

Desempenho do Método CPSC em
Redes de Rádios Cognitivos sob
Canais Rápidos e Seletivos

GUILHERME DE SOUZA LIMA MOREIRA

DEZEMBRO/ 2016

Desempenho do Método CPSC em Redes de Rádios Cognitivos sob Canais Rápidos e Seletivos

GUILHERME DE SOUZA LIMA MOREIRA

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.

Moreira, Guilherme de Souza Lima

M838d

Desempenho do Método CPSC em Redes de Rádios Cognitivos sob Canais Rápidos e Seletivos. / Guilherme de Souza Lima. – Santa Rita do Sapucaí, 2016.

78 p.

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

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

Inclui bibliografia e anexo.

1. Sensoriamento Espectral 2. Rádio Cognitivo 3. Desvanecimento Rápido 4. Desvanecimento Seletivo de Frequência. 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. Felipe Beltrán-Mejía
INATEL

Prof. Dr. Tales Cleber Pimenta
UNIFEI

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

*“There are times, sir, when men of
good conscience cannot blindly
follow orders.”*

Jean-Luc Picard

À minha família

Agradecimentos

Agradeço primeiramente aos meus pais, José da Silva Moreira e Maria Aparecida de Souza Lima Moreira, pelo apoio incondicional durante todas as etapas de minha vida, nunca medindo esforços para que eu pudesse ter uma educação de qualidade.

Aos demais familiares, em especial a meu irmão, Samuel e a meu avô, Vicente.

A meu orientador, Prof. Dr. Rausley Adriano Amaral de Souza, pelos ensinamentos, auxílio e paciência providos para que este trabalho pudesse ser concluído. Espero seguir seu exemplo de competência e profissionalismo ao longo de minha vida.

Aos demais professores e profissionais do mestrado e graduação, por todo o conhecimento adquirido ao longo destes anos.

Aos profissionais da secretaria de pós-graduação do Inatel, em especial à Gisele Moreira dos Santos por todo o auxílio prestado a mim e aos demais alunos de mestrado.

Aos colegas do laboratório *Lambda*, com os quais sempre pude contar quando precisei. Agradeço em especial ao amigo Roberto Vilela, pelo imenso apoio durante o processo de escrita desta dissertação e durante a etapa final de minha pesquisa.

A todos os amigos que fiz durante o mestrado, tanto nos bons momentos que dividimos quanto nas adversidades pelas quais passamos juntos.

Aos colegas de trabalho do Laboratório de Hardware e Software Embarcado do Inatel Competence Center, com os quais sempre pude contar desde minha admissão e até hoje, mais de 6 anos depois. O suporte e incentivo para realizar o curso de Mestrado foi fundamental para que este trabalho pudesse ser realizado, e gostaria de deixar aqui minha mais sincera gratidão por isso.

Às instituições que financiaram este trabalho, como a Finep, com recursos do Funtel, contrato No. 01.14.0231.00, sob o projeto Centro de Referência em Radiocomunicações (CRR) do Instituto Nacional de Telecomunicações - Inatel, Brasil, e também a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES).

Índice

Lista de Figuras	xi
Lista de Siglas	xiii
Lista de Símbolos	xv
Resumo	xvii
Abstract	xix
1 Introdução	1
1.1 Contextualização	1
1.2 Desvanecimento e a necessidade de sensoriamento	2
1.3 Sensoriamento espectral cooperativo	3
1.3.1 Modelos de sistemas cooperativos	4
1.3.2 Fusão de informações	5
1.3.3 Técnicas de sensoriamento	7
1.3.4 A influência do ruído e a escolha pelo método CPSC	8
1.4 Contribuições	9
1.5 Organização da dissertação	10
1.6 Publicações	10
2 O Método CPSC	11
2.1 Modelo do sistema	11
2.2 Algoritmo para execução do método CPSC	15
2.2.1 Algoritmo original	15
2.2.2 Algoritmo modificado	17
2.2.3 Desempenho dos algoritmos original e modificado	18
3 Análise de Vazão	23
3.1 Contextualização	23

3.2	Cálculo da vazão atingível	25
3.3	Curva de vazão máxima atingível com o método CPSC	26
4	Desempenho do Método CPSC em Canais Rápidos e Seletivos	29
4.1	Modelo de Sistema Redefinido	29
4.1.1	Canal Rápido	30
4.1.2	Canal Seletivo	32
4.2	Resultados Numéricos	33
5	Conclusões e Propostas para Novas Pesquisas	41
	Referências Bibliográficas	43
A	Código para geração da curva de vazão máxima atingível em função do número de amostras	47

Lista de Figuras

1.1	<i>Arquitetura de um sistema de sensoriamento espectral cooperativo.</i>	4
1.2	<i>Modos de compartilhamento de dados do sensoriamento espectral cooperativo: (A) Centralizado, (B) Distribuído e (C) Assistido por Retransmissão.</i>	6
2.1	<i>Relações entre as probabilidades no sistema.</i>	13
2.2	<i>Exemplo de curva ROC.</i>	14
2.3	<i>Curva ROC considerando a variação do parâmetro S.</i>	19
2.4	<i>Curva ROC considerando a variação do número de sub-bandas L.</i>	20
2.5	<i>Curva ROC considerando a variação do número de amostras N.</i>	21
2.6	<i>Curva ROC considerando a variação do número de RCs U.</i>	21
3.1	<i>Estrutura do quadro de sensoriamento-transmissão.</i>	24
3.2	<i>Curva de vazão máxima atingível em função do número de amostras N.</i>	27
4.1	<i>Quadro de sensoriamento-transmissão em que os coeficientes de canal mudam a cada J amostras adquiridas.</i>	31
4.2	<i>Quadro de sensoriamento-transmissão para um canal seletivo em frequência.</i>	32
4.3	<i>ROC do método CPSC com variações no parâmetro S.</i>	33
4.4	<i>ROC do método CPSC para um canal rápido.</i>	34
4.5	<i>FDP empírica dos ganhos complexos de canais com variação rápida.</i>	35
4.6	<i>FDC empírica dos ganhos complexos de canais com variação rápida.</i>	35
4.7	<i>Curva ROC da técnica CPSC admitindo um canal seletivo em frequência.</i>	36
4.8	<i>Efeito da seletividade em frequência no sinal do UP para diferentes valores de atraso.</i>	37
4.9	<i>FDP empírica dos ganhos de canal complexos.</i>	38
4.10	<i>FDC empírica dos ganhos de canal complexos.</i>	38
4.11	<i>ROC do método CPSC para canais rápidos e seletivos.</i>	39
4.12	<i>Capacidade de canal da rede secundária sensoriando com método CPSC sob diferentes configurações.</i>	40

Lista de Siglas

ANATEL	- Agência Nacional de Telecomunicações
AWGN	- <i>Additive White Gaussian Noise</i>
BPSK	- <i>Binary Phase Shift Keying</i>
CF	- Centro de Fusão
CPSC	- <i>Cooperative Power Spectrum Density Split Cancellation</i>
CSCG	- <i>Circularly-Symmetric Complex Gaussian</i>
DEP	- Densidade Espectral de Potência
DFT	- <i>Discrete Fourier Transform</i>
FDC	- Função de Distribuição Cumulativa
FDP	- Função Densidade de Probabilidade
FFT	- <i>Fast Fourier Transform</i>
FIR	- <i>Finite Impulse Response</i>
FPGA	- <i>Field-Programmable Gate Array</i>
GLRT	- <i>Generalized Likelihood Ratio Test</i>
ITU	- <i>International Telecommunication Union</i>
MED	- <i>Maximum Eigenvalue Detection</i>
MMED	- <i>Maximum-Minimum Eigenvalue Detection</i>
ONU	- Organização das Nações Unidas
RC	- Rádio Cognitivo
ROC	- <i>Receiver Operating Characteristic</i>
SNR	- <i>Signal-to-Noise Ratio</i>
TP	- Transmissor da Rede Primária
UP	- Usuário Primário
US	- Usuário Secundário
WRAN	- <i>Wireless Regional Area Network</i>

Lista de Símbolos

$\lceil \cdot \rceil$	- Operação <i>ceil</i> retorna o menor inteiro maior do que ou igual ao seu argumento
C_0	- Vazão da rede secundária de RCs na ausência de transmissões do UP
C_1	- Vazão da rede secundária de RCs na presença de transmissões do UP
\mathcal{CN}	- Ruído aditivo Gaussiano Circularmente-Simétrico
F_{full_u}	- Potência total no u -ésimo rádio cognitivo
$F_{l,u}$	- Potência na l -ésima sub-banda no u -ésimo rádio cognitivo
$F_u(k)$	- Densidade espectral de potência do sinal recebido no u -ésimo rádio cognitivo
\mathcal{H}_0	- Hipótese em que o usuário primário não ocupa a largura de faixa de interesse
\mathcal{H}_1	- Hipótese em que o usuário primário ocupa a largura de faixa de interesse
h_u	- Ganho do canal entre o usuário primário e o u -ésimo rádio cognitivo
$h_u(n, p)$	- Ganho do canal do p -ésimo percurso entre o usuário primário e o u -ésimo rádio cognitivo que varia a cada J amostras
J	- Número de amostras coletadas sob as quais o ganho complexo de canal se mantém inalterado
L	- Número de sub-bandas no sistema
N	- Número de amostras coletadas por cada rádio cognitivo
P	- Número de percursos do modelo de canal seletivo
$\mathcal{P}\{\cdot\}$	- Probabilidade de um evento qualquer
$\mathcal{P}(\mathcal{H}_1)$	- Probabilidade de um usuário primário estar transmitindo na faixa de interesse
$\mathcal{P}(\mathcal{H}_0)$	- Probabilidade de um usuário primário não estar transmitindo na faixa de interesse
P_d	- Probabilidade de detecção
P_{fa}	- Probabilidade de falso alarme
$r_{\text{avg}}(l)$	- Média de $r_u(l)$ tomada dos U RCs
$r_u(l)$	- Razão entre a potência da l -ésima sub-banda e a potência total do u -ésimo RC
S	- Parâmetro de generalização do método CPSC
SNR_{pri}	- Relação sinal-ruído do usuário primário
SNR_{sec}	- Relação sinal-ruído do usuário secundário
$s(t)$	- Sinal transmitido pelo usuário primário
T	- Variável de decisão de uma técnica de sensoriamento espectral qualquer
T_f	- Duração de um quadro de transmissão
T_s	- Intervalo designado para sensoriamento dentro de T_f
U	- Número de rádios cognitivos no sistema

- $x_u(n)$ - Sinal amostrado recebido pelo u -ésimo rádio cognitivo
- $x_u(t)$ - Sinal recebido pelo u -ésimo rádio cognitivo
- $X_u(k)$ - Transformada discreta de Fourier do sinal discreto recebido
- $w_u(t)$ - Ruído Gaussiano complexo no u -ésimo rádio cognitivo
- γ - Limiar de decisão do sensoriamento espectral
- σ_u^2 - Potência de ruído no u -ésimo rádio cognitivo

Resumo

Moreira, G. S. L, Desempenho do Método CPSC em Redes de Rádios Cognitivos sob Canais Rápidos e Seletivos [dissertação de mestrado]. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações; 2016.

O método de sensoriamento espectral cooperativo CPSC (*Cooperative Power Spectrum Density Split Cancellation*), proposto recentemente, tem como vantagens promissoras o fato de ser robusto contra a incerteza do ruído e ter baixa complexidade computacional. No entanto, até onde é conhecido pelo autor, seu desempenho sob canais que variam durante o intervalo de sensoriamento ainda não foi levado em consideração. Nesta dissertação, investiga-se o desempenho do método CPSC sob canais do tipo Rayleigh rápidos e seletivos em frequência. Inicialmente, duas abordagens para o cálculo da variável de decisão do algoritmo CPSC foram comparadas. A seguir, o modelo é ajustado para variar seus valores de ganho complexos durante um único período de sensoriamento. O modelo é então ajustado de forma que seja seletivo em frequência, modelando percursos adicionais no receptor. O desempenho foi medido executando simulações para encontrar curvas ROC (*Receiver Operating Characteristic*) e curvas de vazão máxima atingível de uma rede cognitiva sensoriando com CPSC. Os resultados obtidos mostraram que a probabilidade de detecção é melhorada conforme o número de amostras adquiridas ou usuário cognitivos cooperando aumentou, se comparado ao método de sensoriamento por detecção de energia. No que diz respeito a rede secundária, encontraram-se valores ótimos para o tempo de sensoriamento de forma que a vazão desta rede seja maximizada. Por último, quando houve variação temporal no canal durante o sensoriamento, verificou-se aumento de desempenho conforme a variabilidade do canal aumentou. Nesta última análise, o desempenho também aumentou quando operando sob canais seletivos em frequência, embora de forma menos significativa. Tal comportamento deve ser considerado no dimensionamento de redes que pretendam utilizar esta tecnologia.

Palavras-chave: Sensoriamento espectral; rádio cognitivo; método CPSC; modelagem de canal; desvanecimento rápido; desvanecimento seletivo; vazão máxima atingível.

Abstract

Moreira, G. S. L, Desempenho do Método CPSC em Redes de Rádios Cognitivos sob Canais Rápidos e Seletivos [dissertação de mestrado]. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações; 2016.

The recently proposed spectrum sensing using cooperative power spectral density cancellation (CPSC) has the promising advantages of being robust against noise uncertainty and having low computational complexity. However, to the best of the author's knowledge, its performance over a channel that varies during the sensing period has not yet been taken into consideration. In this dissertation, the performance of the newly proposed CPSC method is investigated over both frequency-selective and fast-fading Rayleigh channel models. Two approaches to calculate the decision variable in the CPSC algorithm were initially compared. Following that, the model is adjusted to vary its complex gain values over a single sensing interval. The fading model is and then also made frequency-selective by modeling additional paths at the receiver. Performance was measured by running simulations to find the Receiver Operating Characteristic (ROC) curves and the maximum achievable throughput curves of a cognitive network sensing with CPSC. The obtained results show that the probability of detection is improved as the number of collected samples or the number of cooperating cognitive users increase, when compared to the energy detection spectrum sensing. In the secondary user's network, optimum sensing times were found in order to maximize the network's throughput. Lastly, when the sensing time was time-variant, it was seen that performance was increased as the channel variability increased. In this last analysis, performance was also increased when operating through frequency-selective fading channels, though to a lesser extent. This behavior must be considered when designing a network that intends to use this technology.

Keywords: Spectrum sensing; cognitive radio; CPSC method; channel modelling; fast fading; selective fading; maximum achievable throughput.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

A modernização e crescimento das redes de telecomunicações faz com que exista uma demanda pelo uso cada vez mais eficiente do espectro eletromagnético. E com isto, faz-se necessário gerenciar o uso deste recurso valioso, porém finito. A nível global, o espectro é regido pela ITU (*International Telecommunication Union*), agência da Organização das Nações Unidas (ONU), que tem como função padronizar e regular os serviços de telecomunicações, como mencionado em seu *website* oficial “*We allocate global radio spectrum and satellite orbits, develop the technical standards that ensure networks and technologies seamlessly interconnect [...]*” [1].

Atualmente, o controle da regulação do espectro eletromagnético de cada país é feito localmente. No Brasil, este controle cabe à Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL), que tem como função fiscalizar e conceder licenças para o uso do espectro, como dito em [2], “*O espectro de radiofrequências é um recurso limitado, constituindo-se em bem público e, conforme prevê a Lei nº 9.472, é administrado pela ANATEL*”.

A escassez de bandas disponíveis também ocorre devido ao fato de que certas faixas de frequência não são, de fato, utilizadas em sua totalidade [3], como citam estudos na área de eficiência espectral realizados pela *Shared Spectrum Company* [4,5]. Desta forma, a alocação do espectro eletromagnético, atualmente realizada de forma fixa, deve possuir artifícios para reconfiguração e realocação de suas faixas de frequência. Além disso, o surgimento de novas tecnologias que permitem maior acessibilidade a dispositivos móveis faz com que se aumente cada vez mais o número de usuários em

uma rede.

Assim, sistemas de rádio cognitivo (RC) surgiram como uma possível solução para o uso mais eficiente do espectro. O termo rádio cognitivo, originalmente proferido por J. Mitola III em [6], denomina uma possível solução por meio de sistemas que utilizem reusabilidade do espectro de radiofrequência. Desta forma, faixas de frequência previamente alocadas a usuários primários (UP), licenciados para tal, seriam disponibilizadas a usuários denominados cognitivos ou secundários (US), desde que tais faixas de frequência não estejam sendo utilizadas.

As chamadas redes de comunicações móveis de quinta geração (5G) [7–9] podem, devido à natureza de seus requisitos, vir a utilizar o conceito de rádio cognitivo como parte de sua implementação. A necessidade de monitoramento do canal para uso eficiente do espectro é inquestionável ao se lidar com essa tecnologia, mais evidente agora com a criação do chamado *Special Interest Group Cognitive Radio in 5G*, um dos grupos do comitê do *IEEE* para estudos a respeito de redes de rádios cognitivos (TCCN - *IEEE Technical Committee on Cognitive Networks*). O foco deste grupo de pesquisas será, como descrito pelo mesmo, o estudo da aplicação de sistema de sensoriamento espectral em redes móveis 5G [10].

1.2 Desvanecimento e a necessidade de sensoriamento

Uma das grandes vantagens possibilitadas por sistemas de rádio cognitivo inclui a transmissão por parte de USs como rádios cognitivos em seções do espectro momentaneamente não utilizadas pelo UP. Mas para que isso seja possível, torna-se essencial que esta rede de RCs não cause interferência na transmissão dos usuários primários. Assim, antes de iniciar uma transmissão, um RC deve ter uma estimativa do estado de uso do canal, e tal estimativa deve ter elevado grau de precisão. No entanto, garantir uma eficiência na formulação das decisões sobre a ocupação do espectro torna-se uma tarefa complexa e sujeita a erros, já que cada RC está sujeito a um somatório construtivo ou destrutivo de ondas eletromagnéticas provindas de diferentes caminhos, com diferentes amplitudes e atrasos. Tal flutuação no nível do sinal, ou desvanecimento, faz com que a relação sinal-ruído (SNR - *Signal-to-Noise Ratio*) também sofra variações. Assim, faz sentido analisar o comportamento dessas variações de sinal em termos estatísticos, pois a decisão sobre a ocupação de um canal é tomada a partir da distinção entre a presença de sinal do UP ou ausência (contendo somente ruído em um terminal receptor).

A maioria dos estudos a respeito do sensoriamento espectral admite que o canal não irá sofrer variações durante o intervalo de sensoriamento [11]. No entanto, esta dissertação leva em conta tais variações em seu Capítulo 4, ao considerar o efeito da variação do canal no sensoriamento. Esta análise se torna justificável quando se deseja modelar um sistema em que o período destinado ao sensoriamento seja grande se comparado ao período destinado à transmissão, como por exemplo quando o sinal primário apresenta SNR muito baixa, necessitando de um número maior de amostras (e, conseqüentemente, de maior tempo de sensoriamento). Outro possível cenário inclui sensoriamento feito por plataforma dedicada, durante toda a transmissão de um quadro, como visto em [12].

1.3 Sensoriamento espectral cooperativo

O sensoriamento espectral pode ser realizado por meio de técnicas cooperativas ou não-cooperativas. Nas técnicas de sensoriamento não-cooperativas, a decisão a respeito da ocupação espectral é feita de forma autônoma por cada RC. Já nas técnicas cooperativas, pode-se combinar dados coletados por todos os RCs de uma rede antes de se tomar a decisão final a respeito da ocupação espectral. Também é possível combinar as decisões individuais a respeito da ocupação espectral de cada RC antes que um consenso seja obtido. A maneira como estas informações pode ser combinada é descrita brevemente na Seção 1.3.2. Neste trabalho, considera-se o caso cooperativo, devido à maior atenção designada ao mesmo pela literatura, já que este possibilita mitigar alguns dos efeitos adversos causados pelo canal de comunicação, tais como desvanecimento por múltiplos percursos e sombreamento, a partir da diversidade espacial obtida, ocasionando melhorias no desempenho geral [13, 14].

A Figura 1.1 exhibe um exemplo deste esquema de sensoriamento, na qual pode-se observar os motivos da vantagem provida pela cooperação de múltiplos RCs sensoriando simultaneamente. Aqui, o caminho de visada direta do UP para o RC 2 encontra-se atrás de um obstáculo, sofrendo efeito de sombreamento. Logo, se o RC 2 fosse inferir sozinho a respeito da presença do sinal do UP, poderia tomar decisões errôneas. Outro problema ocorre para o RC 4, que está fora da área de cobertura da rede primária, caracterizando uma situação de terminal escondido. Ele terá, como consequência, uma baixa SNR de sinal do UP, e portanto estará sujeito a erros de estimação caso realize o sensoriamento sozinho. Por outro lado, o RC 1 está bem posicionado, aumentando a possibilidade da rede secundária tomar uma decisão correta acerca da disponibilidade

da banda analisada. O RC 3, embora também bem posicionado, está sujeito aos efeitos do desvanecimento por múltiplos percursos. No entanto, como será visto no Capítulo 4, este cenário nem sempre se traduzirá em perda de desempenho para o sensoriamento, podendo inclusive prover melhorias devido ao uso de diversidade na recepção.

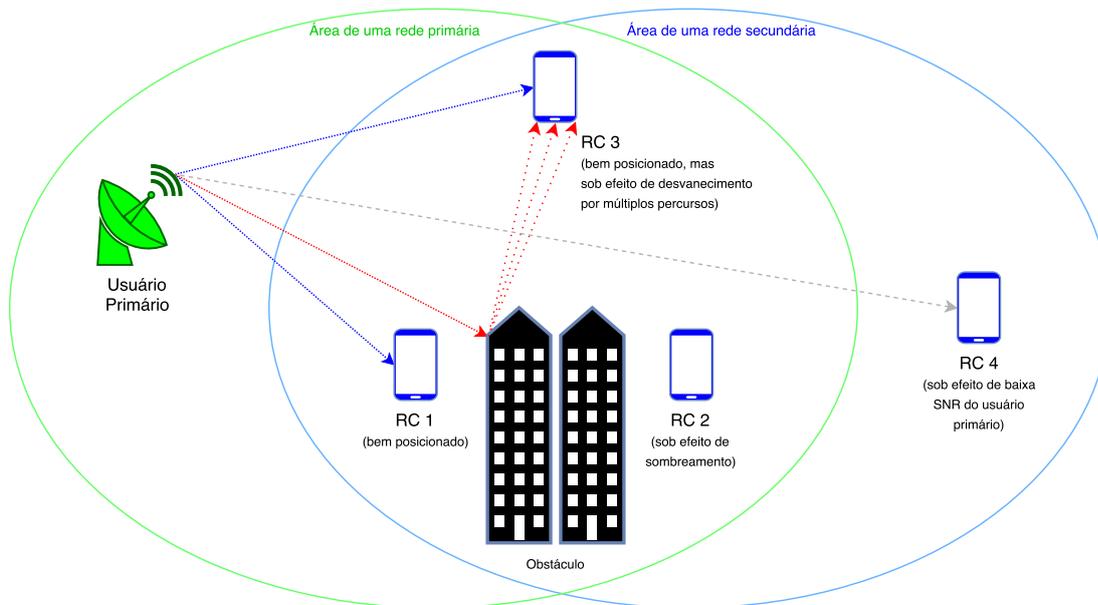


Figura 1.1: Arquitetura de um sistema de sensoriamento espectral cooperativo.

1.3.1 Modelos de sistemas cooperativos

Uma vez definido que o sensoriamento ocorrerá de forma cooperativa, deve-se então definir qual será o modelo de compartilhamento dos dados provenientes dos RCs desta rede. Este compartilhamento pode ocorrer de três modos: centralizado, distribuído ou assistido por retransmissão.

- Centralizado

Neste caso, visto na Figura 1.2(A), um elemento central da rede, denominado Centro de Fusão (CF), que pode ser uma estação base ou até mesmo um dos RCs da rede, é responsável por controlar as atividades dos RCs. O CF informa aos RCs qual banda será monitorada, através do canal de controle, para que o sensoriamento possa ser iniciado [14]. Após a coleta das amostras e possível processamento das mesmas, os RCs então as enviam diretamente para o CF, que tomará a decisão sobre a ocupação espectral e informará, novamente pelo

canal de controle, a respeito desta decisão aos RCs [15, 16]. Este será o cenário adotado para este trabalho.

- **Distribuído**

Este cenário pode ser visto na Figura 1.2(B). Neste modo, não haverá CF, e os próprios RCs decidirão a respeito da ocupação espectral. Os RCs trocarão informações entre si até que um consenso sobre o uso do espectro seja atingido. O tempo necessário para que uma decisão seja tomada será, geralmente, mais alto do que aquele com o modo centralizado, visto que o consenso entre os RCs pode demorar a ser atingido [17].

- **Assistido por retransmissão (*Relay Assisted*)**

Neste cenário, mostrado na Figura 1.2(C), os RCs poderão ou não enviar seus dados diretamente para o CF. Caso um ou mais dos canais de controle não se encontre em condições adequadas de comunicação, um RC pode utilizar da cooperação e transmitir seus dados à um outro RC, melhor posicionado com relação ao CF. Este segundo RC, por sua vez, realizaria a retransmissão dos dados do primeiro RC ao CF. Desse modo, os dados de todos os RCs podem ser aproveitados pelo CF.

1.3.2 Fusão de informações

Em uma rede com sensoriamento cooperativo, dados (ou mesmo decisões individuais) a respeito da ocupação espectral podem ser compartilhados entre os RCs. Logo, deve-se definir também o modo como estas informações serão combinadas. Alguns modos para a fusão destas informações são descritos a seguir.

- **Fusão de amostras**

Neste modo, o compartilhamento destes dados ocorre através da transmissão direta das amostras coletadas pelos RCs ao CF. Este processo consiste em gerar uma estatística de teste a partir das amostras adquiridas, que por sua vez é comparada a um limiar de decisão. Se o valor desta estatística de teste exceder o valor deste limiar, o CF decidirá que existe, de fato, a presença do sinal do UP durante o período sensoriado, e os RCs não receberão acesso espectral. Portanto, os RCs não inferem individualmente a respeito do estado do canal.

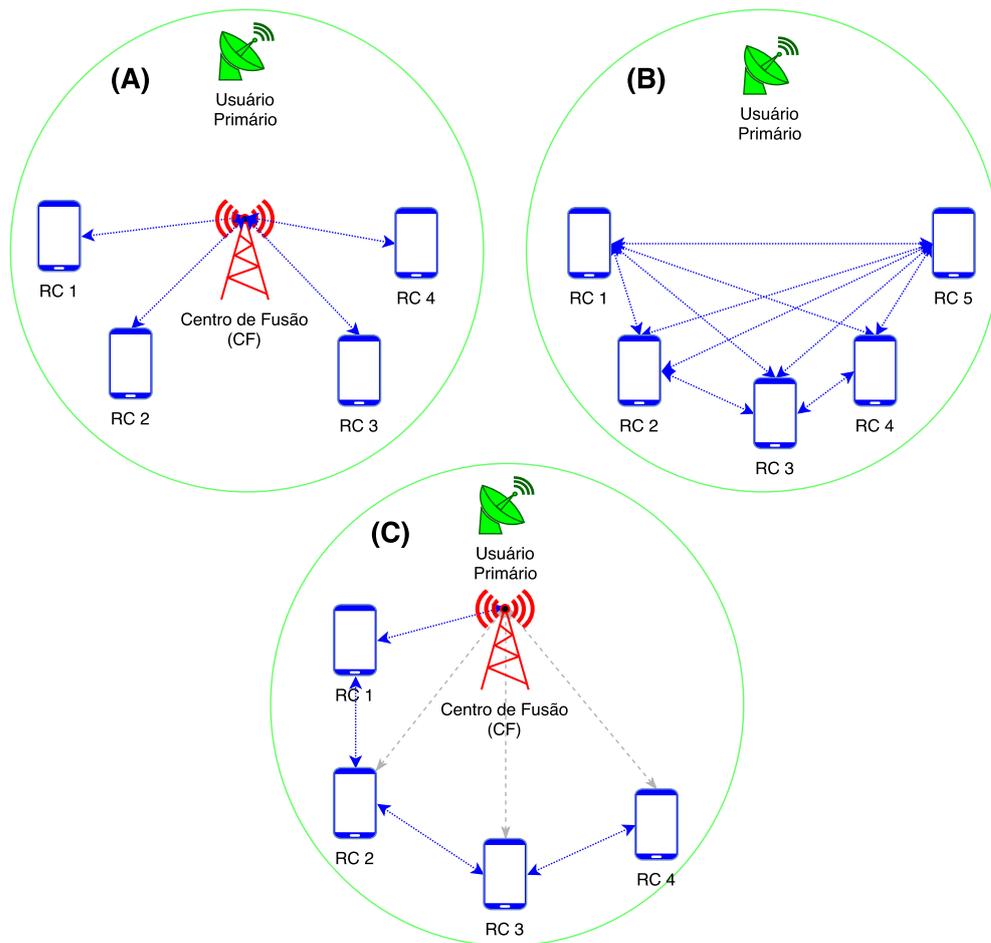


Figura 1.2: Modos de compartilhamento de dados do sensoriamento espectral cooperativo: (A) Centralizado, (B) Distribuído e (C) Assistido por Retransmissão.

- Fusão de decisões

No modo de fusão de decisões, a decisão sobre a ocupação do canal é tomada de forma autônoma por cada RC no sensoriamento local, subsequentemente enviados ao CF por um canal de controle. Apenas dígitos binários precisam ser enviados pelo canal de controle, que correspondem ao estado de ocupação espectral. Como as informações compartilhadas representam as decisões locais dos RCs, o CF pode empregar técnicas específicas para encontrar a resposta final do sistema.

As seguintes regras de decisão podem ser utilizadas: regra de decisão baseada na lógica E (AND), em que a decisão a respeito do uso do espectro deve ser unânime entre os RCs; regra de decisão baseada na lógica OU (OR), em que basta que um RC decida que o espectro está ocupado para que este seja considerado como tal; ou ainda a regra de decisão baseada no Voto Majoritário (*Majority Voting*), em que a decisão da maioria dos RCs decidirá a respeito da ocupação espectral.

- Fusão de autovalores

Aqui, uma matriz de covariância é formada a partir de amostras extraídas do sinal primário em cada RC. Em seguida, os autovalores obtidos da matriz são enviados ao CF para as devidas combinações [18]. Este modo pode ser empregado por técnicas de sensoriamento baseadas em autovalores, mencionadas na Subseção 1.3.3.

- Fusão de estatísticas

Existe ainda a possibilidade de que os RCs calculem estatísticas de teste de forma autônoma, a partir das amostras que coletam individualmente, e que estas seja subsequentemente enviadas a um CF para a decisão a respeito do estado do canal. O método CPSC (*Cooperative Power Spectrum Density Split Cancellation*), alvo do estudo deste trabalho, pode utilizar este modo de combinação de dados.

1.3.3 Técnicas de sensoriamento

No sensoriamento espectral centralizado, o CF inicialmente processará dados oriundas dos RCs de uma rede, e então tomará a decisão a respeito do uso do espectro. Este processo pode ser feito por meio de diversas técnicas de sensoriamento, algumas das quais são descritas brevemente a seguir.

- Detecção de energia

Esta técnica de detecção se baseia no cálculo da energia total adquirida a partir das amostras do sinal sob amostragem, podendo ser realizada no domínio do tempo ou frequência [3]. A energia média presente na banda sensoriada é então comparada com um limiar de decisão para decidir pela presença ou ausência do sinal do UP. Uma de suas principais características é o fato de ser desnecessário ter conhecimento *a priori* do sinal do UP, além da sua relativa baixa complexidade de implementação se comparada às demais técnicas. Não apresenta, no entanto, desempenho significativo em cenários de baixa SNR [19,20], e também é necessário conhecimento prévio, por meio de estimação, da potência do ruído que afeta o sinal.

- Detecção por autovalores

Nesta técnica, forma-se uma matriz cujos elementos são as amostras coletadas do sinal sensoriado dentro da banda de interesse. A partir dessa matriz de amostras é gerada uma matriz de covariância do sinal recebido, de onde são calculados

os respectivos autovalores. No caso cooperativo, pode-se enviar os dados diretamente ao CF para geração da matriz de covariância, em um esquema de fusão de amostras, ou cada RC pode enviar o cálculo dos autovalores de sua própria matriz de covariância, em um esquema de fusão de autovalores. A estatística de teste, utilizada para a decisão, é calculada em função destes autovalores [18]. Assim como na detecção por energia convencional, esta técnica tem como vantagem a não-necessidade do conhecimento prévio do sinal do UP [15, 16].

Diversas variações deste método são atualmente estudadas, dentre as quais cita-se como exemplo o teste de razão de verossimilhança generalizado (GLRT), teste de detecção pela relação entre máximo e mínimo autovalores (MMED) e o teste de detecção pelo máximo autovalor (MED). No entanto, é matematicamente difícil obter expressões fechadas para a expressão do limiar de decisão de tais técnicas. Além disso, apesar do alto desempenho, têm como desvantagem a elevada complexidade computacional se comparadas à detecção de energia.

- Detecção por transformada de *wavelet*

Este método admite que o sinal do UP possa ser detectado por meio da busca de coeficientes de *wavelet* que tenham energia maior do que um limiar de decisão que corresponda à energia de ruído de um canal. Para isso, o espectro é decomposto em diversas sub-bandas, bem distintas devido a irregularidades em frequência [21].

- Detecção por ciclo-estacionariedade

Esta técnica explora as características cicloestacionárias do sinal do UP. Tal comportamento é comum na prática, já que códigos de espalhamento, portadoras senoidais e codificação exibem periodicidades nos parâmetros estatísticos de segunda ordem [22]. A variável de decisão é calculada a partir da função de autocorrelação do sinal recebido, e como cada tipo de sinal possui diferentes características estocásticas, é possível diferenciar o tipo de sinal detectado. Assim, a distinção entre o sinal do UP e do RC pode ser realizada [23]. No entanto, este método tem alta complexidade de implementação, e exige que a rede secundária possua conhecimento prévio de informações do sinal primário.

1.3.4 A influência do ruído e a escolha pelo método CPSC

Diversos métodos de sensoriamento existentes estão sujeitos a erros causados pela estimativa imprecisa da potência de ruído [14]. Além disso, existe a ressalva de que as

potências de ruído presentes nos receptores de cada RC irão divergir entre si, ou seja, cada RC em geral possui uma potência de ruído específica.

Desta forma, o método CPSC foi proposto como uma possível alternativa em vista de tais adversidades. Resultados analíticos e simulados mostram que o método CPSC tem como vantagens inerentes à sua operação a robustez sob ruído com variação dinâmica e baixa complexidade computacional, quando comparado ao método de detecção de energia [24]. Isto ocorre devido ao fato de que a ED terá a complexidade adicional de estimar a potência do ruído como parte da formação de sua estatística de testes. Esta característica é de relevância quando se considera o fato de que, na prática, a potência de ruído varia dinamicamente e a sua estimativa é imperfeita, fazendo com que, em situações de baixa SNR, imprecisões nas medidas do espectro eletromagnético sejam um desafio a ser combatido [19, 25, 26].

As técnicas de detecção baseadas em autovalores MMED (*Maximum-Minimum Eigenvalue Detection*) e GLRT (*Generalized Likelihood Ratio Test*) apresentadas em [18] também são robustas à incerteza de ruído. No entanto, em técnicas baseadas em autovalores tem-se dificuldade de obter expressões fechadas para as fórmulas dos limiares de decisão, levando a dificuldades de implementação, já que limiares ótimos de decisão precisam utilizar valores empíricos.

Desta forma, a utilização do método CPSC se tornou mais interessante devido à razoável facilidade de cálculo da FFT (Transformada Rápida de Fourier - *Fast Fourier Transform*). O motivo é a possibilidade de implementação com *hardware* próprio para executar algoritmos que calculam a FFT rapidamente, como FPGAs (*Field-Programmable Gate Arrays*). Estas características fizeram com que o método CPSC fosse objeto de estudo para a pesquisa desta dissertação.

1.4 Contribuições

Esta dissertação apresenta como principais contribuições:

- Resultados de uma nova análise do método de sensoriamento CPSC baseado nas alterações feitas em [27], porém agora considerando também a possibilidade de variação do canal durante o processo de sensoriamento espectral. Nesta análise, considerou-se a possibilidade de o canal variar de forma rápida e/ou seletiva durante o sensoriamento.

- Verificação da vazão de dados máxima de uma rede secundária que utilize o método CPSC. Para isso, foi utilizado o modelo para cálculo de vazão inicialmente definido em [11] e expandido considerando vários usuários e técnicas baseadas em autovalores em [28]. A relação de compromisso entre tempo de sensoriamento e transmissão, e os instantes ótimos de sensoriamento são encontrados em função do tempo de sensoriamento. O modelo de canal rápido e seletivo, mencionado na primeira contribuição, foi então aplicado ao método CPSC, e uma nova análise da vazão foi então realizada com esta alteração.

1.5 Organização da dissertação

No Capítulo 2, o método CPSC é descrito e suas principais características são apresentadas, onde também são consideradas as alterações feitas ao método em [27]. No Capítulo 3, é apresentada a estruturação do quadro de transmissão, o cálculo da vazão de dados máxima e a relação de compromisso entre sensoriamento-transmissão, originalmente descrita em [11]. No Capítulo 4, o modelo de sistema apresentado no Capítulo 2 é generalizado, agora considerando também cenários em que o canal varia de forma rápida e/ou seletiva, e são apresentados os resultados do desempenho com estas suposições. Finalmente, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões desta pesquisa.

1.6 Publicações

A pesquisa apresentada nesta dissertação originou as seguintes publicações:

1. Moreira, G. S. L., de Souza, R. A. A. **“On the Throughput of Eigenvalue-based Spectrum Sensing Techniques Under Complex Nakagami-m Channels”**. *The 2016 International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC 2016)*, publicado em Março de 2016.
2. Moreira, G. S. L., de Souza, R. A. A., Bomfim, R. C. D. V. **“Performance of CPSC Spectrum Sensing over Fast Frequency-Selective Fading Channels”**. *2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference: VTC2017-Spring, Sydney, Austrália*, submetido em Setembro de 2016.

Capítulo 2

O Método CPSC

Como descrito no Capítulo 1, o método CPSC foi escolhido como técnica de sensoriamento para a análise desta pesquisa. Isto é devido à sua robustez contra erros causados pela estimativa imprecisa da potência de ruído, facilidade de implementação e independência do tipo de sinal do UP a ser sensoriado. Além disso, esta é uma técnica recentemente proposta (2014), necessitando assim de uma análise crítica nos mais variados aspectos de transmissão digital.

Neste capítulo será apresentado o modelo de sistema utilizado para a análise do método CPSC. Os passos para execução do algoritmo serão descritos a seguir, tomando como base a pesquisa inicial feita em [24]. Serão então descritas as melhorias propostas ao método, realizadas em [27]. Finalmente, um exemplo de análise de desempenho por meio de curva ROC (*Receiver Operating Characteristic*) é mostrado utilizando o algoritmo CPSC alterado, em um modelo de canal Rayleigh.

2.1 Modelo do sistema

O sensoriamento espectral tem por objetivo, em sua essência, detectar a ausência ou a presença da transmissão do UP. Tal detecção pode ser formulada como um teste de hipóteses binário [29], da forma

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

em que \mathcal{H}_0 define a hipótese nula (sem sinal do UP na banda sensoriada), e \mathcal{H}_1 representa a hipótese alternativa.

A partir de \mathcal{H}_0 e \mathcal{H}_1 são definidos dois parâmetros importantes para mensurar o desempenho do sensoriamento espectral: a probabilidade de falso alarme, P_{fa} , e a probabilidade de detecção, P_d . A P_{fa} designa a probabilidade de decidir que uma banda sensoriada está ocupada, quando ela está, no entanto, vaga. P_d designa a probabilidade de decidir que uma banda sensoriada está ocupada, quando esta de fato está ocupada.

Maximizar P_d significa garantir que o sinal do UP seja detectado com precisão, garantindo que a rede de RCs não ocupará a banda alocada ao UP durante sua transmissão. Isto garante proteção à rede primária, requisito necessário quando se considera que esta rede é a que é, de fato, licenciada para o uso do espectro sob sensoriamento.

De forma análoga, minimizar P_{fa} garante que a presença do sinal do UP não seja detectada de forma errônea quando a banda está vaga. Isto faz com que o espectro possa ser utilizado mais frequentemente pelos usuários da rede secundária para transmissão. Assim, conforme será descrito no Capítulo 3, a P_{fa} está intrinsecamente relacionada com a vazão de dados máxima que a rede secundária pode atingir.

As expressões para P_{fa} e P_d podem ser definidas, respectivamente, como

$$\begin{aligned} P_{fa} &= \mathcal{P}\{\mathcal{H}_1 | \mathcal{H}_0\} = \mathcal{P}\{T > \gamma | \mathcal{H}_0\} \\ P_d &= \mathcal{P}\{\mathcal{H}_1 | \mathcal{H}_1\} = \mathcal{P}\{T > \gamma | \mathcal{H}_1\}, \end{aligned} \quad (2.2)$$

em que $\mathcal{P}\{\cdot\}$ é a probabilidade de ocorrência de um evento qualquer, T é a variável de decisão gerada pela técnica de sensoriamento e γ é o limiar de decisão com o qual o resultado da estatística de teste gerada no CF será comparado.

Pode-se ainda definir duas probabilidades adicionais para os casos em que a variável de decisão T não exceda o valor de γ . A probabilidade de falha de detecção (*miss detection probability*), P_{md} , é definida como sendo a probabilidade de um RC decidir erroneamente que não há presença do sinal do UP quando na verdade há uma transmissão ocorrendo. Um valor alto de P_{md} se traduzirá em um alto valor de interferência dos RCs na rede primária.

Já a probabilidade de transmissão, P_t , é definida como sendo a probabilidade de um RC decidir que não há presença do sinal do UP quando de fato não há. Logo, um valor elevado de P_t significará um número elevado de oportunidades de acesso espectral dos RCs da rede secundária e, conseqüentemente, em um aumento de vazão da mesma.

Desta forma, as expressões para P_{md} e P_t podem ser definidas, respectivamente, como

$$\begin{aligned} P_{\text{md}} &= \mathcal{P}\{\mathcal{H}_0 | \mathcal{H}_1\} = \mathcal{P}\{T < \gamma | \mathcal{H}_1\} \\ P_t &= \mathcal{P}\{\mathcal{H}_0 | \mathcal{H}_0\} = \mathcal{P}\{T < \gamma | \mathcal{H}_0\} \end{aligned} \quad (2.3)$$

A relação entre estas probabilidades pode ser vista na Figura 2.1, onde são mostradas as funções distribuições de probabilidade (FDP) da estatística de teste sob as diferentes hipóteses.

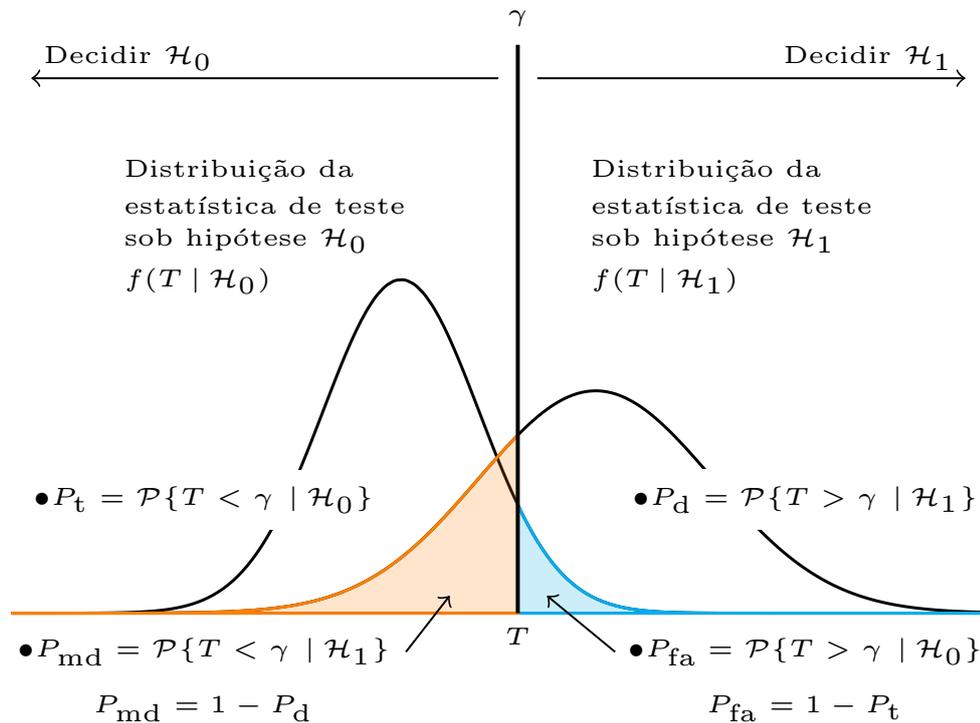


Figura 2.1: Relações entre as probabilidades no sistema.

Em suma, é desejado que um sistema opere de forma que consiga maximizar P_d (consequentemente reduzindo P_{md}), enquanto simultaneamente minimize P_{fa} (naturalmente, maximizando também P_t). No entanto, estes são objetivos conflitantes: nota-se na Figura 2.1 que se o limiar de decisão for aumentado (deslocando o valor de γ à direita), a P_{fa} será reduzida, mas isso também faz com que a área de P_{md} aumente, reduzindo a área de P_d .

Do mesmo modo, ao se reduzir o valor de γ , reduz-se P_{md} , levando a um aumento de P_d , mas isso simultaneamente também faz com que a área de P_{fa} aumente. Desta forma, uma relação de compromisso deve ser encontrada de forma que um valor ótimo para γ possa ser obtido. Esse procedimento geralmente é feito utilizando curvas ROC,

que mostram a variação da P_d contra P_{fa} com mudanças em γ , como mostra a Figura 2.2. O valor de γ é escolhido conforme demandam os requisitos da rede para atingir um determinado valor de P_{fa} ou P_d . Como exemplo, os requisitos impostos pelos padrões WRAN (*Wireless Regional Area Network*) são de $P_{fa} < 0.1$ e $P_d > 0.9$ [26]. Quanto mais próxima a curva estiver do ponto ideal da ROC $(0, 1)$, melhor será seu desempenho.

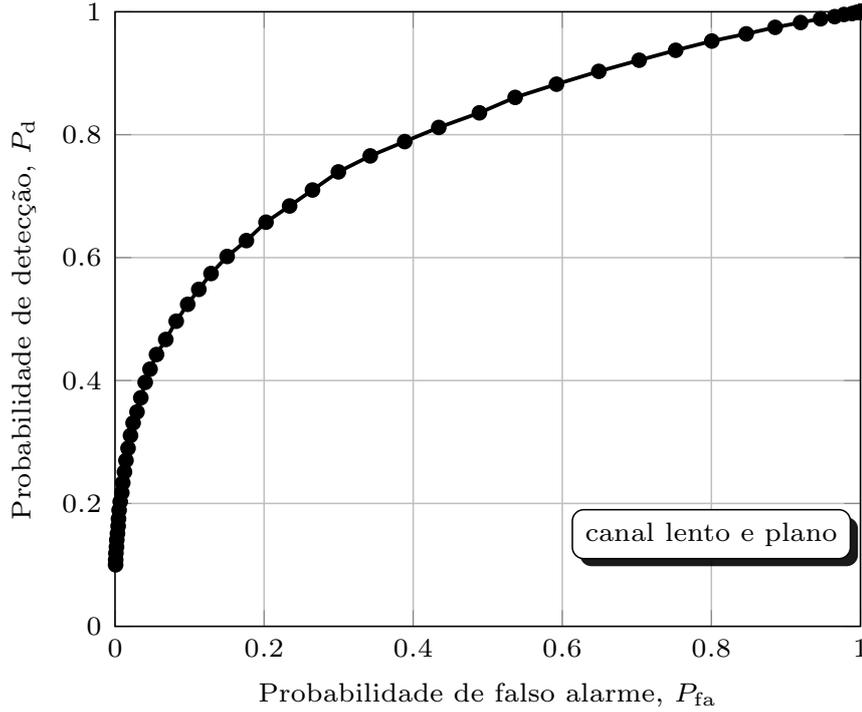


Figura 2.2: Exemplo de curva ROC.

O modelo utilizado nesta pesquisa considera uma rede secundária formada por U RCs, utilizando o esquema de sensoriamento cooperativo e centralizado, em que os RCs coletam amostras do sinal na banda de interesse para geração das estatísticas de teste para decisão sobre a ocupação do espectro em um CF. Neste modelo, o sinal recebido pelo u -ésimo RC, com $u = 1, 2, \dots, U$, é dado por

$$x_u(t) = \begin{cases} w_u(t), & \mathcal{H}_0 \\ h_u s(t) + w_u(t), & \mathcal{H}_1 \end{cases} \quad (2.4)$$

em que, sob hipótese \mathcal{H}_0 , o sinal recebido será composto apenas pela parcela de ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) complexo, $w_u(t) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_u^2)$, sendo σ_u^2 a variância do ruído no u -ésimo RC e \mathcal{CN} designa o ruído como aditivo Gaussiano Circularmente-Simétrico, ou CSCG (*Circularly-Symmetric Complex Gaussian*). Na hipótese \mathcal{H}_1 , o sinal recebido é composto pela parcela de ruído adicionada à compo-

nente de sinal do UP, $s(t)$, ponderada pelo ganho complexo h_u do canal entre o sinal primário e o u -ésimo RC.

Ressalta-se que por enquanto este modelo desconsidera que haja variação temporal de h_u durante o intervalo de sensoriamento. Obviamente, existe variação temporal de h_u entre dois intervalos de sensoriamento, mantendo-se assim a característica aleatória do canal sob análise. A variação do canal durante este intervalo é tratada com a generalização deste modelo, feita no Capítulo 4 desta dissertação.

2.2 Algoritmo para execução do método CPSC

2.2.1 Algoritmo original

Os passos a seguir descrevem o algoritmo para execução do método CPSC:

1. O sinal recebido em (2.4), $x_u(t)$, é amostrado, gerando sua versão discreta, $x_u(n)$, com $n = 1, 2, 3, \dots, N$ em que N designa número de amostras coletadas.
2. Calcula-se a Transformada Discreta de Fourier (DFT - *Discrete Fourier Transform*) de $x_u(n)$ como

$$X_u(k) = \sum_{n=1}^N x_u(n) e^{-2\pi j(k-1)(n-1)/N}, \quad (2.5)$$

em que $k = 1, 2, 3, \dots, N$.

3. Calcula-se a Densidade Espectral de Potência (DEP) instantânea de $x_u(n)$, a partir de $X_u(k)$, como

$$F_u(k) = \frac{|X_u(k)|^2}{N}, \quad (2.6)$$

em que $|\cdot|$ denota a operação de módulo.

4. Calcula-se a potência total da banda sensoriada por

$$F_{\text{full}_u} = \sum_{k=1}^{N/2} F_u(k). \quad (2.7)$$

Para o cálculo de F_{full_u} , apenas $N/2$ amostras são utilizadas. Este valor é justificado em [24], já que considera-se que o sinal primário seja um sinal real, tendo,

consequentemente, DEP simétrica.

5. Divide-se a DEP $F_u(k)$ em L sub-bandas com V amostras cada, de modo que $V = N/L$. A potência por sub-banda será então dada por

$$F_{l,u} = \sum_{k=1}^{V/2} F_u [(l-1)V + k], \quad (2.8)$$

em que $l = 1, 2, \dots, L$.

6. Calcula-se a razão entre $F_{l,u}$ e F_{full_u} , fazendo

$$r_u(l) = \frac{F_{l,u}}{F_{\text{full}_u}}. \quad (2.9)$$

Este é o passo na qual uma das vantagens principais do CPSC se torna evidente: Conforme descrito em [24], razão da potência por sub-banda $F_{l,u}$ pela potência total da banda sob sensoriamento F_{full_u} faz com que a variância do ruído, σ_u^2 , seja cancelada. Isso faz com que na hipótese \mathcal{H}_0 o comportamento do sistema independa da variância de ruído.

7. O CF calcula então a média dos U valores de $r_u(l)$ de cada uma das l sub-bandas, fazendo

$$r_{\text{avg}}(l) = \frac{1}{U} \sum_{u=1}^U r_u(l). \quad (2.10)$$

que por sua vez é a variável de decisão do método CPSC.

8. Os L valores de $r_{\text{avg}}(l)$ são comparados pelo CF com o limiar de decisão predefinido, γ , para formar a decisão sobre cada sub-banda como

$$\begin{cases} r_{\text{avg}}(l) < \gamma, & l\text{-ésima sub-banda decide } \mathcal{H}_0 \\ r_{\text{avg}}(l) \geq \gamma, & l\text{-ésima sub-banda decide } \mathcal{H}_1 \end{cases}. \quad (2.11)$$

9. A decisão final é feita no CF de acordo com a regra

$$\begin{cases} \text{todas as sub-bandas decidem } \mathcal{H}_0, & \text{decide } \mathcal{H}_0 \\ \text{ao menos uma sub-banda decide } \mathcal{H}_1, & \text{decide } \mathcal{H}_1 \end{cases}. \quad (2.12)$$

Neste modelo, a fusão de dados no método CPSC pode ocorrer de duas formas: fusão de amostras ou fusão de $r_u(l)$. No primeiro caso, os U RCs enviam suas N amostras coletadas digitalizadas ao CF, que por sua vez executa o algoritmo CPSC inteiro. No

segundo caso, os U RCs executam o algoritmo até o passo 6, e então enviam os L valores de $r_u(l)$ digitalizados ao CF, que termina de executar o método.

O primeiro caso é conveniente no que diz respeito à complexidade dos RCs, já que estes têm apenas que coletar e enviar suas amostras ao CF, que fará todo o processamento. No entanto, a vazão de dados pelo canal de controle será elevada, já que cada RC enviará N amostras ao CF a cada período de sensoriamento.

Para o segundo caso, a complexidade dos RCs deve ser mais elevada, visto que deverão realizar parte do algoritmo, incluindo o cálculo da FFT. No entanto, a quantidade de dados enviados pelo canal de controle será menor, visto que agora cada RC enviará apenas L valores digitalizados ao CF.

Na prática, o esquema a ser implementado dependerá da relação de compromisso entre complexidade dos RCs e vazão de dados no canal de controle. O cenário adotado nesta pesquisa consiste em um esquema de fusão de amostras, admitindo um canal de controle entre os RCs e o CF perfeito, ou seja, não produzindo erros nas amostras enviados pelos RCs ao CF. Entretanto, é razoável que se admita erros neste canal, o que impacta diretamente o efeito do sensoriamento e, conseqüentemente, a vazão máxima atingível desta rede de RCs, vista no Capítulo 3. Essa análise ficará proposta para trabalhos futuros neste tema.

2.2.2 Algoritmo modificado

Em [27], uma sugestão para alteração no modelo foi considerada, onde a expressão do coeficiente de correlação entre as sub-bandas foi encontrada e considerada na expressão final da probabilidade de falso alarme, sendo esta mais precisa do que a vista originalmente em [24]. Nota-se que, como definido nos passos 4 e 5 do algoritmo, F_{full_u} e $F_{l,u}$ são obtidos pela soma de $N/2$ e $V/2$ termos de $F_u(k)$, respectivamente, sob a consideração de que o sinal do UP, $s(t)$, seja real e tenha sua DEP simétrica [24]. Tal simetria ocorre em torno da amostra $N/2 + 1$ da DEP de $s(t)$, denominada *componente de Nyquist* [30]. No entanto, em [27] nota-se que o sinal discreto $x_u(n)$ recebido, dado em (2.4), sempre possui a componente de ruído AWGN, fazendo com que sua DEP resultante do sinal primário mais ruído não seja simétrica, devido ao fato de que o ruído é complexo [30].

Considerou-se então somar todos os elementos possíveis em (2.7) e (2.8), alterando $N/2$ e $V/2$ para N e V , respectivamente, visto que o método original não aproveita to-

das as informações possíveis ao somar apenas metade dos termos. O algoritmo CPSC foi assim alterado nos passos 4 e 5, alterando as equações (2.7) e (2.8) para, respectivamente,

$$F_{\text{full}_u} = \sum_{k=1}^{SN} F_u(k) \quad (2.13)$$

e

$$F_{l,u} = \sum_{k=1}^{SV} F_u [(l-1)V + k], \quad (2.14)$$

em que $S = 0.5$ resulta nas expressões originais e $S = 1$ nas expressões do algoritmo modificado. O restante dos passos do algoritmo permanecem inalterados.

2.2.3 Desempenho dos algoritmos original e modificado

Como exemplo, foi realizada uma simulação no *software* MATLAB[®] para comparação entre o algoritmo original e o modificado. No modelo simulado, admitiu-se inicialmente $U = 5$ RCs, coletando $N = 100$ amostras de um sinal $x_u(t)$ modulado como BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), com duração de símbolo normalizada para 1 s. Um total de 40000 eventos de Monte Carlo foram executados, com o sistema alternando entre as hipóteses \mathcal{H}_0 e \mathcal{H}_1 , de forma que se possa obter para cada ponto da curva ROC o respectivo valor de P_{fa} e P_d . O sinal recebido $x(t)$, apresentado em (2.4), foi gerado como um sinal $s(t)$ em banda base, do qual são obtidas 5 amostras por bit.

O ganho complexo h_u do canal deste modelo possui desvanecimento com envoltória Rayleigh e fase uniforme entre 0 e 2π , aqui sendo considerado como lento e não-seletivo em frequência durante o período de sensoriamento. Ele também será normalizado de forma que o valor médio dos ganhos complexos seja de 0 dB. Foram utilizadas $L = 10$ sub-bandas no algoritmo CPSC. A SNR média nos RCs é idêntica, e foi escolhida como sendo igual a -10 dB, caracterizando um cenário de SNR baixa, porém ainda plausível. O canal de controle entre os RCs e o CF foi considerado perfeito, ou seja, não ocorrem erros na transmissão dos dados de cada RC ao CF, e a decisão sobre ocupação espectral deste sempre é recebida corretamente por parte dos RCs. Por último, o tempo de propagação das amostras ao CF e de suas mensagens de controle a cada RC também foi desconsiderado.

A Figura 2.3 mostra um exemplo de curva ROC gerada neste cenário, em que o parâmetro S assume os valores $S = 0.5$, no modelo original, e 1, no modelo alterado. Neste cenário, a melhoria de desempenho é visível quando se considera o modelo mo-

dificado com $S = 1$. Isto significa que, para um dado valor de P_{fa} , a probabilidade de detecção P_d é consideravelmente maior quando $S = 1$ ao se comparar com a situação de $S = 0.5$. A maior diferença entre os valores das probabilidades de detecção foi de aproximadamente 0.24, e ocorre para $P_{fa} \approx 0.14$.

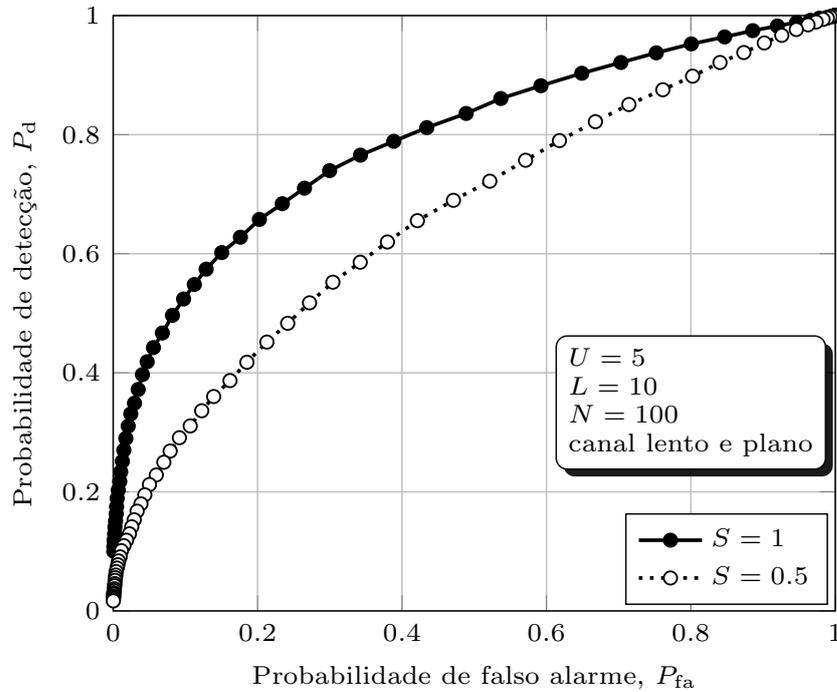


Figura 2.3: Curva ROC considerando a variação do parâmetro S .

Em seguida, o número de sub-bandas L foi alterado, e também foram analisados cenários em que $L = 5$ e $L = 25$, além do cenário anterior para $L = 10$, para os dois valores possíveis de S . Todos os outros parâmetros foram mantidos. As curvas ROC obtidas com este experimento são mostradas na Figura 2.4. Para todos os casos, pode-se notar a melhoria no desempenho quando $S = 1$ quando comparado com $S = 0.5$, mais uma vez evidenciando a eficácia das alterações no método. Observou-se uma melhoria de desempenho também quando o número de sub-bandas aumentou de $L = 5$ para $L = 10$. Porém, nota-se que as curvas com $L = 25$ apresentaram uma queda de desempenho se comparadas àquelas em que $L = 10$. Pode-se inferir que o motivo seja o fato de que há perda de precisão na estimação da DEP conforme L aumente, visto que o número de amostras por sub-banda diminui, pois $V = M/L$, levando a imprecisão no cálculo da potência por sub-banda com (2.14) e, conseqüentemente, no cálculo da estatística de testes com (2.9). No entanto, isto não explica o aumento de desempenho de $L = 5$ para $L = 10$, ou o fato de que o desempenho com $L = 5$ com $S = 1$ seja próximo àquele encontrado com $L = 25$ com $S = 1$. A partir disto, pode-se inferir

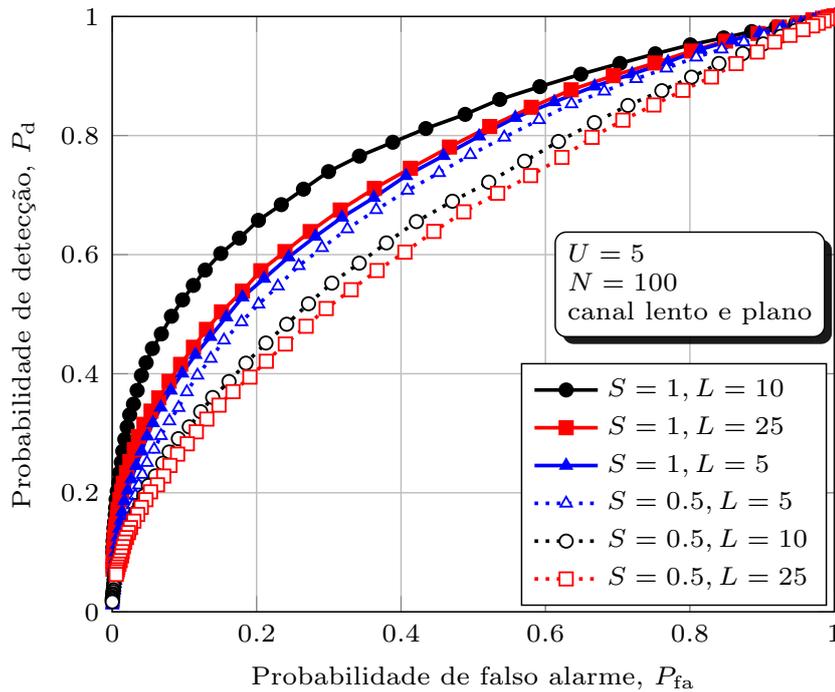


Figura 2.4: Curva ROC considerando a variação do número de sub-bandas L .

que exista ainda um número ótimo de sub-bandas pelas quais $F_u(k)$ será dividida. Este comportamento, no entanto, é de difícil explanação e foge ao escopo deste trabalho.

O número de amostras N também foi variado, com $N = 50$, $N = 100$ e $N = 300$, para um número de sub-bandas fixo em $L = 10$. Mais uma vez, são analisados cenários para os dois valores possíveis para S . As curvas ROC resultantes deste experimento são mostradas na Figura 2.5. Para todos os casos, o desempenho melhorou conforme o valor de N aumentou. Esse resultado é esperado, uma vez que, conforme N aumente, haverá uma maior quantidade de dados a serem tratados, proporcionando assim uma estimativa mais fiel do uso do espectro. No entanto, o aumento de N , dada uma frequência de amostragem fixa, irá impactar diretamente no tempo total necessário para o sensoriamento e, conseqüentemente, na vazão de dados atingível pelos RCs desta rede. Este problema é analisado no Capítulo 3, onde valores ótimos para N são encontrados.

Finalmente, o número de RCs sensoriando, U , também foi variado com $U = 3$, $U = 5$ e $U = 8$, para um número de sub-bandas fixo em $L = 10$ e com $N = 100$ amostras coletadas por cada RC. De forma análoga ao que ocorreu no cenário anterior, o desempenho melhorou conforme o número de RCs sensoriando aumentou, já que o aumento de U corresponde a um número maior de dados coletados e, novamente, a uma estimativa mais fiel do estado do canal.

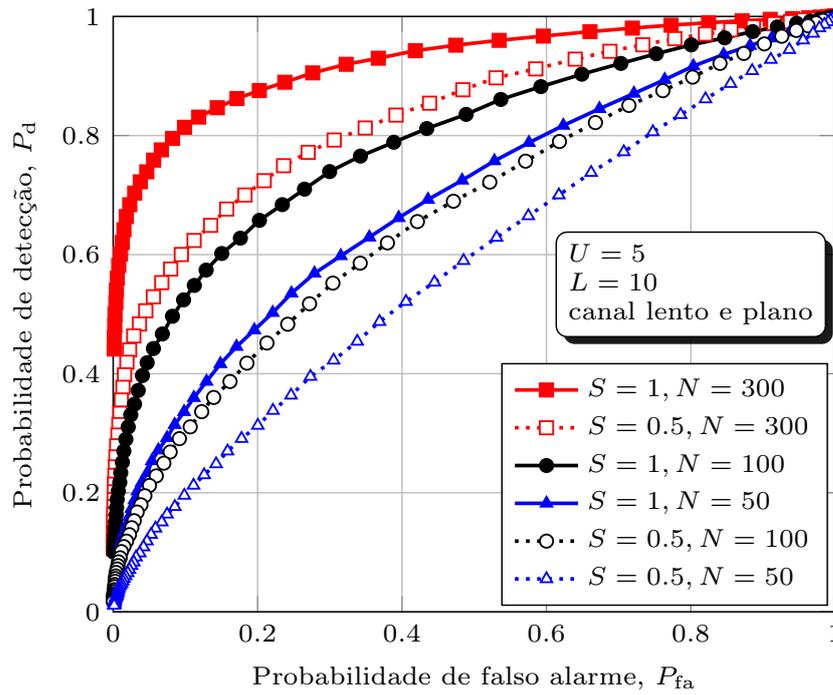


Figura 2.5: Curva ROC considerando a variação do número de amostras N .

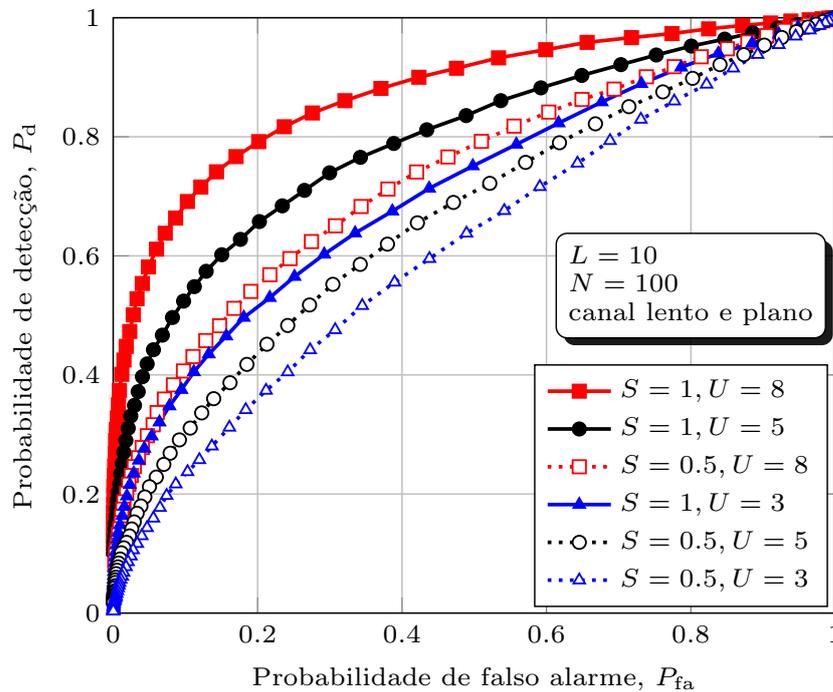


Figura 2.6: Curva ROC considerando a variação do número de RCs U .

A variação de S comprova a eficácia das alterações no método quando o desempenho é medido por intermédio da curva ROC. Esta modificação para o valor de S será também levada em consideração ao se avaliar o desempenho no Capítulo 3, agora pela vazão máxima atingível de uma rede secundária que sensoria com o método CPSC.

Capítulo 3

Análise de Vazão

Neste capítulo, o modelo de sistema do método CPSC descrito no Capítulo 2 será agora analisado por meio de outra métrica de desempenho: a vazão de dados atingível por uma rede de RCs que sensorie utilizando este método. Inicialmente, será apresentada a estruturação do quadro de sensoriamento-transmissão de cada RC. A seguir, apresenta-se o cálculo da vazão atingível sob efeito do sensoriamento e a relação de compromisso entre sensoriamento-transmissão, baseada no modelo de [11]. Por último, uma curva de vazão atingível (*throughput*) com o modelo utilizado no Capítulo 2 foi obtida como nova métrica de desempenho.

3.1 Contextualização

Para que o uso de faixas do espectro não utilizadas pelo UP possa ocorrer de forma que este não seja prejudicado, é essencial que a rede secundária não interfira na rede primária. Desta forma, torna-se essencial realizar a estimativa do estado do canal por meio do sensoriamento com elevado grau de precisão.

Define-se vazão de dados de uma rede como sendo a taxa de dados que é entregue de forma bem-sucedida sobre um canal de comunicações. O aumento da precisão do sensoriamento irá exigir a coleta de um número maior de amostras do sinal do UP, e isto se traduzirá na necessidade de se possuir um maior intervalo destinado ao sensoriamento. Porém, ao mesmo tempo deseja-se que a rede secundária possa transmitir no maior número de ocasiões possíveis, maximizando o uso do espectro outrora inutilizado. Estes são objetivos conflitantes, e fazem com que seja necessária uma relação de compromisso: procura-se minimizar a interferência na rede primária realizando um

sensoriamento preciso e simultaneamente maximizar a vazão de dados da rede secundária, utilizando menos tempo para realizar o sensoriamento.

A frequência com que o sensoriamento é executado por um RC dependerá do tipo de tecnologia ou serviço do usuário licenciado que opera naquela faixa de frequências e área geográfica. Como exemplo, sistemas de TV, cuja transmissão por parte do UP é contínua, mudarão seu estado de uso do canal com pouca frequência [17], fazendo com que não seja necessário sensoriar o canal com frequência elevada. Por outro lado, redes onde o UP acessa o espectro de forma bastante dinâmica, como em sistemas utilizados em aplicações *Push-to-talk*, exigirão que os RCs que ali operem sensoriem o estado do canal com elevada frequência para garantir que não interfiram na rede primária.

O modelo de sistema considerado neste trabalho admite que o sensoriamento ocorra de forma periódica e com duração constante, com sincronismo perfeito entre os RCs, feito pelo canal de controle. A estrutura mostrada na Figura 3.1, baseada na abordagem de [11], admite que cada usuário cognitivo possa acessar o espectro durante um quadro de duração T_f , que consiste em um *slot* de sensoriamento com duração T_s e um *slot* de transmissão de duração $T_f - T_s$. O intervalo de tempo T_s do *slot* de sensoriamento pode ser visto como sendo a razão entre o número de amostras N e a frequência de amostragem do sistema, f_s , de forma que $N = T_s f_s$. Obviamente, para um quadro com duração T_f , quanto maior for o tempo de sensoriamento T_s menor será o tempo destinado à transmissão.



Figura 3.1: Estrutura do quadro de sensoriamento-transmissão.

O objetivo da relação de compromisso entre sensoriamento e transmissão é, portanto, identificar o valor ótimo de T_s de forma que a vazão atingível da rede secundária seja maximizada e o usuário primário permaneça suficientemente protegido. Isto significa que esta rede deve atingir, durante todo o tempo de sensoriamento, um valor pré-determinado de P_d que garanta tal proteção. No padrão IEEE802.22 WRAN, mencionado no Capítulo 2, deve-se ter uma P_d com valor mínimo de 0,9, mesmo em uma SNR de sinal de UP de -20 dB [11, 26].

Ao se considerar o quadro de sensoriamento-transmissão da Figura 3.1, pode-se inferir que os valores de P_{fa} e P_d dependerão agora não só do valor do limiar de decisão,

γ , mas também do número de amostras N e, conseqüentemente, do valor de T_s .

3.2 Cálculo da vazão atingível

Ao realizar o sensoriamento, procura-se por oportunidades de transmissão no espectro utilizado pela rede primária, que nem sempre serão cedidas, dependendo da decisão sobre o uso do espectro. Logo, a vazão máxima atingível da rede de RCs será impactada pelas decisões de sensoriamento do CF.

Além disso, em sistemas de única antena, como os considerados neste cenário, parte do quadro destinado à transmissão será usado para sensoriamento. Logo, o tempo necessário para sensoriamento também irá impactar na vazão máxima atingível de uma rede de RCs.

Desta forma, a vazão máxima de uma rede cognitiva que opere com quadros de sensoriamento-transmissão deve levar em consideração o impacto do processo de sensoriamento em si, e a expressão da vazão máxima da rede deve ser alterada para refletir este impacto.

Denomina-se C_0 , dado em bit/s/Hz, como sendo o valor da vazão máxima atingível da rede de RCs secundária na ausência de transmissões do UP e C_1 quando a rede secundária opera durante a transmissão do UP. Assim, tem-se

$$C_0 = \log_2(1 + \text{SNR}_{\text{sec}}), \quad (3.1)$$

$$C_1 = \log_2 \left(1 + \frac{\text{SNR}_{\text{sec}}}{1 + \text{SNR}_{\text{pri}}} \right), \quad (3.2)$$

em que SNR_{sec} e SNR_{pri} são, respectivamente, as SNRs dos usuários secundários e primários. Nota-se que a presença do UP, indicada por $\text{SNR}_{\text{pri}} > 0$, diminui a vazão máxima atingível da rede secundária, isto é, $C_1 < C_0$.

Os valores de C_0 e C_1 serão, a seguir, ajustados considerando a ocorrência do sensoriamento espectral, primeiramente sendo ponderado pelo percentual de tempo de transmissão relativo ao tempo total de quadro, isto é, $\frac{T_f - T_s}{T_f}$. A expressão então será ajustada pela probabilidade de falha na detecção, definida como $1 - P_d$, admitindo a hipótese \mathcal{H}_1 e a probabilidade de se encontrar um buraco espectral, calculada como $1 - P_{\text{fa}}$, agora admitindo a hipótese \mathcal{H}_0 . Estas ponderações são realizadas justamente porque nestas situações, falha na detecção e detecção de um buraco espectral, a rede

secundária irá transmitir seus dados. Finalmente, as vazões atingíveis sob as hipótese \mathcal{H}_1 e \mathcal{H}_0 são ponderadas por suas respectivas probabilidades *a priori*, denominadas, respectivamente, como $\mathcal{P}(\mathcal{H}_1)$ e $\mathcal{P}(\mathcal{H}_0)$, sendo $\mathcal{P}(\mathcal{H}_0) + \mathcal{P}(\mathcal{H}_1) = 1$. As expressões finais das vazões atingíveis para cada hipótese são então obtidas como

$$R_0 = \left(\frac{T_f - T_s}{T_f} \right) C_0 (1 - P_{fa}) \mathcal{P}(\mathcal{H}_0), \quad (3.3)$$

$$R_1 = \left(\frac{T_f - T_s}{T_f} \right) C_1 (1 - P_d) \mathcal{P}(\mathcal{H}_1) \quad (3.4)$$

e a expressão final da vazão atingível da rede secundária é encontrada por meio da soma destes termos como

$$R = R_0 + R_1. \quad (3.5)$$

A importância dos valores de P_{fa} e P_d fica evidente nas expressões (3.3) e (3.4). Como o objetivo é maximizar a vazão da rede secundária e simultaneamente proteger o UP, deseja-se naturalmente obter um valor mínimo para P_{fa} e máximo para P_d , maximizando $C_0 (1 - P_{fa})$ e minimizando $C_1 (1 - P_d)$, respectivamente. Assim, a vazão máxima atingível dependerá majoritariamente do valor da P_{fa} e, conseqüentemente, de R_0 .

3.3 Curva de vazão máxima atingível com o método CPSC

Experimentos com o *software* MATLAB[®] foram realizados com o objetivo de verificar o impacto do sensoriamento com o método CPSC na vazão máxima atingível em uma rede secundária. Inicialmente, valores para P_{fa} foram encontrados empiricamente, através de simulações. Estes valores foram então utilizados nas expressões (3.3) e (3.4), considerando uma P_d alvo fixa e predefinida, para diferentes valores de N . Com isso, espera-se encontrar um valor ótimo para N que maximize o valor de (3.5), que por sua vez é a soma de (3.3) e (3.4).

Para este cenário, o modelo de sinal do Capítulo 2 foi novamente utilizado, agora também admitindo que os RCs da rede secundária operem com $\text{SNR}_{\text{sec}} = 15$ dB. Para visualizar melhor o impacto da presença do sinal do primário, admitiu-se que este tenha uma probabilidade de presença *a priori* relativamente alta fazendo $\mathcal{P}(\mathcal{H}_1) = 0.35$. Uma probabilidade de detecção-alvo de 0.90 foi escolhida, caracterizando um

UP altamente protegido. A duração de quadro foi ajustada para ser igual à duração de 1000 períodos de símbolo do UP, ou seja, $T_f = 1000$ s. Ressalta-se que este alto valor de tempo de quadro, no entanto, é consequência da normalização do tempo de símbolo para 1 s, feita durante a descrição do modelo no Capítulo 2.

As curvas de vazão com o método CPSC serão geradas para $S = 1$ e $S = 0.5$. Para comparação, este experimento será feito também utilizando a técnica de sensoriamento de detecção de energia (ED), mantidos todos os demais parâmetros idênticos para os dois métodos de sensoriamento.

A Figura 3.2 mostra as vazões máximas atingíveis para o método CPSC com $S = 1$ e $S = 0.5$, e também para o método ED, ambos mostrados em função do número de amostras coletadas N . É possível observar que os pontos ótimos de sensoriamento ocorrem para $N = 600$ amostras quando $S = 1$, onde a vazão máxima atingível foi de 2.93 bits/s/Hz, $N = 960$ quando $S = 0.5$, onde a vazão máxima atingível foi de 2.56 bits/s/Hz, e, finalmente, $N = 760$ amostras para ED, onde a vazão máxima atingível foi de 2.47 bits/s/Hz. A melhoria de desempenho utilizando o método CPSC para sensoriamento com $S = 1$ foi clara neste cenário, já que, em seu ponto ótimo com $N = 600$ amostras, obteve-se um ganho de 23% na capacidade máxima atingível quando comparado à ED neste mesmo ponto.

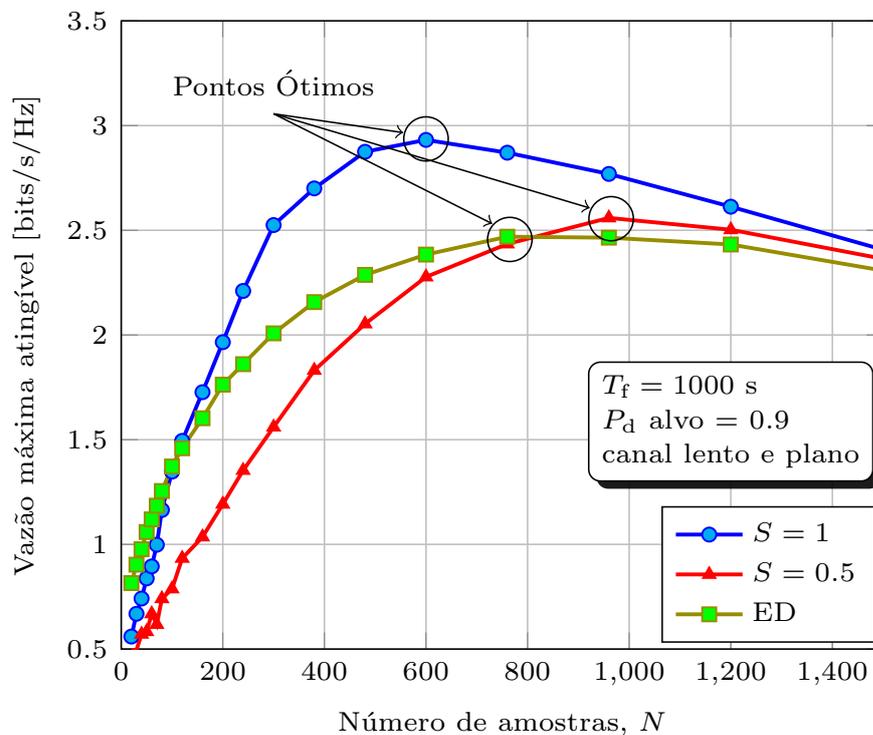


Figura 3.2: Curva de vazão máxima atingível em função do número de amostras N .

Ao comparar o método CPSC consigo mesmo, porém com valores diferentes de S , a melhoria de desempenho com $S = 1$ ficou mais uma vez evidente, pois neste cenário foi possível atingir uma vazão máxima mais alta com um número menor de amostras coletadas.

Para os três casos apresentados, conforme N aumenta além do ponto ótimo, o processo de detecção não tem melhoria de desempenho, e o aumento de T_s fará com que o espaço destinado para a transmissão de T_f diminua, reduzindo a vazão atingível, como descrito originalmente em [11,31]. A obtenção do ponto ótimo de sensoriamento torna-se, portanto, um importante critério de otimização quando se considera o efeito do sensoriamento na vazão máxima atingível de rede cognitiva.

Capítulo 4

Desempenho do Método CPSC em Canais Rápidos e Seletivos

O modelo de sistema apresentado no Capítulo 2 teve seu desempenho avaliado por meio de curvas ROC e da vazão máxima atingível pela rede secundária que sensoria com o método CPSC. Neste modelo, o ganho complexo h_u do canal entre o UP e os RCs foi considerado lento e plano, sendo invariante durante um período de sensoria-mento.

Neste capítulo, o modelo será generalizado, agora considerando também cenários em que o canal varia de forma rápida e/ou seletiva. Os novos quadros de transmissão-sensoriamento são apresentados, e são apresentados os resultados do desempenho com estas suposições, mensurados novamente utilizando-se de curvas ROC e curvas de capacidade de canal.

4.1 Modelo de Sistema Redefinido

O modelo de sistema, originalmente definido no Capítulo 2, pressupõe que a rede secundária seja formada por U RCs, de forma que o sinal recebido pelo u -ésimo RC seja dado pela equação (2.4). Admite-se agora que, novamente, cada um dos U RCs colete N amostras do sinal recebido de um UP durante um único período de senso-riamento. O sinal recebido do UP, já em tempo discreto no u -ésimo RC, será dado

por

$$x_u(n) = \begin{cases} w_u(n), & \mathcal{H}_0 \\ \sum_{p=1}^P h_u(n, p)s(n - n_p) + w_u(n), & \mathcal{H}_1 \end{cases} \quad (4.1)$$

sendo $n = 1, \dots, N$, N par, com N sendo, novamente, o número de amostras coletadas por cada RC, $w_u(n)$ é o ruído CSCG, com média zero e variância σ_u^2 , e $s(n)$ são as amostras de sinal transmitidas pelo UP.

Observa-se que, assim como no modelo original, de forma geral, os níveis de potência de ruído dos diferentes RCs não serão idênticos. Admite-se agora, de modo generalizado, que o canal terá seus valores de ganho complexo variando, mantendo-se fixos apenas durante J amostras, $J \leq N$, dentro do período destinado ao sensoriamento. Também será admitido que este canal possa permitir a formação de mais de um percurso resolvível, sendo também representado por meio de ganhos complexos e variantes no tempo entre um UP e os U RCs no p -ésimo percurso, $p = 1, 2, \dots, P$. Cada percurso além do inicial será atrasado por um número fixo e inteiro de amostras, designadas como sendo o produto da frequência de amostragem f_s , e o atraso de cada percurso τ_p em segundos, isto é, $n_p = \tau_p f_s$. Esta abordagem permitirá que o modelo de desvanecimento deste canal não seja, necessariamente, fixo durante o período de amostragem, representando um desvanecimento que pode ser plano ou seletivo, e também lento ou rápido.

Por último, admite-se ainda que as amostras de ruído sejam independentes das amostras do sinal do UP. Assim como no modelo original, as hipóteses \mathcal{H}_0 e \mathcal{H}_1 designam a presença ou ausência do sinal do UP, respectivamente.

4.1.1 Canal Rápido

A literatura define um canal com desvanecimento rápido como sendo aquele em que o tempo de coerência do canal é pequeno em relação a um período de símbolo, em que a amplitude e fase dos sinais pode variar de forma considerável [32]. Assim, variações que ocorram mais lentamente do que um período de símbolo podem causar distorções no mesmo.

Técnicas de sensoriamento espectral geralmente admitem que o canal não irá sofrer alterações durante o intervalo designado para o sensoriamento. No cenário proposto nesse trabalho, define-se como canal rápido aquele que sofrerá alteração no valor de seus ganhos complexos durante o tempo de sensoriamento T_s . Desta forma, as

N amostras adquiridas durante um único evento de sensoriamento serão afetadas por diferentes coeficientes complexos de canal.

Este cenário se torna plausível quando se considera que o tempo designado para sensoriamento será grande em relação à duração de um quadro de transmissão, como por exemplo quando a SNR de um usuário primário é baixa, exigindo um maior tempo de sensoriamento para aumento de precisão da estimativa. Outro possível cenário seria aquele em que o sensoriamento fosse feito por plataforma dedicada, extendendo-se por todo o quadro de transmissão, como visto em [12].

Desta forma, no modelo dado por (4.1), os coeficientes de canal complexos $h_u(n, p)$ permanecerão constantes durante J amostras, com amostras descorrelacionadas entre coeficientes de canal diversos. Admite-se, para a análise do cenário proposto, que o canal sofrerá um total de $\lceil N/J \rceil$ variações em um único período de T_s , sendo $\lceil \cdot \rceil$ a chamada função *ceil* que arredonda o argumento para o próximo inteiro acima caso seja um número fracionário.

Para $J = N$, tem-se um modelo de canal com desvanecimento lento, e o modelo se torna o mesmo descrito no Capítulo 2. Por outro lado, se $J < N$, tem-se um cenário de desvanecimento rápido. Quanto menor o valor de J , mais rápida será a taxa de variação do canal. O cenário mais rápido ocorre para $J = 1$, quando tem-se uma mudança nos coeficientes de canal que ocorre a cada amostra coletada por um RC. Portanto, o modelo de quadro originalmente visto na Figura 3.1 pode agora ser redefinido como o visto na Figura 4.1, para o p -ésimo percurso.

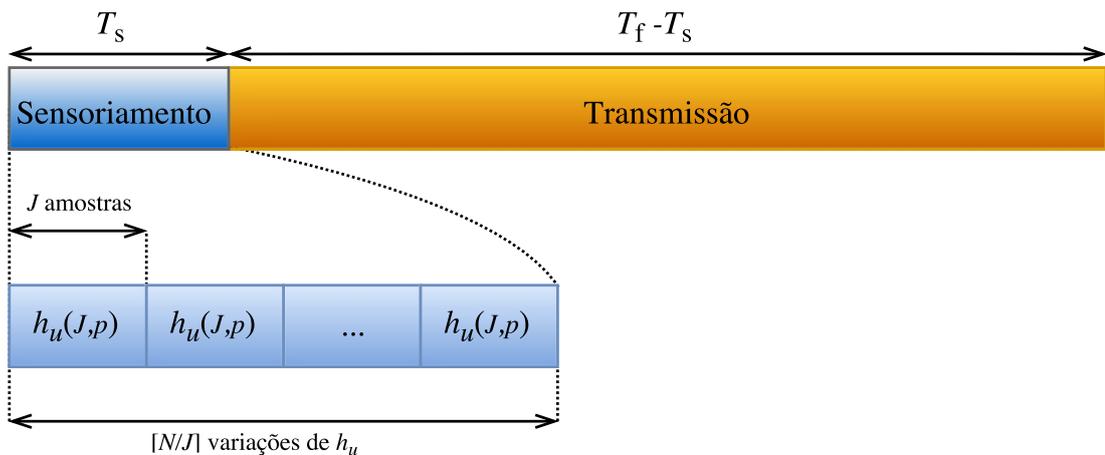


Figura 4.1: Quadro de sensoriamento-transmissão em que os coeficientes de canal mudam a cada J amostras adquiridas.

4.1.2 Canal Seletivo

É fato conhecido que sinais de radiofrequência podem se propagar do transmissor ao receptor através de múltiplos percursos, devido à existência de obstáculos e refletores presentes no canal. O modelo de canal em banda-base para múltiplos percursos usados nesta análise é composto de vários percursos desvanecentes, cada qual com seu próprio atraso de propagação e ganho médio de potência.

No modelo visto na equação (4.1), o primeiro atraso, que corresponde ao primeiro percurso que chega ao transmissor, é convencionalmente definido como zero, ou seja, $\tau_1 = 0$. Ambientes externos terão, geralmente, atrasos maiores do que ambientes internos. Um atraso de percurso elevado pode representar, possivelmente, uma área cercada por obstáculos naturais, como um vale ou montanhas.

O desvanecimento multipercurso foi simulado utilizando o modelo de desvanecimento Rayleigh da *Communications System Toolbox* do MATLAB[®], sendo modelado como um filtro de resposta a impulso finita (FIR). A seletividade em frequência ocorrerá em função dos valores ajustados das atenuações de percurso e do atraso máximo de cada percurso, sendo que um total de P percursos resolvíveis chegarão em cada um dos U RCs. Assim, cada percurso após o primeiro é atrasado em um número fixo de amostras, definidas como sendo o produto da frequência de amostragem, f_s , e o atraso de cada percurso, dado em segundos, τ_p . O quadro sensoriamento-transmissão pode, então, passar a ser visto como o da Figura 4.2.

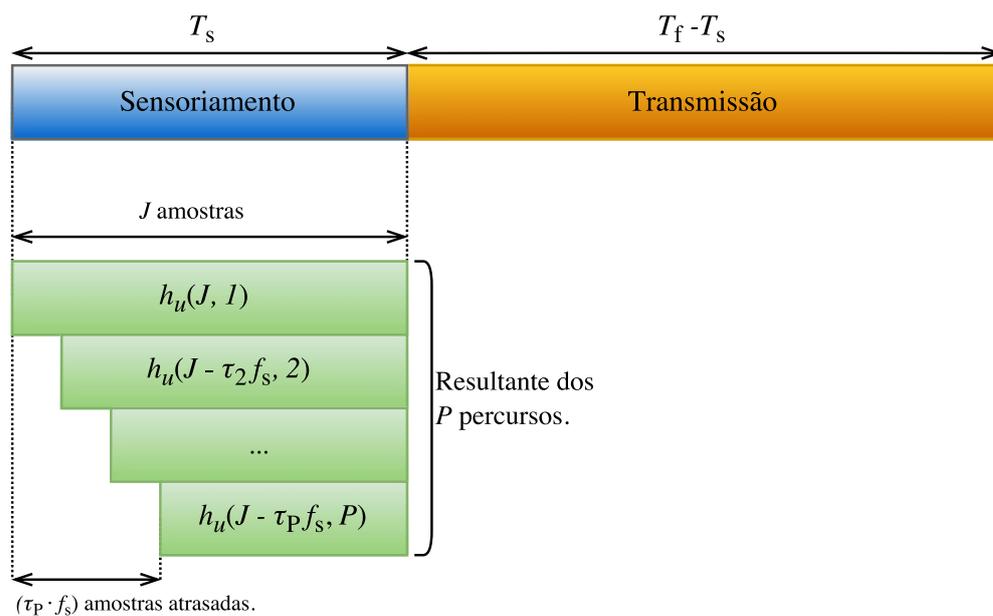


Figura 4.2: Quadro de sensoriamento-transmissão para um canal seletivo em frequência.

De acordo com [33], o valores de potência de cada percurso subsequente ao primeiro irã, usualmente, decair linearmente em função do atraso de percurso. Este trabalho também faz uso desta suposição. Os ganhos de percurso são também normalizados para um valor unitário, de modo que se possa fazer uma comparação de desempenho adequada com o caso em que há um único percurso para o sinal do UP.

4.2 Resultados Numéricos

Nesta seção são apresentadas simulações realizadas com o *software* MATLAB[®] com o objetivo de verificar o impacto dos modelos de desvanecimento dos canais rápidos e seletivos no desempenho da técnica CPSC. O código-fonte utilizado para a geração destes resultados pode ser visto no Apêndice A. Os parâmetros utilizados nas simulações feitas nos Capítulos 2 e 3 serão usados novamente.

Inicialmente, a influência do parâmetro S foi revista, agora considerando o novo modelo de canal rápido. A figura 4.3 mostra curvas ROC de um canal lento ($J = N = 100$) e de um canal rápido ($J = 10 < N$) de único percurso ($P = 1$), para $S = 0.5$ e $S = 1$. O desempenho foi, mais uma vez, notavelmente superior quando $S = 1$ para os dois tipos de canais. Assim, as análises subsequentes irã considerar apenas o caso $S = 1$ para os próximos cenários simulados.

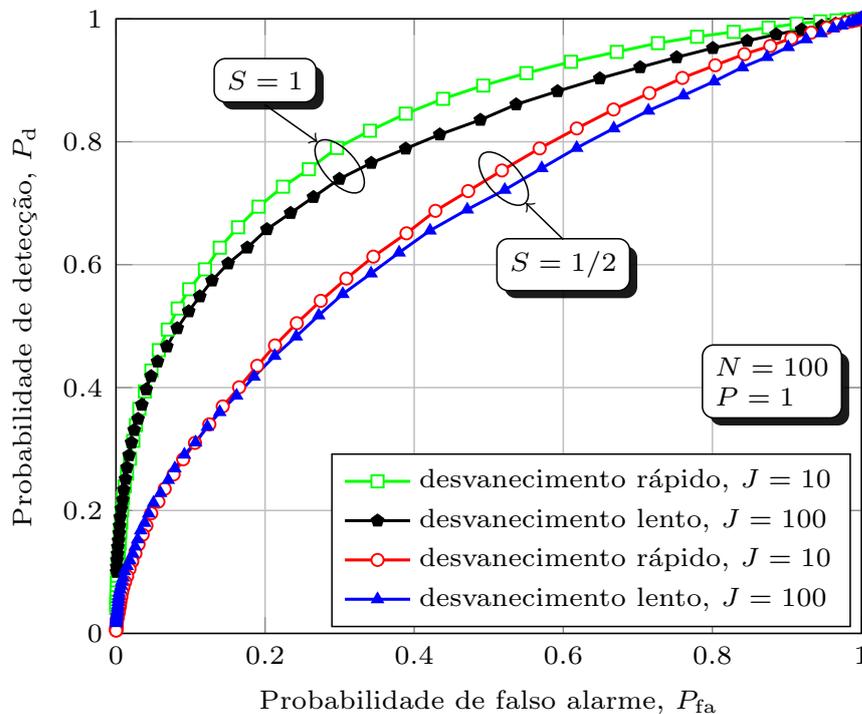


Figura 4.3: ROC do método CPSC com variações no parâmetro S .

A Figura 4.4 mostra as curvas ROC de um canal lento e de canais rápidos ($J \leq N$), todos de único percurso ($P = 1$), em que a taxa de variação do canal aumenta continuamente, conforme J diminui de valor. A variação parte do caso lento, para $J = N$, e vai até aquele em que a mudança ocorre de forma mais rápida, com $J = 1$. Observa-se que a redução de J proporcionou um ganho de desempenho, considerando que os demais parâmetros permaneçam fixos, até o momento em que seu valor se tornou igual ao número de amostras em um período de símbolo do UP, isto é, $J = 5$, como originalmente definido para este modelo no Capítulo 2. Após este valor, o desempenho caiu drasticamente, como mostra a curva para $J = 1$.

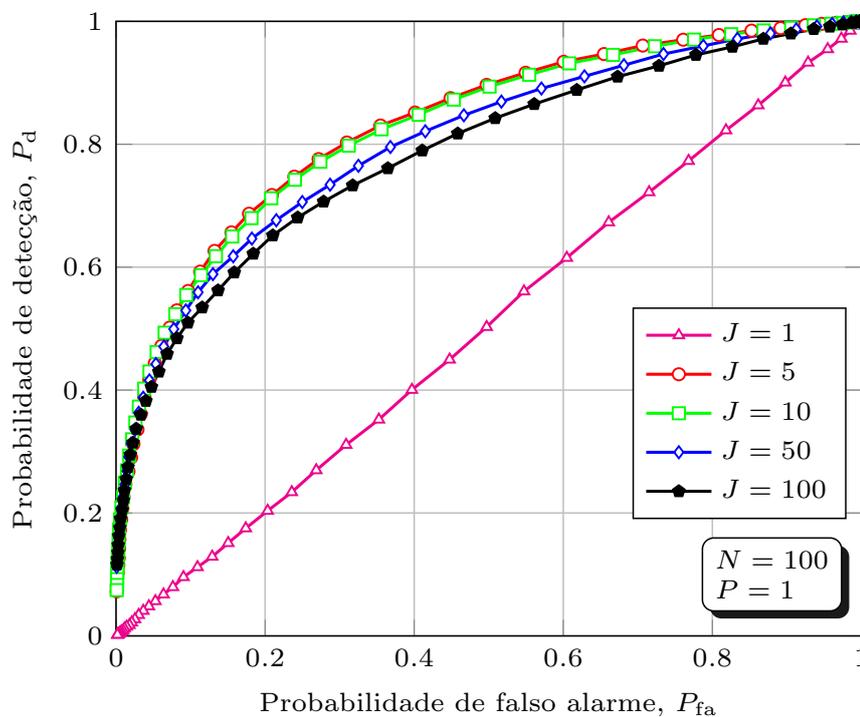


Figura 4.4: ROC do método CPSC para um canal rápido.

Para investigar o motivo deste ganho de desempenho, e também sua subsequente queda, a FDP e a função de distribuição cumulativa (FDC) dos valores dos ganhos complexos de canais foram obtidas, empiricamente. Seus valores são mostrados nas Figuras 4.5 e 4.6, respectivamente. A partir dos resultados na Figura 4.5, pode-se notar que canais de variação mais rápida terão a maior parte dos valores da distribuição de sua FDP centralizados em torno de seu valor médio, existindo então uma menor probabilidade de que qualquer valor de ganho assuma um valor baixo, próximo a zero, o que também justifica o aumento abrupto das curvas das FDCs na Figura 4.6 conforme J aumenta de valor. Vale ressaltar que o ganho complexo do canal permanece invariante (constante) durante J amostras, fazendo com que os sinais transmitidos dentro deste

intervalo de tempo tenham um desvanecimento fortemente correlacionado. À medida que a taxa de variação do canal aumenta, ou seja, J diminui, tem-se um número maior de amostras afetadas de maneira independente pelo canal. Justifica-se portanto, mais uma vez, a melhoria de desempenho a medida que J diminui.

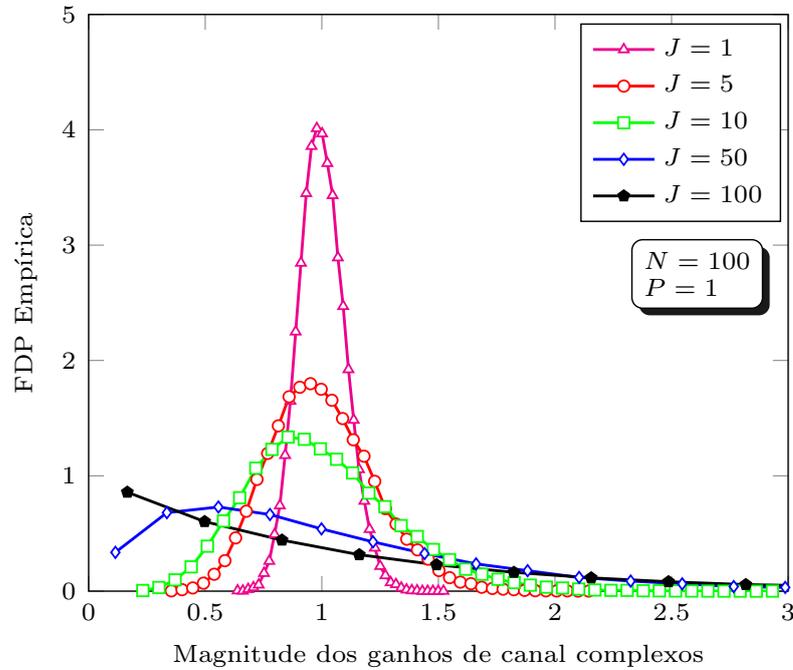


Figura 4.5: FDP empírica dos ganhos complexos de canais com variação rápida.

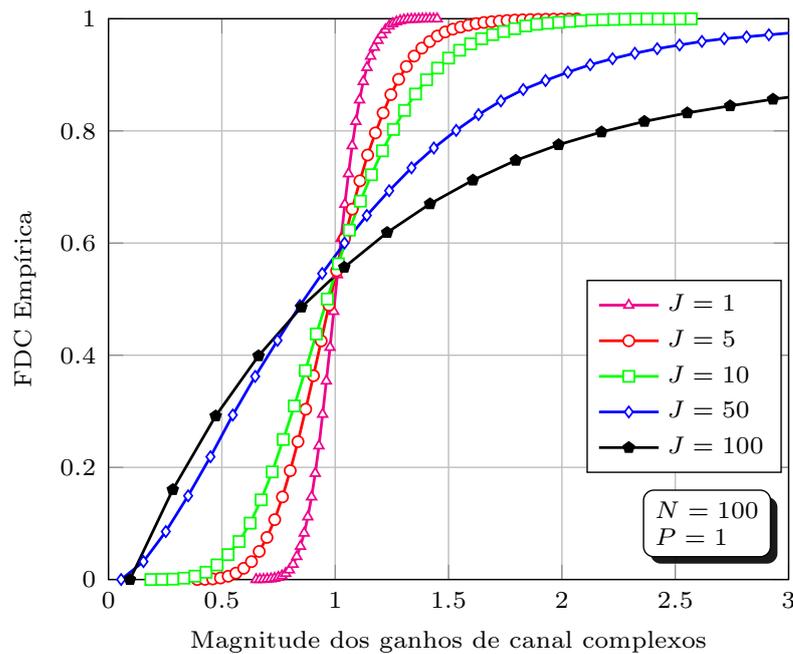


Figura 4.6: FDC empírica dos ganhos complexos de canais com variação rápida.

Para o caso no limite em que $J = 1$, a Figura 4.4 mostra que o desempenho decresce consideravelmente. Isto ocorre porque variações em $h_u(n, p)$ que ocorram mais rápido do que um tempo de símbolo causarão distorções no formato de símbolo, levando o sinal do UP a ter a um comportamento similar ao do ruído. Isto implica que $r_{\text{avg}}(l)$ terá o mesmo comportamento estatístico para ambas as hipóteses \mathcal{H}_0 e \mathcal{H}_1 . Consequentemente, não é possível distinguir entre presença ou ausência do sinal do UP nesta situação.

Em seguida, na Figura 4.7, o canal com desvanecimento lento e plano (de percurso único) é comparado ao lento e seletivo em frequência (multipercurso), sendo que o ganho de cada percurso e seu respectivo atraso, dado aqui em número de amostras, foi variado. Os valores de ganho de 0 dB, -3 dB e -6 dB, respectivamente, foram escolhidos para os $P = 3$ percursos. De acordo com a suposição feita em [33], estes valores decrescerão linearmente em função do atraso de cada percurso além do primeiro. Três vetores de atrasos foram escolhidos, com valores de $(n_1, n_2, n_3) = (0, 2, 4)$, $(n_1, n_2, n_3) = (0, 5, 10)$ e $(n_1, n_2, n_3) = (0, 10, 20)$ amostras atrasadas. Como pode ser visto na Figura 4.7, encontrou-se o melhor desempenho quando $n_3 = 10$, ou seja, quando o atraso do segundo percurso foi igual ao período de símbolo do sinal transmitido pelo UP, isto é, $n_2 = 5$ amostras.

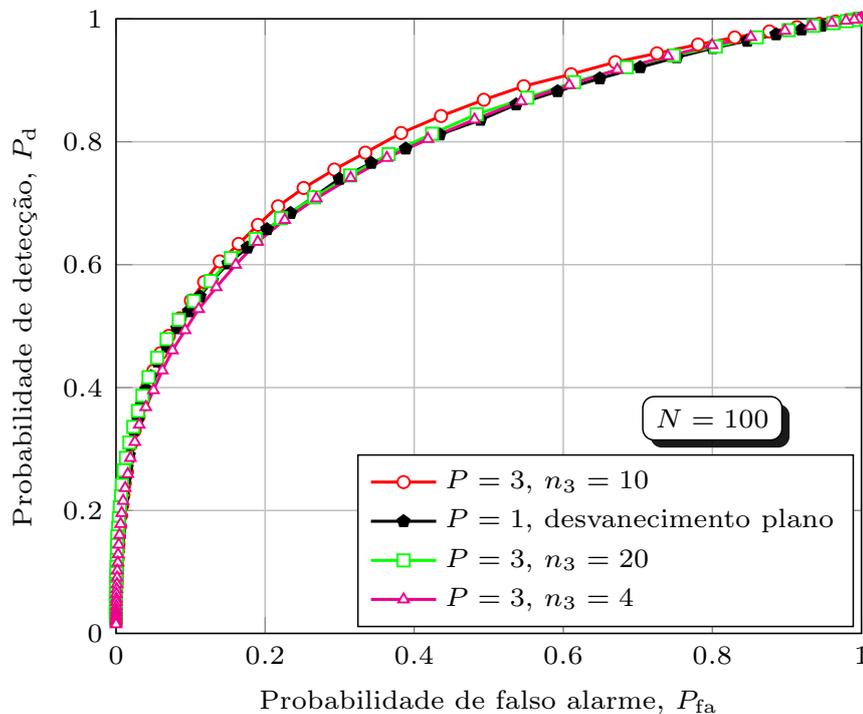


Figura 4.7: Curva ROC da técnica CPSC admitindo um canal seletivo em frequência.

Para analisar o desempenho obtido, um teste foi realizado para saber se, de fato, os atrasos e ganhos de canal escolhidos fariam com que o espectro do sinal sofresse seletividade em frequência. Este teste consistiu em gerar $N = 100000$ amostras do sinal do primário (com as mesmas características utilizadas nas demais simulações) em um único evento de Monte Carlo, e em seguida comparar sua DEP antes e depois do processo de filtragem no canal, para cada um dos conjuntos de valores de ganho de canal e atrasos escolhidos neste cenário. Como pode ser visto na Figura 4.8, o sinal BPSK do primário em banda-base (aqui, novamente, normalizado com período de símbolo igual a 1 s) terá seu lobo principal com energia concentrada em 1 Hz, como esperado. Este sinal foi filtrado por canais cujos coeficientes foram gerados com o modelo seletivo sob análise, (com ganhos de canal de 0 dB, -3 dB e -6 dB e atrasos máximos $n_3 = 4, 10, 20$). As curvas de DEP obtidas mostram que o sinal do UP sofreu filtragem em seu lobo principal, comprovando a seletividade para os valores ajustados.

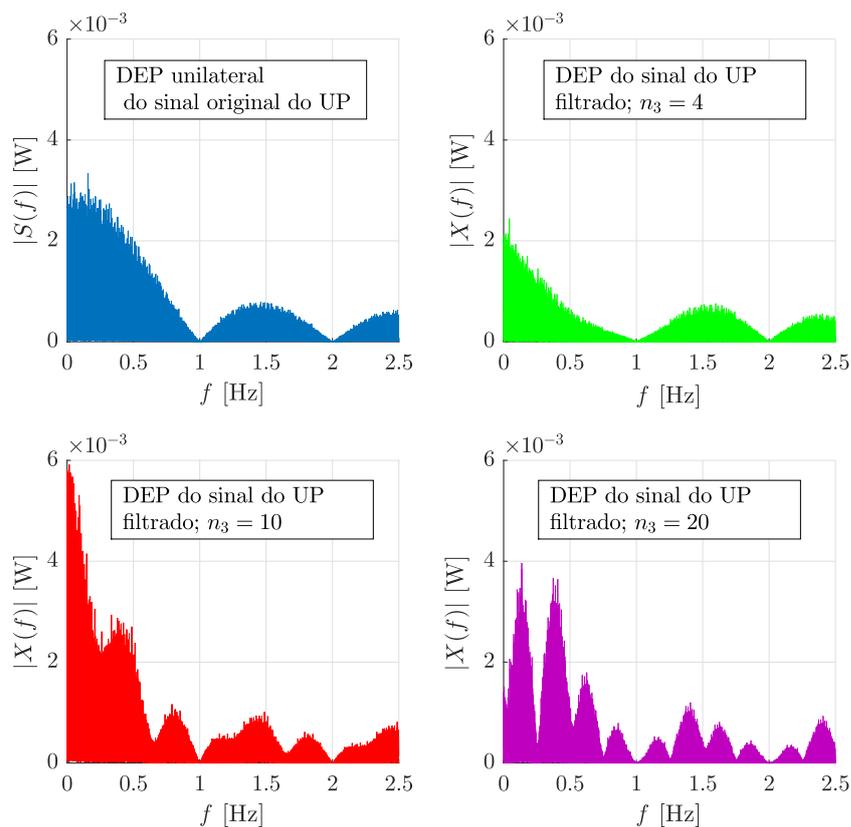


Figura 4.8: Efeito da seletividade em frequência no sinal do UP para diferentes valores de atraso.

De volta à Figura 4.7, valores de atraso de percurso maiores tiveram desempenho similar ao desempenho visto para o cenário de único percurso. Novamente, a FDP e FDC dos valores de ganho instantâneo do canal para o canal multipercurso foram

geradas e são mostradas, respectivamente, nas Figuras 4.9 e 4.10. Observou-se um comportamento similar ao visto no canal de variação rápida, ainda que não de forma tão acentuada. Esta melhoria ao utilizar um modelo de canal multipercurso também foi encontrada em [34], onde o sensoriamento espectral cooperativo também melhorou ao utilizar detecção de energia, quando comparado a um cenário de percurso único.

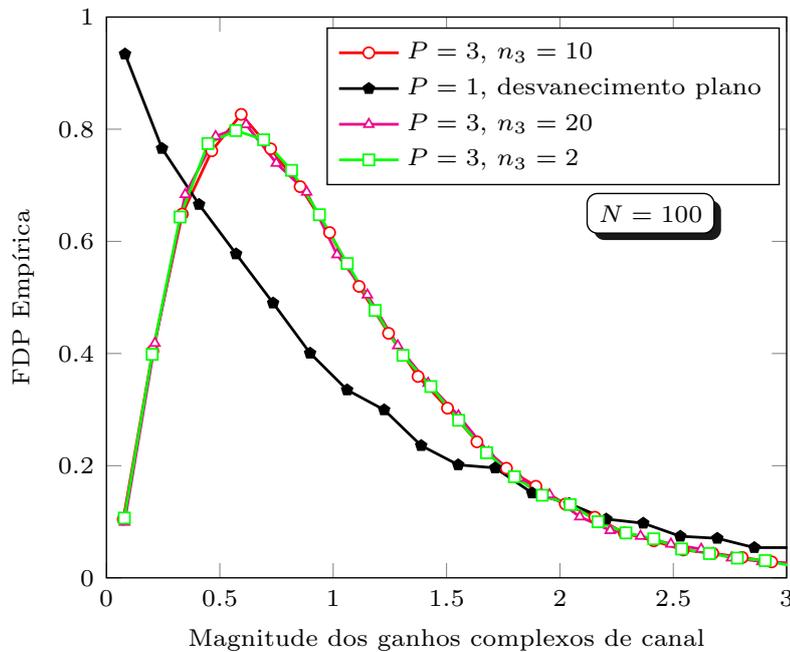


Figura 4.9: FDP empírica dos ganhos de canal complexos.

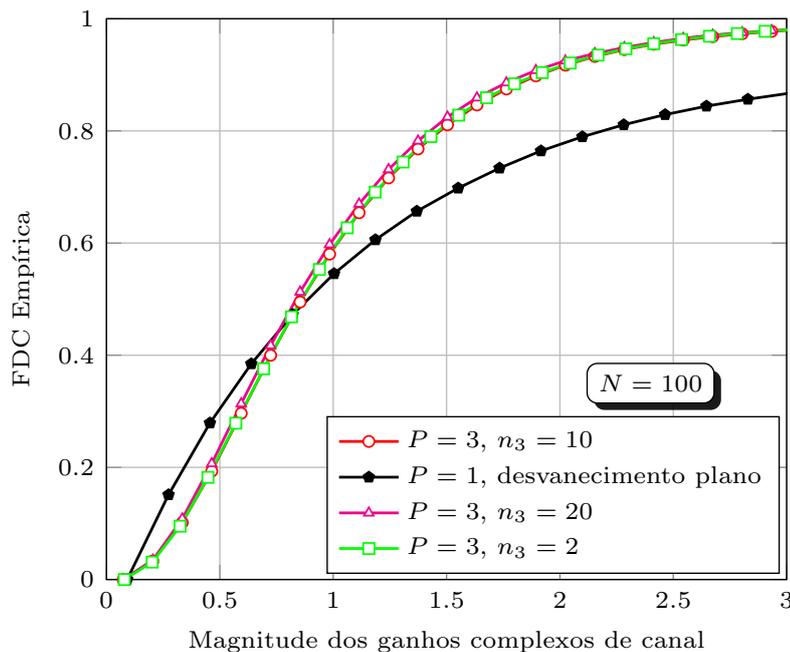


Figura 4.10: FDC empírica dos ganhos de canal complexos.

Para demonstrar uma comparação entre os casos previamente mencionados, a Figura 4.11 mostra curvas ROC contendo os cenários com desvanecimento lento e plano, rápido e plano, lento e seletivo e rápido e seletivo. As curvas ROC foram geradas, para todos os casos citados, com $N = 100$ e $N = 300$ amostras. Como esperado, o aumento do número de amostras correspondeu, diretamente, a uma melhoria de desempenho vista por meio da ROC. Para os casos em que $N = 300$, o ganho de desempenho percebido com os cenários de variação rápida foi ainda mais evidente do que aqueles em que $N = 100$, resultante da maior diversidade obtida. Como conclusão de modo geral, é possível afirmar que o método CPSC é mais sensível a cenários em que o canal varia de forma rápida do que quando varia de forma seletiva. Como consequência, este comportamento pode ser levado em consideração ao se dimensionar uma rede cognitiva em que RCs sensoriem com esta técnica.

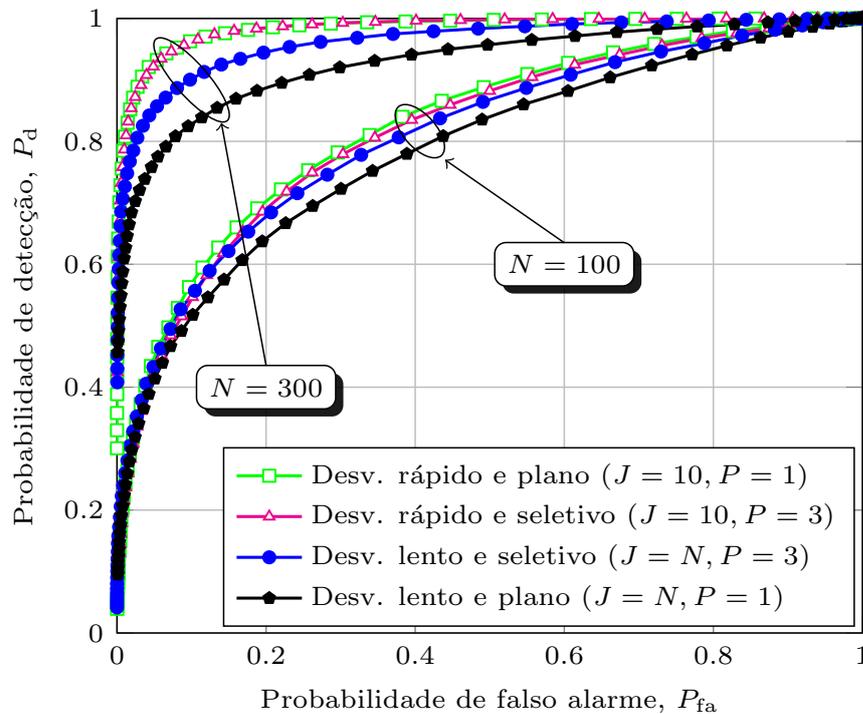


Figura 4.11: ROC do método CPSC para canais rápidos e seletivos.

Por último, investigou-se o impacto do desvanecimento na vazão máxima atingível da rede secundária. A vazão obtida para os quatro modelos de desvanecimento sob análise é mostrada na Figura 4.12 como função do número de amostras N , utilizando o mesmo modelo do Capítulo 3. Para verificar inclusive o impacto da duração do tempo de quadro T_f , as curvas de vazão foram obtidas para duas durações diferentes, que equivalem a 1000 e 500 períodos de símbolos transmitidos, de forma que $T_f = 1000$ s e $T_f = 500$ s, respectivamente. As curvas de vazão máxima atingível encontradas

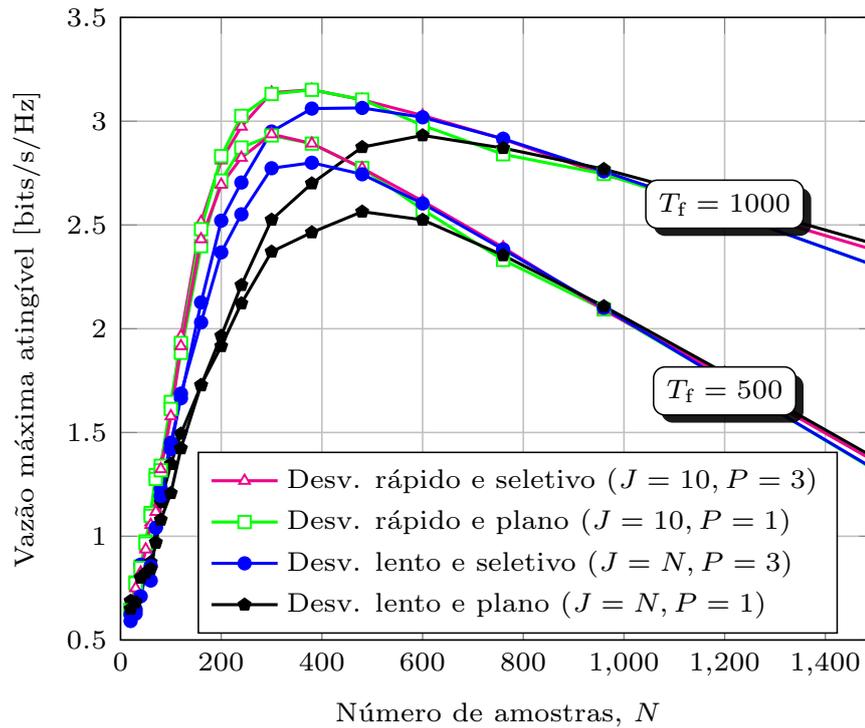


Figura 4.12: Capacidade de canal da rede secundária sensoriando com método CPSC sob diferentes configurações.

seguiram o desempenho visto previamente nas curvas ROC, em que o cenário com canal rápido obteve o melhor resultado, atingindo uma vazão de 3.1 bits/s/Hz no ponto de sensoriamento ótimo de 300 amostras. Conforme o número de amostras adquiridas aumenta além do ponto ótimo, o tempo designado para sensoriamento do quadro se sobrepõe ao tempo designado para transmissão, e a vazão máxima atingível irá cair.

Ressalta-se ainda que, neste cenário, a variação de T_f ocorreu mantendo-se fixa a frequência de amostragem f_s . A sobreamostragem com o aumento de f_s faria com que o tempo de sensoriamento T_s fosse reduzido, para um valor de N fixo, como no cenário simulado. No entanto, isto acarretaria no aumento de correlação entre estas amostras dentro de um mesmo período de sensoriamento, ou seja, um número menor de amostras sendo afetadas de maneira independente pelo canal.

Capítulo 5

Conclusões e Propostas para Novas Pesquisas

Nesta dissertação, utilizou-se o método CPSC como técnica de sensoriamento espectral. Seu desempenho foi avaliado através de curvas ROC considerando dois métodos possíveis para execução do algoritmo principal, onde constatou-se melhoria de desempenho utilizando as alterações ao algoritmo propostas em [27]. Também verificou-se que um aumento do número de amostras na banda sensoriada (ou mesmo um aumento do número de RCs sensoriando) causou melhorias no desempenho geral, devido a maior precisão atingível durante a execução do algoritmo.

O desempenho foi também analisado através de outra métrica, ao se considerar o impacto que este terá na vazão máxima atingível de uma rede secundária que sensorie com o mesmo. Assim como no cenário anterior, um aumento do número de amostras coletadas durante o período de sensoriamento correspondeu diretamente a melhorias de desempenho. No entanto, uma relação de compromisso entre tempo de sensoriamento e vazão máxima atingível deve ser obtida, com o objetivo de minimizar a queda de vazão na rede secundária causada pela necessidade de sensoriamento. Esta relação foi encontrada através de pontos ótimos de sensoriamento, obtidos através de simulações, nas quais o número ideal de amostras para o cenário analisado foi encontrado.

Finalmente, o desempenho do método CPSC foi também investigado sob a suposição de que haverá alterações no desvanecimento Rayleigh do canal entre usuário primário e secundários durante o período designado para sensoriamento. Este canal foi modelado admitindo cenários em que seu desvanecimento mudava de forma rápida e/ou seletiva em frequência. Assim, foi possível observar melhoria de desempenho

com o uso da técnica, mesmo sob efeitos de desvanecimento que seriam considerados outrora adversos. A relação de compromisso entre sensoriamento e transmissão de RCs que sensoriavam com o método CPSC também foi investigada, e a vazão máxima atingível da rede cognitiva obtida corrobora com o desempenho observado através das curvas ROC.

Em suma, as contribuições deste trabalho foram: i) a comparação do desempenho de duas abordagens para cálculo do limiar de decisão do algoritmo do CPSC, ii) as conclusões a respeito do desempenho do sensoriamento cooperativo com o método CPSC sob cenários com desvanecimento rápido e/ou seletivo, e iii) o impacto do desvanecimento de canais rápido e/ou seletivo na vazão medida em uma rede cognitiva que realiza o sensoriamento espectral com o método CPSC.

A seguir, são enunciadas algumas propostas para trabalhos de pesquisa futuros, expandindo a proposta da pesquisa original:

- O modelo de canal rápido e seletivo em frequência estudado pode ser estendido a outras técnicas de sensoriamento que não necessitem de conhecimento prévio do sinal do usuário primário, como as baseadas em autovalores.
- O modelo CPSC pode ser comparado a outras técnicas de sensoriamento espectral existentes na literatura, como as baseadas em autovalores. Assim como no caso descrito nesta dissertação, tal comparação pode ser feita por intermédio de curvas ROC e medindo a vazão máxima atingível em redes secundárias que sensoriem com tais métodos.
- Estudar a possibilidade de ocorrência de erros no canal de controle entre os RCs e o CF.
- Estudar um cenário que considere os efeitos adversos causados pela transmissão do UP durante, inclusive, o período destinado a transmissão dos usuários secundários.
- Estendendo a proposta anterior, pode-se analisar também um cenário em que o tempo de quadro T_f não seja fixo, podendo ou não possuir intervalo para sensoriamento predefinido. A variação de tempo de quadro e/ou do período de sensoriamento pode impactar na vazão máxima atingível obtida na rede secundária.

Referências Bibliográficas

- [1] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION, “Overview,” (Acesso em: Setembro de 2016). [Online]. Disponível em: <http://www.itu.int/en/about/Pages/overview.aspx>
- [2] ANATEL, (Acesso em: Setembro de 2016). [Online]. Disponível em: <http://www.anatel.gov.br/Portal/exibirPortalNivelDois.do?codItemCanal=671>
- [3] D. Cabric, S.M. Mishra, D. Willkomm and R. Brodersen and A. Wolisz, “A Cognitive Radio Approach for Usage of Virtual Unlicensed Spectrum,” in *Proc. 14th IST Mobile and Wireless Comm. Summit*, Jun. 2005.
- [4] R. Engelman, “Report of the spectrum efficiency working group,” Federal Communication Commission, Tech. Rep., Nov. 2002.
- [5] SHARED SPECTRUM COMPANY, Spectrum Occupancy Measurements. <http://www.sharedspectrum.com/papers/spectrum-reports>, acessado em 05 de Agosto de 2016.
- [6] J. Mitola III and G. Q. Maguire Jr., “Cognitive radio: making software radios more personal,” *IEEE Personal Commun. Mag.*, vol. 6, no. 4, pp. 13–18, Aug. 1999.
- [7] C.I. Badoi, N. Prasad, V. Croitoru, and R. Prasad, “5G based on cognitive radio,” *Wireless Personal Communications*, vol. 57, no. 3, pp. 441-464, 2011.
- [8] M. Mueck, W. Jiang, G. Sun, H. Cao, E. Dutkiewicz, and S. Choi, “Novel spectrum usage paradigms for 5G,” White Paper - Special Interest Group Cognitive Radio in 5G, 2014. [Online]. Disponível em: http://cn.committees.comsoc.org/files/2015/11/WP_Spectrum_Paradigms.pdf
- [9] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, and J. C. Zhang, “What will 5G be?” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, no. 6, pp. 1065–1084, Jun. 2014.

- [10] (2016, Aug.). [Online]. Disponível em: <http://cn.committees.comsoc.org/special-interest-groups-sigs/sig-on-cognitive-radio-for-5g/>
- [11] Y.-C. Liang, Y. Zeng, E. Peh, and A. T. Hoang, “Sensing-throughput tradeoff for cognitive radio networks,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 4, pp. 1326–1337, Apr. 2008.
- [12] S. Stotas and A. Nallanathan, “Overcoming the sensing-throughput tradeoff in cognitive radio networks,” in *Communications (ICC), 2010 IEEE International Conference on*, pp. 1–5, May 2010.
- [13] N. Reisi, M. Ahmadian, and S. Salari, “Performance analysis of energy detection-based spectrum sensing over fading channels,” in *Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2010 6th International Conference on*, , pp. 1–4, Sep. 2010.
- [14] I. F. Akyildiz, B. F. Lo, and R. Balakrishnan, “Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks: A survey,” *Elsevier Physical Comm.*, vol. 4, pp. 40–62, Mar. 2011.
- [15] dos ANJOS, A. A. “Plataforma de Simulação para Análise de Desempenho do Sensoriamento Espectral baseado em Autovalores para Rádios Cognitivos”. Mestrado em Engenharia Elétrica - Instituto Nacional de Telecomunicações. Santa Rita do Sapucaí. Dez. 2012.
- [16] COSTA, L. dos S. “Desempenho das Fusões de Decisões e de Autovalores para Sensoriamento de Sinais OFDMA sob Erros no Canal de Controle”. Mestrado em Engenharia Elétrica - Instituto Nacional de Telecomunicações. Santa Rita do Sapucaí. Set. 2014.
- [17] ALVES, M. H. P., “Técnicas de sensoriamento espectral paralelo à transmissão baseadas em autovalores sob cooperação espaço-temporal em redes de rádios cognitivos”. Mestrado em Engenharia Elétrica - Instituto Nacional de Telecomunicações. Santa Rita do Sapucaí. Dez. 2014.
- [18] Y. Zeng and Y. C. Liang, “Eigenvalue-based spectrum sensing algorithms for cognitive radio,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no. 6, pp. 1784–1793, Jun. 2009
- [19] R. Tandra and A. Sahai, “SNR walls for signal detection,” *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 2, no. 1, pp. 4–17, Feb. 2008.

- [20] A. Sahai, N. Hoven, and R. Tandra, “Some fundamental limits on cognitive radio,” *Proc. 42nd Allerton Conf. Commun., Control, Comput.*, vol. 7, no. 4, pp. 131–136, 2004.
- [21] C. Bektas, A. Akan and N. Odabasioglu, “Energy based spectrum sensing using wavelet transform for fading channels,” *Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)*, 2012 4th International Congress on, St. Petersburg, pp. 207-211, 2012.
- [22] E. Axell, G. Leus, and E. G. Larsson, “Overview of spectrum sensing for cognitive radio,” in *2010 2nd International Workshop on Cognitive Information Processing*, Jun. 2010, pp. 322–327.
- [23] J. Lunden, V. Koivunen, A. Huttunen, and H. V. Poor, “Collaborative cyclostationary spectrum sensing for cognitive radio systems,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 57, no. 11, pp. 4182–4195, Nov. 2009.
- [24] 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.
- [25] L. Shen, H. Wang, W. Zhang, and Z. Zhao, “Blind spectrum sensing for cognitive radio channels with noise uncertainty,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 6, pp. 1721–1724, Jun. 2011.
- [26] IEEE 802.22, “Draft standard for wireless regional area networks part 22,” July 2008.
- [27] R. C. D. V. Bomfim, 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.
- [28] Moreira, G. S. L., de Souza, R. A. A. “On the Throughput of Eigenvalue-based Spectrum Sensing Techniques Under Complex Nakagami-m Channels”. *The 2016 International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC 2016)*, publicado em Março de 2016.
- [29] Chaudhari, S. “Spectrum Sensing for Cognitive Radios: Algorithms, Performance and Limitations”. Aalto University publication series Doctoral Dissertations, 2012.
- [30] J. Proakis, V. Ingle, *Digital Signal Processing using MATLAB*. Cengage Learning, 2010.

- [31] S. Maleki, S. Chepuri, and G. Leus, “*Energy and throughput efficient strategies for cooperative spectrum sensing in cognitive radios*”. *Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, 2011 IEEE 12th International Workshop on, Jun. 2011, pp. 71–75.
- [32] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Prentice-Hall, Incorporated, Upper Saddle River, New Jersey, USA, 1988.
- [33] Vijay Garg. 2007. *Wireless Communications & Networking* (1st ed.). Morgan Kaufmann Publishers Inc., San Francisco, CA, USA.
- [34] Y. F. Sharkasi, D. McLernon and M. Ghogho, “*Cooperative spectrum sensing over frequency-selective Nakagami- m fading channels*”. *Sensor Signal Processing for Defence (SSPD 2012)*, Sep. 2012, pp. 1–5.

Apêndice A

Código para geração da curva de vazão máxima atingível em função do número de amostras

- Função `cpsc_main_throughput`

```
% Função principal para cálculo da vazão máxima atingível
% para vários valores de N, em canais planos, lentos,
% rápidos ou seletivos.
format long;
clc
clear
tic

% Valores de N:
Nvar = [20 30 40 50 60 70 80 100 120 160 200 240 300 380
        480 600 760 960 1200];
Npoints = length(Nvar);

% Número de eventos simulados, e pontos para cálculo das
% curvas ROC
N_events = 40000; % número de eventos (default: 10000)
N_events_limiar = 1000; % número de eventos para
% descobrir o limiar (default: 1000)
N_limiar = 100; % números de pontos na ROC (default:
100)
```

```

L = 10;          % número de subbandas
U = 5;          % número de rádios cognitivos
S = 1;          % S = 0.5 > original, S = 1 > proposto
SNR = -10;      % relação sinal ruído do primário
SIGMA = ones(U,1); % padrão de desvio padrão do ruído

% Número de amostras sob mesmo ganho complexo de canal.
% Para um canal lento, basta fazer J_percentual = 1.
J_amostras = 10;
J_percentual = J_amostras/Nvar(index_M);

% Loop principal: Pd e Pfa serão calculados para cada um
% dos valores do vetor Nvar.
for index_M = 1:Npoints
M = Nvar(index_M); % número de amostras por radio
% (default: 100)

% Parametros do sinal do UP:
fc = 0;% frequencia de portadora
P = mean(SIGMA.^2)*10^(SNR/10)/2;% potencia de
% transmissao em banda base
% P = mean(SIGMA.^2)*10^(SNR/10);% potencia de
% transmissao em banda passante
fs = 5; % taxa de amostragem
N_symb = M/fs;

% Teste para descobrir o limiar de decisão:
limiar_min_CPSC = zeros(1,N_events_limiar);
limiar_max_CPSC = zeros(1,N_events_limiar);

for i = 1 : N_events_limiar

% Geração do ruído CPSC
V = gera_ruído(SIGMA,M,U);

Y = V;
Y2 = Y;

[r_avg] = CPSC_algorithm(Y,U,M,L,S); % CPSC

```

```

limiar_min_CPSC(i) = min(r_avg);
[r_avg] = CPSC_algorithm(Y,U,M,L,S); % CPSC
limiar_max_CPSC(i) = max(r_avg);

end

limiar_CPSC =
    linspace(min(limiar_min_CPSC),max(limiar_max_CPSC),N_limiar);

ravg_H0_CPSC = zeros(N_events,L);
ravg_H1_CPSC = zeros(N_events,L);

% Atrasos e ganhos dos P percursos:
pathDelays = [0 1 2]; % Atraso dos percursos (s)
avgPathGains = [0 -3 -6]; % Ganho médio de percurso (dB)

%Geração de objeto de canal, com o objeto
    "comm.RayleighChannel" da
% toolbox "Communication Systems".
ch = comm.RayleighChannel( ...
    'SampleRate', fs, ...
    'PathDelays', pathDelays, ...
    'AveragePathGains', avgPathGains, ...
    'NormalizePathGains', true, ...
    'PathGainsOutputPort', true, ...
    'MaximumDopplerShift', 0);

% Execução para as hipóteses H0 e H1
for j = 1:N_events
    % Hipótese H0
    V = gera_ruído(SIGMA,M,U); % gera ruído
    Y = V;
    [r_avg] = CPSC_algorithm(Y,U,M,L,S); %algoritimo
    ravg_H0_CPSC(j,:) = r_avg;

    % Hipótese H1
    V = gera_ruído(SIGMA,M,U); % gera ruído
    X = bpsk_mod(N_symb*1,fc,P,fs); % gera sinal primário
    Y = zeros(U,length(X));

    for index_U = 1:U

```

```

for index_cha = 0:round((1/J_percentual) - 1)
    Xtemp = zeros(1, length(X));
    Xtemp(round(index_cha * length(X) * J_percentual +
        1):round((index_cha+1) * length(X) *
        J_percentual)) = ...
    X(round(index_cha * length(X) * J_percentual +
        1):round((index_cha+1) * length(X) *
        J_percentual));
    [HX, PATHGAINS] = step(ch, Xtemp');
    Y(index_U, :) = Y(index_U, :) + HX';
    ch.reset;
end
end
Y = Y + V;

% Execução do algoritmo CPSC
[r_avg] = CPSC_algorithm(Y,U,M,L,S);
ravg_H1_CPSC(j, :)=r_avg;
clc
disp(['Processo: ', num2str(100*j/N_events), '%']);
disp(['N: ', num2str(Nvar(index_M))]);
end

% Cálculo da Pd e Pfa
PFA_CPSC = mean(reshape(sum((repmat(ravg_H0_CPSC, [1 1
    numel(limiar_CPSC)])> permuterepmat(limiar_CPSC', [1
    N_events L]), [2 3 1])), 2)>0, [N_events
    numel(limiar_CPSC)]));
PD_CPSC = mean(reshape(sum((repmat(ravg_H1_CPSC, [1 1
    numel(limiar_CPSC)])> permuterepmat(limiar_CPSC', [1
    N_events L]), [2 3 1])), 2)>0, [N_events
    numel(limiar_CPSC)]));

% Pfa para uma Pd-alvo fixa.
PD_TARGET = 0.9;
for index_Cap = 1:Npoints
    [value_pd(index_Cap) index_pd(index_Cap)] =
        min(abs(PD_CAPACITY(index_Cap, :) - PD_TARGET));
    closestValues(index_Cap) = PD_CAPACITY(index_Cap,

```

```

        index_pd(index_Cap));
PFA_CAP_CALC(index_Cap) = PFA_CAPACITY(index_Cap,
        index_pd(index_Cap));
end

% Cálculo das Pfa's simuladas e da vazão máxima atingível.
SNRs = db2pow(15);
SNRx = db2pow(SNR);

C0 = log2(1 + SNRs); % sob hipótese H0.
C1 = log2(1 + ... % sob hipótese H1.
(SNRs ./ (1 + SNRx)));

% Tempo de quadro, em número de períodos de símbolo, e
ajuste percentual para vazão atingível
tTx = 1000;
ts = Nvar*1/fs;
Tadj = (tTx - ts)/tTx;

% Definição das probabilidades a priori, para cálculo das
vazões
PH0_priori = 0.65;
PH1_priori = 0.35;

% Expressão final da vazão do método CPSC.
Capacity_cpsc = Tadj .* C0 .* (1 - PFA_CAP_CALC) .*
PH0_priori + ...
Tadj .* C1 .* (1 - closestValues) .* PH1_priori;

% Ajuste de versão - configura para interpretador LaTeX
(apenas Matlab R2015a ou superior)
if(strcmp(version, '7.11.0.584 (R2010b)'))
else
set(groot, 'defaultAxesTickLabelInterpreter','latex');
set(groot, 'defaultLegendInterpreter','latex');
set(groot, 'defaultFigurePosition', [372 147 1033 767]);
end

% Geração das figuras
Fig = figure();

```

```

axes1 = axes('Parent',Fig);
box(axes1,'on');
grid(axes1,'on');
hold(axes1,'on');

plot(Nvar, Capacity_cpsc, 'Color', 'r', 'LineWidth', 1.5,
     'Marker', 's', ...
     'MarkerEdgeColor', 'k', 'MarkerFaceColor', 'r',
     'MarkerSize', 7, ...
     'LineStyle', '--', 'DisplayName', 'CPSC');

% Ajuste final dos eixos e título dos gráfico
grid on;
xlabel('Number of samples', ...
      'FontSize', 14, 'interpreter','latex');
ylabel('Achievable throughput [bits/s/Hz]', ...
      'FontSize', 14, 'interpreter','latex');
Tl = title('CPSC achievable throughput for different
          channel models', ...
          'interpreter', 'latex');
set(Tl, 'FontSize', 16);
legend(axes1, 'show');

toc

```

- Função bpsk_mod.m

```

% Função para geração do sinal do primário

function [bpsk_w H t] = bpsk_mod(N_symb,fc,P,fs)
A = sqrt(2*P);

% Sequência de bits
d = randi([0 1],1,N_symb);
H = sqrt(0.5)*(randn(1,N_symb)+1i*randn(1,N_symb));

% Conversão unipolar para polar
b=2*d-1;
t=1/fs:1/fs:N_symb;

```

```

% Número de amostras
N = length(t);
Nsb = N / length(d); % Número de amostras por bit
dd=repmat(d',1,Nsb); % Replica cada bit "Nsb" vezes
H=repmat(H',1,Nsb);
bb=repmat(b',1,Nsb); dw=dd';
dw=dw(:)';

% Conversão de "dw" para um vetor coluna, e em seguida
  para m vetor linha
bw=bb';
H = H';H = H(:)';
bw=bw(:)';
w=A*cos(2*pi*fc*t);

% Forma de onda modulada
bpsk_w=bw.*w;
end

```

- Função gera_ruído.m

```

%Geração de ruído CPSC
function V = gera_ruído(SIGMA,N,M)
V = sqrt(0.5).*repmat(SIGMA,[1 N]).*(randn(M,N) +
    1i*randn(M,N));
end

```

- Função CPSC_algorithm.m

```

% Implementação do algoritmo para CPSC
function [r_avg ru F F_full Flu] =
    CPSC_algorithm(x,U,M,L,S)

% PASSOS 1# e #2: DEP de x
F = abs(fft(x,[],2)).^2/M;

% PASSO #3: Potência por banda total e por sub-banda
V = M/L;
F_full = sum(F(:,1:M*S),2);
Flu = reshape(F',V,L,U);

```

```
Flu = reshape(sum(Flu(1:V*S, :, :), 1), L, U)';  
  
% PASSO #4: Flu/Ffull;  
ru = Flu./repmat(F_full, 1, L);  
  
% PASSO #5: Média de ru  
r_avg = mean(ru, 1);  
  
end
```
