os quais, por menores que sejam, sempre existem na prática.

O impacto dos erros de estimação dos ganhos do canal de controle e da variância do ruído na regra de decisão proposta em [19] foi investigado em [24]. Demonstrou-se que o desempenho desta regra pode ser severamente degradado devido a tais erros, principalmente no que se refere à incerteza sobre o canal de controle. No entanto, nenhuma investigação foi feita sobre o impacto dos erros de estimação de canal de controle no esquema proposto em [20]. Sendo assim, o principal objetivo deste trabalho é apresentar os resultados da análise quanto à robustez contra erros de estimação de canal no sensoriamento espectral cooperativo com pré-distorção aplicada à fusão de decisões.

1.2 Estrutura e contribuições da dissertação

Como já mencionado, nesse trabalho é realizada uma análise do desempenho do esquema CSS com pré-compensação dos ganhos do canal de controle proposto em [20], sob influência de erros na estimação destes ganhos. Objetivando dotar a análise de um apelo prático, os erros de estimação são modelados em consonância com o método de estimação linear sob o critério do mínimo erro quadrático médio (*linear*

minimum mean square error, LMMSE) [25][26, p. 380] e com um caso especial deste que resulta em uma simplificação, aqui denominada de estimação por média amostral (*sample average*, SA), permitindo adequada amarração entre o grau de imprecisão da estimativa e a relação sinal-ruído na entrada do receptor em que tal estimação é realizada.

O estimador base LMMSE foi selecionado por ser um dos mais precisos dentre aqueles que são comumente adotados na prática [26].

Para cumprir com os propósitos deste trabalho, o restante do mesmo está organizado da seguinte forma: No Capítulo 2, inicialmente são apresentados os fundamentos e conceitos introdutórios sobre sensoriamento espectral, local e cooperativo. Em seguida são apresentados os conceitos fundamentais sobre o sensoriamento espectral com fusão simultânea de decisões, ressaltando o esquema proposto em [17]. Por fim, é feita uma análise mais aprofundada sobre sensoriamento espectral com fusão simultânea de decisões e pré-compensação de canal proposto em [20], foco principal da dissertação. O Capítulo 3 traz alguns dos principais conceitos relacionados à estimação dos ganhos de canal. Em seguida, são analisados os modelos para simulação dos erros de estimação dos ganhos do canal de controle segundo o critério LMMSE, e em seguida de acordo com uma simplificação deste, denominada SA. O Capítulo 4 traz os resultados numéricos dos cenários para análises do desempenho do sensoriamento para o sistema com pré-compensação, sob influência de erros de estimação via LMMSE e SA. Finalmente, o Capítulo 5 traz as principais conclusões do trabalho e algumas oportunidades para futuras pesquisas.

1.3 Artigo publicado referente a este trabalho

O seguinte artigo foi produzido como resultado das pesquisas relacionadas a este trabalho:

Fernanda M. V. Boas, D. A. Guimarães, G. P. Aquino, "Fusão de Decisões de Sensoriamento Espectral com Pré-compensação sob Erros de Estimação de Canal", em Anais do XX Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa, São José dos Campos, SP, Setembro 2018, pp. 67-72.

Capítulo 2

Fundamentos e modelos de sensoriamento espectral

Neste capítulo são apresentados os fundamentos e modelos de sensoriamento espectral, objetivando facilitar o entendimento dos capítulos seguintes. Inicia-se com uma breve revisão sobre o conceito de sensoriamento espectral e das principais métricas de desempenho: a probabilidade de falso alarme, a probabilidade de detecção e a probabilidade de erro de decisão. Posteriormente é descrito o sensoriamento espectral cooperativo com fusão simultânea de decisões proposto em [17]. Por fim, é feita uma análise mais aprofundada sobre o sensoriamento espectral cooperativo com fusão simultânea de decisões e pré-compensação de canal proposto em [20].

2.1 Sensoriamento Espectral

Sensoriamento espectral [4] é uma técnica que os SUs utilizam para monitorar e localizar bandas de frequências ociosas, também chamadas de buracos espectrais (*spectral holes*) ou espaços brancos (*whitespaces*), que estejam subutilizadas em de-

terminado momento e localização, para que os mesmos possam utilizá-las de maneira oportunista. Este sensoriamento espectral pode ser feito de duas formas, local ou cooperativa, conforme abordado nas subseções seguintes.

2.1.1 Sensoriamento Espectral Local

O sensoriamento espectral local é a primeira forma que o sensoriamento espectral pode ser realizado. Neste tipo de sensoriamento, como o próprio nome sugere, cada SU decide localmente sobre o estado de ocupação da banda sensoriada, sem qualquer colaboração de outros SUs.

Durante o processo de sensoriamento espectral local o SU pode fazer uso de várias técnicas de sensoriamento espectral presentes na literatura. Dentre elas destacam-se a detecção de energia (*energy detection*, ED) [27], a detecção por propriedades ciclo-estacionárias [28], a detecção por filtro casado [29] e a detecção por autovalores [30]. Por questão de simplicidade, porém sem perda de generalidade, as análises desta dissertação serão feitas com base na técnica de detecção de energia. Uma vez que o escopo do trabalho é com relação à transmissão da decisão local no canal de controle, tanto esta técnica quanto qualquer outra técnica de sensoriamento local poderia ter sido utilizada sem produzir qualquer alteração nas conclusões obtidas. Mais informações sobre as outras técnicas podem ser obtidas, por exemplo, em [4].

Para melhor compreensão da técnica de detecção de energia, a Figura 2.1 apresenta um modelo de detector de energia convencional por meio de diagrama de blocos [27]. Neste diagrama, o pré-filtro de banda estreita limita a potência do ruído e a largura de banda adjacente, em seguida um conversor analógico para digital (ADC) converte os sinais contínuos em amostras discretas do sinal digital, após isto um dispositivo de quadratura mede a potência do sinal e por fim o integrador verifica esta potência em cada intervalo detectado.

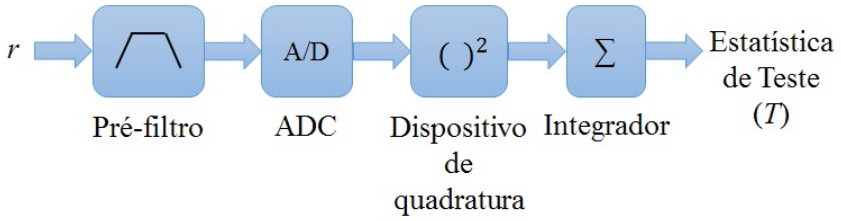


Figura 2.1: Diagrama de blocos de um modelo de detector de energia convencional.

Baseado na técnica de detecção de energia [27] supramencionada, a estatística de teste T gerada na saída deste detector é dada por

$$T = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N_{\mathrm{ED}}-1} |w_n|^2, & : \text{hipótese } H_0 \\ \sum_{n=0}^{N_{\mathrm{ED}}-1} |x_n + w_n|^2, & : \text{hipótese } H_1 \end{cases}, \tag{2.1}$$

onde x_n representa a n-ésima amostra do vetor que representa o sinal primário, $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \cdots, x_{N_{\mathrm{ED}}}]$, w_n representa a n-ésima amostra do vetor contendo amostras de ruído Gaussiano branco aditivo (*additive white Gaussian noise*, AWGN) $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \cdots, w_{N_{\mathrm{ED}}}]$, com média nula e variância σ_w^2. A variável N_{ED} representa a quantidade de amostras de sinal coletadas pelos SUs e $|\cdot|$ denota a operação módulo.

A decisão local do k-ésimo SU, m_k, a favor da presença (hipótese H_1) ou ausência (hipótese H_0) do sinal primário é tomada levando em consideração um limiar de decisão local γ_{SU}. Neste caso, a regra de decisão local é dada por

$$\begin{aligned} T \geqslant \gamma_{\mathrm{SU}}, m_k = 1 \quad & (\text{hipótese } H_1) \\ T < \gamma_{\mathrm{SU}}, m_k = 0 \quad & (\text{hipótese } H_0) \end{aligned}. \tag{2.2}$$

Em palavras, o SU deverá decidir localmente por H_1 sempre que a estatística de teste T for maior ou igual ao limiar de decisão local γ_{SU} e deverá decidir por H_0 caso contrário.

Em termos de desempenho local, o sensoriamento espectral é habitualmente avali-

ado por meio das probabilidades de falso alarme e de detecção, dadas respectivamente por

$$\begin{aligned} P_{\text{fa,SU}} &= \Pr\{T > \gamma_{\text{SU}} \mid H_0\} \\ P_{\text{d,SU}} &= \Pr\{T > \gamma_{\text{SU}} \mid H_1\} \end{aligned}, \tag{2.3}$$

em que Pr{.} representa a probabilidade de ocorrência do evento em questão.

A probabilidade de falso alarme local, denominada $P_{\text{fa,SU}}$ na equação (2.3), é a probabilidade de uma decisão ser tomada a favor da presença do sinal primário, sendo que a banda sensoriada está de fato desocupada. Já a probabilidade de detecção, denominada $P_{\text{d,SU}}$ na equação (2.3), é a probabilidade da decisão ocorrer a favor da presença do sinal primário na banda sensoriada, dado que, de fato, tal banda está ocupada. A Figura 2.2 apresenta as funções densidade de probabilidade (*probability density functions*, PDFs) condicionadas às hipóteses H_0 e H_1, assim como as áreas sob estas PDFs que definem as probabilidades $P_{\text{d,SU}}$ e $P_{\text{fa,SU}}$.

O caso ideal para o desempenho do sensoriamento é ter altos valores de $P_{\text{d,SU}}$ e baixos valores de $P_{\text{fa,SU}}$, pois uma alta probabilidade de detecção de sinais primários implica em baixa probabilidade de causar interferência na rede primária devido a transmissão oportunista em uma banda sensoriada ocupada, entretanto erroneamente detectada desocupada. Em contrapartida, uma baixa probabilidade de falso alarme caracteriza baixas chances de supor uma banda ocupada que de fato está livre, com isso elevando-se a chance do uso oportunista de banda ociosa do espectro e, consequentemente, aumentando-se a vazão de dados na rede secundária. Porém, como estas métricas são concorrentes, não é possível satisfazer este caso ideal, pois se $P_{\text{d,SU}}$ aumenta, consequentemente $P_{\text{fa,SU}}$ também aumenta e, se $P_{\text{fa,SU}}$ diminui, consequentemente $P_{\text{d,SU}}$ também diminui. Com isso, na prática, adere-se a uma relação de compromisso que é normalmente regida por norma, como, por exemplo, o padrão IEEE 802.22 [31].

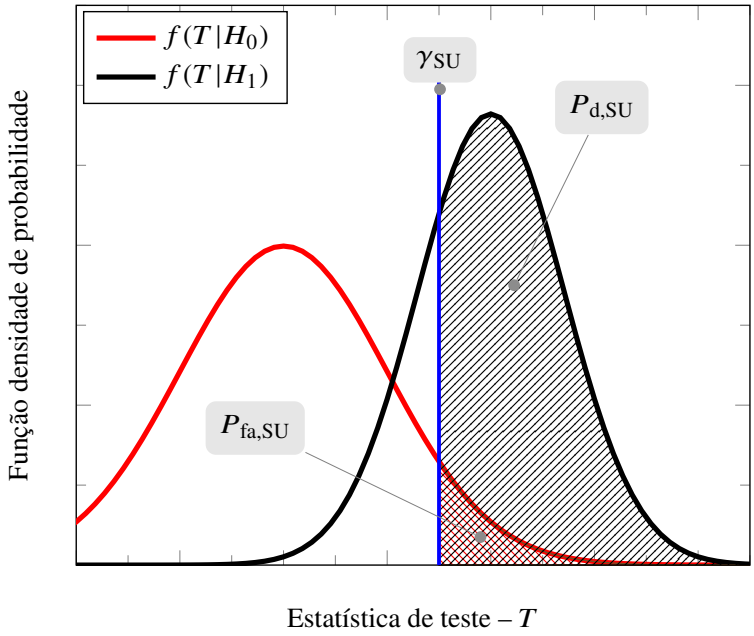


Figura 2.2: Definição de $P_{d,SU}$ e $P_{fa,SU}$ a partir das funções densidade de probabilidade condicionais de uma estatística de teste T formada por uma técnica de sensoriamento espectral qualquer no SU.

O desempenho de técnicas de sensoriamento é comumente avaliado por meio da curva característica de operação do receptor (*receiver operating characteristic*, ROC), a qual relaciona as probabilidades de falso alarme $P_{fa,SU}$ e de detecção $P_{d,SU}$ à medida que varia-se o limiar de decisão referente ao sensoriamento local, γ_{SU}. Cada ponto de uma curva ROC equivale a um valor deste limiar de decisão local, sendo o menor valor deste limiar o ponto em que $P_{fa,SU} = P_{d,SU} = 1$, e o maior valor deste limiar o ponto em que $P_{fa,SU} = P_{d,SU} = 0$. A Figura 2.3 ilustra didaticamente algumas ROCs hipotéticas.

Na Figura 2.3, a curva ROC-A mostra o pior desempenho em relação ao sensoriamento espectral. Em seguida está a curva ROC-B e, finalmente, a curva ROC-C. É possível fazer esta análise ao observar o valor da probabilidade de detecção para uma mesma probabilidade de falso alarme. Em outras palavras, adotando-se um valor fixo de probabilidade de falso alarme, verifica-se que a probabilidade de detecção é menor para a curva ROC-A do que para as curvas ROC-B e ROC-C, respectivamente.

Vale destacar ainda que, caso os SUs venham tomar uma decisão aleatória sobre o

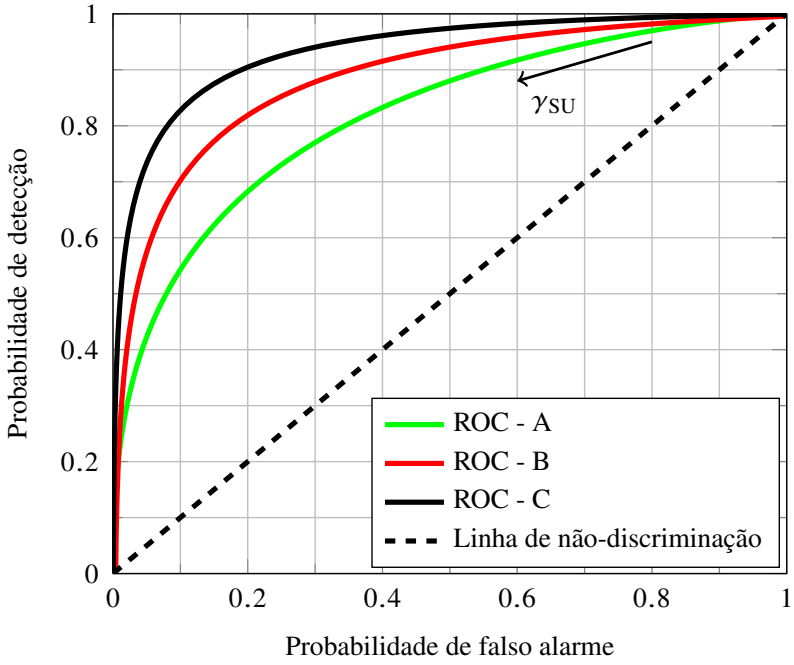


Figura 2.3: Exemplos de curvas ROCs.

estado de ocupação da banda sensoriada, os valores das probabilidades de falso alarme e detecção certamente estariam localizados em algum ponto da linha tracejada, nomeada de linha de não-discriminação, conforme ilustrado na Figura 2.3.

A análise de desempenho local do sensoriamento espectral pode ainda ser feita por outras métricas como, por exemplo, a área sob à curva ROC (*area under the curve, AUC*) e a probabilidade de erro de decisão local [23].

Ressalta-se também que as decisões locais dos SUs em relação ao estado de ocupação do canal sensoriado, de acordo com (2.2), podem ser afetadas por vários fatores inerentes aos sistemas de comunicação sem fio, levando os SUs a cometerem erros de sensoriamento. Dentre estes vários fatores, pode-se citar o problema do terminal escondido, o desvanecimento multipercurso e o bloqueio ou sombreamento do sinal primário [4]. Sendo assim, para amenizar os efeitos destes fatores e aumentar a confiabilidade das decisões sobre o estado de ocupação da banda sensoriada, adota-se o sensoriamento espectral cooperativo (CSS) [6], descrito detalhadamente na próxima subseção.

2.1.2 Sensoriamento Espectral Cooperativo

O sensoriamento espectral cooperativo (CSS) [6] é a segunda forma pela qual o sensoriamento espectral pode ser realizado. Neste tipo de sensoriamento, a decisão sobre o estado de ocupação da banda sensoriada é tomada por meio da cooperação entre vários SUs.

Para melhor compreensão desta forma de sensoriamento espectral, a Figura 2.4 apresenta um exemplo didático de uma rede primária e de uma rede secundária em processo de sensoriamento. Neste exemplo, a rede primária é constituída de dois transmissores (T_{X_1} e T_{X_2}) e três receptores (R_{X_1}, R_{X_2} e R_{X_3}). A rede secundária é constituída por uma estação base (*base station*, BS), que também é um centro de fusão (FC), e três rádios cognitivos (SU_1, SU_2 e SU_3), que se comunicam via enlace sem fio. Já as áreas de cobertura das redes primária e secundária são definidas pelas elipses tracejadas.

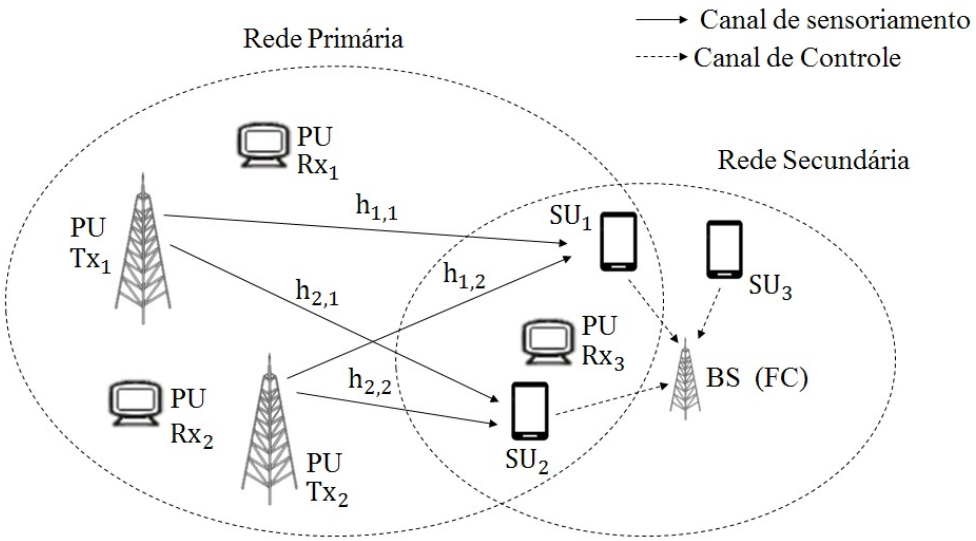


Figura 2.4: Cenário de uma rede primária e uma rede secundária em compartilhamento espectral.

No cenário ilustrado pela Figura 2.4, a rede primária realiza a transmissão de algum tipo de sinal, por exemplo, sinal de televisão (TV). Na rede secundária, este sinal é sensoriado pelos SUs de maneira cooperativa por meio dos canais de sensoriamento,

conforme representados pelas setas sólidas. Após o sensoriamento, os SUs transmitem suas amostras ou decisões locais sobre o estado de ocupação da banda sensoriada ao FC via canal de controle, que é um enlace que interliga cada SU cooperante ao FC, conforme ilustrado pelas setas tracejadas. O FC combina as amostras ou decisões locais e toma a decisão global sobre a presença ou ausência do sinal primário. Por fim, o FC compartilha a decisão global com todos os SUs da rede secundária e dá-se o acesso à banda considerada desocupada.

O esquema CSS pode ser classificado em distribuído ou centralizado, devido ao tipo de compartilhamento das informações fornecidas pelos SUs. No CSS distribuído, todos os M SUs trocam informações entre si sobre o estado de ocupação da banda sensoriada, e em seguida tomam a decisão por meio de um consenso entre eles. Já no CSS centralizado, as informações sobre o sensoriamento local de todos os M SUs são enviadas ao FC, que pode ser um SU escolhido para esta finalidade ou até mesmo a própria BS da rede secundária apresentada na Figura 2.4.

No caso do CSS centralizado, a forma como as informações de sensoriamento são enviadas e combinadas no FC é comumente chamada de técnica de fusão ou regra de fusão. De acordo com a técnica de fusão, o esquema CSS pode ser subdividido em CSS com fusão de decisões ou CSS com fusão de dados [6]. No CSS com fusão de decisões, os SUs enviam suas decisões locais sobre o estado de ocupação da banda sensoriada ao FC. Já no CSS com fusão de dados, os SUs encaminham ao FC as amostras digitalizadas dos sinais recebidos por eles ou alguma grandeza delas derivadas.

Especificamente no esquema CSS com fusão de decisões, o FC combina logicamente as informações enviadas pelos SUs e toma a decisão global, tipicamente por meio da regra K-em-M. Nesta regra, a decisão global tomada pelo FC corresponderá a presença de sinal primário se pelo menos K dentre os M SUs em cooperação decidirem localmente pela presença do sinal primário na banda sensoriada. Três casos especiais desta regra são mais conhecidos: $K = 1$ define a regra OU (OR), ou seja, se pelo menos

um dentre os M SUs declarar a presença do sinal primário, a decisão global será pela hipótese H_1 (sinal PU ativo); $K = \lceil M/2 \rceil$ define a regra majoritária (*Majority Voting*, MAJ), cuja decisão global será pela hipótese H_1 se pelo menos a maioria simples dos M SUs declarar a presença do sinal primário na banda sensoriada; por fim, $K = M$ define a regra E (*AND*), em que todos os M SUs devem declarar a presença do sinal primário para que a hipótese H_1 seja escolhida.

No caso do esquema CSS com fusão de dados, o FC combina as amostras ou às grandezas derivadas delas à partir das várias técnicas de sensoriamento espectral citadas no início da subseção 2.1.1 para formar a denominada estatística de teste ou variável de decisão e assim tomar a decisão global.

O desempenho global é comumente avaliado por meio da curva ROC, que relaciona as probabilidades de falso alarme e de detecção associado ao sensoriamento global realizado no FC a partir da combinação das decisões locais por meio da regra K-em-M. A probabilidade de falso alarme global, P_{fa}, é a probabilidade de a decisão ocorrer a favor da presença do sinal primário na banda sensoriada, dado que, de fato, tal banda está desocupada. A probabilidade de detecção global, P_{d}, é a probabilidade de uma decisão ser tomada a favor da presença do sinal primário, sendo que a banda sensoriada está de fato ocupada. Obviamente, espera-se que haja melhoria de desempenho do sensoriamento devido à cooperação, ou seja, espera-se a possibilidade de $P_{\text{d}} > P_{\text{d,SU}}$ e $P_{\text{fa}} < P_{\text{fa,SU}}$ devido à cooperação.

A análise de desempenho global do sensoriamento espectral pode ainda ser feita por outras métricas como, por exemplo, a área sob a curva ROC (AUC) e a probabilidade de erro de decisão. Esta probabilidade de erro pode ser definida por meio de cada ponto da curva ROC, ou seja, como cada ponto representa um par P_{d} e P_{fa}, cada ponto refere-se a uma probabilidade de erro de decisão dada por [32, p. 157]

$$P_{\text{erro}} = P_{H_0} P_{\text{fa}} + P_{H_1} (1 - P_{\text{d}}) , \tag{2.4}$$

em que P_{H_1} e P_{H_0} denotam as probabilidades do sinal primário estar ativo ou inativo na banda sensoriada, respectivamente. Portanto, a mínima probabilidade de erro é encontrada para o par P_{d} e P_{fa} que minimiza P_{erro}. A vantagem de usar as métricas AUC e P_{erro} torna-se evidente quando se tem o objetivo de agrupar P_{d} e P_{fa} em uma única medida, como é o caso de P_{erro}, ou quando deseja-se reduzir a quantidade de valores medidos de desempenho disposto em uma lista ou até mesmo quando as curvas ROC se cruzam.

A Figura 2.5 ilustra uma possível estrutura temporal para funcionamento da rede secundária. Note que existe uma estrutura de quadro que se repete a cada rodada do sensoriamento espectral cooperativo. Dentro de um quadro existem quatro campos distintos, com temporizações distintas: i) sensoriamento espectral local, ii) encaminhamento da decisão local ao centro de fusão via canal de controle, iii) decisão global tomada pelo FC e agendamento de transmissão para os diferentes SUs da rede e iv) transmissão oportunista dos dados dos SUs previamente agendados. Verifica-se que existe um intervalo de tempo exclusivo para que os SUs realizem o sensoriamento espectral na rede secundária. No segundo campo, as decisões locais ou as amostras tomadas pelos SUs são encaminhadas ao FC, caracterizando o intervalo de quadro nomeado encaminhamento. No terceiro campo, tem-se um período para que as decisões globais sejam tomadas pelo FC e seja feita a alocação da banda julgada ociosa. Por fim, no quarto campo dá-se de fato o início da transmissão regular dos dados na banda ociosa. Vale ressaltar que os campos 1, 2 e 3 devem ter duração significativamente menor que o campo 4, de forma a não comprometer a vazão de dados da rede secundária.

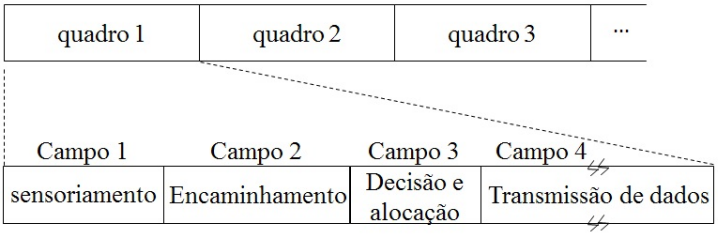


Figura 2.5: Provável estrutura temporal de quadro na rede secundária.

2.2 Sensoriamento Espectral aplicando Fusão Simultânea de Decisões

Em [17] é proposto um sistema de sensoriamento espectral cooperativo (CSS) em que os SUs em cooperação transmitem simultaneamente suas decisões locais ao FC utilizando a mesma frequência do canal de controle.

No processo de sensoriamento cooperativo com fusão simultânea de decisões proposto em [17], cada k-ésimo SU, k=*1*,..., M, em cooperação verifica se o sinal primário está ou não presente, aplicando alguma técnica de sensoriamento espectral apropriada, por exemplo dentre aquelas citadas na subseção 2.1.1, e então toma uma decisão local sobre a existência ou ausência do sinal primário, resultando em $m_k = 0$ se o canal é considerado desocupado (hipótese H_0), e $m_k = 1$ se o canal é considerado ocupado (hipótese H_1). Em seguida, a decisão local m_k é mapeada em um símbolo BPSK (*binary phase-shift keying*) $s_k = (2m_k - 1)\sqrt{E_\mathrm{b}}$, o qual é transmitido para o FC, sendo E_b a energia média por bit transmitido.

Seja $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \cdots, s_M]^\mathrm{T}$ o vetor formado pelos símbolos BPSK transmitidos pelos M SUs e $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \cdots, h_M]^\mathrm{T}$ o vetor formado pelos ganhos complexos do canal de controle entre o k-ésimo SU e o FC. Embora admita-se que haja uma coordenação temporal na rede cognitiva de forma que as decisões dos SUs cheguem simultaneamente no FC, e os SUs usem a mesma frequência de portadora, os símbolos recebidos no FC se somam de forma não-coerente devido às rotações de fase do canal de controle. Assim, a amostra do sinal recebido pelo FC na saída do detector BPSK tem a forma

$$r = \sum_{k=1}^{M} h_k s_k + w = \mathbf{h}^\mathrm{T}\mathbf{s} + w\,, \tag{2.5}$$

em que $(\cdot)^\mathrm{T}$ denota a operação de transposição e w é uma amostra do ruído térmico presente no receptor do FC, modelado como um ruído AWGN de média nula e variância

$N_0 = \sigma_w^2$, em que N_0 é a sua densidade espectral de potência.

As médias das amostras do sinal recebido, $\mathbb{E}\{r|\mathbf{s},\mathbf{h}\} = \mathbf{h}^{\mathrm{T}}\mathbf{s}$, com $\mathbb{E}\{\cdot\}$ denotando a operação de esperança matemática, correspondem à soma de variáveis aleatórias de Bernoulli s_k, ponderadas pelo ganho complexo h_k do k-ésimo canal de controle, formando um conjunto de 2^M símbolos complexos que correspondem às 2^M possíveis combinações das decisões locais dos SUs. Empregando a conhecida regra de fusão K-em-M, estes 2^M valores esperados para o sinal recebido podem ser classificados em dois grupos distintos, D_1 e D_0, que correspondem as hipóteses H_1 e H_0, respectivamente. De acordo com a regra de decisão proposta em [17], o FC irá decidir por H_1 se

$$\sum_{\mathbf{s}\in D_1} \exp\left(-\frac{|r-\mathbf{h}^{\mathrm{T}}\mathbf{s}|^2}{2\sigma_w^2}\right) \geq \sum_{\mathbf{s}\in D_0} \exp\left(-\frac{|r-\mathbf{h}^{\mathrm{T}}\mathbf{s}|^2}{2\sigma_w^2}\right), \tag{2.6}$$

e decidirá por H_0 caso contrário. Uma explicação mais detalhada sobre a regra de decisão (2.6) pode ser encontrada em [23].

Note que a aplicação de (2.6) exige que o FC conheça a variância de ruído e os ganhos do canal de controle que constituem $\mathbf{h}$, e que a estimativa de $\mathbf{h}$ pode ser feita, na prática, por meio do envio de sinais piloto no sentido *uplink* (SUs para FC). Neste cenário, cada um dos M SUs periodicamente enviam para o FC sinais piloto por meio de canais ortogonais. Sendo assim, não existe interferência entre sinais piloto distintos. A ortogonalização temporal implica em vários sinais piloto partilharem o mesmo canal, divindo-o em *timeslots*. A ortogonalização em frequência implica em dividir o canal em várias sub-bandas que ficam reservadas durante toda a transmissão dos sinais piloto. Quando estes sinais piloto chegam no FC, o FC aplica alguma técnica de estimação para calcular o ganho do canal, a partir da observação dos sinais piloto enviados pelos SUs. Neste sentido de estimação exige-se grande quantidade de recursos de tempo ou frequência, uma vez que os sinais piloto de todos os SUs devem ser ortogonais entre si. Já a estimativa de σ_w^2 é mais simples, mas nem por isso trivial.

Como promissora solução destes problemas, surgiu o conceito do sensoriamento espectral com fusão simultânea de decisões e pré-compensação de canal. Nela, os ganhos devem ser conhecidos somente pelos SUs, e não há a necessidade que eles ou o FC conheçam a variância de ruído. Além disto, na prática, a estimativa destes ganhos pode ser feita por meio de um sinal piloto transmitido periodicamente do FC para os SUs (*downlink*). Neste sentido de transmissão se exige menor quantidade de recursos de comunicação, uma vez que os sinais piloto podem ser enviados uma única vez em modo difusão (*broadcast*), ao invés do envio de vários sinais pilotos por canais ortogonais como feito no sentido de transmissão oposto. A próxima seção abordará mais detalhadamente esta solução.

2.3 Sensoriamento Espectral com Fusão Simultânea de Decisões e Pré-Compensação de Canal

Considere que o ganho complexo do canal de controle entre o k-ésimo SU e o FC seja $h_k = \alpha_k e^{j\beta_k}$, em que α_k e β_k correspondem, respectivamente, aos valores do módulo e da fase do k-ésimo ganho do canal. O símbolo transmitido ao FC que representa a decisão local do k-ésimo SU, é dado por

$$s_k = (2m_k - 1)\min\left(\frac{1}{\alpha_k}, C\right) e^{-j\beta_k} \sqrt{\frac{E_\mathrm{b}}{\xi}}, \tag{2.7}$$

em que E_b é a energia média por bit transmitido, C é o limiar de ceifamento e $\sqrt{\xi}$ é o fator que garante que a energia média por símbolo é mantida em E_b [20]. Para um canal de controle com desvanecimentos Rayleigh (distribuição Rayleigh para α_k e distribuição uniforme para β_k) [33], o valor de ξ é dado por [20]

$$\xi = \mathrm{E}_1\left(\frac{1}{C^2}\right) + C^2\left[1 - \exp\left(-\frac{1}{C^2\Omega}\right)\right], \tag{2.8}$$

sendo $\mathrm{E}_1(\cdot)$ à função integral exponencial de ordem unitária [34] e Ω o segundo momento da realização de uma variável aleatória Z com distribuição Rayleigh (α_k). Quando o canal apresentar baixos valores para α_k, a amplitude do sinal transmitido será limitada por influência do limiar de ceifamento C. Na prática, este limiar é essencial para controlar a razão entre a potência máxima e a potência média (*peak-to-average power ratio*, PAPR) do sinal transmitido e, consequentemente, gerar símbolos com picos de amplitude baixos, aliviando as restrições de projeto dos amplificadores de potência [20].

Em [20] determina-se o valor ótimo do limiar de ceifamento C a partir de uma solução de compromisso entre a PAPR do sinal transmitido e o desempenho global do sensoriamento, em função dos demais parâmetros sistêmicos. Em [23] é feita uma análise sobre a escolha de C baseada em um critério de baixo consumo de energia. Estas abordagens são conjuntamente analisadas em [22].

Devido à pré-compensação e à transmissão simultânea das decisões locais, uma amostra do sinal recebido pelo FC é dada por

$$r = \sum_{k=1}^{M} s_k h_k + w = \sum_{k=1}^{M} (2m_k - 1)\alpha_k \min\left(\frac{1}{\alpha_k}, C\right)\sqrt{\frac{E_\mathrm{b}}{\xi}} + w. \tag{2.9}$$

Diferentemente de (2.5), a partir de (2.9) nota-se que os sinais recebidos no FC se somam de forma coerente devido à pré-compensação total das rotações de fase produzidas pelo canal e, portanto, r é real. Como importante consequência, a regra de decisão global se torna mais simples que (2.6), uma vez que pode ser efetuada por simples comparação de r com o limiar de decisão no FC, λ_{FC}, dado por [20]

$$\lambda_{\mathrm{FC}} = (2K - M - 1)\sqrt{\frac{E_\mathrm{b}}{\xi}}. \tag{2.10}$$

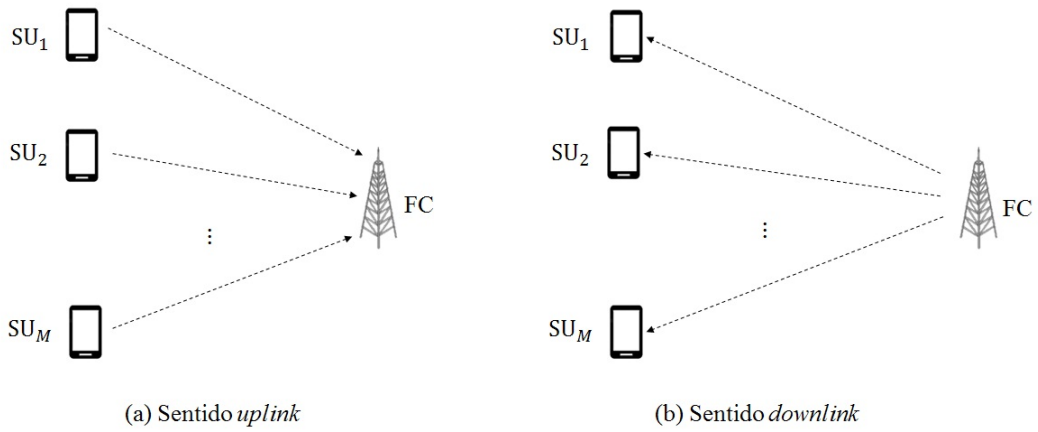
A decisão global será a favor de H_1 se $r \geq \lambda_{\mathrm{FC}}$; caso contrário, a decisão global será a favor de H_0. Note que a aplicação dessa regra de decisão não exige o conheci-

mento dos ganhos do canal de controle, nem tampouco da variância de ruído no FC. Entretanto, o conhecimento dos ganhos de canal se faz necessário nos SUs, onde a pré-compensação de acordo com (2.7) é realizada.

Como em [17], o sistema de sensoriamento espectral com fusão simultânea de decisões e pré-compensação de canal proposto em [20] admite que os ganhos do canal de controle entre os SUs e o FC são conhecidos. No entanto, ao contrário de [17], em [20], estes ganhos são conhecidos apenas pelos SUs, e não pelo FC. Devido a isto, em [20] a tarefa de estimativa de canal de controle passa do FC para os SUs, ou seja, a estimativa passa a ser feita em sentido *downlink* e não mais no *uplink*. Consequentemente, na prática, estas estimativas podem ser feitas em modo difusão (*broadcast*) e não mais em modo ponto-a-ponto.

A Figura 2.6 traz um exemplo didático para melhor se visualizar a diferença entre a estimação do canal nos sentidos *downlink* e *uplink*. Neste exemplo, as estimativas feitas no sentido *uplink* são realizadas à partir do envio de sinais piloto por cada um dos M SUs ao FC por meio de canais ortogonais, conforme descrito na Seção 2.2. Já as estimativas feitas no sentido *downlink* são realizadas à partir do envio único de sinais piloto do FC para todos os M SUs. Portanto, o sistema proposto em [20] tem como vantagens a não necessidade de conhecer a variância de ruído térmico, assim como a não necessidade de conhecer o ganho de cada canal de controle por parte do FC, apenas por parte dos SUs. Além disso, como este sistema exige menos recursos de comunicação, uma vez que os sinais piloto podem ser enviados em modo difusão, diminui-se a complexidade do processo de estimação e ainda proporciona um melhor desempenho em termos de sensoriamento espectral.

Em suma, os SUs do sistema proposto em [20] utilizam os ganhos do canal de controle para pré-compensar totalmente as rotações de fase e pré-compensar parcialmente os módulos destes ganhos. Esta pré-compensação parcial é adotada, pois quando o canal apresenta valores baixos do módulo do ganho, a pré-compensação total poderia



(a) Sentido *uplink* (b) Sentido *downlink*

Figura 2.6: Exemplo didático da estimação no sentido *uplink* (a) e no sentido *downlink* (b).

levar o sinal transmitido a ter picos de amplitude proibitivamente elevados, o que é fator limitante para o projeto de amplificadores de potência no transmissor.

2.4 Sumário

O sensoriamento espectral local sofre com erros de decisões devido a vários fatores inerentes aos sistemas de comunicação sem fio. Uma maneira de amenizar os efeitos de tais fatores consiste em utilizar o sensoriamento espectral cooperativo.

O sensoriamento cooperativo proposto em [17] exige grande quantidade de recursos de tempo ou frequência, pois realiza a estimação do ganho do canal no sentido *uplink*. A estimação realizada no sentido *downlink* é a promissora solução deste problema, pois neste sentido de transmissão se exige menor quantidade de recursos de comunicação, uma vez que os sinais piloto podem ser enviados em modo difusão (*broadcast*).

O sistema de pré-compensação do canal proposto em [20] mitiga o problema da complexidade da decisão global do sistema proposto em [17], além de não exigir o conhecimento dos ganhos do canal de controle e da variância do ruído no FC. Faz-se

necessário o conhecimento dos ganhos do canal de controle apenas no SUs.

Ressalta-se que a pré-compensação tal como definida em (2.7) necessita dos ganhos de canal reais $\{h_k\}$. Contudo, na prática, em vez de $\{h_k\}$ utilizam-se suas estimativas $\{\hat{h}_k\}$. O próximo capítulo discorre sobre a modelagem de $\hat{h}_k$.

Capítulo 3

Estimação de Canal

Neste capítulo são apresentados os modelos para simulação dos erros de estimação dos ganhos do canal de controle, tomando por base dois estimadores: o LMMSE *(linear minimum mean square error)* e uma simpli ficação deste, aqui denominada de estimador por média amostral (*sample average*, SA). Antes, porém, são sumarizados alguns dos principais conceitos relacionados ao tema estimação, objetivando facilitar o entendimento do que em seguida é apresentado.

Estimação é qualquer técnica que calcula um possível valor de uma determinada quantidade desconhecida, a partir da observação de dados conhecidos. Em outras palavras, tem-se uma quantidade desconhecida que deve ser estimada, para isso colhem-se alguns dados, e à partir destes dados estima-se a quantidade desejada [25].

Um estimador pode ser consistente ou não [35, pp. 825-826]. Quando consistente, a variância da estimativa reduz-se a zero à medida que a quantidade de amostras tende a infinito. Um estimador também pode ser considerado polarizado ou não [26]. Um estimador polarizado é aquele cujo valor esperado da estimativa não é igual ao valor real do parâmetro a ser estimado.

Uma forma de avaliar a acurácia de um estimador é por meio da variância do pa-

râmetro estimado. O limitante de Cramér-Rao (*Cramér-Rao bound*, CRB) [26, p. 30] estabelece um valor mínimo para tal variância em função da técnica aplicada e do número de amostras utilizadas no processo de estimação. Assim, quando a variância de um parâmetro estimado se aproxima do CRB, tem-se um forte indicativo de que o processo de estimação tem elevada acurácia. Caso contrário, se a variância de um parâmetro estimado se afastar do CRB, tem-se um forte indicativo de que o processo de estimação tem elevada imprecisão. O CRB garante ainda que nenhum estimador não polarizado tenha variância inferior a este limite estabelecido.

Há vários métodos de estimação, dentre os quais podem ser citados aqueles baseados no critério do mínimo erro quadrático médio (*minimum mean squared error*, MMSE)[25][26, p. 344], do máximo a posteriori (*maximum a posteriori*, MAP) [25][26, p. 350], da máxima verossimilhança (*maximum likelihood*, ML) [25][35, pp. 122-126], e do mínimo erro quadrático médio linear (LMMSE) [25][26, p. 380].

Para esta dissertação, como anteriormente citado, adotou-se o LMMSE e o SA. O LMMSE baseia-se no critério do mínimo erro quadrático médio, ou seja, no LMMSE procura-se minimizar o erro quadrático médio entre os valores real e estimado do parâmetro, por meio de um estimador linear dos dados observados. Já o SA é um caso especial e mais simples do LMMSE.

3.1 Estimação LMMSE

O estimador LMMSE é definido a partir do seguinte modelo linear $\mathbf{z} = \mathbf{1}h + \mathbf{w}$, em que $\mathbf{1} = [1, 1, 1, \ldots, 1]^{\mathrm{T}}$, h é o parâmetro que deseja-se estimar e $\mathbf{w}$ é um vetor contendo amostras de uma variável aleatória que causa imprecisão no processo de estimação de h, conforme detalhado no Apêndice A.

Considere que o FC periodicamente transmita para os SUs um sinal piloto com

N símbolos representados por $\mathbf{p} = [p[1], p[2], \ldots, p[N]]^{\mathrm{T}}$. Admitindo que a duração da transmissão dos símbolos piloto é menor que o tempo de coerência [33, p. 222] do canal, os ganhos do canal de controle podem ser considerados aproximadamente constantes durante esse intervalo. Adicionalmente, admita que o tempo decorrido entre a estimação de canal e o início da transmissão dos SUs ao FC é também menor que o tempo de coerência do canal, significando que o ganho que afeta os símbolos piloto é aproximadamente igual àquele que afeta os símbolos que transportam as decisões dos SUs. Então, o vetor do sinal piloto recebido pelo k-ésimo SU é dado por

$$\mathbf{z}_k = h_k \mathbf{p} + \mathbf{w}_k, \tag{3.1}$$

em que h_k é o k-ésimo ganho do canal de controle com distribuição Gaussiana complexa de média nula e variância $\sigma^2_{h_k}$ e $\mathbf{w}_k$ denota o vetor de ruído térmico de média nula, variância $\sigma^2_{w_k}$ e independente de h_k na entrada do receptor do k-ésimo SU.

Admitindo-se que todos os SUs estão sujeitos à mesma relação sinal-ruído (E_b/N_0) e que $\sigma^2_{h_k} = \sigma^2_h$, a partir dos símbolos piloto $\mathbf{p} = \mathbf{1}\sqrt{E_\mathrm{b}}$ transmitidos pelo FC pode-se demonstrar (ver Apêndice A) que o estimador LMMSE do k-ésimo ganho de canal computado pelo k-ésimo SU adquire a forma

$$\hat{h}_k = \frac{\sigma^2_h \sqrt{E_\mathrm{b}}}{\sigma^2_h E_\mathrm{b} + \frac{\sigma^2_w}{N}} \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} \mathbf{z}_k \right), \tag{3.2}$$

em que σ^2_w é a variância de $\mathbf{w}_k, \forall k$, σ^2_h é a variância do ganho complexo do canal de controle e E_b é a energia média por bit transmitido.

Note que a aplicação de (3.2) exige que o SU conheça a variância do ruído e o segundo momento do ganho do canal de controle para realizar o processo de estimação via LMMSE.

No Apêndice A é também demonstrado que o erro quadrático médio entre $\hat{h_k}$ e h_k

proporcionado pelo estimador LMMSE [26] é dado por

$$\sigma_{\epsilon}^{2} = \frac{\sigma_{h}^{2}\frac{\sigma_{w}^{2}}{N}}{\sigma_{h}^{2}E_{\mathrm{b}} + \frac{\sigma_{w}^{2}}{N}}, \tag{3.3}$$

em que N é o número de amostra dos sinais piloto coletadas pelos SUs.

Explorando o desempenho do LMMSE em termos de consistência e polarização é possível afirmar que o estimador LMMSE é consistente e não polarizado. Primeiramente, ao considerar $N \longrightarrow \infty$, na equação (3.2), a variância de $\hat{h_k}$ tende para zero, validando assim a consistência deste estimador. Em seguida, aplica-se a esperança matemática na equação (3.2) e o resultado deste processo é exatamente o valor esperado do ganho do canal de controle h_k, confirmando que o estimador LMMSE é não-polarizado.

Do ponto de vista de simulação computacional, como é adotado um modelo simples para representar o comportamento de um canal real, é preferível, por questões de menor complexidade, simular os erros de estimação que seriam produzidos pelo estimador LMMSE do que de fato realizar a estimação do LMMSE. A próxima subseção discorre sobre o modelo utilizado para simular estes erros de estimação dos ganhos do canal de controle.

3.2 Modelo para Erros de Estimação

Comumente, a estimação de ganhos de canal é feita por meio da transmissão de sinais piloto [26], os quais são conhecidos pelo receptor. No entanto, a imperfeição inerente ao processo de estimação e a ação do ruído AWGN sob os sinais piloto geram incerteza na estimativa dos ganhos. Nesse trabalho, o modelo matemático sugerido por [36], e também adotado em [24], é utilizado para simular os erros de estimativa

dos ganhos do canal de controle, no esquema CSS com pré-compensação do canal. De acordo com esse modelo matemático, a estimativa do ganho do canal entre o k-ésimo SU e o FC pode ser modelada por

$$\hat{h}_k = h_k \rho + \varepsilon_k \sqrt{1-\rho^2}, \tag{3.4}$$

em que h_k é o ganho real do canal, ε_k é uma amostra de uma variável aleatória Gaussiana complexa de média nula, variância $\sigma_\varepsilon^2 = \mathbb{E}\{\alpha_k^2\}$ e independente de h_k, e ρ é o módulo do coeficiente de correlação complexo entre h_k e $\hat{h}_k$ [37]. O parâmetro ρ está associado à qualidade da estimação: para $\rho = 0$, o primeiro termo em (3.4) se anula, resultando em $\hat{h}_k = \varepsilon_k$, que é a pior estimativa do ganho do canal; para $\rho = 1$, o segundo termo em (3.4) se anula, resultando na perfeita estimativa, ou seja, $\hat{h}_k = h_k$. A variância do erro de estimação é dada por

$$\begin{aligned} \sigma_\epsilon^2 &= \mathbb{E}[(\hat{h}_k - h_k)^2], \\ \sigma_\epsilon^2 &= \mathbb{E}(h_k)^2 + \mathbb{E}(\hat{h}_k)^2 - 2\mathbb{COV}(h_k, \hat{h}_k). \end{aligned} \tag{3.5}$$

Adotando $\sigma_{h_k}^2 = \sigma_{\hat{h_k}}^2 = 1$, tem-se

$$\sigma_\epsilon^2 = 2(1 - \mathbb{COV}(h_k, \hat{h}_k)). \tag{3.6}$$

Como, por definição, $\rho = \frac{\mathbb{COV}(h_k, \hat{h}_k)}{\sigma_{h_k}\sigma_{\hat{h_k}}}$ e consequentemente $\mathbb{COV}(h_k, \hat{h}_k) = \rho\sigma_{h_k}\sigma_{\hat{h_k}}$, obtém-se

$$\sigma_\epsilon^2 = 2(1-\rho). \tag{3.7}$$

Igualando-se este erro quadrático médio àquele proporcionado pelo estimador LMMSE, dado por (3.3), tem-se

$$\sigma_\epsilon^2 = 2(1-\rho) = \frac{\sigma_h^2 \frac{\sigma_w^2}{N}}{\sigma_h^2 E_\mathrm{b} + \frac{\sigma_w^2}{N}}. \tag{3.8}$$

Aplicando a relação $\sigma_w^2 = N_0 = E_\mathrm{b}\,(E_\mathrm{b}/N_0)^{-1}$ e admitindo $\sigma_h^2 = 1$ de forma a representar o ganho médio de potência unitário no canal de controle, de (3.8) obtém-se

$$\rho_\mathrm{LMMSE} = 1 - \left(2 + 2N\frac{E_\mathrm{b}}{N_0}\right)^{-1}. \tag{3.9}$$

Note que é por meio de (3.9) que se estabelece a adequada relação entre a qualidade da estimativa dos ganhos do canal de controle, qualidade esta representada por ρ_LMMSE, e a SNR média por bit do sinal piloto experimentada na entrada do receptor do FC, ou seja, E_b/N_0. Vale ressaltar que tanto a E_b/N_0 do sinal piloto recebido nos SUs quanto a E_b/N_0 dos sinais que transportam as decisões locais recebidos no FC foram consideradas iguais.

Objetivando validar as expressões (3.2), (3.3) e (3.4), a Figura 3.1 mostra, a título de ilustração, os erros quadráticos médios (*mean square errors*, MSEs) obtidos pelo processo de estimação LMMSE de h_k, por meio de (3.2), pelo cálculo via (3.3) e pela simulação do modelo (3.4). Os valores de $\hat{h_k}$ em (3.2) e (3.4) foram computados por simulação de Monte Carlo, para vários valores de amostras N colhidas por um SU de referência, arbitrariamente escolhido como o SU de índice $k = 1$. Na simulação de (3.2), primeiramente o FC transmite N símbolos piloto $\mathbf{p} = \mathbf{1}\sqrt{E_\mathrm{b}}$. Para o canal entre o FC e o SU de referência é gerado h_1 como sendo a realização de uma variável aleatória Gaussiana complexa de média nula e variância $\sigma_h^2 = 1$, correspondendo a um canal do tipo Rayleigh. No receptor do SU de referência é gerado o vetor de ruído $\mathbf{w}_1$, respeitando o valor da SNR média por bit desejada ($E_\mathrm{b}/N_0 = -10$ dB) e o valor configurado de E_b, ou seja, $\sigma_w^2 = N_0 = E_\mathrm{b}\,(E_\mathrm{b}/N_0)^{-1}$. Assim, o vetor do sinal recebido pelo SU têm a forma definida em (3.1). De posse desses vetores, o SU aplica a estimação LMMSE a partir da expressão (3.2), gerando $\hat{h}_1$. Para cada valor de N, este processo foi realizado 50.000 vezes, por fim computando-se o erro quadrático médio entre os 50.000 valores de h_1 e $\hat{h}_1$. O MSE teórico do estimador LMMSE foi calculado por meio da expressão (3.3). Na simulação do MSE pelo modelo (3.4),

os passos de transmitir os símbolos piloto, gerar h_1 e gerar o vetor de ruído $\mathbf{w}_1$ são iguais ao processo de estimação LMMSE citado anteriormente. Porém, o valor de ρ calculado por (3.9) é substituído em (3.4), e o SU simula a estimação à partir deste modelo, gerando $\hat{h}_1$. Após isto, o correspondente MSE é calculado para cada N.

Observa-se na Figura 3.1 a excelente aderência entre os resultados teóricos e simulados, validando-se assim as expressões (3.2), (3.3) e (3.4). Observa-se também que quanto mais amostras do sinal piloto forem coletadas por cada SU, maior será a correlação entre os ganhos real e estimado e, consequentemente menor será o erro quadrático médio.

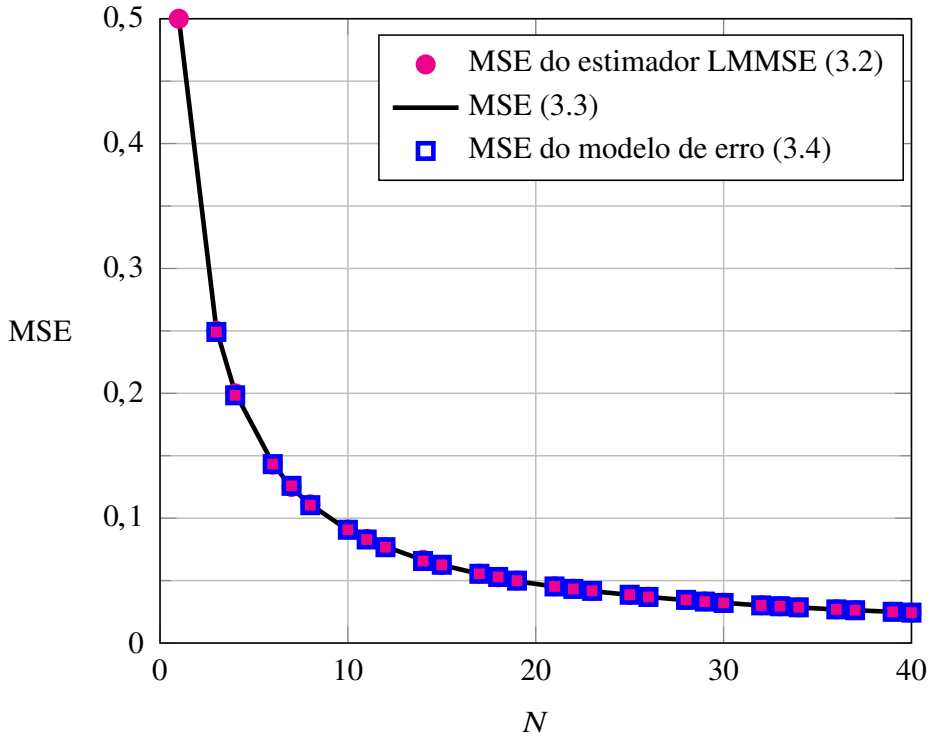


Figura 3.1: Relação entre o MSE e o número de amostra do sinal piloto colhidas pelo SUs.

Agora objetivando validar a expressão (3.9), a Figura 3.2 apresenta os valores teóricos de ρ_{LMMSE} calculados por meio da expressão (3.9) e os valores de ρ_{LMMSE} computados a partir do modelo (3.4) por simulação de Monte Carlo, para $N = 1$, $N = 5$ e $N = 25$ amostras colhidas por um SU de referência, arbitrariamente escolhido como o

SU de índice $k = 1$. Para cada par de N e E_b/N_0 o processo supradescrito foi realizado 50.000 vezes, por fim computando-se o coeficiente de correlação ρ_{LMMSE} entre os 50.000 valores de h_1 e $\hat{h}_1$.

Na Figura 3.2 percebe-se a excelente aderência entre os resultados teóricos e simulados, validando-se assim as expressões (3.4) e (3.9). Observa-se também que, como esperado, à medida que a E_b/N_0 do sinal piloto aumenta, eleva-se a correlação entre os ganhos reais e estimados. Além disso, quanto mais amostras do sinal piloto forem coletadas por cada SU, maior será também essa correlação.

Vale ressaltar que ρ_{LMMSE} não é coeficiente de correlação entre $\hat{h_k}$ obtido pela expressão (3.2) e h_k, mas sim entre h_k e $\hat{h_k}$ no modelo (3.4).

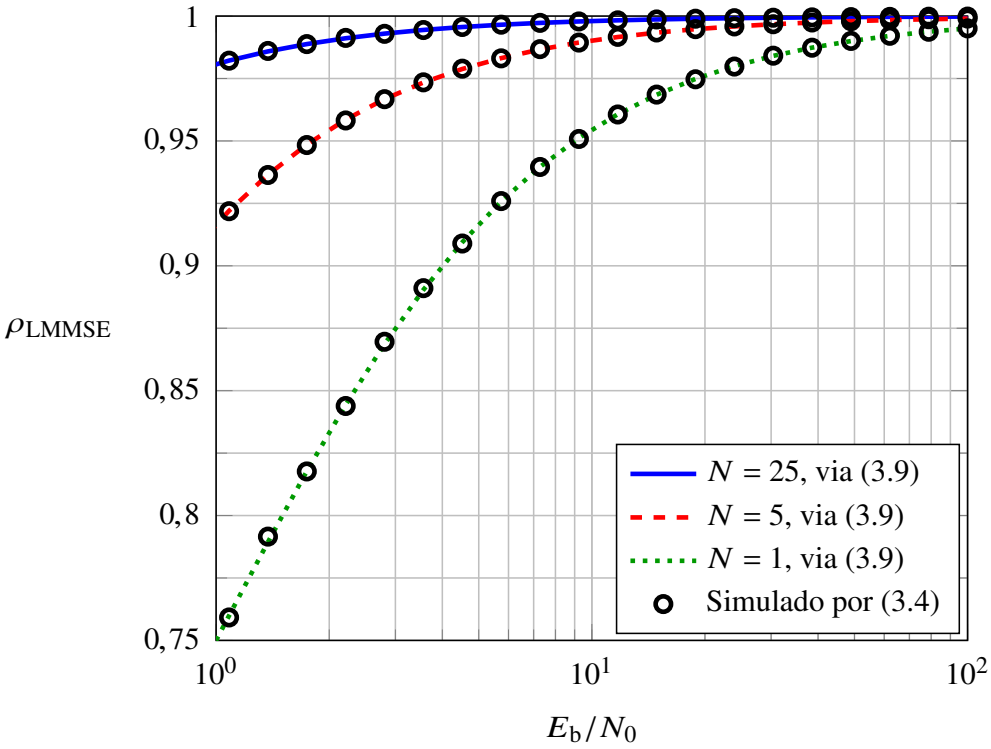


Figura 3.2: Relação entre o parâmetro ρ_{LMMSE} e a SNR média por bit do sinal piloto no processo de estimação de canal LMMSE, para $N = 1$, $N = 5$ e $N = 25$ amostras.

Embora o desempenho do estimador LMMSE seja atraente, o processo de estimação LMMSE dado pela equação (3.2) exige o conhecimento da variância do ruído e do segundo momento dos ganhos do canal, o que pode ser um problema de ordem prática.

Com o objetivo de eliminar este problema, na subseção seguinte é descrito um modelo de estimação mais simples.

3.3 Modelo de Estimação por Média Amostral

Considerando $N \to \infty$ na equação do estimador LMMSE, dada por (3.2), o coeficiente que multiplica a média amostral do sinal piloto assume valor unitário e, consequentemente, gera-se uma simplificação nesta equação resultando em uma nova expressão para $\hat{h_k}$, que denomina-se de estimação por média amostral (SA),

$$\hat{h_k} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} \frac{\mathbf{z}_k}{\sqrt{E_\mathrm{b}}}, \tag{3.10}$$

cuja dedução está melhor detalhada no Apêndice B.

Para realizar a estimação SA dos ganhos do canal de controle, inicialmente, da mesma forma que a estimação LMMSE, considera-se que o centro de fusão envia periodicamente para os rádios cognitivos sinais piloto. Logo, o vetor destes sinais recebido pelo k-ésimo SU, segue a equação (3.1).

Conforme Apêndice B, o erro quadrático médio entre $\hat{h}_k$ e h_k proporcionado pelo estimador SA, é dado por

$$\sigma_\epsilon^2 = \frac{\sigma_w^2}{N E_\mathrm{b}}. \tag{3.11}$$

Como o erro quadrático médio entre $\hat{h}_k$ e h_k do modelo (3.4) é dado por $\sigma_\epsilon^2 = 2(1-\rho)$, igualando este erro àquele proporcionado pelo estimador SA resulta em

$$2(1-\rho) = \frac{\sigma_w^2}{N E_\mathrm{b}}. \tag{3.12}$$

Aplicando a relação $\sigma_w^2 = N_0 = E_\mathrm{b}\,(E_\mathrm{b}/N_0)^{-1}$, admitindo-se que todos os SUs estão sujeitos à mesma E_b/N_0 e que $\sigma_{h_k}^2 = \sigma_h^2 = 1$ de forma a representar ganho médio de potência unitário no canal de controle, de (3.12) obtém-se

$$\rho_\mathrm{SA} = 1 - \left(2N\frac{E_\mathrm{b}}{N_0}\right)^{-1}. \tag{3.13}$$

Note que é por meio de (3.13) que se estabelece a adequada relação entre a qualidade da estimativa SA dos ganhos do canal de controle, qualidade essa representada por ρ_SA, e a SNR média por bit do sinal piloto experimentada na entrada do receptor do FC, E_b/N_0.

A Figura 3.3 mostra, a título de ilustração, os valores teóricos e estimados dos erros quadráticos médio via LMMSE e SA e os valores computados deste erro via modelo de erro de estimação em ambos os métodos, para N variável e E_b/N_0 de 0 e 6 dB. O procedimento utilizado na geração das curvas referentes aos estimadores LMMSE e SA da Figura 3.3 foi realizado de maneira análoga ao processo descrito na Subseção 3.2. A curva do MSE do estimador SA apresenta os valores teóricos do MSE proporcionado pelo estimador SA calculados por meio de (3.11). Na simulação do MSE pelo modelo (3.4), os primeiros passos também são iguais ao processo de estimação LMMSE e SA, porém após a geração de h_1 o valor de ρ_SA calculado em (3.13) é substituído em (3.4), e o SU aplica a estimação à partir deste modelo, gerando $\hat{h}_1$. Em seguida, também varia-se N e fixa-se E_b/N_0, repetindo este processo 50.000 vezes e finalmente computando-se o erro quadrático médio entre os 50.000 valores de h_1 e $\hat{h}_1$, resultando na curva do MSE do SA simulado por (3.4).

Nota-se na Figura 3.3 a excelente aderência entre os resultados teóricos e simulados via estimação LMMSE ou também via SA. Observa-se também que para todos os casos considerados na Figura 3.3, quanto mais amostras do sinal piloto forem coletadas por cada SU, maior será a correlação entre os ganhos real e estimado para ambos os métodos de estimação e, consequentemente, menor será o erro quadrático médio.

Pode-se notar também que o aumento da E_b/N_0 para 6 dB leva a MSEs via LMMSE e SA menores que no caso de $E_b/N_0 = 0$ dB. Verifica-se também que para baixos valores de N, o MSE via estimação SA é maior que via estimação LMMSE, para ambos os valores de E_b/N_0. Além destas observações, nota-se também que à medida que N aumenta, o MSE teórico e simulado de ambos os métodos de estimação se equiparam primeiramente para $E_b/N_0 = 6$ dB do que para $E_b/N_0 = 0$ dB.

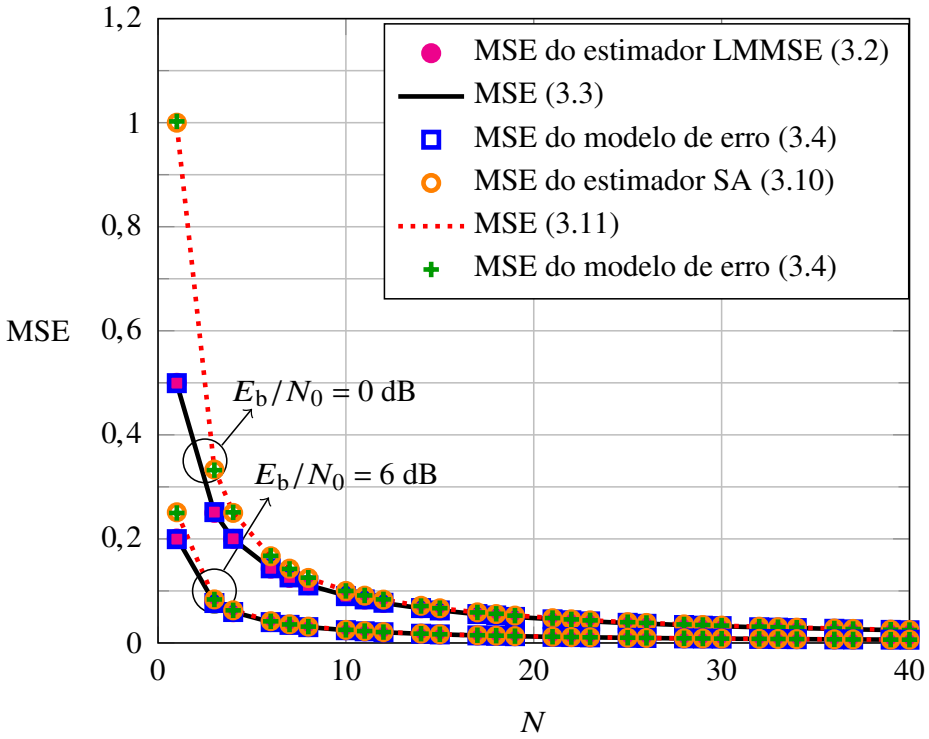


Figura 3.3: Relação entre o MSE e o número de amostra do sinal piloto via estimação de canal LMMSE e SA e via modelo de erro, para E_b/N_0 igual a 0 e 6 dB.

Objetivando validar as expressões (3.9) e (3.13), a Figura 3.4 apresenta, a título de ilustração, uma comparação entre os valores teóricos de ρ_{LMMSE} e ρ_{SA} calculados por meio das expressões (3.9) e (3.13) e os valores ρ_{LMMSE} e ρ_{SA} computados a partir do modelo (3.4) por simulação de Monte Carlo, para $N = 1$, $N = 5$ e $N = 25$ amostras colhidas por um SU de referência. A simulação em questão foi realizada igualmente ao processo descrito na Subseção 3.2.

Na Figura 3.4 percebe-se a excelente aderência entre os resultados teóricos e si-

mulados da estimação LMMSE ou SA, validando-se assim as expressões (3.4), (3.9) e (3.13). Percebe-se também que à medida que a E_b/N_0 do sinal piloto aumenta, eleva-se a correlação entre os ganhos reais e estimados da estimação LMMSE e SA, e consequentemente as curvas de ambos os métodos de estimação se coincidem. Em adição a estas observações, verifica-se também que quanto mais amostras do sinal piloto forem coletadas por cada SU, maior será esta correlação, e mais rapidamente as curvas de ambos os métodos se igualam.

Vale ressaltar que ρ_{SA} não é coeficiente de correlação entre $\hat{h}_k$ obtido pela expressão (3.10) e h_k, mas sim entre h_k e $\hat{h}_k$ no modelo (3.4).

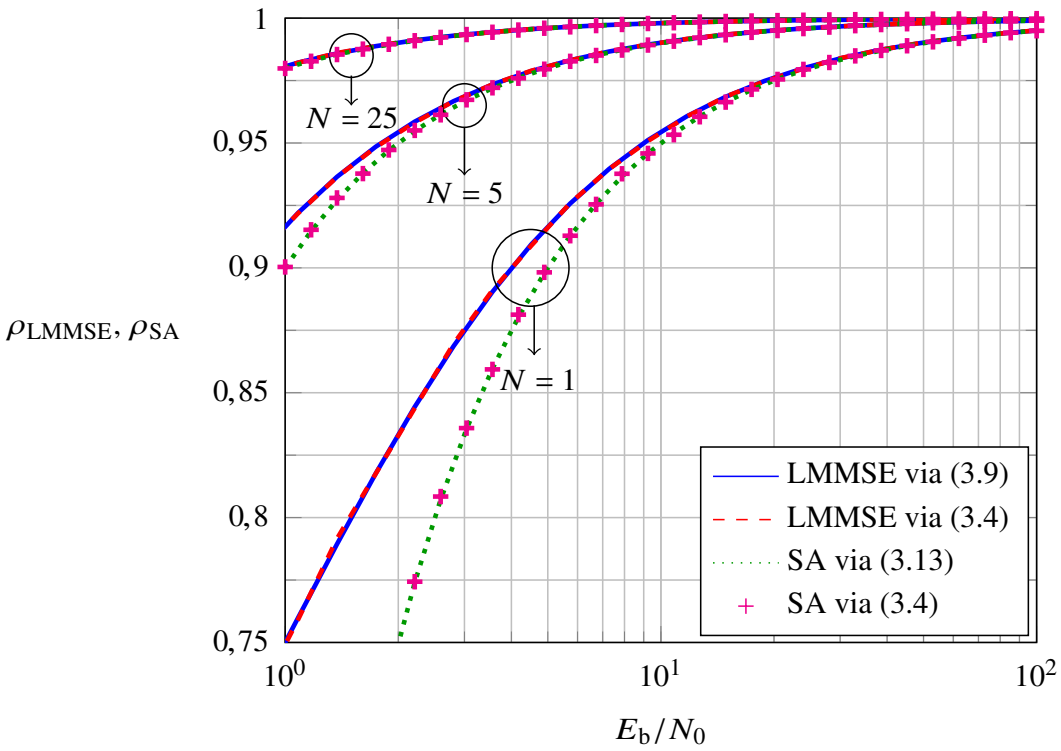


Figura 3.4: Relação entre os parâmetros ρ_{LMMSE} e ρ_{SA} e a SNR média por bit do sinal piloto no processo de estimação de canal LMMSE e SA, para $N = 1$, $N = 5$ e $N = 25$ amostras.

3.4 Sumário

O estimador LMMSE é consistente e não polarizado, e o modelo matemático utilizado para simular os erros de estimativa dos ganhos do canal de controle é validado por meio de simulações.

Este capítulo apresenta também um novo modelo de estimação, denominado SA, por meio do qual ocorre a eliminação da exigência do conhecimento da variância do ruído, exigida na estimação LMMSE. Portanto, o modelo SA é mais simples quando comparado ao modelo LMMSE.

Pôde-se verificar que a estimação LMMSE é melhor que a estimação SA para baixos valores de número de amostras dos sinais piloto coletadas pelos SUs, N, pois produz menor MSE. Verifica-se também que à medida que N aumenta, a estimação LMMSE e a SA produz o mesmo MSE. Já com relação ao aumento da E_b/N_0, os MSEs são reduzidos em ambos os métodos de estimação. A relação entre os parâmetros ρ_{LMMSE} e ρ_{SA} teóricos e simulados e a E_b/N_0 também foram validadas por meio de simulações, permitindo concluir que estes parâmetros produzem resultados teóricos e simulados com excelente aderência. Conclui-se também que o aumento da E_b/N_0 do sinal piloto faz com que as curvas de ambos os métodos de estimação coincidam. Além disso, o aumento de N faz com que estas mesmas curvas de ambos os métodos de estimação se igualem mais rapidamente.

Capítulo 4

Resultados Numéricos

Neste capítulo é feito um estudo sobre a análise de desempenho do esquema de fusão de decisões com pré-compensação, no sensoriamento espectral sem e com erros de estimação de canal. Inicialmente é feita a descrição da estrutura da simulação, dos parâmetros utilizados e suas faixas de variação. Em seguida apresentam-se os resultados obtidos pelas simulações, mostrando por meio das curvas ROC a influência dos erros produzidos na estimação de canal. A última seção do capítulo traz os resultados complementares aos obtidos pelas simulações nas curvas ROC, mostrando por meio de curvas de P_{erro} a influência dos erros produzidos na estimação de canal.

4.1 Descrição da Simulação

Os resultados numéricos apresentados neste capítulo foram feitos por meio de simulação computacional utilizando o *software* MATLAB®. Nestes resultados numéricos, o sensoriamento local, o esquema de fusão com transmissões pré-compensadas sem erros de estimação sugerido em [20] e o esquema de fusão com transmissões pré-compensadas sob erros de estimação são identificados, respectivamente por, sensoriamento local, Pré-comp. Estimação perfeita e Pré-comp. seguida do número de

amostra do sinal piloto colhidas pelos SUs e do método de estimação utilizado.

As curvas ROC foram obtidas por meio da simulação de 50.000 eventos de Monte Carlo, cada um relacionado à geração de um sinal primário $\mathbf{x}$ contendo N_{ED} amostras de um processo $\mathcal{N}(0, \sigma_x^2)$. Após gerar o sinal primário, é gerado e adicionado a este sinal um vetor de ruído AWGN (Canal de sensoriamento AWGN) contendo N_{ED} amostras de um processo $\mathcal{N}(0, \sigma_w^2)$. Uma variável liga/desliga é definida pelo processo de Bernoulli para simular a presença ou à ausência do sinal primário, com probabilidades $P_{H_1} = P_{H_0} = 0.5$.

Neste momento da simulação, a n-ésima amostra do sinal sensoriado pelos SUs assume a forma $Ix_n + w_n$. Consequentemente, para $I = 1$ o sinal sensoriado é igual a soma do sinal primário com uma parcela de ruído, representando a hipótese H_1. Para $I = 0$, o sinal sensoriado será somente o ruído, caracterizando a hipótese H_0. De posse das N_{ED} amostras do sinal sensoriado, cada SU calcula a sua energia de acordo com (2.1). O SU deverá decidir localmente por H_1 sempre que a estatística de teste T for maior ou igual ao limiar de decisão local γ_{SU} e deverá decidir por H_0 caso contrário, conforme apresentado em (2.2).

Por causa da pré-compensação do ganho do canal de controle, cada decisão local tomada pelos SUs é transmitida para o centro de fusão usando (2.7). Admitindo que o canal de controle tenha desvanecimento com distribuição Rayleigh, então os ganhos complexos dos canais de controle são modelados em função da realização de uma variável aleatória Gaussiana complexa de média nula e variância $\sigma_h^2 = 1$. Já os erros de estimativas dos ganhos dos canais de controle são computados pelo modelo (3.4), sendo ρ determinados em função do desempenho dos estimadores LMMSE e SA, em função da SNR média por bit na entrada dos receptores dos SUs, E_{b}/N_0. No FC, um vetor de ruído é gerado e adicionado aos sinais recebidos conforme (2.9), de acordo com E_{b}/N_0.

Após o FC receber as decisões locais de todos os SUs, ele toma a decisão global sobre o estado de ocupação da banda sensoriada de acordo com a comparação da amostra recebida com o limiar definido em (2.10). De posse das decisões globais, as probabilidades de detecção e falso alarme são computadas a partir da combinação das decisões locais por meio da regra K-em-M. Por fim, varia-se o valor do limiar de decisão local γ_{SU}, repetindo-se o processo para gerar cada ponto das curvas ROC.

Admite-se que o melhor ponto da curva ROC é o par (P_{d},P_{fa}) global que minimiza a P_{erro}. Em outras palavras, este par P_{d} e P_{fa} global oferece a mínima probabilidade do FC cometer um erro de decisão sobre o estado de ocupação do espectro. Sendo assim, para realizar o cômputo desta mínima P_{erro}, primeiramente calculou-se a probabilidade de erro de decisão para cada ponto de uma determinada ROC, por meio de (2.4). Em seguida, extraiu-se o menor valor dentre os valores de probabilidade de erro de decisão calculados nesta ROC, resultando assim em um ponto da curva de P_{erro}. Para cada ponto de cada uma das ROC repete-se este processo, gerando as curvas de mínima P_{erro} em função de E_{b}/N_0.

Em termos de parâmetros utilizados nas simulações, considerou-se um sistema CSS com $M = 5$ e $M = 11$ SUs em cooperação, cada um equipado com um detector de energia operando a partir de 800 e 1000 amostras, respectivamente, valores estes escolhidos de forma a manter praticamente inalterados os desempenhos do esquema de fusão com transmissões pré-compensadas na ausência de erros de estimação. Considerou-se também uma razão sinal-ruído no canal de sensoriamento igual a -10 dB, valor que representa uma situação desafiadora, porém prevista na prática [31]. O limiar de ceifamento adotado é $C = 3{,}7$. O número de amostras colhidas pelo k-ésimo SU para a estimação é $N = 1$, $N = 5$ e $N = 25$. Já para a análise do MSE o número de amostras colhidas pelo k-ésimo SU é $N = 40$ e $N = 1000$. Para o canal de controle adotou-se $E_{\mathrm{b}}/N_0 = 4 = 6$ dB, valor este que, a partir da Figura 3.2 ou da equação (3.9), resulta nos seguintes valores de correlação entre $\hat{h}_k$ e h_k: $\rho_{\mathrm{LMMSE}} \approx 0{,}899$ para $N = 1$,

$\rho_{\text{LMMSE}} \approx 0{,}976$ para $N = 5$, e $\rho_{\text{LMMSE}} \approx 0{,}995$ para $N = 25$. Na análise do desempenho de sensoriamento foram considerados os valores de $K = 1$, $K = \lceil M/2 \rceil$ e $K = M$, correspondentes às regras de combinação lógica conhecidas respectivamente por OR, MAJ (voto majoritário) e AND. Para as simulações das curvas de P_{erro} foram adotados os mesmos parâmetros sistemáticos e as mesmas regras de combinação lógica descritos anteriormente, porém com E_{b}/N_0 variável. Para as curvas de P_{erro} admitiu-se também os valores $P_{H_0} = P_{H_1} = 0{,}5$ para representarem a máxima incerteza sobre a atividade do transmissor primário.

4.2 Influência dos Erros de Estimação na Curva Característica de Operação

As Figuras 4.1 e 4.2 apresentam os desempenhos do sensoriamento espectral com e sem erros de estimação do canal, em termos de ROC. Nestas Figuras foram considerados $M = 5$ (Figura 4.1) e $M = 11$ (Figura 4.2) SUs em cooperação, $N = 1$, $N = 5$ e $N = 25$ amostras, técnica de estimação LMMSE e SA e $K = 1$ (a), $K = \lceil M/2 \rceil$ (b) e $K = M$ (c) na regra de fusão K-em-M. O desempenho do sensoriamento local também é apresentado, permitindo notar os ganhos produzidos pela cooperação em algumas situações.

A partir dos resultados apresentados na Figura 4.1 pode-se notar que utilizando a técnica de estimação SA, para $K = 1$ (OR) e $K = 5$ (AND), a cooperação trouxe ganhos apenas para alguns pares de P_{d} e P_{fa}. Já para a técnica de estimação LMMSE, utilizando os mesmos parâmetros, a cooperação trouxe ganhos para alguns pares de P_{d} e P_{fa} a mais se comparado com a estimação SA. Porém, estas quantidades de pares P_{d} e P_{fa} são significativamente maiores na regra de fusão MAJ ($K = 3$), para ambos os métodos de estimação. As mesmas interpretações se aplicam aos resultados obtidos com $M = 11$ SUs (Figura 4.2) e $K = 1$ (OR), $K = 6$ (MAJ) e $K = 11$ (AND).

Em todos os casos considerados nas Figuras 4.1 e 4.2 o ganho de cooperação é reduzido à medida que se degrada a qualidade da estimativa dos ganhos do canal de controle, o que acontece à medida que ρ_{LMMSE} e ρ_{SA} diminuem. Pode-se notar que a regra de fusão MAJ (b), para ambas as técnicas de estimação e para ambos os números de SUs analisados, é significativamente menos sensível aos erros de estimativa dos ganhos de canal que as regras OR (a) e AND (c). Para que estas últimas produzam desempenho comparáveis à regra MAJ em ambos os números de SUs e técnicas de estimação, é necessário que o processo de estimação de canal seja mais preciso.

Nas Figuras 4.1 e 4.2, nota-se também que a quantidade de amostras coletadas dos sinais piloto recebidos nos SUs também afeta diretamente o desempenho do sensoriamento espectral em ambas as técnicas de estimação e para ambos os números de SUs analisados. De forma geral, quanto maior essa quantidade de amostras, melhor o desempenho do sistema.

Ainda se referindo às Figuras 4.1 e 4.2, para ambas as técnicas de estimação e para ambos os números de SUs analisados, a E_{b}/N_0 do sinal piloto recebido nos SUs e a E_{b}/N_0 dos sinais que transportam as decisões locais recebidos no FC foram fixadas em 6 dB. Obviamente, aumentando-se uma, a outra, ou ambas, espera-se que os desempenhos de todas as regras de fusão melhorem, no primeiro caso devido à melhoria na precisão das estimativas de canal e no segundo devido à redução na probabilidade de erro de decisão global. A SNR do sinal primário recebido nos SUs foi configurada em -10 dB, também para ambas as técnicas de estimação e para ambos os números de SUs analisados, fixando-se assim a posição da ROC do sensoriamento local. O aumento desta SNR também produz melhoria de desempenho do sensoriamento global, pois beneficia a acurácia do sensoriamento local.

Na Figura 4.3 são apresentadas algumas ROCs que mostram os desempenhos do sensoriamento espectral com e sem erros de estimação do canal, para $N = 40$ e $N = 1000$ amostras e técnica de estimação LMMSE e SA e para $K = 1$ (a),

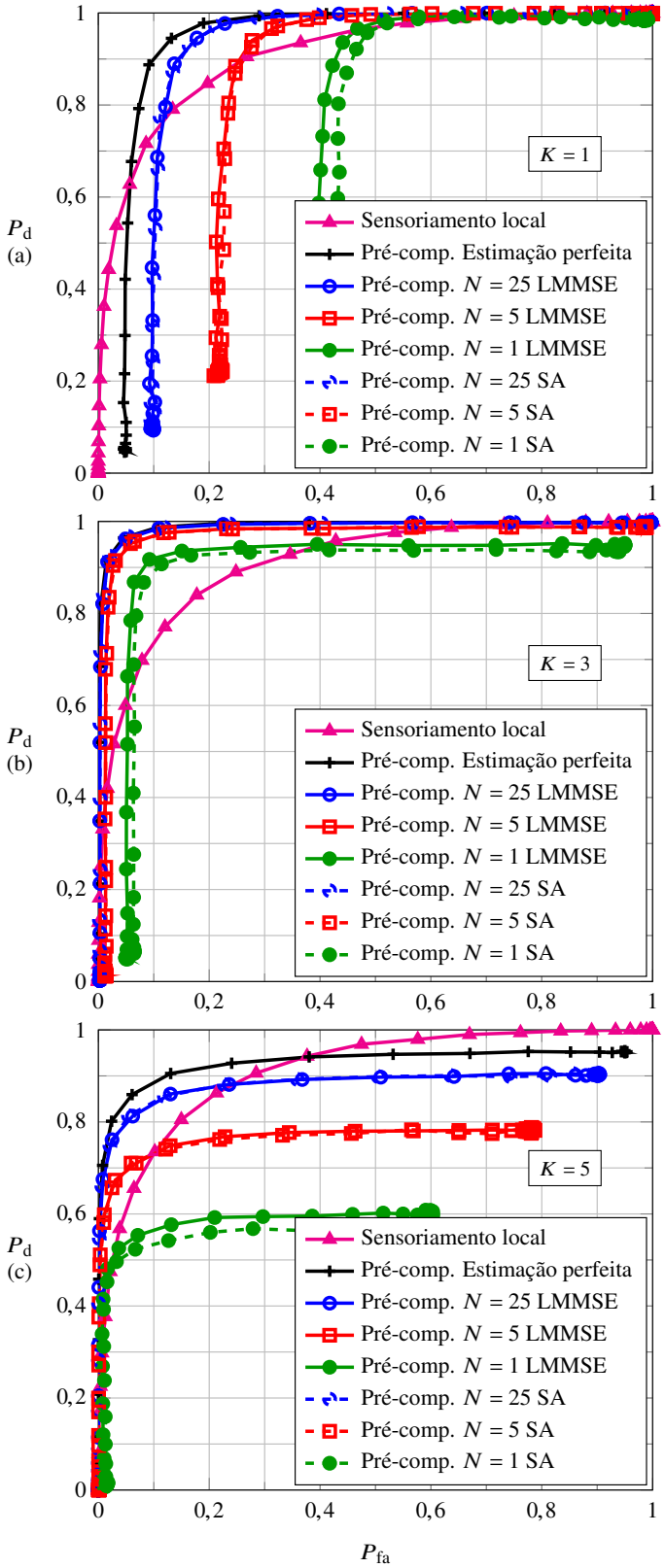


Figura 4.1: Curvas ROC no centro de fusão para $M = 5$, $K = 1$ (a), $K = 3$ (b) e $K = 5$ (c) e técnicas de estimação LMMSE e SA.

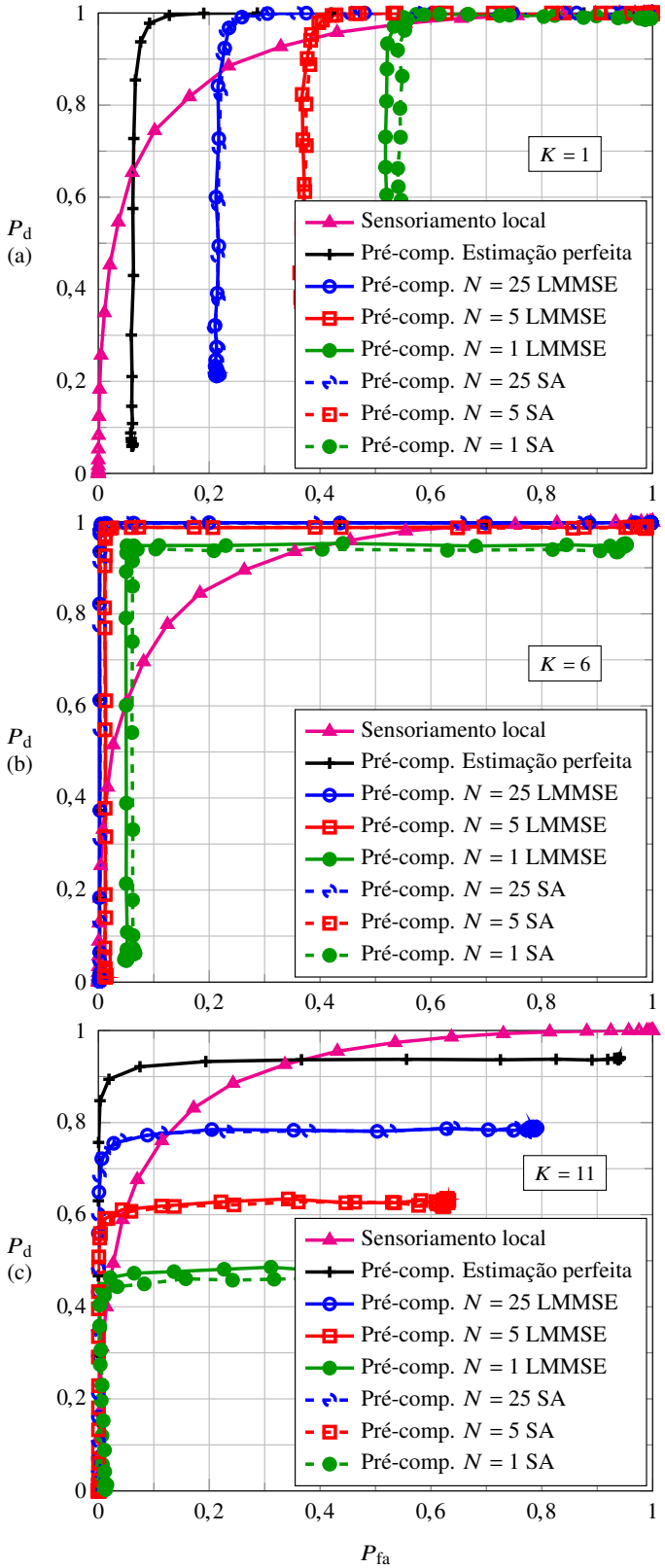


Figura 4.2: Curvas ROC no centro de fusão para $M = 11$, $K = 1$ (a), $K = 6$ (b) e $K = 11$ (c) e técnicas de estimação LMMSE e SA.

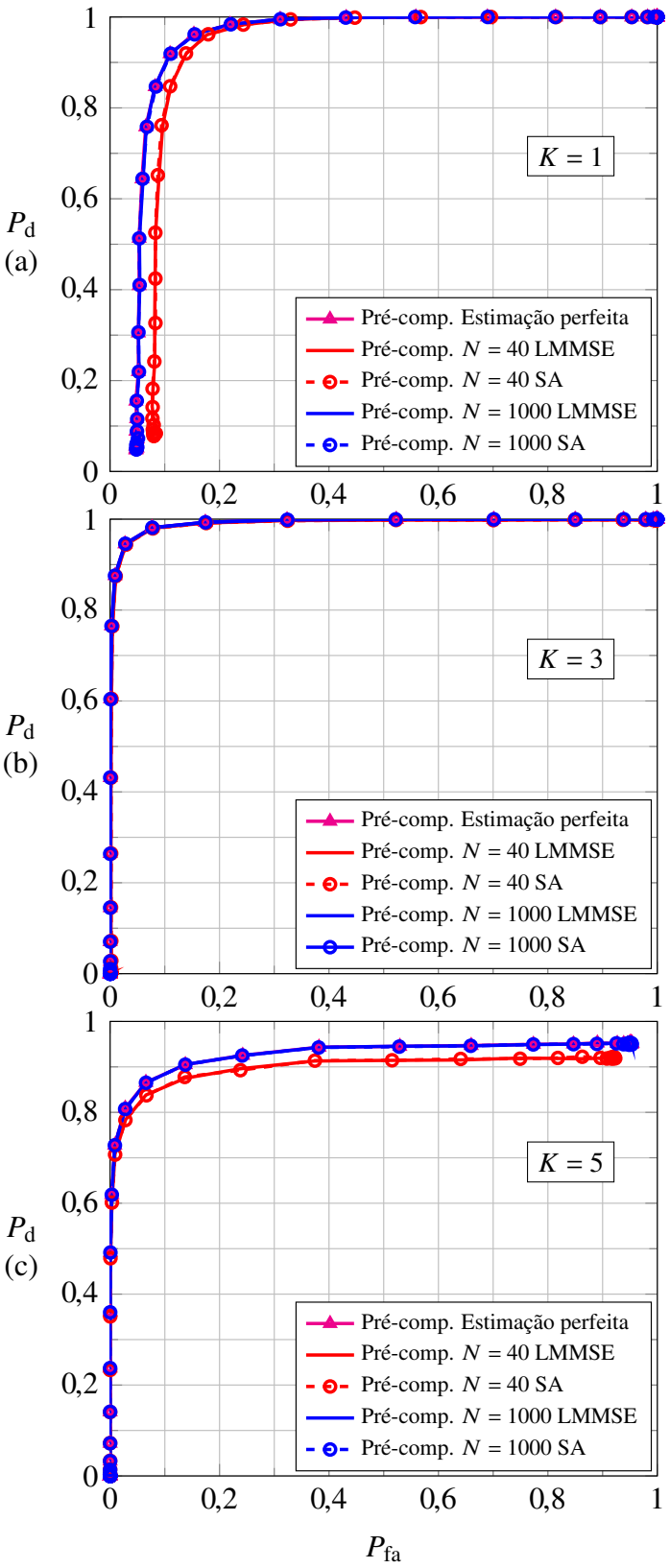


Figura 4.3: Curvas ROC dos desempenhos do sensoriamento espectral com e sem erros de estimação do canal, para $M = 5$, $K = 1$ (a), $K = 3$ (b) e $K = 5$ (c) e técnicas de estimação LMMSE e SA.

$K = \lceil M/2 \rceil$ (b) e $K = M$ (c) na regra de fusão K-em-M, com $M = 5$ SUs em cooperação.

Percebe-se na Fig. 4.3, que o desempenho do sensoriamento com o LMMSE e com o SA para $N = 40$ é praticamente o mesmo para todas as regras K-em-M consideradas. E a medida que N aumenta, estes desempenhos para as regras OR e AND tendem a melhorar ainda mais. Nota-se também que a regra MAJ é a que apresenta melhor desempenho independente do número de amostras colhidas dos sinais piloto e do método de estimação. Por fim, nota-se também que, como a estimação LMMSE e a SA atingem praticamente o mesmo desempenho para valores N acima de 40, ressalta-se portanto a vantagem de usar o SA, uma vez que este método tem menor complexidade de implementação. Além disso, nota-se que para N acima de 40 tem-se pequena melhoria de desempenho nas regras OR e AND e praticamente nenhuma melhoria na regra MAJ, o que significa que com pequenos valores de N já se atinge praticamente o desempenho obtido com estimação perfeita dos ganhos do canal de controle.

4.3 Influência dos Erros de Estimação na Probabilidade de Erro de Decisão Global

Como complemento da análise da influência dos erros de estimação via curvas ROCs, esta subseção apresenta os resultados numéricos de análise por meio da mínima probabilidade de erro. As Figuras 4.4 e 4.5 apresentam a mínima P_{erro} proporcionada pelo LMMSE e pelo SA, para $M = 5$ (Figura 4.4) e $M = 11$ (Figura 4.5) SUs em cooperação e para $K = 1$ (a), $K = \lceil M/2 \rceil$ (b) e $K = M$ (c) na regra de fusão K-em-M.

Os resultados mostrados nas Figuras 4.4 e 4.5 confirmam as conclusões obtidas por meio das Figuras 4.1 e 4.2, adicionalmente demonstrando que o aumento de E_{b}/N_0 no canal de controle propicia melhor qualidade na estimativa dos ganhos do canal e, por-

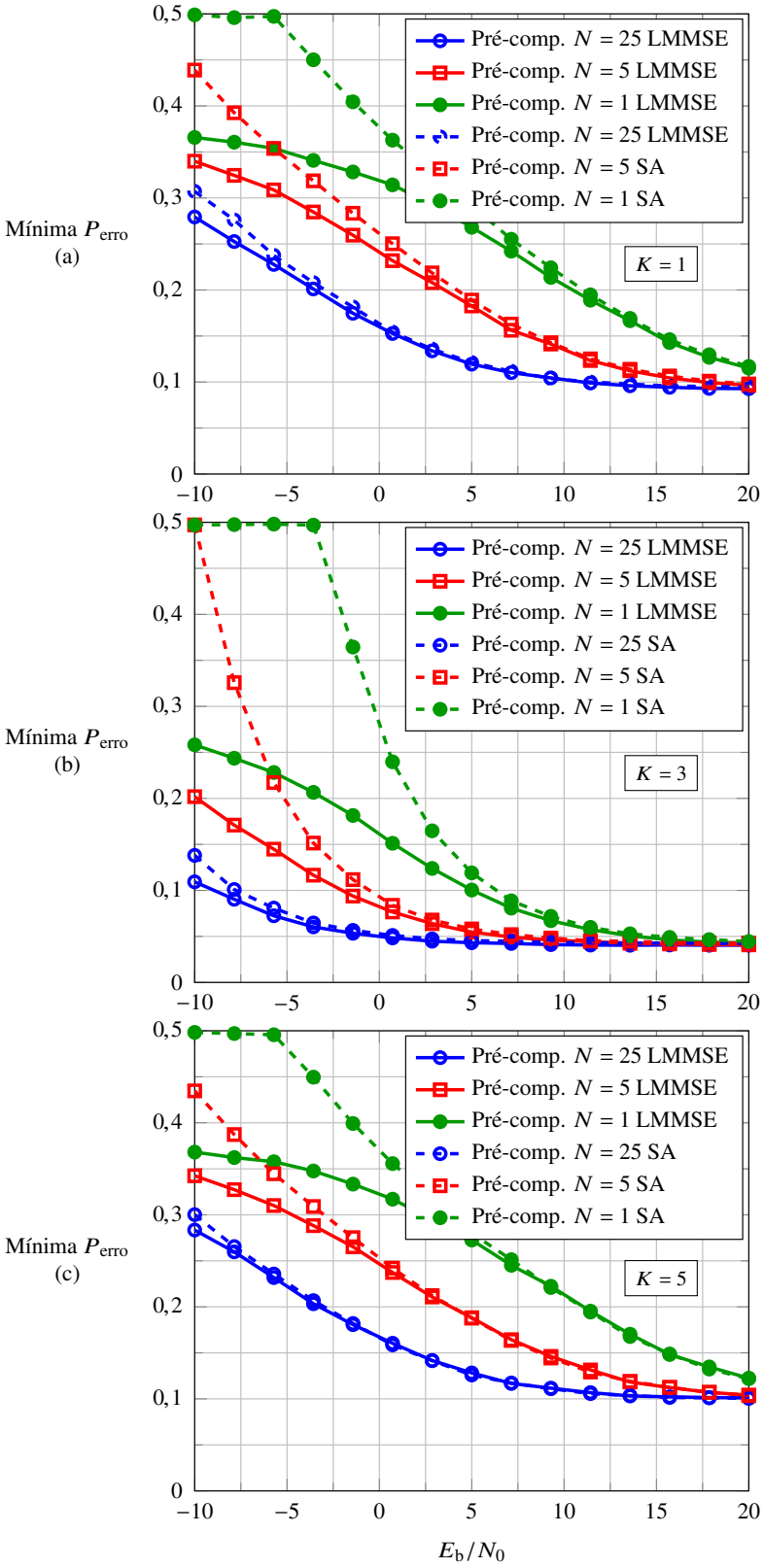


Figura 4.4: Desempenhos do sensoriamento em termos da mínima P_{erro}, sob erros de estimação do canal, para $K = 1$ (a), $K = 3$ (b) e $K = 5$ (c), considerando $M = 5$ e técnicas de estimação LMMSE e SA.

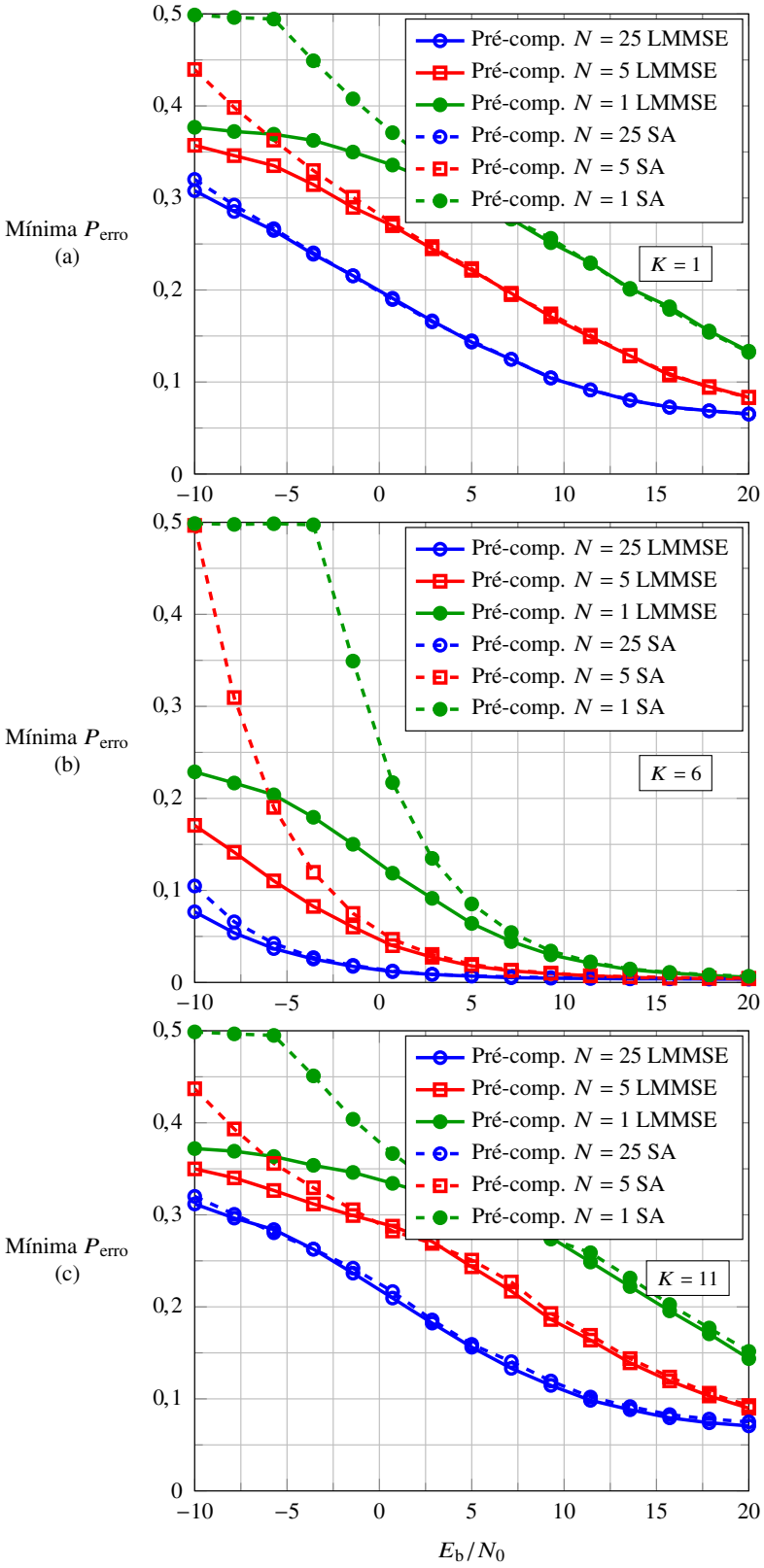


Figura 4.5: Desempenhos do sensoriamento em termos da mínima P_{erro}, sob erros de estimação do canal, para $K = 1$ (a), $K = 6$ (b) e $K = 11$ (c), considerando $M = 11$ e técnicas de estimação LMMSE e SA.

tanto, melhora o desempenho global do sensoriamento espectral. Nota-se por meio da Figura 4.4 (b) que a regra de fusão MAJ para $M = 5$ atinge mínima P_{erro} aproximadamente igual a 0,049 para ambos os métodos de estimação, que é dado pelos pares $P_{\text{fa}} = 0{,}049$ e $P_{\text{d}} = 0{,}951$, para valores de E_{b}/N_0 acima de 5 dB, aproximadamente, e $N = 25$ amostras. Na Figura 4.5 (b) a regra de fusão MAJ para $M = 11$ atinge mínima P_{erro} aproximadamente igual a 0,01 para ambos os métodos de estimação, que é dado pelos pares $P_{\text{fa}} = 0{,}01$ e $P_{\text{d}} = 0{,}99$, para valores de E_{b}/N_0 acima de 5 dB, aproximadamente, e $N = 25$ amostras. A regra de fusão OR para $M = 5$ (Figura 4.4 (a)) atinge valores de mínima P_{erro} iguais a 0,09 para ambos os métodos de estimação. Já na regra de fusão OR para $M = 11$ (Figura 4.5 (a)) a mínima P_{erro} atingida é de 0,07 para ambos os métodos de estimação, para valores de E_{b}/N_0 acima de 18 dB, aproximadamente, e $N = 25$ amostras. A regra de fusão AND para $M = 5$ (Figura 4.4 (c)) atinge valores de mínima P_{erro} iguais a 0,1 para ambos os métodos estimação. Já na regra de fusão AND para $M = 11$ (Figura 4.5 (c)) a mínima P_{erro} atingida é de 0,07 para ambos os métodos de estimação, para valores de E_{b}/N_0 acima de 18 dB, aproximadamente, e $N = 25$ amostras.

A Figura 4.6 complementa a Figura 4.3, fornecendo a mínima P_{erro} para $M = 5$ SUs, $P_{H_0} = P_{H_1} = 0{,}5$ e $K = 1$ (a), $K = \lceil M/2 \rceil$ (b) e $K = M$ (c) na regra de fusão K-em-M, em função de E_{b}/N_0.

Os resultados mostrados na Figura 4.6 confirmam, de modo geral, as conclusões obtidas por meio da Figura 4.3, e adicionalmente a esta conclusão é possível perceber que o aumento de E_{b}/N_0 no canal de controle propicia uma melhora de desempenho, mas progressivamente menor, independente do número de amostras colhidas do sinal piloto ou do método de estimação. Nota-se também que a regra de fusão MAJ (b) atinge mínima P_{erro} aproximadamente igual a 0,051 para valores acima de 3 dB, aproximadamente, e para ambos os métodos de estimação e número de amostras. As regras de fusão OR e AND atingem valores de mínima P_{erro} iguais a 0,1 e 0,11 para ambos os

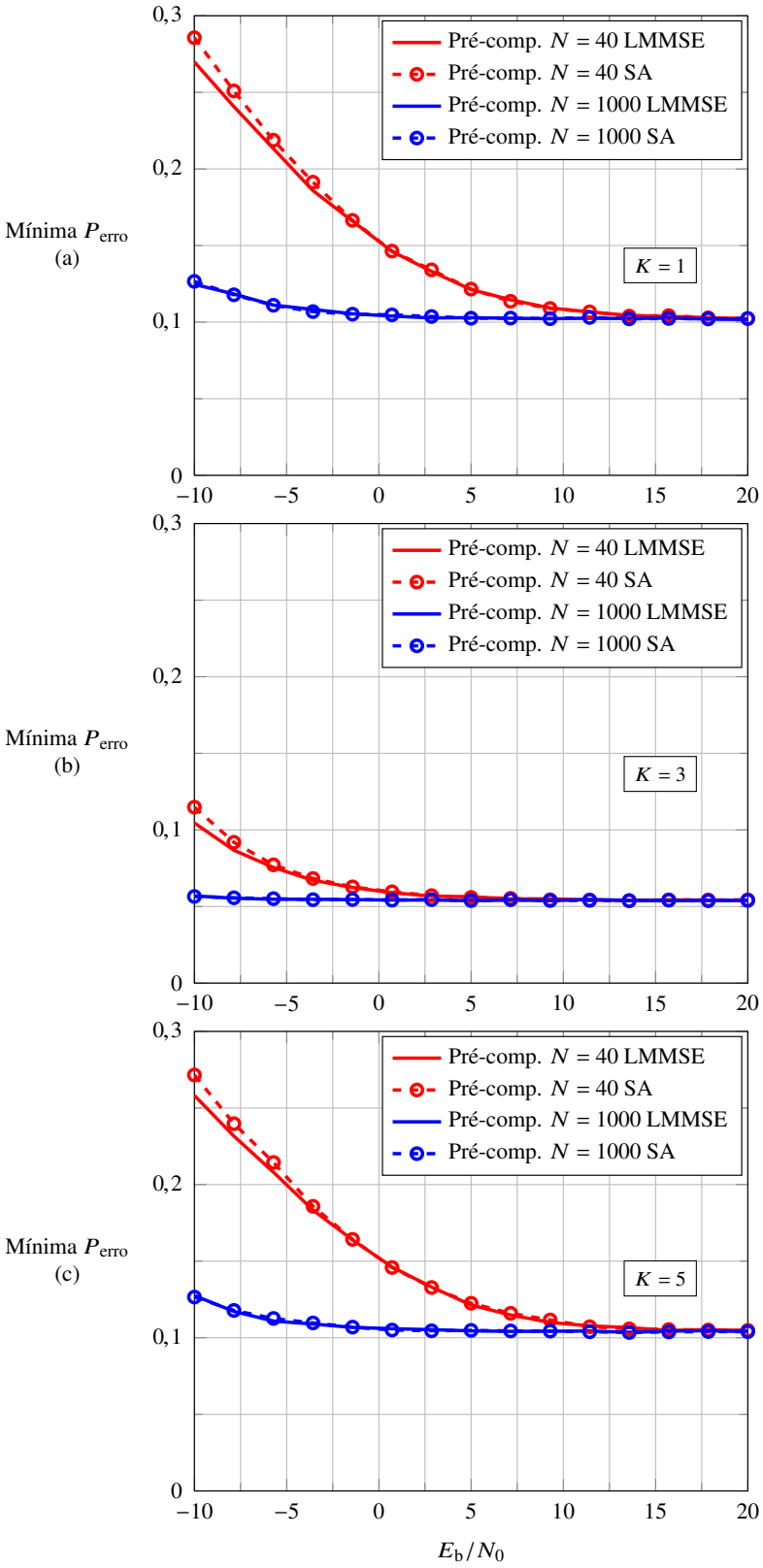


Figura 4.6: Desempenhos do sensoriamento espectral devido ao MSE em termos de mínima P_{erro}, sob erros de estimação do canal, para $K = 1$ (a), $K = 3$ (b) e $K = 5$ (c), considerando $M = 5$ e técnicas de estimação LMMSE e SA.

métodos de estimação e de valores de N para E_b/N_0 acima de 13 dB, respectivamente. Percebe-se ainda que a diferença de desempenho entre o LMMSE e o SA pode ser desprezível para valores de E_b/N_0 maiores que 12,5 dB no caso das regras OR e AND, e maiores que 2,5 dB no caso da regra MAJ. Além disso, nota-se que a partir de $N = 40$ não se tem grandes melhorias de desempenho entre o LMMSE e o SA, mais uma vez demonstrando a atratividade do estimador SA para a aplicação em questão.

Capítulo 5

Conclusões e Propostas Para Novas Pesquisas

O presente trabalho analisou o desempenho do sensoriamento espectral cooperativo para a fusão de decisões com pré-compensação dos ganhos do canal de controle quando há erros nas estimativas destes ganhos.

Revelou-se que as regras de fusão OR e AND, para as técnicas de estimação LMMSE e SA e para $M = 5$ e $M = 11$ SUs, são significativamente mais sensíveis à imprecisão das estimativas que a regra MAJ. Foi também possível concluir que, mesmo com erros de estimativa, o esquema de sensoriamento cooperativo com pré-compensação usando a regra de fusão MAJ, para $M = 5$ e $M = 11$ SUs e estimação LMMSE e SA, consegue atingir probabilidades de erro de decisão baixas. Inferiores a 0,05 para $M = 5$ SUs e ambas as técnicas de estimação e inferiores a 0,02 para $M = 11$ SUs e ambas as técnicas de estimação. Estes valores foram obtidos mesmo em uma condição de baixa SNR do sinal sensoriado e em uma condição de E_b/N_0 do canal de controle dentro de valores práticos. Verificou-se também a importância de se considerar o modelo de erros de estimativa definido em (3.4) com valores realistas do coeficiente de correlação entre os ganhos estimados e os ganhos reais, em função de

E_b/N_0 e do número de amostras do sinal piloto utilizado para estimação, de acordo com (3.9) e (3.13).

Revelou-se também que as regras de fusão OR e AND atingem praticamente os mesmos desempenhos para estimação LMMSE e SA, porém o desempenho é melhorado a medida que N for aumentado. Notou-se também que a regra MAJ é a que apresenta melhor desempenho independente do número de amostras colhidas dos sinais piloto. Por fim, como a estimação LMMSE e SA atinge praticamente o mesmo desempenho para valores de E_b/N_0 não tão baixos, ressalta-se a vantagem de usar o SA, uma vez que este método tem menor complexidade de implementação.

Como oportunidades de pesquisas relacionadas ao tema desse trabalho, citam-se: i) a adoção de um cenário no qual o ruído térmico e potências de sinal recebido podem não ser uniformes devido a diferentes temperaturas de operação e circuitos, e a diferentes distâncias entre os SUs e o FC, considerando variações temporais destas grandezas devido à mobilidade dos nós da rede primária e da rede cognitiva; ii) a análise de sensibilidade a erros de estimação de canal aplicando-se critérios de estimação diferentes do LMMSE e SA; iii) análise do limiar ótimo de ceifamento sob erros de estimação; iv) dedução das expressões de P_d e P_{fa} sob erros de estimação.

Referências Bibliográficas

[1] C. de Pesquisa e Desenvolvimento de telecomunicações, "Análise de utilização do espectro de 700 mhz etapa ii." october 2011. [Online]. Available: http://www.gsma.com/latinamerica/700-mhz-spectrum-utilization-analysis/.

[2] 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 *Proceedings of the first international workshop on Technology and policy for accessing spectrum.* ACM, 2006, p. 1.

[3] I. F. Akyildiz, W.-Y. Lee, M. C. Vuran, and S. Mohanty, "Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey," *Computer networks*, vol. 50, pp. 2127–2159, Setembro 2006.

[4] T. Yucek and H. Arslan, "A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications," *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 11, no. 1, pp. 116–130, January 2009.

[5] S. Haykin and M. Moher, *Sistemas de Comunicação*, vol. 5, Bookman Editora, 2011.

[6] I. F. Akyildiz, B. F. Lo, and R. Balakrishnan, "Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks: A survey," *Physical communication*, vol. 4, pp. 40–62, March 2011.

[7] P. H. C. d. Souza *et al.*, "Desempenho do sensoriamento espectral com fusão eficiente de decisões sob ruído impulsivo e imprecisão dos parâmetros estimados," Instituto Nacional de Telecomunicações, 2017.

[8] D. Cabric, S. M. Mishra, and R. W. Brodersen, "Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios," in *Proc. of Signals, systems and computers, 2004. Conference record of the thirty-eighth Asilomar conference on*, vol. 1. IEEE, 2004, pp. 772–776.

[9] 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.

[10] 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.

[11] ——, "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.

[12] 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 10th International Symposium on Communications and Information Technologies*, October 2010, pp. 968–973.

[13] 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.

[14] 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.

[15] 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.

[16] L. Chuan-qing and W. Zhi-ming, "Adaptive weighted algorithm of cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks," IET, 2011.

[17] C. H. Lim, "Resource-efficient transmission for report channel in cooperative spectrum sensing," *Elect. Lett.*, vol. 50, pp. 1171–1173, July 2014.

[18] D. A. Guimarães and 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.

[19] D. A. Guimarães, G. P. Aquino, and M. E. Cattaneo, "Improved decision for a resource-efficient fusion scheme in cooperative spectrum sensing," in *proc. of International Workshop on Telecomm.*, Junho 2015, pp. 56–60.

[20] D. A. Guimarães, G. P. Aquino, and M. E. Cattaneo, "Resource-efficient fusion with pre-compensated transmissions for cooperative spectrum sensing," *Sensors*, vol. 15, no. 5, pp. 10 891–10 908, Maio 2015.

[21] G. P. Aquino, D. A. Guimarães, and M. E. Cattaneo, "Energy efficient scheme based on simultaneous transmission of the local decisions in cooperative spectrum sensing," *KSII Transactions on Internet and Information Systems (TIIS)*, vol. 10, no. 3, pp. 996–1015, March 2016.

[22] G. P. Aquino, D. A. Guimarães, L. L. Mendes, and 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, March 2017.

[23] G. P. Aquino, "Sistema de sensoriamento cooperativo eficiente," dissertação de doutorado, Universidade Federal de Itajubá, 2018.

[24] 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, March 2018.

[25] H. Pishro-Nik, "Bayesian inference," May 2018. [Online]. Available: https://www.probabilitycourse.com

[26] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc., 1993.

[27] S. Atapattu, C. Tellambura, and H. Jiang, *Energy detection for spectrum sensing in cognitive radio*. Springer, 2014.

[28] M. Ghozzi, F. Marx, M. Dohler, and J. Palicot, "Cyclostatilonarilty-based test for detection of vacant frequency bands," in *Proc. of 1st International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, June 2006*, pp. 1–5.

[29] 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.

[30] 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.

[31] "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.

[32] R. N. McDonough and A. D. Whalen, *Detection of signals in noise*. Elsevier Science, 1995.

[33] D. A. Guimarães, *Digital Transmission: A Simulation-Aided Introduction with VisSim/Comm*. Springer, 2009.

[34] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series and Products*. Academic press, 2014.

[35] D. N. Gujarati and D. C. Porter, *Econometria Básica*, vol. 5, Amgh Editora, 2011.

[36] M. Gans, "The effect of Gaussian error in maximal ratio combiners," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, no. 4, pp. 492–500, August 1971, doi: 10.1109/TCOM.1971.1090666.

[37] K. S. Ahn and R. W. Heath, "Performance analysis of maximum ratio combining with imperfect channel estimation in the presence of cochannel interferences," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 3, pp. 1080–1085, March 2009.

[38] J. M. Wooldridge, *Introdução à econometria: uma abordagem moderna*. Pioneira Thomson Learning, 2006.

Apêndice A

Desenvolvimento analítico da estimação do ganho do canal e da variância do erro de estimação via LMMSE

Para realizar a estimação dos ganhos do canal de controle, admite-se que o centro de fusão envia periodicamente para os rádios cognitivos um sinal piloto com N símbolos representados por $\mathbf{p} = [p[1], p[2], \ldots, p[N]]^{\mathrm{T}}$. Então, o vetor do sinal piloto recebido pelo k-ésimo SU é dada por

$$\mathbf{z}_k = h_k \mathbf{p} + \mathbf{w}_k, \tag{A.1}$$

em que h_k é o k-ésimo ganho complexo do canal de controle, de média nula e variância $\sigma^2_{h_k}$, $\mathbf{w}_k$ denota o vetor de ruído térmico na entrada do receptor do k-ésimo SU, de média nula e variância σ^2_w. Sabendo que h_k e $\mathbf{w}_k$ são independentes entre si, pode-se afirmar que a covariância entre eles é nula. Sabendo-se também, por meio das distribui-

ções de h_k e $\mathbf{w}_k$, que o valor esperado de h_k e $\mathbf{w}_k$ são iguais a zero, consequentemente o valor esperado de $\mathbf{z}_k$ também será zero.

A estimativa do k-ésimo ganho do canal, $\hat{h_k}$, aplicando o modelo de estimação LMMSE, consiste em uma função linear do vetor do sinal piloto recebido pelo k-ésimo SU, $\mathbf{z}_k$, dada por

$$\hat{h_k} = a\mathbf{z}_k + b. \tag{A.2}$$

em que a e b são coeficientes que precisam ser determinados.

Define-se o erro quadrático médio entre $\hat{h}_k$ e h_k, como [37]

$$\sigma_\epsilon^2 = \mathbb{E}[(\hat{h}_k - h_k)^2]. \tag{A.3}$$

Substituindo (A.2) em (A.3) obtém-se a função quadrática dada por

$$\mathbb{E}[(\hat{h}_k - h_k)^2] = \mathbb{E}(h_k)^2 + a^2\mathbb{E}((\mathbf{z}_k)^2) + b^2 - 2a\mathbb{E}(h_k\mathbf{z}_k) - 2b\mathbb{E}(h_k) + 2ab\mathbb{E}(\mathbf{z}_k). \tag{A.4}$$

O objetivo do LMMSE é encontrar valores para os coeficientes a e b que minimizem (A.4). Sendo assim, o coeficiente a que minimiza (A.4) é dado por

$$\frac{d(\mathbb{E}[(\hat{h}_k - h_k)^2])}{da} = a\mathbb{E}(\mathbf{z}_k^2) - \mathbb{E}(h_k\mathbf{z}_k) + b\mathbb{E}(\mathbf{z}_k) = 0. \tag{A.5}$$

Já o coeficiente b que minimiza (A.4) é dado por

$$\frac{d(\mathbb{E}[(\hat{h}_k - h_k)^2])}{db} = b - \mathbb{E}(h_k) + a\mathbb{E}(\mathbf{z}_k) = 0. \tag{A.6}$$

Isolando b de (A.6), obtém-se

$$b^* = \mathbb{E}(h_k) - a\mathbb{E}(\mathbf{z}_k), \tag{A.7}$$

em que b^* é o coeficiente b que fornece de fato o menor MSE.

Substituindo (A.7) em b da equação (A.5), resulta em

$$\begin{aligned} & a\mathbb{E}(\mathbf{z}_k^2) - \mathbb{E}(h_k\mathbf{z}_k) + [\mathbb{E}(h_k) - a\mathbb{E}(\mathbf{z}_k)]\mathbb{E}(\mathbf{z}_k) \\ = a\left(\mathbb{E}(\mathbf{z}_k^2) - \mathbb{E}(\mathbf{z}_k)^2\right) & - \mathbb{E}(h_k\mathbf{z}_k + \mathbb{E}(h_k)\mathbb{E}(\mathbf{z}_k)) = 0. \end{aligned} \tag{A.8}$$

Como $\mathbb{VAR}(\mathbf{z}_k) = \left(\mathbb{E}(\mathbf{z}_k^2) - \mathbb{E}(\mathbf{z}_k)^2\right)$ e $\mathbb{COV}(h_k\mathbf{z}_k) = \mathbb{E}(h_k\mathbf{z}_k + \mathbb{E}(h_k)\mathbb{E}(\mathbf{z}_k))$, tem-se

$$a^* = \frac{\mathbb{COV}(h_k, \mathbf{z}_k)}{\mathbb{VAR}(\mathbf{z}_k)}, \tag{A.9}$$

onde a^* é o coeficiente a que fornece de fato o menor MSE, $\mathbb{COV}(h_k, \mathbf{z}_k)$ é a covariância entre o k-ésimo ganho real do canal e o vetor do sinal piloto recebido pelo k-ésimo SU e $\mathbb{VAR}(\mathbf{z}_k)$ é a variância do vetor do sinal piloto recebido pelo k-ésimo SU, que é igual à covariância entre o vetor do sinal piloto recebido pelo k-ésimo SU e ele mesmo, $\mathbb{COV}(\mathbf{z}_k, \mathbf{z}_k)$.

Reformulando (A.2) com os coeficientes a^* e b^* resulta em

$$\hat{h_k} = a^*\mathbf{z}_k + b^*, \tag{A.10}$$

Substituindo (A.7) e (A.9) em (A.10), obtém-se

$$\hat{h_k} = \mathbb{COV}(h_k, \mathbf{z}_k)\mathbb{COV}(\mathbf{z}_k, \mathbf{z}_k)^{-1}(\mathbf{z}_k - \mathbb{E}(\mathbf{z}_k)) + \mathbb{E}(h_k). \tag{A.11}$$

À partir de símbolos piloto $\mathbf{p} = \mathbf{1}\sqrt{E_\mathrm{b}}$ enviados em modo difusão (*broadcast*) pelo FC em canal plano e lento, calcula-se a $\mathbb{COV}(h_k, \mathbf{z}_k)$ e a $\mathbb{COV}(\mathbf{z}_k, \mathbf{z}_k)$ [38], resultando em

$$\mathbb{COV}(h_k, \mathbf{z}_k) = \mathbb{E}(h_k(\mathbf{z}_k)^\mathrm{T}). \tag{A.12}$$

Como $\mathbf{z}_k = (h_k \mathbf{1}\sqrt{E_\mathrm{b}} + \mathbf{w}_k)$, obtém-se

$$\begin{aligned} \mathbb{COV}(h_k, \mathbf{z}_k) &= \mathbb{E}(h_k(h_k \mathbf{1}\sqrt{E_\mathrm{b}} + \mathbf{w}_k)^\mathrm{T}) \\ &= \mathbb{E}(h_k)^2 \mathbf{1}^\mathrm{T}\sqrt{E_\mathrm{b}}. \end{aligned} \tag{A.13}$$

Logo

$$\mathbb{COV}(h_k, \mathbf{z}_k) = \sigma^2_{h_k} \mathbf{1}^\mathrm{T}\sqrt{E_\mathrm{b}}, \tag{A.14}$$

em que $\mathbf{1} = [1, 1, 1, \ldots, 1]$ é o vetor formado por uns, $\mathbf{1}^\mathrm{T} = [1, 1, 1, \ldots, 1]^\mathrm{T}$ é o vetor transposto formado por uns e E_b é a energia média por bit transmitido.

Calculando $\mathbb{COV}(\mathbf{z}_k, \mathbf{z}_k)$, obtém-se

$$\mathbb{COV}(\mathbf{z}_k, \mathbf{z}_k) = \mathbb{E}(\mathbf{z}_k(\mathbf{z}_k)^\mathrm{T}). \tag{A.15}$$

Como $\mathbf{z}_k = (h_k \mathbf{1}\sqrt{E_\mathrm{b}} + \mathbf{w}_k)$, substitui-se em (A.15),obtém-se

$$\begin{aligned} \mathbb{COV}(\mathbf{z}_k, \mathbf{z}_k) &= \mathbb{E}((h_k \mathbf{1}\sqrt{E_\mathrm{b}} + \mathbf{w}_k)(h_k \mathbf{1}\sqrt{E_\mathrm{b}} + \mathbf{w}_k)^\mathrm{T}) \\ \mathbb{COV}(\mathbf{z}_k, \mathbf{z}_k) &= \mathbb{E}(h_k)^2 \mathbf{1}\mathbf{1}^\mathrm{T} E_\mathrm{b} + \mathbb{E}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^\mathrm{T}). \end{aligned} \tag{A.16}$$

Logo

$$\mathbb{COV}(\mathbf{z}_k, \mathbf{z}_k) = \sigma^2_{h_k} \mathbf{1}\mathbf{1}^\mathrm{T} E_\mathrm{b} + \sigma^2_{w_k} \mathrm{I}, \tag{A.17}$$

em que $\sigma^2_{h_k}$ é a variância do ganho real do canal de controle e $\sigma^2_{w_k}$ é a variância do ruído térmico e I é a matriz identidade.

Substituindo (A.14) e (A.17) em (A.11), resulta em

$$\hat{h_k} = \sigma^2_{h_k} \mathbf{1}^\mathrm{T}\sqrt{E_\mathrm{b}}(\sigma^2_{h_k} \mathbf{1}\mathbf{1}^\mathrm{T} E_\mathrm{b} + \sigma^2_{\mathbf{w}_k} \mathrm{I})^{-1}(\mathbf{z}_k - \mathbb{E}(\mathbf{z}_k)) + \mathbb{E}(h_k). \tag{A.18}$$

Aplicando a identidade de Woodbury [26, p. 571], substituindo os valores esperados de h_k e $\mathbf{z}_k$, os quais são iguais a zero, em (A.18), ainda adotando que os SUs

tem a mesma E_b/N_0 e que $\sigma^2_{h_k} = \sigma^2_h$, pode-se demonstrar que o estimador LMMSE do k-ésimo ganho de canal computado pelo k-ésimo SU adquire a forma [26, p. 534]

$$\begin{aligned} \hat{h_k} &= \frac{\sigma^2_h}{\sigma^2_w}\mathbf{1}^\mathrm{T}\sqrt{E_\mathrm{b}}\left(\mathrm{I}^{-1} - \frac{\mathrm{I}^{-1}\frac{\sigma^2_h}{\sigma^2_w}\mathbf{1}E_\mathrm{b}\mathbf{1}^\mathrm{T}\mathrm{I}^{-1}}{1+\mathbf{1}^\mathrm{T}\mathrm{I}^{-1}\frac{\sigma^2_h}{\sigma^2_w}\mathbf{1}E_\mathrm{b}}\right)\mathbf{z}_k \\ \hat{h}_k &= \frac{\sigma^2_h\sqrt{E_b}}{\sigma^2_h E_b + \frac{\sigma^2_w}{N}}\left(\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\mathbf{z}_k\right). \end{aligned} \tag{A.19}$$

em que σ^2_w é a variância de $\mathbf{w}_k, \forall k$, e σ^2_h é a variância do ganho complexo do canal de controle.

Em [26, Eq 12.8, p. 382], a variância do erro quadrático médio entre h_k e $\hat{h_k}$ é dada por

$$\sigma^2_\epsilon = \mathbb{VAR}(h_k) - \mathbb{COV}(h_k, \mathbf{z}_k)\mathbb{COV}(\mathbf{z}_k, \mathbf{z}_k)^{-1}\,\mathbb{COV}(\mathbf{z}_k, h_k), \tag{A.20}$$

substituindo (A.14) e (A.17) em (A.20), obtém-se

$$\sigma^2_\epsilon = \sigma^2_{h_k} - \sigma^2_{h_k}\mathbf{1}^T\sqrt{E_\mathrm{b}}(\sigma^2_{h_k}\mathbf{1}\mathbf{1}^T E_\mathrm{b} + \sigma^2_{\mathbf{w}_k}\mathrm{I})^{-1}\sigma^2_{h_k}\mathbf{1}\sqrt{E_\mathrm{b}}. \tag{A.21}$$

Aplicando a identidade de Woodbury [26, p. 571] em (A.21) pode-se demonstrar o erro proporcionado pelo estimador LMMSE, dado por [26, p. 534]

$$\sigma^2_\epsilon = \frac{\sigma^2_h\frac{\sigma^2_w}{N}}{\sigma^2_h E_\mathrm{b} + \frac{\sigma^2_w}{N}}. \tag{A.22}$$

Apêndice B

Desenvolvimento analítico da estimação do ganho do canal e da variância do erro de estimação via Média Amostral (SA)

Neste apêndice é demostrado o desenvolvimento analítico da estimação do ganho do canal de controle e da σ_{ϵ}^2 utilizando o método de estimação por média amostral (SA).

Para realizar a estimação do ganho do canal de controle, inicialmente, da mesma forma que a estimação LMMSE, adota-se que o centro de fusão envie periodicamente para os rádios cognitivos um sinal piloto com N símbolos representados $\mathbf{p} = [p[1], p[2], \ldots, p[N]]^{\mathrm{T}}$. Então, o vetor do sinal piloto recebido pelo k-ésimo SU é dada por (A.1)

$$\mathbf{z}_k = h_k \mathbf{p} + \mathbf{w}_k, \tag{B.1}$$

em que h_k é o k-ésimo ganho complexo do canal de controle, de média nula e variância

$\sigma^2_{h_k}$, $\mathbf{w}_k$ denota o vetor de ruído térmico na entrada do receptor do k-ésimo SU, de média nula e variância $\sigma^2_{w_k}$.

A estimativa do k-ésimo ganho do canal $\hat{h_k}$, aplicando o modelo de estimação SA, consiste em considerar o ganho real do canal de controle h_k constante e à partir de símbolos piloto $\mathbf{p} = \mathbf{1}\sqrt{E_\mathrm{b}}$ enviados em modo difusão (*broadcast*) pelo FC em canal plano e lento e, aplicar a média em ambos os lados de (A.1), resultando em

$$\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\mathbf{z}_k = h_k\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\mathbf{1}\sqrt{E_\mathrm{b}} + \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\mathbf{w}_k, \tag{B.2}$$

A estimação SA é uma aproximação feita a partir da consideração que $N \to \infty$ e assim sendo o segundo termo em (B.2) tende para zero.

O primeiro termo de (B.2) resulta em $\hat{h_k}\sqrt{E_b}$, pois o somatório de N vezes $\mathbf{1}\sqrt{E_\mathrm{b}}$ dividido por N é igual a $\sqrt{E_\mathrm{b}}$. Consequentemente,

$$\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\mathbf{z}_k = \hat{h_k}\sqrt{E_\mathrm{b}}, \tag{B.3}$$

e o estimador SA do ganho do canal de controle é dado por

$$\hat{h_k} = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\frac{\mathbf{z}_k}{\sqrt{E_\mathrm{b}}}. \tag{B.4}$$

O erro quadrático médio entre $\hat{h}_k$ e h_k proporcionado pelo estimador SA, é dado por

$$\begin{aligned}\sigma^2_\epsilon &= \mathbb{E}[(\hat{h}_k - h_k)^2] \\ &= \mathbb{VAR}(\hat{h}_k - h_k) \\ &= \mathbb{VAR}\left(\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\frac{\mathbf{z}_k}{\sqrt{E_\mathrm{b}}} - h_k\right).\end{aligned} \tag{B.5}$$

Substituindo (B.1) em $\mathbf{z}_k$ da equação (B.5), obtém-se

$$\begin{aligned}
\sigma_\epsilon^2 &= \mathbb{VAR}\left(\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\frac{h_k\mathbf{1}\sqrt{E_\mathrm{b}}}{\sqrt{E_\mathrm{b}}}+\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\frac{\mathbf{w}_k}{\sqrt{E_\mathrm{b}}}-h_k\right)\\
&= \mathbb{VAR}\left(\frac{1}{N}N\frac{h_k\sqrt{E_\mathrm{b}}}{\sqrt{E_\mathrm{b}}}+\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\frac{\mathbf{w}_k}{\sqrt{E_\mathrm{b}}}-h_k\right)\\
&= \mathbb{VAR}\left(\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\frac{\mathbf{w}_k}{\sqrt{E_\mathrm{b}}}\right)\\
&= \left(\frac{1}{N\sqrt{E_\mathrm{b}}}\right)^2\mathbb{VAR}\left(\sum_{n=1}^{N}\mathbf{w}_k\right), \qquad \text{(B.6)}\\
&= \left(\frac{1}{N\sqrt{E_\mathrm{b}}}\right)^2\sum_{n=1}^{N}\mathbb{VAR}(\mathbf{w}_k),\\
&= \left(\frac{1}{N\sqrt{E_\mathrm{b}}}\right)^2 N\sigma_w^2,\\
\sigma_\epsilon^2 &= \frac{\sigma_w^2}{NE_\mathrm{b}}.
\end{aligned}$$