

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Sensoriamento de Espectro
Para Redes de Rádios Cognitivos
em Canais Sem Fio Sob Desvanecimentos Generalizados**

Diogo Sanders Starling Chaves

Brasília, julho de 2014

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

Dedicatória

Aos meus familiares e amigos.

Diogo Sanders Starling Chaves

Agradecimentos

Aos meus pais, irmãos e amigos, por todo o suporte e apoio dado durante esse tempo. Ao professor dr. Ugo Silva Dias, por todos os ensinamentos transmitidos durante esses anos trabalhando juntos.

Diogo Sanders Starling Chaves

ARTIGOS ASSOCIADOS A ESTE TRABALHO

- Diogo Sanders, Fabio von Glehn, and Ugo Silva Dias. Spectrum Sensing over κ - μ Fading Channel. XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT 2011, Oct. 2011.
- Fabio von Glehn, Diogo Sanders and Ugo Silva Dias. Spectrum Sensing over η - μ Fading Channel. SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), Natal, RN - Brazil, Nov. 2011.
- Diogo Sanders Starling Chaves, Fabio von Glehn Pereira, and Ugo Silva Dias. Location Based Spectrum Sensing over κ - μ Fading Channel. MOMAG 2012 - 15 Simpósio Brasileiro de Micro-Ondas e 10 Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, João Pessoa, PB - Brazil, Ago. 2012.
- Diogo Sanders Starling Chaves and Ugo Silva Dias. On The Energy Detection-Based Spectrum Sensing Over κ - μ Fading Channel. 5th IEEE Latin-American Conference on Communications 2013 (IEEE LATINCOM 2013), Santiago, Chile, Nov. 2013

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo de sistemas de rádios cognitivos operando por meio de sensoria-mento de espectro em canais em desvanecimento κ - μ e η - μ . Neste contexto, aborda-se um esquema baseado em detecção de energia, em que é possível obter formulações e analisar as características de operação do receptor (ROC, do inglês *receiver operation characteristics*). Nas curvas geradas é possível visualizar a probabilidade de não detecção (P_m , do inglês *missing detection probability*) pela probabilidade de falso-alarme (P_f , do inglês *false-alarm probability*). Diversos cenários são analisados, nos quais os parâmetros de desvanecimento de cada função de distribuição são variados para representar desde um cenário de desvanecimento suave até um cenário de desvanecimento severo. Juntamente com as ROC sob desvanecimentos modelados pelas distribuições κ - μ e η - μ , são geradas ROCs para ambientes em desvanecimento Rayleigh, para efeito de comparação. Em seguida, é discutido o sensoria-mento espectral cooperativo, em que é investigado o desempenho dos sistemas rádio cognitivo quando se utiliza um número n de usuários colaboradores. Novamente, para estes esquemas colaborativos, são analisados cenários sob desvanecimentos típicos e severos. Características de operação do receptor são apresentadas para diferentes quantidades de usuários colaborativos. Visando demonstrar os ganhos obtidos em um cenário cooperativo, para um número pequeno de colaboradores até um número grande, novas formulações e análises das características de operação do receptor são geradas sendo possível visualizar a probabilidade de não detecção em relação à razão sinal-ruído média para cada grupo de n colaboradores.

ABSTRACT

The current work presents a detailed study on spectrum sensing system under κ - μ and η - μ fading channels. For the spectrum sensing, the approach taken was the use of energy detection, where we were able to generate complementary receiver operating characteristics (ROC) curves, which plot the missing detection probability (P_m) versus the false-alarm probability (P_f). Several scenarios were detailed, where the fading parameters of each distribution were diversified to represent a typical fading scenario until a severe fading. Along with the ROC curves of the κ - μ and η - μ distributions, curves were generated for the cases of Rayleigh fading channel for comparison. Next, the discussion on cooperative spectrum sensing was also analyzed, investigation on the behavior of complementary receiver operating characteristics curves when a number of n cooperative users is used. Again for the cooperative spectrum sensing, scenarios under a typical and severe fading conditions were created. Complementary ROC curves are presented for different numbers of cooperative users. In order to demonstrate the gain in a collaborative scenario, from a small number of users to a large number of users, ROC curves were generated where it can be seen the missing probability versus the average signal-to-noise ratio for each group of n collaborative users.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	1
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	4
1.3	OBJETIVOS DO PROJETO	5
1.4	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	5
2	RÁDIO COGNITIVO	7
2.1	A TECNOLOGIA DE UM RÁDIO COGNITIVO	7
2.2	A ARQUITETURA DE UMA REDE	8
2.3	MODELOS DE OPERAÇÃO DAS REDES DE RÁDIOS COGNITIVOS	10
2.4	SENSORIAMENTO DE ESPECTRO	12
2.4.1	ESQUEMAS DE DETECÇÃO	12
2.5	SUMÁRIO	14
3	CANAIS DE DESVANECIMENTO κ-μ E η-μ	16
3.1	A DISTRIBUIÇÃO κ - μ	16
3.2	A DISTRIBUIÇÃO η - μ	19
3.3	CONCLUSÃO	20
4	SENSORIAMENTO DE ESPECTRO SOB INFLUÊNCIA DA LOCALIZAÇÃO DE RÁDIOS COGNITIVOS	22
4.1	MODELO DE SISTEMA	22
4.2	ESQUEMA DE DETECÇÃO DE ENERGIA	23
4.2.1	CANAL DE DESVANECIMENTO κ - μ	24
4.2.2	CANAL EM DESVANECIMENTO η - μ	24
4.2.3	ANÁLISE DE RESULTADOS	25
4.3	PROBABILIDADE DE <i>Outage</i>	25
4.4	ANÁLISE DE DIVERSIDADE	28
4.5	CONCLUSÃO	30
5	SENSORIAMENTO DE ESPECTRO BASEADO EM RETRANSMISSÃO	31
5.1	ESQUEMA DE DETECÇÃO DE ENERGIA	31
5.1.1	ANÁLISE DE RESULTADOS	32
5.1.2	ANÁLISE DE DIVERSIDADE	32

5.2	CONCLUSÃO	37
6	SENSORIAMENTO COOPERATIVO DE ESPECTRO	38
6.1	SENSORIAMENTO COOPERATIVO	38
6.2	SENSORIAMENTO COOPERATIVO SOB INFLUÊNCIA DA LOCALIZAÇÃO DE RÁ- DIOS COGNITIVOS.....	39
6.2.1	CANAL DE DESVANECIMENTO κ - μ	39
6.2.2	CANAL DE DESVANECIMENTO η - μ	41
6.3	SENSORIAMENTO COLABORATIVO BASEADO EM RETRANSMISSÃO	44
6.4	SUMÁRIO	46
7	CONCLUSÕES	48
7.1	TRABALHOS FUTUROS	49
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	50
A	PROBABILIDADE DE DETECÇÃO PARA CANAIS GENERALIZADOS EM DESVANE- CIMENTO κ-μ E η-μ.....	52
B	PDF DE γ_{min} PARA UM CANAL EM DESVANECIMENTO	54

LISTA DE FIGURAS

1.1	Medidas de uso do espectro [1].	2
1.2	Estrutura de uma canal de decisão multi-espectral	3
1.3	Interferência e sombreamento.	4
2.1	Quadro de gerenciamento de espectro para uma rede de rádios cognitivos. Adaptada de [2].	9
2.2	Modelo de <i>overlay</i> no acesso egoísta. Adaptada de [3].	11
2.3	Modelo de <i>overlay</i> no acesso generoso. Adaptada de [3].	11
2.4	Diagrama de blocos de um detector ótimo usando filtro casado	13
2.5	Diagrama de blocos de um detector de propriedades cicloestacionárias	13
2.6	Diagrama de blocos de um detector de energia	14
3.1	Função densidade de probabilidade κ - μ com μ fixo ($\rho = \frac{r}{\bar{r}}$).	17
3.2	Função densidade de probabilidade κ - μ com κ fixo ($\rho = \frac{r}{\bar{r}}$).	18
3.3	Função densidade de probabilidade da η - μ com o μ fixo ($\rho = \frac{r}{\bar{r}}$).	19
3.4	Função densidade de probabilidade da η - μ com o η fixo ($\rho = \frac{r}{\bar{r}}$).	20
4.1	Modelo de sistema. PTx, PRx e CR denotam transmissor primário, receptor primário e rádio cognitivo, respectivamente.	23
4.2	Curvas ROC sob canal de desvanecimento κ - μ ($\kappa = 1.5, \mu = 1.75, Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).	26
4.3	Curvas ROC sob canal de desvanecimento κ - μ ($\kappa = 5, \mu = 0.5, Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).	26
4.4	Curvas ROC sob canal de desvanecimento η - μ ($\eta = 1.75, \mu = 1.25, Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).	27
4.5	Curvas ROC sob canal de desvanecimento η - μ ($\eta = 0.5, \mu = 0.5, Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).	27
4.6	P_{out} vs. d sob canal de desvanecimento κ - μ para diferentes valores de limiar ($u=5, Q_p/\sigma^2 = 60$ dB).	29
4.7	P_m vs. P_f sob canal de desvanecimento κ - μ para diferentes esquemas de diversidade ($\kappa=1.75, \mu=1.25, u=5, \bar{\gamma}=10$ dB)	30
5.1	Curvas ROC para esquema de retransmissão sob canal de desvanecimento κ - μ ($u=5$).	33
5.2	Curvas ROC para esquema de retransmissão sob canal de desvanecimento κ - μ ($u=5$).	33

5.3	Curvas ROC para retransmissão com diversos esquemas de diversidade na comunicação entre o usuário primário e o retransmissor cognitivo sob canal de desvanecimento κ - μ ($\kappa=1.25$, $\mu=0.75$, $u=5$).	35
5.4	Curvas ROC para retransmissão com diversos esquemas de diversidade na comunicação entre o retransmissor cognitivo e o centro de fusão sob canal de desvanecimento κ - μ ($\kappa=1.75$, $\mu=1.5$, $u=5$).	36
6.1	Q_m vs Q_f sob desvanecimento κ - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\kappa = 1.5$, $\mu = 1.75$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).	40
6.2	Q_m vs Q_f sob desvanecimento severo κ - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\kappa = 5$, $\mu = 0.5$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).	40
6.3	Q_d vs $\bar{\gamma}$ sob desvanecimento κ - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\kappa = 1.5$, $\mu = 1.75$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).	41
6.4	Q_m vs Q_f sob desvanecimento η - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\eta = 1.5$, $\mu = 1.5$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).	42
6.5	Q_m vs Q_f sob desvanecimento severo η - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\eta = 0.5$, $\mu = 0.5$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).	42
6.6	Q_d vs $d[m]$ sob desvanecimento η - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\eta = 1.5$, $\mu = 1.5$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).	43
6.7	Q_d vs $d[m]$ sob desvanecimento severo η - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\eta = 0.5$, $\mu = 0.5$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).	44
6.8	Q_m vs Q_f sob desvanecimento típico κ - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\kappa=1.5$, $\mu=1.75$, $\bar{\gamma} = 10$ dB, $u = 5$).	45
6.9	Q_m vs Q_f sob desvanecimento severo κ - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\kappa=5$, $\mu=0.5$, $\bar{\gamma} = 10$ dB, $u = 5$).	45
6.10	Q_d vs $\bar{\gamma}$ sob desvanecimento típico κ - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\kappa=1.5$, $\mu=1.75$, $Q_f = 10^{-1}$ dB, $u = 5$).	46
6.11	Q_d vs $\bar{\gamma}$ sob desvanecimento severo κ - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\kappa=5$, $\mu=0.5$, $Q_f = 10^{-1}$ dB, $u = 5$).	47

LISTA DE TABELAS

- 3.1 Quadro resumo dos valores de κ e μ usados para a obtenção de outras distribuições. . 18
- 3.2 Quadro resumo dos valores de η e μ usados para a obtenção de outras distribuições. . 21

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolos Latinos

N	potência do ruído	
h	ganho da amplitude do sinal	
W	Largura de banda	
$I_\nu(\cdot)$	função de Bessel modificada de primeiro tipo e ordem ν	
m	variância da potência do sinal desvanecido	
$Q_u(\cdot, \cdot)$	função de Marcum-Q	
r	envoltória instantânea do sinal u	produto tempo-largura de banda

Símbolos Gregos

κ	razão entre a potência total das componentes dominantes e a potência total das componentes espalhadas
μ	relacionado aos clusters de multi-percurso
η	razão entre as componentes em fase e em quadratura de cada um dos clusters de multi-percurso
λ	limiar de detecção
γ_m	valor médio da razão sinal-ruído
γ	razão sinal-ruído instantânea
$\delta(\rho)$	função delta de Dirac
$\Gamma(\cdot)$	função Gamma

Siglas

ANATEL	Agencia Nacional de Telecomunicações
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
QoS	Qualidade de Serviço
SNR	Relação sinal-ruído.
LOS	Line-of-sight

NLOS	Non-line-of-sight
ROC	receiver operating characteristic
AWGN	additive white Gaussian noise
PDF	função densidade de probabilidade
PSD	densidade espectral de potência

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

A crescente demanda por serviços de comunicação sem fio vem agravando cada vez mais a escassez do espectro eletromagnético. Praticamente toda a faixa entre ELF (*Extremely Low-Frequency*) a SHF (*Super High Frequency*) encontra-se licenciada pelas autoridades competentes. No caso do Brasil, esse licenciamento é de competência da Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL). O atual modelo de gestão do espectro é muito inflexível, na medida em que é concedida a cada usuário uma licença, em sua maior ocorrência exclusiva, para operar em uma determinada faixa de frequência. Por conta disso, encontrar bandas economicamente atraentes e que ainda não estejam licenciadas para a implementação de novos serviços ou para a melhora dos já existentes é uma tarefa cada vez mais difícil.

Tendo que lidar com a escassez aparentemente irreversível desse recurso, diversas pesquisas têm sido desenvolvidas na busca da mitigação do problema. Medições mostram que a taxa de ocupação dos canais licenciados é muito baixa [1]. A Figura 1.1 mostra a porcentagem do tempo-espço em que certos canais estão sendo utilizados em seis diferentes regiões no estado norte-americano de *West Virginia*. É possível observar claramente a subutilização das faixas de frequências analisadas, sendo que, em algumas delas, a porcentagem de utilização tende a zero. Tirando proveito dessa subutilização do espectro eletromagnético, uma das linhas de pesquisas mais promissoras é a do uso de rádios cognitivos. O primeiro padrão mundial de uso de rádios cognitivos começou a ser desenvolvido em novembro de 1994, com a designação de IEEE 802.22 [4].

O rádio cognitivo é basicamente um dispositivo capaz de se adaptar a variações e estímulos do ambiente ao qual está imerso. Ele é capaz de sensoriar o espectro eletromagnético e determinar quais bandas estão sendo utilizadas pelos usuários licenciados, também chamados de usuários primários, e quais estão ociosas, definidas como espaços em branco (buracos no espectro eletromagnético). Uma vez detectadas frequências ociosas, o rádio cognitivo oportunamente aloca essa banda e transmite o seu sinal até que haja novamente a transmissão do usuário primário nesse canal. Quando isso acontece, o usuário secundário simplesmente salta para uma nova frequência ociosa. A Figura 1.2 ilustra esse cenário. Tudo isso é feito de maneira transparente para os usuários

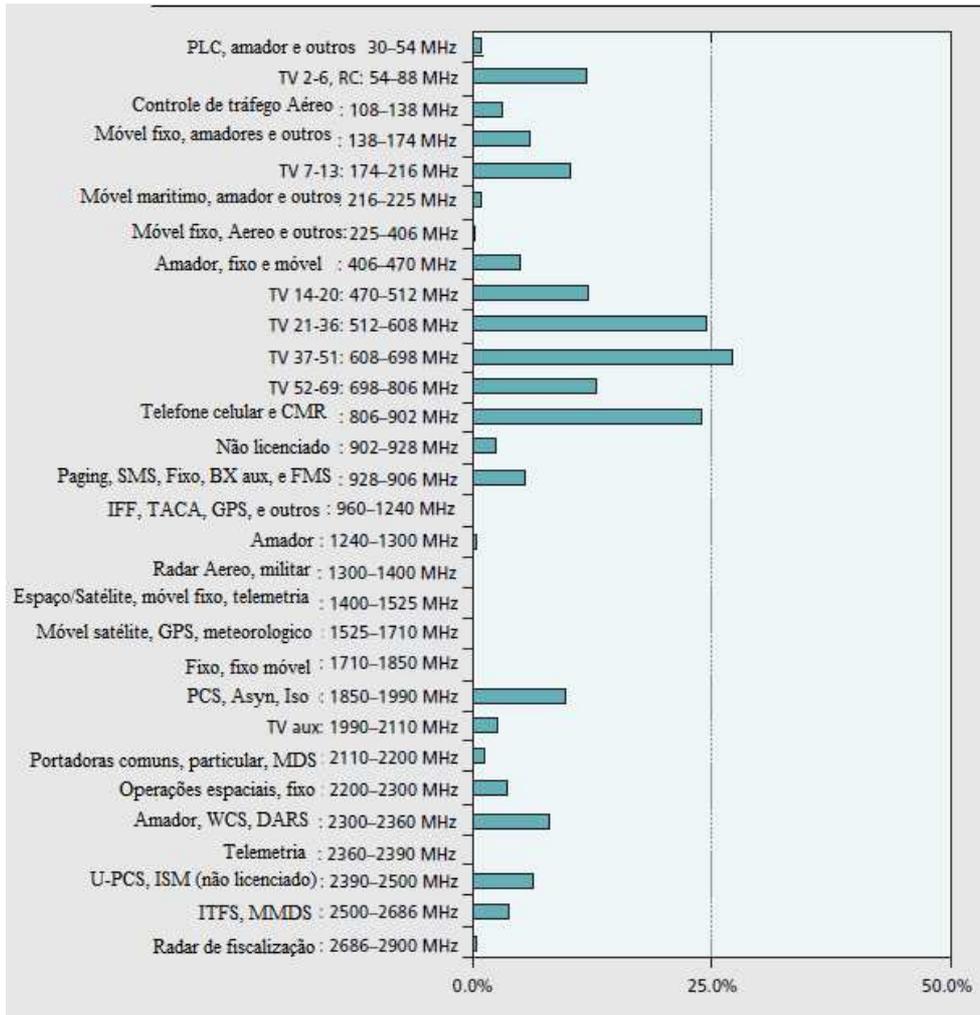


Figura 1.1: Medidas de uso do espectro [1].

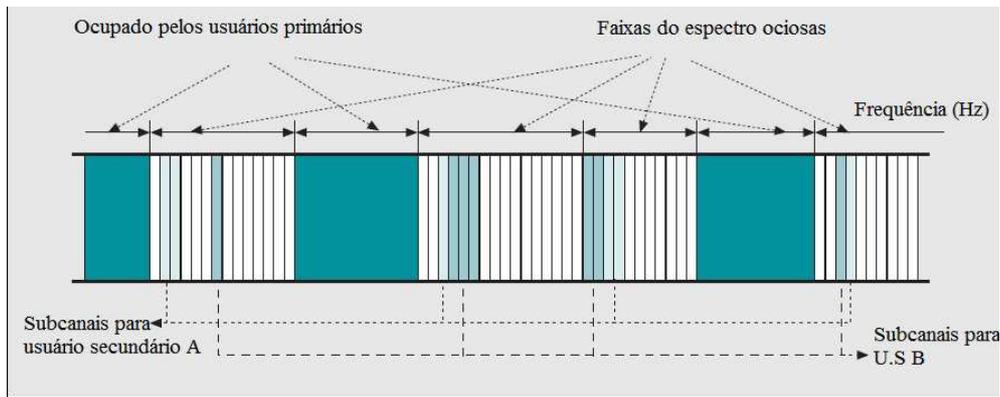


Figura 1.2: Estrutura de uma canal de decisão multi-espectral

primários com a garantia de proteger o sinal licenciado de possíveis interferências que os usuários secundários possam causar. O rádio cognitivo também é capaz de realizar uma transmissão de tal modo que os parâmetros sistêmicos sejam ajustados para não causar interferência alguma ao usuário licenciado.

A fim de se tornar uma tecnologia viável, o rádio cognitivo necessita superar alguns desafios, dentre eles:

- **A periodicidade do sensoriamento.** Dado que não é possível, para a mesma faixa de frequências, transmitir e sensoriar ao mesmo tempo, o sensoriamento tem que ser intercalado com a transmissão de dados. Do ponto de vista do regulador, é suficiente para o sistema secundário monitorar a banda e tomar uma decisão a cada T_p segundos. Contudo, do ponto de vista do sistema secundário, é desejável manter o tempo de sensoriamento bem abaixo de T_p para maximizar o tempo disponível para transmissão de dados. A escolha de um T_p adequado irá influenciar na qualidade de serviço (QoS, do inglês *Quality of Service*) do sistema e na degradação do sinal do primário quando este acessa o canal com o usuário secundário ainda ativo.
- **A Incerteza do canal.** Devido aos efeitos deletérios causados pelo desvanecimento no canal de rádio, um sinal com baixa energia não necessariamente indica que o sistema primário esteja localizado fora do alcance da interferência do usuário secundário, como ilustra a Figura 1.3. Tal sinal pode apenas estar sofrendo a ação de um efeito de desvanecimento muito severo. Logo, rádios cognitivos precisam ter maior sensibilidade para distinguir um sinal que está sofrendo um desvanecimento de um espaço em branco. Ainda, sob um desvanecimento severo, um único rádio cognitivo, dependendo apenas de um sensoriamento local, não conseguirá ter esse grande aumento de sensibilidade, tendo também a restrição de não poder ultrapassar o período de tempo T_p [1].
- **A incerteza do ruído.** Para saber o nível de sensibilidade para a detecção, é preciso saber o valor da potência do ruído térmico na entrada do rádio. Na prática, esse valor, N , tem que ser estimado pelo receptor. Erros de calibragem e variações na temperatura causam um erro de estimação, podendo ocasionar uma relação sinal-ruído (SNR, do inglês *Signal-to-noise*

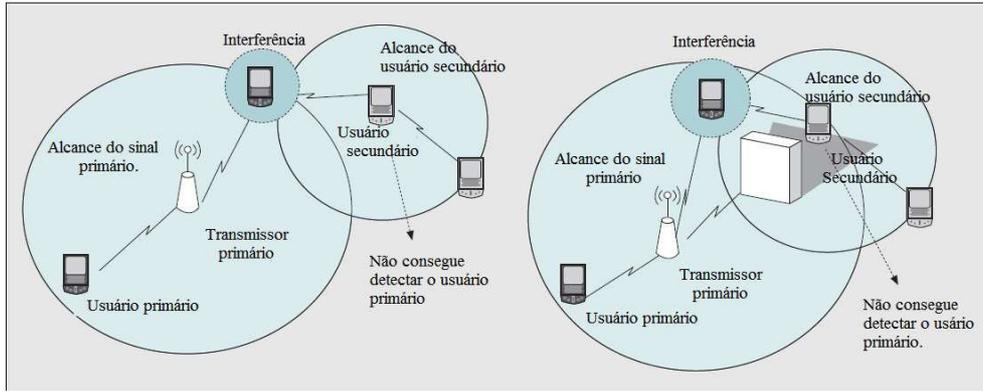


Figura 1.3: Interferência e sombreamento

ratio) abaixo de um limiar pré-estabelecido, fazendo o sinal primário se tornar indistinguível de um ruído.

- **A incerteza de uma interferência agregada.** Com a disseminação de sistemas secundários no futuro, haverá a possibilidade de múltiplos rádios cognitivos estarem operando na mesma banda licenciada. Como resultado, o sensoriamento espectral vai se tornar ainda mais complexo devido a essa interferência agregada. Haverá a necessidade de um canal de controle de uso comum e padronizado, com acesso negociado entre os usuários secundários [1]

Superados esses desafios, pode-se ainda vislumbrar dois esquemas de sensoriamento que poderão ser empregados: o primeiro é o esquema reativo que opera no conceito sob-demanda, em que um usuário cognitivo só irá iniciar o sensoriamento espectral se houver uma demanda para transmissão de dados. O segundo é o esquema pró-ativo que opera com a idéia de minimizar o atraso que ocorre quando um usuário cognitivo está procurando uma banda livre. Este esquema faz isso mantendo e atualizando uma lista de uma ou mais bandas licenciadas que estão disponíveis para o acesso oportunístico. O primeiro esquema possui um custo de operação menor, mas gera um atraso para iniciar a transmissão. Para aplicações sensíveis ao atraso, o esquema pró-ativo seria o mais adequado.

1.2 Definição do problema

Com o objetivo de prover um serviço confiável, o rádio cognitivo precisa fazer um sensoriamento realista do canal. A literatura ainda carece de estudos relacionados com modelos de canais generalizados de desvanecimento onde os modelos tradicionais não se encaixam bem. Dois modelos gerais de desvanecimento, chamados κ - μ e η - μ , foram propostos e descrevem variações de pequena escala do sinal em desvanecimento em um ambiente com visada direta (LOS, do inglês *Line-of-sight*) e sem visada direta (NLOS, do inglês *Non-line-of-sight*), respectivamente. A distribuição κ - μ inclui como casos especiais outras importantes distribuições como Rice (Nakagami-n) e Nakagami-m [5]. Logo, inclui também a *One-Sided Gaussian* e Rayleigh. Por sua vez a distribuição η - μ inclui Hoyt (Nakagami-q), e *One-Sided Gaussian*, a distribuição de Rayleigh e a distribuição de Nakagami-m

[5]. Essas distribuições aqui detalhadas permitem flexibilidades que as tornam mais adequadas a dados práticos obtidos em medições de campo em uma variedade de cenários, tanto para estatísticas de primeira ordem [5] como para estatísticas de ordem superior [6]. Este trabalho também investiga como o sensoriamento cooperativo irá contribuir com a detecção do sinal e o problema da sensibilidade individual reduzida de um rádio cognitivo, em relação ao SNR médio, dos usuários.

1.3 Objetivos do projeto

Neste projeto, assumindo cenários de desvanecimento κ - μ e η - μ , é investigado o desempenho do sensoriamento espectral sob canais generalizados em desvanecimento. Mais especificamente, curvas em relação às características de operação do receptor são obtidas a partir de diversos ambientes de desvanecimento modelados pelas distribuições κ - μ e η - μ . Melhores resultados para probabilidade de detecção são obtidos por meio da utilização de esquemas de sensoriamento cooperativo em canais de desvanecimento κ - μ e η - μ . Comparações também são feitas entre os modelos κ - μ , η - μ e Rayleigh nas técnicas de sensoriamento espectral. Assim, os objetivos e as contribuições da presente dissertação são:

- Descrever de um sistema de sensoriamento baseado em detecção de energia tendo em vista a distância entre o usuário primário e o rádio cognitivo;
- Modelar o sistema de sensoriamento de espectro sob canais em desvanecimento κ - μ e η - μ ;
- Obter fórmulas exatas para a probabilidade de detecção sob os canais em desvanecimento κ - μ e η - μ ;
- Obter e analisar curvas ROC para diversos parâmetros em cenários de desvanecimento κ - μ e η - μ ;
- Analisar a influência de um sensoriamento colaborativo na probabilidade de detecção;
- Analisar o desempenho de sistemas rádio cognitivo operando com sensoriamento de espectro em canais κ - μ e η - μ ;
- Analisar a influência dos parâmetros de desvanecimento nos sistemas de sensoriamento com e sem cooperação de usuários;
- Analisar a probabilidade de interferência dos rádios cognitivos na comunicação licenciada, usando-se o conceito de probabilidade de *outage*;
- Analisar a influência da diversidade na recepção para os esquemas de sensoriamento de espectro propostos;

1.4 Estrutura da Dissertação

A dissertação está estruturada da seguinte forma:

- **Capítulo 2** - Apresenta conceitualmente um rádio cognitivo, alguns de seus modelos de operação, funcionalidades e os esquemas de detecção que podem ser utilizados para o sensoriamento de espectro;
- **Capítulo 3** - Descreve os canais de desvanecimento κ - μ e η - μ , que são abordados no desenvolvimento deste projeto;
- **Capítulo 4** - Apresenta a análise de performance da detecção de energia sob um canal generalizado de desvanecimento, modelado pelas distribuições κ - μ e η - μ , levando-se em consideração a distância entre os terminais. Características de operação do receptor sob diferentes cenários de desvanecimento são obtidas para diferentes distâncias. Analisa-se também a probabilidade de interferência dos rádios cognitivos na comunicação licenciada, tendo como base o conceito da probabilidade de *outage*;
- **Capítulo 5** - Analisa as características de detecção de energia sob o canal generalizado em desvanecimento κ - μ para uma rede de rádios cognitivos baseada no esquema de retransmissão proposto. Estas características sob diferentes cenários de desvanecimento são analisadas observando-se o impacto dos parâmetros κ e μ e o impacto dos esquemas de diversidade;
- **Capítulo 6** - Apresenta um cenário cooperativo entre os rádios cognitivos para os dois esquemas de sensoriamento de espectro apresentados anteriormente e analisa o desempenho de cada um diante de diversos cenários de desvanecimento generalizado.;
- **Capítulo 7** - Considerações finais e trabalhos futuros;

Capítulo 2

Rádio Cognitivo

2.1 A Tecnologia de um Rádio Cognitivo

Formalmente, um rádio cognitivo é definido como um rádio capaz de mudar seus parâmetros, baseado em uma interação com o ambiente. Diante disso, ele precisa ter, necessariamente, duas características básicas de funcionamento: capacidade cognitiva e reconfiguração. Com interações em tempo real com o ambiente do rádio, as porções de espectro que não estão sendo usadas em um tempo ou local específico podem ser identificadas. Desse modo, um rádio cognitivo habilita o uso de um espectro temporariamente não usado. Conseqüentemente, a porção do espectro pode ser selecionada, compartilhada com outros usuários, e explorada sem interferir no usuário licenciado. O rádio cognitivo pode ser programado para receber e transmitir numa variedade de frequências, e usar diferentes tecnologias suportadas pelo seu *hardware*. Através dessa capacidade, a porção de espectro de banda e os parâmetros de operação podem ser selecionados e reconfigurados.

Por conta dessas características, o rádio cognitivo precisa de um *hardware* completamente novo e sofisticado, atendendo a todos esses requisitos de funcionamento. De acordo com [2], o maior desafio no desenvolvimento de um transceptor para esse tipo de tecnologia é justamente criar um *front-end* de radiofrequência que seja capaz de detectar dinamicamente um sinal fraco em uma porção ampla do espectro. Para isso, precisa-se, por exemplo, de antenas de banda larga, amplificadores de potência e filtros adaptativos.

Considerado o futuro das comunicações sem fio, o uso de rádios cognitivos já vem sendo considerado por agências reguladoras por todo o mundo, como por exemplo, nos Estados Unidos, a Comissão Federal de Comunicações (FCC, do inglês *Federal Communications Commission*) e, no Reino Unido, a Ofcom (*Office of Communications*). Todo o processo de padronização dessa tecnologia tem sido feito por parte das organizações internacionais, como por exemplo a ITU-R (*International Telecommunications Union-Radio Sector*). O IEEE (do inglês, *Institute of Electrical and Electronics Engineers*) já possui dois padrões nessa área: o SCC41 e o IEEE 802.22.

2.2 A Arquitetura de uma Rede

A estrutura da rede é dividida em dois grupos distintos: rede primária e rede cognitiva. A rede primária (ou rede licenciada) é formada, essencialmente, por usuários que detêm a licença de comunicação na mesma porção do espectro. A rede cognitiva (também pode ser chamada de rede de acesso espectral dinâmico ou rede secundária) é formada por usuários que não detêm essa licença. Esses dois tipos de redes presentes podem ou não ser infraestruturadas, ou seja, possuir em sua arquitetura estações-base que controlam o funcionamento da rede.

Redes de rádios cognitivos impõem desafios únicos devido à sua coexistência com as redes primárias, bem como diversos requisitos de QoS. Assim, novas funções de gerenciamento de espectro são necessárias para essas redes, tendo os seguintes desafios críticos:

- **Evitar interferência.** Redes de rádios cognitivos devem evitar interferências nas redes primárias.
- **Consciência de QoS.** Para decidir sobre uma banda de espectro apropriada, as redes devem dar suporte às comunicações levando-se em considerações os parâmetros de QoS, havendo um ambiente espectral dinâmico e heterogêneo.
- **Comunicação fidedigna.** Devem fornecer comunicação segura, independentemente do surgimento de usuários primários.

Para essas novas funções de gerenciamento, propõem-se diferentes funcionalidades necessárias para a gestão do espectro, consistindo de quatro etapas principais:

- Sensoriamento espectral;
- Decisão espectral;
- Compartilhamento espectral;
- Mobilidade espectral.

Um quadro ilustrativo de como ocorre o gerenciamento espectral em uma comunicação com redes de rádios cognitivos é mostrado na Figura 2.1.

- a. Decisão espectral** Apesar de ser uma área ainda pouco estudada pela literatura, a decisão espectral é um tópico bastante importante na questão de rádios cognitivos. Ela consiste na tomada de decisão sobre qual a melhor banda espectral dentre as disponíveis, de acordo com os requisitos de QoS das aplicações em curso.

A decisão espectral consiste de dois passos principais. Primeiramente, cada uma das bandas espectrais é caracterizada de acordo com as informações estatísticas da rede primária, como por exemplo, interferência, perda por percurso, taxa de erros e atraso da camada de enlace. Após isso, com base nessas informações, a melhor banda é escolhida para uso.

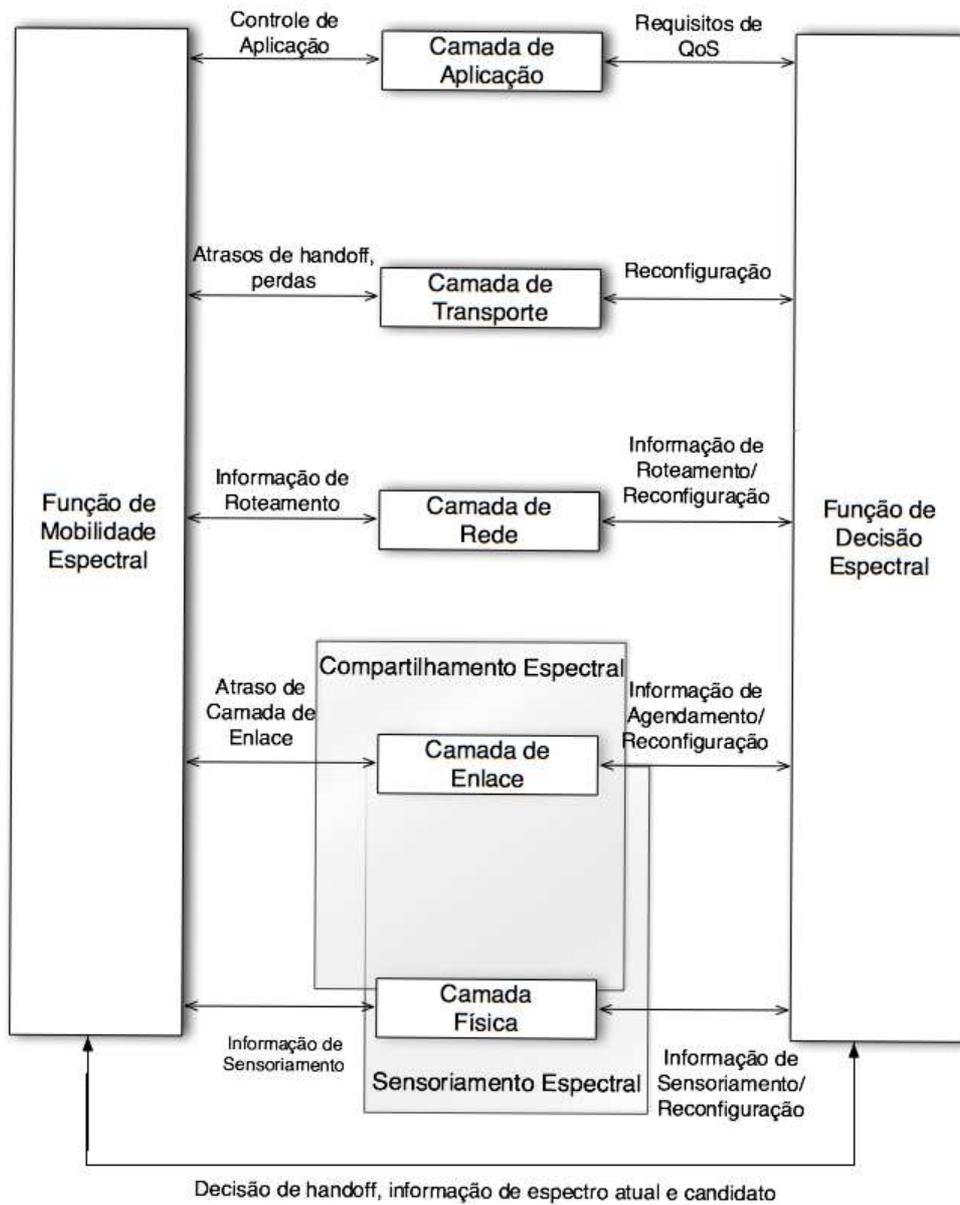


Figura 2.1: Quadro de gerenciamento de espectro para uma rede de rádios cognitivos. Adaptada de [2].

- b. Compartilhamento espectral** O compartilhamento espectral é responsável pela coordenação das tentativas de transmissão dos rádios cognitivos, o que inclui muitas funcionalidades dos protocolos da camada MAC. Além disso, tem a função de coordenar também a coexistência dos usuários secundários com os usuários primários e a ampla extensão do espectro disponível. O compartilhamento é dividido em quatro grandes áreas de estudo:
- o tipo de arquitetura que é usado (centralizada ou distribuída);
 - o comportamento em relação ao acesso ao espectro (cooperativo ou não);
 - o tipo de tecnologia de acesso ao espectro usada (overlay ou underlay);
 - a técnica de compartilhamento considerada (inter-rede ou intra-rede).
- c. Mobilidade espectral** Uma vez escolhida a banda de frequência a ser usada, os usuários secundários podem ter de trocá-la, caso o usuário primário reinicie sua atividade de transmissão. Esse mecanismo de troca de bandas é tratado pela mobilidade espectral. Essa mudança é considerada um novo tipo de *handoff* que um dispositivo móvel pode sofrer, o chamado *spectrum handoff*. Assim como ocorre com o *handoff* mais comum, encontrado em redes celulares, o *spectrum handoff* tem se ser transparente para as camadas superiores.
- d. Sensoriamento Espectral** O sensoriamento espectral consiste na observação do ambiente de radiofrequência, de tal forma que se identifique as oportunidades para a comunicação. Por conta disso, o rádio cognitivo é projetado para estar ciente e sensível às mudanças ao seu redor. Isso faz com que o mecanismo de sensoriamento espectral seja de extrema importância para a realização das redes de rádio cognitivo. Em nosso estudo, focaremos nossa análise no sensoriamento espectral e em aspectos característicos dessa funcionalidade requerida pelos rádios cognitivos.

2.3 Modelos de Operação das Redes de Rádios Cognitivos

Basicamente, há dois tipos de modelos de operação propostos para as redes de rádios cognitivos. Eles são classificados em modelos de *overlay*, ou modelos de interferência conhecida, e modelos de *underlay*, ou modelos de evasão de interferência.

- a. Modelo de *Overlay*** Neste modelo, parte-se da premissa que o usuário secundário tem um conhecimento prévio das transmissões do usuário primário, ou seja, a mensagem do usuário primário é conhecida não-casualmente pelo usuário secundário. Com base nessa informação, o usuário secundário pode usar duas estratégias.

A primeira estratégia, chamada de acesso egoísta, seria a de usar toda a sua potência disponível para enviar sua própria mensagem ao receptor secundário. Nesse caso, a interferência com o primário é evitada usando técnicas de codificação específicas. Contudo, essa técnica burla um dos mandamentos do uso de rádios cognitivos, que é a da proteção à transmissão do usuário primário. A Figura 2.2 ilustra essa estratégia.

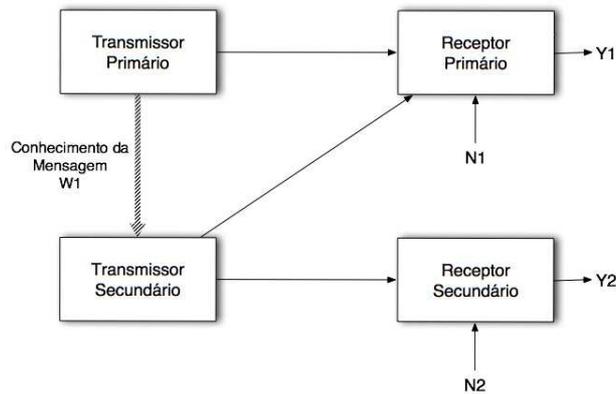


Figura 2.2: Modelo de *overlay* no acesso egoísta. Adaptada de [3].

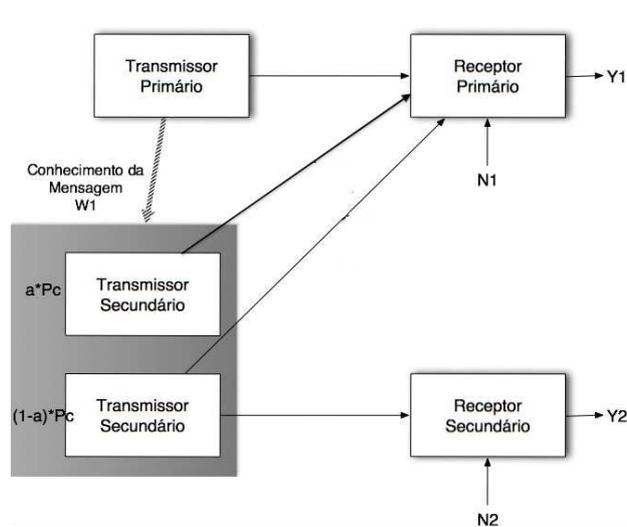


Figura 2.3: Modelo de *overlay* no acesso generoso. Adaptada de [3].

A segunda estratégia, chamada de acesso generoso, seria a de o usuário secundário usar parte de sua potência para retransmitir a mensagem do usuário primário, aumentando assim a SNR da mensagem primária. O restante da potência é usado para a transmissão da sua mensagem secundária. A Figura 2.3 ilustra essa estratégia.

O modelo de *Overlay* tem a desvantagem da necessidade de se ter o conhecimento prévio da interferência, o que é impossível somente quando os nós não estão próximos uns dos outros ou não compartilham o mesmo *book-code*. Por conta disso, poucos estudos são encontrados acerca desse tipo de modelo proposto.

- b. Modelo de *Underlay*** Nesse modelo, o usuário secundário só transmite através de segmentos do espectro que não estão ocupados pelos usuários primários. Uma transmissão só é efetuada se o transmissor secundário e o receptor secundário não detectam uso do canal licenciado por parte dos usuários primários. Como o raio de sensoriamento do transmissor e receptor não é o mesmo, tanto o transmissor quanto o receptor têm de realizar o sensoriamento do canal.

A seleção de qual banda será usada no momento da transmissão é ditada pelo tipo de trans-

missor e receptor secundários: se são banda-estreita ou banda-larga. Caso sejam banda-estreita, a banda usada pode ser pré-determinada (saltos em frequência - *frequency hopping*) ou determinada dinamicamente (rastreamento de frequência - *frequency tracking*). No saltos em frequência, o transmissor secundário e o receptor secundário saltam entre várias frequências com base em uma sequência pré-determinada. No rastreamento de frequências, o transmissor secundário escolhe uma das frequências livres, tendo como base alguma estratégia. O receptor secundário, baseando-se em sinais anteriores recebidos, escolhe o melhor canal para escutar a transmissão. Caso sejam banda-larga, ambos podem sensoriar a atividade espectral e se comunicarem por meio de palavras código, abrangendo múltiplas faixas de frequências, que assume-se estarem inativas [3].

2.4 Sensoriamento de espectro

2.4.1 Esquemas de detecção

O rádio cognitivo deverá ser capaz de distinguir entre bandas de frequência ociosas e as que estão sendo utilizadas. Logo, tal dispositivo possuirá a capacidade de determinar se o sinal de um usuário primário está presente em uma faixa do espectro. A abordagem é baseada na detecção de um sinal fraco do usuário primário obtido por meio de uma observação local pelos usuários secundários. Duas hipóteses básicas para esse modelo de detecção podem ser definidas da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} H_0 : y(t) &= n(t), \\ H_1 : y(t) &= hx(t) + n(t), \end{aligned} \tag{2.1}$$

em que $y(t)$ é o sinal recebido pelo usuário secundário, $x(t)$ é o sinal transmitido pelo usuário primário, $n(t)$ é o ruído branco gaussiano aditivo (AWGN) e h é o ganho da amplitude do canal. H_0 é a hipótese nula, significando que não há um sinal em uma faixa de frequência específica. Por outro lado, H_1 é a hipótese alternativa que indica que há algum sinal naquela frequência.

Três esquemas são geralmente usados para a detecção do sinal primário de acordo com as hipóteses propostas. Nas seções seguintes serão definidos os esquemas de detecção usando filtro casado, detecção de energia e método clicoestacionário de detecção.

2.4.1.1 Filtro casado

Quando o sinal do usuário primário é conhecida pelo usuário secundário, em um ambiente com ruído gaussiano estacionário, o detector ótimo é o filtro casado. Este filtro maximiza o SNR recebido e minimiza a probabilidade de erro. Apesar da principal vantagem desse esquema ser o tempo necessário para processar a informação, ele requer um conhecimento prévio do sinal do usuário primário como o tipo de modulação e o formato do pulso. Logo, se essas informações não forem fidedignas, o filtro casado terá um desempenho não satisfatório. Entretanto, como a maioria dos sistemas de redes sem fio possuem sinal piloto, preâmbulos, palavras de sincronização

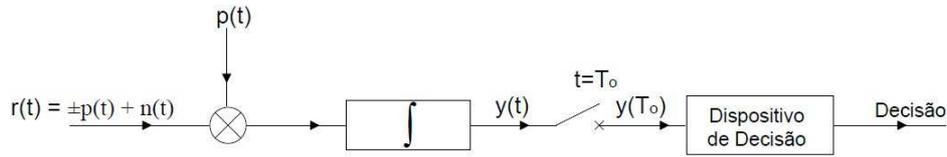


Figura 2.4: Diagrama de blocos de um detector ótimo usando filtro casado

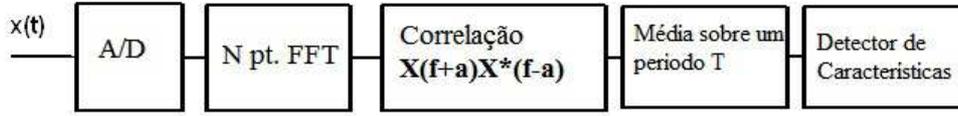


Figura 2.5: Diagrama de blocos de um detector de propriedades cicloestacionárias

ou códigos de espalhamento, esse tipo de detecção pode ser usado para detecções coerentes. A Figura 2.4 mostra um diagrama de bloco de um detector usando filtro casado. Nela, $r(t)$ é o sinal recebido pelo usuário secundário, sendo este a soma do sinal transmitido pelo usuário primário, $p(t)$, com o ruído, $n(t)$. A saída do integrador, no instante T_0 , é então

$$y(T_0) = \int_0^{T_0} r(x)p(x) dx. \quad (2.2)$$

Com base no resultado $y(T_0)$, decide-se pela presença ou não do sinal no canal sensoriado.

2.4.1.2 Detecção de propriedades cicloestacionárias

Sinais modulados são, em geral, associados a portadoras senoidais, trens de pulsos, sequências de salto ou prefixos cíclicos, o que resulta em uma periodicidade embutida nesses sinais. Esses sinais modulados são caracterizados como cicloestacionários, dado que tanto as suas médias como as suas autocorrelações exibem periodicidade. Essas características são detectadas por meio da análise da função de correlação espectral. A Equação $X(t) = \sum_n a(nT_0)p(t - nT_0)$ mostra um sinal modulado em forma de pulso em banda base, com T_0 representando o período do símbolo. Este período T_0 é um exemplo de periodicidade embutida que pode ser detectado nesse esquema. A Figura 2.5 mostra um diagrama de bloco de um detector de propriedades cicloestacionárias.

A principal vantagem da função de correlação espectral é que ela diferencia a energia do ruído da energia do sinal modulado, que resulta do fato que o ruído é um sinal estacionário no sentido amplo e que não possui correlação, enquanto que sinais modulados são cicloestacionários com correlação espectral devida à redundância embutida em um sinal periódico. Logo, o detector de propriedades cicloestacionárias possui um desempenho superior ao detector de energia, ao passo que ele consegue distinguir com clareza o ruído, dada a sua robustez perante a incerteza de uma potência de ruído. Porém, esse esquema é computacionalmente complexo e requer um período de tempo significativamente mais longo, superando possivelmente então o limite do T_p aceitável.

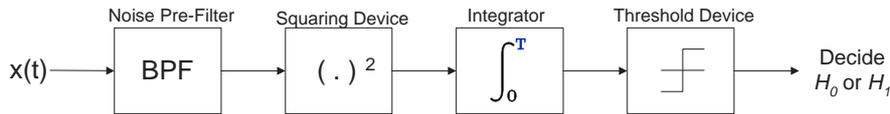


Figura 2.6: Diagrama de blocos de um detector de energia

2.4.1.3 Detector de energia

Quando o sinal tem uma forma desconhecida para um usuário secundário, é apropriado considerar o sinal como uma função amostral de um processo aleatório. Consideramos aqui que pouco se sabe sobre o sinal e sua forma, e não queremos fazer suposições sobre eles. Porém, o sinal é considerado determinístico, apesar de não o conhecermos em detalhe. A região espectral ao qual está confinado é, entretanto, conhecida. O ruído é Gaussiano, aditivo e com média zero. Essa suposição do sinal ser determinístico quer dizer que a entrada do sinal presente é Gaussiana, mas com a média diferente de zero. Sendo assim, torna-se apropriado o uso de detectores de energia para determinar a presença de um sinal.

O detector de energia irá medir a energia do sinal recebido da seguinte maneira. O sinal na saída do filtro passa-faixa, BPF, com largura de banda W é elevado ao quadrado e integrado sobre um intervalo de observação T . Então, a saída do integrador, Y , é comparada com um limiar de detecção, λ , para decidir se o sinal de um usuário licenciado se encontra presente ou não. A Figura 2.6 ilustra esse processo. Assume-se aqui que o ruído tem densidade espectral de potência (PDS) em uma banda limitada. Por meio de amostragens, a energia em uma amostra de tempo finito do ruído pode ser aproximada pela soma dos quadrados de variáveis aleatórias estatisticamente independentes com média zero e variâncias iguais. Este é o esquema adotado no trabalho.

Nesse trabalho será usado o esquema de detecção de energia, embora reconheçamos que esse esquema não é o que possui o melhor desempenho em relação à probabilidade de erro. Porém, dentro das exigências propostas aqui no trabalho, é a que melhor se adequa em questões de custo e simplicidade de implementação.

2.5 Sumário

O acesso ao espectro de forma oportunista está sendo previsto para amenizar o problema da escassez de espectro, permitindo que os usuários secundários possam, dinamicamente, utilizar espaços em branco do espectro licenciado. Esse acesso deve ser realizado de forma que cause a menor interferência possível. Redes formadas por rádios cognitivos estão sendo desenvolvidas para realizar esse tipo de funcionalidade. Infelizmente, essas redes ainda não oferecem um baixo custo de implementação, devido à sua capacidade de identificar espaços em branco de forma autônoma e reagir às variações na utilização do espectro e no ambiente de operação. Alguns modelos propostos para essa tecnologia foram mostrados ao longo desse capítulo.

Para que essas novas funções de gerenciamento espectral tenham sucesso, quatro diferentes funcionalidades necessárias são propostas: decisão espectral, compartilhamento espectral, mobili-

dade espectral e sensoriamento espectral. Dentro de nosso estudo, nosso foco está nas questões presentes ao sensoriamento espectral.

Foram apresentados os 3 principais tipos de esquemas detecção que podem ser implementados em um sistema de rádio cognitivo. As características, vantagens e desvantagens de cada um foram apresentadas.

Capítulo 3

Canais de desvanecimento κ - μ e η - μ

Os fenômenos de desvanecimento, devido à aleatoriedade do canal de propagação sem fio, têm impacto significativo na qualidade e na confiabilidade do projeto de um sistema de comunicações. Por isso as variações da envoltória e da fase do sinal precisam ser muito bem caracterizadas a fim de termos uma análise precisa de uma comunicação sem fio de uma maneira bastante precisa.

As distribuições da envoltória e da fase são úteis ao estudo de uma variedade de assuntos em sistemas de comunicações, tal qual a modelagem de detecção de sinal. Em algumas situações, as distribuições conjuntas da envoltória e da fase podem ser usadas, por exemplo, para facilitar a determinação de estatísticas de segunda ordem em cenários de diversidades multirramos [7].

As duas distribuições probabilísticas mostradas nesse estudo, κ - μ e η - μ , apresentam uma função densidade de probabilidade conjunta da envoltória e da fase. A primeira mostrada, a distribuição κ - μ , é caracterizada em cenários com linha de visada, enquanto a segunda, a distribuição η - μ , é caracterizada em cenários sem linha de visada.

3.1 A distribuição κ - μ

A distribuição κ - μ é uma distribuição generalizada de desvanecimento que leva em consideração as variações em pequena escala de sinais em condição de linha de visada. Esse modelo considera o sinal como uma composição de *clusters* de multi-percurso, propagando-se em um ambiente não-homogêneo. Em cada um desses *clusters*, as fases das ondas espalhadas são aleatórias e têm atrasos temporais similares, com a propagação desses atrasos temporais nos diferentes *clusters* sendo relativamente extensa [5].

O modelo é baseado em dois parâmetros: κ e μ . O parâmetro κ ($\kappa > 0$) é a razão entre a potência total das componentes dominantes e a potência total das componentes espalhadas. O parâmetro μ ($\mu > 0$) está relacionado ao número de *clusters* de multipercurso.

Para um sinal desvanecido com envoltória R , sendo $\hat{r} = \sqrt{E(R^2)}$ o valor rms de R , a função densidade de probabilidade (PDF, do inglês *Probability Density Function*) da envoltória é escrita como

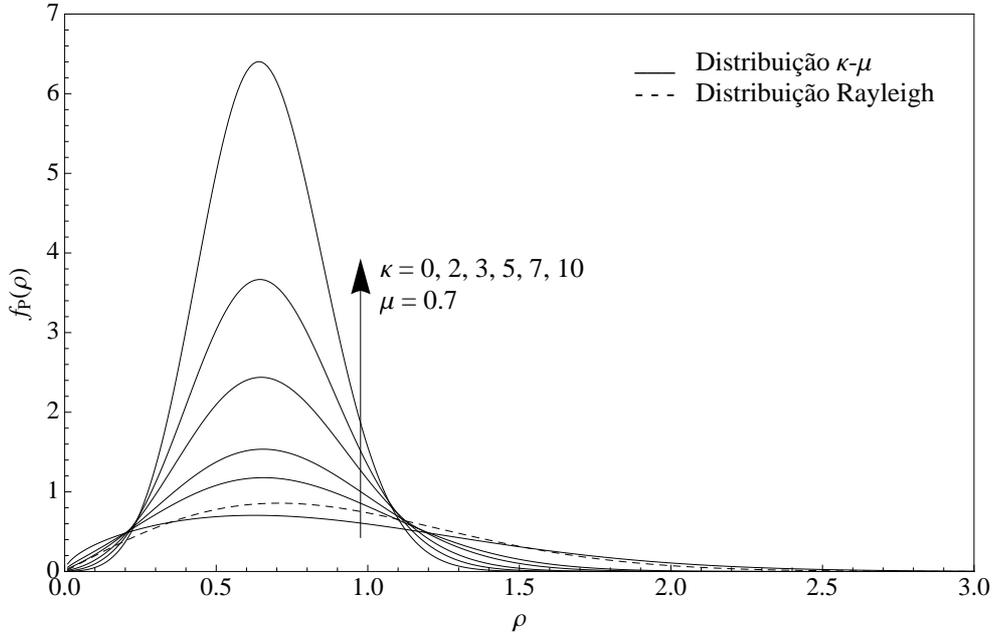


Figura 3.1: Função densidade de probabilidade κ - μ com μ fixo ($\rho = \frac{r}{\hat{r}}$).

$$f_R(r) = \frac{2\mu(1+\kappa)^{\frac{\mu+1}{2}}}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} \exp(\mu\kappa)} \frac{1}{\hat{r}} \left(\frac{r}{\hat{r}}\right)^\mu \exp\left[\mu(1+\kappa)\left(\frac{r}{\hat{r}}\right)^2\right] I_{\mu-1}\left[2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\frac{r}{\hat{r}}\right] \quad (3.1)$$

em que $I_\nu(\cdot)$ é a função de Bessel modificada de primeiro tipo e ordem ν . As Figuras 3.1 e 3.2 mostram essa função para diferentes valores de κ e μ .

Tendo a densidade de probabilidade da envoltória do sinal, podemos, encontrar a densidade de probabilidade da razão sinal-ruído (SNR) do sinal. Para isso, basta apenas usar a identidade

$$f_\Gamma(\gamma) = f_R(r) \frac{\partial r}{\partial \gamma} \quad (3.2)$$

em que γ representa a razão sinal-ruído instantânea. A densidade de probabilidade da razão sinal-ruído é então

$$f_\Gamma(\gamma) = \frac{\mu(1+\kappa)^{\frac{\mu+1}{2}}}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} \exp(\mu\kappa) \sqrt{\gamma\bar{\gamma}}} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)^{\frac{\mu}{2}} \exp\left[\mu(1+\kappa)\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right] I_{\mu-1}\left[2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right], \quad (3.3)$$

em que $\bar{\gamma}$ é a razão sinal-ruído média.

A função geradora de momento (MGF, do inglês *Moment Generating Function*) da SNR, definida como $MGF(s) = \int_0^\infty \exp[-s\gamma] f_\Gamma(\gamma) d\gamma$,

$$MGF(s) = \left(\frac{(1+\kappa)\mu}{(1+\kappa)\mu + s\bar{\gamma}}\right)^\mu \exp\left[\frac{\kappa(1+\kappa)\mu^2}{(1+\kappa)\mu + s\bar{\gamma}} - \kappa\mu\right] \quad (3.4)$$

A função densidade cumulativa (CDF, do inglês *Cumulative Density Function*) da SNR, definida como $F_\Gamma(\gamma) = \int_{-\infty}^\gamma f_\Gamma(x) dx$, é escrita como

$$F_\Gamma(\gamma) = 1 - Q_\mu\left(\sqrt{2\kappa\mu}, \sqrt{2(1+\kappa)\mu\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}\right), \quad (3.5)$$

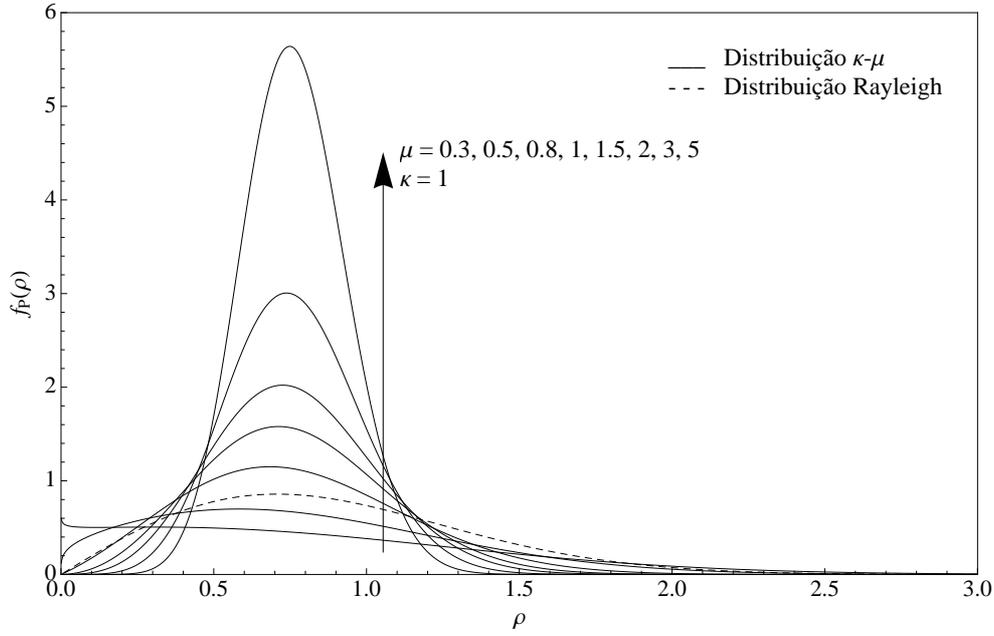


Figura 3.2: Função densidade de probabilidade κ - μ com κ fixo ($\rho = \frac{r}{r}$).

Tabela 3.1: Quadro resumo dos valores de κ e μ usados para a obtenção de outras distribuições.

Distribuição	κ	μ
Rayleigh	$\kappa \rightarrow 0$	$\mu = 1$
Rice	$\kappa = k_{Rice}$	$\mu = 1$
Nakagami-m	$\kappa \rightarrow 0$	$\mu = m$

em que $Q_u(\cdot, \cdot)$ é a função Marcum-Q [8] definida por

$$Q_u(a, b) = \exp\left(-\frac{a^2}{2}\right) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \left(\frac{a^2}{2}\right)^n \frac{\Gamma\left[n + u, \frac{b^2}{2}\right]}{\Gamma[n + u]}, \quad (3.6)$$

em que $\Gamma[\cdot]$ é a função Gamma completa e $\Gamma[\cdot, \cdot]$ é a função Gamma incompleta.

A distribuição κ - μ inclui outras distribuições de desvanecimento conhecidas como Rice, Nakagami-m e Rayleigh. A distribuição de Rice pode ser obtida por meio da distribuição $\kappa - \mu$ quando o parâmetro $\mu = 1$. Nesse caso, o parâmetro κ coincide com o parâmetro k da distribuição de Rice. Quando $k \rightarrow 0$, temos a representação da distribuição de Nakagami-m. Para obter a função densidade de probabilidade da SNR de Rayleigh, basta fazer com que $k \rightarrow 0$ e $\mu = 1$. A Tabela 3.1 resume os meios de obtenção das distribuições aqui citadas.

A distribuição de Nakagami-m considera um sinal desvanecido como sendo composto por *clusters* de ondas de multi-percurso com nenhuma componente dominante dentro de cada um desses *clusters*. Ela pode ser obtida quando $\kappa \rightarrow 0$, sendo o parâmetro μ equivalente ao parâmetro m da distribuição de Nakagami-m.

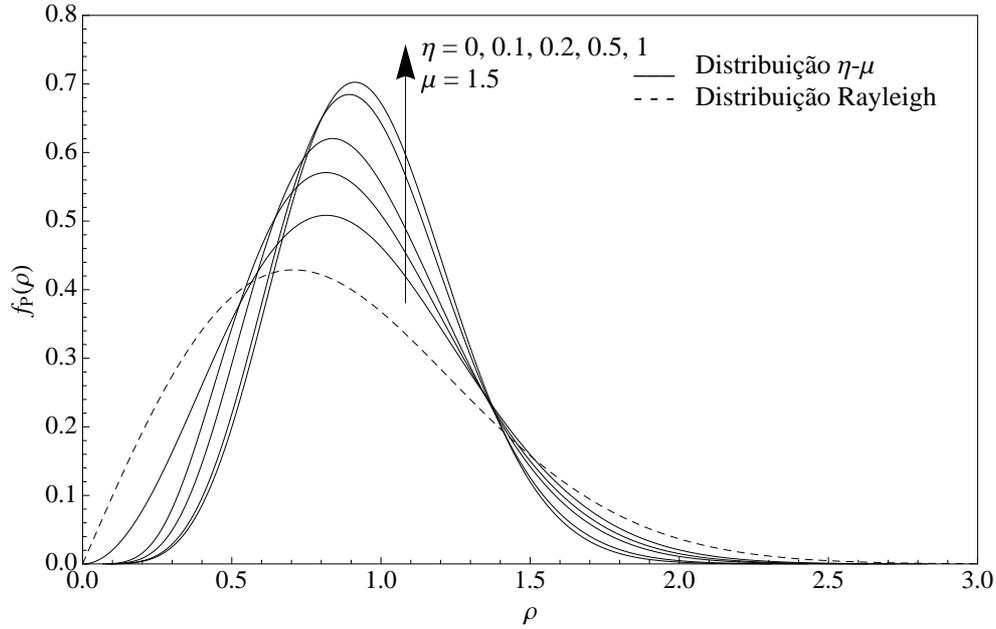


Figura 3.3: Função densidade de probabilidade da η - μ com o μ fixo ($\rho = \frac{r}{\hat{r}}$).

3.2 A Distribuição η - μ

A distribuição η - μ leva em consideração as variações em pequena-escala do sinal em uma condição sem linha-de-visada. Há dois formatos de representação do parâmetro η . No primeiro formato, chamado de formato 1, o sinal é considerado composto de *clusters* de ondas de multi-percurso propagando em um ambiente não-homogêneo. Dentro de cada um desses *clusters*, as fases das ondas espalhadas são aleatórias. As componentes em fase e em quadratura dentro de cada *cluster* são consideradas independentes umas das outras e possuem diferentes potências. O parâmetro η , $0 < \eta < \infty$, representa a razão entre as componentes em fase e em quadratura de cada um desses *clusters* de multi-percurso. Para simplicidade na apresentação da fórmula desse modelo, definiremos $h = \frac{2+\eta^{-1}+\eta}{4}$ e $H = \frac{\eta^{-1}-\eta}{4}$. No segundo formato, chamado de formato 2, o sinal é considerado composto da mesma maneira que no formato 1. Contudo, a diferença está no fato de que agora consideramos que as componentes em fase e em quadratura dentro de cada *cluster* têm a mesma potência e são correlacionadas umas com as outras. O parâmetro η , $-1 < \eta < 1$, é o coeficiente de correlação entre as componentes em fase e em quadratura. Nesse caso, $h = \frac{1}{1-\eta^2}$ e $H = \frac{\eta}{1-\eta^2}$.

Para um sinal desvanecido com envoltória R , a função densidade de probabilidade da envoltória é escrita como

$$f_R(r) = \frac{4\sqrt{\pi}\mu^{\mu+\frac{1}{2}}h^\mu}{\Gamma(\mu)H^{\mu-\frac{1}{2}}}\frac{1}{\hat{r}}\left(\frac{r}{\hat{r}}\right)^{2\mu}\exp\left[-2\mu h\left(\frac{r}{\hat{r}}\right)^2\right]I_{\mu-\frac{1}{2}}\left[2\mu H\left(\frac{r}{\hat{r}}\right)^2\right]. \quad (3.7)$$

As Figuras 3.3 e 3.4 mostram essa função para diferentes valores de η e μ .

Tendo a distribuição de probabilidade da envoltória do sinal, podemos encontrar a distribuição

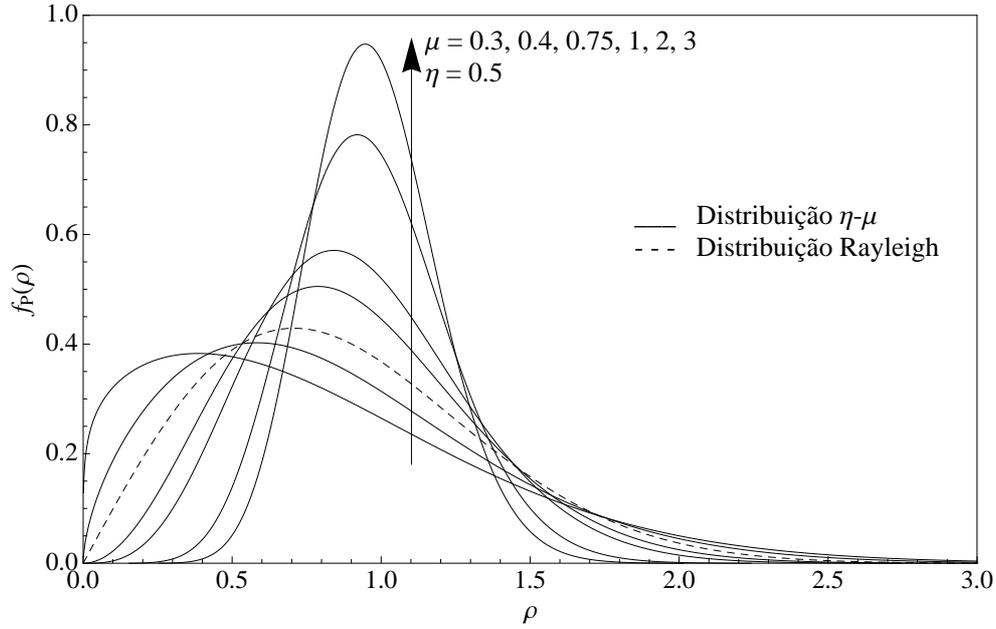


Figura 3.4: Função densidade de probabilidade da η - μ com o η fixo ($\rho = \frac{r}{\tau}$)

de probabilidade da razão sinal-ruído do sinal utilizando novamente a equação (3.2).

A função densidade de probabilidade da razão sinal-ruído é obtida então como

$$f_{\Gamma}(\gamma) = \frac{2\sqrt{\pi}\mu^{\mu+\frac{1}{2}}h^{\mu}}{\Gamma(\mu)H^{\mu-\frac{1}{2}}}\frac{\gamma^{\mu-\frac{1}{2}}}{\bar{\gamma}^{\mu+\frac{1}{2}}}\exp\left(-2\mu h\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)I_{\mu-\frac{1}{2}}\left(2\mu H\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \quad (3.8)$$

A função geradora de momento da SNR, definida como $MGF(s) = \int_0^{\infty} \exp[-s\gamma] f_{\Gamma}(\gamma) d\gamma$, é escrita como

$$MGF(s) = \left(\frac{\mu(1+\kappa)}{\mu(1+\kappa)+s\bar{\gamma}}\right)^{\mu} \exp\left[\frac{\mu^2\kappa(1+\kappa)}{\mu(1+\kappa)+s\bar{\gamma}} - \kappa\mu\right] \quad (3.9)$$

Esse modelo também contempla modelos de desvanecimentos mais clássicos, como Nakagami- m , Hoyt, Rayleigh. A distribuição Nakagami- m pode ser obtida da distribuição η - μ para $\mu=m$ e $\eta \rightarrow 0$ ou $\eta \rightarrow \infty$, no Formato 1, ou $\eta \rightarrow \pm 1$, no Formato 2. A distribuição de Hoyt pode ser obtida para $\mu = 0.5$. O parâmetro b de Hoyt é dado por $b = -\frac{1-\eta}{1+\eta}$, no Formato 1, ou por $b = -\eta$, no Formato 2. Quando $\eta = 1$, no Formato 1, ou $\eta = 0$, no Formato 2, obtemos a distribuição de Rayleigh. No próximo capítulo estaremos sempre nos referindo ao Formato 1 da distribuição η - μ . A Tabela 3.2 traz um resumo dos valores, para os parâmetros η e μ , para se obter as distribuições de Nakagami- m , Hoyt e de Rayleigh.

3.3 Conclusão

Neste capítulo, procuramos apresentar os aspectos referentes às PDFs das distribuições κ - μ e η - μ . Distribuições mais conhecidas na literatura, como Rayleigh, Rice e Nakagami- m , são tratadas como casos especiais das distribuições κ - μ e η - μ . Essas funções apresentadas serão bastante úteis

Tabela 3.2: Quadro resumo dos valores de η e μ usados para a obtenção de outras distribuições.

Distribuição	η	μ
Rayleigh	Formato 1: $\eta = 1$ Formato 2: $\eta = 0$	$\mu = 0.5$
Hoyt	Formato 1: $b = \frac{\eta-1}{\eta+1}$ Formato 2: $b = -\eta$	$\mu = 0.5$
Nakagami-m	Formato 1: $\eta \rightarrow 0$ ou $\eta \rightarrow \infty$ Formato 2: $\eta = \pm 1$	$\mu = m$

nas análises seguintes, onde serão apresentadas características de detecção em um sensoriamento espectral baseado em um esquema de detecção de energia.

Capítulo 4

Sensoriamento de Espectro Sob Influência da Localização de Rádios Cognitivos

4.1 Modelo de Sistema

O cenário proposto nesse capítulo está ilustrado na Figura 4.1. Os sistemas primários (licenciados) coexistem na mesma região onde há usuários secundários (rádios cognitivos). Os usuários transmissores primários comunicam-se com os usuários receptores primários com uma potência de transmissão Q_p . O círculo de raio R_d , centrado no transmissor primário PTx , representa a área onde há comunicação entre os usuários primários, isto é, representa a área na qual a relação sinal-ruído precisa ser respeitada para garantir uma comunicação satisfatória. O círculo de raio R_p , também centrado no transmissor primário, denota a região de proteção dentro da qual deve ser garantida a recepção bem sucedida, mesmo na presença de um rádio cognitivo nessa área. Δ representa a atenuação do sinal devido à distância R_d . ϵ é a margem de proteção representando o quanto de interferência acima do nível de ruído o sistema primário pode suportar. A distância d representa a distância entre o transmissor primário e o rádio cognitivo. Na prática, é muito difícil estimar o valor de d devido ao fato de que o sinal do sistema primário e o canal são ambos desconhecidos pelo rádio cognitivo.

Assume-se que o canal entre dois terminais experimenta desvanecimento κ - μ ou η - μ e atenuação por distância. A atenuação de energia é caracterizada por $Q(r) = r^{-\alpha}$, no qual r é a distância entre os terminais e α é o expoente de perda de percurso. Nesse trabalho, $\alpha = 2$, o que corresponde à atenuação no espaço livre.

A atenuação devido à distância d é dado por

$$\phi \triangleq -10 \log(d^{-\alpha}) = 10 \log\left(\frac{Q_p}{\sigma^2}\right) - 10 \log(\bar{\gamma}), \quad (4.1)$$

no qual σ^2 é a variância do Ruído Gaussiano Aditivo Branco (AWGN, do inglês *Additive White*

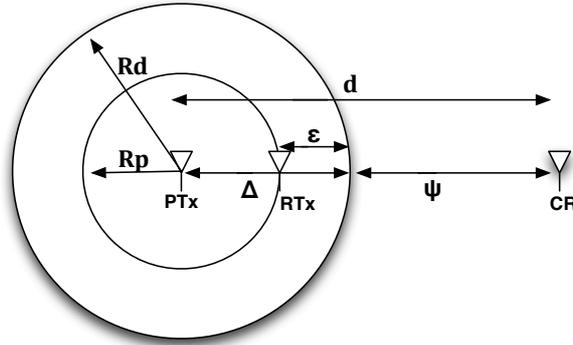


Figura 4.1: Modelo de sistema. PTx, PRx e CR denotam transmissor primário, receptor primário e rádio cognitivo, respectivamente.

Gaussian Noise), $\log(\cdot)$ denota a função logarítmica de base-10 e $\bar{\gamma}$ denota a relação sinal-ruído (SNR) média no rádio cognitivo tendo como referência o sinal primário. A partir da Equação (4.1), obtém-se

$$\bar{\gamma} = \frac{Q_p}{\sigma^2} d^{-\alpha}. \quad (4.2)$$

4.2 Esquema de Detecção de Energia

Analisaremos neste capítulo o desempenho de detectores de energia sob cenário de desvanecimento κ - μ e η - μ . Analisando a Figura 2.6 vemos que a saída do integrador, que iremos denotar como Y , servirá como teste estatístico para duas hipóteses H_0 e H_1 (2.1). Os sinais são transmitidos sob um canal com ruído Gaussiano de banda limitada. Mais especificamente, utiliza-se o teorema de amostragem para aproximar a energia do sinal recebido em uma estatística qui-quadrado do resultado da soma dos quadrados das variáveis aleatórias Gaussianas [9].

Usando um detector de energia, a variável que será usada estatisticamente para uma decisão corresponde ao sinal de saída do integrador. Tal variável é denotada como Y e possui as seguintes distribuições:

$$\begin{aligned} H_0 &: Y \chi_{2TW}^2 \\ H_1 &: Y \chi_{2TW}^2(2\gamma) \end{aligned} \quad (4.3)$$

em que γ é a relação sinal ruído, χ_{2TW}^2 e $\chi_{2TW}^2(2\gamma)$ são distribuições qui-quadrado, centrada e não centrada, respectivamente, com $2TW$ graus de liberdade e um parâmetro de não centralidade de 2γ para a segunda distribuição. TW , inteiro, é o produto tempo-largura de banda denotado por u .

Para poder eliminar interferências entre sinais dos sistemas primário e secundário, o estado de ocupação do canal deve ser detectado de maneira confiável pelos usuários secundários. Em ambientes sem desvanecimento, onde o ganho do canal h é determinístico, a probabilidade de

detecção usando detectores de energia é igual à probabilidade condicional de o sinal Y estar acima de um limiar de detecção λ , enquanto o canal de fato estiver ocupado. Neste caso, a probabilidade de detecção é dada por [10]

$$P_d = P\{Y > \lambda \mid H_1\} = Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{\lambda}). \quad (4.4)$$

A probabilidade de não detectar o sinal é definida como $P_m = 1 - P_d$, e a probabilidade de falso alarme é dada como

$$P_f = P\{Y > \lambda \mid H_0\} = \frac{\Gamma(u, \frac{\lambda}{2})}{\Gamma(u)}. \quad (4.5)$$

Em ambientes em desvanecimento, onde o h varia, (4.4) fornece a probabilidade condicional de detecção, para uma dada relação sinal ruído instantânea γ . A probabilidade de detecção média é obtida fazendo uma média das probabilidades condicionais para todas as realizações da SNR, o que pode ser calculado por

$$P_d = \int_x Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{\lambda}) f_\Gamma(x) dx. \quad (4.6)$$

O desempenho do detector de energia, dado um produto tempo largura de banda u , pode ser caracterizado por curvas ROC, que relacionam a probabilidade de não detecção com a probabilidade de falso alarme.

4.2.1 Canal de desvanecimento κ - μ

Conforme mostrado anteriormente, a distribuição κ - μ é uma distribuição generalizada que pode ser usada para representar uma pequena variação do sinal desvanecido sob condições com linha de visada (LOS).

Usando (4.6) em (4.6) e depois de algumas simplificações algébricas, vide Apêndice A, a probabilidade de detecção da distribuição κ - μ é obtida aqui, em fórmula exata, como

$$P_d = \left(\frac{\mu(1+\kappa)}{\bar{\gamma} + \mu(1+\kappa)} \right)^\mu \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma} + \mu(1+\kappa)} \right)^n \times \frac{\Gamma[n+\mu]\Gamma[n+u, \frac{\lambda}{2}]}{\exp[\kappa(1+\mu)]\Gamma[n+u]} {}_1F_1 \left[n+\mu, \mu, \frac{\kappa(1+\kappa)\mu^2}{\bar{\gamma} + \mu(1+\kappa)} \right], \quad (4.7)$$

sendo ${}_1F_1[\cdot, \cdot, \cdot]$ a Função Hipergeométrica Confluyente de Kummer [11, Eq. 13.1.2].

Substituindo (4.2) em (4.7), obtém-se uma relação entre P_d e d para certos valores de $\frac{Q_p}{\sigma^2}$, α , u e λ .

4.2.2 Canal em desvanecimento η - μ

Conforme mostrado anteriormente, a distribuição η - μ é uma distribuição generalizada que pode ser usada para representar a variação do sinal desvanecido sob condições sem linha de visada

(NLOS).

Usando (3.8) em (4.6) e depois de algumas simplificações algébricas, a probabilidade de detecção da distribuição η - μ pode ser derivada, em fórmula exata, como sendo

$$P_d = \left(\frac{4h\mu^2}{(\bar{\gamma} + 2h\mu)^2} \right)^\mu \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma} + 2h\mu} \right)^n \frac{\Gamma[n + 2\mu]}{\Gamma[2\mu]} \times \frac{\Gamma\left[n + u, \frac{\lambda}{2}\right]}{nu} {}_2F_1 \left[\frac{n}{2} + \mu, \frac{1+n}{2}, \frac{1}{2} + \mu, \frac{4H^2\mu^2}{(\bar{\gamma} + 2h\mu)^2} \right], \quad (4.8)$$

no qual ${}_2F_1[\cdot, \cdot, \cdot]$ é a Função Hipergeométrica.

Substituindo (4.2) em (4.8), obtém-se uma relação entre P_d e d para certos valores de $\frac{Q_p}{\sigma^2}$, α , u e λ .

4.2.3 Análise de Resultados

As Figuras 4.2 e 4.3 retratam as características de detecção sob um cenário de desvanecimento típico e severo, respectivamente, de acordo com a distribuição κ - μ . As características de detecção sob um cenário de desvanecimento típico e severo, de acordo com a distribuição η - μ , são mostradas nas Figuras 4.4 e 4.5. Para estes resultados adotou-se $u = 5$ e $\frac{Q_p}{\sigma^2} = 60dB$.

Essas figuras retratam o efeito da distância, descrita por d , nas características de detecção dos rádios cognitivos. Pode-se notar facilmente o efeito da distância em tais características, inclusive notando-se que ela possui um impacto muito grande na detecção de sinais. Quanto mais longe o rádio cognitivo está do transmissor primário, maiores são as probabilidades de não-deteção e de falso alarmes. Esse aumento leva a um esquema de detecção não muito confiável e pode causar um enorme prejuízo às comunicações envolvidas, uma vez que o rádio cognitivo irá ter uma percepção equivocada da ocupação do canal, seja interferindo na comunicação primária, seja não realizando transmissão.

Comparando as Figuras 4.2 e 4.3 com 4.4 e 4.5, pode-se observar o efeito da presença ou ausência da linha de visada entre o transmissor primário e o rádio cognitivo. Tanto a probabilidade de não-deteção quanto a probabilidade de falso alarme são maiores nos cenários em que a linha de visada é predominante, modelados pela distribuição κ - μ , em comparação com o modelo NLOS η - μ .

4.3 Probabilidade de *Outage*

Em casos onde a presença do usuário primário não é detectada pelo rádio cognitivo durante o processo de sensoriamento de espectro, a performance do sistema pode ser degradada. Isso ocorre uma vez que o usuário secundário irá interferir na comunicação primária. Para que o receptor primário possa decodificar com sucesso os sinais recebidos do transmissor primário na presença de usuários secundários, o sinal secundário deve estar abaixo de um limiar β de interferência. Tal

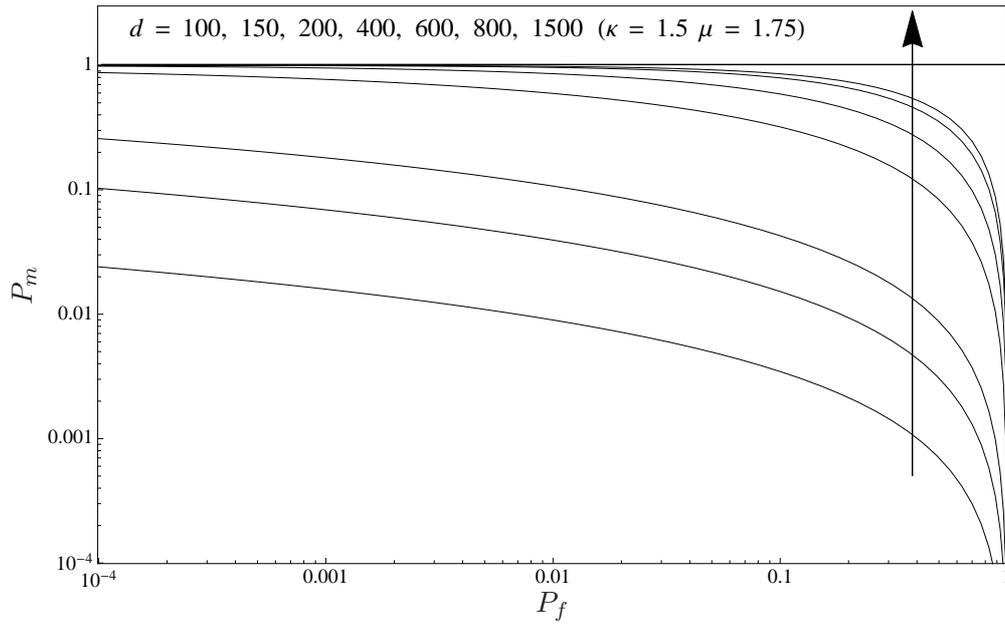


Figura 4.2: Curvas ROC sob canal de desvanecimento κ - μ ($\kappa = 1.5$, $\mu = 1.75$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).

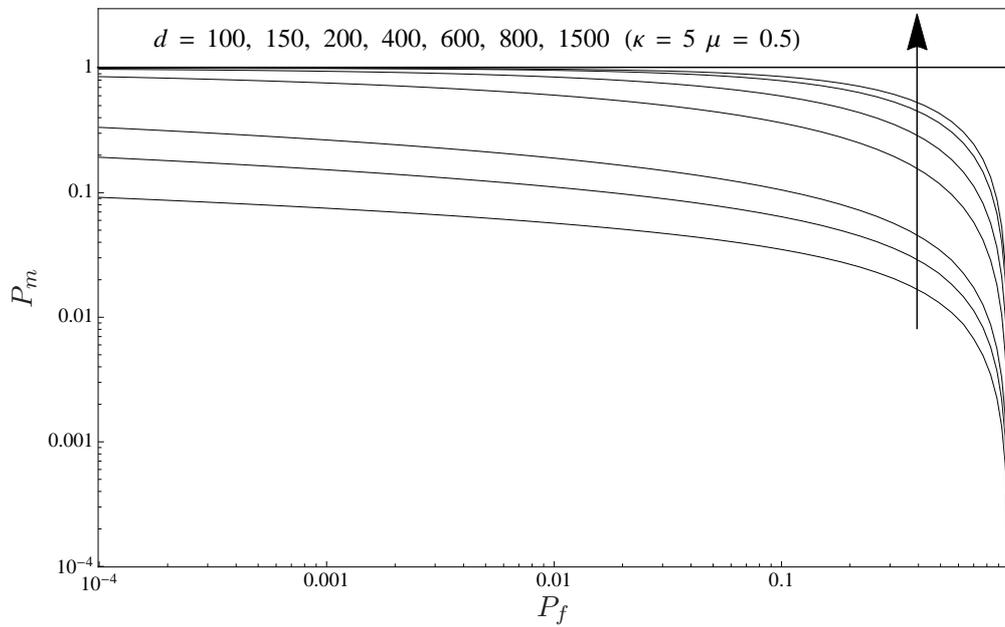


Figura 4.3: Curvas ROC sob canal de desvanecimento κ - μ ($\kappa = 5$, $\mu = 0.5$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).

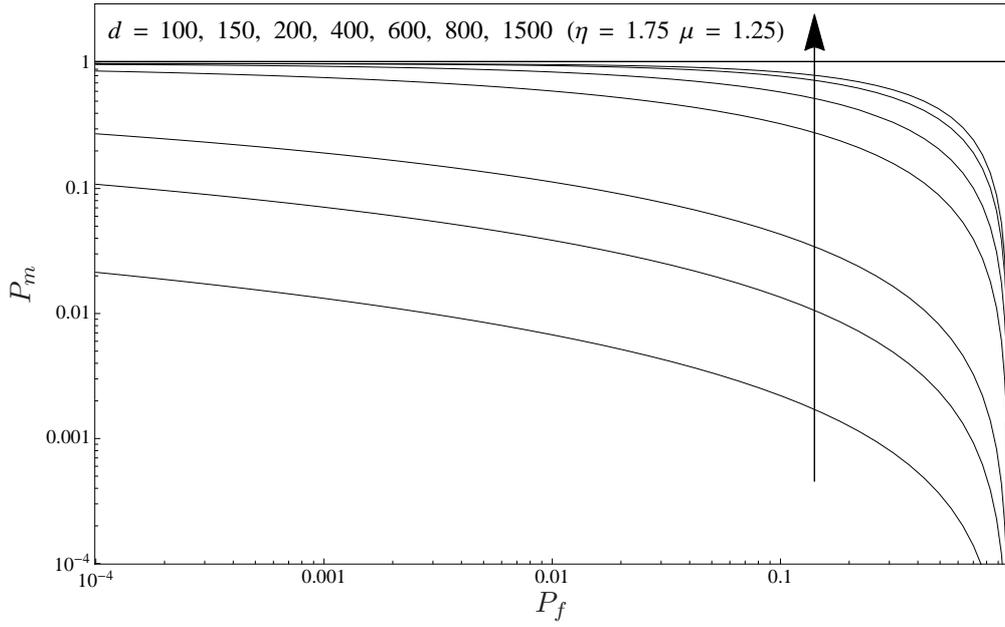


Figura 4.4: Curvas ROC sob canal de desvanecimento η - μ ($\eta = 1.75$, $\mu = 1.25$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).

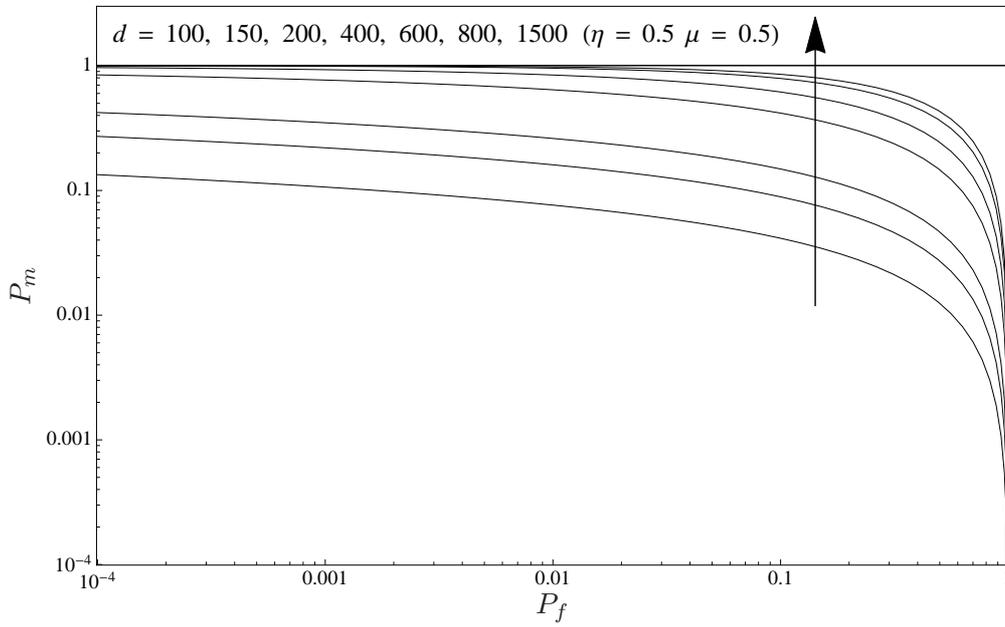


Figura 4.5: Curvas ROC sob canal de desvanecimento η - μ ($\eta = 0.5$, $\mu = 0.5$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).

limiar garante que o sinal secundário, tratado como interferência pelo receptor primário, garanta uma SNR mínima de decodificação.

A probabilidade de *outage*, P_{out} , é a probabilidade de a SNR de um sinal recebido estar abaixo de um limiar. Ela pode ser usada para avaliar a probabilidade de o rádio cognitivo não interferir na comunicação primária. Garante-se, assim, o principal objetivo dos rádios cognitivos, a não-interferência na comunicação licenciada.

A probabilidade de *outage* sob o efeito de um canal de desvanecimento é definida como

$$P_{out} = P\{\gamma < \beta\} = \int_0^\beta f_\Gamma(\gamma) d\gamma = F_\Gamma(\beta). \quad (4.9)$$

Substituindo (3.5) in (4.9),

$$P_{out} = P\{\gamma < \beta\} = 1 - Q_\mu \left(\sqrt{2\kappa\mu}, \sqrt{2(1+\kappa)\mu\frac{\beta}{\bar{\gamma}}} \right). \quad (4.10)$$

A Figura 4.6 apresenta a probabilidade de *outage* versus a distância entre um usuário primário e o rádio cognitivo. Em tal cenário, o canal sofre desvanecimento κ - μ . Há três valores de limiar β simulados: 7 dB, 3 dB e -10 dB. Para cada curva pode ser notado o efeito da distância na probabilidade de não haver interferência do rádio cognitivo na comunicação primária. Como esperado, quanto mais longe o rádio cognitivo está dos usuários primários, menos ele interfere na comunicação primária.

Outro ponto interessante a ser notado é a influência da escolha do valor do limiar β . Quanto menor o valor escolhido para β , maior é a probabilidade de que o rádio cognitivo cause interferência na comunicação licenciada. Com isso, usuários primários que tenham um limiar alto de decodificação tendem a sofrer menos com a interferência dos usuários secundários.

4.4 Análise de Diversidade

Nesta seção, admite-se que os usuários primários possuem apenas uma antena para transmissão e os usuários secundários possuem L antenas para recepção. O rádio cognitivo combina os sinais recebidos pelas L antenas usando um esquema de diversidade.

Quando utiliza-se a técnica de diversidade na recepção, os caminhos independentes de desvanecimentos associados com múltiplas antenas de recepção, também chamados de ramos, são combinados em busca de se obter um sinal resultante que é, então, passado por um demodulador padrão. A combinação pode ser feita de várias maneiras, variando a complexidade e o desempenho de cada uma. O principal propósito de se usar diversidade na recepção é a de combinar de forma coerente tais caminhos, de modo que os efeitos de desvanecimento sejam atenuados.

Na técnica de combinação MRC (do inglês, *Maximal Ratio Combining*), o sinal de cada ramo é multiplicado por um fator de ponderação, que é proporcional ao coeficiente de desvanecimento complexo conjugado. A SNR na saída do combinador é simplesmente a soma das SNRs instâneas

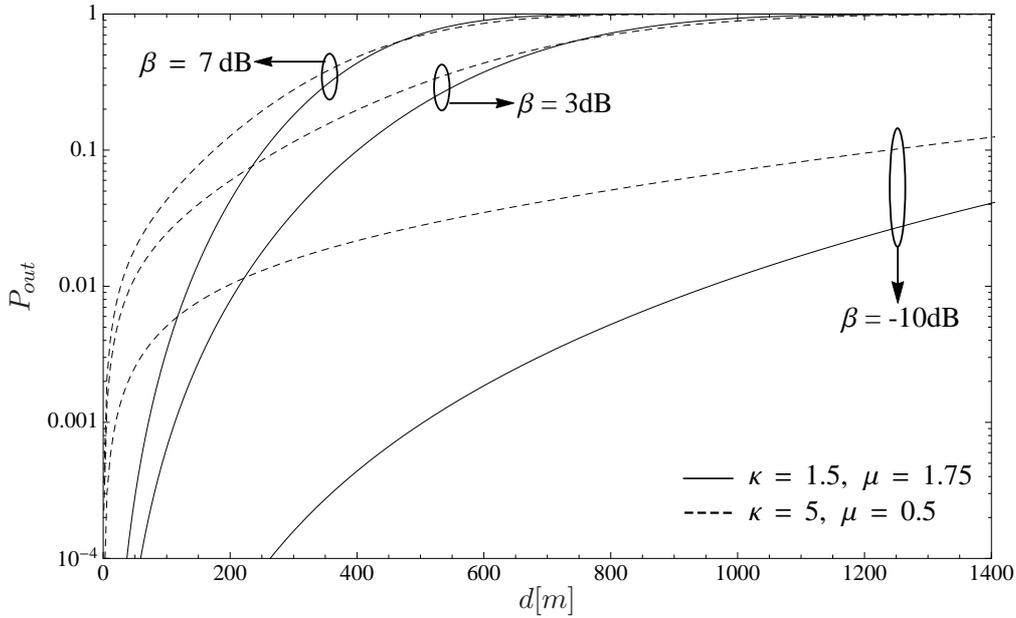


Figura 4.6: P_{out} vs. d sob canal de desvanecimento κ - μ para diferentes valores de limiar ($u=5$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB).

de cada um dos L ramos, isto é, $\gamma^{MRC} = \sum_{i=1}^L \gamma_i$. Admitindo ramos de diversidade idênticos e independentes, a função geradora de momento da SNR γ^{MRC} , $MGF_{\kappa-\mu}^{MRC}$, pode ser escrita como

$$MGF_{\kappa-\mu}^{MRC}(s) = [MGF_{\kappa-\mu}(s)]^L \quad (4.11)$$

Na técnica de combinação SLC (do inglês, *Square-Law Combining*), cada ramo passa por uma operação de radiação e integração antes da combinação. A decisão é baseada nas L estatísticas indepentens fornecidas por cada ramo. Com isso, a SNR instantânea na saída do combinador é $\gamma^{SLC} = \sum_{i=1}^L \gamma_i$. Admitindo novamente ramos de diversidade idênticos e independentes, a função geradora de momento da SNR γ^{SLC} pode ser escrita como a Equação (4.11). Além disso, substitui-se u por Lu .

A probabilidade de falso alarme sob esse esquema de diversidade é, então, escrita como

$$P_f = \frac{\Gamma[uL, \frac{\lambda}{2}]}{\Gamma[uL]} \quad (4.12)$$

A Figura 4.7 representa as características de sensoriamento de detectores de energia quando utiliza-se esquemas de diversidade na recepção. Para representar tal cenário, foram implementados os esquemas de diversidade SLC (combinação pós-deteccção) e MRC (combinação pré-deteccção), explicitados anteriormente, sob um cenário típico de desvanecimento modelado pela distribuição κ - μ ($\kappa=1.75$ e $\mu=1.25$). Com base nessa figura, percebe-se claramente que o esquema de diversidade MRC apresenta melhores resultados que o SLC. Isso ocorre devido à diminuição causada por este esquema na probabilidade de falso-alarme. Com essa mudança, há um aumento na grau de liberdade das decisões estatísticas envolvidas no processo de sensoriamento.

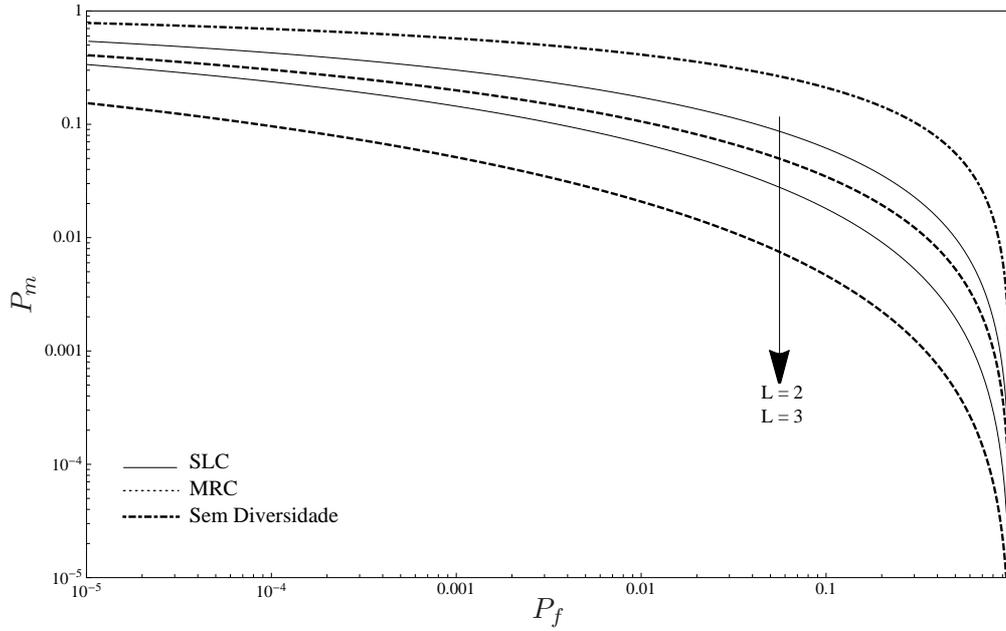


Figura 4.7: P_m vs. P_f sob canal de desvanecimento κ - μ para diferentes esquemas de diversidade ($\kappa=1.75$, $\mu=1.25$, $u=5$, $\bar{\gamma}=10\text{dB}$)

4.5 Conclusão

Apresentou-se a análise de performance da detecção de energia para um sinal desconhecido transmitido sob um canal generalizado de desvanecimento, modelado pelas distribuições κ - μ e η - μ . Nessa análise, a distância entre os terminais é levada em consideração. Uma grande flexibilidade foi encontrada nas técnicas de sensoriamento de espectro quando as formulações, derivadas em formas exatas, consideraram o uso desse modelo. As características de operação do receptor sob diferentes cenários de desvanecimento foram obtidas para diferentes distâncias. Houve também uma análise da probabilidade de interferência dos rádios cognitivos na comunicação licenciada. Para tal, foi usado o conceito da probabilidade de *outage*. Pôde-se perceber que quanto maior a distância entre usuário primário e secundário, maior é a probabilidade de os esquemas de detecção sofrerem prejuízo. Contudo, mesmo que os esquemas de detecção sofram esse prejuízo, menor é a probabilidade de o usuário secundário interferir na comunicação primária. Com isso, o princípio básico de não interferência é garantido, uma vez que quando o esquema de detecção é prejudicado pela distância, a probabilidade de interferência é baixa. De outro lado, para pequenas distâncias, quando a probabilidade de interferência é alta, a probabilidade de um esquema de detecção confiável é muito grande.

Capítulo 5

Sensoriamento de Espectro Baseado em Retransmissão

5.1 Esquema de Detecção de Energia

Neste capítulo, um novo esquema de sensoriamento de espectro é proposto. Considera-se que cada rádio cognitivo amplifica o sinal recebido do usuário primário e, então, envia esse sinal a um centro de fusão. Cada nó (usuário primário, retransmissor cognitivo e centro de fusão) é restrito a ter apenas uma antena. Não há nenhum enlace direto entre o usuário primário e o centro de fusão.

Na primeira fase do processo, quando o usuário primário começa a usar a banda, o retransmissor cognitivo recebe o sinal do usuário primário. Na segunda fase, o retransmissor cognitivo encaminha uma versão amplificada do sinal recebido para o centro de fusão. O detector de energia está presente apenas no centro de fusão e é lá que o sinal recebido é comparado com um limiar de detecção para determinar-se a situação do canal.

Durante o processo de detecção, assume-se que os canais são invariantes no tempo. O sinal recebido no retransmissor é dado por $y_{pr} = \theta h_{pr}x + n_r$, no qual θ indica o sinal primário, que é igual a 1 na presença do sinal transmitido primário ou igual a 0, caso contrário. h_{pr} é o ganho do canal entre o usuário primário e o retransmissor. x denota o sinal transmitido do usuário primário com potência Q_p . n_r representa o ruído gaussiano aditivo branco, cuja variância é igual a $N_{0,r}$.

No centro de fusão, o sinal recebido, denotado por y_{rd} , é dado por $y_{rd} = \theta G h_{pr} h_{rd} x + G h_{rd} n_r + n_d$, no qual G é o ganho variável no retransmissor cognitivo, h_{rd} é o ganho do canal entre o retransmissor e o centro de fusão. n_d é o AWGN no centro de fusão. A SNR recebida no centro de fusão é dada por $\gamma = \frac{\gamma_p \gamma_r}{\gamma_p + \gamma_r}$, no qual $\gamma_p = \frac{|h_{pr}|^2}{N_0}$ e $\gamma_r = \frac{|h_{rd}|^2}{N_0}$ são, respectivamente, as SNR's instantâneas dos canais entre o usuário primário e o retransmissor cognitivo e entre o retransmissor e o centro de fusão.

De forma a reduzir interferências, o estado do canal deve ser estimado de uma maneira confiável pelos usuários secundários. Em ambientes com desvanecimento, a probabilidade de detecção pode ser obtida calculando a média da probabilidade condicional sobre a PDF do limite inferior da SNR

média fim-a-fim, $f_{\gamma_{min}}(\gamma)$:

$$P_d = \int_{\gamma} Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{\lambda}) f_{\gamma_{min}}(\gamma) d\gamma \quad (5.1)$$

Observe que essa equação é muito parecida com a equação da probabilidade de detecção 4.6 mostrada anteriormente, com a única diferença com relação à PDF da SNR envolvida.

O limite inferior da SNR média fim-a-fim pode ser aproximado por $\gamma_{min} = 0.5 \min(\gamma_p, \gamma_r)$ [12]. Para a distribuição κ - μ , otém-se a CDF de γ_{min} :

$$F_{\gamma_{min}}(\gamma) = 1 - P\{0.5\gamma_p > \gamma, 0.5\gamma_r > \gamma\} = 1 - Q_{\mu}\left(\sqrt{2\kappa\mu}, \sqrt{\frac{4\mu(1+\kappa)\gamma}{\bar{\gamma}}}\right)^2 \quad (5.2)$$

Consequentemente, a PDF de γ_{min} é dada por

$$f_{\gamma_{min}}(\gamma) = \frac{2^{1+\mu}}{\Gamma[\mu]} \left(\frac{(1+\kappa)\mu}{\bar{\gamma}}\right)^{\mu} \gamma^{\mu-1} \text{Exp}\left[-\mu\left(\kappa + \frac{2\gamma(1+\kappa)}{\bar{\gamma}}\right)\right] \times \\ {}_0F_1\left[\mu, \frac{2\gamma\kappa(1+\kappa)\mu^2}{\bar{\gamma}}\right] Q_{\mu}\left(\sqrt{2\kappa\mu}, 2\sqrt{\frac{\gamma(1+\kappa)\mu}{\bar{\gamma}}}\right), \quad (5.3)$$

no qual ${}_0F_1[\cdot, \cdot]$ é a função hipergeométrica confluyente.

No Apêndice B, estão registrados os passos adotados para se obter (5.2) e (5.3).

5.1.1 Análise de Resultados

As Figuras 5.1 e 5.2 apresentam curvas ROC complementares sob o cenário de desvanecimento κ - μ , variando os parâmetros μ e κ . $\bar{\gamma}$ e u são, respectivamente, 10 dB e 5. A Figura 5.1 mostra que um número crescente de *clusters* de multipercurso, representado pelo parâmetro μ , beneficia a detecção do sinal, aumentando a probabilidade de detecção e diminuindo a probabilidade de falso alarme. A Figura 5.2 ilustra o efeito da relação entre a potência total dos componentes dominantes e o total de energia das ondas dispersas, representada pelo parâmetro κ , sobre as características de detecção. Nota-se que um cenário com baixa relação entre essas potências tem condições desfavoráveis para a detecção de sinal, com altíssimas probabilidades de falha, mesmo quando a probabilidade de falso alarme é pequena. Contudo, um aumento no parâmetro de potência promove uma melhora nas características de detecção. Considerando a flexibilidade deste modelo κ - μ em comparações com outros modelos mais tradicionais, pode ser possível calcular essas métricas de forma mais eficiente, levando a redes implementadas de melhor forma.

5.1.2 Análise de Diversidade

Nesta seção, admite-se que usuários primários e retransmissores cognitivos possuem apenas uma antena para transmissão e L ramos para recepção. O retransmissor cognitivo combina o sinal

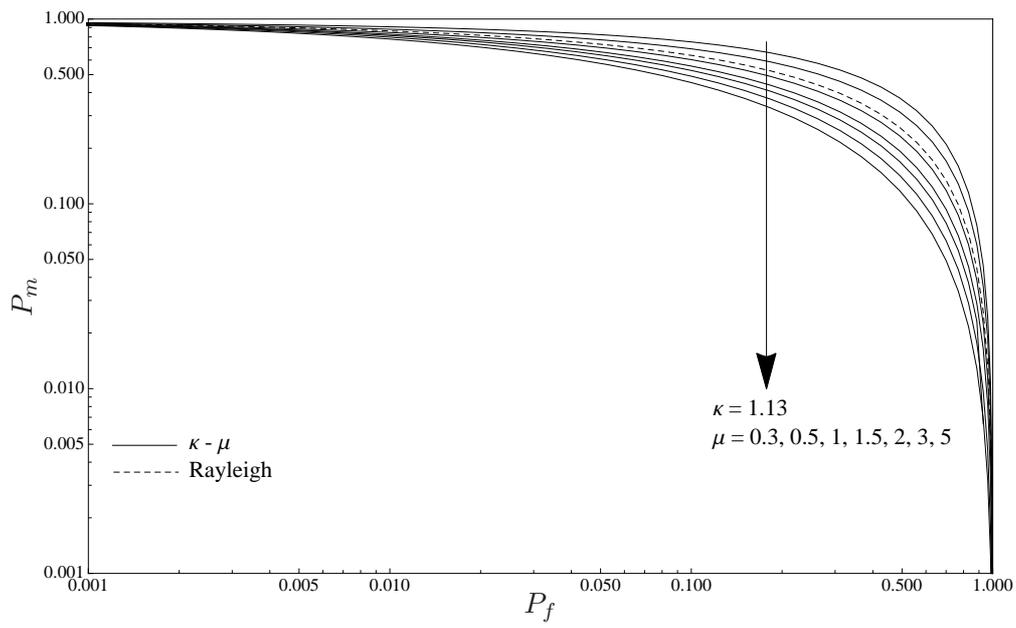


Figura 5.1: Curvas ROC para esquema de retransmissão sob canal de desvanecimento κ - μ ($u=5$).

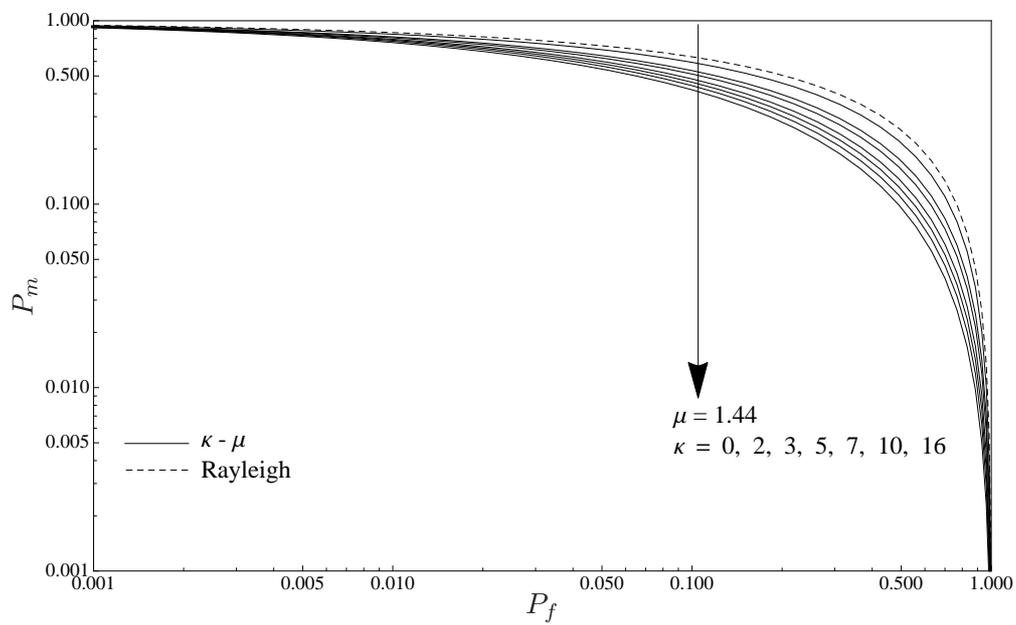


Figura 5.2: Curvas ROC para esquema de retransmissão sob canal de desvanecimento κ - μ ($u=5$).

recebido em cada ramo usando um esquema de diversidade, MRC ou SLC. Ele, então, amplifica o sinal e o encaminha para o centro de fusão usando sua única ramo de transmissão. No centro de fusão, da mesma maneira que ocorre no retransmissor, o sinal recebido é combinado usando o mesmo esquema de diversidade utilizado anteriormente.

De maneira análoga àquela mostrada anteriormente, a SNR fim-a-fim recebida pode ser expressa por $\gamma_D = \frac{\gamma_{p'}\gamma_{r'}}{\gamma_{p'}+\gamma_{r'}}$, no qual $\gamma_{p'} = \frac{|h_{pr}|^2}{N_0}$ e $\gamma_{r'} = \frac{|h_{rd}|^2}{N_0}$ são, respectivamente, as SNRs instantâneas dos canais entre o usuário primário e o retransmissor cognitivo e entre o retransmissor e o centro de fusão.

Para a comunicação entre o usuário primário e o retransmissor cognitivo, a expressão exata para a probabilidade de detecção pode ser calculada usando-se a forma alternativa da função Marcum-Q. Assim,

$$P_d = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!} \frac{\Gamma[u+n, \frac{\lambda}{2}]}{\Gamma[u+n]} \frac{\partial^n}{\partial s^n} MGF(s) |_{s=1}. \quad (5.4)$$

Para a comunicação entre o retransmissor cognitivo e o centro de fusão, o limite inferior da probabilidade média de detecção, neste cenário, pode ser encontrado calculando a média (5.1) em função da PDF de limite inferior de diversidade da SNR fim-a-fim $f_{\gamma_D^{min}}(\gamma)$. Do mesmo modo que realizado anteriormente,

$$F_{\gamma_D^{min}}(\gamma) = 1 - P\{0.5\gamma_{p'} > \gamma, 0.5\gamma_{r'} > \gamma\} = 1 - Q_{L\mu} \left[\sqrt{2\kappa L\mu}, \sqrt{\frac{4\mu(1+\kappa)\gamma}{\bar{\gamma}}} \right]^2 \quad (5.5)$$

Consequentemente, a PDF de γ_{min} é

$$f_{\gamma_{min}}(\gamma) = \frac{2^{1+L\mu}}{\Gamma[\mu]} \left(\frac{(1+\kappa)\mu}{\bar{\gamma}} \right)^{L\mu} \gamma^{\mu-1} \text{Exp} \left[-\mu \left(L\kappa + \frac{2\gamma(1+\kappa)}{\bar{\gamma}} \right) \right] \times \\ {}_0F_1 \left[L\mu, \frac{2\gamma\kappa(1+\kappa)L\mu^2}{\bar{\gamma}} \right] Q_{L\mu} \left(\sqrt{2\kappa L\mu}, 2\sqrt{\frac{\gamma(1+\kappa)\mu}{\bar{\gamma}}} \right), \quad (5.6)$$

A Figura 5.3 retrata as características de detecção no lado do retransmissor cognitivo. A Figura 5.4 retrata as características de detecção no lado do centro de fusão. Foram simuladas curvas ROC sob o efeito de um desvanecimento típico modelado pela distribuição κ - μ , implementando-se os esquemas de diversidade MRC e SLC. Como visto no capítulo anterior, o esquema de diversidade MRC apresenta melhores resultados que o esquema SLC. Contudo, como a implementação real do esquema MRC é bastante complexa, o SLC apresenta um resultado extremamente satisfatório quando comparado ao esquema sem diversidade.

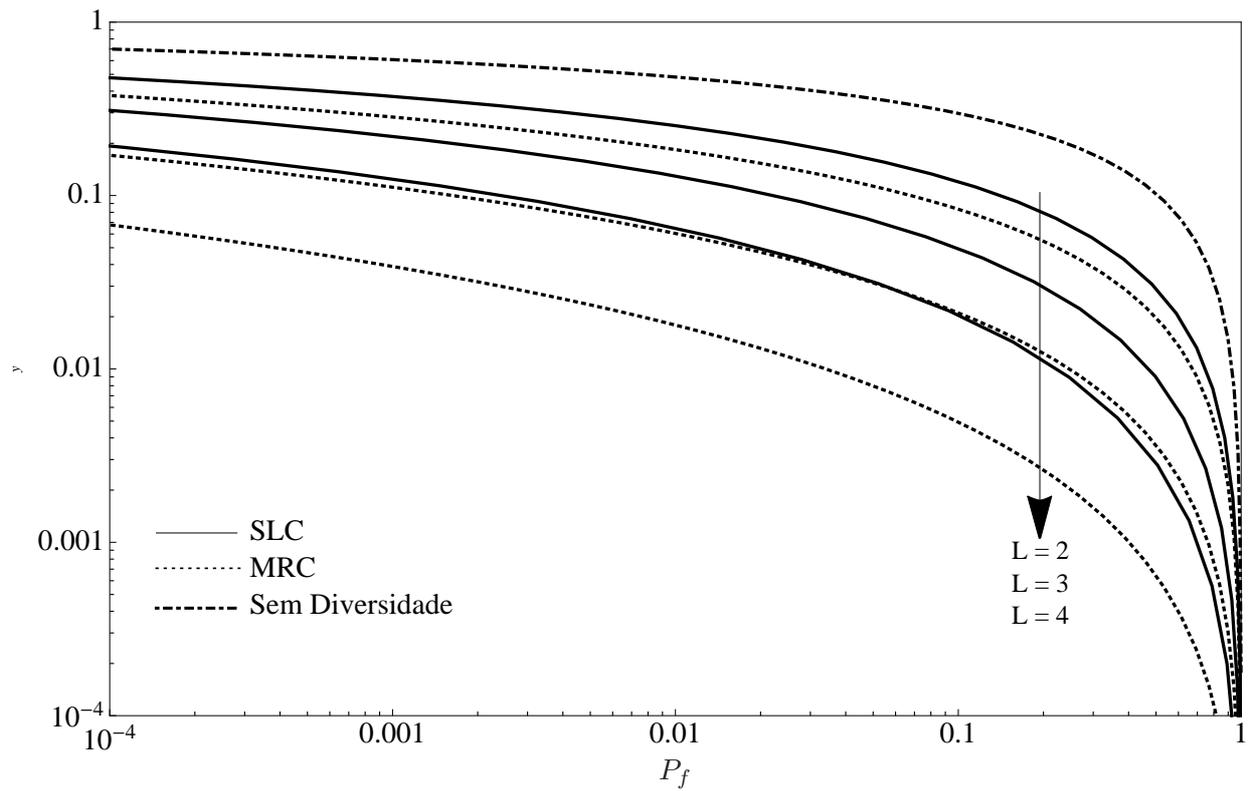


Figura 5.3: Curvas ROC para retransmissão com diversos esquemas de diversidade na comunicação entre o usuário primário e o retransmissor cognitivo sob canal de desvanecimento κ - μ ($\kappa=1.25$, $\mu=0.75$, $u=5$).

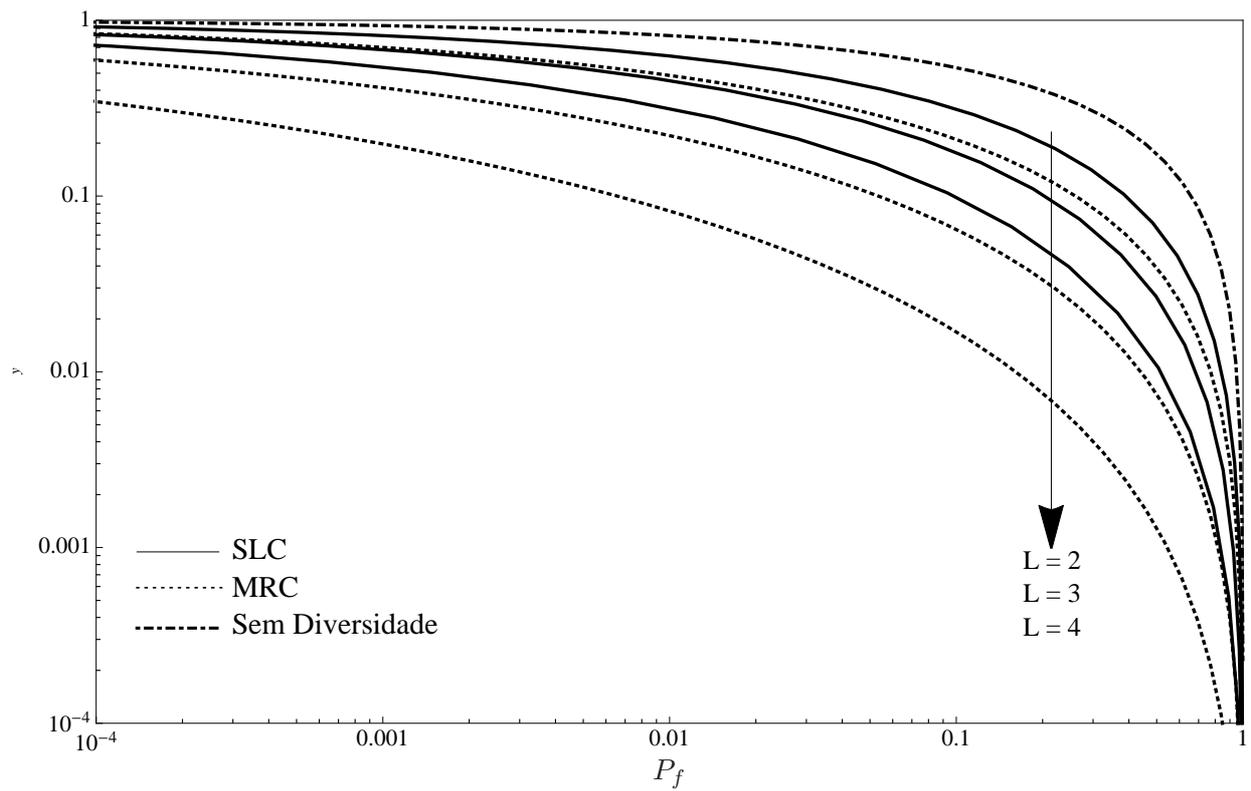


Figura 5.4: Curvas ROC para retransmissão com diversos esquemas de diversidade na comunicação entre o retransmissor cognitivo e o centro de fusão sob canal de desvanecimento κ - μ ($\kappa=1.75$, $\mu=1.5$, $u=5$).

5.2 Conclusão

Analisou-se as características de detecção de energia sob o canal generalizado em desvanecimento κ - μ para uma rede de rádios cognitivos baseada no esquema de retransmissão. As características de operação do receptor sob diferentes cenários de desvanecimento foram analisadas observando o impacto dos parâmetros κ e μ nessas características. Também foram analisados esquemas de diversidades associados a esse esquema de detecção proposto.

Capítulo 6

Sensoriamento Cooperativo de Espectro

6.1 Sensoriamento Cooperativo

Durante o processo de sensoriamento do espectro por parte do usuário secundário, os fenômenos de desvanecimento que o sinal primário possa estar sofrendo devem ser levados em conta. Se, por exemplo, um terminal secundário tentar detectar um sinal primário experimentando um desses fenômenos, e decidir que pode transmitir no momento, sua transmissão pode causar uma enorme interferência, o que prejudicaria a transmissão primária. Por conta disso, esse sensoriamento deve ser realizado de maneira bastante confiável. Para que isso ocorra, uma maior sensibilidade ao canal é necessária entre os rádios cognitivos.

Uma maneira de se melhorar o sensoriamento espectral, deixando-o mais robusto, é quando se usam vários usuários colaborativos, cada um com uma sensibilidade reduzida. A presença de vários rádios ajuda a reduzir os efeitos de multi-percurso, sombreamento e de possíveis interferências no sensoriamento uma vez que estarão disponíveis múltiplas realizações de variáveis aleatórias, e a probabilidade de que todos os usuários sofram com essa experiência de desvanecimento é muito baixa. Assim, o sensoriamento espectral cooperativo fornece confiança para as decisões de transmissões secundárias, reduzindo a probabilidade de uma ocupação errada do canal.

Além disso, há um ganho de rendimento nesse esquema proposto, uma vez que muitas colisões indesejáveis são evitadas. O tempo de detecção também é diminuído, resultando em um ganho de agilidade (na ordem de 35%) para a rede secundária [13].

Durante o processo de sensoriamento colaborativo com fusão de decisões, cada rádio cognitivo sensoria uma porção do espectro e toma uma decisão (ocupado ou desocupado). Com base no resultado obtido por cada rádio, há duas maneiras de se chegar ao resultado final. Os dois mais usados são o OU (1-out-of- n) e o E (n -out-of- n).

Em nosso estudo, para facilitar a análise, consideramos uma rede secundária contendo n usuários colaborativos sensoriando a porção do espectro desejado de forma periódica. Considera-se também que todos esses usuários têm um limiar de detecção igual. O resultado final de decisão é feito com base no método OU, ou seja, se pelo menos um dos rádios decidir por H_1 , a decisão final

será também H_1 .

Tendo todos esses critérios como base, as probabilidades de detecção e de falso alarme para o esquema colaborativo (Q_d e Q_f , respectivamente) serão

$$Q_d = 1 - (1 - P_d)^n, \quad (6.1)$$

$$Q_f = 1 - (1 - P_f)^n, \quad (6.2)$$

em que P_d e P_f são as probabilidades de detecção e falso alarme para cada um dos nós colaboradores, como definidas nas equações 4.6 e 4.5, respectivamente.

Com base nessas duas equações, pode-se perceber que ambas as probabilidades aumentam quando o número de colaboradores na rede aumenta. Um grande número de nós cooperativos pode ser encontrados na prática. Um exemplo seria as redes sem infraestrutura fixa, como por exemplo, as redes de sensores e as redes *ad hoc*.

Analizamos as consequências do emprego de rádios cognitivos colaborativos em dois cenários: com linha-de-visada e sem linha-de-visada, usando, respectivamente, as distribuições κ - μ e η - μ . Em ambos os casos foram considerados cenários com um desvanecimento normal e com desvanecimento severo.

6.2 Sensoriamento Cooperativo Sob Influência da Localização de Rádios Cognitivos

6.2.1 Canal de desvanecimento κ - μ

Para que se possa analisar um cenário no qual todos os rádios colaborativos têm linha-de-visada com o rádio primário, foi usada a distribuição κ - μ . Os parâmetros κ ($\kappa = 1.5$) e μ ($\mu = 1.75$) foram ajustados para um cenário com desvanecimento suave. Já no caso em que o desvanecimento sofrido é considerado severo, os parâmetros κ e μ foram ajustados para $\kappa = 5$ e $\mu = 0.5$. As Figuras 6.1 e 6.2 mostram resultados para esses dois cenários. Pode-se ver que em ambos os casos as condições de detecção foram melhoradas drasticamente, reduzindo a probabilidade de erro total. Mesmo quando há poucos nós colaboradores, por exemplo $n = 5$, percebe-se um grande aumento na eficiência do sensoriamento quando comparada ao caso em que somente um transmissor secundário faz esse papel.

Comparando as duas figuras, pode-se notar a diferença que um desvanecimento suave ou severo pode causar na detecção de um sinal. Contudo, o uso de colaboradores faz até com que os resultados de um cenário onde o sinal sofre um desvanecimento severo assemelhem-se a um cenário em que o sinal sofre um desvanecimento considerado suave. Em outras palavras, as consequências de um desvanecimento drástico que um sinal sofre podem ser amenizadas quando há um cenário em que vários nós trocam informações acerca da utilização do espectro eletromagnético.

A Figura 6.3 mostra a probabilidade de detecção versus o valor da razão sinal-ruído média para

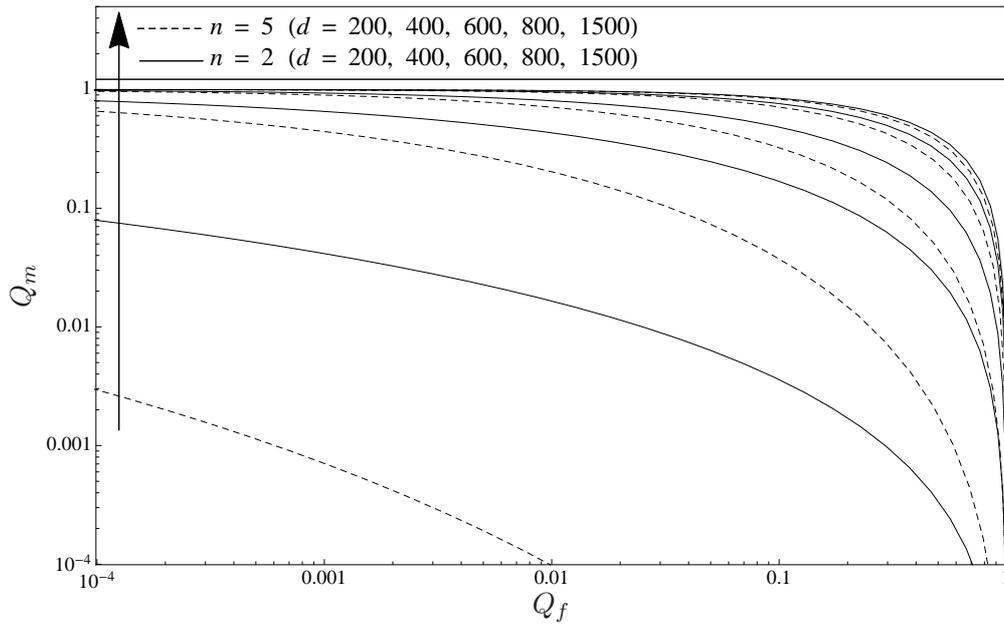


Figura 6.1: Q_m vs Q_f sob desvanecimento κ - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\kappa = 1.5$, $\mu = 1.75$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).

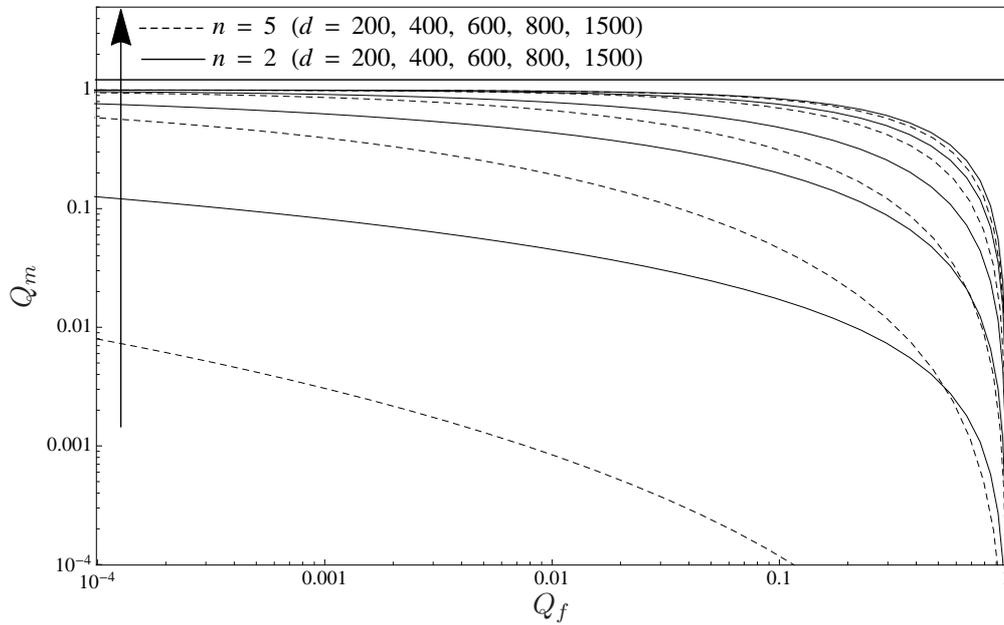


Figura 6.2: Q_m vs Q_f sob desvanecimento severo κ - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\kappa = 5$, $\mu = 0.5$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).

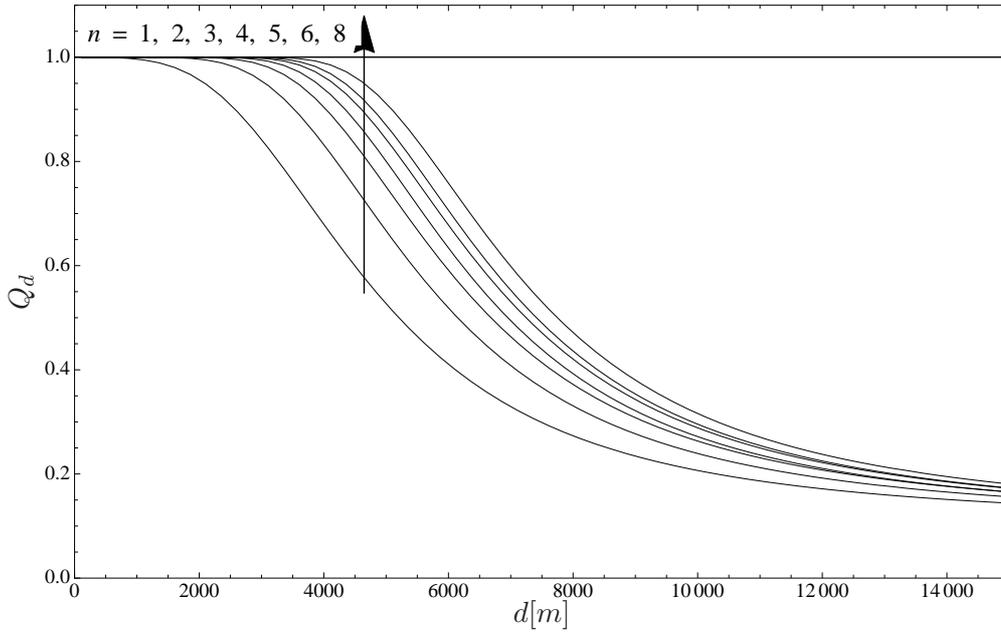


Figura 6.3: Q_d vs $\bar{\gamma}$ sob desvanecimento κ - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\kappa = 1.5$, $\mu = 1.75$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).

diferentes esquemas colaborativos sob o modelo de desvanecimento κ - μ .

Para cada uma das curvas mostradas, o valor do limiar de decisão, λ , foi escolhido para que o valor da probabilidade de falso alarme fosse igual a 10^{-1} . O valor para o produto tempo-largura de banda, u , foi igual a 5, como escolhido anteriormente.

Pode-se notar por meio dessas curvas que o sensoriamento colaborativo, além de melhorar as condições de detecção, aumenta a distância requerida para se alcançar a probabilidade de detecção requerida. Por exemplo, na Figura 6.3, para uma probabilidade de detecção igual a 0.9, sem nós colaborativos, é requerida uma distância de aproximadamente 250 metros. Contudo, quando aumentamos para 8 nós colaborativos, essa probabilidade de detecção é conseguida com uma distância de 500 metros.

6.2.2 Canal de desvanecimento η - μ

O canal de desvanecimento η - μ foi o usado para a análise de um sensoriamento colaborativo quando se tem um cenário sem a linha-de-visada. Do mesmo jeito do que foi feito para o caso em que há linha-de-visada, é mostrado um caso onde o desvanecimento do sinal é suave e um caso onde o desvanecimento do sinal é severo. O parâmetro η foi fixado no valor de 1.5 e 0.5, respectivamente, enquanto o parâmetro μ é o responsável por caracterizar cada um desses cenários. $\mu = 0.5$ representa um desvanecimento severo, enquanto $\mu = 1.5$ representa um desvanecimento suave. As Figuras 6.4 e 6.5 ilustram esse dois cenários propostos.

Essas figuras mostram que, assim como para o caso mostrado anteriormente, as condições de detecção foram melhoradas drasticamente, reduzindo a probabilidade de erro total. Mesmo quando

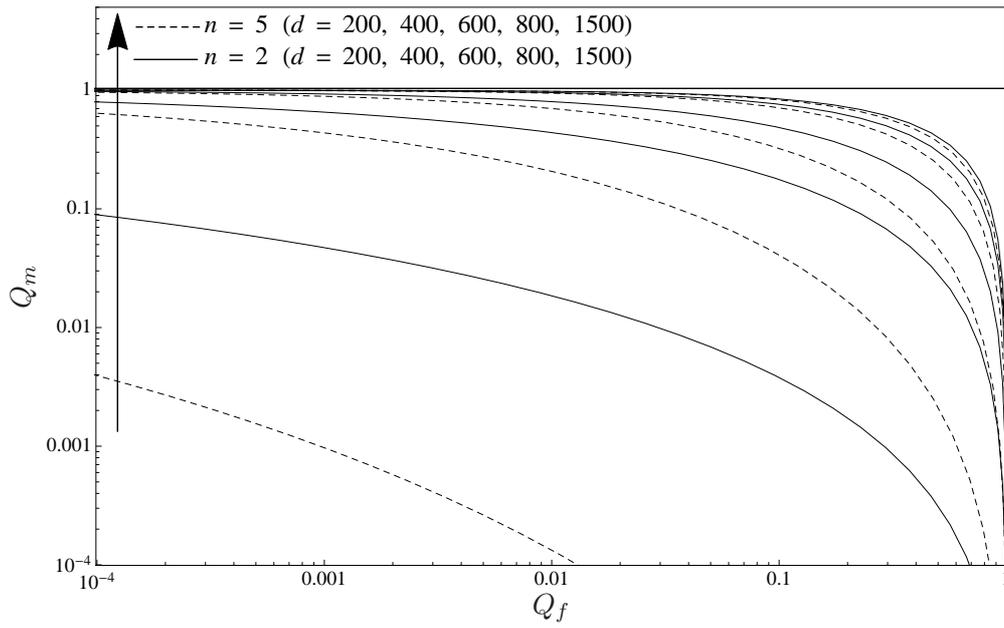


Figura 6.4: Q_m vs Q_f sob desvanecimento η - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\eta=1.5$, $\mu=1.5$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).

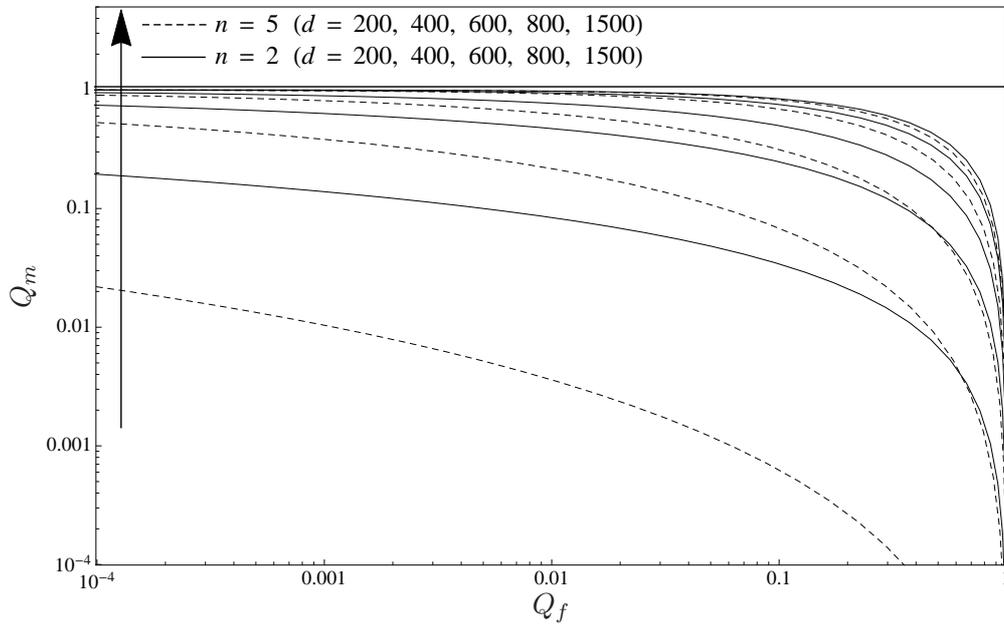


Figura 6.5: Q_m vs Q_f sob desvanecimento severo η - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\eta=0.5$, $\mu=0.5$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).

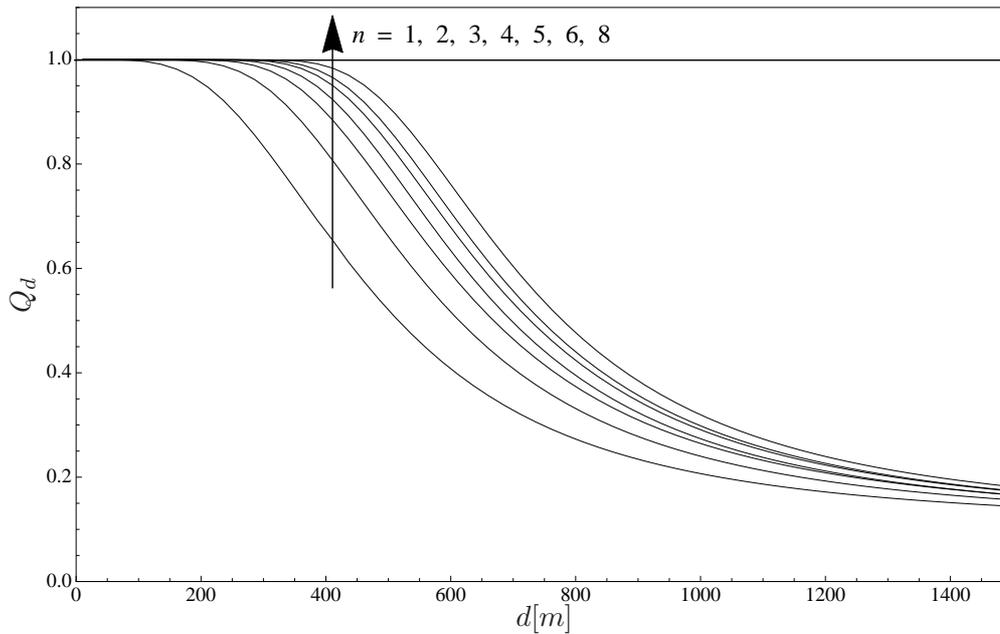


Figura 6.6: Q_d vs $d[m]$ sob desvanecimento η - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\eta=1.5$, $\mu=1.5$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).

se há poucos nós colaboradores, por exemplo $n = 5$, percebe-se um grande aumento na eficiência do sensoriamento quando comparado ao caso em que somente o transmissor secundário faz esse papel.

O uso de colaboradores faz até com que os resultados de um cenário onde o sinal sofre um desvanecimento severo assemelhe-se a um cenário em que o sinal sofre um desvanecimento considerado suave. Ou seja, as conseqüências de um desvanecimento drástico ao qual um sinal sofre podem ser amenizadas quando há um cenário em que vários nós trocam informações acerca da utilização espectro eletromagnético.

As Figuras 6.6 e 6.7 mostram a probabilidade de detecção versus o valor da distância para diferentes esquemas colaborativos sob o modelo de desvanecimento suave η - μ e sob o modelo de desvanecimento severo da distribuição η - μ , respectivamente.

Para cada uma das curvas mostradas, o valor do limiar de decisão escolhido, λ , foi escolhido para que o valor da probabilidade de falso alarme fosse igual a 10^{-1} . O valor para o produto tempo-largura de banda, u , foi igual a 5, como escolhido anteriormente.

Pode-se também notar que o sensoriamento colaborativo, além de melhorar as condições de detecção, aumenta a distância requerida para alcançar a probabilidade de detecção requerida, assim como foi encontrado no caso da distribuição κ - μ . Por exemplo, na Figura 6.6, para uma probabilidade de detecção igual a 0.9, sem nós colaborativos, é requerida uma distância de aproximadamente 2500 metros. Contudo, quando aumentamos para 8 nós colaborativos, essa probabilidade de detecção é conseguida com um valor de distância de 5000 metros. Já em um caso com desvanecimento severo, na Figura 6.7, para uma probabilidade de detecção também igual a 0.9, com 2 nós colaborativos, é requerida uma distância de aproximadamente 1500 metros. Quando o número de nós

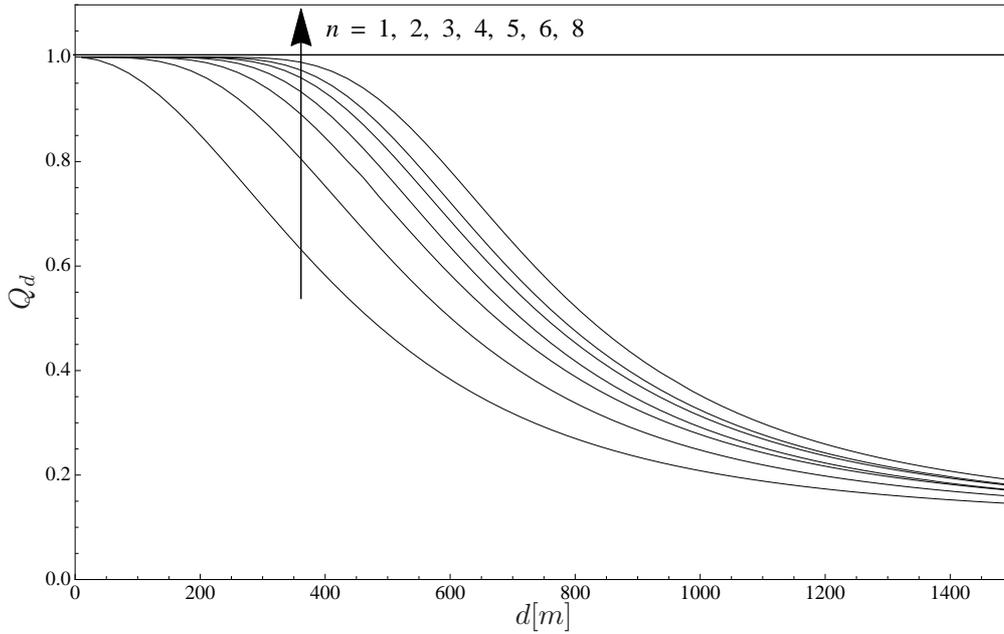


Figura 6.7: Q_d vs $d[m]$ sob desvanecimento severo η - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\eta=0.5$, $\mu=0.5$, $Q_p/\sigma^2 = 60$ dB, $u = 5$).

colaborativos é aumentado para 8, essa probabilidade de detecção também é conseguida com um valor de distância de 5100 metros.

6.3 Sensoriamento Colaborativo Baseado em Retransmissão

As Figuras 6.8 e 6.9 mostram as características de detecção para diferentes números de usuários colaboradores para um esquema de sensoriamento de espectro baseado em retransmissão. Essas figuras mostram condições de detecção de energia sob um cenário de desvanecimento típico e um severo, modelados pela distribuição generalizada κ - μ . Observa-se, assim como no sensoriamento baseado na localização, o quanto o esquema colaborativo melhora as características de detecção propostas. Mesmo quando se tem um número pequeno de usuários colaboradores, $n = 2$ ou 3 , por exemplo, o sensoriamento é consideravelmente melhorado, reduzindo-se a probabilidade de falso alarme e aumentando-se a probabilidade de detecção. Além disso, os efeitos causados por um desvanecimento severo são consideravelmente atenuados quando há vários usuários colaborativos. Para o caso de $n=8$, por exemplo, os resultados encontrados para Q_m e Q_f são muito parecidos para os casos de desvanecimento típico (figura 6.8) e severo (figura 6.9).

As Figuras 6.10 e 6.11 apresentam a probabilidade de detecção versus a SNR média ($\bar{\gamma}$) para diferentes números de usuários colaboradores sob o efeito de canais de desvanecimento típico e severo, respectivamente, modelados pela distribuição κ - μ . Para cada curva, o limiar de decisão, λ , foi escolhido de tal forma que $Q_f = 10^{-1}$. O produto tempo-largura de banda, u , foi escolhido igual a 5, como antes. Nota-se que a colaboração diminui a SNR média requerida para alcançar-se uma probabilidade de detecção desejada em ambos cenários propostos. Na figura 6.10, para uma

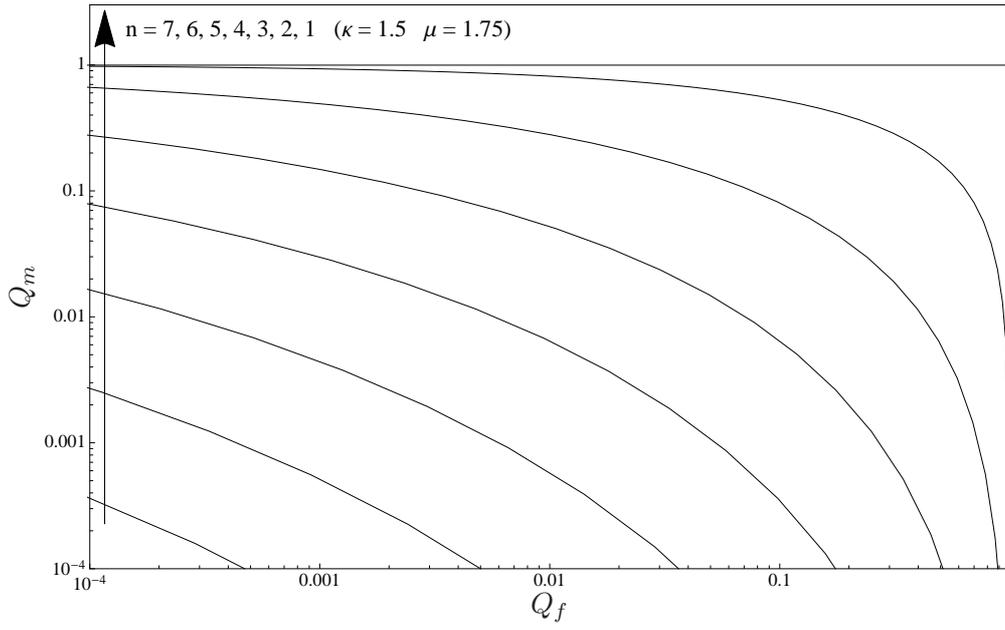


Figura 6.8: Q_m vs Q_f sob desvanecimento típico κ - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\kappa=1.5$, $\mu=1.75$, $\bar{\gamma} = 10$ dB, $u = 5$).

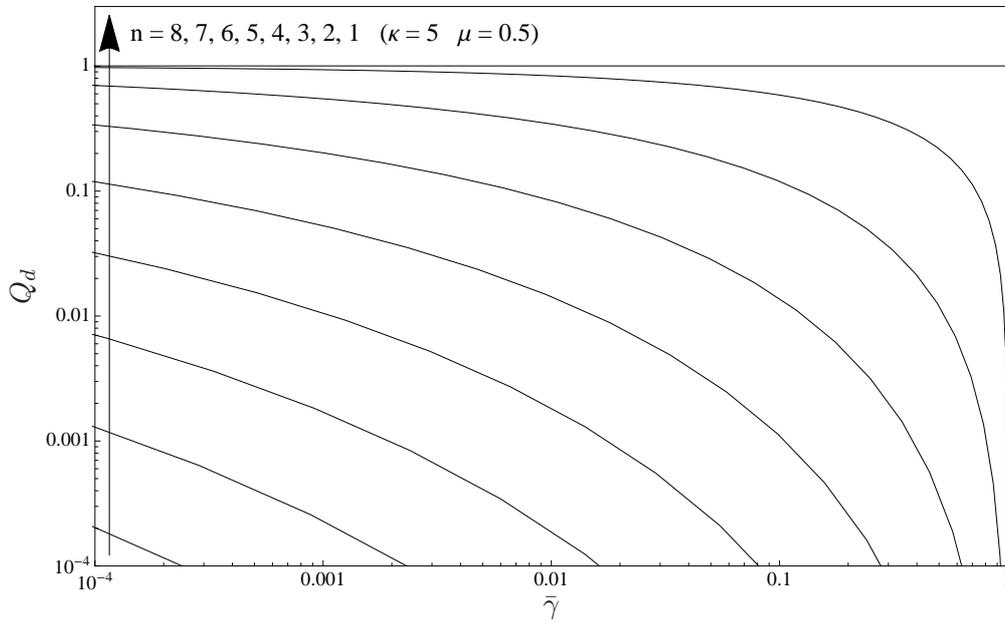


Figura 6.9: Q_m vs Q_f sob desvanecimento severo κ - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\kappa=5$, $\mu=0.5$, $\bar{\gamma} = 10$ dB, $u = 5$).

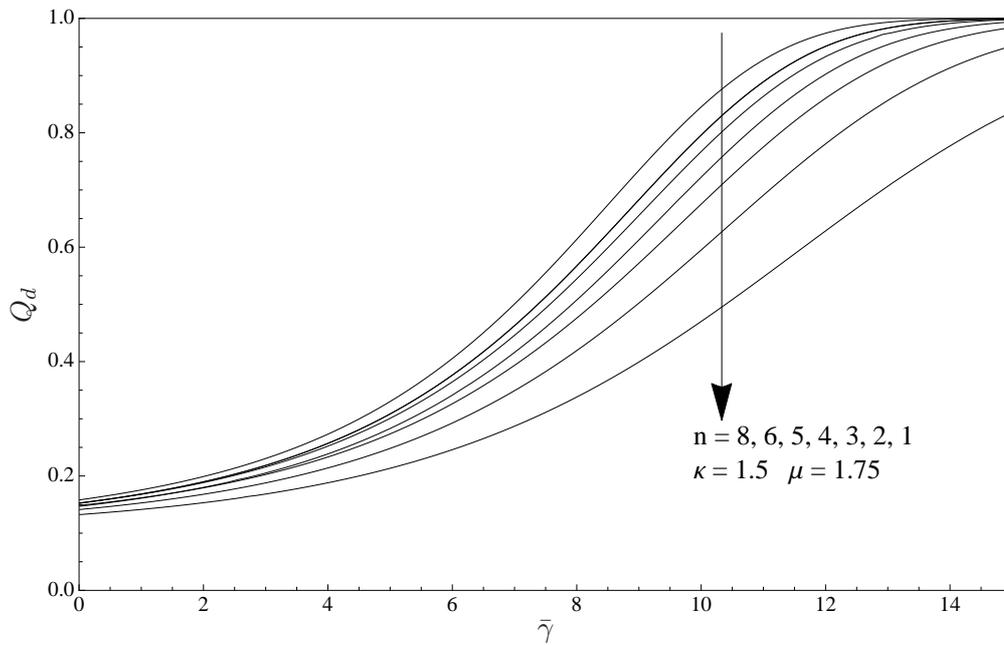


Figura 6.10: Q_d vs $\bar{\gamma}$ sob desvanecimento típico κ - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\kappa=1.5$, $\mu=1.75$, $Q_f = 10^{-1}$ dB, $u = 5$).

probabilidade de detecção igual a 0.9, com $n=2$, necessita-se de $\bar{\gamma} = 13.7$ dB, enquanto com $n=8$, necessita-se de $\bar{\gamma} = 10.5$ dB para cada um dos usuários. Na figura 6.11, para $n=2$, exige-se $\bar{\gamma} = 15$ dB, enquanto para $n=8$, exige-se apenas $\bar{\gamma} = 11$ dB. Ou seja, no desvanecimento severo, figura 6.11, para um pequeno número de colaboradores, a SNR média requerida para uma probabilidade de detecção desejada é um pouco maior que a requerida no desvanecimento típico, figura 6.10. Esse efeito é atenuado com o aumento de usuários colaborativos, confirmando a grande importância da cooperação entre os usuários para executar um sensoriamento de espectro da forma mais confiável possível.

6.4 Sumário

Foi demonstrado que o sensoriamento do espectro de maneira cooperativa, com n usuários, é capaz de mudar drasticamente as probabilidades de detecção de um sinal sob diversos cenários de desvanecimento generalizado. Fica evidente o ganho de sensibilidade que os rádios cognitivos obtêm quando estão compartilhando as informações sobre o estado de ocupação de uma faixa do espectro. Assim, viabilizando a implementação dos rádios cognitivos sem o custo elevado de desenvolver dispositivos com uma alta sensibilidade individual.

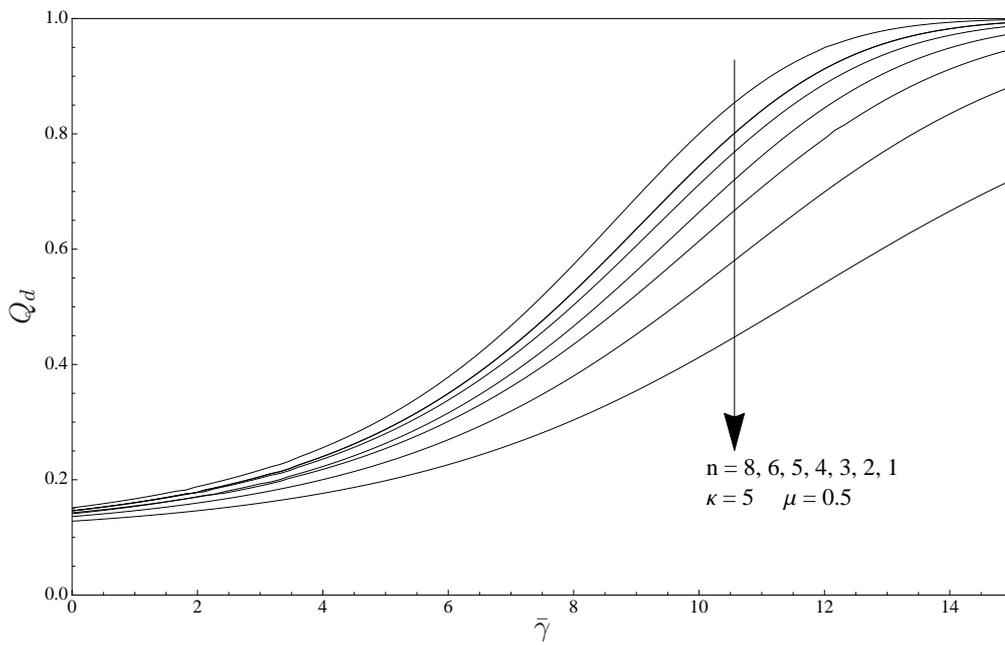


Figura 6.11: Q_d vs $\bar{\gamma}$ sob desvanecimento severo κ - μ para diferentes números de sensores colaboradores. ($\kappa=5$, $\mu=0.5$, $Q_f = 10^{-1}$ dB, $u = 5$).

Capítulo 7

Conclusões

Nesse estudo, procurou-se apresentar uma análise do desempenho do trabalho de sensoriamento espectral com base na detecção de energia para um sinal primário desconhecido dentro da área emergente da tecnologia de rádios cognitivos. Para isso, a análise foi realizada modelando os canais de desvanecimento com base em duas distribuições, a distribuição κ - μ e a distribuição η - μ , apresentadas em [5].

A distribuição κ - μ inclui, em sua forma, distribuições mais conhecidas, como Rayleigh, Rice e Nakagami-m, como casos especiais. A distribuição η - μ inclui a conhecida distribuição de Hoyt, assim como Nakagami-q, Rayleigh e Nakagami-m. O motivo da escolha desses modelos está no fato de serem mais flexíveis para análise do que outras distribuições, o que permite que se produza melhores ajustes para dados experimentais.

Na primeira parte do trabalho, foram apresentadas e analisadas as características de sensoriamento sob o efeito de diferentes cenários de desvanecimento. Para isso, buscou-se analisar os mais diferentes casos possíveis. Foram simuladas tanto condições em que o sinal sofre desvanecimento suave quanto severo. A influência do número de *clusters* de multi-percurso, a influência da razão entre a potência total das componentes dominantes e a potência total das componentes espalhadas ($\kappa > 0$), e também a influência da razão entre as componentes em fase e em quadratura de cada um desses *clusters* de multi-percurso ($0 < \eta < \infty$) nas características de detecção. Dois cenários de sensoriamento de espectro foram propostos e analisados separadamente: o primeiro baseado na localização entre os usuários primários e os usuários secundários e o segundo baseado na retransmissão do sinal a ser sensoriado até um centro tomador de decisão.

Na segunda parte, analisamos a influência de um sensoriamento espectral colaborativo, no qual vários nós de uma rede fazem a análise da utilização de determinada faixa de frequência. A ociosidade dessa banda é decidida de acordo com uma decisão coletiva. A detecção cooperativa permite que os usuários empreguem detectores de sensoriamento menos sensíveis. A exigência de sensibilidade menos rigorosas é particularmente atraente do ponto de vista da implementação devido ao custo reduzido hardware e da pouca complexidade. Como pôde ser visto, esse tipo de cenário melhora bastante as condições de detecção, chegando-se a obter resultados semelhantes entre cenários em que há desvanecimento suave e severo, bem como entre cenários em que há linha-

de-visada e em que não há. Além disso, o sensoriamento colaborativo do espectro proporciona que se obtenha uma mesma probabilidade de detecção para um valor da razão sinal-ruído média menor do que quando somente um nó realiza essa tarefa.

7.1 Trabalhos Futuros

Em trabalhos futuros, serão analisadas novas métricas para validar e, principalmente, reforçar as distribuições probabilísticas utilizadas neste trabalho a fim de dimensionar de forma mais realista as redes sem fio de gerações futuras. Será investigado também o desempenho do compartilhamento espectral em cenários caracterizados pelas distribuições κ - μ e η - μ . Questões sobre decisão espectral, no que concerne aos parâmetros que serão priorizados no momento de decisão entre os espaços em branco disponíveis, também serão investigadas e analisadas. Buscar-se-á também definir novos parâmetros de QoS para as futuras redes de rádios cognitivos, visando amenizar todos os desafios aqui relatados.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. Ghasemi, E. S. Sousa. Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks: Requirements, Challenges and Design Trade-offs. *IEEE Communications Magazine*, April. 2008.
- [2] I. F. Akyildiz, W. Y. Lee, M. C. Vuran, and S. Mohanty. A Survey on Spectrum Management in Cognitive Radio Networks. *IEEE Communications Magazine*, april. 2008.
- [3] S. Srinivasa and S. A. Jafar. The throughput potential of cognitive radio: A theoretical perspective. *IEEE Communications Magazine*, may. 2007.
- [4] C. Cordeiro, K. Challapali, D. Birru, and S. Shankar. IEEE 802.22: the first worldwide wireless standard based on cognitive radios. *First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectru Access Networks*, Nov. 2005.
- [5] M. D. Yacoub. The κ - μ Distribution and the η - μ Distribution. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 49, Feb. 2007.
- [6] S. L. Cotton and W. G. Scanlon. High-order statistics for κ - μ distribution. *IEE Electron. Lett.*, v. 43, n. 22, Oct. 2007.
- [7] U. S. Dias. *Distribuição de Fase e Estatísticas Correlacionadas em Ambientes Sem Fio: Teoria e Validação Experimental*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, march. 2010.
- [8] A. H. Nutall. Some integrals involving the Q_M function. In: *IEEE Trans. Information Theory*. [S.l.: s.n.], 1975. v. 21, p. 95–96.
- [9] H. Urkowitz. Energy detection of unknown deterministic signals. *Proceedings of the IEEE.*, 1967.
- [10] F. F. Digham, M.-S. Alouini, and M. K. Simon. On the energy detection of unknown signals over fading channels. *IEEE Trans. Commun.*, v. 55, p. 21–24, 2007.
- [11] M. Abramowitz and I. A. Stegun. *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*. [S.l.]: New York: Dover, 1972.
- [12] ANGHEL, P.; KAVEH, M. Exact symbol error probability of a cooperative network in a rayleigh-fading environment. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 3, n. 5, 2004. ISSN 1416-1421.

- [13] G. Ganesan and Y. G. Li. Cooperative spectrum sensing in cognitive radio, part i: Two user networks,. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, v. 6, p. 2204–2213, Jun. 2007.

Apêndice A

Probabilidade de Detecção para Canais Generalizados em Desvanecimento κ - μ e η - μ

Em ambientes em desvanecimento, a probabilidade de detecção é obtida fazendo uma média das probabilidades condicionais para todas as realizações da SNR, o que pode ser calculado por

$$P_d = \int_x Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{\lambda}) f_{\Gamma}(x) dx. \quad (\text{A.1})$$

Substituindo (3.6) em (A.1), tem-se

$$P_d = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \frac{\Gamma\left[n + u, \frac{b^2}{2}\right]}{\Gamma[n + u]} \int_0^{\infty} \exp(-\gamma) \gamma^n f_{\Gamma}(\gamma) dx \quad (\text{A.2})$$

Para a distribuição κ - μ , substituindo (3.3) em (A.2), tem-se então

$$P_d = \frac{\mu(1+\kappa)^{\frac{\mu+1}{2}}}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} \exp(\mu\kappa)} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)^{\frac{\mu-1}{2}} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \frac{\Gamma\left[n + u, \frac{b^2}{2}\right]}{\Gamma[n + u]} \int_0^{\infty} \gamma^{\frac{\mu-1}{2}+n} \times \exp\left[\gamma\left(\frac{\mu(1+\kappa)}{\bar{\gamma}} - 1\right)\right] I_{\mu-1}\left[2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right] dx. \quad (\text{A.3})$$

Integrando, tem-se

$$P_d = \left(\frac{\mu(1+\kappa)}{\bar{\gamma} + \mu(1+\kappa)}\right)^{\mu} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma} + \mu(1+\kappa)}\right)^n \times \frac{\Gamma[n + \mu]\Gamma\left[n + u, \frac{\lambda}{2}\right]}{\exp[\kappa(1+\mu)]\Gamma[n + u]} {}_1F_1\left[n + \mu, \mu, \frac{\kappa(1+\kappa)\mu^2}{\bar{\gamma} + \mu(1+\kappa)}\right]. \quad (\text{A.4})$$

Para a distribuição η - μ , substituindo (3.8) em (A.2), tem-se então

$$P_d = \frac{2\sqrt{\pi}\mu^{\mu+\frac{1}{2}}h^\mu}{\Gamma(\mu)H^{\mu-\frac{1}{2}}}\frac{1}{\bar{\gamma}^{\mu+\frac{1}{2}}}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{1}{n!}\frac{\Gamma\left[n+u,\frac{b^2}{2}\right]}{\Gamma[n+u]}\int_0^{\infty}\gamma^{\mu-\frac{1}{2}+n}\exp\left[-\gamma\left(1+\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}\right)\right]I_{\mu-\frac{1}{2}}\left(2\mu H\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)dx. \quad (\text{A.5})$$

Integrando-se, tem-se

$$P_d = \left(\frac{4h\mu^2}{(\bar{\gamma}+2h\mu)^2}\right)^\mu \sum_{n=0}^{\infty}\frac{1}{n!}\left(\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma}+2h\mu}\right)^n \frac{\Gamma[n+2\mu]}{\Gamma[2\mu]} \times \frac{\Gamma\left[n+u,\frac{\lambda}{2}\right]}{nu} {}_2F_1\left[\frac{n}{2}+\mu, \frac{1+n}{2}, \frac{1}{2}+\mu, \frac{4H^2\mu^2}{(\bar{\gamma}+2h\mu)^2}\right], \quad (\text{A.6})$$

Apêndice B

PDF de γ_{min} para um Canal em Desvanecimento

Seja o limite inferior da SNR média fim-a-fim, γ_{min} , igual a $0,5\min(\gamma_p, \gamma_r)$, sendo γ_p a SNR instantânea do canal entre o usuário primário e o retransmissor cognitivo e γ_r a SNR instantânea do canal entre o retransmissor cognitivo e o centro de fusão. Assim sendo, a CDF de γ_{min} para a distribuição κ - μ é então

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{min}} &= 1 - P\{0,5\gamma_p > \gamma, 0,5\gamma_r > \gamma\} = 1 - P\{\gamma_p > 2\gamma, \gamma_r > 2\gamma\} = \\ &= 1 - (P\{\gamma_p > 2\gamma\}P\{\gamma_r > 2\gamma\}) = 1 - Q_{\mu}\left(\sqrt{2\kappa\mu}, \sqrt{\frac{4\mu(1+\kappa)\gamma}{\bar{\gamma}}}\right)^2. \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

Consequentemente, derivando-se (B.1) com relação a γ , tem-se que a PDF de γ_{min} é

$$\begin{aligned} f_{\gamma_{min}}(\gamma) &= \frac{\partial}{\partial \gamma} F_{\gamma_{min}}(\gamma) = \frac{2^{1+\mu}}{\Gamma[\mu]} \left(\frac{(1+\kappa)\mu}{\bar{\gamma}}\right)^{\mu} \gamma^{\mu-1} \text{Exp}\left[-\mu\left(\kappa + \frac{2\gamma(1+\kappa)}{\bar{\gamma}}\right)\right] \\ &\quad \times {}_0F_1\left[\mu, \frac{2\gamma\kappa(1+\kappa)\mu^2}{\bar{\gamma}}\right] Q_{\mu}\left(\sqrt{2\kappa\mu}, 2\sqrt{\frac{\gamma(1+\kappa)\mu}{\bar{\gamma}}}\right). \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$