

Desempenho do Método CF-CPSC
em Redes de Rádios Cognitivos sob
Erros no Canal de Controle

Eduardo Moreira de Almeida

Novembro/2019

Desempenho do Método CF-CPSC em Redes de Rádios Cognitivos sob Erros no Canal de Controle

EDUARDO MOREIRA DE ALMEIDA

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

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

Almeida, Eduardo Moreira de

A447d

Desempenho do Método CF-CPSC em Redes de Rádios Cognitivos sob Erros no Canal de Controle. / Eduardo Moreira de Almeida. – Santa Rita do Sapucaí, 2019.

74p.

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

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

Inclui bibliografia.

1. Sensoriamento espectral 2. Rádio cognitivo 3. Método CPSC 4. Fusão de decisão 5. Análise de desempenho 6. Mestrado em Telecomunicações. I. Souza, Rausley Adriano Amaral de. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

FOLHA DE APROVAÇÃO

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

Prof. Dr. Rausley Adriano Amaral de Souza
INATEL

Prof. Dr. Álvaro Augusto Machado de Medeiros
UFJF

Prof. Dr. Ricardo Augusto da Silva Júnior
INATEL

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

*“Filho meu, ouve a instrução de
teu pai, e não deixes o
ensinamento de tua mãe”*

Provérbios 1:8

*Dedico este trabalho aos meus pais, Guilherme e Cecília (in memoriam), à
minha esposa Priscila e filho Pedro.*

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, a Deus por cada dia de minha vida e de minha família. Por estar presente em nossos corações aumentando cada dia mais nossa fé Nele, mesmo diante das adversidades e momentos difíceis que a vida nos apresenta, pelos quais tentamos sempre superar com a fé de que Ele tem um propósito em nossas vidas e nada é por acaso em nossa caminhada.

Aos meus pais, Guilherme e Cecília (in memoriam), pelo amor, carinho e por sempre me incentivarem a sonhar. Obrigado pelo apoio e por sempre acreditarem em mim.

À minha amada esposa Priscila e meu querido filho Pedro, que são a fonte da minha força e razão da minha vida. Obrigado pelo amor gratuito e puro que sempre me oferecem e pela generosidade em cederem parte de nosso precioso tempo juntos, que foi empregado para a conclusão de mais esta etapa. Vocês sabem o quanto foi difícil.

Ao Professor Rausley, por ter me orientado ao longo deste trabalho. Obrigado por ser esta pessoa tão generosa, humilde, disposta a compreender e ajudar-me nesta caminhada. Obrigado pela empatia, pela compreensão, pelos conselhos e principalmente pela paciência. Agradeço por todos os ensinamentos técnicos, acadêmicos e, principalmente, pelo grande profissional que és e que inspira teus alunos.

A todos familiares e amigos que de certa forma me incentivaram e apoiaram quando precisei, fosse com conselhos, ideias e por estarem dispostos quando precisei.

A todos amigos e colegas de trabalho da PETROBRAS que sempre me apoiaram e incentivaram, muitas vezes possibilitando trocas de escalas para que eu pudesse estar presente.

A todos os professores e funcionários do INATEL, pelos ensinamentos transmitidos que muito contribuíram com minha formação profissional.

Aos colegas do laboratório Lambda, em especial ao Lucas dos Santos Costa, pelos ensinamentos, convivência e experiências trocadas.

Ao INATEL por permitir a realização deste sonho de concluir o curso nesta instituição que sempre admirei e tenho como excelência no ensino em telecomunicações.

Este trabalho foi parcialmente financiado pela Fapemig, pelo CNPq contrato 308365/2017-8, pela Capes e pela RNP, com recursos do MCTIC, processo Nº 01250.075413/2018-04, sob o projeto Centro de Referência em Radiocomunicações (CRR) do Instituto Nacional de Telecomunicações - Inatel, Brasil.

Minha mais sincera gratidão a todos que me acompanharam nesta jornada. Tenham a certeza de que a realização deste sonho não seria possível sem o apoio de cada um de vocês. Muito obrigado!

Índice

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiii
Lista de Abreviaturas e Siglas	xv
Lista de Símbolos	xvii
Resumo	xix
Abstract	xxi
1 Introdução	1
1.1 Contextualização	1
1.2 Trabalhos relacionados	2
1.3 Contribuições e estrutura da dissertação	3
1.4 Publicações	4
2 Sensoriamento espectral pelo método CF-CPSC	7
2.1 Sensoriamento espectral	9
2.1.1 Sensoriamento espectral como um teste de hipóteses binário	9
2.1.2 Sensoriamento espectral cooperativo	10
2.1.3 Estratégias de fusão de dados	11
2.1.4 Técnicas convencionais de sensoriamento espectral	13
2.2 Método CF-CPSC	14
3 Análise do método CF-CPSC sob erros no canal de controle	19
3.1 O modelo do sistema	20
3.1.1 Quantização uniforme	21
3.1.2 Canal binário simétrico e erros no canal de controle	24
3.1.3 Código de repetição	24

3.2	Análise sob diferentes estrat. de fusão	26
3.2.1	Análise do volume de tráfego no canal de controle	30
3.3	Proposta de nova téc. de decisões no CF-CPSC	34
3.3.1	Novo algoritmo proposto	35
3.3.2	Resultados do novo método proposto	36
4	Conclusões e trabalhos futuros	41
4.1	Conclusões	41
4.2	Proposição para trabalhos futuros	43

Lista de Figuras

2.1	Fenômenos de propagação em uma arquitetura para sensoriamento espectral.	8
2.2	Métodos de cooperação para sensoriamento espectral: (a) centralizado, (b) distribuído e (c) assistido por retransmissão .	9
2.3	Impacto na ROC com a variação de L (a), N (b), SNR (c) e U (d).	18
3.1	Níveis de quantização, níveis de decisão e regiões de decisão de um quantizador uniforme.	21
3.2	ROC do método CF-CPSC para os métodos soft₁ (a) e soft₂ (b) com código e sem código de correção para diferentes probabilidade de erro (P_e) e \bar{r}	29
3.3	ROC para amostras quantizadas com diferentes números de bits. .	30
3.4	AUC para o método CF-CPSC em função de P_e , com $b_1 = 5$ para o soft₁ , $b_2 = 6$ para o soft₂ e taxas de codificações variáveis. . . .	31
3.5	Volume de tráfego de dados no canal de controle do CF-CPSC em função da taxa de codificação, \bar{r} , com $b_1 = 5$ bits para o soft₁ e $b_2 = 6$ bits para o soft₂	33
3.6	ROCs para dois modelos não-codificados de <i>soft decision</i> e para dois codificados e não-codificados de <i>hard decision</i> , sob erros no canal de controle.	37
3.7	Tráfego de dados para os modelos adotados de fusão <i>soft decision</i> e <i>hard decision</i>	39

Lista de Tabelas

3.1	Parâmetros da simulação.	27
3.2	Volume do tráfego de dados no canal de controle CF-CPSC para o soft₁ , soft₂ e a razão entre eles.	32
3.3	Volume de tráfego de dados para cada modelo e a razão entre os mesmos.	38

Lista de Abreviaturas e Siglas

5G	Quinta geração
A/D	Analógico-digital
AUC	Área sob a curva ROC (<i>Area Under ROC Curve</i>)
AWGN	Ruído aditivo Gaussiano branco (<i>Additive White Gaussian Noise</i>)
BSC	Canal binário simétrico (<i>Binary Symmetric Channel</i>)
CF	Centro de fusão
CF-CPSC	Cancelamento por divisão de densidade espectral de potência cooperativo por dobradura circular (<i>Circular Folding Cooperative Power Spectral Density Split Cancellation</i>)
CPSC	Cancelamento por divisão de densidade espectral de potência cooperativo (<i>Cooperative Power Spectral Density Split Cancellation</i>)
DEP	Densidade espectral de potência
DFT	Transformada de Fourier discreta (<i>Discrete Fourier Transform</i>)
DMC	Canal discreto sem memória (<i>Discrete Memoryless Channel</i>)
ED	Detecção por energia (<i>Energy Detection</i>)
FDC	Função de distribuição cumulativa
GLRT	Teste de razão de verossimilhança generalizado (<i>Generalized Likelihood Ratio Test</i>)
IoT	Internet das Coisas (<i>Internet of Things</i>)
MED	Detecção por máximo autovalor (<i>Maximum Eigenvalue Detection</i>)
MMED	Detecção por autovalores máximo-mínimo (<i>Maximum-Minimum Eigenvalue Detection</i>)
QPSK	Chaveamento por deslocamento de fase em quadratura (<i>Quadrature Phase-Shift Keying</i>)
RC	Rádio cognitivo
ROC	Característica de operação do receptor (<i>Receiver Operating Characteristic</i>)
SNR	Relação sinal-ruído (<i>Signal-to-Noise Ratio</i>)
UP	Usuário primário
US	Usuário secundário

Lista de Símbolos

d	Bit de decisão sobre a ocupação do canal
$F'_u(k)$	Densidade espectral de potência instantânea do sinal amostrado
$F_{\text{full}u}$	Potência total da banda analisada
$F_{\ell,u}$	Densidade de potência da ℓ -ésima banda do u -ésimo rádio cognitivo
$F_u(k)$	Densidade espectral de potência instantânea do sinal amostrado considerando as componentes pares
γ	Limiar de decisão (<i>Threshold</i>)
\mathcal{H}_0	Decisão por canal desocupado pelo usuário primário
\mathcal{H}_1	Decisão por canal ocupado pelo usuário primário
$h_u(n)$	Ganho complexo discreto do canal no domínio do tempo
L	Quantidade de sub-bandas do canal
N	Quantidade de amostras coletadas do canal
$\lceil \cdot \rceil$	Número inteiro maior ou igual ao argumento
$[\psi_u]^{(b)}$	Maior valor absoluto real ou imaginário dentre as amostras do sinal quantizada com b bits
\mathcal{N}	Ruído aditivo Gaussiano branco (AWGN)
$[\cdot]^{(b)}$	Operação de quantização do argumento em b bits
P_D	Probabilidade de detecção
P_e	Probabilidade de erro
P_{FA}	Probabilidade de falso alarme
$r_{\text{avg}}(\ell)$	Variável de decisão do método CF-CPSC
$r_u(\ell)$	Variável ou estatística de teste de cada rádio cognitivo
σ_u^2	Variância ou potência do ruído AWGN
$s(n)$	Amostra discreta do sinal transmitido pelo UP
\bar{r}	Taxa de codificação do código de repetição
U	Quantidade de rádios cognitivos
V	Quantidade de amostras por sub-banda
$w_u(n)$	Amostras do ruído do canal no domínio do tempo
$X_u(k)$	Amostra do sinal recebido no domínio da frequência
$x_u(n)$	Amostras do sinal recebido no domínio do tempo
$x_u^n(n)$	Amostras normalizada do sinal recebido no domínio do tempo
Z	Quantidade de derivações do modelo de canal com desvanecimento seletivo

Resumo

Almeida, E.M. Desempenho do Método CF-CPSC em Redes de Rádios Cognitivos sob Erros no Canal de Controle. Dissertação de mestrado. Instituto Nacional de Telecomunicações. Santa Rita do Sapucaí, 2019.

A técnica de sensoriamento espectral para redes de rádios cognitivos denominada CPSC (*Cooperative Power Spectrum Density Split Cancellation*) foi recentemente proposta e vem sendo alvo de constantes estudos e aprimoramentos. Possui a vantagem de ser robusta contra a incerteza na estimação do ruído, assim como baixa complexibilidade computacional. Derivada desta técnica, foi desenvolvida a técnica CF-CPSC (*Circular Folding CPSC*) cujo desempenho supera expressivamente a técnica original. Nesta dissertação é realizado, primeiramente, um estudo sobre o desempenho do método CF-CPSC sob erros no canal de controle comparando dois métodos nos quais são enviadas amostras do sinal ou estatísticas de teste pelos rádios cognitivos para o centro de fusão. O desempenho também é comparado e avaliado aplicando-se código corretor de erro, de forma a extrair o melhor resultado e sempre observando o impacto na ocupação do canal de controle. Outra contribuição é o desenvolvimento de um novo algoritmo baseado no periodograma para fusão de decisões em sistemas de sensoriamento espectral cooperativos e centralizados. Resultados revelam que o algoritmo proposto é mais susceptível a erros. Porém, mesmo com códigos corretores aplicados, o volume do tráfego de dados no canal de controle ainda é consideravelmente menor, levando à conclusão de que uma análise caso a caso é necessária para definir a melhor técnica a ser aplicada. Contudo, o método de fusão de decisões pode ser empregado para aplicações que requerem baixo volume de tráfego no canal de controle, mantendo alto desempenho.

Palavras-chave: Sensoriamento espectral, rádio cognitivo, método CPSC, fusão de decisão, análise de desempenho.

Abstract

Almeida, E.M. Desempenho do Método CF-CPSC em Redes de Rádios Cognitivos sob Erros no Canal de Controle. Dissertação de mestrado. Instituto Nacional de Telecomunicações. Santa Rita do Sapucaí, 2019.

The spectrum sensing technique for cognitive radio networks, called CPSC (*Cooperative Power Spectrum Density Split Cancellation*) was recently suggested and it has been a model for continuous studies and improvements. It has some advantages like being a robust technique against dynamic noise, and also low computational complexity. From this technique, the CF-CPSC (*Circular Folding CPSC*) was developed, whose performance expressively overcomes the original. In this dissertation, an analysis about CF-CPSC performance was performed, over report channel errors, making a comparison between two methods. First, sending only samples and after sending test statistics, by cognitive radios to the center fusion. The performance was also compared and evaluated applying error correcting codes, in the way of extracting best results, always observing their impact at the report channel occupation. Another contribution was developing a novel decision fusion periodogram-based algorithm for centralized cooperative spectrum sensing. Results showed the new method is sensitive to errors, however even with error correcting codes applied, the report channel traffic is smaller, leading to the conclusion that a case-by-case analysis is necessary to define which is the best model to every situation. Although, the decision fusion method might be applied to cases that require low data traffic at the report channel, keeping high performance.

Keywords: Spectrum sensing, cognitive radios, CPSC method, decision fusion, performance analysis.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

O avanço acelerado dos serviços utilizando comunicações sem fio tem sido alcançado principalmente pela grande demanda de serviços como a Internet das Coisas (*Internet of Things*, IoT) e a quinta geração (5G) das comunicações móveis. Esta crescente demanda foi motivada principalmente pelo desenvolvimento das tecnologias, permitindo-se integrar cada vez mais dispositivos antes sem acesso à rede. Uma vez conectados em rede, esses dispositivos adquiriram mobilidade e novas aplicabilidades, o que conseqüentemente passou a consumir maior recurso da rede e do espectro de frequências. Em contrapartida, é sabido que o espectro eletromagnético de frequências é um recurso finito e escasso, conforme afirmado em [1], "*O espectro de radiofrequências é um recurso limitado, constituindo-se em bem público*". Uma vez que constitui-se de um recurso público, sua exploração deve ser controlada, padronizada e regulada por agências governamentais, como no caso do Brasil, a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL). Esse órgão fica incumbido de fiscalizar e conceder as licenças de exploração, realizadas por meio do particionamento do espectro em diversas faixas de frequências, de forma harmoniosa e sem interferência em outras, conhecida como política de alocação fixa de banda. Uma vez finito e escasso, um dos maiores desafios da atualidade é descobrir e desenvolver técnicas inovadoras de utilização do espectro, de forma mais inteligente e otimizada.

Porém, estudos recentes verificaram que frequentemente existem bandas licenciadas cujos recursos são subutilizados [2], tornando o espectro ocioso em parte

do tempo. Neste sentido, o conceito de rádio cognitivo (RC) surge como uma possível resposta para esta questão da subutilização do espectro eletromagnético em sistemas de comunicação sem fio [3] e apresenta-se como uma solução importante para a comunicação no futuro. Por meio da capacidade de entendimento e aprendizado sobre o ambiente no qual está inserido, o RC tem como uma de suas funções cognitivas, o chamado sensoriamento espectral.

O sensoriamento espectral tem como finalidade proporcionar uma ocupação oportunista do meio de transmissão por um usuário secundário (US), quando o usuário primário (UP) não está transmitindo ou com a premissa de respeitar o cumprimento dos requisitos de interferência mínimos. Para realizar esta função, os RCs coletam amostras do sinal em determinada largura de faixa e em seguida processam esses dados para inferirem sobre a ocupação do espectro [4]. Após este processo de amostragem do sinal recebido e processamento dos dados, torna-se possível tomar uma decisão sobre o estado de ocupação da banda sensoriada. Caso seja inferido que o meio não está ocupado, os USs são liberados para ocuparem. Caso contrário, será entendido que o meio está ocupado pelo UP, sendo desautorizada qualquer transmissão pelos USs.

1.2 Trabalhos relacionados

Inicialmente, o método de sensoriamento de cancelamento por divisão de densidade espectral de potência cooperativo (*Cooperative Power Spectral Density Split Cancellation*, CPSC) foi proposto em [5] e surgiu como uma técnica inovadora ao apresentar robustez mesmo sob ruído variante (diferentes níveis de ruído entre os USs) e desconhecimento das características do sinal transmitido, além da baixa complexidade computacional exigida. Iniciou-se propondo o sistema de detecção modelado como um teste de hipótese binário, que é apresentado de forma detalhada no Capítulo 2. Baseado nestas premissas, os autores desenvolvem as principais estatísticas de teste do método e apresentam resultados numéricos comprovando a eficiência do mesmo ao compará-lo com o método de detecção por energia (*Energy Detection*, ED), tanto para patamares de níveis de ruído idênticos entre os USs quanto diferentes. O trabalho apresenta também fórmulas fechadas para o cálculo do limiar de decisão e probabilidade de falso alarme.

Posteriormente, o método CPSC foi aperfeiçoado em [6], em que os autores propuseram o aperfeiçoamento da fórmula fechada para cálculo da função de dis-

tribuição cumulativa (FDC) das principais variáveis aleatórias que formam o processo de decisão do método. Esse aperfeiçoamento foi realizado acrescentando-se à dedução do cálculo, o coeficiente de correlação entre estas variáveis aleatórias. Logo, obteve-se uma expressão exata para o cálculo da probabilidade de falso alarme (P_{FA}) e do limiar de decisão (*Threshold*, γ). Essa comprovação foi apresentada também com resultados numéricos obtidos por meio de simulações. Adicionalmente, neste trabalho ainda foi generalizado o método CPSC para aplicações em densidade espectral de potência (DEP) simétricas e não-simétricas. No artigo original [5], admitiu-se somente DEPs simétricas.

Os mesmos autores de [6] novamente aperfeiçoaram o método CPSC e, em [7], desenvolveram uma nova técnica derivada da original, denominada cancelamento por divisão de densidade espectral de potência cooperativo por dobradura circular (*Circular Folding Cooperative Power Spectral Density Split Cancellation*, CF-CPSC) que superou sua predecessora. Nesse novo método, a FDC das principais variáveis aleatórias que formam as estatísticas de teste do modelo foram escritas em termos da função Beta incompleta regularizada. A principal diferença entre os dois métodos está em uma determinada etapa do algoritmo para cálculo da estatística de teste do método CPSC, em que é aplicada uma componente circular-par modificada, alterando-se o cálculo da variável de decisão. Novamente, cálculos numéricos obtidos por meio de simulações foram empregados para comprovação do aperfeiçoamento proposto pelo novo método. Comparou-se também o mesmo a outras técnicas de sensoriamento espectral comprovando-se a superioridade do método para diferentes tipos de cenários.

1.3 Contribuições e estrutura da dissertação

Este trabalho tem como objetivo apresentar um estudo sobre o desempenho do método CF-CPSC, considerando erros no canal de controle utilizado para a comunicação entre os RCs e o centro de fusão (CF). Parte-se inicialmente de dois métodos os quais, no primeiro, considera-se que toda a complexidade de cálculo é própria somente do dispositivo central da rede que representa o CF, fazendo os RCs atuarem como sensores puros. No segundo, o algoritmo é parcialmente executado nos RCs e posteriormente são enviadas estatísticas de teste para o CF decidir sobre a ocupação do meio. Mediante estas possibilidades, foram introduzidos os erros de quantização e erros no canal de controle para avaliar sua influência em ambos. Na sequência, é aplicado código corretor para recuperar o

desempenho original e realizar a avaliação final, objeto de estudo do trabalho, revelando qual o melhor método, considerando o gasto de recurso do canal de controle, ou seja, sua ocupação.

Outra contribuição é a proposição de um novo modelo de fusão de decisões, ainda sobre o método CF-CPSC, baseado em periodograma para sensoriamento espectral cooperativo e centralizado sob erros no canal de controle. Esta nova abordagem é desenvolvida com foco na fusão de decisões buscando otimizar ainda mais o volume de dados no canal de controle, porém impactando o mínimo possível em seu desempenho. A análise é realizada comparando-se com técnicas de fusão de estatísticas de teste e fusão de amostras.

O trabalho é organizado da seguinte forma. No Capítulo 2 é apresentado o sensoriamento espectral por meio do método CF-CPSC. Inicia-se explicando sobre a importância do sensoriamento espectral cooperativo e seus principais tipos. Descreve-se também as principais estratégias de fusão de dados e as técnicas convencionais de sensoriamento espectral. Finaliza-se o Capítulo descrevendo detalhadamente o método CF-CPSC, seu algoritmo passo a passo e todas as métricas empregadas para avaliação dos resultados. O Capítulo 3 faz uma análise do método CF-CPSC sob erros no canal de controle. Para isto, são detalhados o modelo do sistema, as técnicas envolvidas como quantização uniforme, código de repetição e detalha também o modelo de canal adotado. Prosseguido então, pela análise de desempenho sob as diferentes estratégias de fusão de dados, tema principal do trabalho. O Capítulo se encerra com a proposta de um novo esquema para fusão de decisões, ainda utilizando o método CF-CPSC. Finalmente, no Capítulo 4 é realizada a conclusão da dissertação e são abordadas propostas e aspectos para futuras pesquisas.

1.4 Publicações

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

1. E. M. de Almeida, L. S. Costa, R. A. A. de Souza and D. A. Guimarães, **“Performance Analysis of the Circular Folding Cooperative Power Spectral Density Split Cancellation Algorithm for Spectrum Sensing Under Errors at the Quantized Report Channel”**, in *2018 8th*

IEEE Latin-American Conf. on Commun. (LATINCOM), Oct. 2018.

2. L. S. Costa, E. M. de Almeida and R. A. A. de Souza, “**A Novel Decision Fusion Periodogram-based Algorithm for Centralized Cooperative Spectrum Sensing Under Errors at the Report Channel**”, in *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2019)*, Apr. 2019.

Capítulo 2

Sensoriamento espectral pelo método CF-CPSC

O sensoriamento espectral é empregado como uma das funções de cognição dos rádios cognitivos [8]. Consiste em ter conhecimento sobre o meio no qual o dispositivo está inserido e, neste caso, monitorar uma determinada faixa de interesse do espectro eletromagnético. Essa tarefa é realizada por dispositivos espalhados geograficamente na região de interesse, cuja função é coletar amostras do sinal transmitido em determinado canal e processá-las de forma que, ao término do processamento, seja possível inferir sobre a ocupação do meio, dentre outras características.

O sensoriamento pode ser classificado como cooperativo ou não-cooperativo, sob a ótica de como são difundidas as informações em uma rede de rádios cognitivos [9] e [10]. No sistema cooperativo, todos os elementos da rede trocam informações sobre os dados coletados entre si. Por meio do compartilhamento da informação e processamento de forma coletiva, torna-se possível tomar uma decisão conjunta e mais precisa sobre a ocupação do meio. Afinal, RCs geograficamente dispersos estão sujeitos a fenômenos distintos de propagação que, isoladamente, poderiam induzir à decisões erradas. Conforme ilustrado na Figura 2.1, por exemplo, um RC em área de sombra muito provavelmente decidirá que o canal está desocupado. Assim como outro qualquer RC em desvanecimento seletivo profundo, somreamento ou fora da área de cobertura do sistema primário. De forma contrária, quando cada rádio processa individualmente suas amostras e é capaz de, independentemente, produzir uma decisão sobre o estado de ocupação do meio, classifica-se o sensoriamento como não-cooperativo.

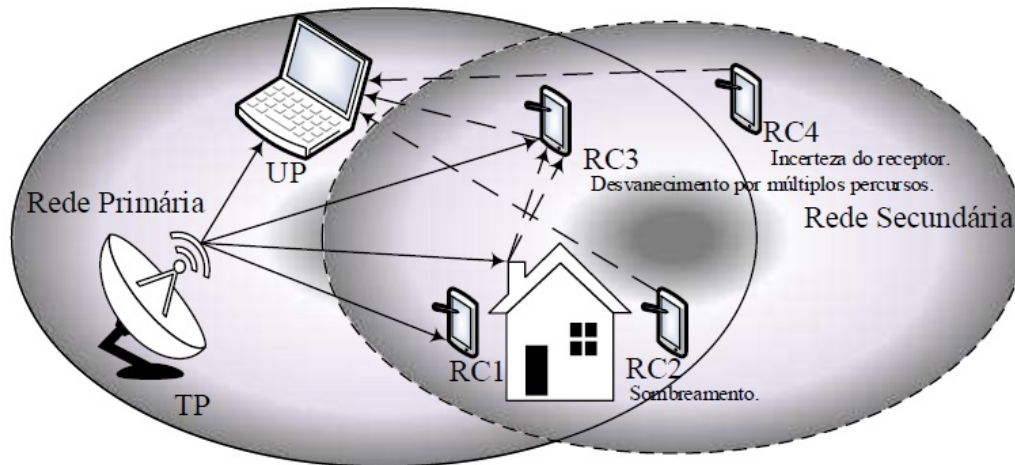


Figura 2.1: Fenômenos de propagação em uma arquitetura para sensoriamento espectral.

Quando o sensoriamento é cooperativo, podemos ainda classificá-lo como centralizado, distribuído ou assistido por retransmissão (*relay assisted*), conforme Figura 2.2. Em sistemas centralizados, todas as informações coletadas são enviadas para um elemento central da rede denominado centro de fusão (CF). Esse elemento é o responsável por controlar as atividades dos RCs e deve possuir uma inteligência superior para comparar todas as informações. Por intermédio de seu algoritmo, deve ser capaz de gerar uma decisão global para todos os elementos da rede sobre o estado de ocupação do canal. Em sistemas distribuídos, não há a figura do CF e as informações de todos os RCs são divulgadas entre si de forma que cada elemento seja capaz de processar todas as informações até que uma decisão unânime sobre o estado de ocupação seja atingida. Neste sistema distribuído, a principal desvantagem é que a convergência da decisão sobre o estado do meio pode levar um tempo elevado, dependendo das condições deste meio de transmissão. Nos sistemas assistidos por retransmissão, os RCs não necessariamente enviam os dados coletados diretamente para o CF. Pode haver casos em que um RC está posicionado geograficamente em uma região desfavorável, sendo impossível a transmissão direta para o CF. Nestes casos, o RC faz a transmissão para outro RC melhor posicionado, que por sua vez retransmitirá os dados para o CF. Neste Capítulo são abordados alguns dos principais tipos de sensoriamento espectral, baseados em esquemas cooperativos, por serem desenvolvidos com mais atenção nas literaturas recentes, uma vez que diminuem a complexidade dos RCs e estatisticamente minimizam os efeitos negativos do canal de comunicação, além de melhorarem significativamente o desempenho do sistema.

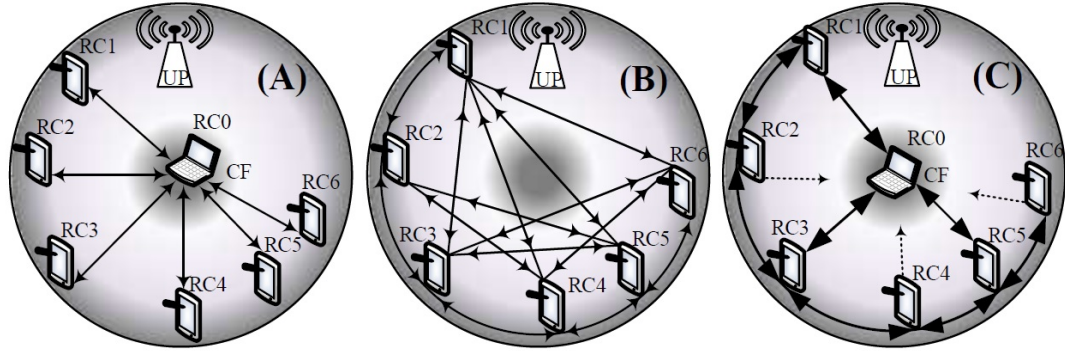


Figura 2.2: Métodos de cooperação para sensoriamento espectral: (a) centralizado, (b) distribuído e (c) assistido por retransmissão

2.1 Sensoriamento espectral

2.1.1 Sensoriamento espectral como um teste de hipóteses binário

Em qualquer técnica de sensoriamento espectral, a decisão final sobre o estado de ocupação do meio pode ser formulada como um teste de hipótese binário, conforme [11–13] dado por

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_0 &: \text{sinal primário ausente} \\ \mathcal{H}_1 &: \text{sinal primário presente,} \end{aligned} \quad (2.1)$$

em que a hipótese nula \mathcal{H}_0 significa que não há a presença de transmissão do UP na banda de interesse. Inversamente, \mathcal{H}_1 representa a hipótese na qual foi detectada a transmissão do UP no meio analisado. Esta é a equivalência da hipótese de ocupação com o sistema binário.

Da mesma forma, o sinal recebido por cada RC também pode ser modelado baseando-se nestas duas hipóteses \mathcal{H}_0 e \mathcal{H}_1 . Neste modelo é considerada uma rede secundária composta por U RCs, em que o sinal recebido pelo u -ésimo RC, com $u = 1, 2, 3, \dots, U$, é dado por

$$x_u(n) = \begin{cases} w_u(n) & \mathcal{H}_0 \\ \sum_{z=0}^{Z-1} h_u(z)s(n-z) + w_u(n) & \mathcal{H}_1, \end{cases} \quad (2.2)$$

em que na hipótese \mathcal{H}_0 , o sinal recebido é composto somente pelo ruído aditivo Gaussiano branco (*Additive White Gaussian Noise*, AWGN), sendo $w_u(n) \sim$

$\mathcal{CN}(0, \sigma_u^2)$ e σ_u^2 a potência do ruído no u -ésimo RC. Na hipótese \mathcal{H}_1 , o sinal recebido é composto também pelo ruído AWGN presente no receptor mais o sinal transmitido pelo UP, $s(n)$, modificado por $h_u(n)$ que representa a resposta ao impulso do canal variante no tempo, com Z derivações, entre o UP e o u -ésimo RC.

Em função da característica aleatória do sinal recebido, para determinarmos o estado do canal quanto à sua ocupação ou não, não existe uma exatidão sobre qualquer afirmativa. Porém, existe uma probabilidade associada que pode ser traduzida em quatro possibilidades de respostas ao sensoriamento. Primeiramente, espectro ocupado e interpretado como ocupado significa detecção correta. Espectro ocupado e interpretado como livre caracteriza falha de detecção. Espectro livre e interpretado como livre resulta em oportunidade de transmissão e, finalmente, espectro livre e interpretado como ocupado implica em falso alarme.

Para a avaliação do desempenho, faz-se uso da métrica relacionando duas estatísticas denominadas probabilidade de detecção (P_D) e probabilidade de falso alarme (P_{FA}). A probabilidade de falso alarme consiste na probabilidade de inferir que o canal está ocupado devido à transmissão do UP, quando na verdade não há transmissão. A probabilidade de detecção, como o próprio nome diz, é a probabilidade de decidir que existe transmissão do UP no canal quando realmente está sendo transmitido um sinal pelo mesmo, ou a probabilidade da estatística de teste, R , ser maior que o limiar de decisão, γ , quando realmente houve a transmissão do UP. Matematicamente

$$\begin{aligned} P_D &= \Pr\{\text{decisão} = \mathcal{H}_1 | \mathcal{H}_1\} = \Pr\{R > \gamma | \mathcal{H}_1\} \\ P_{FA} &= \Pr\{\text{decisão} = \mathcal{H}_1 | \mathcal{H}_0\} = \Pr\{R > \gamma | \mathcal{H}_0\}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

A relação entre estas duas grandezas gera a curva pela qual é usualmente avaliado o desempenho de qualquer sistema quanto ao sensoriamento espectral. Denomina-se curva característica de operação do receptor (*Receiver Operating Characteristic*, ROC), ou curva ROC.

2.1.2 Sensoriamento espectral cooperativo

O sensoriamento cooperativo apresenta uma melhoria na estimação do estado de ocupação do canal pela rede secundária, uma vez que, quanto mais dispositivos secundários remotos coletarem amostras, maior tende a ser a precisão da estima-

ção. Essa combinação de informações diminui a probabilidade de falso alarme e aumenta a probabilidade de detecção. Porém, a realização desta troca de dados de sensoriamento provoca sobrecarga de tráfego no canal de comunicação. Esta troca de informações pode ser feita por meio de um canal de controle, que pode ser implementado de diversas maneiras, tais como: uma faixa de frequência dedicada, uma banda não licenciada ou com espalhamento espectral em uma banda muito larga. No sensoriamento centralizado, o dispositivo que realiza a função de CF recebe as informações de sensoriamento enviadas pelos dispositivos secundários espalhados geograficamente, os RCs. A decisão final computada pode ser compartilhada pelo CF ou pode ser enviada como resposta a uma consulta de algum RC [14]. No sensoriamento distribuído, os usuários secundários ou RCs realizam as coletas de amostras e compartilham entre si somente a decisão final (\mathcal{H}_0 ou \mathcal{H}_1), sem a necessidade de um elemento central ou CF. Conseqüentemente, não necessita de toda a infraestrutura para implementação desta topologia.

O sensoriamento centralizado possui vantagens e melhorias em relação ao sensoriamento distribuído. O modelo distribuído ainda apresenta uma grande desvantagem que é a fragilidade ou vulnerabilidade, pois um único RC malicioso pode enviar dados falsos aos demais, como por exemplo, informar que frequências livres estão ocupadas para que somente ele transmita nelas ou para que elas fiquem reservadas para o mesmo, podendo causar muitas perdas de oportunidades de transmissão para os demais e um baixo desempenho da rede no geral [15].

2.1.3 Estratégias de fusão de dados

Conforme mencionado, em um sistema cooperativo centralizado, o elemento denominado CF recebe todas as informações enviadas pelos RCs, sejam elas simples amostras do sinal em determinadas bandas do canal ou alguma estatística de teste já previamente processada pelo próprio RC [9]. Após receber estas informações, o CF precisa trabalhá-las de forma a extrair uma decisão global que será propagada para todos os dispositivos secundários.

Uma das técnicas mais bem aceitas nas literaturas relacionadas é a técnica de fusão de decisões. Neste formato, pode-se ter a regra OU (*or-rule*), regra E (*and-rule*) ou a regra majoritária (*majoritary-rule*) [16]. Na regra OU, se pelo menos um RC constatar que existe transmissão, será decidido por \mathcal{H}_1 . Na regra E, somente será decidido por \mathcal{H}_1 caso todos os RCs informarem sobre a existência de transmissão. Na regra MAJORITÁRIA, todas as informações são contabilizadas

e somente será decidido por \mathcal{H}_1 , caso a maioria delas assim informar.

Quanto à estratégia de fusão, o CF pode trabalhar com distintas informações como as amostras de potência do sinal recebido, ou então uma variável já previamente processada denominada estatística de teste, ou até mesmo com uma decisão final por parte de cada RC. Cada uma destas estratégias de fusão é explicada a seguir.

Fusão de amostras: Neste esquema, os dispositivos remotos atuam somente como sensores e toda amostra de sinal no canal capturada é enviada para o CF em forma de dados brutos [9] e [17]. Toda a complexidade computacional está no CF, que fará a combinação e o processamento das amostras até que se atinja uma decisão final global, que será enviada para todos os RCs. Este método tem como desvantagem a geração de um grande volume de tráfego de dados no canal de controle, que é diretamente proporcional à quantidade de amostras, números de RCs, quantidade de bits de quantização e a taxa de codificação de qualquer código corretor de erro empregado. Porém, apresenta naturalmente maior robustez contra erros de transmissão dada à grande quantidade de informações transmitida.

Fusão de estatísticas de teste: Neste esquema, os dispositivos remotos coletam as amostras do sinal recebido e fazem um processamento intermediário destas informações antes de enviá-las ao CF [5] e [7]. Esse, por sua vez, realizará o processamento final das estatísticas de teste extraindo a decisão final global. Desta forma, passa-se a exigir dos RCs um pouco mais de complexidade computacional, uma vez que os mesmos realizarão operações para trabalhar as amostras e transformá-las em estatísticas de teste. Assim, percebe-se que o volume de dados enviado por todos RCs no canal de controle para o CF será consideravelmente menor quando comparado à técnica de fusão de amostras. Entretanto, a robustez do sensoriamento é diminuída, uma vez que a quantidade de dados é reduzida e uma informação errada tem peso maior na decisão final.

Fusão de decisões: Neste esquema, todos os dispositivos remotos são capazes de processar completamente as amostras coletadas, gerando as estatísticas de teste e comparando-as com seu respectivo limiar de decisão [9] e [], conforme algoritmo empregado, de forma a gerar somente uma informação final sobre o estado de ocupação do canal (\mathcal{H}_0 ou \mathcal{H}_1). Esta decisão final é enviada para o CF que agrupará as informações de todos os RCs e aplicará a regra escolhida para extrair a decisão global final [18] e [19]. Assim, pode-se verificar que os RCs necessitarão de uma complexidade computacional ainda maior e que se traduz em

uma redução significativa no volume de dados trafegando no canal de controle.

2.1.4 Técnicas convencionais de sensoriamento espectral

No sensoriamento espectral cooperativo e centralizado, os RCs fazem a amostragem do sinal recebido no canal e processam essas amostras gerando uma variável ou estatística de teste. Posteriormente, estas estatísticas de teste são enviadas ao CF que irá analisá-las e gerará uma decisão global sobre o estado de ocupação do canal. Estas estatísticas de teste podem ser geradas por diversos métodos e técnicas desenvolvidas para realização do cálculo da variável de decisão. Dentre todas as técnicas, as mais comumente destacadas e encontradas na literatura e artigos são: detecção por energia, detecção por filtro casado, detecção cicloestacionária e detecção baseada em autovalores, as quais são brevemente descritas a seguir.

Detecção por energia: A técnica de detecção por energia é baseada estimando-se a energia do sinal recebido em um determinado intervalo de tempo [20]. A detecção por energia consiste em comparar a energia instantânea do sinal recebido com um limiar de detecção. Se a energia for igual ou superior ao limiar, o detector por energia supõe que o UP está transmitindo. Caso contrário, ele julga que o canal está desocupado [21]. Essa técnica possui baixa complexidade computacional e não se faz necessário qualquer conhecimento sobre as características do sinal transmitido pelo UP. Em contrapartida, seu desempenho é dependente dos valores da relação sinal-ruído (*Signal-to-Noise Ratio*, SNR), tornando-se pouco robusta para cenários de baixa SNR [22, 23].

Detecção por filtro casado: A técnica de detecção por filtro casado, como o próprio nome diz, utiliza filtros casados na recepção para realização do sensoriamento [20]. Essa técnica apresenta desempenho superior ao do método de detecção por energia, mesmo em cenários de baixa SNR. Porém, para utilização deste método, torna-se necessário o conhecimento prévio das características do sinal primário tais como: tipo de modulação, taxa e pulso de transmissão, resposta ao impulso do canal, entre outras [22]. Além do conhecimento prévio do sinal primário, seria também necessário demodular o mesmo, implicando em operações de sincronismo. Como os RCs necessitam analisar várias faixas de frequências, para a aplicação deste método seria necessário conhecer todos os tipos de sinais, tornando sua implementação altamente complexa [24].

Detecção cicloestacionária: Geralmente, os sinais transmitidos possuem características intrínsecas que podem se tornar ferramentas na análise do sinal primário. Uma destas características é a ciclo-estacionariedade. Ela é bastante comum e dela aproveitamos as características de periodicidade presentes na maioria das transmissões [20] e [25], tais como: portadoras senoidais, códigos de espalhamento ou função de autocorrelação. Este método calcula a variável de decisão a partir da autocorrelação do sinal recebido. Assim torna-se possível até mesmo diferenciar cada tipo de sinal, dada suas características próprias individuais e periodicidades. Torna-se possível também diferenciar até mesmo do ruído AWGN, uma vez que o mesmo não possui características periódicas. É uma técnica que opera bem com baixo valores de SNR, porém possui alta complexibilidade de implementação e ainda depende de um mínimo conhecimento do sinal primário.

Detecção baseada em autovalores: Nesta técnica, os RCs realizam a amostragem do sinal e enviam-nas para o CF, que as organizam em uma matriz de sinal recebido. Desta matriz, é calculada uma matriz de covariância do sinal e os autovalores da mesma [26] e [27]. Por meio destes autovalores existem diversas outras técnicas variantes dessa que fazem o cômputo da variável de decisão, como por exemplo, detecção por autovalores máximo-mínimo (*Maximum-Minimum Eigenvalue Detection*, MMED), detecção por máximo autovalor (*Maximum Eigenvalue Detection*, MED), teste de razão de verossimilhança generalizado (*Generalized Likelihood Ratio Test*, GLRT), entre outras. Esse método tem como vantagem não necessitar de nenhum conhecimento prévio do sinal primário. Em contrapartida, possui elevada complexidade computacional.

2.2 Método CF-CPSC

Esta Seção tem como objetivo explicar o método CF-CPSC, que originou-se a partir do método CPSC proposto em [5] e que foi aperfeiçoado em [7]. Trata-se de uma técnica de sensoriamento espectral cooperativa e centralizada na qual os RCs coletam as amostras do sinal no canal de interesse e enviam estatísticas de teste para o CF processá-las e inferir sobre o estado de ocupação do canal. Possui vantagens como baixa complexidade computacional, robustez contra incerteza de ruído e ruído não-uniforme. Isto garante ainda o seu desempenho mesmo em cenários de baixos valores de SNR.

A seguir, é apresentado o algoritmo passo a passo para execução do método, conforme apresentado em [7]:

1. Os RCs, espalhados geograficamente, realizam a coleta de amostras do sinal de acordo com o modelo de sistema descrito em (2.2). Estes geram amostras discretas $x_u(n)$, em que $n = 1, \dots, N$, sendo N o número total de amostras coletadas por cada RC.
2. Na sequência, é calculada a Transformada de Fourier discreta (*Discrete Fourier Transform*, DFT) das amostras recebidas, $x_u(n)$, gerando $X_u(k)$, dado por

$$X_u(k) = \sum_{n=1}^N x_u(n) e^{-2\pi j(k-1)(n-1)/N} \quad (2.4)$$

em que $k = 1, \dots, N$. Importante observar que para otimização do cálculo da transformada, deve-se utilizar valores de N como potência na base dois.

3. Estima-se a densidade espectral de potência (DEP) instantânea de $x_u(n)$ como $F'_u(k)$ por meio de $F'_u(k) = |X_u(k)|^2 / N$, e recalcula-se a DEP, agora denotada por $F_u(k)$, considerando as componentes pares, por

$$F_u(k) = \begin{cases} \frac{F'_u(1) + F'_u(N/2 + 1)}{2}, & k = 1 \\ \frac{F'_u(k) + F'_u(N - k + 2)}{2}, & k = 2, 3, \dots, N. \end{cases} \quad (2.5)$$

4. Neste próximo passo, calcula-se a potência total da banda analisada por

$$F_{\text{full}_u} = \sum_{k=1}^N F_u(k). \quad (2.6)$$

Importante observar nesta parte que o somatório estende-se até N , pois segundo [4] e em contraposição à proposta original apresentada em [5], este limite é justificado considerando que o sinal primário pode ser complexo e, consequentemente, sua DEP pode não ser simétrica.

5. A DEP calculada no passo anterior, F_{full_u} , é subdividida em L sub-bandas em que cada uma possui V amostras, com $V = N/L$, para então calcular-se a densidade de potência de cada sub-banda, dada por

$$F_{\ell,u} = \sum_{k=1}^V F_u[(\ell - 1)V + k] \quad (2.7)$$

com $\ell = 1, 2, \dots, L$.

6. Após o cálculo destes parâmetros é extraída a variável ou estatística de teste para cada RC, de cada sub-banda, denominada $r_u(\ell)$, por meio da razão entre a potência da respectiva sub-banda e a da banda total, ou seja

$$r_u(\ell) = \frac{F_{\ell,u}}{F_{\text{full}_u}}. \quad (2.8)$$

A partir deste ponto é importante observar que, por intermédio da razão entre as potências descritas em (2.8), os efeitos da influência do ruído são minimizados uma vez que ambas estão sujeitas à mesma potência de ruído, σ_u^2 . Ainda segundo [4], esta comprovação pode ser observada pela FDC de $r_u(\ell)$ ser independente de σ_u^2 . Conforme comprovou o autor ainda em [4], tanto $F_{\ell,u}$ quanto F_{full_u} são variáveis aleatórias com distribuição Gamma, compostas pela soma das variáveis aleatórias Gaussianas quadráticas, com média zero e igual variância. Assim, a razão entre estas duas variáveis aleatórias Gamma, quando existe correlação entre as mesmas, segue uma distribuição Beta cuja FDC é independente de σ_u^2 . Todas as informações geradas por cada RC são enviadas para o CF que, de posse destas, consegue extrair uma decisão global.

7. O CF, após receber todos os dados dos RCs, calcula a média dos U valores de $r_u(\ell)$ da ℓ -ésima sub-banda, obtendo a variável de decisão do método CF-CPSC, $r_{\text{avg}}(\ell)$, dada por

$$r_{\text{avg}}(\ell) = \frac{1}{U} \sum_{u=1}^U r_u(\ell). \quad (2.9)$$

8. O CF, por sua vez, realiza a comparação dos L valores de $r_{\text{avg}}(\ell)$ com um pré-definido limiar de decisão para obter a decisão por sub-banda, ou seja

$$\begin{cases} r_{\text{avg}}(\ell) < \gamma, & \text{decide-se por } \mathcal{H}_0. \\ r_{\text{avg}}(\ell) \geq \gamma, & \text{decide-se por } \mathcal{H}_1. \end{cases} \quad (2.10)$$

9. Nesta última etapa é realizada a decisão final de acordo com a regra também pré-determinada, como por exemplo, a regra E em favor de \mathcal{H}_0 , ou seja

$$\begin{cases} \text{todas a sub-bandas indicaram } \mathcal{H}_0, & \text{decide-se por } \mathcal{H}_0. \\ \text{ao menos uma sub-banda indicou } \mathcal{H}_1, & \text{decide-se por } \mathcal{H}_1. \end{cases} \quad (2.11)$$

Ressalta-se que todo este algoritmo para gerar a decisão final é realizado considerando o canal de controle entre os RCs e CF perfeito, ou seja, livre de erros.

O cenário criado para a simulação do exemplo a seguir considera o canal sensoriado com desvanecimento seletivo em frequência, sombreamento (*shadowing*) e ruído não-uniforme entre eles. No próximo capítulo, será apresentada a análise de desempenho do método sob influência de erro no canal de controle. É possível inferir que o desempenho do método está diretamente relacionado a algumas variáveis tais como: a quantidade de amostras (N), a quantidade de sub-bandas divididas (L), a relação sinal-ruído (SNR) e a quantidade de RCs realizando o sensoriamento (U). Aumentar ou diminuir os valores destas variáveis tem impacto direto no desempenho da técnica de sensoriamento espectral analisada.

Na Figura 2.3 são apresentados os resultados de desempenho da técnica CF-CPSC pela curva ROC. Os parâmetros L , N , SNR e U são alterados propositalmente, buscando criar diferentes resultados para análises e conclusões que comprovam a influência dos mesmos no desempenho global. Nos resultados numéricos apresentados, também utiliza-se a métrica de área sob a curva ROC (*Area Under ROC Curve*, AUC) que, quanto mais próxima de 1 (área máxima) significa que melhor é o desempenho global. Em um cenário ideal de sensoriamento, o desejável é que a probabilidade de detecção seja máxima, ou seja, toda transmissão do UP seja detectada. Da mesma forma, também é desejável que a probabilidade de falso alarme seja mínima, que significa que não haverá desperdício de janelas para transmissões oportunistas. De forma prática, esta situação ideal se reflete na ROC com um valor de AUC unitário.

Desta forma, pela Figura 2.3 é possível verificar que a alteração dos valores destas variáveis realmente implica na variação do desempenho, comprovado pela variação das AUCs das ROCs apresentadas. Conforme Figura 2.3 (a), o aumento do número de sub-bandas L , de 2 para 10 resultou em um aumento da AUC de 0.918 para 0.992, resultando em uma melhora de aproximadamente 8.1%. Da mesma forma na Figura 2.3 (b), aumentar N de 40 para 200 amostras resultou em um aumento de aproximadamente 13.7% da AUC. Melhorar a SNR de -20 dB para 0 dB, conforme a Figura 2.3 (c), representa um aumento aproximado de 53.8% da AUC. Por fim, segundo a Figura 2.3 (d), aumentar o número de RCs de 2 para 6, representa um aumento de aproximadamente 10.8% na AUC.

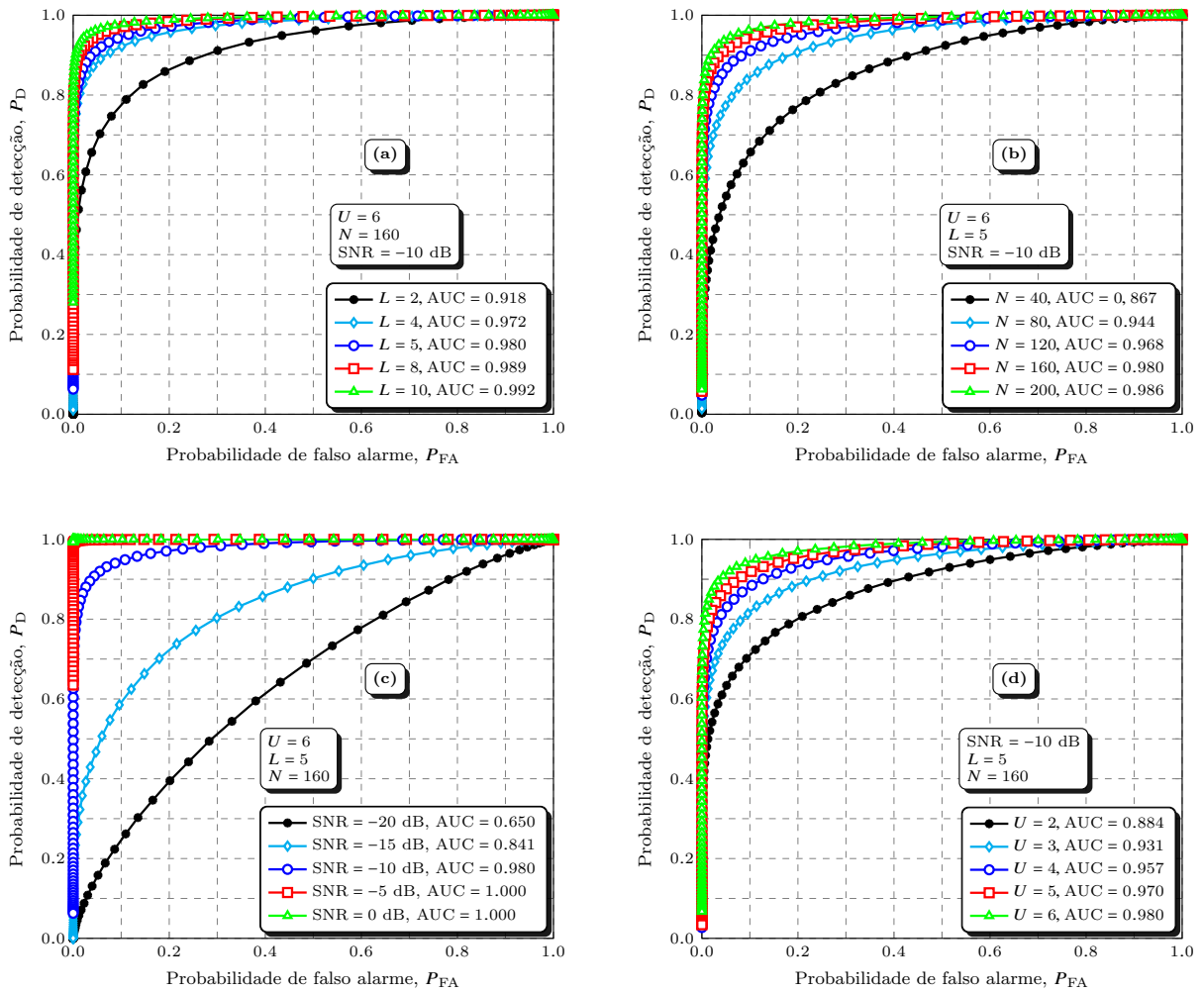


Figura 2.3: Impacto na ROC com a variação de L (a), N (b), SNR (c) e U (d).

A análise destas ROCs pode fornecer suporte para projetos e dimensionamentos de sistemas. A definição do melhor valor para quantidade de amostras, sub-bandas e a de RCs realizando o sensoriamento pode ser estimada pelo estudo do comportamento da ROC. Por exemplo, verificar o impacto na ROC ao aumentar-se o número de amostras e avaliar em seu resultado quanto o desempenho do sistema é melhorado. Esta melhoria pode ser cruzada com o custo necessário para o implementação ou adaptação do *hardware* para tanto. Enfim, uma vez dimensionado torna-se possível estimar a quantidade de recursos necessária e, conseqüentemente, extrair uma relação custo/benefício para apoio no processo decisório em um projeto.

Capítulo 3

Análise do método CF-CPSC sob erros no canal de controle

Neste Capítulo é apresentado o estudo proposto baseado na técnica CF-CPSC. Conforme apresentado em [5] e [7], o cenário sensoriado pelos RCs também está sujeito a efeitos de desvanecimento seletivo em frequência, sombreamento e ruído não-uniforme, ou seja, cada RC está em uma região geográfica onde cada um deles opera sob uma variância de ruído diferente. Porém, nestes trabalhos, toda a comunicação entre os RCs e o CF foi realizada considerando-se um canal de controle ideal, portanto, livre de erros.

A proposta desta dissertação é apresentar uma análise em que todas estas informações coletadas são reportadas para o CF por meio de um canal de controle imperfeito, ou seja, sujeito a erros. Assim, é considerado um canal binário simétrico (*Binary Symmetric Channel*, BSC), com probabilidade de erro (P_e) no qual uma versão distorcida da informação transmitida é entregue ao CF. Mediante esta probabilidade de erro associada ao canal de controle, é realizada uma análise sobre qual a melhor e mais robusta técnica para transmissão neste cenário sob o ponto de vista de desempenho e volume de tráfego gerado no canal de controle. São confrontadas, uma primeira possibilidade denominada **soft₁**, na qual os RCs coletam as amostras e enviam estas amostras digitalizadas para o CF, com uma segunda em que os RCs enviam uma estatística de teste, também digitalizada, ao invés das amostras brutas, denominada **soft₂**. A análise do desempenho também é realizada sob o efeito do erro de quantização uniforme unicamente e também sob erro de quantização uniforme associado a um código corretor de erro, que no caso aplicado é o código de repetição.

Este tipo de técnica em que os RCs coletam informações do sinal na saída do canal e enviam para o CF, seja amostra ou uma estatística de teste primária, também é conhecida em outras literaturas como *soft decision* [9]. Neste caso, os RCs funcionam como sensores do meio ao qual estão inseridos e não necessitam de hardware complexo para nenhuma tomada de decisão.

Posteriormente neste Capítulo também são apresentados dois novos métodos de fusão de decisões. Um método enviando decisões sobre o estado de ocupação de cada sub-banda e outro sobre o estado de ocupação da banda total. Estes tipos de técnicas são conhecidas como *hard decision* e serão comparadas com os métodos **soft₁** e **soft₂**.

3.1 O modelo do sistema

O modelo adotado nas simulações realizadas neste trabalho considera o canal genérico conhecido como canal discreto sem memória (*Discrete Memoryless Channel*, DMC). Neste cenário, os RCs distribuídos geograficamente coletam amostras do sinal no canal de interesse com uma determinada taxa de amostragem por símbolo a cada janela de sensoriamento. Estas amostras, conforme detalhado a seguir, podem ser enviadas para o CF ou serem parcialmente processadas em cada RC para posterior envio ao CF. No modelo, as informações são processadas sob a ótica do método CF-CPSC considerando um UP transmitindo um sinal modulado em chaveamento por deslocamento de fase em quadratura (*Quadrature Phase-Shift Keying*, QPSK), em banda base e com energia unitária. Os RCs estão sujeitos às diferentes potências de ruído em suas respectivas recepções.

O canal entre o transmissor do UP e os RCs possui sombreamento com distribuição log-normal combinado com desvanecimento Rayleigh. Os ganhos do canal são considerados fixos e independentes durante o intervalo de sensoriamento, porém variando de um intervalo para outro. O canal sensoriado também possui seletividade em frequência no qual a resposta ao impulso segue uma curva exponencial e cujos ganhos foram previamente definidos. O sombreamento é correlacionado entre os RCs e independente entre cada intervalo de sensoriamento. Possui desvio padrão também previamente definido, tendo seu nível de correlação baseado em distâncias de descorrelação também estipuladas.

Na Seção 3.2, os valores de cada parâmetro do cenário simulado são descritos

com detalhes.

3.1.1 Quantização uniforme

Para a realização da transmissão das informações entre os RCs e o CF, primeiramente os dados são convertidos para sua forma digital por um processo de conversão analógico-digital (A/D), em que cada amostra obtida por cada RC no processo de amostragem é convertida em uma saída com valores discretos, tanto no tempo quanto na amplitude [28].

Cada valor de amostra para ser digitalizado, passa por um processo de quantização no qual o mesmo é aproximado a um nível de quantização pertencente a um conjunto finito de possíveis valores. O conjunto de níveis possíveis depende do número de bits empregado na codificação e obedece à equação $Q = 2^b$, sendo b o número de bits de resolução de codificação. Por tratar-se de níveis igualmente espaçados, dizemos que a quantização é uniforme ao longo da faixa compreendida.

A Figura 3.1 apresenta um esquema de quantização [29], sendo que os níveis de saída são representados pelo conjunto $\{n_1, n_2, \dots, n_Q\}$, os níveis de decisão pelo conjunto $\{z_1, z_2, \dots, z_{Q-1}\}$ e as regiões de decisão definidas por

$$r_i = \begin{cases} (\xi, z_i], & i = 1 \\ [z_{i-1}, z_i], & 2 \leq i \leq Q - 1 \\ [z_{i-1}, +\infty), & i = Q \end{cases} \quad (3.1)$$

sendo $\xi = 0$ para um quantizador uniforme não-sinalizado e $\xi = -\infty$ para o quantizador uniforme sinalizado.

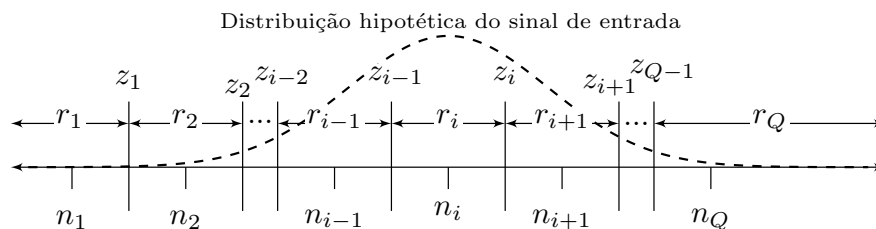


Figura 3.1: Níveis de quantização, níveis de decisão e regiões de decisão de um quantizador uniforme.

Neste trabalho é empregada a quantização uniforme nas suas formas sinalizada e não-sinalizada. Na forma sinalizada, os valores de entrada podem variar

teoricamente de $-\infty$ a $+\infty$, enquanto na forma não-sinalizada os valores variam teoricamente de 0 a $+\infty$. No método **soft**₁, os valores das amostras obtidos estão em sua forma complexa e podem apresentar valores tanto positivos quanto negativos em suas partes reais e imaginárias. Logo, para este caso é empregada a quantização sinalizada. Por outro lado, na técnica **soft**₂ as estatísticas de teste enviadas para o CF, conforme evidenciado na Equação (2.8), possuem a característica de admitir apenas valores entre 0 e 1, sendo empregada a quantização não-sinalizada.

Considerando a operação de ponto fixo sinalizado e não-sinalizado dos quantizadores uniformes para valores fracionários [30], os níveis de saída podem ser escritos como:

$$n_i = n_1 + Sl \quad (3.2)$$

sendo $l = 0, 1, \dots, N_Q - 1$. Os níveis de decisão podem ser escritos como

$$z_i = (n_i + n_{i+1}) / 2 \quad (3.3)$$

com $1 \leq i < Q$.

A variável $S = 2^{-f}$ é um fator de escala e $f = 0, 1, \dots, b$ é o número de bits determinado para a resolução da parte fracionária dos níveis de saída.

Para o quantizador sinalizado, o valor mínimo do nível de saída é dado por

$$n_1 = -S(2^{b-1}), \quad (3.4)$$

para $l = 0$. O valor máximo do nível de saída é

$$n_Q = S(2^{b-1} - 1) \quad (3.5)$$

com $l = Q - 1$.

É importante observar que os níveis de saída não são simétricos em torno de $n_{\frac{Q}{2}+1}$. Neste caso, $n_{\frac{Q}{2}+1} = 0$ e $|n_1| > n_Q$.

Para o quantizador não-sinalizado:

$$\begin{cases} n_1 = 0, & \text{para } l = 0, \\ n_{\frac{Q}{2}+1} = S(2^b/2), & \text{para } l = Q/2 \text{ e} \\ n_Q = S(2^{b-1}), & \text{para } l = Q - 1. \end{cases} \quad (3.6)$$

As quantizações dos dois métodos empregados neste trabalho são explicadas a seguir.

Soft₁: As amostras, $x_u(n)$, coletadas pelo u -ésimo RC são inicialmente normalizadas utilizando-se o maior valor absoluto entre as amostras, $[\psi_u]^{(b)}$. O operador $[\cdot]^{(b)}$ significa que o valor dentro do mesmo está ajustado pelo fator de escala, aproximando o seu valor ao nível mais próximo para a quantização com b bits. Desta forma, são gerados os valores normalizados $x_u^n(n) = x_u(n)/[\psi_u]^{(b)}$, com $[\psi_u]^{(b)} = [\max\{\max\{|\Re[x_u(n)]|\}, \max\{|\Im[x_u(n)]|\}\}]^{(b)}$. É importante observar que $\{-1 \lesssim x_u^n(n) \lesssim 1\}$. Novamente é enfatizado que ψ_u é uniformemente quantizado por um quantizador não-sinalizado, uma vez que ele pertence aos \mathbb{R}^+ . Na sequência, $x_u^n(n)$ é ponderado pelo máximo valor de saída do quantizador para assegurar que o mesmo se enquadre na faixa dinâmica do quantizador, gerando $x_u^{nw}(n) = x_u^n(n)n_Q$. O resultado desta operação está contido em $\{-S(2^{b-1} - 1) \lesssim x_u^{nw}(n) \lesssim S(2^{b-1} - 1)\}$, com $b = b_1$ que denota o uso de um quantizador sinalizado. Assim, $[\psi_u]^{(b)}$ e $[x_u^{nw}(n)]^{(b_1)}$ são enviados para o CF. Depois de receber os bits enviados pelos RCs, o CF tenta recuperar $[x_u(n)]^{(b_1)}$ pela seguinte operação:

$$[x_u(n)]^{(b_1)} = \frac{[x_u^{nw}(n)]^{(b_1)}[\psi_u]^{(b)}}{n_Q} \quad (3.7)$$

Note que os bits recebidos e possivelmente corrompidos pelo canal de controle provavelmente implicarão em $[x_u^{nw}(n)]^{(b_1)}$ diferente de seu valor verdadeiro gerado pelos RCs, resultando em um valor de $[x_u(n)]^{(b_1)}$ diferente do original. Nestes valores de amostras recuperadas, o CF aplica o algoritmo CF-CPSC do passo 2 ao 8 descrito na Seção 2.2 para determinar se o canal sensoriado está sob a hipótese \mathcal{H}_1 ou \mathcal{H}_0 .

Soft₂: Neste método, as etapas 1 até 6 do algoritmo CF-CPSC descritas na Seção 2.2 são realizadas por cada RC para o cálculo de $r_u(\ell)$, dado por (2.8). Pela mesma equação é possível verificar que sempre $0 < r_u(\ell) < 1$. Isto elimina

a necessidade de normalização e ponderação antes da quantização. Por isto, é aplicado um quantizador não-sinalizado com $b = b_2$ bits. O valor de $r_u(\ell)$ quantizado, $[r_u(\ell)]^{(b_2)}$, resultante é transmitido pelo canal de controle. O CF recebe este $[r_u(\ell)]^{(b_2)}$, possivelmente corrompido pelo canal de controle, e realiza o cômputo dos passos 7, 8 e 9 do algoritmo da mesma subseção para determinar se o canal sensoriado está sob a hipótese \mathcal{H}_1 ou \mathcal{H}_0 .

3.1.2 Canal binário simétrico e erros no canal de controle

A ocorrência de erro na informação transmitida é um comportamento indesejável presente em qualquer canal de comunicação por ser uma característica intrínseca do mesmo. Neste trabalho, o canal de controle é considerado como canal binário simétrico (*Binary Symmetric Channel*, BSC) sem memória, sujeito a uma probabilidade de erro (P_e) configurável e associada ao mesmo. Este canal é responsável por, aleatoriamente, corromper ou inverter bits de informação trocados entre os RCs e o CF. Este modelo é útil em aplicações práticas, pois os erros são produzidos pela troca de bits durante a transmissão das informações [28].

Em sua teoria, o canal BSC é simples e de fácil implementação, sendo considerado adequado para ser analisado. Tendo ele como base, muitas vezes é possível originar soluções para canais com grau mais elevado de complexibilidade. Basicamente, é um canal cuja entrada aceita os dois tipos de símbolos binários, 0 e 1. Sua saída, da mesma forma, apresenta estes mesmos dois símbolos, podendo serem invertidos ou não com uma associada probabilidade de erro. Todas as informações geradas e transmitidas nas simulações, sejam elas amostras (**soft₁**) ou estatísticas de teste (**soft₂**), são codificadas em sua forma binária formando conjuntos finitos de 0s ou 1s. Portanto, torna-se possível implementar o efeito do canal dada uma probabilidade de erro configurável.

3.1.3 Código de repetição

A teoria relacionada aos códigos corretores de erro surgiu da necessidade de proteger as informações que inevitavelmente são corrompidas ou distorcidas pelo canal de comunicação. É uma técnica que funciona como mecanismo de proteção da informação, uma vez que a informação de entrada é convertida na saída em um outro código ou palavra, geralmente de maior tamanho ou comprimento, devido à

introdução de redundâncias deste código corretor. O objetivo desta etapa é fazer com que, após sua recepção, o sinal recebido seja tão semelhante quanto possível ao sinal transmitido [28]. É um processo que possibilita a redução do impacto da ocorrência de erros na informação e segundo [31, 32]: *Desde que a taxa de transmissão seja menor do que a capacidade do canal, então existe um esquema de codificação capaz de permitir a obtenção de taxas de erro de bit arbitrariamente baixas.*

Empregar técnicas de correção de erros, embora inicialmente possa parecer um gasto com redundância e ocupação desnecessária do canal, muitas vezes se apresenta como uma ferramenta muito útil e que provê vantagens e ganhos mesmo em outras características do canal e da transmissão.

Como o próprio nome sugere, o código de repetição simplesmente repete a informação de entrada e é o esquema de correção de erro mais simples encontrado. Consiste em codificar cada bit de entrada do codificador, repetindo-o \bar{n} vezes na saída, ou seja, após o referido processamento o codificador entrega em sua saída um bloco codificado de comprimento \bar{n} , com $\bar{n} > 1$. A taxa de codificação (\bar{r}) é obtida pela relação entre o número de bits de entrada e o número de bits de saída, ou seja

$$\bar{r} = 1/\bar{n} \quad (3.8)$$

em que $0 < \bar{r} < 1$. Qualquer código de repetição é representado pela notação $(\bar{n}, 1)$, que genericamente representa também uma taxa de codificação $\bar{r} = 1/\bar{n}$.

O receptor, ao receber a sequência de bits e com o prévio conhecimento da taxa de codificação, decodificará cada sequência de \bar{n} bits podendo utilizar a regra majoritária, na qual decide-se pelo bit que aparece em maior quantidade em cada sequência, ou seja, se a quantidade de bits 0 na palavra for maior que a de bits 1, decide-se por 0. Caso a ocorrência de erro seja suficiente para corromper mais que a metade da quantidade de bits, inevitavelmente será decidido pelo bit errado, causando erro na comunicação.

O código de repetição comporta-se satisfatoriamente em um canal com desvanecimento seletivo em frequência por apresentar um comportamento semelhante ao de um esquema de diversidade [28]. Portanto, quanto maior a taxa de repetição, maior a robustez do código aos efeitos do canal. Porém, com o custo do aumento da largura de banda utilizada.

Neste trabalho, tanto a probabilidade de erro de bit simulada no canal de controle quanto à taxa de codificação são configuráveis, possibilitando maior flexibilidade para a análise do desempenho. De forma a evitar qualquer indecisão no código, principalmente na regra majoritária aplicada pelo CF, são adotados neste trabalho sempre \bar{n} ímpares. Para o canal de controle, as probabilidades de erro estabelecidas foram $P_e = \{0, 10^{-2}, 5 \times 10^{-2}, 10^{-1}\}$. As taxas de códigos de repetição utilizadas foram $\bar{r} = \{1, 1/3, 1/5, 1/7, 1/9, 1/13, 1/15\}$.

3.2 Análise sob diferentes estratégias de fusão

Dois métodos foram analisados, **soft₁** e **soft₂**, nos quais foram simulados cenários em que os RCs, após coletarem amostras do sinal recebido no canal sensoriado, enviam para o CF amostras brutas (**soft₁**) ou então estatísticas de testes de cada sub-banda (**soft₂**). As simulações foram realizadas separadamente com ambos os métodos e os resultados foram avaliados pelas ROCs com suas respectivas áreas sob as mesmas, AUC. Como referência de melhor desempenho, todas as ROCs são comparadas com a ROC de referência obtida pelo processamento dos dados brutos, ou seja, na mesma simulação a amostra é processada pelo método CF-CPSC sem quantização ou qualquer efeito do canal de controle.

Nas simulações, o sistema foi composto por RCs ($U = 6$) realizando o sensoriamento de forma cooperativa. Foi considerado somente um UP, cuja transmissão foi simulada utilizando a modulação QPSK em banda base e com energia unitária. Cada RC obtém por intervalo de sensoriamento 160 amostras ($N = 160$) com uma frequência de amostragem de 20 amostras por símbolo ($f_s = 20$), resultando em 8 símbolos por intervalo de sensoriamento. Da mesma forma como foram ajustados os parâmetros aplicados em [7], a banda total foi dividida em cinco sub-bandas ($L = 5$) e o canal foi simulado com desvanecimento seletivo e sombreamento. Os ganhos das derivações do canal, $h_u(n)$, foram considerados log-normal com desvanecimento Rayleigh. O número de derivações de $h_u(n)$ foi $Z = 6$ seguindo um decaimento exponencial com ganhos médios das derivações iguais a [1, 0.447, 0.178, 0.079, 0.063, 0.112], sendo estes ganhos fixos durante cada intervalo de sensoriamento, porém independentes para cada intervalo. O sombreamento foi simulado com correlação entre os RCs, também com independência entre cada intervalo, desvio padrão de 4 dB e com nível de correlação considerando uma distância de decorrelação de 30 metros.

Para testar o desempenho do sistema em regimes de baixa SNR, foi considerada $SNR = -10$ dB, sendo que a potência de ruído na recepção de cada RC foi considerada não-uniforme, com valores de [0.8, 0.9, 0.95, 1.1, 0.85, 1.15] Watts. Cada ponto da ROC é resultado de 50.000 eventos de Monte Carlo. A transmissão do UP foi simulada como uma variável aleatória Bernoulli com 50% do tempo no estado "on" para cômputo da taxa de detecção e 50% do tempo no estado "off" para cômputo da taxa de falso alarme. Todos os resultados foram obtidos utilizando-se o software MATLAB[®].

A Tabela 3.1 sintetiza os parâmetros da simulação com seus respectivos valores.

Tabela 3.1: Parâmetros da simulação.

Número de eventos	50.000
Número de pontos da ROC	100
Quantidade de amostras	160
Frequência de amostragem	20
Quantidade de sub-bandas	5
Número de RCs	6
SNR	-10 dB
Número de derivações	6
Ganhos médios das derivações do canal	[1, 0.447, 0.178, 0.079, 0.063, 0.112]
Potências do ruído	[0.8, 0.9, 0.95, 1.1, 0.85, 1.15] Watts
Desvio padrão do sombreamento	4 dB
Distância de decorrelação	30 metros
Modulação do sinal primário	QPSK
Probabilidades de erro	$[0, 10^{-2}, 5 \times 10^{-2}, 10^{-1}]$
Taxas de codificação	[1, 1/3, 1/5, 1/7, 1/9, 1/13, 1/15]
Quantidade de bits para o soft₁	5
Quantidade de bits para maior amostra	3
Quantidade de bits para o soft₂	6

Inicialmente foi avaliado o efeito da quantização das amostras e estatísticas de teste, considerando seu envio no canal de controle simulado sem a ocorrência de erros. Desta forma, pelo resultado das ROCs para cada cenário, torna-se possível avaliar somente a influência do erro de quantização. Também possibilita avaliar a quantidade de bits eficaz para cada cenário em que praticamente iguala o desem-

penho com a curva de quantização infinita (curva de referência). A quantidade de bits empregados para a quantização de cada método foi previamente testada e, para cada um deles, foi realizada nova simulação empregando 3, 4, 5, 6 e 7 bits.

No método **soft**₁, a quantização realizada com 3 bits apresentou AUC = 0.929, enquanto com 4 bits apresentou AUC = 0.941 e 5 bits, por sua vez, AUC = 0.943. Estes valores foram todos comparados com a ROC de referência (quantização infinita) que apresentou AUC = 0.944. Por esta razão, optou-se por empregar 5 bits na quantização das amostras brutas do **soft**₁. Procedeu-se da mesma forma para a quantização do maior valor das amostras, ψ_u , utilizado na normalização das mesmas. O melhor valor encontrado foi com 3 bits de quantização. Importante ressaltar que no método **soft**₁ o processo de quantização é realizado três vezes, pois as amostras do sinal obtidas são complexas e, para efeito de quantização, são realizadas duas operações, sendo a primeira para a parte real das amostras e a segunda para a parte imaginária. A terceira operação de quantização ocorre com o valor absoluto máximo das amostras, seja ele da parte real ou imaginária. Este valor é de extrema importância e deve ser enviado junto com as amostras quantizadas, pois somente por meio desse o CF será capaz de realizar a operação inversa e restaurar os valores originais das amostras.

Da mesma forma procedeu-se na análise da quantidade de bits ideal para quantização no método **soft**₂. Como a ROC de referência apresentou AUC = 0.944, as simulações para este método também foram referenciadas por este valor. A quantização com 4 bits apresentou AUC = 0.921, enquanto 5 bits apresentou AUC = 0.939. Por fim, a quantização com 6 bits foi a que mais se aproximou por apresentar AUC = 0.944, motivo pela qual foi escolhida .

Após definida a quantização, as probabilidades de erro foram introduzidas nas simulações assim como os códigos corretores de erro para cada caso. O objetivo do código é recuperar o desempenho de cada cenário, igualando-o com a curva de referência de quantização infinita e canal livre de erros.

Na Figura 3.2, cada cenário é simulado sob o efeito do erro de canal ($P_e > 0$) e sem o efeito do mesmo ($P_e = 0$) para comparação. Da mesma forma, são apresentados cenários sem aplicação do código ($\bar{r} = 1$) e com a aplicação do mesmo ($\bar{r} < 1$), com suas respectivas taxas de codificação necessária para recuperá-los. Também é incluída a ROC de referência (dados brutos).

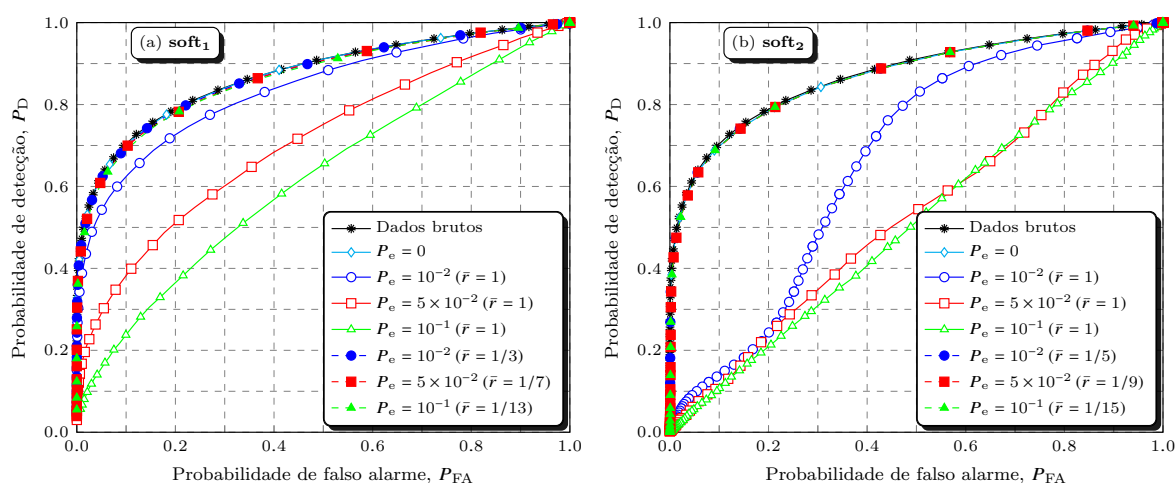


Figura 3.2: ROC do método CF-CPSC para os métodos **soft₁** (a) e **soft₂** (b) com código e sem código de correção para diferentes P_e e \bar{r} .

Podemos verificar que a introdução do código consegue recuperar o desempenho de todos os cenários e que cada um deles necessita de uma taxa de codificação específica, coerente com o grau de degradação promovido pela probabilidade de erro associada a cada caso. É possível observar que os dois métodos convergem para a curva de referência a partir da taxa $\bar{r} = 1/13$ para o **soft₁** e $\bar{r} = 1/15$ para o **soft₂**, nos cenários de P_e proposto. Observando casos como a curva em que $P_e > 0$ e $\bar{r} = 1$, fica visível que o método **soft₂** é mais sensível quando comparado ao método **soft₁**. Logo, será exigida pelo **soft₂** uma maior capacidade de correção que o **soft₁** para tornar sua transmissão no canal de controle robusta a erros. Este fato pode ser verificado também observando que no **soft₁** é necessária uma taxa de codificação de $\bar{r} = 1/3$ para uma $P_e = 10^{-2}$, enquanto no **soft₂**, para a mesma P_e é necessária uma taxa $\bar{r} = 1/5$. Esta mesma conclusão é observada nos demais casos com $P_e > 0$.

A Figura 3.3 apresenta os valores de AUC em função da quantidade de bits empregada na quantização de cada método e como o seu valor evolui com o incremento de bits, convergindo para o valor de AUC da ROC de referência. Conforme demonstrado graficamente, fica evidente a maior sensibilidade do método **soft₂** à quantização ao compararmos os valores de AUC entre os dois métodos, para a mesma quantidade de bits de quantização. O método **soft₂** apresenta valores de AUC inferiores ao **soft₁** até que a convergência com a ROC de referência seja atingida. Pode ser observado que com 2 bits de quantização a ROC de referência apresentou AUC = 0.94 (por não depender da quantidade de bits de quantização) enquanto o **soft₁** e o **soft₂** apresentaram AUC de 0.87 e 0.66, respectivamente.

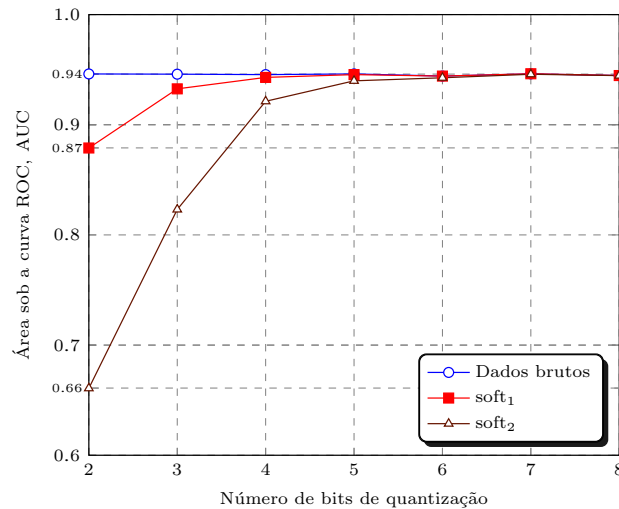


Figura 3.3: ROC para amostras quantizadas com diferentes números de bits.

Pela referida Figura, fica também graficamente explicada a razão de arbitrar-se 5 bits de quantização para o método **soft₁** e 6 bits para o **soft₂**, pois trata-se da quantidade de bits necessária para igualar seus desempenhos ao da ROC de referência em cada caso.

Na Figura 3.4 é realizado para os dois métodos o cruzamento de todas as taxas de codificações propostas com suas respectivas AUCs geradas, em função dos valores de P_e estipulados para o canal de controle. Novamente fica evidenciada a maior fragilidade do **soft₂**.

Pelos dados analisados até este ponto, o método **soft₁** apresenta ampla vantagem devido à sua maior robustez e características como a baixa complexidade exigida dos RCs no sensoriamento. Entretanto, existe um custo associado à aplicação de todo mecanismo de proteção das informações, como códigos corretores e redundâncias. Este custo é o considerável aumento do volume de dados trafegando pelo canal de controle para a comunicação entre os RCs e o CF e será analisado a seguir.

3.2.1 Análise do volume de tráfego no canal de controle

Nesta Subseção será abordada a importância de se considerar o volume de dados que trafega pelo canal de controle, além do desempenho no sensoriamento espectral. A grande maioria das literaturas considera esta comunicação entre os RCs e o CF sendo realizada por um canal auxiliar, de menor capacidade e dedicado

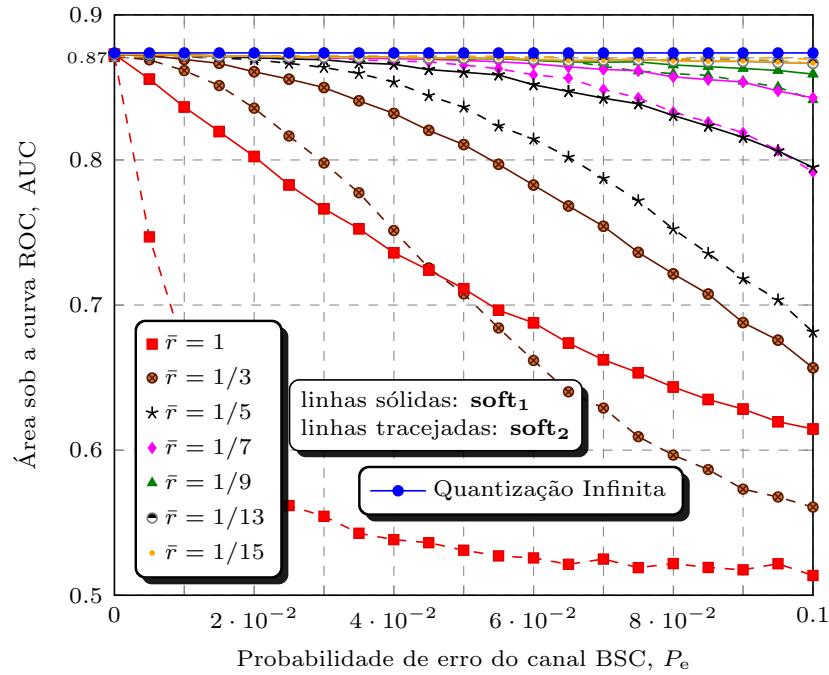


Figura 3.4: AUC para o método CF-CPSC em função de P_e , com $b_1 = 5$ para o \mathbf{soft}_1 , $b_2 = 6$ para o \mathbf{soft}_2 e taxas de codificações variáveis.

para o tráfego específico deste tipo de informação de controle. A comunicação que trafega por este canal de controle na técnica de sensoriamento espectral cooperativo deve ser perfeita ou o mais próximo disto. Qualquer ocorrência de erro na mensagem transmitida pode comprometer o bom funcionamento da rede e se refletir como desperdício de oportunidade para transmissão no canal ou, no pior caso, transmissão no canal ao mesmo tempo que o UP causando interferência. Partindo destas explicações, é possível o entendimento da importância de prezar-se não só pelas características de cada método e suas capacidades. Também deve ser analisada a quantidade de recurso exigida do canal de controle.

Analisando o \mathbf{soft}_1 para determinar o volume de dados gerados a cada intervalo de sensoriamento na simulação proposta, devemos considerar a quantidade de RCs transmitindo ($U = 6$), a quantidade de amostras gerada por cada um deles a cada rodada ($M = 160$), a quantidade de bits de quantização de cada amostra ($b_1 = 5$) junto com a quantidade de bits do maior valor das amostras ($b = 3$) e a taxa do código de repetição empregada (\tilde{r}). Importante ressaltar que, especificamente para o \mathbf{soft}_1 , a quantidade de bits de cada amostra deve ser multiplicada por 2 devido à quantização e transmissão das partes reais e imaginárias das amostras complexas. Soma-se também o número de bits de quantização da amostra de maior valor absoluto utilizado para normalizar os valores amostrados,

que neste trabalho foi quantizado com 3 bits. Aplicando a respectiva fórmula da Tabela 3.2 para o **soft₁** com os valores empregados nas simulações e inicialmente desconsiderando-se qualquer código de repetição, verifica-se que o mesmo transmite 9618 bits no canal de controle por intervalo de sensoriamento. Caso aplique-se um código de repetição com taxa 1/3, por exemplo, este valor seria triplicado e assim sucessivamente.

No **soft₂**, o cálculo do volume de dados gerado depende também da quantidade de RCs ($U = 6$), da quantidade de bits empregados na quantização ($b_2 = 6$), da quantidade de sub-bandas utilizadas pelo algoritmo CF-CPSC ($L = 5$) e também da taxa do código de repetição. Da mesma forma, considerando-se o cenário simulado em um único intervalo de sensoriamento do **soft₂** e empregando sua respectiva fórmula da Tabela 3.2, serão produzidos 180 bits no canal de controle, ainda desconsiderando-se a aplicação de qualquer código de repetição. De forma semelhante, a introdução de um código de repetição com taxa igual a 1/3, triplicaria este valor conseqüentemente.

Por meio da razão entre as duas fórmulas e considerando os valores utilizados nas simulações, conclui-se que o volume de dados no canal de controle ao se utilizar o método **soft₂** é 53.43 vezes menor que o volume de dados no canal de controle ao se utilizar o método **soft₁** (9618/180). Percebe-se também que a razão entre as fórmulas do **soft₁** e **soft₂** dadas na Tabela 3.2 é independente da taxa de codificação \bar{r} , desde que a mesma taxa ou nenhuma seja aplicada aos dois métodos simultaneamente.

Tabela 3.2: Volume do tráfego de dados no canal de controle CF-CPSC para o **soft₁**, **soft₂** e a razão entre eles.

Tráfego de dados no canal de controle CF-CPSC	
soft₁	$U(2b_1N + b)/\bar{r}$ bits
soft₂	Ub_2L/\bar{r} bits
razão	$(2b_1N + b)/b_2L$

Na análise de tráfego fica evidente que o **soft₂** possui uma ampla superioridade, invertendo o resultado analisado na Seção 3.2 em que o **soft₁** apresentou-se como melhor opção por ser mais robusto e possuir maior imunidade aos erros. A análise seguinte considera o volume de tráfego gerado por ambos os métodos em função da taxa de codificação (\bar{r}). De acordo com a Figura 3.5, mesmo que o **soft₂** utilize a maior taxa de codificação apresentada ($\bar{r} = 1/15$), conforme a

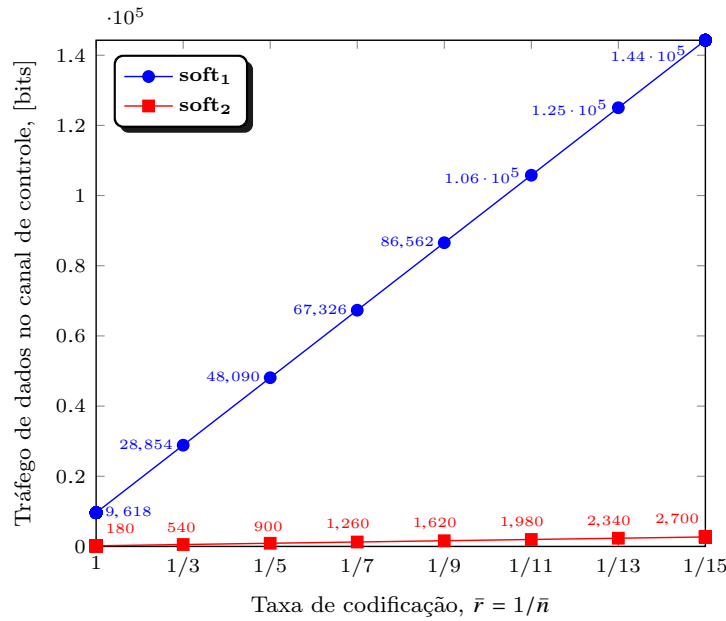


Figura 3.5: Volume de tráfego de dados no canal de controle do CF-CPSC em função da taxa de codificação, \bar{r} , com $b_1 = 5$ bits para o **soft₁** e $b_2 = 6$ bits para o **soft₂**.

respectiva equação da Tabela 3.2, geraria 2700 bits. Ainda assim o volume de dados gerado seria inferior ao **soft₁** em seu cenário de menor volume de tráfego ($\bar{r} = 1$) cuja quantidade de bits gerada é de 9618. De outra forma, o **soft₂** com sua maior taxa de codificação aplicada ainda gera aproximadamente 3.5 vezes menos tráfego do que o **soft₁** sem nenhum código aplicado ($9618/2700$), ou seja, desprotegido. Enfatizando-se ainda que esta alta taxa de codificação ($\bar{r} = 1/15$) protege a informação até mesmo no pior cenário simulado com $P_e = 10^{-1}$.

Note que o volume de dados em ambos os casos pode variar em função de N e L . No caso do **soft₁**, manter fixo o número de sub-bandas L e reduzir o número de amostras N , consequentemente reduziria o volume de dados gerado por este método. Levando ainda este caso ao limite, tentando reduzir a quantidade de amostras até que o volume se iguale aos 2700 bits do **soft₂**, teríamos que reduzir o número de amostras para aproximadamente $N = 45$. Porém, para o regime de SNR adotado ($\text{SNR} = -10$ dB), essa redução drástica da quantidade de amostras piora severamente o desempenho do sensoriamento espectral, inviabilizando esta configuração. Além do fato que, mesmo com esta redução do número de amostras, ainda estamos considerando o **soft₁** sem aplicação de código corretor, ou seja, desprotegido. Somada a estes fatores, a redução de N ou L torna o método mais sensível aos erros tanto de quantização quanto do canal. Após essa análise do volume de dados gerado no canal de controle para cada método utilizando o

CF-CPSC, fica evidente que o **soft**₂ é amplamente mais vantajoso.

3.3 Proposta de nova técnica de fusão de decisões no CF-CPSC

Esta Seção tem também como objetivo apresentar uma nova proposta de estratégia de fusão, ainda sobre técnica de sensoriamento espectral cooperativo. Nesta nova técnica, os RCs considerados possuem recursos necessários para execução do algoritmo CF-CPSC e, conseqüentemente, são capazes de chegar a uma decisão individual sobre o estado de ocupação do canal. Na literatura, essa capacidade dos RCs inferirem sobre o estado de ocupação do canal é conhecida como *hard decision*.

Dentro desta nova possibilidade de fusão de decisões, este trabalho a subdividiu em outros dois novos métodos, sendo o método **hard**₁ o esquema em que os RCs realizam o algoritmo CF-CPSC e chegam a uma decisão por sub-banda, ou seja, totalizando L decisões. Essas L decisões de cada RC são enviadas para o CF que as consolidariam junto às decisões de todos os RCs, convergindo-as em uma decisão global final segundo a regra de decisão estipulada. No método **hard**₂, de forma semelhante ao anterior, os RCs são capazes de executar completamente o algoritmo CF-CPSC. Porém, como resultado final, conseguem chegar a uma decisão única sobre a ocupação da banda total. Neste caso, a regra de decisão seria executada no próprio RC que envia um único bit de informação para o CF, que por sua vez consolida as decisões de todos os RCs e decide de forma global sobre o estado de ocupação do canal.

É possível perceber que nesta nova estratégia de fusão de decisões há uma redução drástica do volume de tráfego de dados enviados no canal de controle para o CF. Partindo-se desta observação, foram realizadas novas simulações e análises sob o efeito do canal de controle imperfeito com erros, posteriormente aplicando código corretor e, finalmente, avaliando o melhor desempenho em detrimento ao volume de tráfego gerado no canal de controle para cada caso.

3.3.1 Novo algoritmo proposto

O algoritmo proposto nesta nova técnica é baseado na técnica CF-CPSC já existente e citado anteriormente na Seção 2.2, diferenciando-se somente nos passos finais, conforme demonstrado a seguir

1. Cada RC executa o algoritmo CF-CPSC conforme Seção 2.2 obtendo os valores de $r_u(\ell)$ para cada sub-banda L de acordo com (2.8).
2. Cada uma das L estatísticas $r_u(\ell)$ é comparada com um limiar de decisão local pré-definido e decide-se se cada sub-banda está ocupada ou não, ou seja

$$d_u(\ell) = r_u(\ell) \underset{\mathcal{H}_0}{\overset{\mathcal{H}_1}{\geq}} \gamma, \quad (3.9)$$

em que $d_u(\ell) \in \{0, 1\}$ é uma decisão particular e única sobre a ℓ -ésima sub-banda do u -ésimo RC.

3. No **hard₁**, as L decisões de cada sub-banda de cada RC, obtidas por (3.9), são enviadas para o CF. No CF é determinada a decisão final sobre a ocupação de toda a banda para o u -ésimo RC, dado por

$$d_{u_{\text{hard}_1}} = \sum_{\ell=1}^L d_u(\ell) \underset{\mathcal{H}_0}{\overset{\mathcal{H}_1}{\geq}} 0, \quad (3.10)$$

em que $d_{u_{\text{hard}_1}} \in \{0, 1\}$ é a u -ésima decisão única gerada no CF. Finalmente, o CF gera a decisão global cooperativa sobre toda a banda sensoriada

$$d_{\text{hard}_1} = \sum_{u=1}^U d_{u_{\text{hard}_1}} \underset{\mathcal{H}_0}{\overset{\mathcal{H}_1}{\geq}} 0, \quad (3.11)$$

em que $d_{\text{hard}_1} \in \{0, 1\}$.

4. No modelo do **hard₂** cada RC decide sobre a ocupação de toda a banda sensoriada

$$d_{u_{\text{hard}_2}} = \sum_{\ell=1}^L d_u(\ell) \underset{\mathcal{H}_0}{\overset{\mathcal{H}_1}{\geq}} 0, \quad (3.12)$$

em que $d_{u_{\text{hard}_2}} \in \{0, 1\}$ é a u -ésima decisão única gerada por cada RC. Logo após, a decisão $d_{u_{\text{hard}_2}}$ é reportada para o CF que, por sua vez, gera a decisão global sobre toda a banda sensoriada

$$d_{\text{hard}_2} = \sum_{u=1}^U d_{u_{\text{hard}_2}} \underset{\mathcal{H}_0}{\overset{\mathcal{H}_1}{\geq}} 0, \quad (3.13)$$

com $d_{\text{hard}_2} \in \{0, 1\}$.

Assim, por meio do algoritmo apresentado, os dois novos métodos propostos tiveram seus desempenhos analisados sob as mesmas condições anteriores, nas quais foram introduzidos a quantização, erros do canal de controle e aplicação de código corretor de erro. Por fim, tiveram seus desempenhos avaliados em função de suas características e do volume de tráfego gerado para cada caso.

3.3.2 Resultados do novo método proposto

O cenário proposto nestas simulações foi o mesmo analisado anteriormente. Todos os parâmetros de simulação já citados foram configurados com valores iguais, diferenciando-se apenas na quantidade de sub-bandas, $L = 10$, e nas probabilidades de erro, que foram previamente definidas.

As probabilidades de erro do canal foram ajustadas, tendo seus valores finais de $P_e = 0.0240$ para o modelo do **hard₁** e $P_e = 0.0007$ para o **hard₂**. Por meio desses valores foi possível aproximar-se as ROCs e respectivos desempenhos aos apresentados pelos **soft₁** e **soft₂**. Os códigos de correção foram aplicados com taxas de código de $\bar{r} = 1/\bar{n} = \{1/3, 1/5, 1/7\}$ e capacidade de correção de erro de $t = \lfloor (\bar{n} - 1)/2 \rfloor = \{1, 2, 3\}$ bits, respectivamente.

A Figura 3.6 apresenta o desempenho das técnicas propostas em termos de ROCs. Os gráficos (a) e (b) mostram as ROCs do modelo **soft₁** comparado com as ROCs dos modelos **hard₁** e **hard₂**, assim como do **soft₂** comparado com as ROCs dos modelos **hard₁** e **hard₂**, respectivamente. Importante observar que os gráficos apresentam curvas de referência sem a introdução de erros para comparação ($P_e = 0$). Na Fig. 3.6(a) as curvas de referência são as curvas **soft₁** (Ref., $L = 10$, AUC = 0.9698) e **hard₁** (Ref., $L = 10$, AUC = 0.9302). Na Fig. 3.6(b) são as curvas **soft₂** (Ref., $L = 10$, AUC = 0.9698) e **hard₂** (Ref., $L = 10$, AUC = 0.9302). É possível notar que o desempenho destas curvas é igual para **soft₁**, **soft₂** e também para **hard₁** e **hard₂**, uma vez que a $P_e = 0$.

Pode-se perceber também que foi incluída como curva de referência uma terceira ROC com $L = 5$, tanto para o **soft₁** na Fig. 3.6(a) (**soft₁** (Ref., $L = 5$, AUC = 0.9439)), quanto para o **soft₂** na Fig. 3.6(b) (**soft₂** (Ref., $L = 5$, AUC = 0.9439)). Novamente, os valores das respectivas AUCs são iguais, devido a $P_e = 0$. Estas ROCs de referência têm como objetivo apresentar que, dentro de um mesmo

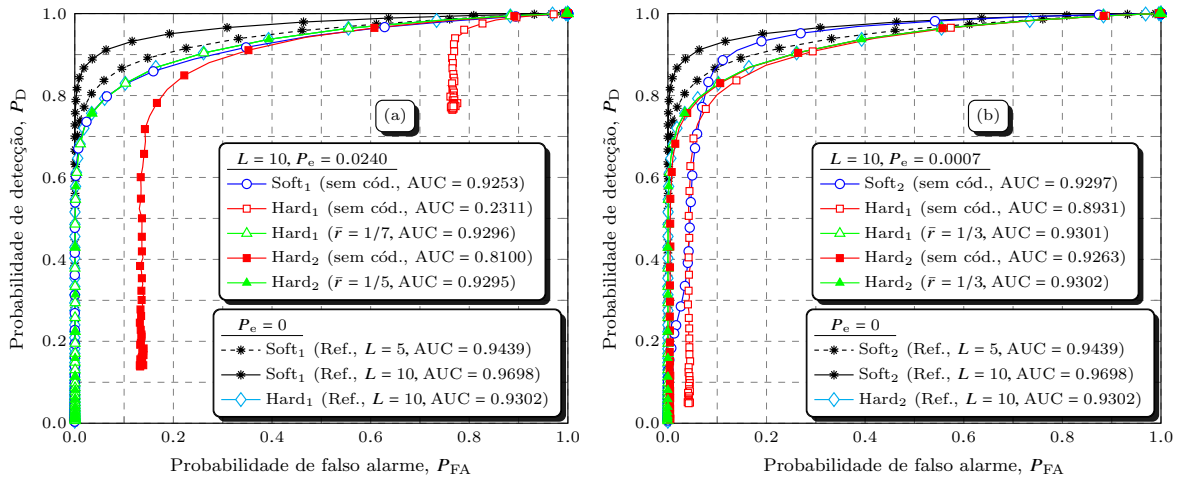


Figura 3.6: ROCs para dois modelos não-codificados de *soft decision* e para dois codificados e não-codificados de *hard decision*, sob erros no canal de controle.

cenário, aumentar o número de L melhora o desempenho. Esse fato é importante porque revela que o desempenho pode ser melhorado sem nenhuma modificação no intervalo de sensoriamento.

A Fig. 3.6(a) permite visualizar graficamente que, pela introdução da probabilidade de erro $P_e = 0.0240$, o desempenho do método **soft**₁ sem codificação se iguala ao desempenho da ROC de referência do **hard**₁, podendo ser comparadas pelos valores de suas AUCs (0.9253 e 0.9302 respectivamente). Uma vez atingida esta condição, torna-se possível realizar-se uma melhor análise da sensibilidade ao erro e da eficiência dos códigos de repetição. Note ainda que o modelo do **hard**₂ não-codificado (AUC = 0.8100) é significativamente mais robusto que o modelo do **hard**₁ não-codificado (AUC = 0.2311), sob erros no canal de controle ($P_e = 0.0240$). Conseqüentemente, a taxa de codificação necessária para proteger a informação do **hard**₂ será bem menor do que a necessária para o **hard**₁. Essas taxas são especificamente $\bar{r} = 1/7$ para o **hard**₁ e $\bar{r} = 1/5$ para o **hard**₂. Perceba que o valor das AUCs para estes casos mencionados acima são aproximadamente iguais à AUC de referência do **hard**₁ ($0.9296 \approx 0.9295 \approx 0.9302$).

Na Fig. 3.6(b), praticamente não se faz necessária a aplicação de nenhum código de repetição para proteção das informações no **hard**₂ dada sua robustez contra os erros no canal de controle, neste caso, configurados com $P_e = 0.0007$. A AUC de referência do **hard**₂ é de aproximadamente 0.9302 contra 0.9263 de AUC do **hard**₂ não codificado para a probabilidade de erro empregada. Isto representa uma AUC 0.42% menor. As ROCs foram ambas codificadas com taxa de $\bar{r} = 1/3$, uma vez que este valor simulado foi suficiente para proteger as informações dos

RCs para os dois métodos (**hard₁** e **hard₂**).

Uma vez encontrada a situação específica na qual os desempenhos dos métodos de *soft decision* (**soft₁** e **soft₂**) e os de *hard decision* (**hard₁** e **hard₂**) são aproximados, torna-se possível realizar a análise do volume de dados que trafegam no canal de controle.

A Tabela 3.3 apresenta de forma concentrada as equações genéricas para dedução do volume de tráfego gerado por cada caso, seja *soft decision* ou *hard decision*. Apresenta também a razão entre eles, facilitando a comparação e a relação.

Tabela 3.3: Volume de tráfego de dados para cada modelo e a razão entre os mesmos.

Tráfego no canal de controle		Razão entre os tráfegos dos modelos	
soft ₁	$U(2Nb_1 + b)$	soft ₁ /soft ₂	$(2b_1N + b)/b_2L$
soft ₂	Ub_2L	soft ₁ /hard ₁	$(2b_1N + b)\bar{r}/L$
hard ₁	UL/\bar{r}	soft ₁ /hard ₂	$(2b_1N + b)\bar{r}$
hard ₂	U/\bar{r}	soft ₂ /hard ₁	$b_2\bar{r}$
		soft ₂ /hard ₂	$b_2L\bar{r}$
		hard ₁ /hard ₂	L

A Figura 3.7 apresenta o resultado numérico para o volume de tráfego em bits no canal de controle em função da taxa de codificação. Quando $\bar{r} = 1$, significa que a informação não está codificada.

Percebe-se que o volume de tráfego no canal de controle gerado pelo **soft₁** é extremamente alto quando comparado com o volume dos outros modelos, mesmo sem a aplicação de nenhum código. Comparado ao mesmo, o **soft₂** reduz significativamente o volume de dados. Porém, ainda é uma quantidade bem significativa quando comparada com os modelos de *hard decision* (**hard₁** e **hard₂**). A única situação apresentada em que os métodos de *hard decision* superam os *soft decision* em volume de tráfego seria o **hard₁** utilizando taxa de codificação $\bar{r} = 1/7$, comparada com o **soft₂** sem codificação. Neste caso o volume de tráfego no canal de controle gerado pelo **hard₁** a cada intervalo de sensoriamento, seria de 420 bits enquanto o gerado pelo **soft₂** sem codificação seria de 360 bits. Porém, nesse caso, tem-se um método com proteção das informações e com capacidade de proteção de até 3 bits por palavra, gerando quase o mesmo volume de dados de

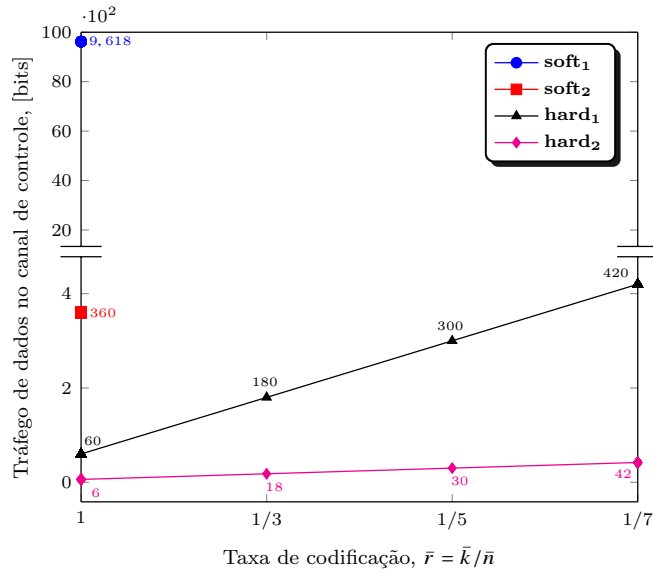


Figura 3.7: Tráfego de dados para os modelos adotados de fusão *soft decision* e *hard decision*.

outro método desprotegido. Pode ser observada também a considerável eficiência do **hard₂** que, além de proporcionar maior robustez conforme Fig. 3.6(b), requer uma quantidade mínima de transmissão de dados no canal de controle, gerando um volume menor ainda que o **hard₁**, superando-o.

Conforme os gráficos apresentados também pela Figura 3.6, o aumento da quantidade de sub-bandas L tende a melhorar o desempenho de uma forma geral. Pela Tabela 3.3 vemos que o **soft₂** e **hard₁** são os únicos métodos cujos volumes de tráfego gerados são dependentes de L . Logo, o aumento de L resulta no aumento do volume de dados. Em uma situação extrema, o valor de L poderia ser aumentado até que o volume de dados do **soft₂** se iguale ao **soft₁** (caso mais severo). Esta situação só ocorreria se

$$L \geq \lceil (2b_1M + b)/b_2 \rceil, \quad (3.14)$$

em que a operação $\lceil \cdot \rceil$ representa o inteiro maior ou igual ao seu argumento. Da mesma forma, para

$$L > (2b_1M + b), \quad (3.15)$$

o volume de dados gerado pelo **hard₁** também superaria o volume gerado pelo **soft₁**. Porém são situações extremas, expostas somente para comparação entre os métodos e seus respectivos volumes de dados gerados. Em contrapartida, o tráfego gerado pelo **hard₂** é independente de L e apresenta maior robustez

aos erros no canal, conforme apresentado. Todas estas características do **hard₂** configuram este modelo como a melhor escolha em termos de volume do tráfego gerado no canal de controle.

Capítulo 4

Conclusões e trabalhos futuros

4.1 Conclusões

Este trabalho, inicialmente, teve como objetivo realizar a análise do desempenho do método CF-CPSC sob a avaliação das técnicas envolvidas, seja enviando amostras ou dados brutos do sinal coletados na banda sensoriada ou estatísticas de testes entre todos os RCs e o CF. Ambas as técnicas foram desenvolvidas em ambiente de simulação, considerando o mesmo cenário e, conseqüentemente, todos os mesmos efeitos de propagação aos quais estão sujeitos os RCs em um ambiente real.

Primeiramente, foram introduzidos e analisados os efeitos da quantização, somente, da informação enviada. Os resultados obtidos comprovaram que o método de fusão de amostras (**soft₁**) apresentou-se como o mais robusto, dado o volume maior de informações transmitidas, fazendo com que a parcela da informação corrompida representasse uma parte mínima do todo, não comprometendo a decisão final. Porém, ao serem avaliados e considerados os volumes de tráfego gerados pelas duas técnicas, percebe-se claramente que o **soft₁** envia uma quantidade consideravelmente maior de informações do que o **soft₂**.

Após esta conclusão inicial, introduziu-se na simulação uma pré-determinada probabilidade de erro no canal de controle para novamente avaliar-se os desempenhos. De forma semelhante ao erro de quantização, o **soft₁** novamente apresentou maior vantagem, proporcionando maior robustez e menor susceptibilidade à influência dos erros gerados pelo canal de controle.

Dando prosseguimento, foi introduzido um código corretor de erro, que no caso escolhido foi o código de repetição, por tratar-se de um código bastante simples e amplamente encontrado em literaturas sobre o assunto. Além de proporcionar uma situação desejada para a análise, que é o impacto na quantidade de bits finais após seu acréscimo à informação. Neste novo cenário, de forma coerente com as anteriores, recuperar o **soft**₁ exigiu bem menos esforço do que recuperar o **soft**₂. Porém, surgiu uma nova comparação interessante em que a vantagem neste caso se alternou, apresentando o **soft**₂ como o método mais vantajoso. Isto deve-se, principalmente, à quantidade reduzida de volume de tráfego gerado no canal de controle, quando comparado com o **soft**₁, para atingir o mesmo nível de desempenho. Em outras palavras, mesmo sendo mais susceptível aos erros gerados pelo canal, o **soft**₂, ainda utilizando um código de repetição com taxa de codificação maior do que o **soft**₁, ocupa consideravelmente menos o canal de controle a cada intervalo de sensoriamento. Precisamente, o volume de dados necessário no método **soft**₂ é $U(2b_1N + b)/b_2L$ vezes menor que o **soft**₁.

Portanto, os resultados mostraram que o método CF-CPSC é robusto mesmo sob condições adversas no canal sensoriado e, considerando-se também as probabilidades de erros no canal de controle, o **soft**₂ possui maior susceptibilidade aos erros de quantização e erros gerados pelo canal. Porém, a quantidade de dados gerados é expressivamente menor que no **soft**₁, mesmo configurado para gerar seu menor volume de dados. De outra forma, o volume de tráfego do **soft**₂ com alta taxa de codificação, que significa alto grau de proteção, ainda é consideravelmente menor que o tráfego do **soft**₁ sem código corretor aplicado, ou seja, desprotegido.

A segunda proposta deste trabalho tratou de uma nova técnica utilizando fusão de decisões. Foram analisados dois novos métodos, sendo o **hard**₁ aquele em que cada RC envia um bit de decisão sobre o estado de ocupação de cada sub-banda, ou seja, envia L bits totalizando UL bits no canal de controle a cada intervalo de sensoriamento. O **hard**₂ é aquele em que cada RC envia somente 1 bit para o CF relativo à sua decisão final sobre a ocupação da banda total. Desta forma, são gerados somente U bits a cada intervalo de sensoriamento.

Avaliados da mesma forma que nos métodos anteriores, os novos métodos foram submetidos às mesmas condições. Quanto à introdução dos erros de quantização e do canal, foi observado que o **hard**₂ apresentou maior robustez que o **hard**₁. Neste novo cenário, inversamente ao ocorrido nos métodos de *soft decision*, o método que apresentou o menor volume de tráfego foi o que provou ser mais robusto (**hard**₂).

Finalmente, com todos os desempenhos avaliados e tendo as equações que relacionam o volume de tráfego gerado por cada método conforme Tabela 3.3, tornou-se possível analisar de forma objetiva cada cenário, comparando-os. O **hard₂** além de apresentar maior robustez que o **hard₁**, gerou um volume de dados no canal de controle L vezes menor a cada rodada de sensoriamento.

Desta forma, foi possível concluir que a aplicação de cada método deverá variar conforme seu projeto e objetivos. Este trabalho buscou desenvolver um suporte objetivo para apoio na decisão, apresentando as vantagens e desvantagens de cada método. Em determinada situação em que um sistema projetado não requer complexidade de hardware, mas ao mesmo tempo exige certa confiabilidade e robustez, poderia-se perfeitamente ser aplicado o **soft₁**. Outro projeto que busque baixa complexidade dos dispositivos móveis, mas apresenta restrições quanto à ocupação do canal de controle, poderia empregar o **soft₂**. Um outro cenário no qual um sistema projetado precisa a todo custo limitar ao máximo a ocupação do canal de controle, sem restrição de hardware dos dispositivos móveis, poderia certamente aplicar o **hard₂**. Portanto, cada sistema projetado deverá ser analisado caso a caso de forma a optar-se pelo método mais adequado à cada situação, conforme apresentado.

4.2 Proposição para trabalhos futuros

Durante o desenvolvimento deste trabalho foram geradas diversas simulações nas quais as variáveis da técnica CF-CPSC como quantidade de amostras, sub-bandas e RCs também foram alteradas e simuladas. Estas variações tiveram suas consequências avaliadas. Como exemplo, uma das situações encontradas foi aquela em que o aumento da quantidade de sub-bandas L melhora o desempenho do sistema. Esta situação foi mencionada no desenvolvimento desta pesquisa e foi relacionada como possível solução para melhoria do sistema, sem necessidade de alteração da janela de sensoriamento nem da quantidade de amostras.

De forma semelhante, foi observado que o **soft₁** sem a aplicação de código corretor, apresenta maior robustez que o **soft₂**. Tal fato se justifica quando comparamos o volume de dados gerado por cada método e verificamos que a grande quantidade de informações do **soft₁** acaba funcionando de forma benéfica, pois quanto maior a quantidade de amostras, maior a aproximação da média real. Assim, algumas informações erradas não apresentaram tanta influência no

algoritmo do **soft**₁ quanto no do **soft**₂. Porém, o mesmo princípio observado não ocorreu quando comparou-se o **hard**₁ e **hard**₂. O **hard**₂, que apresentou o menor volume de dados entre eles, inversamente ao ocorrido anteriormente, foi o que provou ser mais robusto entre eles. Inversamente à conclusão de que aumentar o número de sub-banda melhora o desempenho do sensoriamento, gerar decisões por quantidades maiores de sub-bandas provou ser pior. Novamente, a análise mais aprofundada desta situação é considerada para um estudo posterior.

Referências Bibliográficas

- [1] ANATEL, “Radiofrequencia,” 2016. [Online]. Available: <http://www.anatel.gov.br/Portal/exibirPortalNivelDois.do?codItemCanal=671>
- [2] M. H. Islam, C. L. Koh, S. W. Oh, X. Qing, Y. Y. Lai, C. Wang, Y. C. Liang, B. E. Toh, F. Chin, G. L. Tan, and W. Toh, “Spectrum survey in Singapore: occupancy measurements and analyses,” in *2008 3rd Int. Conf. on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Commun. (CrownCom 2008)*, May 2008, pp. 1–7.
- [3] J. Mitola and G. Q. Maguire, “Cognitive radio: making software radios more personal,” *IEEE personal communications*, vol. 6, no. 4, pp. 13–18, 1999.
- [4] R. C. D. V. Bomfin, “Contribuições para o método CPSC em redes de rádios cognitivos,” Dissertação de Mestrado, Instituto Nacional de Telecomunicações - INATEL, 2016.
- [5] R. Gao, Z. Li, P. Qi, and H. Li, “A robust cooperative spectrum sensing method in cognitive radio networks,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 18, no. 11, pp. 1987–1990, Nov. 2014.
- [6] R. C. D. V. Bomfin, D. A. Guimarães, and R. A. A. de Souza, “On the probability of false alarm of the power spectral density split cancellation method,” *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 5, no. 2, pp. 164–167, Apr. 2016.
- [7] R. C. D. V. Bomfin, R. A. A. de Souza, and D. A. Guimarães, “Circular folding cooperative power spectral density split cancellation algorithm for spectrum sensing,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 21, no. 2, pp. 250–253, Feb. 2017.

-
- [8] S. Haykin, “Cognitive radio: brain-empowered wireless communications,” *IEEE journal on selected areas in communications*, vol. 23, no. 2, pp. 201–220, 2005.
- [9] I. F. Akyildiz, B. F. Lo, and R. Balakrishnan, “Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks: A survey,” *Physical communication*, vol. 4, no. 1, pp. 40–62, 2011.
- [10] A. Ghasemi and E. S. Sousa, “Collaborative spectrum sensing for opportunistic access in fading environments,” in *First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005*. IEEE, 2005, pp. 131–136.
- [11] 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, no. 13, pp. 2127–2159, 2006.
- [12] S. Ciftci and M. Torlak, “A comparison of energy detectability models for spectrum sensing,” in *Global Telecommunications Conference, 2008. IEEE GLOBECOM 2008. IEEE*. IEEE, 2008, pp. 1–5.
- [13] A. Ghasemi and E. S. Sousa, “Collaborative spectrum sensing for opportunistic access in fading environments,” in *New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on*. IEEE, 2005, pp. 131–136.
- [14] J. H. da Cruz Jr, J. P. Dantas, M. G. Figueredo, V. A. de Sousa Jr, J. J. Bazzo, D. C. Melgarejo, R. S. Yoshimura, and R. Natal, “Estratégias de sensoriamento de espectro cooperativo baseado em autovalores.”
- [15] A. Ghasemi and E. S. Sousa, “Spectrum sensing in cognitive radio networks: requirements, challenges and design trade-offs,” *IEEE Communications magazine*, vol. 46, no. 4, 2008.
- [16] P. K. Varshney, “Multisensor data fusion,” *Electronics & Communication Engineering Journal*, vol. 9, no. 6, pp. 245–253, 1997.
- [17] J. Ma, G. Zhao, and Y. Li, “Soft combination and detection for cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 11, pp. 4502–4507, 2008.

- [18] A. K. Kattapur, A. T. Hoang, Y.-C. Liang, and M. J. Er, “Data and decision fusion for distributed spectrum sensing in cognitive radio networks,” in *2007 6th International Conference on Information, Communications & Signal Processing*. IEEE, 2007, pp. 1–5.
- [19] R. Niu and P. K. Varshney, “Distributed detection and fusion in a large wireless sensor network of random size,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2005, no. 4, pp. 462–472, 2005.
- [20] 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, 2009.
- [21] D. S. Chaves, “Análise do sensoriamento espectral por detecção de energia,” Dissertação de Mestrado, Universidade de Brasília, 2012.
- [22] N. Hoven, R. Tandra, and A. Sahai, “Some fundamental limits on cognitive radio,” *Wireless Foundations EECS, Univ. of California, Berkeley*, 2005.
- [23] R. Tandra and A. Sahai, “Snr walls for signal detection,” *IEEE Journal of selected topics in Signal Processing*, vol. 2, no. 1, pp. 4–17, 2008.
- [24] D. Cabric, S. M. Mishra, and R. W. Brodersen, “Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios,” in *Signals, systems and computers, 2004. Conference record of the thirty-eighth Asilomar conference on*, vol. 1. Ieee, 2004, pp. 772–776.
- [25] J. Lundén, V. Koivunen, A. Huttunen, and H. V. Poor, “Collaborative cyclostationary spectrum sensing for cognitive radio systems,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, no. 11, pp. 4182–4195, 2009.
- [26] B. Nadler, F. Penna, and R. Garello, “Performance of eigenvalue-based signal detectors with known and unknown noise level,” in *2011 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. IEEE, 2011, pp. 1–5.
- [27] A. Kortun, T. Ratnarajah, M. Sellathurai, C. Zhong, and C. B. Papadias, “On the performance of eigenvalue-based cooperative spectrum sensing for cognitive radio,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 5, no. 1, pp. 49–55, 2010.
- [28] L. S. Costa, “Desempenho das fusões de decisões e de autovalores para sensoriamento de sinais ofdma sob erros no canal de controle,” Dissertação de Mestrado, Instituto Nacional de Telecomunicações - INATEL, 2014.

- [29] E. M. de Almeida, L. d. S. Costa, R. A. de Souza, and D. A. Guimarães, “Performance analysis of the circular folding cooperative power spectral density split cancellation algorithm for spectrum sensing under errors at the quantized report channel,” in *2018 IEEE 10th Latin-American Conference on Communications (LATINCOM)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [30] MathWorks. (2016, Dec.) PDF documentation for fixed-point designer. FP-TUG.pdf.
- [31] B. Sklar and F. J. Harris, *Digital communications: fundamentals and applications*. Prentice-hall Englewood Cliffs, NJ, 1988, vol. 2001.
- [32] R. McEliece, *The theory of information and coding*. Cambridge University Press, 2002, vol. 3.