

Universidade Estadual de Campinas  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

## **Um Estudo de Vazão em Redes Oportunistas**

**Autor: Maice d’Utra da Costa**

**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.

### Banca Examinadora

Membro1, Prof. Dr. Paulo Cardieri ..... DECOM/FEEC/Unicamp  
Membro2, Prof. Dr. José Cândido S. Santos Filho . DECOM/FEEC/Unicamp  
Membro3, Prof. Dr. Omar Carvalho Branquinho ..... PUC Campinas

Campinas, SP

Dezembro/2009

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

C823e Costa, Maice d'Utra da  
Um Estudo de Vazão em Redes Oportunistas  
– Campinas, SP:  
[s.n.], 2009.

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. Radio - Transmissores e transmissão - Desvanecimento. 5. Radio.  
I Cardieri, Paulo. II. Universidade  
Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação. III. Título.

Título em Inglês: Throughput analysis in opportunistic networks

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

Área de concentração: Telecomunicações

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Omar Carvalho Branquinho, José Cândido Silveira Santos Filho

Data da defesa: 18/12/2009

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

**Candidata:** Maice d'Utra da Costa

**Data da Defesa:** 18 de dezembro de 2009

**Título da Tese:** "Um Estudo de Vazão em Redes Oportunistas"

Prof. Dr. Paulo Cardieri (Presidente):



Prof. Dr. Omar Carvalho Branquinho:



Prof. Dr. José Candido Silveira Santos Filho:



# Resumo

A evidente subutilização dos recursos de frequência tem incentivado discussões e trabalhos visando propor uma transformação no uso do espectro. O acesso oportunista ao espectro é uma proposta bastante atraente nessa busca pelo uso mais eficiente dos recursos de frequência e propõe o compartilhamento do espectro por redes licenciadas e redes oportunistas. As redes oportunistas utilizam os recursos com restrição espaço-temporal, enquanto as redes licenciadas são protegidas de possíveis danos causados por interferência. Este trabalho considera uma rede sem fio dotada de características cognitivas para a detecção de oportunidades de transmissão em um canal compartilhado com uma rede licenciada. São apresentados um estudo sobre o sensoriamento do espectro em ambientes com desvanecimento e um estudo de vazão nessa rede, determinando as probabilidades de colisão de pacotes e adotando um modelo de captura. Os resultados são validados por simulação de eventos discretos.

**Palavras-chave:** Acesso Dinâmico ao Espectro, Acesso Oportunista, Rádio Cognitivo, Sensoriamento do Espectro, Probabilidade de Colisão, Vazão.

# Abstract

The apparent underutilization of frequency resources has encouraged several research works on innovative spectrum usage schemes. The opportunistic spectrum access is an attractive proposal aiming at an efficient use of frequency resources by spectrum sharing among licensed and unlicensed networks. The unlicensed opportunistic networks use the spectrum with geographical and temporal constraints, while licensed networks are protected from interference. In this work, a wireless network with cognitive features is considered. This unlicensed network searches for transmission opportunities in a shared channel, using the resources in an opportunistic manner. A study on spectrum sensing under fading conditions is presented, as well as a throughput analysis, determining the packet collision probabilities and adopting a capture model. The results have been validated by discrete events simulation.

**Keywords:** Dynamic Spectrum Access, Opportunistic Access, Cognitive Radio, Spectrum Sensing, Collision Probability, Throughput.

*Aos meus pais, Julio e Lena.*

*À todos que participaram ou torceram por esta vitória.*

# Agradecimentos

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

Aos meus pais, Julio e Lena, por tornarem possível a obtenção deste título, pelo amor, pelo apoio incondicional e pelo suporte financeiro.

Ao Professor Paulo Cardieri, pelo conhecimento compartilhado e pela amigável orientação deste trabalho.

Aos meus irmãos, Daniel e Letícia, pelo carinho, pelo exemplo e pelo incentivo.

Ao Felipe, pelo apoio e pela torcida.

Aos familiares e amigos que torceram por esta vitória.

Às amigas Nathalie, Renata, Carol e Raquel, por compartilhar o teto, as alegrias e as dificuldades.

Aos colegas André, Aravind, Daniel, Ednei, Flávio, Fontes, Francisco, Guilherme, Maguila, Pedrão, Portelinha, Renata Rampim, Ugo, seja pela companhia, pelo suporte intelectual ou pelo apoio moral. Agradecimento especial ao Ugo pela participação neste trabalho.

Ao Professor Cândido pelo suporte durante o mestrado.

Aos Professores Paulo Portela, Michel Yacoub, Renato Lopes e Shusaburo Motoyama que, sem diminuir a importância dos demais professores que tive, acrescentaram muito à minha formação na área de telecomunicações.

À CAPES, pelo apoio financeiro.

# Sumário

<b>Lista de Figuras</b>	<b>ix</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xi</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xii</b>
<b>Lista de Siglas</b>	<b>xiv</b>
<b>Trabalhos Publicados Pelo Autor</b>	<b>xv</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
<b>2 Compartilhamento de Espectro e Rádios Cognitivos</b>	<b>3</b>
2.1 Modelos de Acesso Dinâmico ao Espectro . . . . .	3
2.2 Oportunidades no Espectro . . . . .	5
2.3 Rádio Cognitivo . . . . .	6
<b>3 Sensoriamento do Espectro</b>	<b>9</b>
3.1 Modelo de Detecção de Energia . . . . .	11
3.2 Probabilidades de Detecção e Falso Alarme em Canal AWGN . . . . .	12
3.3 Probabilidade de Detecção Média em Ambientes com Desvanecimento . . . . .	13
3.4 Cooperação para Sensoriamento do Espectro . . . . .	16
3.5 Conclusões . . . . .	18
<b>4 Modelos</b>	<b>21</b>
4.1 Acesso ao Canal . . . . .	21
4.2 Sensoriamento do Espectro . . . . .	23
4.3 Modelo de Simulação . . . . .	25
<b>5 Probabilidades de Colisão do Terminal Secundário</b>	<b>27</b>
5.1 Probabilidade de Colisão com Decisão Perfeita . . . . .	27
5.2 Probabilidade de Colisão com Decisão Imperfeita . . . . .	29
5.3 Conclusões . . . . .	31

---

<b>6</b>	<b>Vazão do Terminal Secundário</b>	<b>33</b>
6.1	Canal . . . . .	33
6.2	Probabilidades de <i>Outage</i> e Captura . . . . .	34
6.2.1	Mapeamento da BER em SNR . . . . .	35
6.3	Vazão . . . . .	38
6.4	Conclusões . . . . .	45
<b>7</b>	<b>Conclusões e Trabalhos Futuros</b>	<b>46</b>
	<b>Referências bibliográficas</b>	<b>48</b>
<b>A</b>	<b>Código Fonte</b>	<b>51</b>

# Lista de Figuras

2.1	Uma taxonomia para acesso dinâmico do espectro (adaptado de [1]). . . . .	4
2.2	Ciclo Cognitivo . . . . .	8
3.1	Esquema de Detector de Energia . . . . .	11
3.2	Curvas Características do Receptor em ambiente $\alpha$ - $\mu$ ( $\bar{\gamma} = 10$ dB, $u = 5$ ). Curva em ambiente Rayleigh mostrada para comparação. . . . .	15
3.3	Curvas Características do Receptor em ambiente $\alpha$ - $\mu$ ( $\bar{\gamma} = 10$ dB, $u = 5$ ). Curva em ambiente Rayleigh mostrada para comparação. . . . .	15
3.4	$Q_m$ vs. $Q_f$ em ambiente $\alpha$ - $\mu$ para diferentes números de terminais colaboradores ( $\bar{\gamma} = 10$ dB, $u = 5$ ). . . . .	18
3.5	$Q_d$ vs. $\bar{\gamma}$ em ambiente $\alpha$ - $\mu$ para diferentes números de terminais colaboradores ( $Q_f = 10^{-1}$ , $u = 5$ ). . . . .	19
3.6	$Q_d$ vs. $\bar{\gamma}$ em ambiente $\alpha$ - $\mu$ para diferentes números de terminais colaboradores ( $Q_f = 10^{-1}$ , $u = 5$ ). . . . .	19
4.1	Cadeia de três estados modelando um terminal . . . . .	22
4.2	Probabilidade de perda, $P_m$ , vs. Probabilidade de falso alarme, $P_f$ . $N = 10000$ e $\gamma$ variando. . . . .	24
5.1	Probabilidade de colisão com detecção perfeita, $P_{C,PS}$ , vs período de transmissão, $t_2$ . . . . .	29
5.2	Probabilidade de colisão do secundário, $P_{C,IS}$ , vs. probabilidade de detecção, $P_d$ . $SNR = -15$ dB and $N = 10000$ . . . . .	32
5.3	Probabilidade de colisão do secundário, $P_{C,IS}$ , vs. probabilidade de falso alarme, $P_f$ . $SNR = -15$ dB and $N = 10000$ . . . . .	32
6.1	Posicionamento dos terminais. . . . .	34
6.2	Probabilidade de Erro de Bit (BER) vs. $E_b/N_0$ . . . . .	36
6.3	Vazão do terminal secundário vs. distância do interferente. Modulação 16-QAM em ambiente Rayleigh. . . . .	40
6.4	Vazão do terminal secundário vs. distância do interferente. $BER^* = 10^{-6}$ em ambiente Rayleigh. . . . .	40
6.5	Vazão do terminal secundário vs. distância do transmissor. Modulação 16-QAM em ambiente Rayleigh. . . . .	41
6.6	Vazão do terminal secundário vs. distância do transmissor variando as modulações. $BER^* = 10^{-6}$ em ambiente Rayleigh . . . . .	42

---

6.7	Vazão do terminal secundário vs. ocupação do canal pelo primário variando as modulações em ambiente Rayleigh . . . . .	42
6.8	Vazão do terminal secundário vs. ocupação do canal pelo primário variando as modulações. $R_{\text{QPSK}} = 256$ kbps. . . . .	44
6.9	Vazão do terminal secundário vs. ocupação do canal pelo primário variando as modulações. $R_{64\text{-QAM}} = 256$ kbps. . . . .	44

# Lista de Tabelas

6.1	Valores de $E_b/N_0$ e Correspondentes Valores de $\gamma_t$ para BER* Desejada. Valores em dB. . . . .	37
-----	---	----

# Lista de Símbolos

$P_d$	- Probabilidade de detecção
$P_m$	- Probabilidade de perda ( $P_m = 1 - P_d$ )
$P_f$	- Probabilidade de falso alarme
$\alpha$	- Parâmetro de potência da distribuição $\alpha$ - $\mu$
$\mu$	- Parâmetro de forma da distribuição $\alpha$ - $\mu$
$H_0$	- Hipótese de canal livre
$H_1$	- Hipótese de canal ocupado
$y(t)$	- Sinal primário detectado pelo terminal secundário
$x(t)$	- Sinal transmitido pelo usuário primário
$h$	- Ganho do canal
$n(t)$	- Ruído Branco Aditivo Gaussiano
$f_s$	- Frequência central do canal observado
$BW$	- Largura de faixa do canal observado
$T$	- Intervalo de observação do canal
$Y$	- Sinal de saída do detector de energia
$\epsilon$	- Limiar de decisão do detector de energia
$u$	- Produto tempo-banda ( $u = T \times BW$ )
$N$	- Número de amostras coletadas
$\gamma$	- Razão sinal-ruído
$\bar{\gamma}$	- Razão sinal-ruído média
$n$	- Número de usuários colaboradores de <i>sensing</i>
$Q_d$	- Probabilidade de detecção com cooperação
$Q_f$	- Probabilidade de falso alarme com cooperação
$T_s$	- Intervalo entre dois eventos consecutivos de observação do canal

$r_1$	- Taxa de geração de bits para transmissão no terminal primário, bits por segundo
$r_2$	- Taxa de geração de bits para transmissão no terminal secundário, bits por segundo
$\lambda_1$	- Taxa de geração de pacotes no terminal primário, pacotes por segundo
$\lambda_2$	- Taxa de geração de pacotes no terminal secundário, pacotes por segundo
$\mu_1$	- Taxa de transmissão de pacotes do terminal primário, pacotes por segundo
$\mu_2$	- Taxa de transmissão de pacotes do terminal secundário, pacotes por segundo
$B_1$	- Tamanho dos pacotes primários, bits
$B_2$	- Tamanho dos pacotes secundários, bits
$R$	- Taxa de transmissão no canal, bits por segundo
$t_1$	- Período de transmissão de pacote do usuário primário ( $t_1 = B_1/R$ )
$t_2$	- Período de transmissão de pacote do usuário secundário ( $t_2 = B_2/R$ )
$\rho_1$	- Tráfego oferecido pelo terminal primário, ocupação do canal pelo terminal primário
$d_0$	- Decisão de canal livre
$d_1$	- Decisão de canal ocupado
$P_{C,PS}$	- Probabilidade de colisão de pacotes secundários com decisão perfeita
$P_{C,IS}$	- Probabilidade de colisão de pacotes secundários com decisão imperfeita
$P_{t,1}$	- Potência de transmissão do sinal primário
$P_{t,2}$	- Potência de transmissão do sinal secundário
$P_{r,1}$	- Potência do sinal primário (interferente) recebido no terminal secundário
$P_{r,2}$	- Potência do sinal secundário (desejado) recebido no terminal secundário
$\bar{P}$	- Potência média do sinal
$\gamma_t$	- Limiar de razão sinal-ruído necessária para recepção correta
$E_b/N_0$	- Razão entre a energia de bit e a densidade espectral unilateral do ruído
$BER^*$	- Taxa de erro de bit necessária para recepção correta
$M$	- Nível da modulação (tamanho da constelação)
$P_{O,N}$	- Probabilidade de <i>outage</i> no sistema limitado por ruído
$P_{O,I}$	- Probabilidade de <i>outage</i> no sistema limitado por interferência
$W$	- Potência do ruído
$P_{Cap,N}$	- Probabilidade de captura no sistema limitado por ruído
$P_{Cap,I}$	- Probabilidade de captura no sistema limitado por interferência
$S_2$	- Vazão do terminal secundário

# 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>
BW	- Largura de faixa	- <i>Bandwidth</i>
CDF	- Função de Distribuição Cumulativa	- <i>Cumulative Distribution Function</i>
kbps	- kilo bits por segundo	
PAM	- Modulação em Amplitude de Pulso	- <i>Pulse Amplitude Modulation</i>
PDF	- Função Densidade de Probabilidade	- <i>Probability Density Function</i>
PSK	- Modulação por Chaveamento de Fase	- <i>Phase shift keying</i>
QAM	- Modulação de Amplitude em Quadratura	- <i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	- Modulação de Fase em Quadratura	- <i>Quadrature Phase Shift Keying</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. M. D. Costa and P. Cardieri. “Collision Probabilities for Dynamic Spectrum Access with Cognitive Radios”. *IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC'2009)*, Belém, PA, Brasil, Novembro 2009.
2. M. D. Costa, U. S. Dias, and P. Cardieri. “Spectrum Sensing over Generalized Fading Channel”. *8th International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS'09)*, Florianópolis, SC, Brasil, Dezembro 2009.

# Capítulo 1

## Introdução

O atual cenário das comunicações apresenta um constante aumento de interesse dos consumidores por serviços de comunicação sem fio, levando a evolução das redes na direção de redes de dados de alta velocidade. Além disso, o surgimento de novos serviços e o aumento dos requisitos de mobilidade trazem expectativas de crescimento na demanda por recursos de frequência para os próximos anos. Por outro lado, observa-se a subutilização dos recursos de frequência, o que tem incentivado grande quantidade de discussões, envolvendo aspectos técnicos, econômicos e regulatórios, visando uma possível transformação no uso do espectro, para proporcionar o uso mais eficiente desses recursos. A indisponibilidade de canais de frequência é atribuída à maneira estática de alocação de frequências, por meio de licenças concedidas pela agência reguladora. Tem-se, portanto, um cenário de escassez aparente de recursos, uma vez que o uso eficiente poderia disponibilizar porções subutilizadas do espectro.

O acesso dinâmico ao espectro é proposto como uma alternativa à política de alocação estática de frequências, apontada como uma das principais razões para a aparente escassez de recursos. Nesse contexto, as técnicas de acesso oportunista a um canal de comunicação temporariamente disponível se apresentam como uma das formas mais promissoras para promover a eficiência no uso do espectro, juntamente com a implementação de políticas inovadoras de alocação desse recurso [1], [2].

O rádio cognitivo e os conceitos a ele relacionados são apontados como as ferramentas capazes de prover o suporte técnico para a implementação do acesso dinâmico ao espectro [3]. Assim, usuários licenciados e não licenciados deverão compartilhar recursos, promovendo uma utilização mais eficiente do espectro, possibilitando o pleno desenvolvimento dos sistemas de comunicação, uma vez que serão reduzidas as restrições quanto aos recursos de frequência disponíveis.

Motivado pela necessidade de soluções relativas à utilização eficiente dos recursos de frequência, este trabalho busca caracterizar a interação de duas redes que compartilham recursos de frequência, respeitando um esquema de prioridade no uso do canal. Especificamente, são apresentados resultados

---

para a vazão de terminais que utilizam o canal de maneira oportunista. O trabalho está estruturado conforme descrição a seguir.

O Capítulo 2 apresenta uma breve descrição dos esquemas de acesso dinâmico, com o principal objetivo de situar o esquema utilizado neste trabalho com relação às diversas propostas apresentadas na literatura. Esse capítulo descreve também a definição de oportunidades no espectro. Em seguida, encontra-se uma breve descrição do rádio cognitivo, e de seu papel no esquema de acesso oportunista do espectro.

O Capítulo 3 descreve as técnicas de sensoriamento do espectro, em busca das oportunidades de transmissão. São citadas as técnicas propostas na literatura para a detecção de sinais e uma análise mais detalhada é feita para a técnica de detecção de energia, adotada neste trabalho. Esse capítulo apresenta as características e formulações para um detector de energia, além de um estudo inédito do comportamento desses receptores em um ambiente com desvanecimento modelado pela distribuição  $\alpha$ - $\mu$ . Por fim, é apresentada uma breve análise do uso de cooperação para sensoriamento do espectro.

O Capítulo 4 apresenta os modelos de rede de sistema de comunicação adotados neste trabalho. Especificamente, é apresentado o modelo de acesso ao canal, que caracteriza o comportamento dos usuários licenciados e não licenciados ao compartilhar um canal. Esse capítulo apresenta também a descrição de um modelo para as características do detector de energia, utilizado para ilustrar com valores numéricos os resultados de probabilidade de colisão. Por fim, é apresentado nesse capítulo o modelo adotado para a simulação, descrevendo o simulador desenvolvido para validar os resultados deste trabalho.

O Capítulo 5 apresenta as formulações para a probabilidade de colisão de pacotes dos terminais oportunistas. São estudados os casos com decisão perfeita sobre a ocupação do canal e com decisão imperfeita, considerando possíveis erros na identificação de oportunidades de transmissão. Esse capítulo apresenta a validação das formulações analíticas por meio de simulações.

O Capítulo 6 apresenta um modelo para a vazão dos terminais oportunistas, considerando a ocorrência de colisões de pacotes, além da análise das condições de potência do sinal na recepção. Esse capítulo apresenta as formulações finais para a vazão, acompanhadas da análise de sua variação com relação a alguns parâmetros do sistema.

Por fim, conclusões e sugestões de trabalhos futuros são apresentados no Capítulo 7.

## Capítulo 2

# Compartilhamento de Espectro e Rádios Cognitivos

Diversas propostas têm sido apresentadas para a implementação de sistemas e políticas inovadoras, que levem a uma maior eficiência no uso do espectro. Uma das mais importantes propostas para o acesso dinâmico ao espectro é a implementação de redes oportunistas, que acessem os recursos de frequência respeitando a prioridade do usuário licenciado. Nesse cenário, o uso de rádios cognitivos e conceitos associados deverá prover o ferramental necessário para a identificação das oportunidades de acesso e a adaptação dos parâmetros de transmissão.

### 2.1 Modelos de Acesso Dinâmico ao Espectro

Em uma tentativa de esclarecer as diversas terminologias empregadas no tratamento das questões relacionadas ao acesso dinâmico e ao uso de rádios cognitivos, a referência [1] classifica as estratégias propostas para o acesso dinâmico até o presente momento de acordo com três modelos.

O primeiro modelo, denominado de uso exclusivo do espectro, propõe a manutenção da política atual de alocação dos recursos de frequência, acrescida de medidas para melhorar a eficiência espectral. Dentro desse modelo propõe-se uma maior liberdade para que usuários licenciados possam compartilhar a faixa de frequência e escolher a tecnologia utilizada. Observa-se então uma maior participação do mercado econômico nas decisões, o que deverá favorecer a eficiência na utilização dos recursos. Uma outra possibilidade é explorar a distribuição espacial e temporal do tráfego, promovendo uma alocação dinâmica do espectro. Embora essa medida possa contribuir para a eficiência espectral, ela não deverá ser suficiente para eliminar os espaços livres no espectro de frequências.

Um segundo modelo propõe o compartilhamento aberto, ou uso comum dos recursos, utilizando estratégias centralizadas ou distribuídas. Esse modelo é baseado no sucesso de alguns serviços de

comunicações sem fio que operam em banda não licenciada, como o Wi-Fi. Embora já existam implementações do uso comum do espectro, uma implementação mais abrangente desse modelo deverá enfrentar muitos desafios técnicos, para mitigar problemas de interferência, por exemplo. Além da viabilidade técnica, o compartilhamento do espectro entre diversos sistemas também impõe desafios para as questões de regulamentação.

O terceiro modelo adota uma estrutura hierárquica entre usuários licenciados e não licenciados, chamados primários e secundários, respectivamente. A proposta é permitir que usuários secundários se beneficiem do uso de uma banda licenciada do espectro de frequências, atendendo restrições quanto à interferência causada aos usuários primários. Dois esquemas de uso do espectro são propostos: *underlay* e *overlay*. O primeiro estabelece restrições para a potência de transmissão dos usuários secundários, para que o sinal transmitido esteja abaixo do limiar de ruído dos terminais primários. Uma proposta é utilizar espelhamento espectral em uma faixa larga do espectro para transmitir com altas taxas em baixa potência. Esse esquema, portanto, não considera necessariamente a exploração de espaços livres no espectro. O segundo esquema, *spectrum overlay*, foi inicialmente proposto por J. Mitola [4] e, em seguida denominado acesso oportunista do espectro. Esse esquema preocupa-se com o instante e localização das transmissões secundárias, baseando-se, portanto, na detecção e utilização oportunista de faixas livres em frequência. A restrição consiste em limitar o intervalo temporal em que o usuário secundário pode causar interferência ao primário, caracterizando uma atuação não intrusiva do usuário secundário.

A Figura 2.1 ilustra a divisão das técnicas de acesso dinâmico ao espectro em três categorias gerais, apresentando ainda as propostas contidas nos modelos supracitados de uso exclusivo e de acesso hierárquico. Ainda nesta figura, encontra-se destacada a proposta de acesso hierárquico oportunista, ou *overlay*, que é utilizada como base para o estudo desenvolvido neste trabalho.

A técnica de acesso hierárquico oportunista ao espectro, proposta por Mitola inicialmente como *spectrum pooling*, é bastante atraente para a implementação do acesso dinâmico, uma vez que é compatível com a atual política de gerenciamento de recursos e com os sistemas já existentes. Em

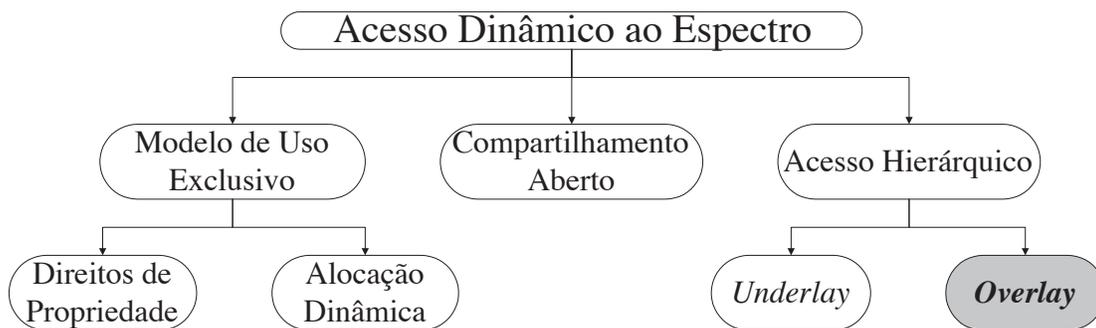


Fig. 2.1: Uma taxonomia para acesso dinâmico do espectro (adaptado de [1]).

especial, ao utilizar porções ociosas do espectro, com restrições geográficas e/ou temporais, uma maior eficiência no uso de frequências deverá ser obtida, enquanto os usuários já licenciados não precisam sofrer modificações e são protegidos de possíveis danos causados por interferência.

## 2.2 Oportunidades no Espectro

A identificação de porções ociosas do espectro deve ser feita de maneira robusta e confiável. Inicialmente deve-se realizar um estudo sobre o comportamento da rede primária com a qual os recursos de frequência deverão ser compartilhados. Entretanto, apenas um conhecimento geral do padrão de tráfego não é suficiente, devido principalmente ao dinamismo associado à maioria dos sistemas de comunicação sem fio. Portanto, após adquirir algum conhecimento sobre as características espaço-temporais de tráfego dos usuários licenciados, é necessário definir uma estratégia para obter informação de forma dinâmica sobre a ocupação das faixas em que o usuário secundário pretende transmitir.

As estratégias para identificação de oportunidades no espectro podem ser implementadas na rede primária ou na rede secundária [5]. No primeiro caso, a rede primária deverá prover informações sobre a ocupação do espectro, registrando dados relevantes em uma base de dados central, ou enviando sinalização de controle. Embora possibilite que os terminais secundários sejam mais simples, estes métodos requerem modificações na rede primária, sendo incompatíveis com os sistemas primários já existentes. Além disso, sua implementação requer uma ampla conexão dos terminais secundários a uma base de dados, ou a utilização de um canal dedicado para sinalização.

Ao contrário, a implementação na rede secundária baseia-se na capacidade de esta detectar espaços ociosos no espectro, pelo monitoramento de uma faixa de frequência licenciada. Devido ao relativo baixo custo e à compatibilidade com os sistemas primários já existentes, o sensoriamento do espectro por parte dos terminais secundários tem recebido atenção especial, sendo considerado para novas redes e padrões, como o IEEE 802.22 [6]. Este trabalho considera que a detecção de oportunidades no espectro é uma função da rede secundária, que deverá, portanto, ser dotada da capacidade de observar as frequências em que pretende transmitir, para então utilizá-las quando nenhum usuário primário for detectado.

Antes de descrever a maneira como a rede secundária realiza o sensoriamento do espectro, conforme será apresentado no Capítulo 3, é importante definir o que esse sensoriamento deverá identificar, ou seja, definir uma oportunidade no espectro, conforme descrito em [7]. Um canal pode ser considerado uma oportunidade para a rede oportunista se este não estiver sendo utilizado pela rede primária. Em uma definição mais rigorosa, uma oportunidade no espectro é um conceito local, definido com respeito a um par de usuários secundários e dependente da localização de ambos os

terminais. Comumente, considera-se que a rede oportunista ocupa uma área menor do que a rede licenciada, possibilitando uma definição mais simples para as oportunidades no espectro. Neste caso, considera-se que um terminal transmissor da rede secundária observa o canal e decide sobre a ocupação do mesmo antes de transmitir. Assim, uma oportunidade é definida por um canal temporariamente desocupado em uma região centrada no receptor. Em [8], os autores também tratam da definição de uma oportunidade no espectro, em especial na dimensão espacial, e descrevem métricas para uma identificação confiável de oportunidades. De fato, a disponibilidade de oportunidades no espectro depende da atividade da rede primária, e a maneira como a rede secundária identifica e utiliza tais oportunidades depende de como é realizado o sensoriamento do espectro – especificamente, se é um procedimento descentralizado, onde cada terminal transmissor toma uma decisão, ou se é um processo centralizado, em que há troca de informações entre os terminais secundários, acerca de suas observações do espectro, para uma decisão mais confiável sobre a ocupação do canal desejado.

## 2.3 Rádio Cognitivo

O rádio cognitivo é uma extensão particular do rádio definido por software que utiliza modelos para análise do perfil do usuário, dos conteúdos e do contexto da comunicação, e que deverá oferecer mecanismos para o compartilhamento do espectro de maneira flexível, utilizando uma nova classe de protocolos, chamados *formal radio etiquettes* [4].

Os rádios utilizados atualmente possuem alguma flexibilidade, possibilitando a alterações de potência e frequência, por exemplo. Entretanto, são dotados de pouca inteligência computacional. A proposta de dotar os rádios de capacidades cognitivas prevê a introdução de modelos computacionais dentro dos dispositivos, de modo que o rádio tenha conhecimento da sua estrutura e de suas funções e possa comunicar-se com outras entidades da rede utilizando esse conhecimento.

O modelo da estrutura interna deverá possibilitar, por exemplo, a interação com a rede, incluindo a capacidade de descrever características internas, como a resposta a um equalizador, ou mesmo a capacidade de baixar (fazer o *download* de) um *software* adequado para determinada situação, como um equalizador mais avançado.

Além da interação com elementos da rede, os rádios cognitivos devem estar cientes do meio. Portanto, devem ser capazes de interagir com o ambiente externo. O rádio cognitivo observa o meio, orienta-se, faz planejamentos, toma decisões e então age. São previstos intervalos para o processamento de informações para o aprendizado da máquina.

Os rádios cognitivos serão, portanto, instrumentos de comunicação sem fio inteligentes e cientes do meio em que estão inseridos, que utilizam métodos de compreensão por construção para aprender sobre o ambiente e adaptar seus parâmetros internos às variações estatísticas dos estímulos de rádio-

frequência recebidos, alterando parâmetros de operação como frequência da portadora, potência de transmissão e estratégia de modulação, tudo em tempo real, para prover comunicação confiável em qualquer lugar, a qualquer momento, visando o uso eficiente do espectro [9].

A definição do rádio cognitivo pode ser resumida por um conjunto de características: ciência, inteligência, aprendizado, adaptabilidade, reconfigurabilidade, confiabilidade e eficiência. Esse conjunto de características pode ser reunido em um único dispositivo graças aos avanços em tecnologia de *hardware*, *firmware*, redes, processamento digital de sinais e aprendizado de máquinas.

O ciclo observar-pensar-agir executado pelo rádio cognitivo é ilustrado na Figura 2.2. O ambiente provê o estímulo. O rádio cognitivo processa o estímulo para reconhecer o contexto de comunicação e determinar as tarefas a serem executadas. Conteúdo multimídia é utilizado para dar informações sobre o contexto, como a urgência, por exemplo. O estágio de orientação decide sobre a urgência, em parte com base nessas informações; o estágio de planejamento gera e avalia alternativas, trocando informações com a rede; o estágio de decisão aloca os recursos computacionais e de rádio; e, finalmente, o estágio de ação inicia as tarefas, com os recursos alocados, durante o intervalo de tempo especificado.

O objetivo principal do rádio cognitivo é identificar uma porção do espectro disponível e adequada para transmissão, utilizando as capacidades de cognição e reconfigurabilidade. Assim, o uso de rádios cognitivos deverá possibilitar a identificação de espaços livres no espectro, que consistem em oportunidades de transmissão para outros usuários não licenciados para aquela banda. Assim, embora o uso da cognição possa implementar melhorias em diversos aspectos das redes de comunicação, a detecção de canais temporariamente desocupados por *spectrum sensing* é uma das principais aplicações dos rádios cognitivos e deverá viabilizar o acesso dinâmico aos recursos de frequência, melhorando a eficiência no uso desses recursos e ajudando a solucionar o atual problema da aparente escassez de espectro.

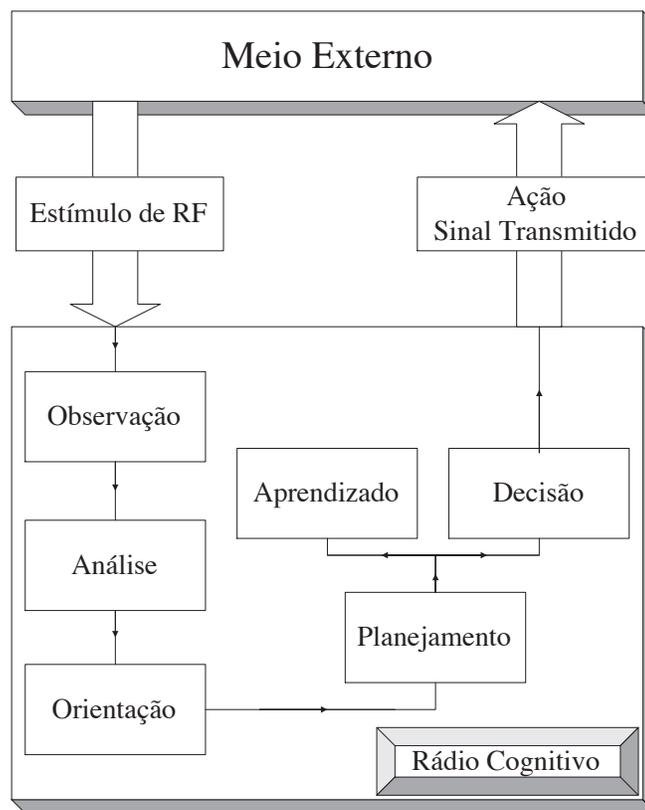


Fig. 2.2: Ciclo Cognitivo

## Capítulo 3

# Sensoriamento do Espectro

O compartilhamento do espectro por uma rede licenciada (primária) e uma rede não licenciada (secundária), segundo um modelo hierárquico, é condicionado a proteger os usuários primários de possíveis interferências causadas por usuários secundários. Em um esquema do tipo *overlay*, o usuário secundário utiliza o espectro de maneira oportunista, sofrendo restrições espaço-temporais para a utilização dos recursos de frequência. Os terminais secundários deverão ser dotados de capacidades cognitivas, que permitam a observação e a adaptação ao meio, para que possam buscar oportunidades de transmissão em porções temporariamente desocupadas do espectro.

A busca por oportunidades de transmissão pode ser realizada pela observação periódica do espectro, ou *spectrum sensing*. Neste caso, o terminal secundário verifica, em intervalos regulares, a disponibilidade do canal em que deseja transmitir e detecta oportunidades de transmissão quando o canal estiver desocupado. O máximo intervalo entre duas observações consecutivas do espectro é limitado pelo máximo intervalo de interferência tolerado pelo serviço da rede licenciada e deve ser estabelecido por agência reguladora. Visando a proteção do usuário licenciado, o canal deve ser liberado assim que um sinal primário for detectado em um evento de *sensing*. A detecção de sinais deve, portanto, ser realizada de maneira robusta e confiável.

Três esquemas são geralmente propostos para a detecção de sinais. São eles o filtro casado, a detecção por características cicloestacionárias e o detector de energia. Uma breve descrição das diferentes técnicas de sensoriamento do espectro pode ser encontrada em [10].

Se a estrutura do sinal primário é conhecida pelo usuário secundário, o detector ótimo será o filtro casado, seguido de um teste de limiar. Entretanto, a implementação de detectores coerentes é difícil, uma vez que o terminal secundário precisaria dispor de circuito dedicado para estar em sincronismo com cada tipo de sistema licenciado. Além disso, o filtro casado não se aplica quando faltam informações sobre a estrutura do sinal primário.

Um outro método é a detecção por características cicloestacionárias. Os sinais modulados geral-

mente apresentam características periódicas e são classificados como cicloestacionários, uma vez que sua média e autocorrelação são periódicas. Essas características podem ser detectadas analisando a função de correlação espectral. A principal vantagem é conseguir separar a energia do sinal da energia do ruído. Um detector de características cicloestacionárias tem um desempenho superior ao detector de energia comum, devido à sua robustez com relação às incertezas sobre a potência do ruído. Entretanto, detectores de características cicloestacionárias são computacionalmente complexos e requerem um intervalo maior de observação.

Quando não há conhecimento da estrutura do sinal primário, é apropriado determinar o nível de energia da forma de onda recebida durante um intervalo de observação, que é um método comum para a detecção de sinais desconhecidos em um enlace de comunicação. Neste trabalho, considera-se que os terminais secundários são dotados de detectores de energia para o sensoriamento do canal, visando a identificação de oportunidades de transmissão.

A detecção de um sinal determinístico na presença de ruído aditivo gaussiano foi estudado por Urkowitz [11]. Em um cenário mais realista, outros efeitos do canal de propagação devem ser considerados. A detecção correta do sinal primário pode ser prejudicada por efeitos de desvanecimento e/ou por não linearidades do meio [12]. Conseqüentemente, o terminal secundário pode emitir decisões equivocadas sobre a ocupação do espectro e potencialmente causar interferência para usuários primários. Os erros no sensoriamento do espectro também têm impacto sobre a vazão e os atrasos da rede secundária [13]. Portanto, a confiabilidade das decisões é de suma importância para o compartilhamento de recursos de frequência, trazendo relevância para os estudos relacionados à detecção de sinais, especialmente considerando ambientes com desvanecimento e outras adversidades do canal.

Recentemente, estudos sobre a detecção de energia em canais com desvanecimento foram apresentados em [14] e [15], onde são desenvolvidas formulações para a probabilidade de detectar o sinal corretamente, chamada probabilidade de detecção ( $P_d$ ). Estes trabalhos apresentam estudos para distribuições convencionais de desvanecimento, como Rayleigh, Rice, Nakagami e Hoyt, assumindo espalhadores pontuais distribuídos aleatoriamente, como um campo difuso e homogêneo. Entretanto, as superfícies são espacialmente correlacionadas, resultando em ambientes não-lineares [12]. Em [16], um modelo físico generalizado para o desvanecimento é proposto com o objetivo de explorar as não-linearidades do meio de propagação. Esse modelo, descrito pela distribuição  $\alpha$ - $\mu$ , considera um sinal composto por grupos (*clusters*) de ondas de multipercorso que se propagam em um ambiente não-homogêneo. A distribuição  $\alpha$ - $\mu$  contempla casos especiais importantes como Nakagami- $m$ , Weibull e Rayleigh. Sua flexibilidade a torna mais adaptável a situações em que as outras três distribuições apresentam modelos não satisfatórios.

Este capítulo descreve a atividade de sensoriamento do canal utilizando detectores de energia e também apresenta um estudo da observação do canal em ambientes com desvanecimento generali-

zado. Adicionalmente, este capítulo apresenta uma breve discussão sobre cooperação entre usuários secundários para *spectrum sensing*.

### 3.1 Modelo de Detecção de Energia

Assume-se que as características do sinal a ser detectado pela rede oportunista são desconhecidas, de modo que a detecção de energia é a maneira mais apropriada para detectar presença ou ausência de sinal primário no canal. Para o caso de ausência de sinal, a entrada do detector será um ruído gaussiano de média nula, cuja densidade espectral de potência é considerada constante na banda de interesse. Quando o sinal primário está sendo transmitido, o sinal detectado é assumido como gaussiano de média não nula. O problema de detecção da ocupação do espectro pode ser modelado como um processo decisório com duas hipóteses:  $H_0$ , representando o canal desocupado, ou uma oportunidade no espectro, e  $H_1$ , representando o canal ocupado pelo usuário primário. O teste de hipótese é descrito como segue.

$$\begin{aligned} H_0 : y(t) &= n(t) \\ H_1 : y(t) &= hx(t) + n(t) \end{aligned} \quad (3.1)$$

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

A Figura 3.1 mostra um diagrama de blocos de um detector de energia. O sinal recebido passa por um filtro passa-banda, que seleciona a frequência central  $f_s$  e a banda de interesse  $B$ , limitando a largura de banda do ruído. Em seguida, o sinal é elevado ao quadrado para que seja medida a energia recebida. Segue um integrador, que determina o intervalo de observação  $T$ . A escolha de  $T$  define o intervalo de amostragem, que pode ser determinado de acordo com a conveniência. Finalmente, a saída normalizada do integrador,  $Y$ , é utilizada como estatística de decisão e comparada com um limiar  $\epsilon$ , para decidir se o sinal está presente. O limiar  $\epsilon$  deve ser escolhido de acordo com o tempo de amostragem e a largura de banda do canal observado, de modo a obter a probabilidade de falso alarme desejada.

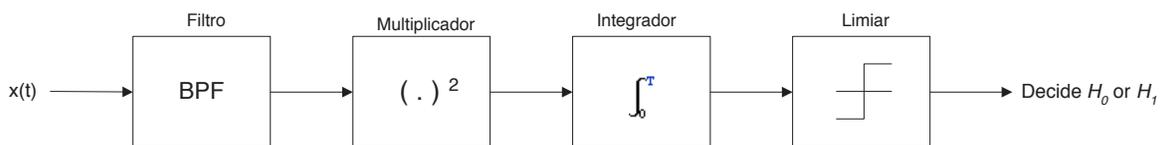


Fig. 3.1: Esquema de Detector de Energia

Um processo com banda  $B$ , submetido a um processo de amostragem de duração  $T$ , é representado adequadamente por um conjunto de  $2TB$  amostras, exceto para  $TB = 1$ . O produto  $TB$  é considerado como um número inteiro  $u$ , por simplicidade. Efetuado o processo de amostragem, a energia do conjunto de amostras será aproximadamente igual à soma dos quadrados de variáveis aleatórias independentes. Para a hipótese  $H_0$ , essas variáveis serão Gaussianas de média nula e, nesse caso, a entrada do decisor,  $Y$ , possui distribuição Chi-quadrada com  $2u$  graus de liberdade. Sob hipótese  $H_1$ , o sinal será aproximado por uma soma de variáveis aleatórias Gaussianas com média não nula e, nesse caso,  $Y$  possui distribuição Chi-quadrada não centralizada com  $2u$  graus de liberdade e parâmetro de descentralização  $2\gamma$ , em que  $\gamma$  é a razão sinal-ruído no detector [11]. Assim, para as hipóteses descritas em 3.1, a variável de decisão  $Y$  é descrita como segue:

$$\begin{aligned} H_0 &: Y \chi_{2u}^2, \\ H_1 &: Y \chi_{2u}^2(2\gamma). \end{aligned} \quad (3.2)$$

## 3.2 Probabilidades de Detecção e Falso Alarme em Canal AWGN

A ocupação do canal deve ser apropriadamente determinada por um usuário secundário que de-seje transmitir no canal, para que as colisões de pacotes sejam evitadas. Para um ambiente sem desvanecimento, onde o ganho do canal,  $h$ , é determinístico, a probabilidade de detecção é dada pela probabilidade condicional de o sinal  $Y$  estar acima do limiar  $\epsilon$ , quando o canal encontra-se de fato ocupado [15]:

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

onde  $Q_u(\cdot, \cdot)$  é a função Marcum-Q generalizada [17], definida como segue,

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

e  $I_{u-1}(\cdot)$  é a função de Bessel modificada de ordem  $u - 1$ . A probabilidade de não detectar o sinal primário, ou probabilidade de perda, é definida como  $P_m = 1 - P_d$ .

Ainda, a probabilidade de falso alarme é definida como [15]

$$P_f = P_r \{Y > \epsilon | H_0\} = \frac{\Gamma(u, \epsilon/2)}{\Gamma(u)}, \quad (3.5)$$

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

O desempenho do detector de energia, dada uma relação sinal-ruído média  $\bar{\gamma}$  e um produto tempo-banda  $u$ , pode ser ilustrado por curvas características de operação do receptor (ROC), que descrevem

a probabilidade de perda,  $P_m$ , em função da probabilidade de falso alarme  $P_f$ . Para a rede primária, é interessante que a probabilidade de detecção seja alta, uma vez que possíveis interferências serão evitadas, aumentando a proteção da rede licenciada. Para a rede secundária, o mais importante é minimizar a probabilidade de falso alarme, já que um evento de falso alarme significa a perda de uma oportunidade de transmissão, com implicação direta na vazão. As curvas características do receptor apresentam uma relação de compromisso entre a capacidade de sensoriamento e a vazão do terminal secundário, estudada em [18]. A otimização do sensoriamento do espectro é também estudada em [19], onde os autores propõem a minimização do tempo de busca por uma oportunidade e a otimização do tempo de observação do canal, visando atingir vazão máxima para usuários secundários.

### 3.3 Probabilidade de Detecção Média em Ambientes com Desvanecimento

Em ambientes com desvanecimento ou sombreamento, o ganho do canal ( $h$ ) será variável. Neste caso, a expressão 3.3 indica apenas a probabilidade de detecção condicional, para um valor instantâneo da razão sinal-ruído. Obtém-se a probabilidade de detecção descondicionando com relação à função densidade de probabilidade da razão sinal-ruído,  $f_{\Upsilon}(\cdot)$ , como segue [20]:

$$P_d = \int_{\gamma} Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{\lambda}) f_{\Upsilon}(x) dx. \quad (3.6)$$

Para o caso em que a amplitude do sinal recebido segue uma distribuição Rayleigh, a SNR  $\gamma$  segue uma distribuição exponencial

$$f_{\Upsilon}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right). \quad (3.7)$$

Neste caso, obtém-se a probabilidade de detecção média em ambiente Rayleigh, utilizando (3.7) em (3.6):

$$P_{d, Ray} = \exp\left(-\frac{\epsilon}{2}\right) \sum_{n=0}^{u-2} \frac{1}{n!} \left(-\frac{\epsilon}{2}\right) + \left(\frac{1+\bar{\gamma}}{\bar{\gamma}}\right)^{u-1} \left[ \exp\left(-\frac{\epsilon}{2(1+\bar{\gamma})}\right) - \exp\left(-\frac{\epsilon}{2}\right) \sum_{n=0}^{u-2} \frac{1}{n!} \frac{\epsilon \bar{\gamma}}{2(1+\bar{\gamma})} \right] \quad (3.8)$$

O modelo de desvanecimento Rayleigh é bastante utilizado por sua simplicidade. Entretanto, um modelo mais flexível pode ser útil para descrever os fenômenos de desvanecimento com maior precisão. Uma representação mais acurada desses efeitos pode ser obtida ao utilizar uma distribuição generalizada, com mais graus de liberdade para um ajuste adequado às características do canal. A distribuição  $\alpha$ - $\mu$  é uma distribuição generalizada, utilizada para representar as variações de pequena

escala do desvanecimento em casos sem linha de visada [16]. Conforme implícito em seu nome, essa distribuição é escrita em termos de dois parâmetros físicos,  $\alpha$  e  $\mu$ , e da potência média,  $\bar{\gamma}$ . O parâmetro de potência  $\alpha > 0$  é relacionado a não-linearidades do meio, enquanto o parâmetro  $\mu > 0$  é associado ao número de *clusters* de multipercurso.

A função densidade de probabilidades para a relação sinal-ruído,  $\gamma$ , para um ambiente em que a amplitude do sinal recebido é descrita por uma distribuição  $\alpha$ - $\mu$  é [16, Equação 1]

$$f_{\Upsilon}(\gamma) = \frac{\alpha \bar{\gamma}^{\frac{\alpha\mu}{2}-1}}{2(\beta \bar{\gamma})^{\frac{\alpha\mu}{2}} \Gamma(\mu)} \exp \left[ - \left( \frac{\gamma}{\beta \bar{\gamma}} \right)^{\frac{\alpha}{2}} \right] \quad (3.9)$$

em que  $\beta = \Gamma(\mu)/\Gamma(\mu + 2/\alpha)$  e  $\bar{\gamma}$  é a SNR média. Para alguns parâmetros de desvanecimento específicos, a distribuição em (3.9) se reduz aos seguintes modelos tradicionais: Rayleigh ( $\alpha = 2$ ;  $\mu = 1$ ), Nakagami- $m$  ( $\alpha = 2$ ;  $\mu = m$ ), e Weibull ( $\mu = 1$ ). Adicionalmente, para  $\alpha \rightarrow 0$  e  $\mu \rightarrow \infty$ , (3.9) torna-se a já conhecida função densidade de probabilidades Lognormal, como um caso limite.

Utilizando (3.9) em (3.6), a probabilidade de detecção para a distribuição  $\alpha$ - $\mu$  é encontrada em fórmula não fechada. Entretanto, a integral requerida pode ser implementada e calculada de maneira simples e confiável em ferramentas matemáticas, como o *Mathematica*. Os resultados são obtidos a um custo computacional pequeno, com tempo de processamento de poucos segundos.

As Figuras 3.2 e 3.3 apresentam gráficos de curvas características do receptor em um ambiente com desvanecimento  $\alpha$ - $\mu$ , variando os parâmetros  $\mu$  e  $\alpha$ , respectivamente. Os valores adotados para descrever diversos ambientes de desvanecimento foram escolhidos arbitrariamente, dentre valores típicos apresentados em [16]. Os parâmetros de SNR média,  $\bar{\gamma}$ , e de produto tempo-banda,  $u$ , assumem os valores de 10 dB e 5, respectivamente, utilizados como exemplos em [20]. As curvas referentes a um ambiente com desvanecimento Rayleigh são mostradas para comparação.

Ao descrever os efeitos de desvanecimento utilizando a distribuição  $\alpha$ - $\mu$ , tem-se um modelo capaz de descrever casos mais severos de desvanecimento do que a distribuição Rayleigh. Observa-se de maneira mais clara que as características de detecção podem ser bastante desfavoráveis em alguns ambientes. Em um ambiente mais severo, as probabilidades de perda podem ser maiores, para uma dada probabilidade de falso alarme requerida, para a qual determina-se o limiar de decisão do detector. A Figura 3.2 mostra que um ambiente com maior quantidade de *clusters* de multipercurso traz benefícios para a detecção do sinal primário, aumentando a probabilidade de detecção, possivelmente levando a um cenário mais favorável do que aquele modelado adequadamente por uma distribuição Rayleigh. A Figura 3.3 ilustra o efeito do parâmetro de potência,  $\alpha$ , nas características de detecção. Observa-se que um cenário com valores baixos dos parâmetros de potência apresenta condições desfavoráveis para detecção, com alta probabilidade de perda  $P_m$ , mesmo para probabilidades de falso alarme  $P_f$  mais elevadas. Um aumento no parâmetro de potência promove melhores características

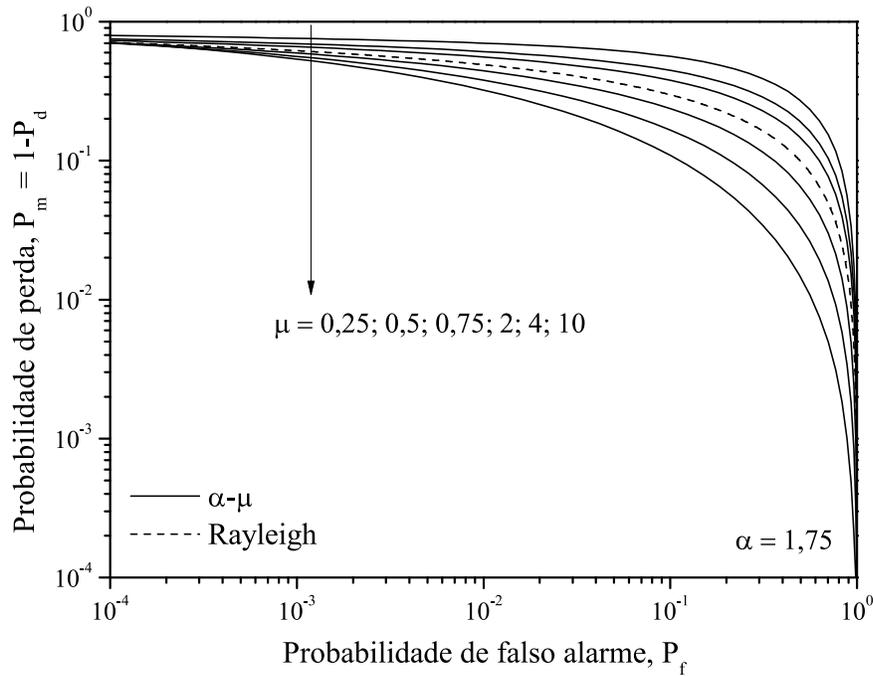


Fig. 3.2: Curvas Características do Receptor em ambiente  $\alpha$ - $\mu$  ( $\bar{\gamma} = 10$  dB,  $u = 5$ ). Curva em ambiente Rayleigh mostrada para comparação.

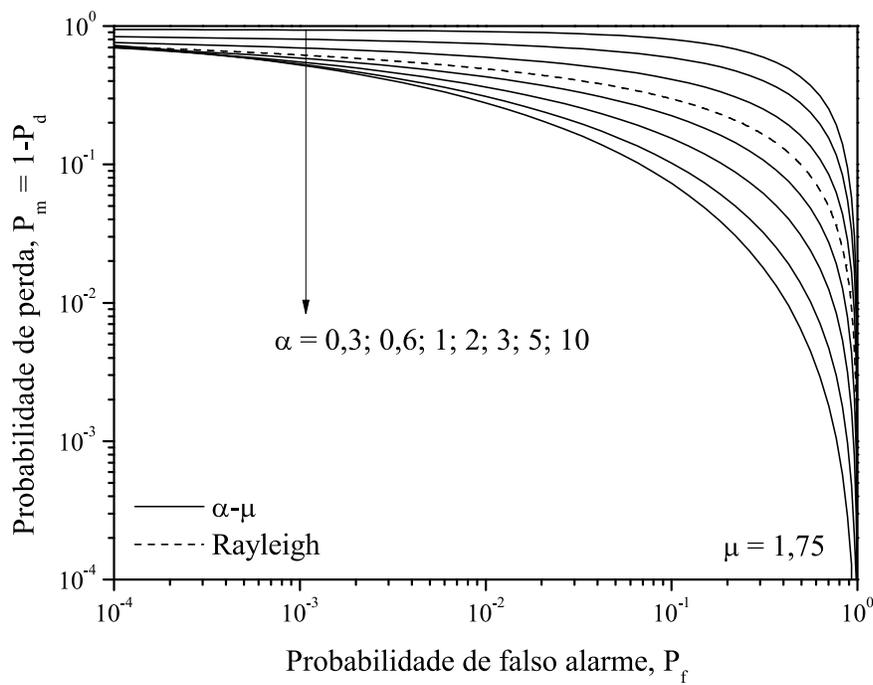


Fig. 3.3: Curvas Características do Receptor em ambiente  $\alpha$ - $\mu$  ( $\bar{\gamma} = 10$  dB,  $u = 5$ ). Curva em ambiente Rayleigh mostrada para comparação.

de detecção. Considerando a flexibilidade do modelo  $\alpha$ - $\mu$ , em comparação com o modelo Rayleigh, pode ser possível calcular essas métricas de maneira mais acurada, levando a um melhor planejamento das redes oportunistas a serem implementadas.

### 3.4 Cooperação para Sensoriamento do Espectro

O acesso oportunista ao espectro por uma rede secundária deve buscar a redução dos níveis de interferência causados à rede licenciada. Um requisito importante na redução da interferência é a detecção confiável das oportunidades de transmissão. Se um terminal secundário experimenta desvanecimentos severos ao tentar identificar a presença de sinais primários, suas decisões podem ser equivocadas e, conseqüentemente, suas transmissões podem causar interferência em transmissões primárias não identificadas.

A confiabilidade na detecção de frequências desocupadas é prejudicada por adversidades impostas pelo canal, e por limitações da rede e dos equipamentos de rádio. Em ambientes com desvanecimento severo ou sombreamento, é possível que o sinal primário não seja detectado, sendo a banda erroneamente classificada como desocupada. Nesse tipo de ambiente, a detecção encontra desafios devido às incertezas relativas ao canal, além de limitações quanto à sensibilidade dos equipamentos. Para considerar as possíveis perdas devidas ao canal entre primário e secundário, uma sensibilidade elevada seria necessária para os rádios cognitivos [21]. Adicionalmente, podem ser consideradas as incertezas quanto ao ruído e quanto à interferência agregada, causada por outros usuários de redes secundárias [5].

Dadas as dificuldades para a utilização oportunista do espectro, o uso de cooperação entre terminais secundários apresenta-se como uma maneira de aumentar a confiabilidade das informações referentes à ocupação dos canais observados. Nesse caso, a observação do espectro é realizada por diferentes usuários da rede secundária, que compartilham informações com diferentes realizações para o sinal recebido. A probabilidade de que todos os terminais enfrentem dificuldade na identificação do estado do canal, devido a desvanecimentos severos ou um problema de terminal escondido, é bastante reduzida. Portanto, os esquemas de cooperação aumentam a robustez do sistema de *spectrum sensing*. O emprego de técnicas de cooperação possibilita a busca por menores probabilidades de erro ( $P_m$  e  $P_f$ ), visando aumentar a vazão na rede secundária e reduzir a interferência causada na rede primária [22]. Utilizando a cooperação para o sensoriamento do espectro, é possível também minimizar os requisitos de sensibilidade dos rádios cognitivos [21], bem como o tempo de detecção, caracterizando um ganho de agilidade [23].

Com referência ao processamento das informações, a implementação de técnicas de cooperação pode ser centralizada ou distribuída. No método centralizado, um elemento reúne todas as infor-

mações coletadas pelos usuários e determina as bandas desocupadas. Nas soluções distribuídas, os usuários trocam informações entre si, e tomam decisões de maneira descentralizada. Dependendo da banda disponível para o canal de controle, os rádios compartilham todas as estatísticas de medições do canal, em longos vetores de dados, ou somente a decisão final ( $H_0$  ou  $H_1$ ). Quanto ao número de usuários cooperando, o esquema pode contar com todos os usuários secundários, ou implementar algoritmos de seleção daqueles que se encontrem em melhores condições. As informações obtidas por cada usuário podem ainda ser referentes à toda a banda de frequências, ou referentes a uma sub-banda.

O processo de cooperação apresenta algumas limitações, como aumento do tráfego na rede e redução da sua eficácia em condições de elevada correlação, quando os terminais colaboradores contribuem com informações correlacionadas para a decisão final. É necessário, portanto, estabelecer as relações de compromisso inerentes à sua aplicação, viabilizando o emprego efetivo desta técnica para detectar a ocupação do espectro em sistemas com alocação dinâmica de frequência.

Supõe-se que  $n$  usuários observam toda a banda de frequência desejada e colaboram entre si, de maneira descentralizada. A detecção de sinais emprega detectores de energia com a mesma regra de decisão, ou o mesmo limiar  $\epsilon$  para todos os usuários. Cada usuário envia apenas um bit de decisão, e recebe  $n - 1$  decisões dos demais usuários. A decisão final de cada usuário é  $H_1$  se qualquer decisão individual dentre as  $n$  for  $H_1$ . As probabilidades de detecção e falso-alarme, para este regime de cooperação são dadas por um modelo bastante simples:

$$Q_d = 1 - (1 - P_d)^n \quad (3.10)$$

$$Q_f = 1 - (1 - P_f)^n \quad (3.11)$$

onde  $P_d$  e  $P_f$  são as probabilidades de detecção e de falso-alarme de cada usuário, definidas em 3.6 e 3.5, respectivamente.

Embora o esquema de cooperação provoque aumento de ambas as probabilidades, simulações mostraram que a rede apresenta melhor desempenho na atividade de detecção quando os usuários cooperam entre si. A Figura 3.4 apresenta as características de detecção para um cenário de desvanecimento  $\alpha$ - $\mu$  bastante severo, onde o parâmetro de potência,  $\alpha$ , e o número de *clusters* de multipercurso,  $\mu$ , assumem valores desfavoráveis para a detecção de sinais, resultando em baixas probabilidades de detecção em um esquema não-cooperativo de *sensing*. Observa-se que, para um número crescente de terminais colaboradores, as características de detecção ficam melhores, conforme esperado, reduzindo a probabilidade de perda total. Um grande número de terminais colaboradores pode ser encontrado, por exemplo, em redes de sensores, mas alguns poucos terminais operando em regime de cooperação já poderiam fornecer um ganho significativo na probabilidade de detecção do sinal primário, favorecendo tanto a rede oportunista quanto a rede licenciada.

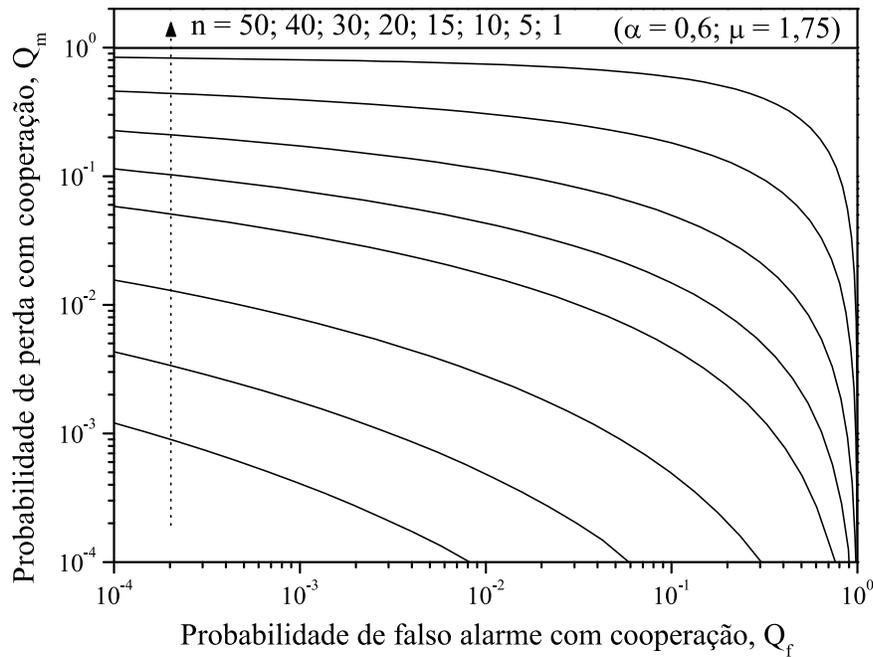


Fig. 3.4:  $Q_m$  vs.  $Q_f$  em ambiente  $\alpha$ - $\mu$  para diferentes números de terminais colaboradores ( $\bar{\gamma} = 10$  dB,  $u = 5$ ).

As Figuras 3.5 e 3.6 mostram a probabilidade de detecção em função da razão sinal-ruído média, para diversos esquemas de cooperação, em um ambiente modelado pela distribuição  $\alpha$ - $\mu$ . Para cada curva, o limiar de decisão,  $\epsilon$ , é escolhido de modo que  $Q_f = 10^{-1}$ . O produto tempo-banda,  $u$ , assume arbitrariamente o valor 5, como nos casos anteriores. A Figura 3.5 considera o mesmo cenário desfavorável, descrito para a Figura 3.4, onde um esquema sem cooperação provê decisões muito pouco acuradas. A Figura 3.6 considera parâmetros do desvanecimento um pouco mais favoráveis que no caso anterior. Observa-se que a cooperação reduz a razão sinal-ruído média necessária para atingir a probabilidade de detecção desejada, em ambos os casos. Em particular, para uma probabilidade de detecção de 0.9, o sensoriamento local requer  $\bar{\gamma} \approx 13.5$  dB, enquanto um esquema colaborativo de *sensing* com  $n = 10$  terminais colaboradores requer apenas uma SNR média de 5.4 dB para os terminais individualmente. Por outro lado, no cenário desfavorável da Figura 3.5, para alcançar uma probabilidade  $P_d = 0.9$  com  $\bar{\gamma} \approx 5$  dB, seria necessário utilizar  $n = 20$  terminais colaboradores.

### 3.5 Conclusões

Este capítulo descreveu a atividade de sensoriamento do espectro, necessária para a identificação de recursos temporariamente disponíveis no espectro, que consistem em oportunidades de transmissão para a rede oportunista. Em especial, foram analisadas as características da detecção de energia,

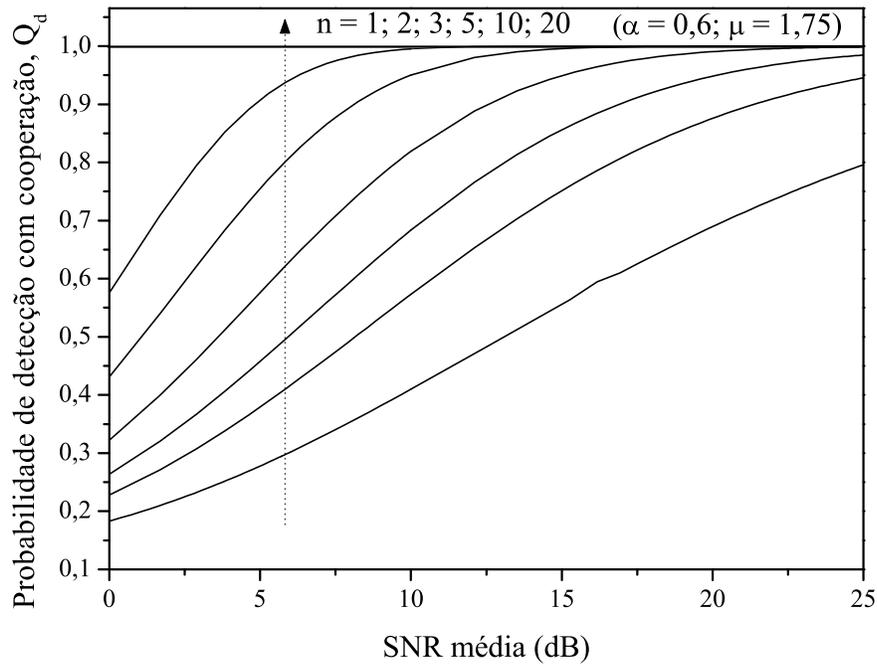


Fig. 3.5:  $Q_d$  vs.  $\bar{\gamma}$  em ambiente  $\alpha$ - $\mu$  para diferentes números de terminais colaboradores ( $Q_f = 10^{-1}$ ,  $u = 5$ ).

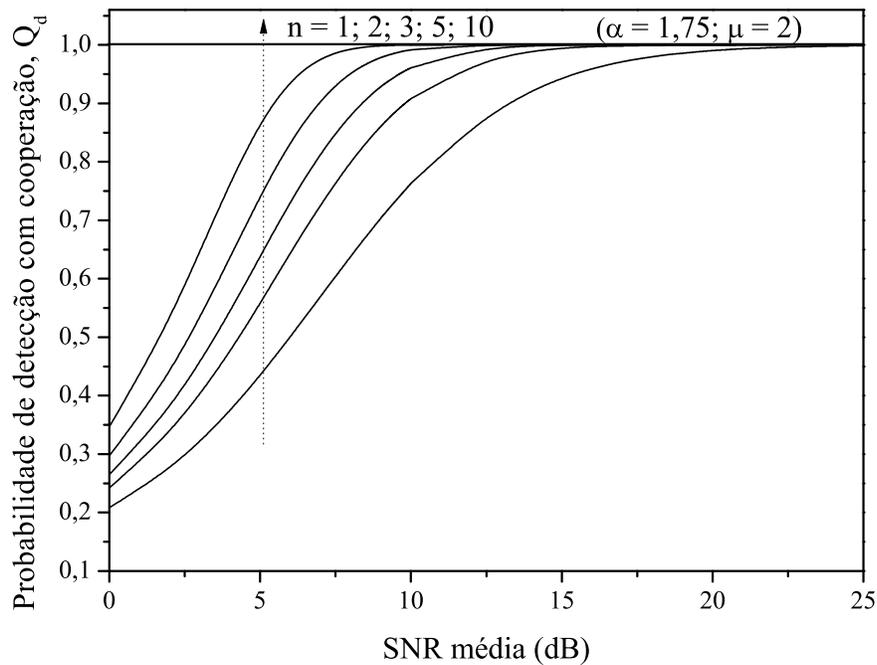


Fig. 3.6:  $Q_d$  vs.  $\bar{\gamma}$  em ambiente  $\alpha$ - $\mu$  para diferentes números de terminais colaboradores ( $Q_f = 10^{-1}$ ,  $u = 5$ ).

apresentando a formulação para as probabilidades de detecção e falso alarme. As características de operação foram apresentadas, considerando um canal com desvanecimento modelado pela distribuição  $\alpha$ - $\mu$ , observando o impacto dos parâmetros de potência e de *clusters* de multipercurso. Por fim, o uso de cooperação nesse mesmo cenário é analisado, mostrando o efeito da colaboração nas características de detecção e na SNR necessária para uma detecção satisfatória.

# Capítulo 4

## Modelos

### 4.1 Acesso ao Canal

São consideradas duas redes, primária e secundária, compartilhando uma porção do espectro de frequências. A rede primária é uma rede licenciada e, portanto, seus terminais têm prioridade para usar os recursos de frequência. A rede secundária é formada por terminais com características cognitivas, capazes de aprender a partir de estímulos do ambiente e de adaptar seus parâmetros de operação, para utilizar o espectro de maneira oportunista.

Um esquema de atuação não intrusiva é adotado para a rede secundária. Assim, a rede secundária seria implementada sem qualquer exigência de alteração no comportamento da rede primária. Consequentemente, o esquema de acesso aos recursos da rede para os usuários primários não considera a presença de usuários secundários. Assume-se, portanto, que a rede primária ocupa o canal sempre que um usuário tiver pacotes para transmitir. O gerenciamento das transmissões de múltiplos usuários está fora do escopo deste trabalho.

Ao contrário da rede primária, a rede secundária enfrenta restrições para acessar os recursos de frequência. O início de uma transmissão na rede secundária é condicionado à detecção de uma oportunidade no espectro, ou seja, de um canal temporariamente desocupado que atenda às necessidades do transmissor e do receptor. Com o objetivo de encontrar tais oportunidades de transmissão, os usuários secundários fazem o sensoriamento periódico do espectro, emitindo uma decisão sobre a ocupação do canal por parte da rede primária.

Considera-se o sensoriamento distribuído do espectro, em que cada terminal observa o canal e decide sobre a ocupação do mesmo, independentemente dos outros terminais presentes na rede secundária. Cada evento de observação do espectro é então seguido de um período de transmissão, desde que a decisão seja favorável, indicando que o canal está livre. Indica-se por  $T_s$  o intervalo entre dois eventos de sensoriamento consecutivos. Este será também o máximo intervalo que o terminal

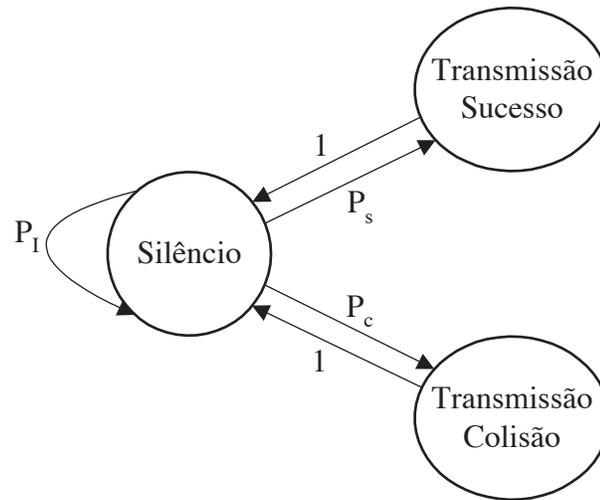


Fig. 4.1: Cadeia de três estados modelando um terminal

secundário ficará "inconsciente" do estado de ocupação do canal. Como em [24], considera-se desprezível o intervalo necessário para que um terminal tome uma decisão sobre o estado do canal. Assim, para um terminal secundário, o período entre duas observações consecutivas do canal é totalmente ocupado por uma transmissão. Iguala-se, portanto, o período de transmissão de dados do terminal secundário, aqui denominado  $t_2$ , com o intervalo entre eventos de sensoriamento,  $T_s$ . Esse comportamento caracteriza um esquema de transmissão em *slots* para os usuários secundários, tendo como objetivo evitar o desperdício de oportunidades de transmissão, uma vez que, cada decisão favorável é imediatamente seguida de um período de transmissão de dados. Uma outra vantagem de intercalar os eventos de sensoriamento e de transmissão de dados é que este esquema não requer dos terminais a capacidade de transmissão e recepção simultânea. Cada terminal é modelado como uma cadeia de três estados, mostrada na Figura 4.1. Um terminal pode estar em estado silencioso ou efetuando uma transmissão bem ou mal-sucedida. As probabilidades de transição entre os estados dependem da rede a qual o terminal pertence: primária ou secundária.

Considera-se que um terminal da rede primária permanece silencioso se, e somente se, ele não tem pacotes para transmitir. Caso contrário, o terminal acessa o canal e transmite um pacote. Ou seja, considera-se que o gerenciador da rede primária é sempre capaz de alocar um canal a um usuário que tenha pacotes para transmitir. A transmissão de um pacote da rede primária será bem sucedida se o canal alocado ao terminal primário não estiver sendo utilizado por um usuário secundário e se nenhum usuário secundário passar a utilizar aquele canal, devido a erros no sensoriamento do espectro.

Um terminal da rede secundária permanece no estado silencioso se ele não tiver pacotes para transmitir, ou se decide que o canal está ocupado por uma transmissão da rede primária. Caso o terminal secundário tenha pacotes, a transmissão é iniciada assim que uma oportunidade é detectada no

espectro. Essa transmissão será bem sucedida desde que não ocorra erro na detecção da oportunidade e que nenhuma transmissão primária se inicie durante o intervalo de transmissão do secundário.

A chegada de pacotes a serem transmitidos é modelada como um processo poissoniano, com taxa  $\lambda_i$  pacotes por segundo, onde  $i = 1, 2$  refere-se ao terminal primário ou secundário, respectivamente. Considera-se que cada pacote tem  $B_i$  bits. Para um canal com taxa de transmissão de  $R$  bits por segundo, a duração do pacote, em segundos, pode ser escrita como  $t_i = B_i/R$ . Este é também o intervalo de duração do serviço,  $1/\mu_i$ , se considerada a fila de pacotes de cada terminal, em que  $\mu_i$  é a taxa de transmissão de pacotes, em pacotes por segundo.

Considera-se que os intervalos entre chegadas do processo, definidos pelo instante de início de novos pacotes e de pacotes retransmitidos, são independentes e distribuídos exponencialmente. Essa consideração é feita por diversos autores, como [24], para simplificar o estudo analítico. O tráfego oferecido é então descrito por  $\rho_i = \lambda_i/\mu_i$ . Para o usuário primário, o tráfego oferecido será igual à ocupação do canal. Já para usuários secundários, a ocupação efetiva do canal depende da ocupação primária, além das probabilidades de detecção e falso alarme e do período entre eventos consecutivos de sensoriamento do espectro.

## 4.2 Sensoriamento do Espectro

O sensoriamento do espectro é de grande importância para a implementação de sistemas oportunistas utilizando rádios cognitivos. Após observar o espectro por um dado intervalo, o terminal secundário decide sobre a sua ocupação, conforme o sinal detectado. Neste trabalho, considera-se a detecção por energia, em que o terminal secundário observa o canal e mede o nível de energia, para então decidir se o canal está livre ou ocupado. Conforme descrito no Capítulo 3, ao observar a ocupação do canal, o terminal secundário pode tomar uma decisão equivocada. A correta detecção de um sinal primário, quando presente, é efetuada com probabilidade de detecção  $P_d$ . Com probabilidade  $P_m = 1 - P_d$ , o terminal secundário perde o sinal do primário e equivocadamente decide que há uma oportunidade no espectro. Se o canal não estiver ocupado, o terminal secundário pode afirmar erroneamente que o canal está ocupado, conforme uma probabilidade de falso alarme  $P_f$ .

Neste trabalho, adotamos uma relação entre a probabilidade de detecção e a probabilidade de falso alarme de um detector de energia, dado um número de amostras coletadas durante a observação do canal,  $N$ , e uma razão sinal-ruído,  $\gamma$ . Essa relação é obtida ao aproximar a função densidade de probabilidades da variável de saída do detector de energia,  $Y$ , apresentada na Seção 3.1, por uma distribuição Gaussiana. Dessa forma, utilizando as expressões (3.3) e (3.5), que descrevem  $P_d$  e  $P_f$ , e considerando que o sinal primário a ser identificado tem modulação digital PSK e que o ruído é gaussiano complexo e simétrico, a probabilidade de detecção  $P_d$ , para uma dada probabilidade de

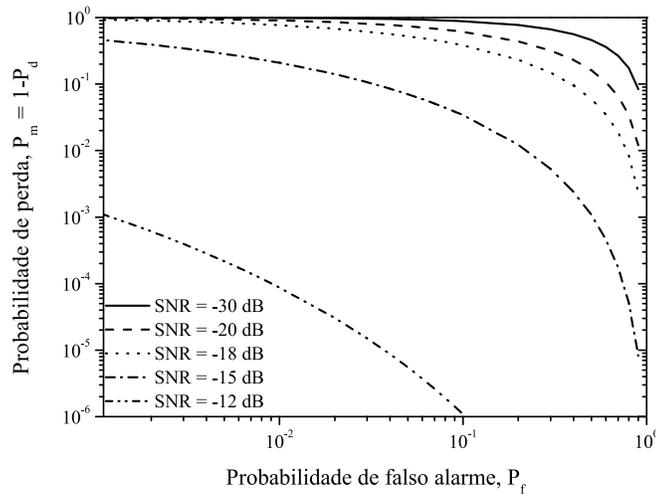


Fig. 4.2: Probabilidade de perda,  $P_m$ , vs. Probabilidade de falso alarme,  $P_f$ .  $N = 10000$  e  $\gamma$  variando.

falso alarme desejada,  $P_f$ , é descrita por [18]:

$$P_d = Q\left(\frac{1}{\sqrt{2\gamma + 1}}(Q^{-1}(P_f) - \sqrt{N}\gamma)\right), \quad (4.1)$$

em que

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt. \quad (4.2)$$

A relação entre  $P_d$  e  $P_f$  é utilizada neste trabalho para ilustrar a variação da probabilidade de colisão com relação às características do detector, expressas pelas probabilidades de detecção e falso alarme, em um ambiente bastante desfavorável, de baixa razão sinal-ruído. Assim, são utilizados valores mais realistas de  $P_d$  e  $P_f$  na apresentação das curvas do Capítulo 5. Esses valores são empregados somente na ilustração da probabilidade de colisão com decisão imperfeita. Nos casos em que a decisão é perfeita, as probabilidades são  $P_d = 1$  e  $P_f = 0$ .

A Figura 4.2 apresenta a curva característica de operação do receptor para o modelo adotado. Tomou-se o valor de  $N = 10000$  amostras por intervalo de observação e diferentes valores de razão sinal-ruído,  $\gamma$ . As curvas mostram o comportamento da probabilidade de perda  $P_m = 1 - P_d$ , ao variar a probabilidade de falso alarme,  $P_f$ , de acordo com a relação 4.1.

No Capítulo 6, são utilizadas as formulações das probabilidades de detecção e falso alarme para um detector de energia, apresentadas no Capítulo 3. Especificamente, escolhida uma probabilidade de falso alarme, utiliza-se a expressão (3.5) para encontrar o limiar  $\epsilon$  do detector de energia. Esse limiar é então utilizado na expressão (3.8), para calcular a probabilidade de detecção do sinal primário.

### 4.3 Modelo de Simulação

Os resultados para a probabilidade de colisão de pacotes de um terminal secundário são validados utilizando um simulador de eventos discretos, desenvolvido em MATLAB. O simulador tem como parâmetros de entrada as probabilidades de detecção e falso alarme  $P_d$  e  $P_f$ , o intervalo entre dois eventos consecutivos de *spectrum sensing*  $T_s$ , as taxas de chegada  $\lambda_i$ , tamanho de pacotes  $B_i$  e taxas de transmissão  $R_i$ , para usuários primários ( $i = 1$ ) e secundários ( $i = 2$ ). Como saída do simulador, é possível extrair os parâmetros das filas dos terminais primário e secundário, além das taxas médias de colisão de pacotes.

A simulação consiste em uma sequência de eventos, que podem ser chegadas de pacotes primários ou secundários, início e fim de transmissão, ou eventos de observação do canal por parte do secundário. A simulação é iniciada por dois eventos de chegada de pacotes, um primário e outro secundário, em instantes aleatórios. Em seguida, o instante da próxima chegada é obtido pelo sorteio de variáveis aleatórias com distribuições exponenciais, de acordo com as taxas de chegada de cada tipo de terminal. Os eventos são agendados em uma lista de eventos futuros que contém informações sobre cada pacote, como o instante da chegada, o início da transmissão e o fim da transmissão. Os eventos de *sensing* também são agendados na lista de eventos futuros, conforme o intervalo  $T_s$  fornecido como dado de entrada do simulador. Como resultado, obtém-se todas as informações sobre o comportamento das filas do primário e do secundário.

Durante os registros de transmissão de pacotes, pode-se registrar a ocorrência de colisões. Um evento de colisão é registrado sempre que ocorre a sobreposição de pacotes primários e secundários em transmissão. O número de colisões é registrado separadamente para o primário e para o secundário. As taxas de colisão são obtidas pela razão entre o número de pacotes colididos e o número de pacotes transmitidos durante um intervalo de simulação de três milhões de eventos.

Neste trabalho, os resultados de simulação são apresentados considerando um canal com taxa de transmissão  $R_1 = R_2 = 256$  kbps. Para os terminais transmissores, primário ou secundário, define-se uma taxa de entrada  $r_i$ , em bits por segundo, correspondente à quantidade de bits que o terminal deseja transmitir. Os bits de entrada, com taxa de chegada  $r_i$  são alocados em pacotes de tamanho fixo  $B_i$  bits, embora o simulador permita que  $B_i$  seja o valor médio para uma dada distribuição para o tamanho dos pacotes. Com estes dados, define-se a taxa de chegada de pacotes  $\lambda_i = r_i/B_i$ , e a ocupação do canal  $\rho_i = r_i/R$ . Conforme descrito em [25], as probabilidades de colisão são minimizadas quando os pacotes do primário e do secundário têm o mesmo tamanho. Assim, exceto quando especificado, adotamos pacotes com tamanhos iguais de 1000 bytes, ou seja,  $B_1 = B_2 = 8000$  bits. Consequentemente, tem-se  $\rho_i = 0.3$ , que corresponde a uma ocupação de aproximadamente 30% do canal na dimensão temporal. Este é um valor bastante razoável de ocupação para propor a implementação de uma rede secundária oportunista compartilhando o espectro com a rede já licenciada. Como

a taxa de transmissão é considerada fixa, ao utilizar um pacote de 8000 bits, podemos descrever a taxa de transmissão de pacotes, ou taxa de serviço, como  $\mu_i = 256k/8k = 32$  pacotes por segundo. Isso corresponde a uma duração de pacote de  $t_i = 31,25$  milisegundos. É importante destacar que estes resultados podem ser alterados conforme desejado, mantendo as devidas proporções entre os parâmetros.

A simulação por eventos discretos apresenta resultados para o comportamento das filas de pacotes nos terminais. Os resultados analíticos para a probabilidade de colisão fazem considerações para simplificar a obtenção das formulações, como considerar o terminal secundário saturado, ou seja, sempre com no mínimo um pacote esperando para ser transmitido. Conforme será mostrado nas curvas de validação, esta é uma boa aproximação, uma vez que as transmissões do terminal secundário são limitadas pelo tráfego primário. Como os pacotes devem esperar por uma oportunidade com canal livre, a probabilidade de haver pacotes secundários esperando por transmissão é maior. A taxa de chegada de pacotes no terminal secundário, no entanto, não deverá ser excessivamente grande, pois levaria o tamanho da fila a tender para infinito. O código do simulador é mostrado em anexo.

## Capítulo 5

# Probabilidades de Colisão do Terminal Secundário

A probabilidade de colisão é uma métrica para o distúrbio causado à vazão da rede pela presença de múltiplos terminais transmissores compartilhando um mesmo canal. É possível definir a probabilidade de colisão pela razão entre o número de pacotes colididos e o número de pacotes transmitidos em um grande intervalo, como segue:

$$P_C = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\text{número de pacotes colididos em } [0, T]}{\text{número de pacotes transmitidos em } [0, T]}. \quad (5.1)$$

### 5.1 Probabilidade de Colisão com Decisão Perfeita

Inicialmente, considera-se o caso de sensoriamento perfeito do espectro, em que a probabilidade de detecção,  $P_d$ , é unitária, enquanto a probabilidade de um falso alarme,  $P_f$ , é nula. Ao utilizar detectores de energia para a detecção de sinais primários no canal, a decisão perfeita é uma boa aproximação para os casos de alta razão sinal-ruído. Quando uma oportunidade no espectro é detectada pelo terminal secundário, o terminal primário está certamente em silêncio e sua fila está vazia. Imediatamente após observar o canal disponível, o terminal secundário inicia um período de transmissão, se tiver pacotes para transmitir.

Como a rede primária tem prioridade no uso dos recursos de frequência e o terminal primário acessa o canal a qualquer momento, sem verificar a ocupação do canal, colisões podem ocorrer se uma transmissão primária ocorrer durante o período de transmissão do terminal secundário. O gerenciamento das transmissões em uma mesma rede, primária ou secundária, não é tratado neste trabalho. Assim, colisões entre pacotes da mesma rede não são consideradas. Portanto, o início de uma transmissão primária durante um período de transmissão secundária é a única probabilidade de colisão de

pacotes, no caso com decisão perfeita sobre a ocupação do canal. Portanto, para o pacote secundário transmitido imediatamente após o um evento de *sensing* perfeito, a probabilidade de colisão é equivalente à probabilidade de ocorrência de, no mínimo, uma chegada de pacote primário durante o período de transmissão  $t_2$ . Modelando a chegada de pacotes como um processo poissoniano, a probabilidade de haver ao menos uma chegada durante o período  $t_2$  é descrita por:

$$P_{C,PS} = 1 - \exp(-\lambda_1 t_2). \quad (5.2)$$

Destacando que o terminal secundário observa o estado de ocupação do canal periodicamente, a cada  $T_s$  segundos, e considerando desprezível o tempo de observação do canal, temos que o intervalo de transmissão do terminal secundário,  $t_2$ , terá aproximadamente a mesma duração do intervalo entre dois eventos consecutivos de *sensing*. Observando a Expressão 5.2, podemos substituir  $t_2$  por  $T_s$ . Em especial, para a observação de uma faixa estreita de frequência, é razoável que o intervalo de tempo necessário para obter a informação sobre a ocupação do canal de maneira confiável seja pequeno, quando comparado ao intervalo de transmissão que deverá se seguir após a detecção de canal desocupado. Neste caso, em que  $T_s = t_2$ , segue de (5.2) que o intervalo entre eventos consecutivos de observação do canal pode ser descrito pela expressão:

$$T_s = \frac{-\ln(1 - P_{C,PS})}{\lambda_1}. \quad (5.3)$$

O intervalo entre eventos de *sensing* é um parâmetro fundamental para uma rede oportunista, pois descreve o máximo intervalo que o terminal secundário fica não ciente do estado de ocupação do canal compartilhado. Esse intervalo é limitado pelo usuário licenciado e depende do máximo intervalo de interferência que o serviço primário suporta. Portanto, o intervalo de interferência é o limite superior para o intervalo entre eventos consecutivos de observação da ocupação do canal.

A Figura 5.1 mostra a variação da probabilidade de colisão de pacotes para um terminal secundário com a duração do intervalo de transmissão  $t_2$ . Conforme esperado, a probabilidade de colisão aumenta conforme o intervalo de transmissão aumenta, uma vez que o terminal secundário passa um maior intervalo sem tomar conhecimento da ocupação do canal. Além disso, para intervalos maiores, aumenta a probabilidade de chegarem pacotes para transmissão no terminal primário. Nessa mesma figura, observa-se claramente que a probabilidade de colisão de pacotes secundários aumenta com o aumento de tráfego primário  $\rho_1$ .

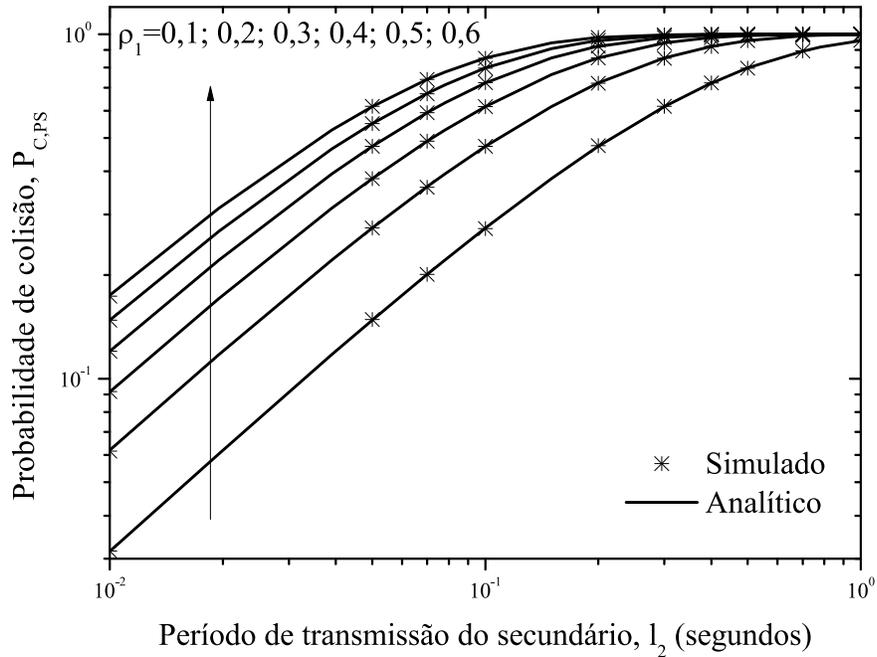


Fig. 5.1: Probabilidade de colisão com detecção perfeita,  $P_{C,PS}$ , vs período de transmissão,  $t_2$ .

## 5.2 Probabilidade de Colisão com Decisão Imperfeita

Ao observar o canal, o terminal pode incorrer em algum erro, provendo uma decisão equivocada sobre a ocupação do mesmo. Conseqüentemente, um modelo mais realista da rede secundária deverá considerar probabilidades de detecção e falso alarme associadas ao evento de *spectrum sensing*. A probabilidade de detecção descreve a probabilidade de o terminal identificar corretamente a presença de um sinal primário no canal, enquanto a probabilidade de falso alarme está relacionada com a decisão de canal ocupado, quando na verdade o canal encontra-se disponível. A definição de tais probabilidades depende das características do receptor, como descrito no Capítulo 3.

Para considerar os erros na decisão sobre a ocupação do canal, são definidas as probabilidades de decisão por canal livre,  $d_0$ , e de decisão por canal ocupado,  $d_1$ . A probabilidade  $d_0$  considera o caso em que o canal está ocupado por uma transmissão do primário, porém o sinal não é detectado, adicionada ao caso de canal livre e sem falso alarme. A probabilidade  $d_1$  considera o caso em que há sinal primário corretamente detectado e o caso em que o canal está livre mas o terminal secundário emite um falso alarme. Relembrando que  $\rho_1$  representa a ocupação do canal pelo terminal primário, tem-se as seguintes definições:

$$d_0 = \rho_1(1 - P_d) + (1 - \rho_1)(1 - P_f), \quad (5.4)$$

$$d_1 = \rho_1 P_d + (1 - \rho_1) P_f. \quad (5.5)$$

Para as formulações analíticas de probabilidade de colisão, assumimos que o terminal secundário é saturado, ou seja, sempre tem pacotes para transmitir. Essa hipótese visa a simplificação das expressões e é bastante razoável, uma vez que o usuário secundário tem suas transmissões condicionadas à existência da oportunidade de transmissão. Por este motivo, é grande a probabilidade de o terminal ter algum pacote retido, aguardando transmissão. A condição adotada para a transmissão de um pacote secundário passa a ser somente a detecção de canal disponível, que ocorre com probabilidade  $d_0$ . O pacote poderá ser corrompido se a decisão sobre a ocupação do canal for equivocada ou se uma transmissão primária se iniciar durante o período de transmissão do pacote secundário.

Para o cálculo da probabilidade de colisão considerando a decisão imperfeita, observamos que  $d_0$  e  $d_1$  são probabilidades complementares, ou  $d_0 + d_1 = 1$ . A probabilidade de colisão pode então ser escrita como a soma das probabilidades condicionais nesses dois casos.

$$P_{C,IS} = P_r C|d_0 + P_r C|d_1$$

Uma vez que a decisão de que o canal está ocupado impedirá o início de uma transmissão de pacote secundário, então  $P_r C|d_1 = 0$ . Desse modo, calculamos da probabilidade de colisão utilizando a regra de Bayes:

$$P_{C,IS} = P_r C|d_0 = \frac{P_r C, d_0}{d_0}$$

Definimos em seguida a probabilidade de encontrar o canal livre e ocorrer colisão,  $P_r C, d_0$ . Observando a definição em 5.4, o primeiro termo representa um erro de *sensing* e a probabilidade de colisão nesse caso é 1. O segundo termo representa uma decisão correta sobre a ocupação do canal. Nesse caso, a probabilidade de colisão é dada pela probabilidade de o primário ocupar o canal,  $P_{C,PS}$ . Então

$$P_{C,d_0} = \rho_1(1 - P_d)1 + (1 - \rho_1)(1 - P_f)P_{C,PS}.$$

A probabilidade de colisão é finalmente dada por

$$P_{C,IS} = \frac{\rho_1(1 - P_d) + (1 - \rho_1)(1 - P_f)P_{C,PS}}{d_0}. \quad (5.6)$$

Para ilustrar o efeito das probabilidades de detecção e falso alarme sobre a probabilidade de detecção, utilizamos a característica de operação descrita na Seção 4.2 do Capítulo 4, considerando uma razão sinal-ruído baixa, de  $-15$  dB. Neste caso, dada uma probabilidade de falso alarme desejada, obtém-se a probabilidade de detecção associada, de acordo com a característica de operação do receptor. Os valores utilizados consistem apenas em uma ilustração numérica para a formulação da

probabilidade de colisão  $P_{C,IS}$ .

A Figura 5.2 apresenta a probabilidade de colisão do secundário em função da probabilidade de detecção, para diversas condições de ocupação do canal pelo primário em condição de baixa SNR ( $-15$  dB). Observa-se que um aumento na probabilidade de detecção provoca redução da probabilidade de colisão, uma vez que decisões equivocadas sobre a ocupação do canal deverão ocorrer com menos frequência. Ainda nesta figura, é possível observar o impacto significativo da ocupação do canal pelo usuário primário sobre a probabilidade de colisão de pacotes do secundário. Claramente, um canal mais ocupado terá maiores probabilidades de colisão, independentemente da probabilidade de detecção.

Por fim, a Figura 5.3 mostra a probabilidade de colisão de pacotes do terminal secundário em função da correspondente probabilidade de falso alarme, no mesmo cenário utilizado para a Figura 5.2. Os eventos de falso alarme impedem a transmissão de pacotes do secundário, causando prejuízos com relação a atraso, tamanho da fila e vazão. Como consequência dos eventos de falso alarme, observa-se uma redução da probabilidade de colisão de pacotes, uma vez que a ocupação do canal por parte do secundário será menor. São, portanto, eventos indesejados para a rede secundária, uma vez que desperdiçam uma oportunidade de transmissão. Probabilidades de falso alarme bastante reduzidas são alcançadas para valores altos de SNR. Para a relação entre  $P_d$  e  $P_f$  mostrada na expressão (4.1), utilizada como exemplo nesta seção, valores de SNR superiores a  $0$  dB já proporcionam probabilidade de detecção unitária e probabilidade de falso alarme próxima de zero. Para casos com SNR mais baixa, no entanto, a detecção do sinal primário é feita corretamente com probabilidade  $P_d < 1$  e com probabilidade de falso alarme  $P_f > 0$ .

## 5.3 Conclusões

Foram apresentadas as probabilidades de colisão para usuários secundários, considerando diferentes taxas de ocupação do canal por parte da rede licenciada. Observa-se que o período de transmissão do terminal secundário é um parâmetro de grande importância a ser escolhido na implementação de redes oportunistas. Seu impacto é ainda maior quando o canal é mais utilizado pelos usuários primários.

Com relação ao sensoriamento do espectro, há uma importante relação de compromisso entre as probabilidades de detecção e falso alarme, mais crítica em casos de baixa relação sinal-ruído na detecção do sinal primário. Verifica-se, entretanto, que o maior impacto na probabilidade de colisão é devido à taxa de ocupação do canal por parte do usuário licenciado, o que deverá exigir um estudo cauteloso para identificar as redes licenciadas que efetivamente permitem o compartilhamento do espectro.

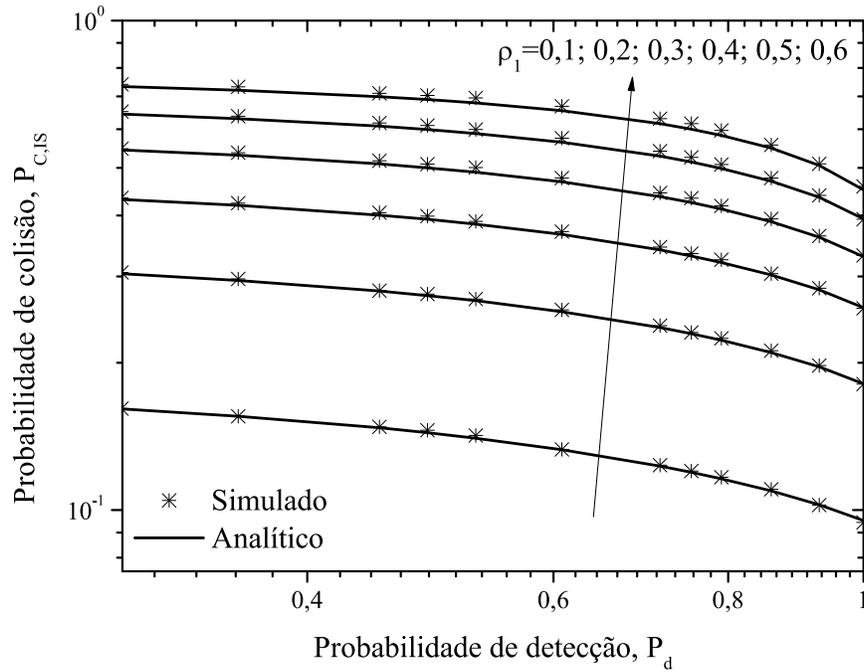


Fig. 5.2: Probabilidade de colisão do secundário,  $P_{C,IS}$ , vs. probabilidade de detecção,  $P_d$ .  $SNR = -15$  dB and  $N = 10000$ .

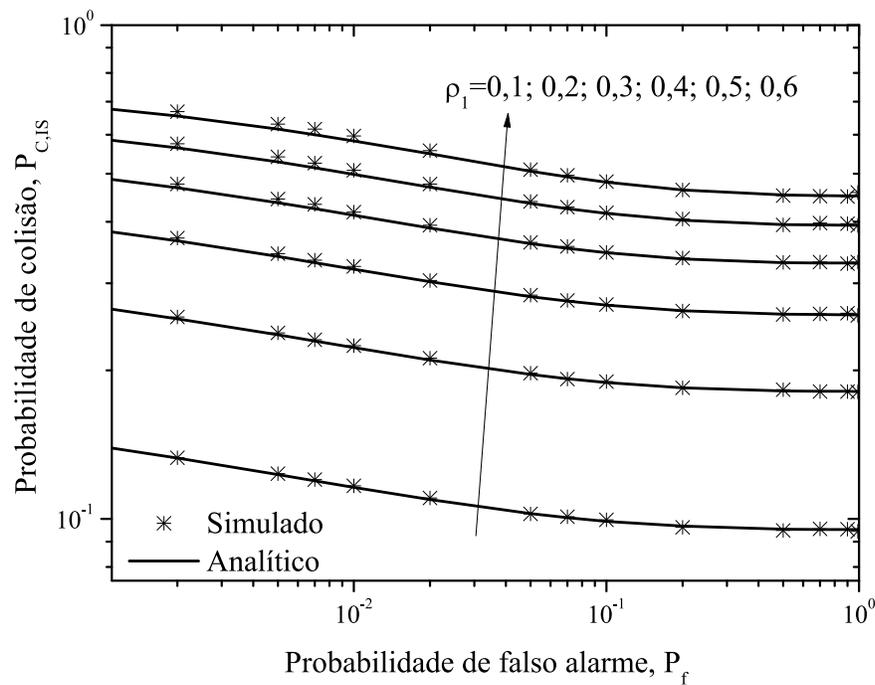


Fig. 5.3: Probabilidade de colisão do secundário,  $P_{C,IS}$ , vs. probabilidade de falso alarme,  $P_f$ .  $SNR = -15$  dB and  $N = 10000$ .

# Capítulo 6

## Vazão do Terminal Secundário

A probabilidade de colisão de pacotes para um terminal que acessa os recursos de frequência de maneira oportunista foi desenvolvida no Capítulo 5. Em um modelo bastante simplificado, pode-se considerar que toda colisão levaria à perda do pacote transmitido. Nesse caso, a vazão do terminal secundário seria proporcional à probabilidade de não haver colisão, ou  $1 - \text{Pr}(\text{colisão})$ . Um modelo mais acurado deve levar em conta a possibilidade de recepção correta dos pacotes, mesmo quando ocorre colisão, considerando os níveis de sinal e de ruído que chegam ao receptor.

Com o intuito de formular um modelo mais acurado para a vazão de um terminal da rede secundária, este capítulo descreve a probabilidade de *outage* e a probabilidade de captura para o terminal em questão. Em seguida, são apresentados os resultados de vazão para o terminal secundário, considerando os requisitos de taxa de erro de bit e a modulação utilizada.

### 6.1 Canal

Um modelo do canal é utilizado neste trabalho para aprimorar o modelo de interação entre as duas redes, primária e secundária. Foi adotado um modelo de canal bastante simplificado, em que os sinais transmitidos estão sujeitos a um desvanecimento plano, modelado por uma distribuição Rayleigh, e a uma perda de percurso em função da distância. Assim, a potência média recebida depende das distâncias de separação entre transmissor e receptor e do expoente de perda de percurso, aqui representado por  $\eta$ .

Considera-se que um terminal secundário deseja receber o sinal de um transmissor secundário, localizado a uma distância  $d_2$ . Considera-se ainda que um único terminal primário atua como interferente em um dado instante. A distância entre o terminal transmissor primário que atua como interferente e o terminal receptor secundário desejado é denominada  $d_1$ . Assume-se também que a distância entre o transmissor primário e o transmissor secundário é igual a  $d_1$ , caracterizando uma

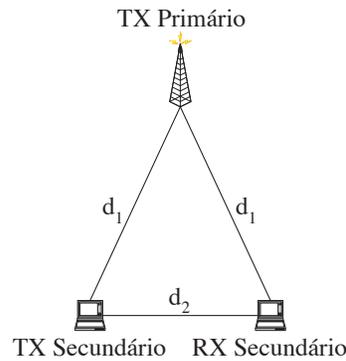


Fig. 6.1: Posicionamento dos terminais.

geometria triangular para o posicionamento dos terminais, mostrada na Figura 6.1.

Descreve-se a potência média recebida no terminal secundário como  $\bar{P}_{r,i} = \bar{P}_{t,i}d_i^{-\eta}$ , onde  $\bar{P}_{t,i}$  é a potência utilizada para transmissão pelo usuário primário ( $i = 1$ ) ou secundário ( $i = 2$ ). Para um canal Rayleigh, a potência recebida terá distribuição exponencial [26], com valor médio de potência recebida pelo terminal secundário em análise  $\bar{P}_{r,i}$ . Fazendo  $\Omega_i = \bar{P}_{r,i}$ , a função densidade de probabilidade associada à potência recebida pode ser definida como

$$f_i(x) = \frac{1}{\Omega_i} \exp\left(-\frac{x}{\Omega_i}\right). \quad (6.1)$$

A função densidade de probabilidade descrita em (6.1) será considerada para o cálculo das probabilidades de *outage* e *captura*, desenvolvidas a seguir.

## 6.2 Probabilidades de *Outage* e *Captura*

Ao analisar a vazão de uma rede oportunista, a probabilidade de *outage* é um parâmetro de grande interesse. Pode-se definir que um terminal está em *outage* se a razão entre a potência recebida e a soma da potência interferente com a potência do ruído estiver abaixo de um limiar,  $\gamma_t$ , necessário para uma operação considerada adequada. Analisando um terminal secundário, a potência do sinal de interesse será representada por  $P_{r,2}$ . A potência do sinal primário interferente que chega ao receptor é  $P_{r,1}$  e a potência do ruído na banda do canal utilizado é aqui representada por  $W$ . Assim, a probabilidade de *outage* do terminal secundário pode ser descrita por:

$$P_{outage} = P_r \left( \frac{P_{r,2}}{P_{r,1} + W} \leq \gamma_t \right). \quad (6.2)$$

Para a determinação do limiar  $\gamma_t$ , supõe-se que o sistema opera adequadamente com um taxa de

erro de bit menor ou igual a um valor desejado,  $BER^*$ , acima da qual ocorre perda de informação. Para expressar a condição de recepção adequada de um pacote com relação à taxa de erro de bit, pode-se fazer um mapeamento da probabilidade de erro de bit do sistema para a razão sinal-ruído instantânea  $\gamma$ . Nesse mapeamento, são utilizadas as expressões para a BER, em função da razão entre a energia de bit e a densidade espectral unilateral do ruído,  $E_b/N_0$ , conforme discutido a seguir.

### 6.2.1 Mapeamento da BER em SNR

Neste trabalho, três tipos de modulação são considerados: QPSK, 16-QAM e 64-QAM. Com tais esquemas será possível observar o impacto de utilizar um esquema de modulação mais eficiente, porém menos robusto.

A probabilidade de erro de bit para estas modulações é tradicionalmente obtida pelo cálculo da probabilidade de erro de símbolo, e/ou por estimativas de limitantes inferiores e superiores. Uma proposta alternativa é apresentada em [27], onde os autores buscam a probabilidade de erro por meio da análise da geometria das constelações. São apresentadas a seguir as formulações para a probabilidade de erro de bit das modulações M-PSK e M-QAM em um canal AWGN, onde M indica o número de símbolos da constelação. É apropriado lembrar que  $\log_2 M$  é o número de bits agrupados em um símbolo modulado.

A taxa de erro de bit para uma modulação M-PSK pode ser aproximada por [27]

$$P_{e,MPSK} \cong \frac{2}{\max(\log_2 M, 2)} \sum_{i=1}^{\max(M/4, 1)} Q \left( \sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{N_0}} \sin \frac{(2i-1)\pi}{M} \right), \quad (6.3)$$

em que  $E_b$  é a energia de bit,  $N_0$  é a densidade espectral de potência do ruído unilateral e a função  $Q(x)$  é definida como

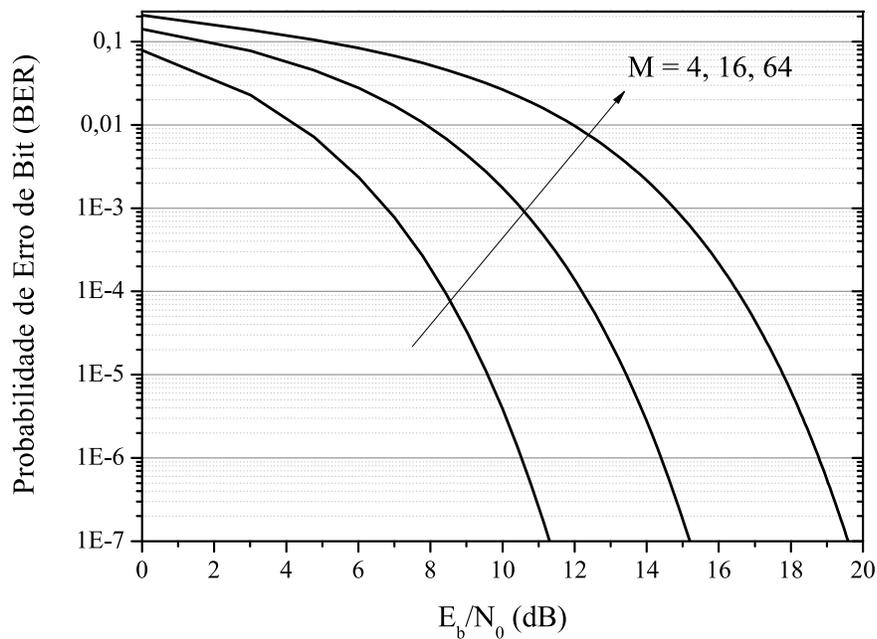
$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2/2) dt. \quad (6.4)$$

Para modulação M-QAM, a taxa de erro de bit pode ser aproximada por [27]

$$P_{e,MQAM} \cong \frac{4}{\log_2 M} \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \sum_{i=1}^{\sqrt{M}/2} Q \left( (2i-1) \sqrt{\frac{3E_b \log_2 M}{(M-1)N_0}} \right). \quad (6.5)$$

A Figura 6.2 mostra as curvas da probabilidade de erro de bit em função da razão  $E_b/N_0$ , para QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

Os métodos de modulação digital podem ser comparados por meio da SNR requerida para atingir uma BER específica. Essa comparação só tem significado se for realizada sob as mesmas restrições, como uma taxa de transmissão fixa, ou uma banda de transmissão fixa. Para modulações de fase,

Fig. 6.2: Probabilidade de Erro de Bit (BER) vs.  $E_b/N_0$ 

como PSK, a banda de transmissão necessária é igual à do sinal em banda básica. Para uma taxa de transmissão fixa, a banda decresce com o aumento do tamanho da constelação,  $M$ , sendo que a eficiência espectral é descrita pela razão entre a taxa de transmissão  $R$  e a banda de transmissão  $B$ , como segue:

$$\frac{R}{B} = \log_2 M. \quad (6.6)$$

Para uma modulação em amplitude de pulso (PAM), o sinal é unilateral (*single-sideband*). Então a eficiência é o dobro daquela verificada para o PSK. Segue que, para uma modulação N-PAM, tem-se

$$\frac{R}{B} = 2 \log_2 N. \quad (6.7)$$

No caso da modulação de amplitude em quadratura (QAM), tem-se duas portadoras ortogonais, cada uma com um sinal (PAM). Entretanto, o sinal QAM é transmitido em banda bilateral (*double sideband*). Consequentemente, para o sinal em banda passante, as modulações N-PAM e M-QAM possuem a mesma eficiência, dada em (6.7), sendo  $M = N^2$  [28].

Assim, das expressões para a probabilidade de erro de bit, obtemos a razão de energia de bit por densidade espectral unilateral de ruído,  $E_b/N_0$ , necessária para atingir uma BER\* desejada. Em seguida, multiplicamos pela eficiência da respectiva modulação, dada por  $\log_2 M$ , com  $M = 4, 16, 64$  para as modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM, respectivamente. Considerando valores típicos para a BER\*, apresentamos na Tabela 6.1 com os limiares  $\gamma_t$  necessários para obter a taxa de erro de bit

BER*	QPSK		16-QAM		64-QAM	
	$E_b/N_0$	$\gamma_t$	$E_b/N_0$	$\gamma_t$	$E_b/N_0$	$\gamma_t$
$10^{-3}$	6,79	9,80	10,52	16,54	14,77	22,55
$10^{-6}$	10,53	13,54	14,40	20,42	18,78	26,56
$10^{-9}$	12,55	15,56	16,46	22,48	20,87	28,65

Tab. 6.1: Valores de  $E_b/N_0$  e Correspondentes Valores de  $\gamma_t$  para BER\* Desejada. Valores em dB.

desejada.

Conhecidos os limiares  $\gamma_t$  requeridos para o funcionamento satisfatório do sistema, retorna-se à expressão (6.2). Deve-se notar que os limiares  $\gamma_t$  mostrados na Tabela 6.1 correspondem ao caso em que a fonte de degradação é o ruído branco gaussiano, enquanto que a expressão 6.2 se refere ao caso de canal com ruído branco gaussiano e interferência. Faremos aqui a suposição de que a interferência pode ser aproximada por um processo branco gaussiano, levando à aplicação direta dos limiares  $\gamma_t$  nos casos com interferência.

São analisadas duas situações de recepção de pacotes pelo terminal secundário. Uma primeira situação considera a recepção de pacote sem a ocorrência de colisão com um pacote primário. Nesse caso, considera-se um sistema limitado por ruído, em que a condição de recepção será determinada pela razão entre a potência do sinal secundário recebido e a potência do ruído no receptor. Uma segunda situação considera a recepção de pacotes corrompidos por colisão. Nesse caso, a transmissão do pacote se dá na presença de interferência, causada por transmissão na rede primária. Assumiremos que a potência da interferência é muito maior do que a potência do ruído, de modo que o sistema será limitado por interferência e a correta detecção do pacote secundário é determinada pela razão entre a potência do sinal desejado e a potência do sinal interferente. A expressão 6.2 para o cálculo da probabilidade de *outage* será portanto adaptada aos dois casos, como segue:

$$\begin{aligned}
 P_{O,N} &= P_r \left( \frac{P_{r,2}}{W} \leq \gamma_t \right) \\
 P_{O,I} &= P_r \left( \frac{P_{r,2}}{P_{r,1}} \leq \gamma_t \right), \tag{6.8}
 \end{aligned}$$

onde  $P_{O,N}$  representa a probabilidade de *outage* no sistema limitado por ruído, e  $P_{O,I}$  representa a probabilidade de *outage* no sistema limitado por interferência.

Em ambientes com desvanecimento, a potência recebida é uma variável aleatória com distribuição cujo formato depende do tipo de desvanecimento adotado. Para o caso sem colisão, a probabilidade de *outage*,  $P_{O,N}$ , é, portanto, reescrita como a função de distribuição acumulada  $F_2(\cdot)$  da variável aleatória que descreve a potência do sinal recebido,  $P_{r,2}$ . Quando avaliada para o valor  $W\gamma_t$ , a CDF fornece exatamente a probabilidade  $P_{O,N}$ , descrita em (6.8). Para o caso com interferentes, tanto o

signal desejado quanto o interferente são variáveis aleatórias. Assim, o argumento da CDF em questão será uma variável aleatória  $P_{r,1}\gamma_t$ . Nesse caso, é necessário avaliar a função  $F_2(P_{r,1}\gamma_t)$  de acordo com a função densidade de probabilidades  $f_1(x)$  que descreve o comportamento de  $P_{r,1}$ . Assim, de forma genérica, as probabilidades de *outage* para os casos  $P_{O,N}$  e  $P_{O,I}$  podem ser reescritas como

$$P_{O,N} = F_2(W\gamma_t)$$

$$P_{O,I} = \int_0^\infty F_2(P_{r,1}\gamma_t) f_1(P_{r,1}) dP_{r,1}. \quad (6.9)$$

Agora, considerando um canal Rayleigh, conforme descrito na seção 6.1, obtemos as seguintes expressões para a probabilidade de *outage*:

$$P_{O,N} = 1 - \exp(-\gamma_t W / \bar{P}_{r,2})$$

$$P_{O,I} = 1 - \frac{1}{1 + \gamma_t \frac{\bar{P}_{r,1}}{\bar{P}_{r,2}}} \quad (6.10)$$

A probabilidade de captura é definida como a probabilidade de que a razão SINR esteja acima de um limiar  $\gamma_t$ , condição esta que permite que o pacote capture o receptor e seja recebido corretamente, ainda que na presença de ruído e/ou sinal interferente. Assim, a probabilidade de captura é complementar à probabilidade de *outage*:

$$P_{Cap,N} = 1 - P_{O,N}$$

$$P_{Cap,I} = 1 - P_{O,I}. \quad (6.11)$$

Deve-se observar que a probabilidade de captura para um sistema limitado por ruído,  $P_{Cap,N}$  corresponde à probabilidade condicional de que o pacote seja recebido com sucesso, dado que não houve colisão na transmissão. Já a probabilidade de captura em um sistema limitado por interferência,  $P_{Cap,I}$ , corresponde à probabilidade condicional de recepção do pacote com sucesso, dado que houve colisão durante a transmissão.

## 6.3 Vazão

Apresentadas as condições para que um pacote possa ser capturado pelo receptor e ser recebido com sucesso, mesmo na presença de ruído e/ou de sinais interferentes, podemos agora definir formalmente a probabilidade de um pacote transmitido na rede secundária ser transmitido com sucesso, que

será a vazão de um terminal secundário, ou seja,

$$S_2 = (1 - P_{C,IS})P_{Cap,N} + P_{C,IS}P_{Cap,I}. \quad (6.12)$$

Para a ilustração dos resultados desta seção, considera-se um ambiente com desvanecimento Rayleigh e expoente de perda de percurso  $\eta = 4$ . Foram adotados os seguintes valores de potência de transmissão:  $P_1 = 20\text{W}$  e  $P_2 = 60\text{mW}$ . Nota-se que a rede licenciada é considerada como uma estruturada, com maior potência de transmissão e distribuída em uma área maior do que aquela destinada para a rede secundária. A potência de ruído adotada foi  $W = 10^{-13}\text{W}$ . A probabilidade de falso alarme é mantida em  $P_f = 0,1$ , enquanto que a probabilidade de detecção é calculada de acordo com a formulação (3.8) para um canal Rayleigh, apresentada no Capítulo 3. Para o cálculo de  $P_d$ , deve-se obter o limiar de decisão do detector de energia,  $\epsilon$ , necessário para a  $P_f$  desejada. Em seguida, aplica-se esse limiar, juntamente com a SNR média do sinal primário recebido no detector, à expressão (3.8). A ocupação do canal por parte da rede licenciada é mantida em 30%, salvo nos casos em que  $\rho_1$  estiver variando. A taxa de transmissão é  $R = 256$  kbps. Para as distâncias entre os terminais, considera-se  $d_1 = 1000$  e  $d_2 = 100$  metros, salvo nos casos em que algum desses parâmetros é variado para observar o comportamento da vazão.

A Figura 6.3 apresenta a variação da vazão do terminal secundário, para um esquema de modulação 16-QAM, variando a distância do interferente e a BER desejada. Claramente, um sistema mais exigente com relação à taxa de erro de bit terá uma menor vazão, conforme esperado. O aumento da distância do terminal primário reduz a probabilidade de detecção, uma vez que a potência média do sinal a ser detectado diminui. São ilustradas três curvas com esquema de captura, nas quais se observa aumento da vazão com o aumento da distância para os três casos de BER\* considerados. A curva de vazão sem esquema de captura é mostrada para comparação e indicada por  $1 - P_{C,IS}$ . Nesse caso apenas os eventos de colisão são observados e a vazão é reduzida quando o interferente se afasta, devido à redução da probabilidade de detecção.

A Figura 6.4 apresenta novamente a variação da vazão do terminal secundário com a distância do interferente, agora considerando  $\text{BER}^* = 10^{-6}$  e variando a modulação. A curva sem esquema de captura é novamente mostrada para comparação. Observa-se comportamento semelhante para os três tipos de modulação em estudo, ou seja, com o aumento da distância do terminal primário interferente, a vazão do terminal oportunista aumenta, embora a detecção do sinal primário seja prejudicada.

A Figura 6.5 apresenta a variação da vazão do terminal secundário com a distância do transmissor secundário. As curvas consideram que o sinal secundário é transmitido com modulação 16-QAM. São apresentadas curvas para três valores típicos de BER\* desejada. Claramente, um sistema com exigência mais severa de taxa de erro de bit terá menor vazão, uma vez que menos pacotes chegam ao receptor atendendo o limiar  $\gamma_t$  de SNR ou SIR. Conforme esperado, um aumento da distância do

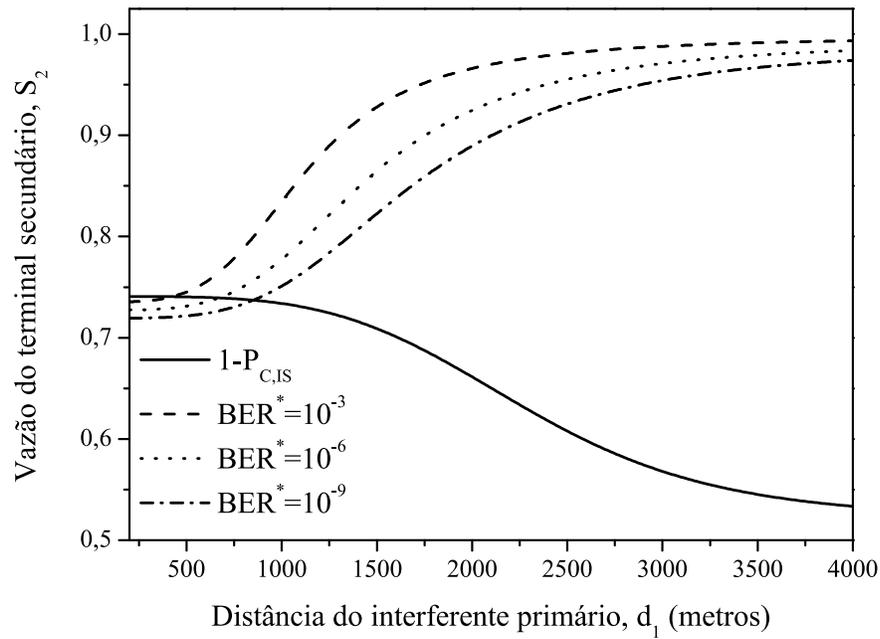


Fig. 6.3: Vazão do terminal secundário vs. distância do interferente. Modulação 16-QAM em ambiente Rayleigh.

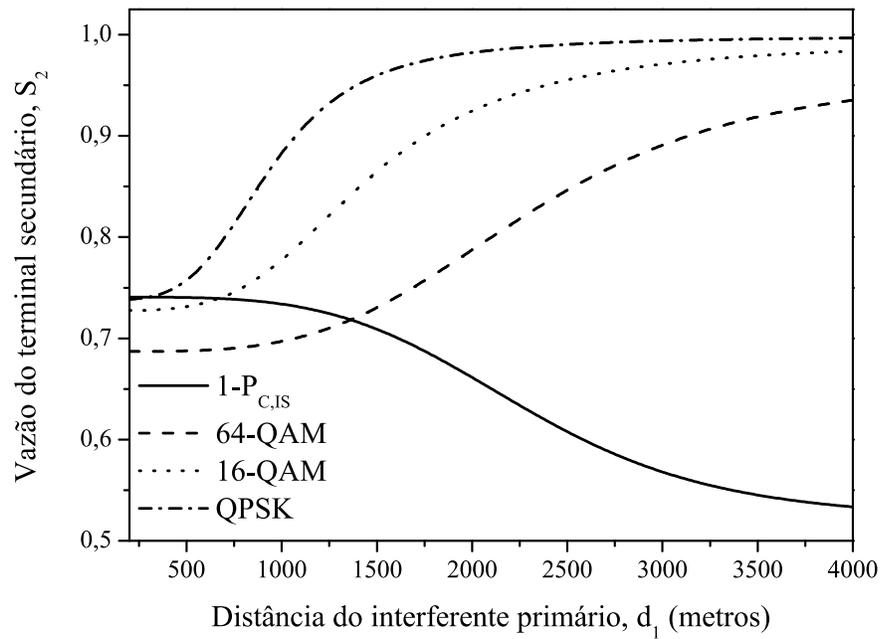


Fig. 6.4: Vazão do terminal secundário vs. distância do interferente.  $BER^* = 10^{-6}$  em ambiente Rayleigh.

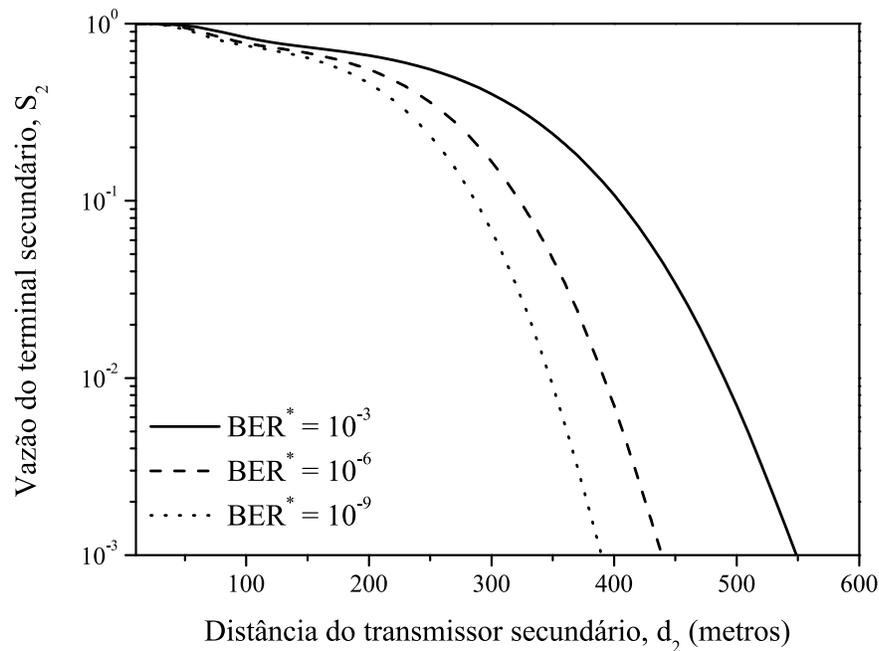


Fig. 6.5: Vazão do terminal secundário vs. distância do transmissor. Modulação 16-QAM em ambiente Rayleigh.

transmissor também provoca a redução da vazão, pois a potência média do sinal desejado que chega ao receptor diminui.

A Figura 6.6 apresenta a vazão do terminal secundário quando seu sinal é transmitido utilizando diferentes modulações. Como a taxa de transmissão é mantida fixa, a vazão é maior para modulações mais robustas como o PSK e menor para as modulações mais eficientes, representadas pelos casos QAM estudados, uma vez que as modulações QAM possuem requisitos maiores de razão sinal-ruído para uma mesma taxa de erro de bit desejada.

A Figura 6.7 mostra a variação da vazão com a ocupação do canal por parte do usuário primário,  $\rho_1$ . Claramente, quanto mais o usuário licenciado utiliza o canal, menor deverá ser a vazão do usuário oportunista, uma vez que a probabilidade de colisão de pacotes aumenta. Embora utilizando o esquema de captura os pacotes secundários ainda possam ser recebidos com sucesso, alguma restrição deveria ser imposta à utilização oportunista em casos com elevada taxa de ocupação, uma vez que os níveis de interferência ao primário podem ficar intoleráveis. No limite, quando a ocupação tende para 100%, o compartilhamento do canal precisaria ser baseado no esquema *underlay*, em que as transmissões do secundário enfrentam restrições de potência para minimizar os efeitos de interferência causada à rede licenciada.

Os resultados mostrados na Figura 6.7 consideram uma taxa de transmissão fixa no canal, independente da modulação utilizada. Uma outra análise pode ser feita considerando uma largura de banda

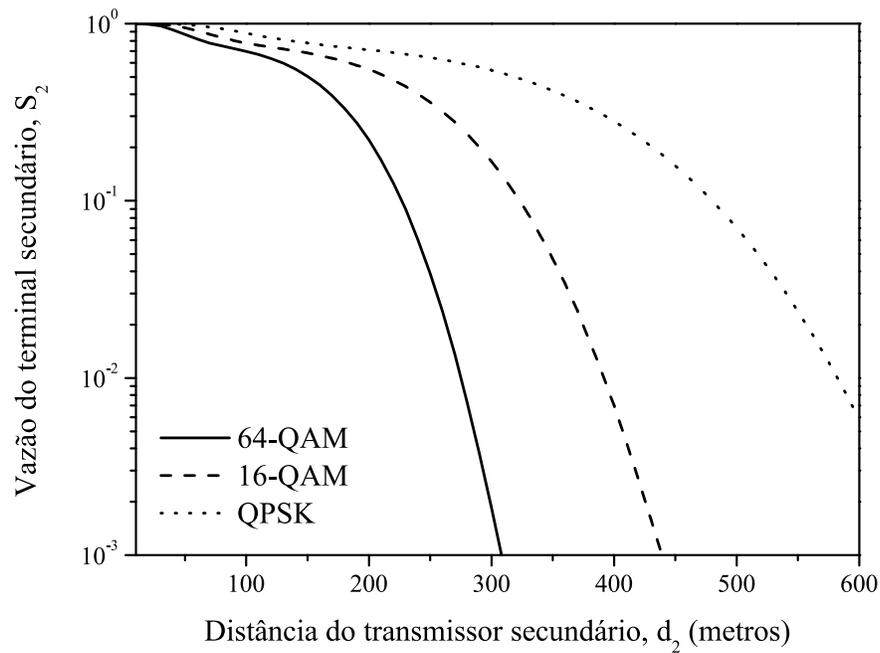


Fig. 6.6: Vazão do terminal secundário vs. distância do transmissor variando as modulações.  $BER^* = 10^{-6}$  em ambiente Rayleigh

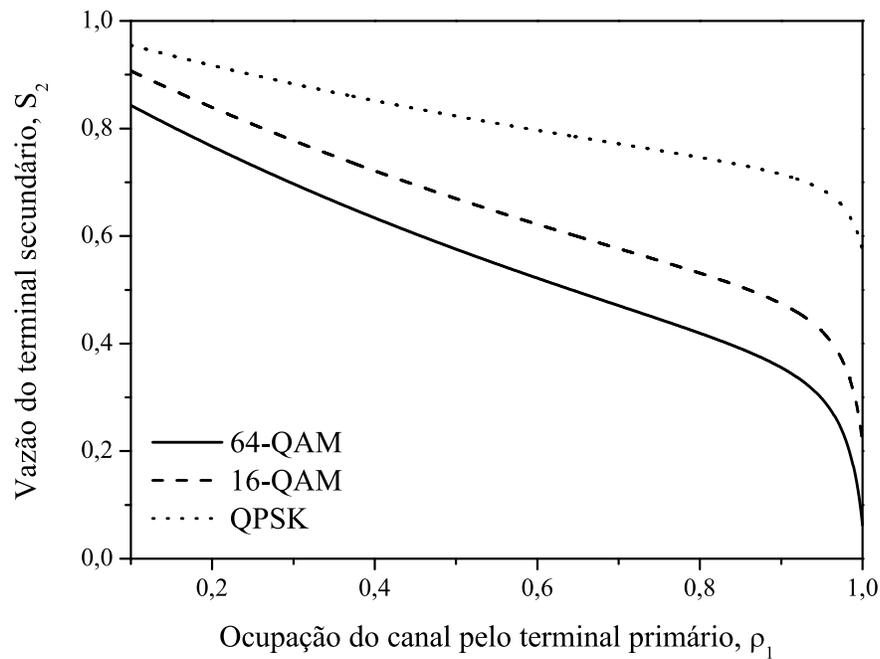


Fig. 6.7: Vazão do terminal secundário vs. ocupação do canal pelo primário variando as modulações em ambiente Rayleigh

(BW) fixa. Com isso, espera-se poder observar a relação de compromisso entre robustez e eficiência. Uma modulação mais eficiente, como o QAM, requer um limiar elevado de razão sinal-ruído para a recepção correta dos pacotes. Entretanto, esse tipo de modulação proporciona a transmissão de bits a uma taxa mais elevada, reduzindo o intervalo de transmissão do secundário e, conseqüentemente, diminuindo a probabilidade de ocorrerem transmissões primárias nesse intervalo. Já uma modulação mais robusta, como o PSK, requer menor SNR para a captura enquanto o tempo de transmissão é maior.

Com esse intuito, obtém-se a seguinte relação para as taxas de transmissão dos três tipos de modulação considerados observando as expressões (6.6) e (6.7).

$$R_{\text{QPSK}} = \frac{R_{16\text{-QAM}}}{2} = \frac{R_{64\text{-QAM}}}{3}. \quad (6.13)$$

Mantendo o mesmo valor das análises anteriores para a taxa de transmissão da modulação QPSK, ou seja, fazendo  $R_{\text{QPSK}} = 256$  kbps, as taxas de transmissão para os demais esquemas de modulação serão  $R_{16\text{-QAM}} = 512$  e  $R_{64\text{-QAM}} = 768$  kbps. A vazão do terminal secundário é apresentada na Figura 6.8, variando novamente a ocupação do canal por parte do usuário licenciado e considerando o mesmo cenário da Figura 6.7. Observa-se que a modulação QPSK apresenta a melhor relação de compromisso para o caso em análise, com valores de vazão sempre maiores do que os dos outros esquemas. A escolha do esquema QPSK se justifica também pela menor complexidade, embora para valores muito baixos de ocupação o esquema 16-QAM apresente desempenho próximo. A escolha do 64-QAM não é adequada para o caso apresentado, pois o aumento na complexidade não traria benefícios quanto à vazão. O melhor desempenho da modulação robusta evidencia ainda mais o impacto do modelo de captura de pacotes para aumentar a vazão. A redução no tempo de transmissão do secundário pelo uso de modulações mais eficientes não foi suficiente para justificar o aumento de complexidade.

É importante destacar que o comportamento observado dependerá das taxas de transmissão. A Figura 6.9 apresenta um caso com menores taxas de transmissão, em que  $R_{64\text{-QAM}} = 256$  kbps e os outros esquemas apresentam taxas ainda mais baixas, mantendo a relação mostrada em (6.13). Observa-se que a vazão é reduzida em todos os casos. Porém, os esquemas com modulações mais eficientes do tipo QAM apresentam uma queda ainda mais brusca de vazão com o aumento da ocupação do canal pelo usuário licenciado. Nestes casos, torna-se ainda mais evidente que o uso de um esquema de modulação robusto deverá ser utilizado no esquema em estudo.

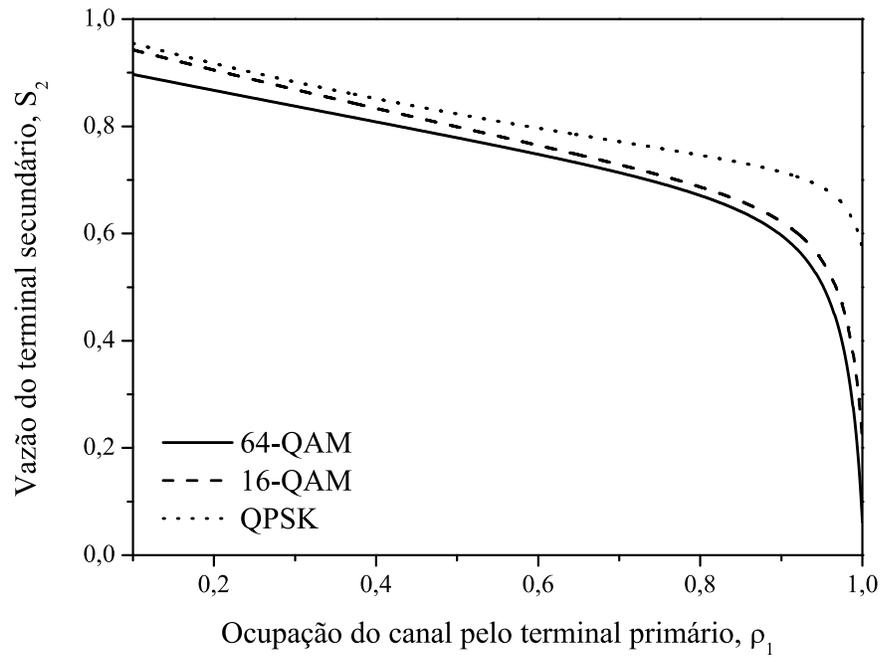


Fig. 6.8: Vazão do terminal secundário vs. ocupação do canal pelo primário variando as modulações.  $R_{\text{QPSK}} = 256$  kbps.

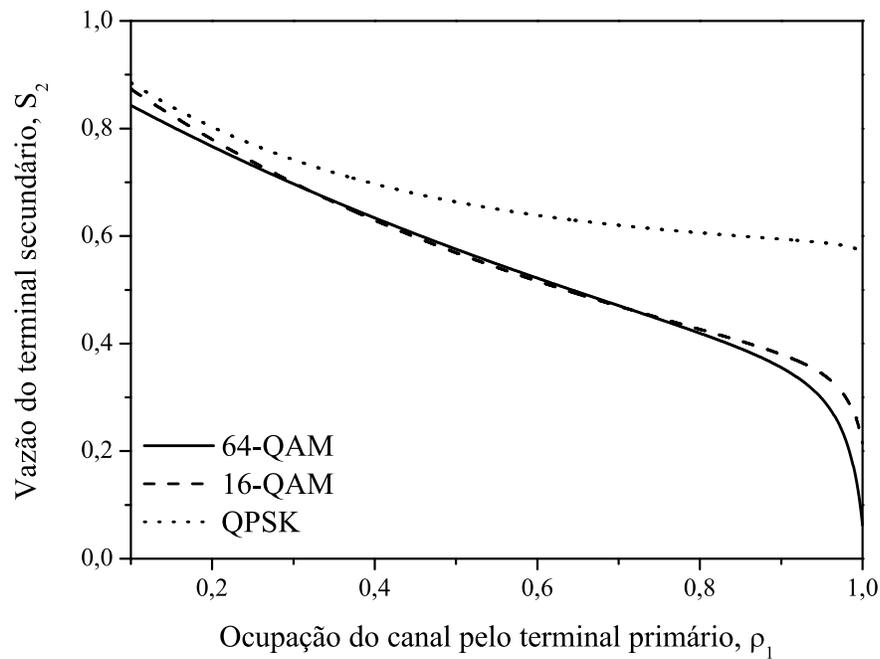


Fig. 6.9: Vazão do terminal secundário vs. ocupação do canal pelo primário variando as modulações.  $R_{64\text{-QAM}} = 256$  kbps.

## 6.4 Conclusões

Este Capítulo apresentou a formulação analítica da vazão do terminal secundário, desenvolvida utilizando conceitos matemáticos bastante conhecidos. Para determinar a vazão, considera-se que os pacotes são recebidos com sucesso se atenderem a determinadas condições de razão sinal-ruído ou sinal-interferência. Essas condições são determinadas com base na taxa de erro de bit exigida pela aplicação, pela modulação utilizada e pelo ambiente de propagação.

O comportamento da vazão com as distâncias dos terminais foi discutido e apresentado graficamente. Conforme esperado, o aumento da distância do terminal transmissor provoca redução na vazão. Embora a probabilidade de detecção diminua, o aumento da distância do interferente provoca aumento da vazão, uma vez que a potência da interferência é reduzida. Observou-se também que, para uma taxa de transmissão fixa, modulações mais robustas, como QPSK, apresentam maiores valores de vazão do que modulações mais eficientes, como QAM. O mesmo comportamento é observado quando a banda de transmissão é mantida fixa e as taxas de transmissão variam de acordo com as eficiências espectrais dos esquemas estudados.

# Capítulo 7

## Conclusões e Trabalhos Futuros

As atuais políticas de alocação estática dos recursos de frequência têm levado a uma aparente escassez desses recursos, cada vez mais crítica, dada a tendência de crescimento da demanda por serviços de comunicação sem fio com novas aplicações e altas taxas de transmissão. Nesse cenário, diversas propostas têm sido apresentadas para promover o uso eficiente do espectro. Dentre elas, destaca-se o uso oportunista dos recursos por uma rede com baixa prioridade em relação à rede licenciada. Utilizando rádios cognitivos como a principal ferramenta, a rede oportunista deverá ser capaz de identificar porções temporariamente desocupadas do espectro, fazendo uso das mesmas com restrições espaço-temporais que protejam os usuários licenciados de possíveis interferências. O compartilhamento dos recursos de frequência deverá ser uma das principais formas de manter o avanço dos sistemas de comunicação, minimizando as barreiras impostas pela escassez de frequências disponíveis, uma vez que esses recursos serão utilizados de maneira mais eficiente.

Nesse contexto, este trabalho apresentou um estudo de vazão em redes oportunistas, cujos terminais observam o estado de ocupação do canal periodicamente e transmitem quando detectam que o canal está disponível. Considera-se que a rede licenciada não sofre alterações para o compartilhamento dos recursos, acessando o canal sempre que tiver pacotes a transmitir.

Foi analisado o impacto da duração do intervalo de transmissão da rede oportunista, ou secundária, na probabilidade de colisão de pacotes. É importante destacar a importância desse parâmetro da rede, uma vez que ele representa o máximo intervalo de uso sem a ciência do estado de ocupação do canal por parte da rede licenciada, ou primária. Além de ser limitado pelo aumento causado na probabilidade de colisão de pacotes, esse intervalo também é limitado pelo tempo de interferência que o serviço primário suporta.

Foi possível observar também que a ocupação do canal por parte da rede licenciada é um fator de grande importância para a implantação de uma rede oportunista, com grande impacto na probabilidade de colisão de pacotes e, conseqüentemente, na vazão.

Considerou-se ainda os efeitos de possíveis erros na detecção das oportunidades de transmissão. Esses erros na detecção do sinal primário dependem das características do detector e da razão sinal-ruído e têm impacto negativo sobre a vazão do terminal secundário. A identificação das oportunidades de transmissão também foi apresentada neste trabalho, apresentando, além das formulações teóricas, uma discussão sobre a identificação de sinais primários em um ambiente com desvanecimento modelado por uma distribuição  $\alpha$ - $\mu$  e sobre o uso de cooperação para a tomada de decisão.

Por fim, foram analisados os efeitos da modulação e das distâncias entre os terminais, dado um requisito para a taxa de erro de bit do sistema. Foi possível observar a redução da vazão com o aumento do BER desejada e com o aumento da distância do transmissor secundário e o aumento da vazão com o distanciamento do transmissor primário interferente. Além disso, modulações robustas como PSK, que requerem menores valores de SNR para atender uma BER, proporcionam maior vazão do que modulações mais eficientes, como 16 e 64 QAM.

Possíveis continuações deste trabalho poderão incluir:

- O estudo da detecção de sinais em outros ambientes, com outros modelos de desvanecimento;
- A determinação da vazão para o terminal primário envolvido;
- O estudo de redes mais complexas, com múltiplos usuários;
- O aperfeiçoamento do modelo de captura, com a descrição da BER desejada em função das características da rede, considerando inclusive o uso de códigos corretores de erro;
- 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] J. M. Peha. Sharing spectrum through spectrum policy reform and cognitive radio. *The Proceedings of the IEEE*, 97:708–719, 2009.
- [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] Amir Ghasemi and Elvino S. Sousa. Spectrum sensing in cognitive radio networks: Requirements, challenges and design trade-offs. *IEEE Communications Magazine*, April:32–39, 2008.
- [6] IEEE 802 LAN/MAN Standards Committee 802.22 WG on WRANs (Wireless Regional Area Networks). 802.22 work group official website: <http://www.ieee802.org/22/>, Nov 2009.
- [7] Qianchuan Zhao, Stefan Geirhofer, Lang Tong, and Brian M. Sadler. Optimal dynamic spectrum access via periodic channel sensing. In *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 2007.
- [8] 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.
- [9] Simon Haykin. Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 23:201–220, 2005.
- [10] S. M. Mishra D. Cabric and R. W. Brodersen. Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios. *Proc. Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, 38:772–776, 2004.

- [11] H. Urkowitz. Energy detection of unknown deterministic signals. In *The Proceedings of the IEEE*, 1967.
- [12] W. R. Braun and U. Dersch. A physical mobile radio channel model. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 40:472–482, 1991.
- [13] Sudhir Srinivasa and Syed Ali Jafar. How much spectrum sharing is optimal in cognitive radio networks? *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 7(10):4010–4018, October 2008.
- [14] V.I. Krostylev. Energy detection of a signal with random amplitude. In *Proc. IEEE International Conference on Communications*, May 2002.
- [15] 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.
- [16] Michel Daoud Yacoub. The  $\alpha$ - $\mu$  Distribution: A Physical Fading Model for the Stacy Distribution. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 56(1):27–34, Jan. 2007.
- [17] Albert H. Nutall. Some integrals involving the  $Q_M$  function. *IEEE Trans. Information Theory*, 21:95–96, 1975.
- [18] Ying-Chang Liang, Yonghong Zeng, Edward C. Y. Peh, and Anh Tuan Hoang. Sensing-throughput tradeoff for cognitive radio networks. *IEEE Trans. Commun.*, 7:1326–1337, 2008.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] Shridhar Mubaraq Mishra, Anant Sahai, and Robert W. Brodersen. Cooperative sensing among cognitive radios. In *Proc. IEEE International Conference on Communications*, 2006.
- [22] George Atia, Shuchin Aeron, Erhan Ermis, and Venkatesh Saligrama. On throughput maximization and interference avoidance in cognitive radios. In *Proc. IEEE Consumer Communications & Networking Conference*, 2008.
- [23] 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.

- 
- [24] Leonard Kleinrock and Fouad A. Tobagi. Packet switching in radio channels part i - carrier sense multiple - access modes and their throughput - delay characteristics. *IEEE Trans. Commun.*, COM-23:1400–1416, 1975.
- [25] Senhua Huang, Xin Liu, and Zhi Ding. Opportunistic spectrum access in cognitive radio networks. In *Proc. IEEE Conference on Computer Communications*, 2008.
- [26] F. Hansen and F. I. Meno. Mobile fading - rayleigh and lognormal superimposed. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 26:332–335, 1977.
- [27] 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.
- [28] John G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill International Editions, 1995.

# Apêndice A

## Código Fonte

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% Opportunistic Spectrum Access Simulation          %%
%% Maice d'Utra da Costa                            %%
%% Version 07/04/2009                                %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% Counting average number of collisions

function stats = SS_SIM(Pd, Pf, Tp, B1, Cin1, Cout1, B2, Cin2, Cout2, Emax)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%                               Inputs                               %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Pd %%Detection Probability
%Pf %%False Alarm Probability
%Tp %%Time Slot/Interval between sensing activity
%Bi %%Packet size in bits, i=1 primary and i=2 secondary
%Cini %%Capacity of input channel (bps), i=1 primary and i=2 secondary
%Couti %%Capacity of output channel (bps), i=1 primary and i=2 secondary
%Emax %%Simulation Steps
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%                               Simulation Variables                               %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
LS1 = 0;%Server occupation by primary user (0 or 1)
LS2 = 0;%Server occupation by secondary user (0 or 1)
LQ1 = 0;%Primary Number in Queue
```



---

```

t = Time_Matrix(1,1);%Simulation time
Eindex = Time_Matrix(1,2);%Next Event Address
N_Matrix(i, :) = [t LS1 LQ1 LS2 LQ2];%Number in System Matrix

if (Event_Matrix(Eindex, 1) == 0)
    if (flag_nts==1)
        nc_vector(nc_ptr)=nc;
        nc_ptr = nc_ptr + 1;
        nts=nts+1;
    else
        nt_vector(nt_ptr)=nt;
        nt_ptr = nt_ptr + 1;
        ntp=ntp+1;
    end
    nc=0;
    nt=0;
    flag_nts=0;
    %% Spectrum Sensing Event
    if (LS1==1)%%correct detection
        flag_chan = (rand(1,1)<=Pd)*1;
    else %%false alarm
        flag_chan = (rand(1,1)<=Pf)*1;
    end
    %% Verify Secondary Queue if Decision=White Space
    if (flag_chan==0 && LQ2~=0 && LS2==0)
        flag_nts=1;
        LQ2 = LQ2 - 1;
        LS2 = 1;
        Event_Matrix(Queue2(1), 3) = t;%Occupy server at time t
        T_sv_2 = 1/mu2;%service duration for secondary packet
        %% Schedule end of service in FEL
        Time_Matrix(size(Time_Matrix, 1)+1,1) = T_sv_2 + t;
        Time_Matrix(size(Time_Matrix, 1),2) = Queue2(1);
        %% Change Event Matrix
        if(LS1 == 0)
            Event_Matrix(Queue2(1), 1) = -2;%Begin service
        else

```

---

```

        Event_Matrix(Queue2(1), 1) = -8;%Loose packet
        flag_col_2=1;
    end
    Queue2 = Queue2(2:length(Queue2));%Remove from queue

end

%% Modify Event_Matrix
Event_Matrix(Eindex , 3) = LS1;
Event_Matrix(Eindex , 4) = flag_chan;
%% Schedule new event
pntr = pntr + 1;
Event_Matrix(pntr , 1) = 0;%New spctrum sensing event
Event_Matrix(pntr , 2) = t + Tp;%at time t+Tp
%% Register in FEL
Time_Matrix(size(Time_Matrix, 1)+1,1) = Tp + t;%time
Time_Matrix(size(Time_Matrix, 1),2) = pntr;%address

elseif (Event_Matrix(Eindex, 1) == 2)
    %% Secondary Packet Arrival
    LQ2 = LQ2 + 1;%Increment queue
    Queue2(LQ2) = Eindex;%Secondary Queue event
    Event_Matrix(Eindex, 1) = -3;%Event in secondary queue

    %% Next Secondary Packet Arrival
    T_arr_2 = exprnd(1/lambda2);
    pntr = pntr + 1;
    %% Register next arrival
    Event_Matrix(pntr , 1) = 2;%Event type 2 secondary arrival
    Event_Matrix(pntr , 2) = t + T_arr_2;%Time of arrival
    %% Register in FEL
    Time_Matrix(size(Time_Matrix, 1)+1,1) = T_arr_2 + t;%Arrival Time
    Time_Matrix(size(Time_Matrix, 1),2) = pntr;%Event Address

elseif (Event_Matrix(Eindex, 1) == -2 || Event_Matrix(Eindex, 1) == -8)
    %%End of service of a secondary packet
    if (Event_Matrix(Eindex, 1) == -2 && LS1==0 && flag_col_1==0)
        Event_Matrix(Eindex, 1) = -4;%Correctly Transmitted
    else

```

---

```

        Event_Matrix(Eindex, 1) = -6; %%Lost Packet
    end
    Event_Matrix(Eindex, 4) = t;%End of service time
    LS2 = 0;%Free server
    flag_col_1=0;

elseif (Event_Matrix(Eindex, 1) == 1)
    %% Primary Arrival
    if(LS1 == 0)%free channel
        %% Indicate Occupied Server
        LS1 = 1;
        %% Service time
        T_sv_1 = 1/mu1;
        %% Modify Event_Matrix
        if (LS2 == 0)%secondary not using channel
            Event_Matrix(Eindex , 1) = -1;
            nt=nt+1;
        else %%loose packets
            Event_Matrix(Eindex , 1) = 8;%occupied channel
            flag_col_1=1;
            nc=nc+1;
        end
        Event_Matrix(Eindex , 3) = t;%Occupy channel at time t
        %% Register end of service in Future Event List
        Time_Matrix(size(Time_Matrix, 1)+1,1) = T_sv_1 + t;
        Time_Matrix(size(Time_Matrix, 1),2) = Eindex;
    else
        LQ1 = LQ1 + 1;%Increment queue
        Queue1(LQ1) = Eindex;%Primary Queue event
        Event_Matrix(Eindex, 1) = 3;%Event in primary queue
    end

    %% Next Primary Packet Arrival
    T_arr_1 = exprnd(1/lambdal);
    %% Register Event
    pntr = pntr + 1;
    Event_Matrix(pntr , 1) = 1; %primary arrival
    Event_Matrix(pntr , 2) = t + T_arr_1;%Time of arrival

```

---

```

%% Register Future Event in Time_Matrix (FEL)
Time_Matrix(size(Time_Matrix, 1)+1,1) = T_arr_1 + t;
Time_Matrix(size(Time_Matrix, 1),2) = pntr;

elseif(Event_Matrix(Eindex, 1) == -1 || Event_Matrix(Eindex, 1) == 8)
%% End of primary service
if (Event_Matrix(Eindex, 1) == -1 && LS2==0 && flag_col_2==0)
    Event_Matrix(Eindex, 1) = 4;%Successfully Completed
else
    Event_Matrix(Eindex, 1) = 6;%Loose packet
end
Event_Matrix(Eindex, 4) = t;%End of service time
LS1 = 0;%Free Channel
flag_col_2=0;
if (LQ1 ~= 0)%Packet in queue
    LQ1 = LQ1 - 1;
    Event_Matrix(Queue1(1), 3) = t;%Occupy channel at time t
    LS1 = 1;
    %% Service time
    T_sv_1 = 1/mu1;
    %% Register end of service in FEL
    Time_Matrix(size(Time_Matrix, 1)+1,1) = T_sv_1 + t;
    Time_Matrix(size(Time_Matrix, 1),2) = Queue1(1);
    %%Modify Event Matrix
    if (LS2==0)
        Event_Matrix(Queue1(1), 1) = -1;%Begin primary service
    else
        Event_Matrix(Queue1(1), 1) = 8;%occupied channel
        flag_col_1=1;
        nc=nc+1;
    end
    Queue1 = Queue1(2:length(Queue1));%remove from queue
else
    LS1 = 0;
end
end

N_Matrix(i, :) = [t LS1 LQ1 LS2 LQ2];

```

---

```
%% Redimensionando a lista de eventos
Time_Matrix = Time_Matrix(2:size(Time_Matrix, 1), :);

%% Reordenando a lista de eventos
[Temp, Ind] = sort(Time_Matrix, 1);

for j = 1:size(Time_Matrix, 1)
    Temp(j, 2) = Time_Matrix(Ind(j,1),2);
end
Time_Matrix = Temp;
%% Fim da reordenação da lista de eventos

end;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%                               Stats                               %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
stats{1} = Event_Matrix;
stats{2} = N_Matrix;
stats{3} = nc_vector;
stats{4} = nts;
stats{5} = nt_vector;
stats{6} = ntp;
```