

Universidade Estadual de Campinas Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação

Francisco Martins Portelinha Junior

AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DE REDES DE RÁDIOS COGNITIVOS EM AMBIENTES COM  
DESVANECIMENTO

PERFORMANCE EVALUATION OF COGNITIVE RADIO NETWORKS IN FADING ENVIRONMENTS

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Master dissertation presented to the School of Electrical and Computer Engineering in partial fulfillment of the requirements for the degree of M.Sc in Electrical Engineering. Concentration area: Telecommunications and Telematics.

Orientador (Tutor): Prof. Dr. Paulo Cardieri

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Francisco Martins Portelinha Junior, e orientada pelo Prof. Dr. Paulo Cardieri

---

Campinas  
2012

Francisco Martins Portelina Junior

**AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DE REDES DE RÁDIOS  
COGNITIVOS EM AMBIENTES COM DESVANECIMENTO**

**PERFORMANCE EVALUATION OF COGNITIVE RADIO NETWORKS IN  
FADING ENVIRONMENTS**

Campinas  
2012

Universidade Estadual de Campinas  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

# **Avaliação do Desempenho de Redes de Rádios Cognitivos em Ambientes com Desvanecimento**

**Autor: Francisco Martins Portelinha Junior**

**Orientador: Prof. Dr. Paulo Cardieri**

**Dissertação de Mestrado** apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

## Banca Examinadora

Prof. Dr. Paulo Cardieri . . . . . DECOM/FEEC/Unicamp  
Prof. Dr. José Cândido Silveira Santos Filho . . . . . DECOM/FEEC/Unicamp  
Prof. Dr. Carlos Nazareth Motta Marins . . . . . INATEL

Campinas, SP

Junho/2012

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

P832a Portelinha Junior, Francisco Martins  
Avaliação do desempenho de redes de rádios  
cognitivos em ambientes com desvanecimento /  
Francisco Martins Portelinha Junior. --Campinas, SP:  
[s.n.], 2012.

Orientador: Paulo Cardieri.  
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de  
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação.

1. Redes de comunicação. 2. Sistemas de  
comunicação sem fio. 3. Análise espectral. 4. Rádio -  
Transmissores e transmissão - Desvanecimento. 5.  
Rádio. I. Cardieri, Paulo. II. Universidade Estadual de  
Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação. III. Título.

Título em Inglês: Performance evaluation of cognitive radio networks in fading  
environments

Palavras-chave em Inglês: Communication networks, Wireless communication  
systems, Spectrum analysis, Radio - Transmitters and  
transmission - Fading, Radio

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: José Cândido Silveira Santos Filho, Carlos Nazareth Motta  
Marins

Data da defesa: 25-06-2012

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

**Candidato:** Francisco Martins Portelina Junior

**Data da Defesa:** 25 de junho de 2012

**Título da Tese:** "Avaliação do Desempenho de Redes de Rádios Cognitivos em Ambientes com Desvanecimento "

Prof. Dr. Paulo Cardieri (Presidente):

*Paulo Cardieri*

Dr. Carlos Nazareth Motta Marins:

*Carlos Nazareth Motta Marins*

Prof. Dr. José Cândido Silveira Santos Filho:

*José Cândido Silveira Santos Filho*

# Resumo

Rádio Cognitivo é uma tecnologia inovadora que permite que usuários não licenciados, ditos usuários secundários, compartilhem o espectro com usuários licenciados, (os chamados usuários primários), restrita à condição de que os usuários secundários respeitem certos limites de interferência que possam interferir nos usuários primários. Neste contexto, um procedimento essencial é o do sensoriamento do espectro, que visa identificar intervalos em que o usuário primário não esteja usando um canal licenciado, permitindo, portanto, o uso desse canal pelo usuário secundário. O sensoriamento do espectro é propenso a erros de decisão, causados pelo ruído aditivo ou desvanecimento no canal de propagação. Trabalhos anteriores mostram que o desempenho do detector de energia pode ser melhorado quando técnicas de colaboração entre usuários secundários são empregadas. No entanto, quando o desvanecimento é espacialmente correlacionado, os benefícios do sensoriamento colaborativo são reduzidos. Neste trabalho, investigamos o desempenho do sensoriamento colaborativo do espectro em ambientes com desvanecimento por sombreamento lognormal espacialmente correlacionado. Resultados mostram que a melhoria do desempenho tende a atingir um limite quando o número de usuários secundários colaborativos aumenta. Este limite depende do grau de correlação no ambiente de propagação, que provoca correlação entre as decisões dos usuários secundários que participam do esquema de sensoriamento espectral colaborativo.

Neste trabalho, também apresentamos uma análise do desempenho das redes primária e secundária, operando de acordo com a estratégia *underlay*, quando a banda disponível à rede secundária é particionada em sub-bandas, sendo cada sub-banda acessada por um sub-grupo dos terminais secundários. Com a partição da banda, terminais secundários transmitirão em canais mais estreitos. Se a ordem da modulação dos terminais secundários é mantida fixa, a potência de transmissão pode ser reduzida com a partição do canal, o que contribui para a redução da interferência na rede primária. Mostramos que, em determinadas situações, essa partição é de fato benéfica, no sentido de reduzir a interferência provocada pelos terminais secundários nas transmissões dos terminais primários.

**Palavras-chave:** Sensoriamento do Espectro, Redes de Comunicação, Sistemas de Comunicação sem Fio, Desvanecimento Correlacionado, Rádio Cognitivo.

# Abstract

Cognitive Radio is an innovative technology that allows unlicensed (secondary users) users to opportunistically access licensed channels to other users (primary users). A key procedure in the context of opportunistic access is the spectrum sensing, performed by secondary users to determine whether the channel is idle or busy. However, decisions regarding the channel state can be corrupted by fading conditions, leading to wrong decisions. Collaborative spectrum sensing schemes have been proposed in the literature as a possible way to mitigate the effects of fading. In these schemes, local decisions or observations about the channel state are combined to reach a global decision. Even though collaborative spectrum sensing in general leads to a higher performance, correlated shadowing may reduce the benefits of collaboration. In this work we investigate the performance of different combining rules in collaborative spectrum sensing in correlated shadowing environment. Our results show that the incremental performance gain achieved by adding more users in the collaboration scheme tends to reduce when the number of users in the collaboration grows, indication that there is a limit in the performance of collaborative spectrum sensing.

We also present in this work a performance analysis of a primary and a secondary networks operating under the underlay paradigm, when the bandwidth available to the secondary network is partitioned into sub-bands, which are allocated to a sub-group of secondary users. By partitioning the bandwidth, secondary users will transmit on narrower bandwidth. If the modulation order is kept fixed, the transmit power can be reduced, contributing for the reduction of interference at the primary network. We show that, in certain scenarios, in fact, this bandwidth partitioning may be beneficial to the primary network, due to the secondary transmit power reduction and consequent interference reduction.

**Keywords:** Dynamic Spectrum Access, Opportunistic Access, Cognitive Radio, Spectrum Sensing, Spatially Correlated Fading.

*À Francisco, Deborah, Alexandre e Renata Akemi.*

*À Cesar Martins Portelinha, Zacarias Martins Portelinha e Lucy Therezinha,  
eternas saudades.*

# Agradecimentos

À força divina que me dá o presente da vida a cada dia.

Na minha opinião os agradecimentos talvez sejam a parte mais importante de uma dissertação. Por ser o momento formal de dizer "Muito Obrigado" a todas as pessoas ou instituições, que de uma forma direta ou indireta, contribuíram para a elaboração da mesma. É muito importante lembrar que nada seríamos se não tivéssemos o apoio e o incentivo de nossos familiares e amigos.

Em primeiro lugar, quero dirigir os meus agradecimentos ao meu orientador, o Professor Dr. *Paulo Cardieri*, por sua confiança, paciência, amizade e pela brilhante orientação.

Agradeço também aos Professores Dr. Jose Cândido e Dr. Ugo Dias pelo conhecimento transmitido e amizade. Agradeço especialmente ao Professor Dr. Michel Daoud Yacoub, sem diminuir a importância dos demais professores que tive, acrescentou muito à minha formação na área de telecomunicações e como ser humano.

Meus agradecimentos aos companheiros de jornada do laboratório Wiss Tek. Agradecimento especial a Guilherme, Luiz Gustavo e Aravind pela amizade e companhia. Aos amigos, que fiz nesta caminhada e que sempre me proporcionaram momentos de felicidade, Marco Cazarotto Gomes, Daniel Breves, Danilo Pereira, Diego Acciari, Rafael Pastre, Rubens Tayel, Nayra e Rafael Tiezzi.

E, com muito amor dedico este trabalho as pessoas mais importantes da minha vida:

Ao meu pai, Francisco, por ser o meu mentor e amigo em todos os momentos. À minha mãe, Deborah, por seu amor, apoio e carinho incondicional. Agradeço por tornarem possível a obtenção deste título e pelo suporte financeiro.

Ao meu irmão, Alexandre, a pessoa mais maravilhosa que eu conheço, pelo carinho e exemplo de ser humano.

À minha noiva Renata Akemi, pelo apoio, compreensão, companhia, paciência, amizade e carinho.

À Luiz Augusto Portelinha Telles agradeço por sua amizade, carinho, companhia e todos os momentos que vivemos juntos.

Aos meus familiares e amigos que torceram por esta vitória, em especial a Diego Valeriano, Mateus Portelinha e Thiago Jacob Massini pela amizade incondicional.

E a todos aqueles que não foram citados, mas que colaboraram para a realização deste trabalho.

Agradeço também a empresa *DSP TELECOM* por todo suporte a realização deste trabalho e ao CNPQ, pelo apoio financeiro.

*"Os pobres e subdesenvolvidos de hoje são aqueles que no passado, perderam o barco da revolução industrial no século XIX; mas os pobres e subdesenvolvidos de amanhã serão aqueles que terão falhado ao embarcar hoje na revolução das comunicações, do conhecimento, da ciência e tecnologia."Hogbe Nlend*

# Sumário

<b>Lista de Figuras</b>	<b>xii</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xiv</b>
<b>Lista de Siglas</b>	<b>xv</b>
<b>Trabalhos Publicados Pelo Autor</b>	<b>xvi</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
<b>2 Rede de Rádios Cognitivos e Acesso Dinâmico ao Espectro</b>	<b>3</b>
2.1 Espectro de Frequências . . . . .	3
2.2 Acesso Oportunista do Espectro de Frequências e Rádio Cognitivo . . . . .	5
2.3 Rádio Cognitivo . . . . .	5
<b>3 Sensoriamento Oportunista do Espectro</b>	<b>7</b>
3.1 Introdução . . . . .	7
3.2 Técnicas de Sensoriamento Espectral . . . . .	7
3.2.1 Detector Cicloestacionário . . . . .	8
3.2.2 Detector por Filtro Casado . . . . .	8
3.2.3 Detector de Energia . . . . .	8
3.3 Sensoriamento Espectral por Detecção de Energia . . . . .	9
3.3.1 Desempenho em canais AWGN . . . . .	10
3.4 Conclusões . . . . .	12
<b>4 Sensoriamento Colaborativo do Espectro em Ambientes com Sombreamento Espacialmente Correlacionado</b>	<b>13</b>
4.1 Introdução . . . . .	13
4.2 Sensoriamento Colaborativo do Espectro . . . . .	14
4.3 Técnicas de Sensoriamento Colaborativo do Espectro . . . . .	14
4.3.1 Estratégias de Combinação de Decisões Locais em uma Rede Secundária Colaborativa . . . . .	15
4.3.2 Regra $K$ -out-of- $N$ . . . . .	15
4.4 Formulação e Análise do Problema . . . . .	16
4.4.1 Modelo da Rede Simulada . . . . .	16

---

4.4.2	Desvanecimento por Sombreamento Log-Normal Espacialmente Correlacionado . . . . .	19
4.5	Sensoriamento Colaborativo do Espectro em Ambientes com Desvanecimento por Sombreamento Correlacionado . . . . .	21
4.6	Conclusão . . . . .	26
<b>5</b>	<b>Desempenho de Redes Primária e Secundária com Partição de Espectro</b>	<b>27</b>
5.1	Introdução . . . . .	27
5.2	Modelagem das Redes Primária e Secundária . . . . .	28
5.2.1	Disposição dos terminais das redes . . . . .	28
5.2.2	Relação Sinal - Interferência mais Ruído . . . . .	29
5.2.3	Probabilidades de Interferência . . . . .	31
5.2.4	Probabilidade de Erro de Bit e de Pacote . . . . .	33
5.3	Avaliação do Desempenho . . . . .	34
5.3.1	Procedimento Empregado . . . . .	34
5.3.2	Resultados Numéricos . . . . .	37
5.4	Conclusões . . . . .	42
<b>6</b>	<b>Conclusões e Trabalhos Futuros</b>	<b>43</b>
	<b>Referências bibliográficas</b>	<b>45</b>
<b>A</b>	<b>Código Fonte</b>	<b>48</b>

# Lista de Figuras

2.1	Faixa de frequências alocadas no Brasil. . . . .	4
2.2	Exemplo de ciclo de cognição de um rádio cognitivo para acesso oportunista. . . . .	6
3.1	Diagrama de Blocos do Detector de Energia. . . . .	9
3.2	Desempenho de detecção de energia em ambiente <i>AWGN</i> , com $SNR = 6$ dB. . . . .	11
3.3	Desempenho da detecção de energia em ambiente <i>AWGN</i> para um sensor, para diferentes valores de $SNR$ . . . . .	12
4.1	Modelo da Rede utilizada na Análise. . . . .	17
4.2	Validação do Simulador: Canal <i>AWGN</i> , para $SNR = 6$ dB e decisão local. . . . .	19
4.3	Modelo para calcular amostras do desvanecimento por sombreamento correlacionado. . . . .	20
4.4	Exemplo de amostras de desvanecimento por sombreamento espacialmente correlacionado, gerado pelo procedimento descrito. . . . .	20
4.5	Probabilidade de Perda de Detecção $Q_{md}$ vs. Probabilidade de Falso Alarme $Q_{fa}$ , para Regra OR, $SNR = -14$ dB, $L = 100$ amostras, $d_{corr} = 500$ m, $\sigma_{dB} = 4$ dB, e diferentes números de usuários secundários $n$ na colaboração. . . . .	22
4.6	Probabilidade de Perda de Detecção $Q_{md}$ vs. Número de Usuários Colaborativos $n$ , para Regra OR, $SNR = -14$ dB, $L = 100$ amostras, $\sigma_{dB} = 4$ dB, $d_{corr} = 50, 100$ e $500$ m. . . . .	23
4.7	Probabilidade de Perda de Detecção $Q_{md}$ vs. Número de Terminais Secundários na Colaboração $n$ , para Regra OR, $SNR = -14$ dB, $\sigma_{dB} = 4$ dB, $d_{corr} = 100$ m, para diferentes números de amostras na integração. . . . .	24
4.8	Probabilidade de Perda de Detecção $Q_{md}$ vs. Número $n$ de Usuários Secundários na colaboração, para desvanecimento por sombreamento descorrelacionado e correlacionado ( $d_{corr} = 500$ m). Outros parâmetros: $Q_{fa} = 0, 1$ , $SNR = -14$ dB, $L = 100$ amostras, $\sigma_{dB} = 4$ dB. . . . .	25
5.1	Estratégia Underlay. . . . .	27
5.2	Partição da Banda Utilizada pela Rede Secundária. . . . .	28
5.3	Posição dos terminais primário e secundários. . . . .	29
5.4	Sistema fila mais o servidor do tipo M/D/1 para as transmissões do terminal primário. . . . .	32
5.5	Esquema TDMA empregado no compartilhamento da banda $W_2$ por $n$ terminais secundários. . . . .	32

---

5.6	Probabilidade de erro de pacotes $P_E$ do primário em função da taxa $\lambda_2$ de chegada de pacotes do secundário e do número $N$ de sub-bandas na rede secundária. Modulação 16-QAM no primário e 2-QAM no secundário. . . . .	38
5.7	Probabilidade de erro de pacotes do primário em função do número $N$ de sub-bandas na rede secundária, para diversos valores de $\lambda_2$ . Modulação 16-QAM no primário e 2-QAM no secundário. . . . .	39
5.8	Probabilidade de erro de pacotes do primário em função do número $N$ de sub-bandas na rede secundária, para diversos valores de $\lambda_2$ . Modulação 16-QAM no primário e 4-QAM no secundário. . . . .	40
5.9	Probabilidade de erro de pacotes do primário em função do número $N$ de sub-bandas na rede secundária, para diversos valores de $\lambda_2$ . Modulação 16-QAM no primário e 16-QAM no secundário. . . . .	41

# Lista de Siglas

AWGN	- Ruído Branco Aditivo Gaussiano	- <i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	- Taxa de erro de Bit	- <i>Bit Error Rate</i>
W	- Largura de faixa	- <i>Bandwidth</i>
kbps	- kilo bits por segundo	
QAM	- Modulação de Amplitude em Quadratura	- <i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
PDF	- Função Densidade de Probabilidade	- <i>Probability Density Function</i>
ROC	- Característica de Operação do Receptor	- <i>Receiver Operating Characteristic</i>
SINR	- Razão Sinal-ruído-mais-interferência	- <i>Signal-to-noise-plus-interference ratio</i>
SNR	- Razão Sinal-ruído	- <i>Signal-to-noise ratio</i>

# Trabalhos Publicados Pelo Autor

1. F. Portelinha and P. Cardieri. “Collaborative Spectrum Sensing under Spatially Correlated Shadowing Fading”. *XXX SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES (SBRT’ 12)*, BRASÍLIA, DF, Brazil, Setembro 2012. - Artigo Aceito.

# Capítulo 1

## Introdução

Medições recentes do espectro de rádio frequência mostram que a maior parte do espectro tem baixa taxa de utilização, representando uma baixa eficiência no uso do espectro, não obstante ser este um recurso escasso, para o qual há uma grande demanda. Uma possível solução para este problema é baseada no uso oportunista do espectro [1], quando os usuários não licenciados, também conhecido como usuário secundários, podem transmitir por um dado canal enquanto o mesmo não é utilizado pelos usuários que possuem a licença para usar essa banda, conhecidos como usuários primários. Claramente, os usuários secundários não podem perturbar os usuários primários [2].

Rádio cognitivo é uma tecnologia inovadora que pode ser usada na implementação do acesso oportunista ao canal, quando os usuários secundários têm a habilidade de aprender a respeito do ambiente de transmissão ao seu redor (ou seja, bandas de espectro não utilizadas, comportamento dos usuários primário, etc.) e podem alterar as suas características de transmissão, a fim de acessar uma faixa vaga no espectro [3].

Há um grande número de questões desafiadoras associadas à implementação de redes de rádio cognitivos. Por exemplo, uma das etapas fundamentais na operação de rádios cognitivos é a detecção de oportunidades no espectro de transmissão pelos usuários secundários, comumente chamada de sensoriamento espectral. Essa operação de detecção, no entanto, é fortemente afetada pelas condições do canal de propagação, como a intensidade do ruído aditivo ou de sinais interferentes e o desvanecimento. Motivado pela necessidade de soluções relativas à utilização eficiente dos recursos de frequência, este trabalho busca investigar a interação entre as redes primária e secundária que compartilham recursos de frequência, respeitando um esquema de prioridade no uso do canal. Especificamente, iremos investigar as questões do sensoriamento espectral em ambientes com desvanecimento correlacionado e da interferência provocada pelas transmissões dos terminais secundários na rede primária. O trabalho está estruturado conforme descrição a seguir.

No Capítulo 2, são apresentados o contexto da proposta de tese, o formato atual da alocação do

---

espectro de frequência, e as técnicas de uso oportunista do espectro e suas aplicações em redes de rádio cognitivo.

No Capítulo 3, são analisadas técnicas de sensoriamento espectral para acesso oportunista ao espectro. Iremos considerar as técnicas de sensoriamento espectral utilizando detectores de energia em ambientes com ruído Ruído Branco Aditivo Gaussiano (AWGN). Apresentaremos também uma breve discussão sobre cooperação entre usuários secundários para o sensoriamento espectral, onde diversos terminais secundários combinam as suas decisões locais a respeito do estado do canal para se obter uma decisão global, mais confiável.

O Capítulo 4 investiga o desempenho de técnicas de sensoriamento cooperativo do espectro sob desvanecimento por sombreamento espacialmente correlacionado. A existência da correlação no ambiente de propagação faz com que as decisões locais sejam correlacionadas. Nossos resultados mostram que a existência de correlação entre as decisões locais faz com que a melhora de desempenho tenda a atingir um limite quando o número de usuários secundários que participa da colaboração aumenta, reduzindo os benefícios da colaboração.

No Capítulo 5, apresentamos uma análise do desempenho de redes primária e secundária, operando de acordo com a estratégia *underlay*, isto é, os terminais primários e secundários compartilham o canal simultaneamente, com a condição de que a interferência provocada pelas transmissões secundárias nas transmissões primárias seja minimizada. Nessa análise, assumiremos que a banda disponível à rede secundária é particionada em sub-bandas, sendo cada sub-banda acessada por um subgrupo dos terminais secundários. Mostramos que, em algumas situações, essa partição da banda pode ser benéfica à rede primária, ou seja, leva a uma menor interferência sofrida pelos terminais primários.

Por fim, conclusões e sugestões de trabalhos futuros são apresentadas no Capítulo 6.

## Capítulo 2

# Rede de Rádios Cognitivos e Acesso Dinâmico ao Espectro

Neste capítulo são apresentados o contexto da proposta de tese, o formato atual da alocação do espectro de frequência, técnicas de uso oportunista do espectro e suas aplicações em redes de comunicação de dados sem fio auto configuráveis, denominadas de redes de radio cognitivo.

### 2.1 Espectro de Frequências

O espectro de frequências é um recurso natural e limitado, e que, como será discutido adiante, vem sendo utilizado de maneira ineficiente [3]. De forma a tornar o espectro eletromagnético de uso prático, o mesmo é dividido em bandas e cada banda é dividida em canais. Para cada uma dessas bandas é destinada uma categoria de serviço, tais como comunicação móvel, radiodifusão (AM - FM), radio localização, TV, etc., como ilustrado na figura (2.1).

A alocação de bandas e canais é realizada utilizando duas técnicas: a técnica de multiplexação por divisão de espaço, SDM (Space Division Multiplex) e a técnica de multiplexação por divisão de frequência, FDM (Frequency Division Multiplex).

Atualmente, três modelos legais de uso do espectro são utilizados: o primeiro modelo é do tipo *oportunista*, usado nas bandas de serviço de rádio amador; o segundo modelo é do tipo *não licenciado*, empregado nas bandas de serviços ISM (*Industrial Science and Medical*); e finalmente o modelo do tipo *licenciado* ou *tecnicamente alocado*.

O direito de uso do espectro licenciado é obtido por meio de concessão fornecida por agências de regulação, tais como a ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações) no Brasil, e a FCC (Federal Communication Commission) nos Estados Unidos da América. As concessões são cedidas para uma banda inteira, como, por exemplo, em telefonia móvel celular, ou para um canal dentro de

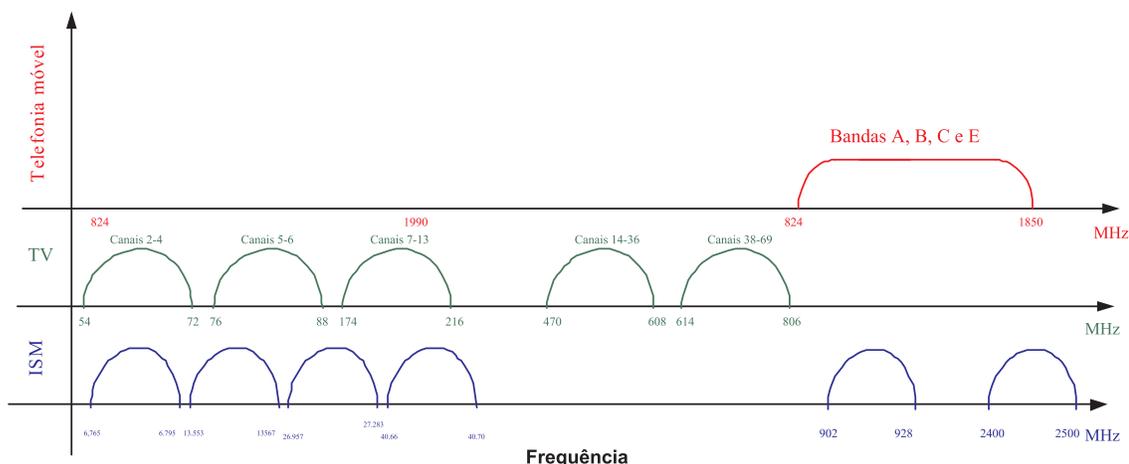


Fig. 2.1: Faixa de frequências alocadas no Brasil.

Tab. 2.1: Taxa média de ocupação do espectro de 0 até 6 GHz, medida na área urbana de Berkeley, EUA.

Frequência em GHz	0 -> 1	1 -> 2	2 -> 3	3 -> 4	4 -> 5	5 -> 6
Taxa de ocupação	54,4%	35,1%	7,6%	0,25%	0,128%	4,6%

uma banda, como, por exemplo, na banda de TV. Para as concessões nas bandas do tipo licenciada o detentor da concessão tem o direito de uso exclusivo daquela banda, não permitindo que outros usuários o utilizem.

Grande parte das frequências até 3 GHz encontra-se tecnicamente alocada. Esta faixa de frequências desperta um maior interesse devido à melhor propagação na presença de obstáculos e a um menor custo de implementação de equipamentos eletrônicos. No entanto, observa-se uma baixa taxa de ocupação das bandas nesta faixa, como ilustrado na Tabela(2.1).

A existência de bandas com baixa taxa de ocupação permite a aplicação de técnicas oportunistas de uso do canal, reduzindo a subutilização de partes do espectro. Para a aplicação de técnicas de alocação oportunista do espectro serão necessárias mudanças na regulamentação e na legislação atuais. Atualmente estudos vêm sendo conduzidos pela ANATEL para permitir a implementação de uma nova política de acesso ao espectro de frequência.

## 2.2 Acesso Oportunista do Espectro de Frequências e Rádio Cognitivo

O acesso oportunista ao espectro de frequências é um novo conceito de utilização do espectro eletromagnético, onde dois ou mais usuários podem ter acesso ao mesmo canal. Dentro deste conceito são definidos dois tipos de usuários para a mesma parte do espectro. O primeiro tipo é o **usuário licenciado** ou **primário**, que é o detentor da licença de uso daquela parte do espectro; e surge um novo tipo de usuário, o chamado **usuário não licenciado** ou **secundário**, que irá fazer o uso do espectro sem estar licenciado.

Existem três estratégias básicas de compartilhamento de alocação dinâmica: *underlay*, *overlay* e *interweave*.

A estratégia *underlay* é baseada em técnicas que permitem que usuários secundários compartilhem o espectro com usuários primários ao mesmo tempo, sem que as transmissões dos usuários secundários provoquem interferência significativa nas transmissões dos usuários primários. Portanto, é suposto que transmissões simultâneas de usuários primários e secundários somente podem ocorrer se a interferência gerada pelos usuários secundários estiver abaixo de um limiar aceitável.

Na estratégia *overlay* é assumido que o transmissor do usuário secundário detém informações das mensagens que estão sendo transmitidas pelos usuários primários. O conhecimento destas informações permite que usuários secundários evite ou reduza a interferência provocada pelas suas transmissões nos receptores dos usuários primários.

Por fim, a estratégia *interweave* é baseada na idéia de comunicação oportunista do espectro, tendo sido a motivação original do estudo de rádios cognitivos, proposta por [4]. A estratégia *interweave* é baseada, portanto, na detecção de faixas livres no espectro. De qualquer forma, o usuário secundário poderá causar interferências no usuário primário, tendo que desocupar o espectro quando esse iniciar a sua transmissão.

Em nosso trabalho, abordaremos questões relacionadas às estratégias *interweave* e *underlay*.

## 2.3 Rádio Cognitivo

Os rádios cognitivos são rádios inteligentes, dotados de capacidade de cognição, que é a habilidade de observar o meio ao seu redor (ambiente de propagação, estado do canal, nível de energia, etc.) e tomar decisões [4]. Através dessa capacidade de cognição o rádio pode ter as suas características de transmissão e recepção alteradas, para permitir o uso do espectro de forma oportunista. A habilidade de reconfiguração pode ser implementada por meio da tecnologia de rádio definido por *software* [4], permitindo que um terminal opere em diferentes frequências ou formatos de modulações, adaptando-

se as condições do canal. A Figura 2.2 mostra um exemplo do ciclo cognitivo.

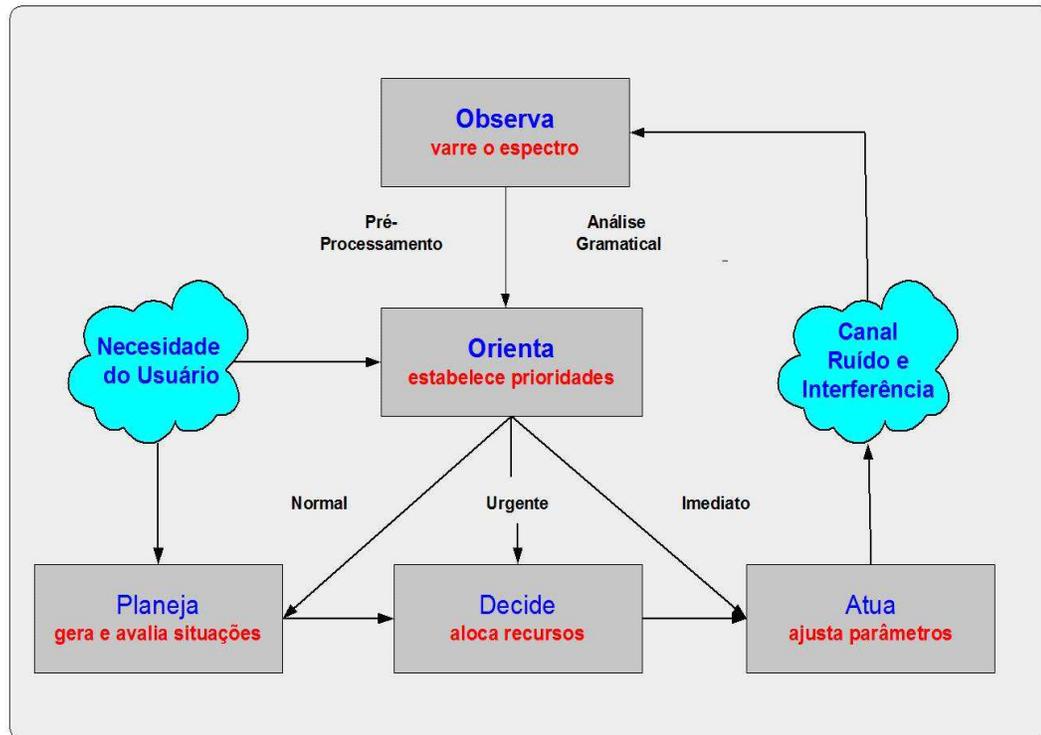


Fig. 2.2: Exemplo de ciclo de cognição de um rádio cognitivo para acesso oportunista.

Uma das etapas cruciais do conceito de rádio cognitivo é a detecção de canais desocupados no espectro, que é realizada por meio de técnicas de sensoriamento espectral. Nessa tese estudaremos o desempenho de técnicas sensoriamento espectral baseadas na cooperação entre terminais secundários, em ambiente com desvanecimento lognormal. Além disso, investigaremos os efeitos da presença de transmissões secundárias no desempenho de uma rede primária quando a estratégia de compartilhamento do tipo *underlay* é empregada.

## Capítulo 3

# Sensoriamento Oportunista do Espectro

Neste capítulo, serão apresentadas algumas técnicas de sensoriamento espectral para acesso oportunista ao espectro. Será apresentada também uma análise de técnicas de sensoriamento espectral utilizando detectores de energia em ambientes com ruído branco aditivo gaussiano (AWGN), e uma breve discussão sobre cooperação entre usuários secundários para o sensoriamento espectral.

### 3.1 Introdução

Um das funções essenciais nas redes de rádios cognitivos é o *sensoriamento espectral*, que busca detectar com precisão e robustez sinais do usuário primário e possíveis lacunas no espectro [5].

A função básica do sensoriamento espectral é permitir que usuários secundários utilizem bandas do espectro de frequências não ocupadas por usuários primários [6]. O sensoriamento do espectro é um teste entre as hipóteses de presença e de ausência do sinal do usuário primário em certa banda do espectro. Neste trabalho, serão investigadas duas formas de sensoriamento espectral: o sensoriamento local e o sensoriamento colaborativo; Este último usa a diversidade espacial entre os usuários secundários para obter um melhor desempenho na detecção.

### 3.2 Técnicas de Sensoriamento Espectral

Devido à grande variedade de tipos de modulação e esquemas de transmissão, o usuário primário tem diversas maneiras de acessar o espectro, tornando o sensoriamento para o usuário secundário uma tarefa complexa [7]. Fatores a serem considerados pelo usuário secundário no sensoriamento do espectro: interferência causada pelo ruído, desvanecimento de pequena e larga escala e perdas de percurso, o que torna a tarefa de sensoriamento ainda mais desafiadora.

O sensoriamento do espectro pode ser representado por um teste de hipóteses,  $H_0$  e  $H_1$ , que representam o seguinte:

$$\begin{aligned} H_0 &: \text{Usuário Primário Inativo} \\ H_1 &: \text{Usuário Primário Ativo} \end{aligned} \quad (3.1)$$

A hipótese  $H_0$  verdadeira implica que o usuário primário não está ativo e que o espectro pode ser usado pelo usuário oportunista. A hipótese  $H_1$  verdadeira implica que o usuário primário está fazendo uso do espectro. Através de testes dessas hipóteses, usuários secundários podem tomar decisões a respeito da ocupação do canal. Atualmente, existem basicamente três técnicas de sensoriamento espectral: **detector cicloestacionário**, **detector por filtro casado** e **detector de energia**. A seguir, as duas primeiras técnicas serão apresentadas brevemente, seguido de uma descrição mais detalhada da técnica baseada na detecção de energia, que será investigada no Capítulo 4 desta tese.

### 3.2.1 Detector Cicloestacionário

Os sinais modulados são considerados sinais cicloestacionários, pois sua média e autocorrelação exibem periodicidade. Tais características podem ser observadas através de função de correlação espacial. O ruído, por outro lado, é um sinal estacionário de sentido amplo e descorrelacionado. Portanto, a função de correlação do sinal observado em um canal, pode diferenciar a energia do ruído da energia do sinal modulado. Por esta razão, o detector cicloestacionário tem um bom desempenho em um ambiente ruidoso [8].

Esta técnica é limitada quando trabalhamos com baixa relação sinal/ruído  $SNR$  (*Signal-Noise-Ratio*), e exige uma complexidade computacional muito grande para determinar a função de autocorrelação, requerendo um tempo grande de observação, o que reduz o desempenho do sistema.

### 3.2.2 Detector por Filtro Casado

O detector de filtro casado é um método de detecção coerente, que necessita do conhecimento prévio do sinal recebido [8]. Frequentemente, os sistemas de transmissão sem fio empregam sinais cujas características são bem definidas, como sinal de sincronismo, preâmbulo e sinal piloto, o que permite o uso desta técnica.

### 3.2.3 Detector de Energia

A técnica de detecção de Energia do sinal do transmissor primário tem recebido muita atenção por ser a forma mais simples e de menos custo de detecção de sinais [9]. O princípio de funcionamento é

apresentado na próxima secção.

### 3.3 Sensoriamento Espectral por Detecção de Energia

Neste estudo, iremos considerar uma rede de usuários secundários, composta por  $n$  usuários secundários, onde todos os usuários secundários fazem o sensoriamento do espectro localmente, em um esquema do tipo *interweave*, utilizando o detector de energia para identificar oportunidades de transmissão. O modelo de detecção da ocupação do espectro é um processo decisório, representado pelas hipóteses em (3.1), e descrito como

$$\begin{aligned} H_0 : y(t) &= n(t) \\ H_1 : y(t) &= hx(t) + n(t) \end{aligned} \quad (3.2)$$

onde  $y(t)$  é o sinal observado pelo usuário secundário, e  $x(t)$  é o sinal transmitido pelo usuário primário,  $h$  é o ganho introduzido pelo canal e o ruído branco aditivo gaussiano (AWGN) é representado por  $n(t)$ .

O procedimento do detector de energia é ilustrado na Figura 3.1.

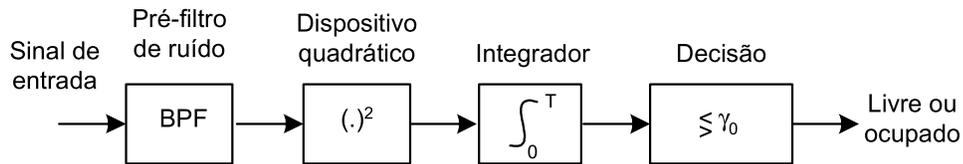


Fig. 3.1: Diagrama de Blocos do Detector de Energia.

O sinal recebido passa por um filtro passa-faixas, que irá selecionar a frequência central  $f_s$  e a banda de interesse  $W$ . Em seguida, a energia  $Y$  do sinal recebido é calculada. O detector de energia decide pela presença ou não do sinal do usuário primário através da comparação da medida de energia do usuário com um limiar  $\gamma_0$ . A saída  $Y$  do integrador é utilizada como medida estatística de decisão e é dada por:

$$Y = \int_0^T y^2(t) dt,$$

onde  $T$  é o intervalo de integração do cálculo da energia.

O produto entre o intervalo  $T$  e a banda  $W$  do sinal  $y(t)$  é considerado um número inteiro  $u$ . Pode-se mostrar que  $Y$  possui distribuição chi-quadrada com  $2u$  graus de liberdade em  $H_0$  [9].

Na hipótese  $H_1$  verdadeira, a entrada do decisor possui distribuição chi-quadrada não centralizada com  $2u$  graus de liberdade e parâmetro de descentralização  $2\gamma$  [9], onde  $2\gamma$  é a relação sinal-ruído no detector.

### 3.3.1 Desempenho em canais AWGN

O desempenho do sensoriamento espectral pode ser medido pela probabilidade de falso alarme  $P_{fa}$  e pela probabilidade de detecção  $P_d$  [10]. A probabilidade de falso alarme é a probabilidade de o usuário secundário decidir que o usuário primário está ativo, quando na verdade está inativo. Por outro lado, a probabilidade de detecção  $P_d$  é a probabilidade de um usuário secundário detectar a presença do usuário primário no canal.

Devido a interferências, o usuário secundário pode tomar uma decisão errada durante o sensoriamento espectral, podendo causar interferências na rede primária, ou deixando de realizar uma transmissão no espectro livre. Tais erros podem ser causados por vários fatores, como, por exemplo, o ruído aditivo gaussiano branco (AWGN).

Em um canal *AWGN*, o ganho do canal  $h$  é determinístico, e a probabilidade de detecção  $P_d$  é dada pela probabilidade condicional de o sinal  $Y$  na saída do integrador estar acima do limiar  $\gamma_0$ , quando o canal encontra-se ocupado [11], ou seja,

$$P_d = P_r \{Y > \gamma_0 | H_1\} = Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{\gamma_0}), \quad (3.3)$$

em que  $Q_u(\cdot, \cdot)$  é a função Marcum-Q generalizada [12], definida como

$$Q_u(a, b) = \int_b^\infty \frac{x^u}{a^{u-1}} e^{-\frac{x^2+a^2}{2}} I_{u-1}(ax) dx, \quad (3.4)$$

e  $I_{u-1}(\cdot)$  é a função de Bessel modificada de ordem  $u - 1$ .

Valores altos de  $P_d$  são desejáveis, pois indicam uma alta probabilidade de detecção correta do sinal primário e, portanto, uma pequena chance de interferência no sistema primário. Uma medida típica usada na literatura é a probabilidade de perda de detecção  $P_{md}$ , que é calculada como

$$P_{md} = 1 - P_d. \quad (3.5)$$

A probabilidade de perda de detecção  $P_{md}$  é um indicador do nível de interferência do usuário secundário na rede primária. Normalmente,  $P_{md}$  tem que estar abaixo de um nível aceitável para proteger o usuário primário.

A probabilidade de falso alarme  $P_{fa}$ , por sua vez, é calculada como a probabilidade de  $Y$  ser

maior que o limiar  $\gamma_0$ , quando o sinal do primário está ausente, ou seja, [11]

$$P_{fa} = P_r \{Y > \gamma_0 | H_0\} = \frac{\Gamma(u, \epsilon/2)}{\Gamma(u)}, \quad (3.6)$$

em que  $\Gamma(\cdot)$  e  $\Gamma(\cdot, \cdot)$  são funções gama completa e incompleta, respectivamente.

Um alto valor de probabilidade de falso alarme  $P_{fa}$  leva ao uso ineficiente do espectro, pois indica grandes chances de se perder oportunidades de transmissão.

Podemos descrever o desempenho do detector de energia por curvas características de operação do receptor, *ROC (Receiver Operating Characteristic)*, onde traçamos a probabilidade de perda de detecção  $P_{md}$  em função da probabilidade de falso alarme  $P_{fa}$ . Na Figura 3.2, é ilustrado o desempenho de um único usuário secundário fazendo sensoriamento local em canal AWGN, para relação sinal- ruído (SNR) de 6 dB.

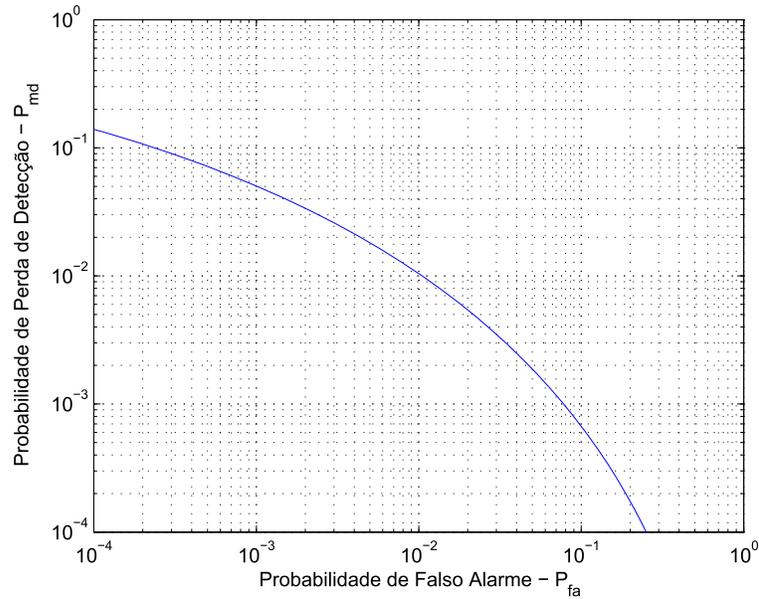


Fig. 3.2: Desempenho de detecção de energia em ambiente *AWGN*, com  $SNR = 6$  dB.

Deve-se notar que cada ponto na curva  $P_{md} \times P_{fa}$  corresponde a um valor de limiar  $\gamma_0$ . De fato, quando aumentarmos  $\gamma_0$ ,  $P_{fa}$  diminui, o que é uma situação desejável, mas a  $P_{md}$  aumenta, que certamente é uma situação indesejável.

A Figura 3.3, mostra o desempenho do detector de energia para diferentes valores de  $SNR$ . Podemos observar que o desempenho da detecção melhora (menores valores de  $P_{fa}$  e  $P_{md}$ ) para  $SNR$  maiores, pois haverá uma melhor distinção entre as situações com e sem sinal primário.

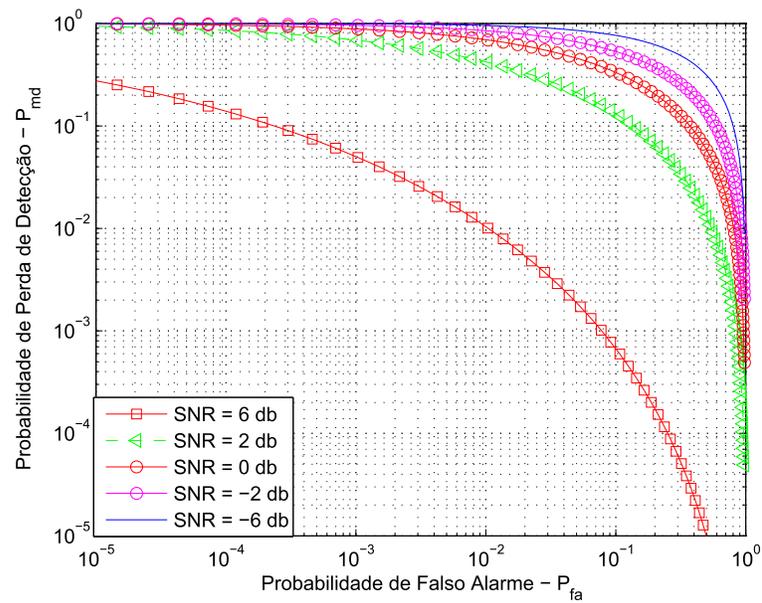


Fig. 3.3: Desempenho da detecção de energia em ambiente *AWGN* para um sensor, para diferentes valores de *SNR*.

### 3.4 Conclusões

Uma das etapas essenciais em redes de rádios cognitivos é o sensoriamento espectral, cujo objetivo, é encontrar oportunidades de transmissão para os terminais secundários. Nesse capítulo, estudamos algumas características do sensoriamento espectral baseado em detecção de energia, identificando os fatores que afetam seu desempenho.

## Capítulo 4

# Sensoriamento Colaborativo do Espectro em Ambientes com Sombreamento Espacialmente Correlacionado

Neste capítulo, iremos investigar o desempenho de técnicas de sensoriamento cooperativo do espectro sob desvanecimento por sombreamento espacialmente correlacionado. Iremos combinar três diferentes técnicas de decisão firme, sob diferentes níveis de correlação espacial. Nossos resultados mostram que a melhora de desempenho tende a atingir um limite quando o número de usuários secundários aumenta, indicando a existência de um limite nas vantagens do uso de colaboração no sensoriamento espectral.

### 4.1 Introdução

O acesso oportunista ao espectro por uma rede secundária não deve interferir na rede primária licenciada. Um requisito importante para prevenir esta interferência é a detecção confiável da presença do sinal dos terminais primários e das oportunidades de transmissão [5].

A confiabilidade na detecção de canais desocupados é prejudicada por adversidades impostas pelo canal, e por limitações da rede e dos equipamentos de rádio. Em ambientes sob severa influência de sombreamento, é possível que o sinal do usuário primário não seja detectado, sendo a banda erroneamente classificada como desocupada [13]. Dadas as dificuldades para a correta detecção do estado do canal, o uso de cooperação entre usuários secundários apresenta-se como uma alternativa para aumentar o desempenho da detecção [14]. Neste caso, a observação do espectro é realizada por diferentes usuários secundários, que irão compartilhar suas informações para a combinação adequada das decisões locais. Sendo assim, a probabilidade de que todos os usuários secundários enfrentem

dificuldade na identificação correta do estado do canal, devido ao desvanecimento ou um problema de terminal escondido, é bastante reduzida [15].

O emprego de técnicas de cooperação visa reduzir as probabilidades  $P_{md}$  e  $P_{fa}$ , reduzindo o nível de interferência na rede primária, e reduzindo a perda de oportunidades de transmissão dos usuários secundários. Utilizando dos benefícios da cooperação para o sensoriamento do espectro, é possível também diminuir os requisitos de sensibilidade dos rádios cognitivos [16], bem como o tempo de detecção [17].

## 4.2 Sensoriamento Colaborativo do Espectro

O desempenho do sensoriamento colaborativo do espectro pode ser bastante degradado pelas condições de desvanecimento, pois medidas de energia são fortemente afetadas pela atenuação do sinal recebido [18]. Trabalhos recentes têm mostrado que a detecção cooperativa do espectro pode ser utilizada para reduzir os efeitos de desvanecimento [19]. O conceito básico do sensoriamento cooperativo do espectro é combinar as observações ou decisões locais feitas por cada usuário secundário usando alguma regra pré-definida, a fim de chegar a uma decisão global mais confiável. Como é pouco provável que a maioria dos usuários secundários esteja ao mesmo tempo sob uma condição severa de desvanecimento, espera-se uma melhora no desempenho geral quando o sensoriamento colaborativo do espectro é utilizado.

## 4.3 Técnicas de Sensoriamento Colaborativo do Espectro

O sensoriamento colaborativo do espectro pode ser organizado de duas maneiras [2]: de forma **centralizada** ou de forma **distribuída**. Na colaboração realizada de maneira distribuída, os usuários secundários formam uma rede ad-hoc para as trocas de informações do sensoriamento. Cada usuário toma sua decisão final quanto ao estado do canal, com base na sua própria decisão local e nas decisões dos outros usuários. Na colaboração realizada de forma centralizada, por outro lado, os usuários informam suas decisões locais a uma entidade central, que combina essas decisões por uma regra pré-definida para chegar a uma decisão global.

Basicamente existem duas formas de combinar essas decisões locais: por combinação binária (ou firme) [20] e por combinação suave [21]. Uma breve descrição de tais técnicas é apresentada a seguir.

### 4.3.1 Estratégias de Combinação de Decisões Locais em uma Rede Secundária Colaborativa

Duas formas de combinação têm sido investigadas na literatura: a estratégia por decisão binária e a estratégia por decisão suave.

Na estratégia de **decisão suave**, cada usuário secundário relata a sua observação local do canal (por exemplo, a energia do sinal no canal sob consideração). Essas observações são relatadas a um centro de tomada de decisão que, então as combina de alguma forma, a fim de calcular uma métrica final, que será usada para se chegar a uma decisão global [22].

Na estratégia de **decisão binária**, os usuários secundários relatam suas decisões locais (canal ocupado ou canal ocioso). Em seguida, o centro de tomada de decisão combina estas decisões locais usando alguma regra de decisão firme, para chegar a uma decisão global.

Geralmente, as estratégias de decisão suave têm um melhor desempenho quando comparadas com as estratégias de decisão binária, pois a métrica final que resulta da combinação das observações do canal (no lugar das decisões locais) traz mais informações sobre o estado do canal. Por outro lado, esquemas de decisão binária são mais simples, pois geralmente empregam funções binárias facilmente implementáveis, além de requerer menos recursos para a transmissão das informações ao centro de tomada de decisão. Neste trabalho, concentramos nos estudos das estratégias de decisão firme, investigando três regras de combinação: regra OR, regra AND e regra Maioria. Essas três regras podem ser vistas como uma particularização da regra  $K$ -out-of- $N$ , discutida a seguir.

### 4.3.2 Regra $K$ -out-of- $N$

Três regras de decisão firme têm sido extensivamente investigadas na literatura [23], chamadas de regras *AND*, *OR* e *Maioria*. Todas estas regras são baseadas em decisões locais, que podem ser representadas pelo bit 0 (canal inativo) ou pelo bit 1 (canal ocupado). De acordo com a regra AND, a decisão global será pelo canal ocupado (bit 1) se todas as decisões locais forem a favor do canal ocupado. Agora, se a regra OR é utilizada, a decisão global será pelo canal ocupado se pelo menos uma decisão local for a favor de canal ocupado. Finalmente, na regra da Maioria, o canal será dado como ocupado se a maioria das decisões forem pelo canal ocupado. Todas estas três regras podem ser representadas pela regra de decisão  $K$ -out-of- $n$ , onde  $n$  é o número de usuários secundários na técnica cooperativa. Portanto se,  $K = n$ , temos a regra AND; se  $K = 1$ , temos regra OR; e se  $K = \lceil n/2 \rceil + 1$ , temos a regra da Maioria.

Se as decisões locais forem independentes uma das outras, e todos os usuários secundários tiverem as mesmas probabilidades de falso alarme  $P_{fa}$  e de probabilidade de perda de detecção  $P_{md} = 1 - P_d$  locais, podemos afirmar que as probabilidades de detecção  $Q_d$  e de falso alarme  $Q_{fa}$  do esquema

colaborativo podem ser descritas por [24]

$$Q_d = \sum_{n=K}^N \binom{N}{n} P_d^n (1 - P_d)^{N-n} \quad (4.1)$$

$$Q_{fa} = \sum_{n=K}^N \binom{N}{n} P_{fa}^n (1 - P_{fa})^{N-n}, \quad (4.2)$$

onde  $K$  é selecionado de acordo com a regra de combinação desejada. Além disso, temos que  $Q_{md} = 1 - Q_d$ .

Neste trabalho, estamos interessados em investigar o desempenho do sensoriamento do espectro baseado no detector de energia sob desvanecimento por sombreamento espacialmente correlacionado. A correlação espacial no desvanecimento por sombreamento faz com que as expressões (4.1) e (4.2) não sejam apropriadas, já que as decisões locais não serão mais independentes umas das outras. De fato, a correlação no desvanecimento por sombreamento correlacionado tende a degradar o desempenho global do sensoriamento colaborativo, devido à redução do ganho de diversidade causada pela correlação [14].

Nas próximas seções, apresentaremos os resultados de experimentos de simulação que mostram os efeitos da correlação no desempenho do sensoriamento colaborativo do espectro. Iremos considerar uma rede de usuários secundários em duas dimensões, com diferentes níveis de correlação de desvanecimento.

## 4.4 Formulação e Análise do Problema

### 4.4.1 Modelo da Rede Simulada

Iremos considerar uma rede secundária de  $n$  usuários, realizando o sensoriamento colaborativo do espectro. A região da rede secundária é um quadrado de área de  $1 \text{ km}^2$ , com  $N$  usuários secundários distribuídos aleatoriamente. Apenas um usuário primário é simulado, que está localizado a  $5 \text{ km}$  de distância do centro da rede secundária, como ilustrado na Figura 4.1. Desta maneira, podemos supor que as perdas de percurso entre o transmissor do usuário primário e os usuários secundários são praticamente as mesmas. Assim, serão enfatizados os efeitos de sombreamento correlacionado nos resultados. O modelo de canal é o descrito por [25]

$$h_l = (d_l/d_0)^{-\eta/2} 10^{\zeta_l/20}, \quad (4.3)$$

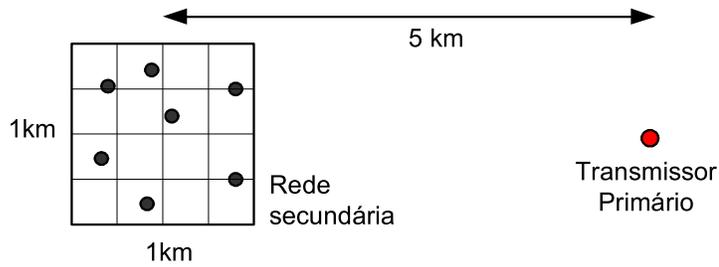


Fig. 4.1: Modelo da Rede utilizada na Análise.

onde  $d_0 = 1$  m é a distância de referência,  $\eta = [3, 5]$ , é o expoente de perda de percurso e  $d_l$  é a distância de separação entre o transmissor primário e o  $l$ -ésimo receptor secundário. O termo  $\zeta_l$  é uma variável aleatória de distribuição normal de média nula que modela o desvanecimento por sombreamento. O desvio padrão  $\sigma_{\text{dB}}$  controla a intensidade do desvanecimento por sombreamento e será ajustado para 4 dB. A potência do ruído aditivo e a potência de transmissão do primário são ajustadas com base na  $SNR$  desejada nos terminais secundários.

Como o procedimento de sensoriamento do espectro pode ser visto com um problema de decisão, são definidas duas hipóteses

$$\begin{aligned} H_0 &: \text{canal está desocupado,} \\ H_1 &: \text{canal está ocupado.} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Assumindo um sistema amostrado para a observação do canal, a  $j$ -ésima amostra do sinal observado pelo  $l$ -ésimo terminal secundário no canal de interesse é dada por :

$$r_l[j] = \begin{cases} \nu_l[j] & \text{se } H_0 \text{ é verdadeira} \\ h_l[j] x[j] + \nu_l[j] & \text{se } H_1 \text{ é verdadeira,} \end{cases} \quad (4.5)$$

onde  $x[j]$  são amostras do sinal transmitido pelo terminal primário e  $\nu_l[j]$ , são amostras do ruído aditivo gaussiano.

A energia do sinal observado pelo  $l$ -ésimo terminal secundário é dada por

$$E_l = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L |r_l[n]|^2, \quad (4.6)$$

em que  $L$  é o número de amostras consideradas. Finalmente, o processo de decisão pode ser realizado, através da comparação da energia  $E_l$  com um limiar pré-definido  $\gamma_0$ :

$$\begin{aligned} \text{Se } E_l < \gamma_0 &: \text{ decide que o canal está livre} \\ \text{Se } E_l \geq \gamma_0 &: \text{ decide que o canal está ocupado.} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Relembrando, as probabilidades de perda de detecção  $P_{md}$  e de falso alarme  $P_{fa}$  são dadas por

$$P_{md} = \Pr\{E_l < \gamma_0 | H_1\}, \quad (4.8)$$

e

$$P_{fa} = \Pr\{E_l > \gamma_0 | H_0\}. \quad (4.9)$$

Também como já discutido, se todos os parâmetros são mantidos fixos, não é possível reduzir simultaneamente as probabilidades  $P_{md}$  e  $P_{fa}$ . De fato, para termos uma probabilidade  $P_{md}$  pequena, deveríamos usar um limiar  $\gamma_0$  pequeno. No entanto, se assim fizermos, aumentaremos a probabilidade de falso alarme.

Deve ser notado que a probabilidade de falso alarme  $P_{fa}$  pode ser reduzida se aumentarmos o número de amostras  $L$  em (4.6). Se este número é grande o suficiente, podemos reduzir o limiar  $\gamma_0$ , o que adicionalmente reduziria  $P_{md}$ , melhorando o desempenho global.

É suposto que o dispositivo de fusão das decisões é implementado na estação base utilizando a regra de fusão de dados  $K - out - of - n$ .

Para a avaliação do desempenho, um programa de simulação baseado em MATLAB foi implementado. Iremos caracterizar o desempenho do detector de energia através das curvas entre as probabilidades  $Q_{md}$  e  $Q_{fa}$ , onde cada par de valores de probabilidades corresponde a um valor específico de  $\gamma_0$ . Esse simulador foi validado considerando o caso de um terminal secundário e de canal AWGN (que permite obter expressões fechadas para as probabilidades  $P_{md}$  e  $P_{fa}$ ), como ilustra a Figura 4.2.

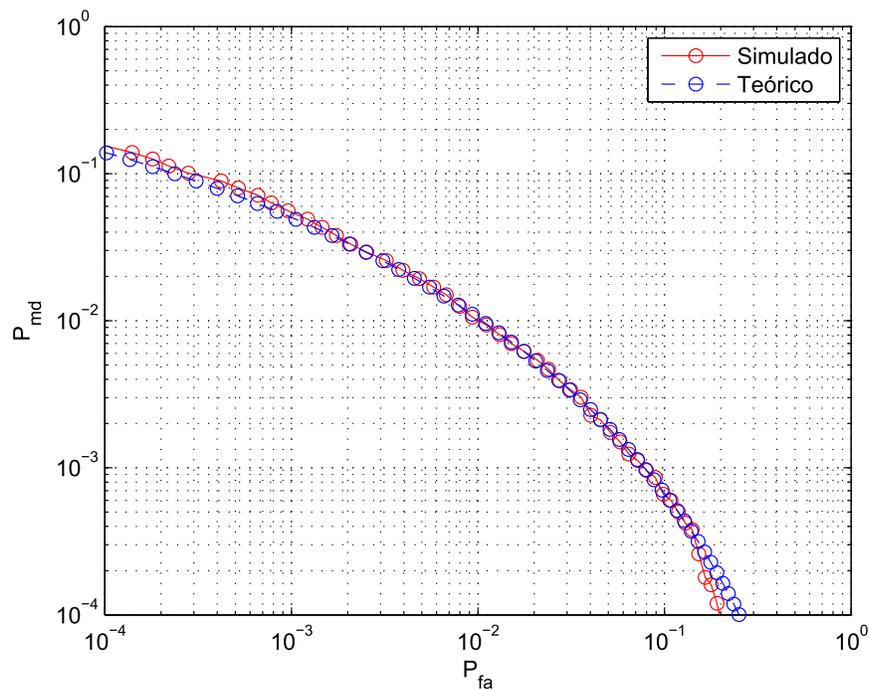


Fig. 4.2: Validação do Simulador: Canal AWGN, para SNR = 6 dB e decisão local.

#### 4.4.2 Desvanecimento por Sombreamento Log-Normal Espacialmente Correlacionado

O componente-chave no modelo de simulação utilizado nos experimentos é a geração de amostras de desvanecimento por sombreamento espacialmente correlacionado. Neste trabalho foi utilizada a técnica introduzida por [26], que é brevemente descrita nos próximos parágrafos. A área da rede considerada é dividida em células quadradas, com os vértices desses quadrados chamados de pontos de grade. A menor distância entre dois pontos de grade é chamada de *distância de correlação* ( $d_{corr}$ ), como ilustrado na Figura 4.3.

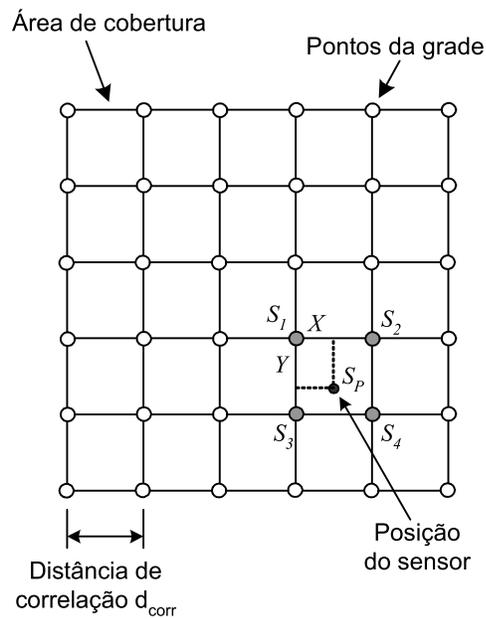


Fig. 4.3: Modelo para calcular amostras do desvanecimento por sombreamento correlacionado.

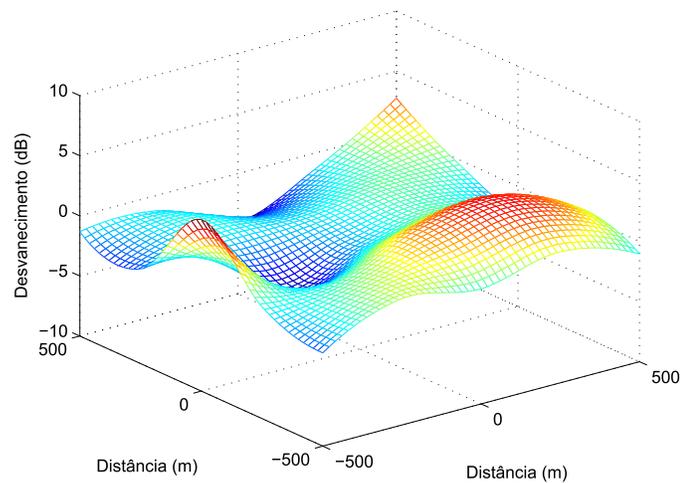


Fig. 4.4: Exemplo de amostras de desvanecimento por sombreamento espacialmente correlacionado, gerado pelo procedimento descrito.

Os pontos de grade estão associados às amostras decorrelacionadas de desvanecimento por sombreamento, com desvio padrão  $\sigma_{dB}$ . O desvanecimento por sombreamento em um ponto genérico (ou seja, não em um ponto de grade) é correlacionado com os valores de desvanecimento dos pontos de

grade próximos ao ponto de interesse. Consideremos o ponto  $P$  indicado na Figura 4.3. O valor do desvanecimento no ponto  $P$ , denotado por  $S_P$ , depende dos valores do desvanecimento nos quatro pontos ao redor de  $P$ , denotados como  $S_A$ ,  $S_B$ ,  $S_C$  e  $S_D$ , e das distâncias  $X$  e  $Y$  entre o ponto  $P$  e um destes quatro pontos (selecionado como o ponto de referência). Utilizando a regressão bi-linear,  $S_P$  é dado por 4.3:

$$\begin{aligned} S_P = & G^{-1} \{ [S_A X + S_B (1 - X)] Y + \\ & + [S_C X + S_D (1 - X)] (1 - Y) \}, \end{aligned} \quad (4.10)$$

em que  $X$  e  $Y$  são as distâncias do ponto  $P$  para o ponto  $A$  (ponto de referência, veja a Figura 4.3), normalizada em relação a distância de correlação  $d_{corr}$ , e  $G$  é dada por:

$$G = \sqrt{(1 - 2X + 2X^2) + (1 - 2Y + 2Y^2)}. \quad (4.11)$$

O fator  $G$  em (4.10) garante que a variância do sombreamento no ponto  $P$  será igual a  $\sigma_{dB}$ . Note, que a distância  $d_{corr}$  controla a intensidade da correlação espacial na área da rede: um valor grande de  $d_{corr}$  significa um maior nível de correlação espacial. A Figura 4.4 ilustra um exemplo de desvanecimento por sombreamento sobre a área de rede desejada, gerada pelo processo acima descrito, onde é notada a correlação espacial.

## **4.5 Sensoriamento Colaborativo do Espectro em Ambientes com Desvanecimento por Sombreamento Correlacionado**

Nesta seção, apresentamos uma análise do desempenho do sensoriamento colaborativo do espectro sob desvanecimento por sombreamento espacialmente correlacionado, combinando estratégias baseadas em decisões firmes nas regras AND, OR e Maioria. Estas irão ser testadas sob diferentes níveis de sombreamento espacial correlacionado.

Começamos nossa análise pela avaliação dos benefícios da cooperação entre usuários secundários. A Figura 4.5 mostra as curvas de  $Q_{fa} \times Q_{md}$  do sensoriamento espectral colaborativo sob a regra OR, para  $n$  diferentes usuários secundários colaborativos.

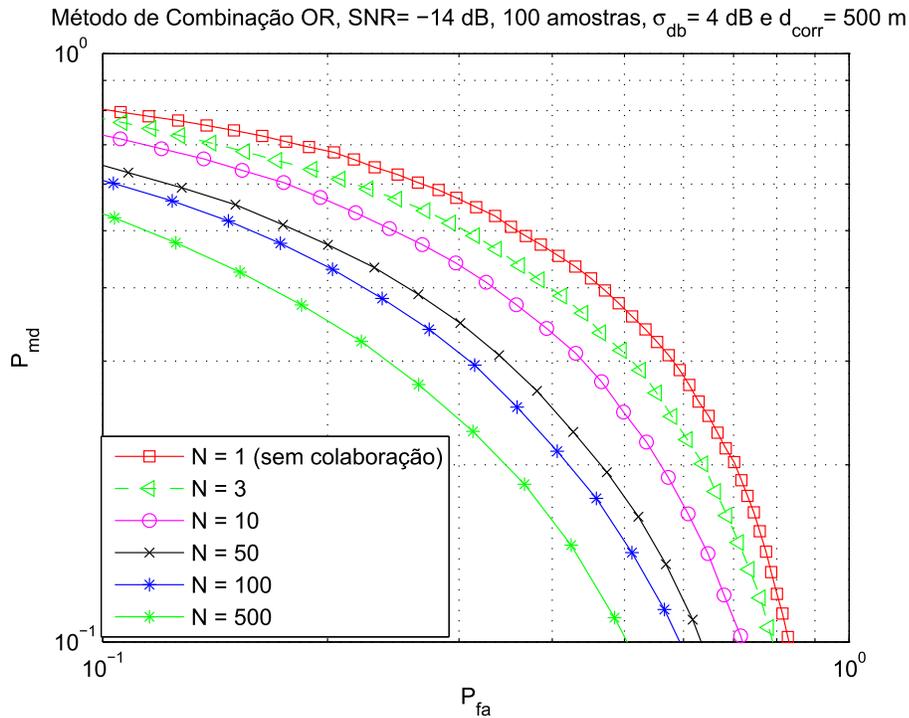


Fig. 4.5: Probabilidade de Perda de Detecção  $Q_{md}$  vs. Probabilidade de Falso Alarme  $Q_{fa}$ , para Regra OR,  $SNR = -14$  dB,  $L = 100$  amostras,  $d_{corr} = 500$  m,  $\sigma_{dB} = 4$  dB, e diferentes números de usuários secundários  $n$  na colaboração.

Podemos observar a melhoria conseguida através da colaboração, por meio da combinação das decisões local com a regra OR. Ou seja, as curvas se movem em direção à parte inferior esquerda do gráfico com o aumento de  $n$ .

A Figura 4.5 mostra também que o ganho incremental alcançado pelo aumento de usuários secundários colaborativos diminui à medida que o número de usuários colaborativos aumenta. Este comportamento pode ser melhor observado na Figura 4.6, onde é mostrada a probabilidade de perda de detecção  $Q_{md}$  em função do número de usuários secundários  $n$  colaborativos, para a regra OR e para diferentes níveis de correlação (*isto é*, diferentes distâncias de correlação  $d_{corr}$ ).

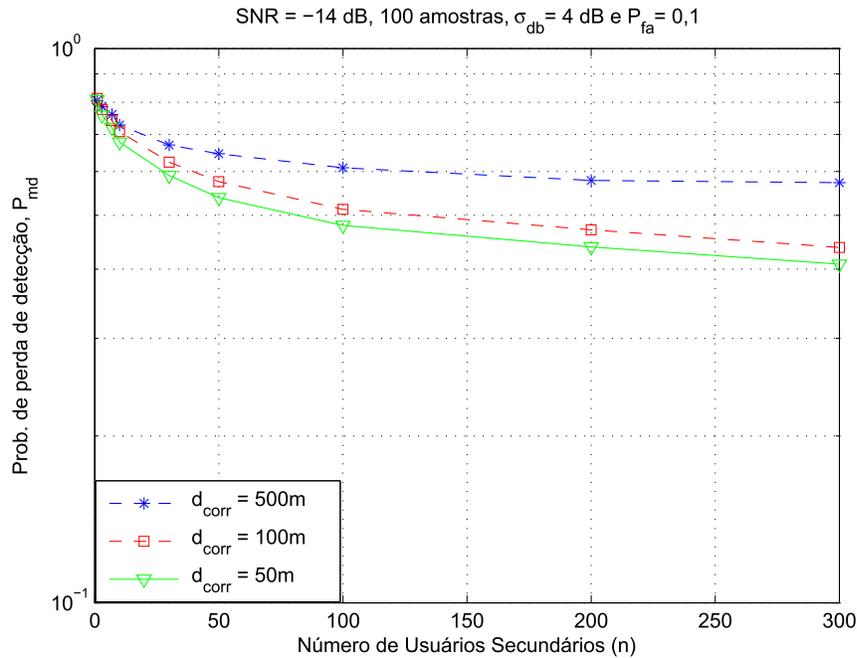


Fig. 4.6: Probabilidade de Perda de Detecção  $Q_{md}$  vs. Número de Usuários Colaborativos  $n$ , para Regra OR,  $SNR = -14$  dB,  $L = 100$  amostras,  $\sigma_{dB} = 4$  dB,  $d_{corr} = 50, 100$  e  $500$  m.

Esta redução no ganho incremental com o aumento de  $n$  é um resultado bem conhecido no estudo da teoria da diversidade. A quantidade de informações novas, adicionada por um usuário secundário colaborativo, depende da quantidade de informação já fornecida pelos outros usuários secundários colaborativos. Por conseguinte, existe um limite inferior da probabilidade de perda de detecção  $Q_{md}$  bem como para a probabilidade de falso alarme. De fato, os autores em [14] mostram a existência deste limite inferior em uma rede secundária com distribuição unidimensional.

A Figura 4.6 também mostra os efeitos severos da correlação espacial no desempenho do sensoriamento espectral colaborativo. Com o aumento da distância de correlação (ou seja, uma maior correlação entre as decisões locais), o desempenho diminui. A partir desta figura, pode-se inferir que o limite inferior de  $Q_{md}$  aumenta com a correlação<sup>1</sup>. De fato, em um ambiente com forte correlação espacial existe pouca chance para melhoria por meio da diversidade, já que as decisões locais tendem a ter o mesmo comportamento, o que representa um pequeno ganho de diversidade.

Na Figura 4.7, é mostrado o efeito do número de amostras  $L$  no cálculo da energia.

<sup>1</sup>A fim de observar estes limites inferiores de  $Q_{md}$  na Figura 4.6, um número maior de  $N$  usuários secundários deveria ser simulado, o que provou ser proibitivo, devido ao grande tempo de simulação necessário

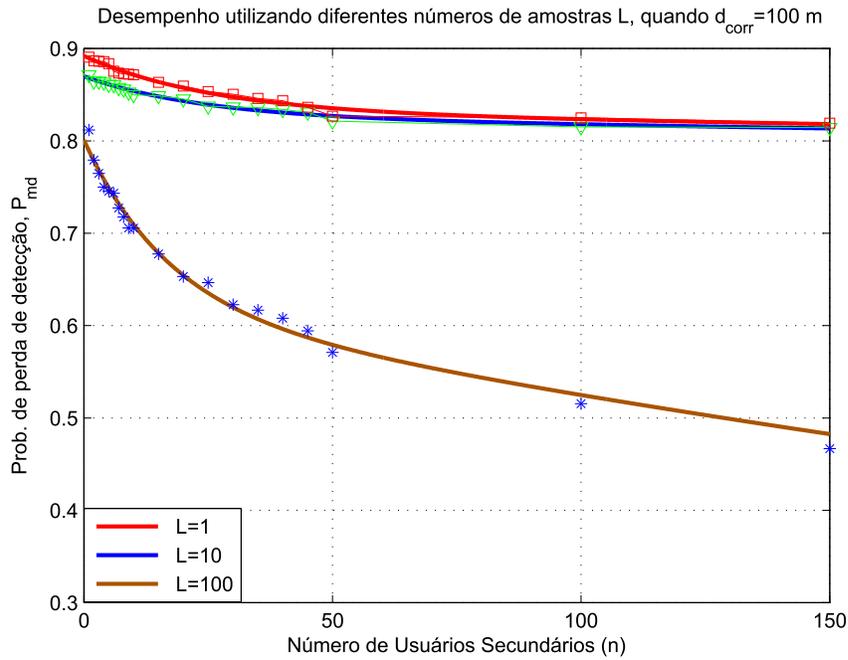


Fig. 4.7: Probabilidade de Perda de Detecção  $Q_{md}$  vs. Número de Terminais Secundários na Colaboração  $n$ , para Regra OR,  $SNR = -14$  dB,  $\sigma_{dB} = 4$  dB,  $d_{corr} = 100$  m, para diferentes números de amostras na integração.

Nesta figura é traçada a probabilidade de detecção  $Q_{md}$  versus o número de usuários secundários colaborativos  $n$  para diferentes valores de  $L$ . Verificamos uma melhora no desempenho com o aumento do número de amostras, o que é, de fato, um resultado esperado. A utilização de mais amostras da energia recebida (isto é, um maior período de integração) ajuda a reduzir os efeitos do ruído aditivo. Nesta figura, é mais evidente a existência do limite inferior da probabilidade de perda de detecção mencionado acima, principalmente para um pequeno número de amostras.

Na Figura 4.8, são comparadas as regras de combinação por decisão binária: AND, OR e Maioria, discutidas na secção 4.3.2, tanto em ambientes correlacionados como em ambientes descorrelacionados. Esta figura mostra a probabilidade de perda de detecção  $Q_{md}$  versus o número de usuários secundários  $n$ , utilizando as regras de combinação .

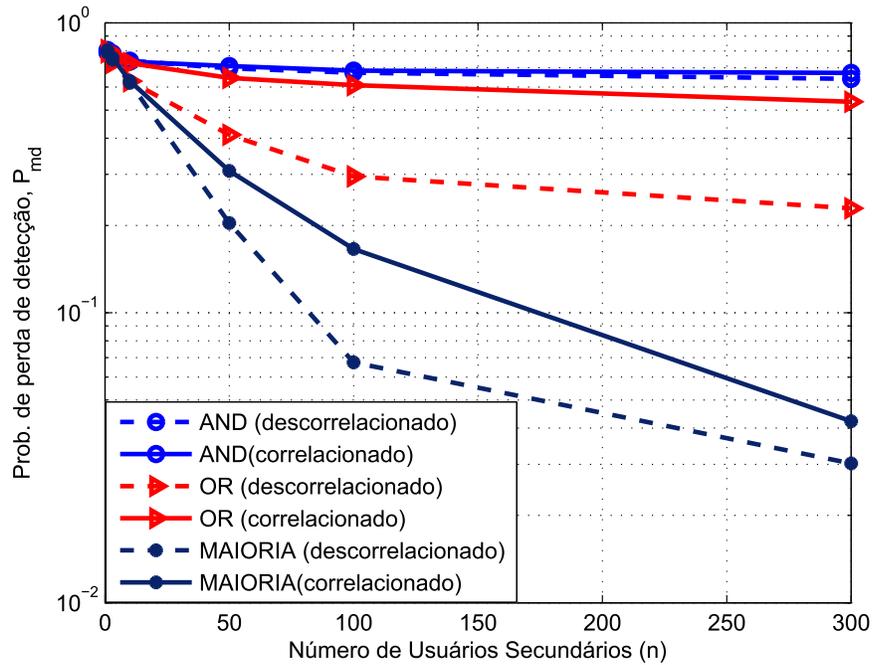


Fig. 4.8: Probabilidade de Perda de Detecção  $Q_{md}$  vs. Número  $n$  de Usuários Secundários na colaboração, para desvanecimento por sombreamento descorrelacionado e correlacionado ( $d_{corr} = 500$  m). Outros parâmetros:  $Q_{fa} = 0, 1$ ,  $SNR = -14$  dB,  $L = 100$  amostras,  $\sigma_{dB} = 4$  dB.

Em primeiro lugar, podemos observar que, independentemente da presença de desvanecimento correlacionado, a regra da Maioria tem o melhor desempenho, em termos da probabilidade de perda de detecção, seguido pelas regras OR e AND, nesta ordem. Esta figura também evidencia a degradação devido à correlação, tal como já foi discutido anteriormente.

## 4.6 Conclusão

Neste capítulo, investigamos o sensoriamento colaborativo do espectro em ambientes com desvanecimento por sombreamento espacialmente correlacionado. As regras de combinação por decisão binária (AND, OR e Maioria) foram investigadas por meio de simulação. Nossos resultados mostram uma degradação no desempenho do sensoriamento espectral colaborativo quando o desvanecimento por sombreamento é espacialmente correlacionado. De fato, o ganho de diversidade alcançado é reduzido quando acrescentamos mais usuários à rede colaborativa, indicando que pouca informação nova sobre o estado do canal será adicionada. Além disso, nossos resultados mostram que a regra da maioria tem o melhor desempenho, quando comparada com as outras regras, nas situações consideradas.

## Capítulo 5

# Desempenho de Redes Primária e Secundária com Partição de Espectro

### 5.1 Introdução

A principal condição para a operação de uma rede de rádios cognitivos (operando como usuários secundários) é não causar interferência nos terminais da rede primária. Para o caso da estratégia *underlay*, requer-se que a interferência provocada pelos terminais secundários deva ser minimizada, estabelecendo-se restrições quanto à potência de transmissão dos usuários secundários, para que o sinal transmitido permaneça abaixo do limiar de ruído dos terminais primários, como ilustrado na Figura 5.1.

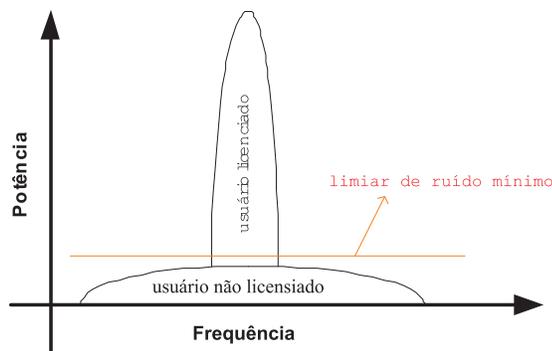


Fig. 5.1: Estratégia Underlay.

Este capítulo, apresenta uma análise do desempenho das redes primária e secundária, operando de acordo com a estratégia *underlay*, quando a banda disponível à rede secundária é particionada em sub-bandas [27], sendo cada sub-banda acessada por um subgrupo dos terminais secundários. Assim,

supondo que a banda usada pelos terminais primários tenha largura  $W$ , esta banda será dividida em  $N$  sub-bandas, para uso dos terminais da rede secundária, como ilustrado na Figura 5.2.

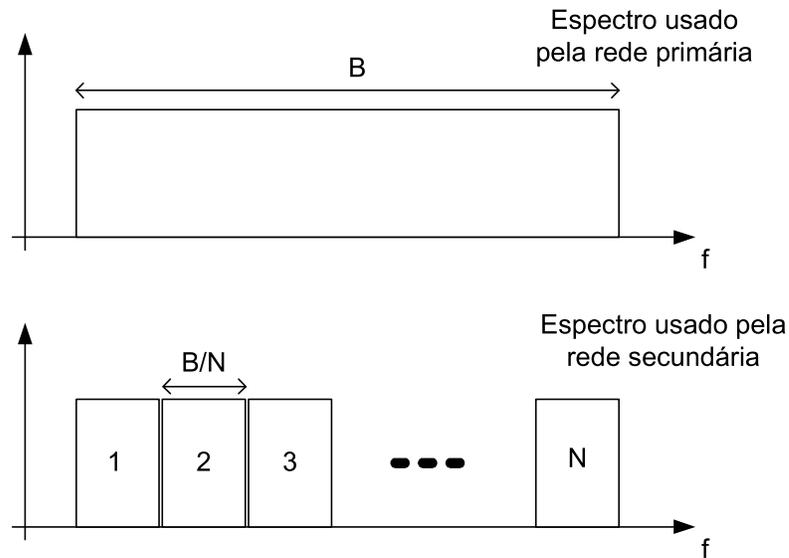


Fig. 5.2: Partição da Banda Utilizada pela Rede Secundária.

Mostramos que, em determinadas situações, essa partição é benéfica no sentido de reduzir a interferência provocada pelos terminais secundários nas transmissões dos terminais primários.

## 5.2 Modelagem das Redes Primária e Secundária

Nesta seção, é apresentada a modelagem das redes primária e secundária, e também o esquema de transmissão adotados nessas redes.

### 5.2.1 Disposição dos terminais das redes

Na hipótese de a rede primária ter apenas um terminal de usuário, o tráfego gerado pode ser entendido como aquele gerado por um conjunto de terminais primários. Por outro lado, consideraremos que existem  $n$  terminais na rede secundária. O terminal primário gera  $\lambda_1$  pacotes por segundo, enquanto que cada terminal secundário gera  $\lambda_2$  pacotes por segundo. Os pacotes de transmissão do terminal primário e dos secundários são supostos de mesmo tamanho, igual a  $L_P$  bits. Todos os terminais secundários transmitem para um mesmo terminal receptor, que está co-localizado com o receptor das transmissões do terminal primário, como ilustrado na Figura 5.3.

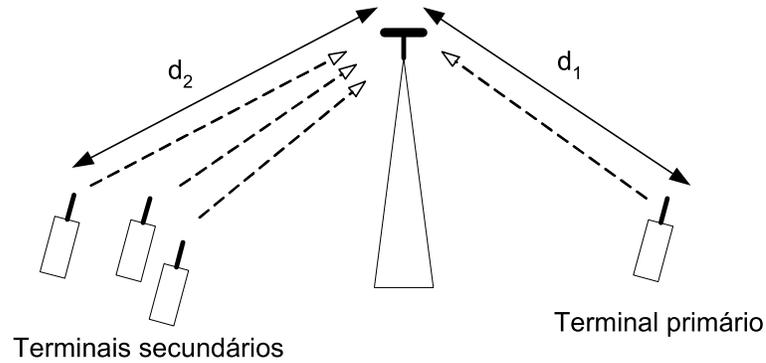


Fig. 5.3: Posição dos terminais primário e secundários.

O terminal primário está localizado a uma distância  $d_1$  do seu receptor, enquanto que os terminais secundários estão a uma distância  $d_2$  do receptor secundário como também mostrado na Figura 5.3.

### 5.2.2 Relação Sinal - Interferência mais Ruído

A avaliação do desempenho das redes primária e secundária será baseada na probabilidade de erro de pacote, de forma que precisaremos deduzir expressões para a relação sinal-ruído ( $SNR$ ) e relação sinal-interferência mais ruído ( $SINR$ ) nos receptores primário e secundário. Na dedução dessas expressões, o modelo de canal de propagação adotado incluirá apenas a perda de percurso determinística, com expoente de perda de percurso  $\eta$ .

A princípio consideramos o caso em que o terminal primário utiliza a banda  $W$  na ausência de transmissões dos terminais secundários. A relação sinal-ruído  $\gamma_{1,0}$  do sinal transmitido pelo terminal primário neste caso é dada por [28]

$$\gamma_{1,0} = \frac{P_1 G d_1^{-\eta}}{W N_0}, \quad (5.1)$$

em que  $P_1$  é a potência de transmissão do terminal primário,  $G$  modela as perdas de transmissão,  $W$  é a banda do canal de transmissão e  $N_0$  é a densidade espectral de potência do ruído aditivo gaussiano.

Da mesma forma, a relação sinal-ruído  $\gamma_{2,0}$  do sinal transmitido pelo terminal secundário, na ausência das transmissões do terminal primário, é dada por

$$\gamma_{2,0} = \frac{P_2 G d_2^{-\eta}}{W_2 N_0}, \quad (5.2)$$

onde  $P_2$  é a potência de transmissão do terminal secundário e  $B_2 = B/N$  é a banda disponível para a transmissão do sinal.

Quando as duas redes compartilham simultaneamente o canal de banda  $B$ , a recepção dos sinais

primários e secundários são deterioradas pela interferência entre as duas redes. Desta forma, a relação sinal-interferência mais ruído  $\gamma_1$  do sinal do terminal primário é dada por

$$\gamma_1 = \frac{P_1 G d_1^{-\eta}}{W N_0 + \sum_{i=1}^N \alpha_i P_2 G d_2^{-\eta}}, \quad (5.3)$$

onde  $\alpha_i$  é uma variável aleatória de distribuição de Bernoulli, que modela a presença de sinal na  $i$ -ésima sub-banda. Assim,  $\alpha_i \in [0, 1]$ , sendo que  $\alpha_i = 0$  corresponde ao evento em que nenhum sinal é transmitido na  $i$ -ésima sub-banda, enquanto que  $\alpha_i = 1$  corresponde ao evento em que a  $i$ -ésima sub-banda está sendo utilizada, provocando interferência no sinal primário. A probabilidade  $Pr\{\alpha_i = 1\}$ , denotada por  $P_{int,i}$ , depende do tráfego gerado pelos usuários que acessam a  $i$ -ésima sub-banda, como será discutido mais adiante. Claramente,  $\gamma_1$  é uma variável aleatória, pois o número de interferentes  $k = 0, 1, \dots, N$  é uma variável aleatória.

Assumiremos aqui que todas as sub-bandas são acessadas com a mesma probabilidade, ou seja,  $P_{int,i} = P_{int}$  para  $i = 1, \dots, N$ . Portanto, a *SINR* do sinal do terminal primário assumirá os valores

$$\gamma_1^{(k)} = \frac{P_1 G d_1^{-\eta}}{W N_0 + k P_2 G d_2^{-\eta}}, \quad (5.4)$$

onde  $k = 0, 1, \dots, N$ , e  $k$  é o número de sub-bandas ativas. Cada valor  $\gamma_1^{(k)}$  ocorrerá com probabilidade igual à probabilidade de haver  $k$  bandas ativas, denotada por  $P_k$ , dada por

$$P_k = Pr\{k \text{ bandas ativas}\} = \binom{N}{k} P_{int}^k (1 - P_{int})^{N-k}. \quad (5.5)$$

O mesmo raciocínio pode ser usado para a determinação da *SINR* do sinal dos terminais secundários na presença da interferência provocada pelo terminal primário. A *SINR* para o sinal de um terminal secundário genérico é dada por:

$$\gamma_2 = \frac{P_2 G d_2^{-\eta}}{W_2 N_0 + \frac{1}{N} \beta P_1 G d_1^{-\eta}}, \quad (5.6)$$

onde  $\beta \in [0, 1]$  é uma variável aleatória de Bernoulli que modela a atividade do terminal primário. É suposta a existência de um filtro na entrada do receptor secundário de largura  $W_2 = W/N$ , de forma que a interferência causada pelo terminal primário, de largura  $W$ , é reduzida pelo fator  $1/N$ , como indicado no denominador em (5.6).

Quando o terminal primário estiver ativo, teremos  $\beta = 1$ , o que ocorre com probabilidade denotada por  $Q_{int}$ , cujo valor depende do tráfego oferecido pelo terminal primário e será calculada mais

adiante.

Note que, no caso da SINR do sinal de um terminal secundário, há apenas um sinal interferente, de forma que  $\gamma_2$  poderá assumir apenas dois valores, dados por

$$\gamma_2^{(k)} = \frac{P_2 G d_2^{-\eta}}{W_2 N_0 + \frac{k}{N} P_1 G d_1^{-\eta}}, \quad (5.7)$$

onde  $k = 0$  ou  $1$ , e com probabilidades de ocorrência dadas por  $(1 - Q_{int})$  e  $Q_{int}$ , respectivamente.

É interessante notar, no entanto, que a SINR  $\gamma_2^{(k)}$  é invariante com o número de sub-grupos  $N$ . Para mostrarmos isso, vamos começar re-escrevendo  $P_2$  usando a expressão (5.2), ou seja,

$$\begin{aligned} P_2 &= \frac{\gamma_{2,0} W_2 N_0}{G d_2^{-\eta}} \\ &\stackrel{(a)}{=} \frac{\gamma_{2,0} W N_0}{N G d_2^{-\eta}} \end{aligned} \quad (5.8)$$

Onde em (a) foi usada a relação  $W_2 = W/N$ . Agora, substituindo (5.8) em (5.7), e usando mais uma vez a relação  $B_2 = B/N$ , chegamos a

$$\begin{aligned} \gamma_2^{(k)} &= \frac{\frac{\gamma_{2,0} W N_0}{N G d_2^{-\eta}} G d_2^{-\eta}}{\frac{W}{N} N_0 + \frac{k}{N} P_1 G d_1^{-\eta}} \\ &= \frac{\gamma_{2,0} W N_0}{W N_0 + k P_1 G d_1^{-\eta}}. \end{aligned} \quad (5.9)$$

Portanto, a qualidade do enlace dos terminais secundários não depende do número  $N$  de sub-bandas resultantes da partição. Isso quer dizer que a partição da banda não afeta o desempenho da rede secundária.

### 5.2.3 Probabilidades de Interferência

As probabilidades de interferência  $P_{int}$  e  $Q_{int}$  introduzidas na seção anterior estão relacionadas às atividades dos terminais primários e secundários.

Para determinarmos os valores das probabilidades  $P_{int}$  e  $Q_{int}$ , modelaremos a atividade nos canais usados pelo terminal primário (de largura  $W$ ), e pelos terminais secundários (de largura  $W/N$ ) como um conjunto fila-servidor [29]. Como já mencionado, no caso do canal usado pelo terminal primário, os pacotes chegam à fila a uma taxa de  $\lambda_1$  pacotes por segundo, segundo um processo Poissoniano. Quanto à taxa de serviço  $\mu_1$  dos pacotes, esta será constante e igual ao inverso do tempo de transmissão  $T_1$  de um pacote. Assumiremos neste estudo o uso de modulação M-QAM [30], de forma que  $T_1$

é dado por

$$T_1 = \frac{L_P}{W \log_2 M_1}, \tag{5.10}$$

em que  $M_1$  é ordem da modulação usada nas transmissões do terminal primário,  $W \log_2 M_1$  é a taxa de transmissão e  $L_P$  é o tamanho do pacote, em bits. Nota-se, portanto, que o sistema fila mais o servidor é do tipo M/D/1, como ilustrado na Figura 5.4.

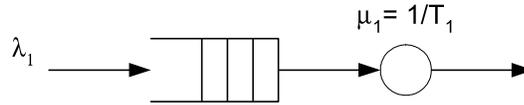


Fig. 5.4: Sistema fila mais o servidor do tipo M/D/1 para as transmissões do terminal primário.

Temos que a probabilidade de a transmissão do terminal primário interferir no sinal secundário, que denotamos por  $Q_{int}$ , é igual à probabilidade de o sistema fila mais o servidor da transmissão no primário não estar vazio, que é dada pelo quociente  $\lambda_1 \times \mu_1$ . Portanto,  $Q_{int}$  é dado por

$$Q_{int} = \frac{L_P \lambda_1}{W \log_2 M_1}. \tag{5.11}$$

Para o cálculo da probabilidade  $P_{int}$  de interferência provocada pelos terminais secundários no sinal do terminal primário, partimos também de um modelo M/D/1 para o canal acessado pelos terminais secundários. No entanto, agora o canal de banda  $W_2 = W/N$  é acessado por um subconjunto de terminais secundários com  $M = L/N$  terminais. Consideraremos que esses  $M$  terminais compartilham o canal no domínio do tempo, através de um esquema TDMA [31], como ilustrado na Figura 5.5.

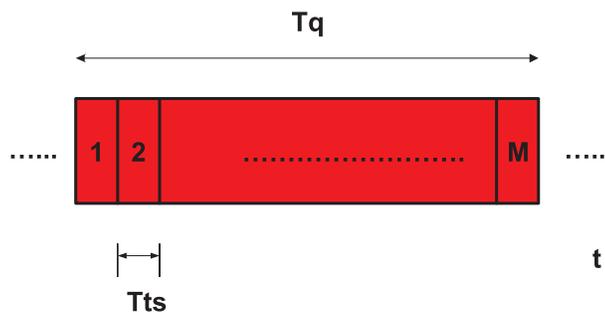


Fig. 5.5: Esquema TDMA empregado no compartilhamento da banda  $W_2$  por  $n$  terminais secundários.

Assim, uma estrutura de quadro com  $M$  time-slots é formada, de duração  $T_Q = M \times T_{ts}$ , onde  $T_{ts}$  é a duração de cada time-slots. Supomos que  $T_{ts}$  é igual ao tempo de transmissão de um pacote, e que

as transmissões dos terminais secundários também empregam modulação M-QAM. Assim, temos

$$T_{ts} = \frac{L_P}{(W/N) \log_2 M_2}, \quad (5.12)$$

onde  $M_2$  é ordem da modulação usada nas transmissões dos terminais secundários.

Portanto, cada *time-slot* pode ser visto como um sistema fila mais o servidor do tipo M/D/1, que atende apenas a um dos  $n$  usuários daquele subconjunto. Assim, a taxa de chegada de pacotes nesse sistema é  $\lambda_2$  e a taxa de serviço é igual ao inverso do tempo de quadro  $T_Q$ .

Assim, a probabilidade de interferência das transmissões primária sofrerem interferência é igual à probabilidade de o sistema fila mais o servidor, correspondente a um *time-slot* genérico da rede secundária não estar vazio, ou seja

$$\begin{aligned} P_{int} &= \lambda_2 T_Q \\ &= \lambda_2 M \frac{L_P}{W/N \log_2 M_2} \\ &\stackrel{(a)}{=} \frac{\lambda_2 L_P L}{W \log_2 M_2} \end{aligned} \quad (5.13)$$

tendo sido usada a relação  $M = L/N$  em (a). Portanto, nota-se que se mantivermos a ordem de modulação nas transmissões do secundário, a probabilidade de interferência do secundário no primário não varia com o número  $N$  de sub-bandas da partição.

### 5.2.4 Probabilidade de Erro de Bit e de Pacote

O desempenho das redes será avaliado por meio das suas probabilidades de erro de pacote. Supondo que a recepção de um pacote seja considerada correta apenas se todos os seus  $L_P$  bits forem recebidos corretamente, então a probabilidade de erro de pacote  $P_E$  é dada por:

$$P_E = 1 - (1 - \overline{P}_b(\gamma))^{L_P} \quad (5.14)$$

onde  $\overline{P}_b(\gamma)$  é a probabilidade de erro de bit média à SINR  $\gamma$ .

Para o caso das transmissões do terminal primários, devemos relembrar que a SINR varia em função do número de sub-bandas ativas. Assim, a probabilidade de erro de bit média do primário,  $\overline{P}_{b,1}$  é dada por [32]

$$\overline{P}_{b,1} = \sum_{k=0}^N P_b(\gamma_1^{(k)}) P_k \quad (5.15)$$

onde  $P_b(\gamma^{(k)})$  é a probabilidade de erro de bit à SINR  $\gamma^{(k)}$ , ou seja, quando  $k$  bandas estão ativas, e

$P_k = Pr\{k \text{ bandas ativas}\}$  é a probabilidade de haver  $k$  interferentes, dada por (5.5). Para o caso das transmissões do primário, a  $SINR$   $\gamma_1^{(k)}$  é dada por (5.4).

Para o caso das transmissões do secundário, o procedimento para a determinação da probabilidade de erro de bit média  $\bar{P}_{b,2}$  é semelhante, ou seja,

$$\bar{P}_{b,2} = P_b(\gamma_2^{(0)})(1 - Q_{int}) + P_b(\gamma_2^{(1)})Q_{int}. \quad (5.16)$$

Como já mencionado, consideraremos na análise de desempenho as modulações  $M$ -QAM, de forma que a probabilidade de erro de bit  $P_b(\gamma)$  para a ordem  $M_i$  será calculada usando

$$P_b(\gamma) \approx \left( \frac{4}{\log_2 M_i} \right) \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M_i}} \right) \exp \left[ -\frac{3\gamma}{2(M_i - 1)} \right] \quad (5.17)$$

em que  $\gamma$  é a  $SINR$ , supondo que a interferência provocada pelas transmissões concorrentes formam um processo Gaussiano.

## 5.3 Avaliação do Desempenho

Apresentaremos nesta seção uma avaliação do desempenho da rede primária, na presença das transmissões de terminais secundários, quando o canal disponível aos terminais secundários é particionado em  $N$  sub-bandas. Basicamente, desejamos avaliar os efeitos da partição no desempenho do terminal primário.

### 5.3.1 Procedimento Empregado

O desempenho será medido por meio da probabilidade de erro de pacote  $P_E$ , e estamos interessados em saber como a  $P_E$  do terminal primário varia quando o canal usado pelo secundário é particionado. Portanto, calcularemos o valor de  $P_E$  para diferentes valores de número de partições  $N$ , seguindo a procedimento descrito a seguir:

1. Inicialmente, iremos supor que o canal de banda  $W$  não é compartilhado entre o terminal primário e os terminais secundários. Para esta situação, determinamos a potência de transmissão  $P_1$  do terminal primário para se atingir uma probabilidade de erro de pacote máxima aceitável  $P_{E,max}$ , empregando modulação  $M_1$ -QAM. Note, que neste caso o canal é AWGN.
2. Ainda considerando que não há compartilhamento do canal, determinamos a potência  $P_2$  dos terminais secundários para se atingir  $P_{E,max}$  com modulação  $M_2$ -QAM, supondo que a banda disponível foi particionada em  $N$  sub-bandas de largura  $B_2 = B/N$ , e que cada sub-banda

serve um subgrupo de  $M = L/N$  usuários secundários. Assumiremos que a modulação  $M_2$ -QAM é sempre mantida, ou seja, será invariante com a largura  $W_2$  disponível para cada subconjunto.

3. Em seguida, consideramos que a banda  $W$ , é compartilhada entre as redes primária e secundária, com os terminais transmitindo com potências  $P_1$  e  $P_2$ . O compartilhamento provocará interferência mútua, que degradará o desempenho das redes. Para avaliar esta degradação, recalculamos a probabilidade de erro de pacote na transmissão primária, supondo que pacotes de terminais secundários chegam a uma taxa de  $\lambda_2$  pacotes por segundo.

O item 3 acima, é repetido para diferentes valores de  $N$  e nosso objetivo, é avaliar os efeitos da partição no desempenho do terminal primário. Como já mostrado por meio da expressão (5.9), o desempenho da rede secundária não é afetado pelo número de sub-bandas, de forma que avaliaremos aqui apenas o desempenho da rede primária.

Deve-se notar que, ao mantermos fixa a ordem da modulação do terminal secundário quando aumentarmos o número de sub-bandas  $N$  (isto é, ao diminuirmos a largura de banda  $B_2$ ), estamos reduzindo a taxa de transmissão do terminal secundário. Por outro lado, o número de terminais servidos por uma dada sub-banda também reduz com o aumento de  $N$ .

A seqüência de cálculos empregada na determinação da probabilidade de erro de pacote, seguindo o procedimento mostrado acima e usando as expressões apresentadas nas seções anteriores, é resumida a seguir.

#### **Parâmetros fixos das redes primária e secundária:**

- Largura de banda compartilhada entre as redes primária e secundária:  $W = 2$  MHz.
- Número de terminais primários: 1 terminal.
- Número de terminais secundário:  $L = 100$  terminais.
- Número de bits por pacote:  $L_P = 1000$  bits, para primário e secundário.
- Distância de separação TX-RX:  $d_1 = 1000$  m e  $d_2 = 1000$  m, para primário e secundário, respectivamente.
- Receptores primário e secundários na mesma posição.
- Modelo de canal: apenas perda de percurso determinística, com expoente de perda de percurso  $\eta = 3, 5$ .

- Densidade de potência do ruído gaussiano:  $N_0 = 4 \times 10^{-21}$  W/Hz.
- Probabilidade de erro de pacote máxima aceitável:  $P_{E,max} = 10^{-4}$ .
- Perdas no canal:  $G = 10^{-7}$ .

#### Parâmetros variantes:

- Ordens das modulações:  $M_1$ , no primário, e  $M_2$ , no secundário.
- Taxa de chegada de pacotes por terminal:  $\lambda_1$  e  $\lambda_2$ , para primário e secundário, respectivamente.
- Número de sub-bandas:  $N = 1, 2, 4, 5$  e  $10$ .

#### Sequência de Cálculos

1. Probabilidade de erro de bit máxima aceitável, dada por

$$P_{b,max} = 1 - (1 - P_{E,max})^{1/L_P} \quad (5.18)$$

2. Potência de transmissão do terminal primário, sem interferência, dada por

$$P_1 = -\frac{2(M_1 - 1) W N_0 \log_2[P_{b,max} \log_2(M_1)]}{3 G d_1^{-\eta} 4(1 - 1/\sqrt{M_1})} \quad (5.19)$$

3. Potência de transmissão do terminal secundário, sem interferência, dada por

$$P_2 = -\frac{2(M_2 - 1) W N_0 \log_2[P_{b,max} \log_2(M_2)]}{3 N G d_2^{-\eta} 4(1 - 1/\sqrt{M_2})} \quad (5.20)$$

4. Cálculo da probabilidade de erro de pacote do primário para o caso com interferência, com canal particionado em  $N$  sub-bandas para uso pela rede secundária.

- (a) Cálculo da probabilidade de interferência causada pelo terminal secundário, dada por

$$P_{int} = \frac{\lambda_2 L_P L}{W \log_2 M_2} \quad (5.21)$$

- (b) Cálculo da probabilidade de haver  $k$  sub-bandas ativas ( $k = 0, \dots, N$ ), dada por

$$P_k = Pr\{k \text{ bandas ativas}\} = \binom{N}{k} P_{int}^k (1 - P_{int})^{N-k}. \quad (5.22)$$

(c) Cálculo da probabilidade de erro de bit quando há  $k$  sub-bandas ativas ( $k = 0, \dots, N$ )

$$P_b(\gamma^{(k)}) = \left( \frac{4}{\log_2 M_1} \right) \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M_1}} \right) \exp \left( -\frac{3\gamma_1^{(k)}}{2(M_1 - 1)} \right) \quad (5.23)$$

com

$$\gamma_1^{(k)} = \frac{P_1 G d_1^{-\eta}}{W N_0 + k P_2 G d_2^{-\eta}}, \quad (5.24)$$

(d) Cálculo da probabilidade de erro de bit média :

$$\bar{P}_b = \sum_{k=0}^N P_b(\gamma^{(k)}) Pr\{k \text{ bandas ativas.}\} \quad (5.25)$$

(e) Cálculo da probabilidade de erro de pacote média :

$$P_E = 1 - (1 - \bar{P}_b)^{L_P}. \quad (5.26)$$

### 5.3.2 Resultados Numéricos

Nesta seção, serão apresentados os resultados numéricos para a avaliação dos efeitos da partição da banda usada, compartilhada pela rede secundária no desempenho da rede primária.

A Figura 5.6 mostra a probabilidade de erro de pacote  $P_E$  do primário em função da taxa  $\lambda_2$  de chegada de pacotes por terminal da rede secundária e do número  $N$  de sub-bandas, para  $M_1 = 16$  e  $M_2 = 2$ .

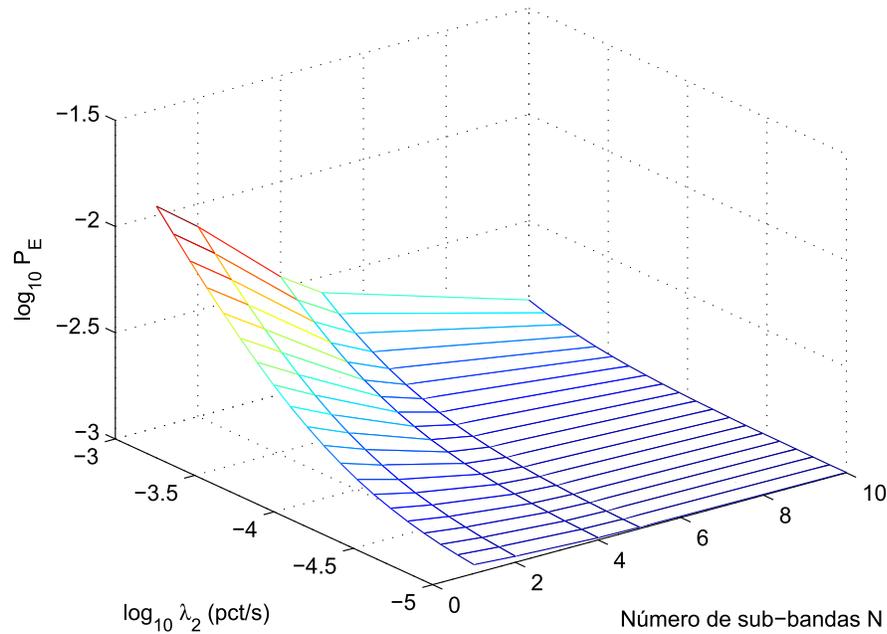


Fig. 5.6: Probabilidade de erro de pacotes  $P_E$  do primário em função da taxa  $\lambda_2$  de chegada de pacotes do secundário e do número  $N$  de sub-bandas na rede secundária. Modulação 16-QAM no primário e 2-QAM no secundário.

Observa-se que  $P_E$  aumenta com o aumento de  $\lambda_2$ , o que é um resultado esperado, pois a probabilidade de ocorrer interferência  $P_{int}$  cresce com  $\lambda_2$ .

O resultado de maior interesse mostrado na Figura 5.6, no entanto, é a diminuição da probabilidade de erro  $P_E$  com o aumento do número  $N$  de sub-bandas, independentemente da intensidade de  $\lambda_2$ . Portanto, quando a rede primária utiliza modulação 16-QAM e a rede secundária emprega modulação 2-QAM, a partição da banda empregada pela rede secundária é benéfica, pois leva a uma menor interferência das transmissões secundárias na transmissões primárias.

A Figura 5.7 ilustra os mesmos resultados apresentados na Figura 5.6, mas apenas para alguns valores de  $\lambda_2$ , para melhor visualização.

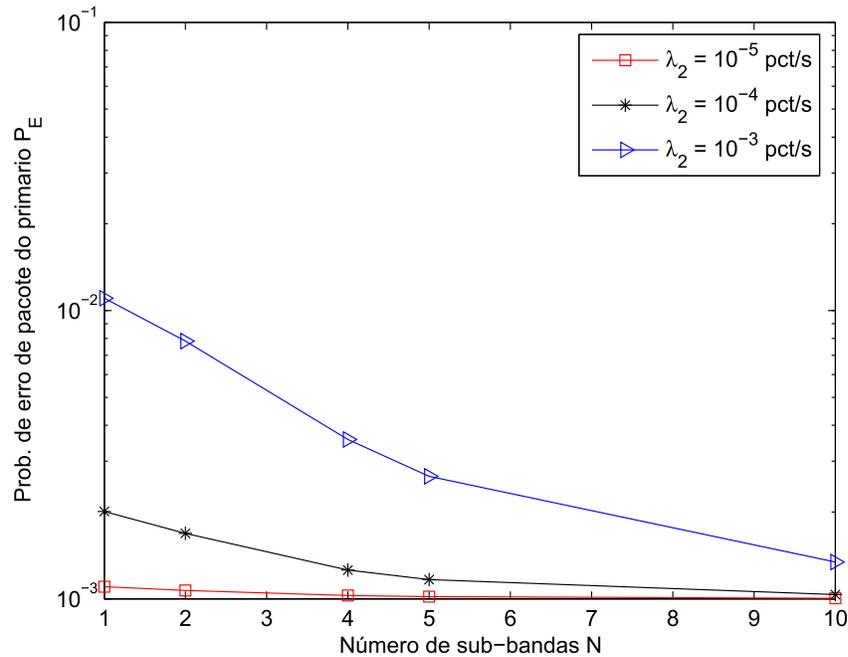


Fig. 5.7: Probabilidade de erro de pacotes do primário em função do número  $N$  de sub-bandas na rede secundária, para diversos valores de  $\lambda_2$ . Modulação 16-QAM no primário e 2-QAM no secundário.

A diminuição de  $P_E$  com o aumento do número  $N$  de sub-bandas para o caso  $M_1 = 16$  e  $M_2 = 2$ , pode ser explicada por uma combinação de fatores. Inicialmente, devemos notar que a potência de transmissão  $P_2$  dos terminais secundários diminui com o aumento de  $N$ , pois a ordem da modulação é mantida fixa. Como  $P_2$  é calculado apenas considerando o ruído aditivo, se  $W_2 = W/N$  diminui, então a potência necessária para atingir um dado desempenho diminuirá na mesma proporção, (ver expressão (5.20)). Por outro lado, devemos notar que a probabilidade de interferência  $P_{int}$  não varia com  $N$ , pois a taxa de transmissão nos canais secundário é mantida fixa. Assim, o resultado da Figura 5.7 mostra que os valores de potência de transmissão  $P_E$  resultantes do uso de modulação 2-QAM no secundário levam a uma diminuição na interferência agregada quando aumentamos  $N$ .

No entanto, quando aumentamos a ordem da modulação empregada na rede secundária, mantendo-se a modulação usada na rede primária, notamos que os efeitos da partição mudam. As Figuras 5.8 e 5.9 mostram a probabilidade de erro de pacote  $P_E$  em função do número  $N$  de sub-bandas, agora para modulação 4-QAM e 16-QAM, respectivamente, na rede secundária, mantendo-se a modulação 16-QAM na rede primária.

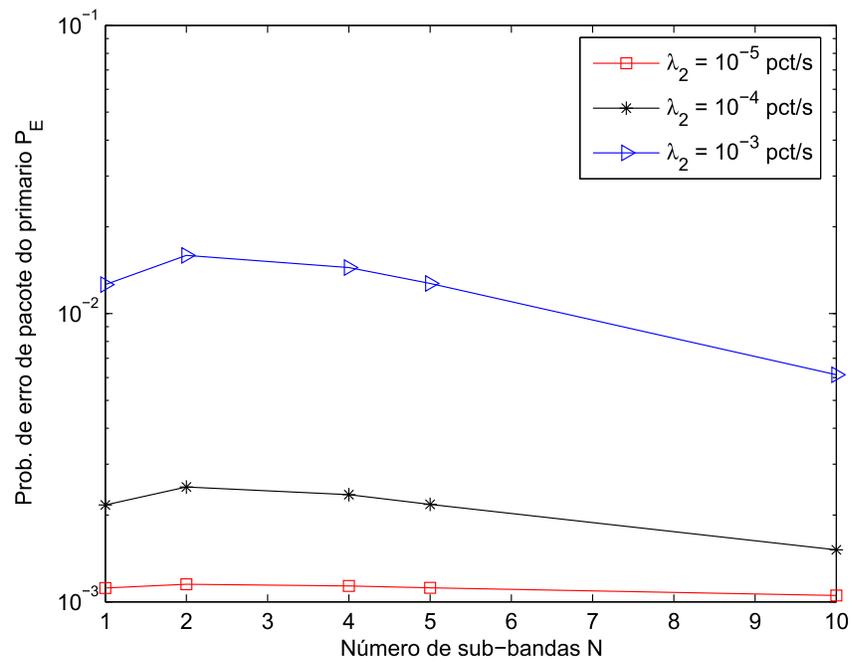


Fig. 5.8: Probabilidade de erro de pacotes do primário em função do número  $N$  de sub-bandas na rede secundária, para diversos valores de  $\lambda_2$ . Modulação 16-QAM no primário e 4-QAM no secundário.

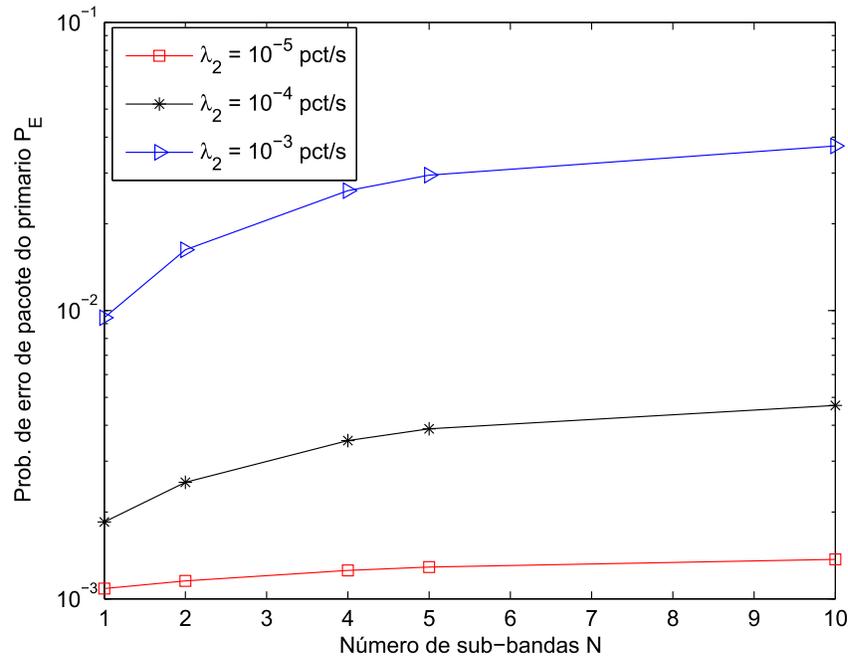


Fig. 5.9: Probabilidade de erro de pacotes do primário em função do número  $N$  de sub-bandas na rede secundária, para diversos valores de  $\lambda_2$ . Modulação 16-QAM no primário e 16-QAM no secundário.

Observe que, agora, a tendência monotônica de queda da probabilidade  $P_E$  com o aumento de  $N$  não existe mais. Inclusive, para 16-QAM no secundário, a partição da banda mostra-se prejudicial.

Primeiramente devemos notar que o aumento da ordem da modulação empregada na rede secundária leva a um aumento na potência  $P_2$  de transmissão dos interferentes. Deve-se notar que essa potência  $P_2$  continua a cair com o aumento de  $N$ . No entanto, este alto valor de  $P_2$  faz com que a  $SINR$  do enlace da rede primária seja muito baixo, levando a altos valores de probabilidade de erro de pacote. Com o aumento do número de bandas, temos um aumento do número de potenciais interferentes que, quando ativos, provocam forte degradação nas transmissões da rede primária (devido ao alto valor de  $P_2$ ). Essa combinação de fatores provoca o comportamento mostrado nas figuras 5.8 e 5.9.

Portanto, conclui-se que a partição da banda para uso da rede secundária será benéfica apenas quando a potência de transmissão dos terminais secundários for reduzida.

## 5.4 Conclusões

Neste capítulo, apresentamos a análise de desempenho de uma rede primária, compartilhando o canal de comunicação com uma secundária no esquema *underlay*. A banda disponível à rede secundária é particionada em  $N$  sub-bandas, sendo que cada sub-banda é alocada a um sub-grupo de terminais secundários. A análise visa investigar os efeitos deste particionamento no desempenho da rede primária.

Resultados numéricos mostraram que o particionamento pode ser benéfico, ou seja, leva a uma menor interferência das transmissões da rede secundária na rede primária, para o caso em que a potência de transmissão dos terminais secundários seja baixa, ou seja, quando os terminais secundários usam modulação de ordem baixa. Caso a ordem da modulação dos terminais secundários seja alta, o que requer uma alta potência de transmissão para se atingir um determinado desempenho, então a partição pode ser prejudicial ao desempenho da rede primária.

## Capítulo 6

### Conclusões e Trabalhos Futuros

Já é um consenso hoje em dia a baixa taxa de utilização do espectro de rádio frequência, não obstante a demanda crescente por serviços de comunicação sem fio. Uma possível solução para se aumentar a eficiência no uso do espectro é por meio do seu uso oportunista, quando usuários não licenciados (ditos usuários secundários) podem transmitir em um canal que não esteja sendo usado pelos usuários que possuem a licença de uso do mesmo (conhecidos como usuários primários).

Rádio cognitivo é uma tecnologia inovadora que pode ser usada na implementação do acesso oportunista ao canal. Esta tecnologia permite que usuários secundários aprendam sobre o ambiente de transmissão ao seu redor e alterem suas características de transmissão, a fim de acessar uma faixa vaga do espectro. O trabalho apresentado nesta tese situa-se no contexto de rádio cognitivo, focando em dois aspectos, a saber: sensoriamento espectral colaborativo e análise do desempenho da rede primária com partição do espectro na rede secundária.

No estudo sobre sensoriamento espectral colaborativo, o objetivo foi avaliar os efeitos da correlação espacial do desvanecimento por sombreamento (lognormal) no desempenho do sensoriamento colaborativo. Em um esquema colaborativo, as decisões locais a respeito do estado do canal (livre ou ocupado) são combinadas a fim de se obter uma decisão global, supostamente mais confiável. É sabido que a colaboração no sensoriamento espectral traz benefícios, resultantes da diversidade a respeito do estado do canal. No entanto, foi observado que, na presença de desvanecimento correlacionado, existe um limite para o ganho de diversidade. Ou seja, o ganho no desempenho do sensoriamento espectral resultante da adição de novos participantes na colaboração reduz com o número de terminais participantes do esquema. Observamos a existência de um limite inferior para o desempenho do sensoriamento, que depende do grau de correlação do desvanecimento. Foram testadas três formas de combinação firme das decisões locais, a saber: OR, AND e Maioria. Nossos resultados mostraram que a regra da *Maioria* tem o melhor desempenho quando comparada com as outras regras consideradas.

---

Na segunda parte do trabalho, foi investigado o desempenho de uma rede primária compartilhando o canal de comunicação com uma rede secundária, no esquema *underlay*. A banda disponível à rede secundária foi particionada em  $N$  sub-bandas sendo que cada sub-banda, é alocada a um subgrupo de terminais secundários. A análise objetivou investigar os efeitos desse particionamento no desempenho da rede primária. Foi possível observar, que o particionamento pode ser benéfico, ou seja, pode levar a uma menor interferência das transmissões da rede secundária na rede primária. Isto ocorre quando a potência de transmissão dos terminais secundários é reduzida, ou seja, quando os terminais secundários usam modulação de ordem baixa.

Algumas possibilidades de continuação desse trabalhos são apresentadas a seguir.

- Em muitas situações, o desvanecimento varia muito lentamente, o que abre a possibilidade para a implementação de esquemas de sensoriamento nos quais os terminais aprendem a respeito do nível de desvanecimento que estão sofrendo. Dessa forma, o efeito negativo do desvanecimento poderia ser parcialmente eliminado.
- Investigar o desempenho de sensoriamento espectral em outros ambientes de propagação, com outros modelos de desvanecimento;
- O estudo de redes mais complexas, com múltiplos usuários primários;
- O estudo dos efeitos da partição da banda para uso pela rede secundária em cenários mais realistas, com outros modelos de canal de propagação e outros esquemas de transmissão para a rede secundária;
- O estudo da interação entre as redes primária e secundária considerando outros modelos de acesso oportunista e outros modelos de detecção de oportunidades no espectro.

## Referências Bibliográficas

- [1] Qing Zhao and Brian M. Sadler. A survey of dynamic spectrum access: Signal processing, networking, and regulatory policy. *IEEE Signal Processing Magazine*, May:79–89, 2007.
- [2] Ian F. Akyildiz, Won-Yeol Lee, Mehmet C. Vuran, and Shantidev Mohanty. Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey. *Computer Networks*, 50:2127–2159, 2006.
- [3] Joseph Mitola and Gerald Maguire. Cognitive radio: Making software radio more personal. *IEEE Personal Communications*, 6(4):13–18, August 1999.
- [4] Joseph Mitola. Cognitive radio for flexible mobile multimedia communications. In *Proc. IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications*, 1999.
- [5] A. Ghasemi and E.S. Sousa. Spectrum sensing in cognitive radio networks: requirements, challenges and design trade-offs. *Communications Magazine, IEEE*, 46(4):32–39, april 2008.
- [6] Shridhar Mubaraq Mishra Rahul Tandra and Anant Sahai. What is a spectrum hole and what does it take to recognize one? *The Proceedings of the IEEE*, 97(05):824–848, 2009.
- [7] Youping Zhao, L. Morales, J. Gaeddert, K.K. Bae, Jung-Sun Um, and J.H. Reed. Applying radio environment maps to cognitive wireless regional area networks. In *New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2007. DySPAN 2007. 2nd IEEE International Symposium on*, pages 115–118, april 2007.
- [8] Amir Ghasemi and Elvino S. Sousa. Spectrum sensing in cognitive radio networks: Requirements, challenges and design trade-offs. *IEEE Commun. Magazine*, April:32–39, 2008.
- [9] H. Urkowitz. Energy detection of unknown deterministic signals. In *Proc. IEEE*, 1967.
- [10] Amir Ghasemi and Elvino Souza. Optimization of spectrum sensing for opportunistic spectrum access in cognitive radio networks. In *Proc. IEEE Consumer Communications & Networking Conference*, 2007.

- [11] Fadel F. Digham, Mohamed-Slim Alouini, and Marvin K. Simon. On the energy detection of unknown signals over fading channels. *IEEE Trans. Commun.*, 55:21–24, 2007.
- [12] Albert H. Nutall. Some integrals involving the  $Q_M$  function. *IEEE Trans. Information Theory*, 21:95–96, 1975.
- [13] Zhu Han and Hai Jiang. Replacement of spectrum sensing and avoidance of hidden terminal for cognitive radio. In *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 2008.
- [14] A. Ghasemi and E.S. Sousa. Asymptotic performance of collaborative spectrum sensing under correlated log-normal shadowing. *Communications Letters, IEEE*, 11(1):34–36, 2007.
- [15] Amir Ghasemi and Elvino S. Sousa. Collaborative spectrum sensing for opportunistic access in fading environments. In *Proc. IEEE 1st Symp. Dynamic Spectrum Access Networks*, pages 131–136, November 2005.
- [16] Shridhar Mubaraq Mishra, Anant Sahai, and Robert W. Brodersen. Cooperative sensing among cognitive radios. In *Proc. IEEE International Conference on Communications*, 2006.
- [17] Ghurumuruhan Ganesan and Ye Geoffrey Li. Cooperative spectrum sensing in cognitive radio, part i: Two user networks. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 6(6):2204–2213, June 2007.
- [18] S.M. Mishra, A. Sahai, and R.W. Brodersen. Cooperative sensing among cognitive radios. In *Communications, 2006. ICC '06. IEEE International Conference on*, volume 4, pages 1658–1663, June 2006.
- [19] K. Ben Letaief and Wei Zhang. Cooperative communications for cognitive radio networks. *Proceedings of the IEEE*, 97(5):878–893, May 2009.
- [20] E. Visotsky, S. Kuffner, and R. Peterson. On collaborative detection of tv transmissions in support of dynamic spectrum sharing. In *New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on*, pages 338–345, Nov. 2005.
- [21] Jun Ma, Guodong Zhao, and Ye Li. Soft combination and detection for cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 7(11):4502–4507, November 2008.
- [22] S. Kyperountas, N. Correal, and Q. Shi. A comparison of fusion rules for cooperative spectrum sensing in fading channels. In *2010 Virginia Tech Wireless Symposium and Summer School*, pages 1–6, 2010.

- [23] So Young Lee, Eun Cheol Kim, Seho Park, Hoi Yoon Jung, Myung Sun Song, Chang-Joo Kim, and Jin Young Kim. Efficient decision rule for spectrum sensing performance improvement in cognitive radio. In *Communications and Information Technology, 2009. ISCIT 2009. 9th International Symposium on*, pages 97–101, sept. 2009.
- [24] Qianchuan Zhao, Stefan Geirhofer, Lang Tong, and Brian M. Sadler. Optimal dynamic spectrum access via periodic channel sensing. In *Proc. IEEE Wireless Communications & Networking Conference, 2007*.
- [25] Ioannis Glaropoulos and Viktoria Fodor. On the efficiency of distributed spectrum sensing in ad-hoc cognitive radio networks. In *Proceedings of the 2009 ACM workshop on Cognitive radio networks, CoRoNet '09*, pages 7–12, New York, NY, USA, 2009. ACM.
- [26] J.C.-I. Chuang. Autonomous adaptive frequency assignment for tdma portable radio systems. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 40(3):627–635, August 1991.
- [27] Nihar Jindal, Jeffrey G. Andrews, Senior Member, and Steven Weber. Bandwidth partitioning in decentralized wireless networks. 2008.
- [28] *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice Hall communications engineering and emerging technologies series. Pearson Education, 2009.
- [29] R. Rom and M. Sidi. *Multiple access protocols: performance and analysis*. Telecommunication networks and computer systems. Springer-Verlag, 1990.
- [30] John G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill International Editions, 1995.
- [31] F.F. Kuo. *Protocols and techniques for data communication networks*. Prentice-Hall computer applications in electrical engineering series. Prentice-Hall, 1981.
- [32] Justin C-I Chuang Jianhua Lu, K. B. Letaief and Ming L. Liou. M-psk and m-qam ber computation using signal-space concepts. *IEEE Trans. Commun.*, 47:181–184, 1999.

# Apêndice A

## Código Fonte

```
% Simulacao para a determinacao da pfa e pmd

tt = cputime;

N_real = 10000; % Numero de realizacoes

% Parametros da rede e da transmissao

N_sec = 1; % numero de sensores secundarios

dist_12 = 5000; % distancia entre transmissor primario e sensores
K = 100; % numero de amostras para o calculo da energia
eta = 3.5; % exp. perda percurso

% Limiaries para o calculo de p_fa e p_md
N_limiar = 100;
Lim_inf = -15.0;
Lim_sup = -14.8;
Limiar = logspace(Lim_inf, Lim_sup, N_limiar);

% Desvanecimento lognormal
L = 1000; % Largura da area dos usuarios

D_desc = 500; % distancia de descorrelacao
```

---

```

XI = [0:D_desc:L]; % posicao dos desvan. descorrelac.
YI = [0:D_desc:L]; % posicao dos desvan. descorrelac.
Nx = length(XI);
Ny = length(YI);

sig_desvan = 4; % Desvio padrao do desvanecimento

% Ajuste da Amplitude do sinal do primario.

SNR_dB = -14; % Relacao sinal-ruído de detecção (dB)

SNR = 10^(SNR_dB/10);
sig2_noise = 0.00000000000000039811; % Desvio padrao do ruído aditivo
P_rx = (SNR)*(sig2_noise); % Potencia de recepção
A_tx1 = sqrt((P_rx)*(dist_12^eta));
P_tx1 = A_tx1^2; % pot. de transmissão do primario

% Geracao das posicoes dos usuarios (ja' gerados para todas as realizacoes)
x_user = unifrnd(0,L,N_real,N_sec);
y_user = unifrnd(0,L,N_real,N_sec);

% Variaveis usadas nas decisoes.
Decisao_H0 = zeros(1,N_sec);
Dec_global_AND_H0 = zeros(N_real,N_limiar);
Dec_global_Maioria_H0 = zeros(N_real,N_limiar);
Dec_global_OR_H0 = zeros(N_real,N_limiar);

Dec_global_AND_H1 = zeros(N_real,N_limiar);
Dec_global_Maioria_H1 = zeros(N_real,N_limiar);
Dec_global_OR_H1 = zeros(N_real,N_limiar);

for n = 1:N_real
    % ***** Supondo hipotese 0 (sem primario) *****
    r = normrnd(0,sqrt(sig2_noise),K,N_sec);
    % r contem as K amostras dos N_sec sensores
    Energia_0 = sum(r.^2)/K;

    % ---- Decisao local -----

```

```
for j = 1:length(Limiar)
    clear Usuario
    [aux,Usuario] = find(Energia_0 > Limiar(j));
    Decisao_H0 = zeros(1,N_sec);
    if isempty(Usuario) == 0
        Decisao_H0(Usuario) = ones(1,length(Usuario));
    else
        Decisao_H0 = zeros(1,N_sec);
    end

    % ==== Decisoes =====
    % Decisao Maioria
    if sum(Decisao_H0) > ((N_sec/2))
        Dec_global_Maioria_H0(n,j) = 1;
    end

    % Decisao AND
    Dec_global_AND_H0(n,j) = prod(Decisao_H0);

    % Decisao OR
    if sum(Decisao_H0) >= 1
        Dec_global_OR_H0(n,j) = 1;
    end
end

% ***** Supondo hipotese 1 (com primario) *****
ruído = r;
clear r;

% Determinacao do desvanecimento
% Selecionar um deles e colocar '%' nas outras opcoes

% -- Desvanecimento correlacionado -----
Sdw_descorr_I_dB = normrnd(0,sig_desvan,Nx,Ny);
for k = 1:N_sec
    desvanec_dB(k) = interp2(XI,YI,Sdw_descorr_I_dB,x_user(n,k),y_user(n,k),
end
```

---

```
% -- Desvanecimento descorrelacionado -----
% desvanec_dB = normrnd(0,sig_desvan,1,N_sec);

% --- Sem desvanecimento
% desvanec_dB = zeros(1,N_sec);

Ampl = A_tx1*(dist_12^(-eta/2))*...
      ones(K,N_sec).*(10.^(repmat(desvanec_dB,K,1)/20));
r = Ampl + ruido;
Energia_1 = sum(r.^2)/K;

% ---- Decisao local -----
for j = 1:length(Limiar)
    clear Usuario
    [aux,Usuario] = find(Energia_1 > Limiar(j));
    Decisao_H1 = zeros(1,N_sec);
    if isempty(Usuario) == 0
        Decisao_H1(Usuario) = ones(1,length(Usuario));
    else
        Decisao_H1 = zeros(1,N_sec);
    end
end

% ==== Decisoes =====
% Decisao Maioria
if sum(Decisao_H1) > ((N_sec/2))
    Dec_global_Maioria_H1(n,j) = 1;
end

% Decisao AND
Dec_global_AND_H1(n,j) = prod(Decisao_H1);

% Decisao OR
if sum(Decisao_H1) >= 1
    Dec_global_OR_H1(n,j) = 1;
end
end
end
```

```
cputime - tt

% Calculo das probabilidades

% Hipotese 1
p_fa_Maioria = sum(Dec_global_Maioria_H0)/N_real;

p_fa_AND = sum(Dec_global_AND_H0)/N_real;

p_fa_OR = sum(Dec_global_OR_H0)/N_real;

% Hipotese 1
p_d_Maioria = sum(Dec_global_Maioria_H1)/N_real;
p_md_Maioria = 1 - p_d_Maioria;

p_d_AND = sum(Dec_global_AND_H1)/N_real;
p_md_AND = 1 - p_d_AND;

p_d_OR = sum(Dec_global_OR_H1)/N_real;
p_md_OR = 1 - p_d_OR;

% - Figuras ---

figure(1)
subplot(2,1,1)
title('Prob. false alarm')
semilogy(10*log10(Limiar),p_fa_Maioria,'r.-',...
          10*log10(Limiar),p_fa_AND,'b.--',...
          10*log10(Limiar),p_fa_OR,'k.-');
legend('Maioria','AND','OR')
xlabel('Limiar (dB)')
ylabel('P_{fa}')
axis([10*[Lim_inf Lim_sup] 10^-4 1])

figure(1)
subplot(2,1,2)
title('Prob. missed detection')
```

---

```
semilogy(10*log10(Limiar),p_md_Maioria,'r.-',...
          10*log10(Limiar),p_md_AND,'b.--',...
          10*log10(Limiar),p_md_OR,'k.-');
legend('Maioria','AND','OR')
xlabel('Limiar')
ylabel('P_{md}')
axis([10*[Lim_inf Lim_sup] 10^-4 1])

figure(15)
title('P_{fa} x P_{md}')
loglog(p_fa_Maioria,p_md_Maioria,'ro-',...
        p_fa_AND,p_md_AND,'bo--',...
        p_fa_OR,p_md_OR,'ko-.');
legend('Maioria','AND','OR')
ylabel('P_{md}')
xlabel('P_{fa}')
```