

Inatel

Instituto Nacional de Telecomunicações

Sensoriamento Espectral
Cooperativo Baseado em Rádios
Cognitivos com Múltiplas Antenas

FÁTIMA SAYURY QUERALT QUEDA
ALVES

DEZEMBRO / 2021



**SENSORIAMENTO ESPECTRAL CO-
OPERATIVO BASEADO EM RÁDIOS
COGNITIVOS COM MÚLTIPLAS AN-
TENAS**

FÁTIMA SAYURY QUERALT QUEDA
ALVES

Dissertação apresentada ao Instituto Naci-
onal de Telecomunicações, como parte dos
requisitos para obtenção do Título de Mes-
tre em Telecomunicações.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Rausley Adri-
ano Amaral de Souza.

Alves, Fátima Sayury Queralt Queda

A474s

Sensoriamento Espectral Cooperativo Baseado em Rádios Cognitivos com Múltiplas Antenas. / Fátima Sayury Queralt Queda Alves. — Santa Rita do Sapucaí, 2021.

63 p.

Orientador: Prof. Dr. Rausley Adriano Amaral de Souza
Dissertação de Mestrado em Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.

Inclui bibliografia.

1. Correlação 2. multi-antenas 3. Rádio cognitivo 4. Ruído dinâmico. 5. Sensoriamento espectral. 6. Mestrado em Telecomunicações. I. Souza, Rausley Adriano Amaral de. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

FOLHA DE APROVAÇÃO

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

Prof. Dr. Rausley Adriano Amaral de Souza
INATEL

Prof. Dr. André Antônio dos Anjos
FEELT - UFU

Prof. Dr. Samuel Baraldi Mafra
INATEL

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

*“Somente se aproxima da
perfeição quem a procura com
constância, sabedoria e sobre tudo
muita humildade.”*

Jigoro Kano

Aos meus professores que me ajudaram nessa jornada.

Agradecimentos

Agradeço aos meus pais pela ajuda ao longo da minha carreira acadêmica e por sempre acreditarem em mim. Aos meus amigos, pela ajuda nos estudos em grupo.

Ao Prof. Rausley, por toda a dedicação e paciência ao longo curso. Agradeço por todo o conhecimento e orientação que me foi passado. Ao Lucas dos Santos Costas por toda a ajuda e colaboração no trabalho. E ao Thales pela ajuda nas correções deste trabalho.

Ao Inatel, pela oportunidade de concluir o curso numa instituição de excelência e por permitir conciliar o trabalho e o curso de forma flexível.

Agradeço sinceramente a todos os envolvidos, essa jornada não foi fácil mas, graças a todos, foi possível realizar esse sonho.

Este trabalho foi parcialmente financiado pela Fundação de Amparo à Pesquisa de Minas Gerais (Fapemig), processo APQ 00966-17, pelo CNPq e pela RNP, com recursos do MCTIC, processo No 01245.010604/2020-14, sob o projeto Sistemas de Comunicações Móveis de 6a Geração (6G) do Centro de Referência em Radiocomunicações (CRR) do Instituto Nacional de Telecomunicações – Inatel, Brasil.

Sayury

Sumário

Sumário	x
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiii
Lista de Abreviaturas e Siglas	xv
Lista de Símbolos	xvii
Resumo	xix
Abstract	xxi
1 Introdução	1
1.1 Contextualização	1
1.1.1 Padronização do Rádio Cognitivo	3
1.2 Trabalhos Relacionados	4
1.3 Contribuições e Estrutura da Dissertação	6
1.4 Publicações	7
2 Sensoriamento Espectral Cooperativo com Múltiplas Antenas Sob Sinal Correlacionado	9
2.1 Modelo do Sistema	9
2.1.1 Modelo de Correlação	12
2.1.2 GLRT	14
2.1.3 CFCPSC	16
2.2 Resultados Numéricos	18
3 Sensoriamento Espectral Cooperativo com Múltiplas Antenas Sob Sinal Correlacionado com Ruído Dinâmico	23
3.1 Modelo do Sistema	23
3.1.1 Modelo de Ruído Dinâmico	24
3.1.2 Testes Estatísticos Cegos	24
3.2 Resultados Numéricos	26
4 Conclusões e Propostas para Trabalhos Futuros	33
4.1 Conclusões	33

4.2	Proposição para trabalhos futuros	34
	Referências Bibliográficas	35

Lista de Figuras

1.1	Exemplo de um cenário aplicando a política de alocação dinâmica com uma rede primária e uma rede secundária utilizando RCs.	3
2.1	Definição de P_{fa} e P_d por meio das FDPs condicionais da estatística de teste T	10
2.2	Ilustração do modelo do sistema implementado com uma rede secundária formada por U USs com L antenas cada.	11
2.3	Coeficiente de correlação em função da distância normalizada.	12
2.4	AUCs em função da distância normalizada para o CFCPSC e o GLRT com US multi-antenas com FA e FD com as regras de funções OR, AND, e MAJ (cada par de gráficos identificados como (a)-(b), (c)-(d), (e)-(f) e (g)-(h) descreve resultados para o CFCPSC e GLRT com $U = \{2, 3, 6, 9\}$ e $L = \{9, 6, 3, 2\}$, respectivamente).	20
3.1	AUC em função do fator de incerteza, ξ , para GLRT e CFCPSC com SD e HD baseado em RCs multi-antenas sob SECC com $U = 2$ USs e $L = 9$ antenas por RC (gráficos (a)-(b)) e $U = 3$ USs e $L = 6$ antenas por US (gráficos (c)-(d)) com os sinais recebidos nos arranjos de antenas do US descorrelacionados, $\rho = 0$, e com correlação máxima, $\rho = 1$	29
3.2	AUC em função do fator de incerteza, ξ , para GLRT e CFCPSC com SD e HD baseado em RCs multi-antenas sob SECC com $U = 6$ USs e $L = 3$ antenas por US (gráficos (a)-(b)) e $U = 9$ USs e $L = 2$ antenas por US (gráficos (c)-(d)) com os sinais recebidos nos arranjos de antenas do US descorrelacionados, $\rho = 0$, e com correlação máxima, $\rho = 1$	30

Lista de Tabelas

2.1	Perfil de atraso do canal de desvanecimento com múltiplos percursos UP-US.	19
3.1	SNR média em cada US de acordo com a quantidade de USs, U	28

Lista de Abreviaturas e Siglas

5G	quinta geração
6G	sexta geração
AGM	<i>arithmetic to geometric mean</i>
AUC	área sob a curva (<i>area under curve</i>)
AWGN	ruído aditivo Gaussiano branco (<i>additive white Gaussian noise</i>)
BPSK	<i>binary phase-shift keying</i>
CC	canal de controle
CF	centro de fusão
CFCPSC	cancelamento por divisão de densidade espectral de potência cooperativo por dobradura circular (<i>circular folding cooperative power spectral density split cancellation</i>)
CPSC	cancelamento por divisão de densidade espectral de potência cooperativo (<i>cooperative power spectral density split cancellation</i>)
DEP	densidade espectral de potência
DFT	transformada discreta de Fourier (<i>discrete Fourier transform</i>)
FA	fusão de amostras
FAP	fusão de amostras ponderadas
FAV	fusão de autovalores
FAVP	fusão de autovalores ponderados
FCC	Comissão Federal de Comunicações (<i>Federal Communications Commission</i>)
FD	fusão de decisões
FDP	função de densidade de probabilidade
GLRT	teste de máxima verossimilhança generalizado (<i>generalized likelihood ratio test</i>)
HD	<i>hard decision</i>
i.i.d.	independente e identicamente distribuída
MAC	controle de acesso ao meio (<i>medium access control</i>)
MMED	<i>maximum-minimum eigenvalue detection</i>
RC	rádio cognitivo
ROC	característica de operação do receptor (<i>receiver operating characteristic</i>)
SEC	sensoriamento espectral cooperativo
SEnC	sensoriamento espectral não cooperativo
SECC	sensoriamento espectral cooperativo centralizado
SF	seletivo em frequência

nSF	não seletivo em frequência
SD	<i>soft decision</i>
SNR	relação sinal ruído (<i>signal-to-noise ratio</i>)
TVWS	<i>TV white space</i>
UP	usuário primário
US	usuário secundário
WRAN	rede de área regional sem fio (<i>wireless regional area network</i>)

Lista de Símbolos

A	Matriz simétrica de Cholesky
a_{ij}	Correlação espacial entre diferentes pares de antena de cada US
\bar{T}	Atraso de propagação
$J_0(\cdot)$	Função de Bessel de ordem zero e de primeira espécie
β	Número de onda angular
B_u	Ganhos do canal sensoriado não correlacionados das L antenas do u -ésimo US
d	Distância entre as antenas no US
$\Delta\omega$	Diferença da frequência angular entre dois sinais
$F_{\text{full},u}$	Potência total do sinal na banda espectral desejada
F'_{l,u}	DEP instantânea do sinal discreto no tempo recebida na l -ésima antena do u -ésimo US
F_{l,u}(k)	Componente circular da DEP instantânea do sinal recebido
$F_{s_i,u}$	Potência do sinal na s -ésima sub-banda
f_u	Pesos dos autovalores da técnica de ponderação FAP
γ	Limiar de decisão
γ_u	Limiar de decisão predefinido no u -ésimo US
γ_{CF}	Limiar de decisão predefinido no CF
g_u	Pesos dos autovalores da técnica de ponderação FAVP
\mathcal{H}_0	Hipótese correspondente à ausência do sinal do UP
\mathcal{H}_1	Hipótese correspondente à presença do sinal do UP
H_u	Ganhos do canal sensoriado com os sinais correlacionados das L antenas do u -ésimo US
K	Quantidade de decisões \mathcal{H}_1 tomadas
L	Quantidade de antenas no US
λ	Comprimento de onda
λ_i	i -ésimo valor da matriz de covariância
M	Quantidade total de decisões tomadas
N	Quantidade de amostras complexas i.i.d. coletadas por antena
$\eta_{l,u}(n)$	Amostras do ruído AWGN
ω_{max}	Máximo deslocamento Doppler
P_d	Probabilidade de detecção
P_{fa}	Probabilidade de falso alarme
Q	Matriz triangular superior resultante da decomposição de Cholesky
q_{ij}	Cada elemento da matriz Q
R	Matriz de covariância

\mathbf{R}_{CF}	Matriz de covariância formada no CF
ρ	Coefficiente de correlação
\mathbf{R}_u	Matriz de covariância formada no US
$r_{u,s}$	Estatística de teste de cada US da s -ésima sub-banda
S	Quantidade de sub-bandas do canal na técnica CFCPSC
$\sigma_{l,u}^2$	Valor exato da potência de ruído na l -ésima do u -ésimo US
$\bar{\sigma}_{l,u}^2$	Variância ou potência estimada do ruído AWGN em cada antena de cada US
σ_u^2	Valor exato da potência de ruído no u -ésimo US
$\bar{\sigma}_u^2$	Variância ou potência estimada do ruído AWGN no u -ésimo US
$\hat{\sigma}_u^2$	Estimativa da máxima verossimilhança da potência do ruído do u -ésimo US
$s(n)$	Sinal transmitido pelo UP
T	Estatística de teste
τ	Intervalo de tempo entre os pontos de recepção
T_{CFCPSC_s}	Estatística de teste do CFCPSC no CF para a s -ésima sub-banda
$T_{\text{CFCPSC}_{u,s}}$	Estatística de teste do CFCPSC em cada US para a s -ésima sub-banda
$T_{\text{GLRT}_{\text{CF}}}$	Estatística de teste da técnica de detecção GLRT na FA
$T_{\text{GLRT}_{\text{FAP}}}$	Estatística de teste da técnica de detecção GLRT na FAP
$T_{\text{GLRT}_{\text{FAV}}}$	Estatística de teste da técnica de detecção GLRT na FAV
$T_{\text{GLRT}_{\text{FAVP}}}$	Estatística de teste da técnica de detecção GLRT na FAVP
T_{GLRT_u}	Estatística de teste da técnica de detecção GLRT com FD
U	Quantidade de USs
ξ	Fator de incerteza de ruído
\mathbf{Y}	Matriz das amostras coletados do sinal do UP
\mathbf{Y}_{CF}	Matriz das amostras coletadas do sinal do UP de todos os USs recebidas no CF
$y_{l,u}(n)$	Amostras coletadas pelo US do sinal do UP durante o período sensoriado no domínio do tempo
Z	Quantidade de derivações do modelo de canal com desvanecimento seletivo

Resumo

Alves, F. S. Q. Q. Sensoriamento Espectral Baseado em Rádios Cognitivos com Múltiplas Antenas [dissertação de mestrado]. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações; 2021.

Rádios cognitivos (RCs) com múltiplas antenas têm sido usados no sensoriamento espectral para melhorar o desempenho de detecção, mas a maioria dos trabalhos não considera correlação, devido à proximidade das antenas, nos sinais recebidos e erros de calibração nas antenas. Esta dissertação apresenta ambas as análises do desempenho usando dois testes estatísticos cegos, o conhecido teste de máxima verossimilhança generalizado (*generalized likelihood ratio test*, GLRT) e o cancelamento por divisão de densidade espectral de potência cooperativo por dobradura circular (*circular folding cooperative power spectral density split cancellation*, CFCPSC), sob sensoriamento espectral cooperativo centralizado com *hard decision* (HD) e *soft decision* (SD), considerando correlação nos sinais recebidos e ruído dinâmico. Também é admitido desvanecimento seletivo em frequência (SF) de acordo com o padrão IEEE 802.22 para WRAN para dar um apelo mais prático às análises em questão. Os cenários considerados adotam diferentes quantidades de USs e antenas por US. Inicialmente a análise do desempenho é feita observando apenas o efeito da correlação do sinal recebido, considerando a mesma potência de ruído em cada antena de cada US. Em seguida, com o intuito de simular um cenário mais completo, além da correlação é também considerado diferentes potências de ruído em cada antena de cada US. Os resultados apresentaram grandes vantagens em favor do CFCPSC.

Palavras-Chave: CFCPSC, correlação, GRLT, multi-antenas, rádio cognitivo, ruído dinâmico, sensoriamento espectral.

Abstract

Alves, F. S. Q. Q. Sensoriamento Espectral Baseado em Rádios Cognitivos com Múltiplas Antenas [dissertação de mestrado]. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações; 2021.

Multiantennas cognitive radios (CRs) have been used in spectral sensing to improve detection performance, but the majority of the works do not consider correlation, due to antenna proximity, in the received signals and antenna calibration errors. Therefore, this dissertation presents both performance analyzes using two blind statistical tests, the well-known GLRT (*generalized likelihood ratio test*) and the CFCPSC (*Circular Folding Cooperative Power Spectrum Density Split Cancellation*), in CCSS (*centralized cooperative spectrum sensing*) with HD (*hard decision*) and SD (*soft decision*) assuming correlated received signals due to the proximity of the antennas and dynamic noise. It is also adopted frequency-selective fading according to the WRAN (*wireless regional area network*) standard IEEE 802.22 to give a more practical appeal to the analyses at hand. The scenarios in CCSS adopt different numbers of secondary users (SUs) and antennas per SU. At first, the performance analysis is carried out observing only the effect of the correlation of the received signal, considering the same noise power in each antenna of each SU. Then, in order to simulate a more complete scenario, besides the correlation, different noise power in each antenna of each SU is also applied. The results showed great advantages in favor of CFCPSC.

Keywords: CFCPSC, correlation, GRLT, multi-antennas, cognitive radio, non-uniform dynamic noise, spectrum sensing.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

O sensoriamento espectral baseado em rádio cognitivo (RC) [1] é uma solução promissora para mitigar a escassez e a subutilização do espectro, fornecendo acesso secundário à banda espectral ociosa dos usuários primários (UPs). A escassez é consequência do crescimento explosivo da demanda por novos serviços de telecomunicações, impulsionado pela evolução dos sistemas de comunicação móvel nas últimas décadas. Tornou-se crítica com os advenços da quinta geração (5G) dos sistemas de comunicações móveis e da Internet das coisas (*Internet of things*, IoT) devido ao número sem precedentes necessários de transmissores [2] para suportar o aumento no número de serviços. Como se não bastasse, é sabido que a evolução dos sistemas de comunicações ocorre de forma rápida e já começou para os principais grupos de pesquisa ao redor do mundo. O projeto de pesquisa pioneiro realizado pelo Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel), denominado Brasil 6G [3], demonstra isso. Este projeto visa aumentar a influência do Brasil durante a padronização da sexta geração (6G) dos sistemas de comunicações móveis e, então, atender às necessidades específicas do nosso país em termos de aplicações e economia. Essa rápida evolução dos sistemas de comunicações indica que a escassez de espectro pode se tornar um problema ainda maior, a menos que alguma abordagem coopere para melhorar a interoperabilidade entre o enorme número necessário de novos serviços de telecomunicações.

A subutilização do espectro é outro desafio a ser enfrentado pelos grupos de pesquisa, que é uma consequência da política de alocação de banda fixa em uso atualmente que concede direitos de acesso apenas aos titulares ou aos UPs [1]. Isso ocorre quando as bandas titulares estão ociosas, não sendo utilizadas em todo o espaço-tempo contratado para transmitir suas informações. Neste contexto, o problema é que esses períodos

de silêncio, que ocorrem com frequência segundo a literatura [1], deixam livre as faixas do espectro primário que os usuários secundários (USs) poderiam utilizar para outros serviços e, assim, mitigar a subutilização. Felizmente, por outro lado, alguns estudos revelaram que uma mudança da política de alocação de banda fixa para uma nova política de alocação dinâmica poderia mitigar conjuntamente a subutilização e a escassez do espectro. Neste novo conceito de acesso ao espectro, os USs podem usar oportunisticamente porções do espectro primário se encontrarem bandas ociosas [1]. Para serem eficazes nessa tarefa, entretanto, os RCs devem ser inteligentes e capazes de detectar as bandas do espectro para encontrar porções vagas para o uso oportunístico. Portanto, como o sensoriamento espectral é uma tarefa primária dos USs, um US é, no contexto do acesso secundário à banda ociosa do espectro primário, um US inteligente capaz de mitigar tanto a escassez quanto a subutilização do espectro por meio do sensoriamento espectral.

O sensoriamento espectral baseado em RC visa sensoriar e tomar uma decisão de ocupação sobre o estado de ocupação de uma faixa de espectro desejada para ser usada oportunisticamente pelo US. A detecção de espectro pode ser feita por um US, em sensoriamento espectral não cooperativo (SEnC) ou por um grupo de USs colaborativos em sensoriamento espectral cooperativo (SEC). O SEC, no entanto, pode alcançar melhores desempenhos de detecção devido à diversidade espacial. Nesse caso, os USs cooperantes em diferentes localizações geográficas cooperam para decisões mais precisas e superam problemas como sombreamento, desvanecimento por multipercurso, terminais primários ocultos ou uma combinação desses fenômenos [1]. A detecção cooperativa do espectro pode ser centralizada, distribuída ou assistida por retransmissão [1]. No sensoriamento espectral cooperativo centralizado (SECC), os USs detectam porções do espectro e compartilham algumas informações do sensoriamento, por meio de um canal de controle (CC), com um centro de fusão (CF) para tomar uma decisão global, na Figura 1.1 esse cenário do SECC baseado em RC é ilustrado. O tipo desta informação compartilhada define dois esquemas de fusão: a fusão *soft decision* (SD) e a fusão *hard decision* (HD). No SD, as informações de detecção podem ser: (i) simplesmente as amostras coletadas do sinal recebido durante um período de sensoriamento, definido como fusão de amostras (FA), ou (ii) uma quantidade derivada dessas amostras, como por exemplo a fusão de autovalores (FAV), em que os autovalores gerados a partir da matriz de covariância das amostras do sinal recebido são enviados ao CF. No HD, a informação de detecção é uma decisão local tomada individualmente por cada US, definido também como fusão de decisões (FD). Em cada caso, SD ou HD, o CF combina todas as informações do sensoriamento recebidas e toma uma decisão cooperativa global sobre o estado de ocupação do canal detectado.

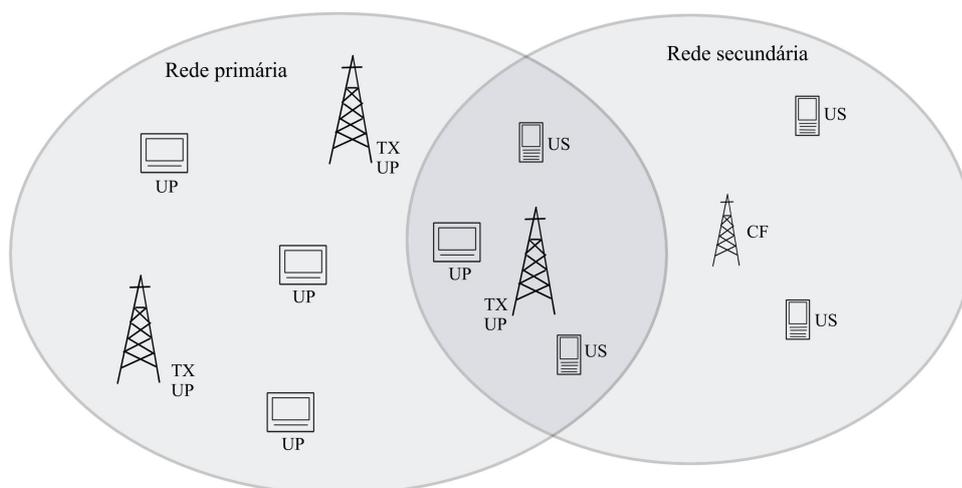


Figura 1.1: Exemplo de um cenário aplicando a política de alocação dinâmica com uma rede primária e uma rede secundária utilizando RCs.

O CF, ou cada US, consegue decidir sobre o estado de ocupação ao implementar algum teste estatístico, por exemplo, um teste de detecção baseado em filtro casado [4], detecção de energia [1], detecção de autovalores [5] ou detecção por densidade espectral de potência (DEP) [6, 7]. Os testes existentes são conhecidos como não cegos [4], semi-cegos [1, 5] ou cegos [5–7]. Os não cegos são aqueles testes que requerem informação prévia sobre alguma característica do sinal do UP para o cálculo de suas estatísticas. Já os testes semi-cegos são aqueles que não requerem informações *a priori* sobre o sinal do UP, mas precisam de informações *a priori* sobre a potência do ruído aditivo Gaussiano branco (*additive white Gaussian noise*, AWGN). Finalmente, os testes cegos são aqueles que não requerem nenhum conhecimento prévio do sinal do UP ou do ruído no receptor. Eles geralmente não são superiores em desempenho de detecção em comparação com os não cegos ou semi-cegos, mas são mais fáceis de implementar devido à menor complexidade computacional.

Neste trabalho, analisa-se o desempenho da detecção de dois testes estatísticos cegos sob SECC com SD e HD. Um deles é o conhecido teste de máxima verossimilhança generalizado (*generalized likelihood ratio test*, GLRT) [5], e o outro é o recentemente proposto cancelamento por divisão de densidade espectral de potência cooperativo por dobradura circular (*circular folding cooperative power spectral density split cancellation*, CFCPSC) [7] baseado em DEP.

1.1.1 Padronização do Rádio Cognitivo

Uma grande oportunidade de compartilhamento de espectro é nos espaços ociosos de TV, conhecido como *TV white space* (TVWS), visto que uma boa parte do

tempo o espectro encontra-se inutilizado [8]. Por esse motivo a Comissão Federal de Comunicações (*Federal Communications Commission*, FCC) liberou o acesso desses espaços ociosos, nas bandas de VHF (*very high frequency*) e UHF (*ultra high frequency*), para usuários não licenciados. Com isso novas tecnologias e inovações foram incentivadas nos sistemas de comunicações. Novos padrões foram elaborados para possibilitar a interoperabilidade entre os sistemas e fornecedores. Alguns padrões como IEEE P802.19.1, IEEE 802.11af, IEEE 802.15.4m, e ECMA 392 foram desenvolvidos com base na utilização oportunista dos TVWSs, englobando completa ou parcialmente o conceito do modelo cognitivo [9]. Entretanto, o IEEE 802.22 [10] é o primeiro a ser considerado como o padrão cognitivo, por apresentar um trabalho mais completo e refinado. Além desses, o projeto IEEE P1900.7 [11] é dedicado nas especificações das tecnologias para o acesso dinâmico do espectro dos TVWSs.

IEEE 802.22

O padrão IEEE 802.22 define a interface aérea de redes ponto-a-multiponto e *back-haul* de redes de área regional sem fio (*wireless regional area networks*, WRANs) que utilizam uma estação base fixa considerando terminais de usuários fixos ou móveis. Assim como, também especifica a camada de controle de acesso ao meio (*medium access control*, MAC) dos RCs e a camada física. Este padrão prevê técnicas para minimizar a interferência nos UPs, capacidade de geolocalização, técnicas de sensoriamento espectral e acesso ao banco de dados dos serviços licenciados [10]. O IEEE 802.22 apresenta um extenso trabalho para englobar diversos cenários e tecnologias para permitir e facilitar a interoperabilidade entre produtos WRANs, auxiliar a disputa pela banda compartilhada sem prejudicar o UP e definir as características do sistema dos RCs.

1.2 Trabalhos Relacionados

O uso de transceptores com múltiplas antenas, ou de forma semelhante multi-antenas, aumenta a diversidade espacial e, conseqüentemente, o desempenho dos sistemas de comunicação. Transceptores com múltiplas antenas, também têm sido usados por RC na detecção do espectro [12–14] para aumentar o poder estatístico para a detecção dos sinais do UP. Uma suposição comum [12, 13] é que esses trabalhos adotam antenas calibradas, o que significa que os valores de potência de ruído nas antenas são idênticos. Por outro lado, os autores de [14] e [15] fornecem análises de apelo mais prático dos testes baseados em GLRT, admitindo que cada antena do US pode experimentar um nível de potência de ruído diferente. Além disso, [16] propõe-se um

detector geral baseado em múltiplas antenas para o sensoriamento espectral que supera outros detectores, como os baseados em GLRT com antenas calibradas e não calibradas com níveis de potência de ruído conhecidos e antenas descalibradas com níveis de potência de ruído desconhecidos.

Estudos em [14–16] destacam a importância do uso de múltiplas antenas em USs para detecção de espectro quando as informações sobre o sinal do UP, o canal sensoriado ou os valores da potência de ruído podem não estar disponíveis, mas eles não consideram a correlação do sinal recebido no conjunto de antenas. Vale lembrar que a correlação de sinal é comum em receptores multi-antenas devido à proximidade das antenas. Mais importante ainda, a correlação também é inversamente proporcional à ordem da diversidade e , então, é razoável prever que ela pode trazer degradação de desempenho em um determinado cenário de comunicação. Mesmo assim, poucos trabalhos consideram a correlação de sinais recebidos em análises de detecção de espectro em US com multi-antenas [17]. Além disso, os autores em [18] afirmam que análises de detecção de espectro em US com multi-antenas com correlação de sinais recebidos e antenas não calibradas raramente são adotadas.

O trabalho em [19] considera GLRT e CFCPSC no SECC com USs multi-antenas sob canais seletivos em frequência (SFs), ruído dinâmico, em que a potência do ruído no *front-end* dos USs varia de forma independente ao longo do tempo, e diferentes números de USs e antenas por US. Os resultados em [19] mostram que o CFCPSC supera todos, exceto GLRT ponderado em FA SD sob incerteza de ruído com ruído dinâmico, mas não considera as correlações do sinal recebido nos pares de antenas dos USs e variação de potência de ruído entre as antenas. Esta dissertação, por outro lado, fornece análises de desempenho do GLRT e CFCPSC baseado em RCs multi-antenas no SECC sob os mesmos canais SFs de detecção em [19] com os sinais recebidos correlacionados nos arranjos de antenas e ruído dinâmico entre as antenas de um dado US.

Embora os trabalhos anteriormente citados sejam suficientes para embasar o estudo desta dissertação, percebe-se que estão longe de serem exaustivos. Isso significa que é possível encontrar outros estudos envolvendo análises de desempenho de US multi-antenas para SEnC e SEC sob antenas calibradas e não calibradas com ou sem incerteza de ruído, mesma relação sinal ruído (*signal-to-noise ratio*, SNR) média nos USs, ruído dinâmico ou correlação dos sinais recebidos nos conjuntos de antenas, especialmente em SEnC. No entanto, poucos trabalhos adotam combinações desses fenômenos e, até onde sabemos, ainda não existem análises do desempenho do sensoriamento espectral do CFCPSC combinando ruído dinâmico entre as antenas de um dado US com a correlação dos sinais recebidos nos arranjos de antenas.

1.3 Contribuições e Estrutura da Dissertação

Este trabalho tem como objetivo apresentar os resultados do desempenho de sistemas de RCs multi-antenas no SECC aplicando as técnicas cegas GLRT e CFCPSC utilizando os esquemas de fusões SD e HD para estimar o estado de ocupação da banda espectral desejada. Busca-se implementar um cenário mais completo, simulando diversos efeitos que são comumente produzidos nos sistemas de comunicações com o intuito de obter um apelo mais prático às análises. Em um primeiro momento, a análise é focada em observar o impacto provocado no desempenho do sistema devido aos efeitos da correlação nos sinais recebidos gerados em função da proximidade das antenas no US, considerando mesma SNR média nos USs e potência de ruído idênticas em cada antena de cada US. Em seguida, como contribuição principal, faz-se uma análise do sistema combinando diversos fatores como: potências de ruído diferentes, ruído dinâmico, antenas descalibradas e correlação dos sinais recebidos nos arranjos das antenas. Dando um apelo mais prático às análises, admite-se que a potência de ruído em cada antena de cada US varia de forma independente e identicamente distribuída (i.i.d.) seguindo uma distribuição uniforme. Ambos os casos citados anteriormente, foram implementados em quatro situações diferentes, alterando a quantidade de USs em cooperação e a quantidade de antenas por US. Além disso, também adotamos desvanecimento SF nos canais de detecção, que são compatíveis com a WRAN no padrão IEEE 802.22 [20], para dar um apelo ainda mais prático às análises em questão. Dessa forma, é possível observar o comportamento do sistema para diferentes configurações.

A proposta deste trabalho foi distribuída de modo que no Capítulo 2 mostra-se os efeitos da correlação no desempenho do sistema. Nele será apresentado o modelo do sistema, o modelo utilizado para implementar a correlação dos sinais recebidos nas antenas dos USs, os cálculos da técnica GLRT, o algoritmo da técnica CFCPSC, os esquemas de fusões FA e FD usados por cada técnica de detecção e os resultados gerados por meio de simulações do sistema sob sinais correlacionados em função da distância normalizada entre os pares de antenas. Neste capítulo consideram-se mesma SNR média nos USs, ruído não dinâmico e apresenta-se o desempenho para ambos os tipos de canais: i) lento e plano e ii) lento com desvanecimento SF.

Enquanto que no Capítulo 3 introduz-se um novo modelo de ruído dinâmico, considerando os erros de calibração nas antenas dos USs. As análises do sistema serão feitas com as técnicas de detecção CFCPSC e GLRT ambas com SD e HD. A nova técnica de fusão FAV será incluída e para ambas as técnicas de SD será acrescentado os esquemas de ponderação. Neste capítulo considera-se ruído dinâmico em antenas descalibradas sob canal lento com desvanecimento SF e apresenta o desempenho

utilizando correlação máxima e nula nos sinais recebidos, representando os limites superiores e inferiores do desempenho do sistema. Finalmente, finalizamos a dissertação com a conclusão e abordando propostas e aspectos para futuras pesquisas no Capítulo 4.

1.4 Publicações

A partir dos resultados deste trabalho, o seguinte artigo foi publicado:

1. F. S. Q. Q. Alves; L. S. Costa; R. A. A. de Souza, “**Multiantenna-Cognitive-Radio-Based Blind Spectrum Sensing Under Correlated Signals**”. 2021 IEEE 13th Latin-American Conf. on Commun. (LATINCOM), 17 - 19 November 2021. Santo Domingo, Dominican Republic.

Capítulo 2

Sensoriamento Espectral Cooperativo com Múltiplas Antenas Sob Sinal Correlacionado

Por meio da utilização de múltiplas antenas nos USs, a diversidade produzida promove uma melhoria no desempenho dos sistemas de comunicações. Entretanto, é importante ressaltar que a proximidade entre as antenas no US gera um certo nível de correlação no sinal recebido pelo US. Esse efeito comum nos sistemas de comunicações pode impactar de forma positiva ou negativa no desempenho do sistema. Nas seções seguintes será apresentado um sistema de SECC cego sob o efeito de sinais correlacionados e, por fim, será analisado o seu impacto no desempenho do sensoriamento espectral por meio de simulações.

2.1 Modelo do Sistema

A maneira mais comum de modelar as decisões tomadas pelo CF ou pelos USs é descrevendo-as como um teste de hipótese binário. As duas únicas hipóteses possíveis aqui são \mathcal{H}_0 e \mathcal{H}_1 , de modo que \mathcal{H}_0 e \mathcal{H}_1 representam as hipóteses da ausência e presença do sinal do UP na banda espectral sensoriada, respectivamente. A forma mais comum de medir o desempenho sob essas hipóteses é por meio das métricas de desempenho: probabilidade de falso alarme, P_{fa} , e probabilidade de detecção, P_d . A primeira,

$$P_{fa} = \Pr[\text{decisão} = \mathcal{H}_1 | \mathcal{H}_0] = \Pr[T > \gamma | \mathcal{H}_0], \quad (2.1)$$

é a probabilidade de tomar uma decisão favorecendo a hipótese \mathcal{H}_1 quando a banda sensoriada está sob a hipótese \mathcal{H}_0 (ou seja, sinal do UP ausente), que é equivalente a

ter o teste estatístico T maior do que o limiar de decisão predefinido γ , ou seja, $T > \gamma$, dado que a banda sensoriada está sob a hipótese \mathcal{H}_0 . A última,

$$P_d = \Pr[\text{decisão} = \mathcal{H}_1 | \mathcal{H}_1] = \Pr[T > \gamma | \mathcal{H}_1], \quad (2.2)$$

é a probabilidade de haver uma decisão favorecendo \mathcal{H}_1 quando a banda sensoriada está de fato sob a hipótese \mathcal{H}_1 (ou seja, sinal do UP presente), que é equivalente a ter $T > \gamma$ quando a banda sensoriada está sob a hipótese \mathcal{H}_1 . Portanto, almeja-se altos valores de P_d e baixos valores de P_{fa} . Nesse contexto, elevados valores de P_d implica na redução da interferência na rede primária, dessa forma o sistema é capaz de inferir com alta probabilidade sobre o estado de ocupação da banda do UP evitando que o US transmita simultaneamente com o UP. Já baixos valores de P_{fa} traduz-se em um melhor aproveitamento espectral dos intervalos em que a banda está ociosa, elevando o uso oportunístico da banda e conseqüentemente aumentando a vazão de dados dos US. A Figura 2.1 ilustra as funções de densidade de probabilidade (FDPs) da estatística de teste T , condicionadas às hipóteses de ocupação da banda, e as áreas que definem as métricas P_{fa} e P_d .

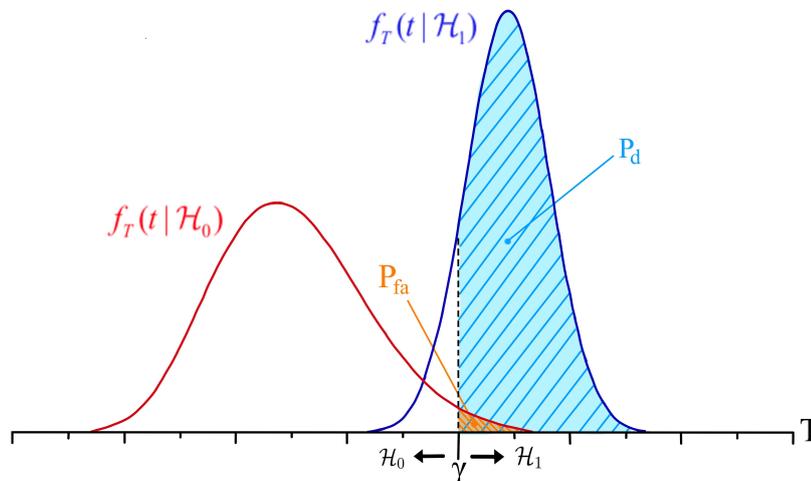


Figura 2.1: Definição de P_{fa} e P_d por meio das FDPs condicionais da estatística de teste T .

Esses desempenhos são geralmente analisados usando a curva característica de operação do receptor (*receiver operating characteristic*, ROC), que relaciona P_d em função de P_{fa} variando γ em um conjunto de valores. Desse modo, cada ponto sobre a curva ROC corresponde a um valor do limiar de decisão, γ , que é determinado em função da relação de compromisso entre P_d e P_{fa} . Por meio da curva ROC se estabelece uma solução de compromisso decorrente da tentativa de otimizar objetivos concorrentes, uma vez que para aumentar o valor de P_d o valor de P_{fa} diminui e vice-versa. Outra forma de medir o desempenho do sistema do sensoriamento espectral

é utilizando a área sob a curva ROC, aqui definida apenas como a área sob a curva (*area under curve*, AUC). Diante disso, usar a AUC é particularmente útil ao analisar várias ROCs, especialmente aquelas com desempenhos semelhantes e com pontos de cruzamento.

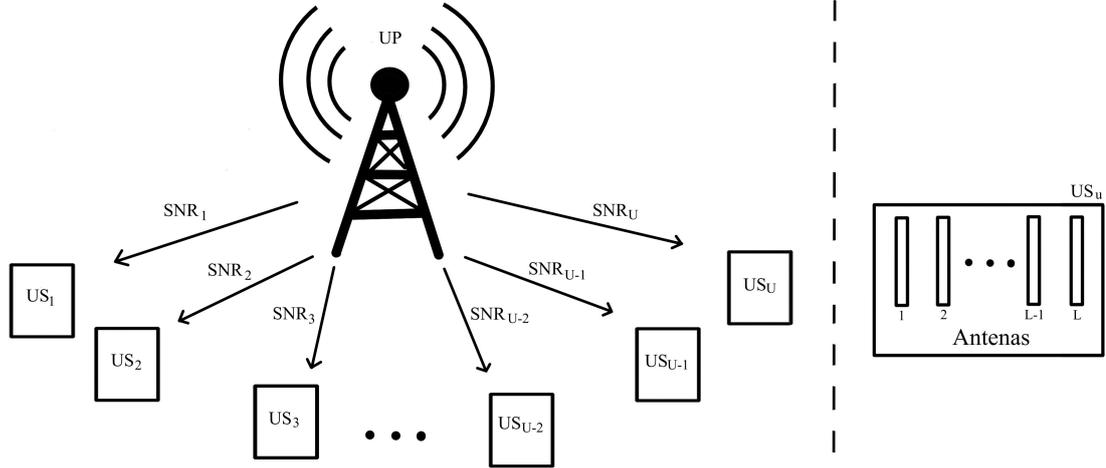


Figura 2.2: Ilustração do modelo do sistema implementado com uma rede secundária formada por U USs com L antenas cada.

A partir dos pontos acima mencionados, consideremos o referido teste de hipótese e suponhamos o cenário ilustrado na Figura 2.2 com uma rede primária contendo apenas um transmissor do UP com uma única antena e uma rede secundária com U USs multi-antenas com L antenas cada. Em cada intervalo sensoriado, cada antena coleta N amostras complexas i.i.d do sinal recebido para a detecção no espectro. O objetivo é manipular essas amostras e, em seguida, inferir se a banda do UP sensoriada está sob hipótese \mathcal{H}_0 ou \mathcal{H}_1 a partir dessa manipulação. Matematicamente, podemos descrever as amostras recebidas do sinal detectado após um período de sensoriamento como [7]

$$y_{l,u}(n) = \begin{cases} \eta_{l,u}(n) & ; \mathcal{H}_0 \\ \sum_{z=0}^{Z-1} h_{l,u}(z)s(n-z) + \eta_{l,u}(n) & ; \mathcal{H}_1. \end{cases} \quad (2.3)$$

Em (2.3), $\eta_{l,u}(n)$ representa a n -ésima amostra complexa AWGN, com média zero e variância $\sigma_{l,u}^2$, recebida pela l -ésima antena do u -ésimo US. A variável $s(n)$ representa a n -ésima amostra do sinal do UP. A resposta ao impulso variante no tempo dos canais sensorizados possuem uma linha de atraso com Z derivações. Desse modo, a operação dada por $\sum_{z=0}^{Z-1} h_{l,u}(z)s(n-z)$ representa a convolução da n -ésima amostra do sinal do UP com a z -ésima derivação da resposta ao impulso do canal sensoriado entre a l -ésima antena do u -ésimo US. Sendo que com $Z = 1$, os canais sensorizados são canais de desvanecimento Rayleigh lento e plano. Com $Z > 1$, eles são canais de desvanecimento Rayleigh lento e SF [7].

2.1.1 Modelo de Correlação

Em cenários reais de comunicação sem fio, os sinais correlacionados nos receptores ocorrem pela influência dos comportamentos físicos dos ambientes de propagação. O modelo de Clarke para desvanecimento isotrópico é amplamente aceito para modelar o coeficiente de correlação como uma função de parâmetros físicos, tais como efeito Doppler, distâncias da separação entre dois pontos de recepção, frequência e atraso de propagação [21]. De acordo com este modelo, o coeficiente de correlação ρ entre os canais de desvanecimento Rayleigh pode ser escrito como [21]

$$\rho = \frac{J_0^2(\beta d)}{[1 + (\Delta\omega\bar{T})^2]^2}, \quad (2.4)$$

em que d é a distância entre dois pontos de recepção, $\beta = 2\pi/\lambda$ é o número de onda angular escrito em função do comprimento de onda λ , $\Delta\omega$ é a diferença da frequência angular entre os sinais, \bar{T} é o atraso de propagação, $J_0(\cdot)$ é a função de Bessel de ordem zero e de primeira espécie, e $\beta d = \omega_{\max}\tau$, em que ω_{\max} é o máximo deslocamento Doppler em radianos por segundo, e τ é o intervalo de tempo entre os pontos de recepção. Observe que este modelo fornece um determinado valor de coeficiente de correlação como uma função de uma combinação de diversos esquemas. Em nossa análise, no entanto, pretende-se considerar apenas as distâncias entre os pontos de recepção e, portanto, admitimos que o produto $\Delta\omega\bar{T}$ é zero. Consequentemente,

$$\rho = J_0^2(\beta d), \quad (2.5)$$

no qual $0 \leq \rho \leq 1$. A Figura 2.3 mostra o coeficiente de correlação em função da distância normalizada, em termos do comprimento de onda, entre dois pontos de recepção, uma vez que $\beta d = 2\pi d/\lambda$.

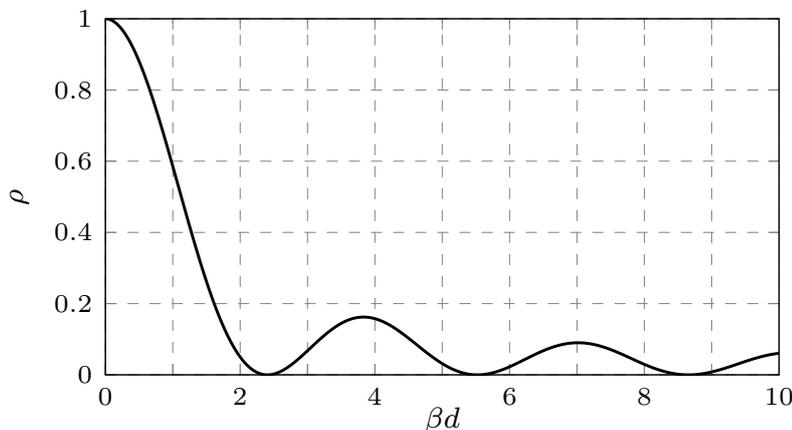


Figura 2.3: Coeficiente de correlação em função da distância normalizada.

Neste trabalho, admite-se que as amostras do sinal sensoriado recebidas nas antenas do u -ésimo US estão possivelmente correlacionadas.

Com o objetivo de correlacionar esses sinais recebidos, considere uma matriz $\mathbf{B}_u \in \mathbb{C}^{L \times Z}$ correspondente aos ganhos do canal sensoriado não correlacionados das L antenas do u -ésimo US. Pode-se construir essa matriz como

$$\mathbf{B}_u = [\mathbf{b}_{1,u}^T, \mathbf{b}_{2,u}^T, \dots, \mathbf{b}_{L,u}^T]^T, \quad (2.6)$$

em que T indica a transposição de uma matrix ou vetor e $\mathbf{b}_{l,u} \in \mathbb{C}^{1 \times Z}$ representa os ganhos do canal variante no tempo da resposta ao impulso de Z derivações dos canais entre o transmissor do UP e a l -ésima antena do u -ésimo US. Nesse caso, os vetores $\mathbf{b}_{k,u}^T$ e $\mathbf{b}_{j,u}^T$ estão descorrelacionados para $k \neq j$. Pode-se obter a matriz \mathbf{H}_u dos ganhos dos canais correlacionados fazendo

$$\mathbf{H}_u = (\mathbf{B}_u^T \mathbf{Q})^T = [\mathbf{h}_{1,u}^T, \mathbf{h}_{2,u}^T, \dots, \mathbf{h}_{L,u}^T]^T, \quad (2.7)$$

em que $\mathbf{H}_u \in \mathbb{C}^{L \times Z}$ e $\mathbf{h}_{l,u} = [h_{l,u}(1), h_{l,u}(2), \dots, h_{l,u}(Z)]$, $\mathbf{h}_{l,u} \in \mathbb{C}^{1 \times Z}$. Em ((2.7)), $\mathbf{Q} \in \mathbb{R}^{L \times L}$ é a matriz triangular superior

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} & \dots & q_{1L-1} & q_{1L} \\ 0 & q_{22} & \dots & q_{2L-1} & q_{2L} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & q_{L-1L-1} & q_{L-1L} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & q_{LL} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

tal que \mathbf{Q} resulta da decomposição de Cholesky [22] da matriz simétrica \mathbf{A} , dada por

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & \rho & \dots & \rho^{|1-L+1|} & \rho^{|1-L|} \\ \rho & 1 & \dots & \rho^{|2-L+1|} & \rho^{|2-L|} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ \rho^{|L-1-1|} & \rho^{|L-1-2|} & \dots & 1 & \rho \\ \rho^{|L-1|} & \rho^{|L-2|} & \dots & \rho & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

em que $\mathbf{A} = \mathbf{Q}^T \mathbf{Q}$. Devido à decomposição de Cholesky, os z -ésimos elementos dos vetores $\mathbf{h}_{k,u}^T$ e $\mathbf{h}_{j,u}^T$ em (2.7) estão possivelmente correlacionados para $k \neq j$. Em (2.9), ρ é o coeficiente de correlação dado por (2.5). Os elementos das i -ésimas linhas e j -ésimas colunas de \mathbf{A} , com $i, j = 1, 2, \dots, L$ são dados por

$$a_{ij} = \rho^{|i-j|}, \quad (2.10)$$

em que $|x|$ representa o valor absoluto de x . Logo, a_{ij} representa a correlação espacial entre diferentes pares de antenas de cada US. Neste modelo de correlação exponencial, a correlação entre um par de sinais diminui à medida que a separação entre eles aumenta. Da mesma forma, cada elemento da matriz \mathbf{Q} em (2.8) é

$$q_{ij} = \begin{cases} \sqrt{a_{ij}}, & i = 1, j = i, \\ a_{ij}/q_{ii}, & i = 1, j \neq i, \\ \sqrt{a_{ij} - \sum_{k=1}^{j-1} q_{kj}^2}, & i > 1, j = i, \\ (a_{ij} - \sum_{k=1}^{j-1} q_{ki}q_{kj})/q_{ii}, & i > 1, j \neq i. \end{cases} \quad (2.11)$$

Observe que o z -ésimo elemento dos ganhos do canal da l -ésima antena do u -ésimo US em (2.3), $h_{l,u}(z)$, está na matriz \mathbf{H}_u em (2.7).

2.1.2 GLRT

O GLRT [5] é um teste estatístico cego com base nos autovalores da matriz de covariância do sinal recebido

$$\mathbf{R} = \frac{\mathbf{Y}\mathbf{Y}^\dagger}{N} \quad (2.12)$$

em que \dagger denota o complexo conjugado, \mathbf{Y} é a matriz de amostras recebidas e N é o número de amostras coletadas do sinal recebido em cada antena de cada US.

GLRT com FA

No SECC com SD, as informações do sensoriamento enviadas dos USs ao CF via CC podem ser: i) simplesmente as amostras coletadas do sinal recebido durante um período de sensoriamento ou ii) uma derivação delas. O primeiro modo SD é conhecido como FA e, neste caso, os RCs atuam como sensores, simplesmente coletando amostras dos sinais recebidos e enviando-as ao CF para tomar a decisão de ocupação global. Assim, neste caso, o CF é responsável por todas as operações restantes, ou seja, computar a estatística GLRT da matriz $\mathbf{Y}_{\text{CF}} \in \mathbb{C}^{LU \times N}$ de todas as amostras coletadas de todos os USs em cooperação, tomando uma decisão de ocupação global e informando essa decisão de volta aos USs por meio do CC para gerenciar as atividades da rede secundária. Pode-se escrever \mathbf{Y}_{CF} como

$$\mathbf{Y}_{\text{CF}} = [\mathbf{Y}_1^T, \mathbf{Y}_2^T, \dots, \mathbf{Y}_U^T]^T, \quad (2.13)$$

em que $\mathbf{Y}_u = [\mathbf{y}_{1,u}^T, \mathbf{y}_{2,u}^T, \dots, \mathbf{y}_{L,u}^T]^T$, $\mathbf{Y}_u \in \mathbb{C}^{L \times N}$, é a matriz das amostras sensoriadas do u -ésimo US e $\mathbf{y}_{l,u} = [y_{l,u}(1), y_{l,u}(2), \dots, y_{l,u}(N)]$, $\mathbf{y}_{l,u} \in \mathbb{C}^{1 \times N}$, vem de $y_{l,u}(n)$

em (2.3), que contém N amostras recebidas na l -ésima antena do u -ésimo US. Vale ressaltar que considerou-se um CC perfeito (sem erros) e, portanto, as amostras sensoriadas recebidas nos USs são idênticas às amostras recebidas no CF. Assim, a matriz de covariância $\mathbf{R}_{\text{CF}} \in \mathbb{C}^{LU \times LU}$ no CF é

$$\mathbf{R}_{\text{CF}} = \frac{\mathbf{Y}_{\text{CF}} \mathbf{Y}_{\text{CF}}^\dagger}{N}, \quad (2.14)$$

e o CF deve calcular a estatística de teste para a técnica de detecção GLRT como [5]

$$T_{\text{GLRT}_{\text{CF}}} = \frac{\lambda_1}{\frac{1}{LU} \sum_{i=1}^{LU} \lambda_i}, \quad (2.15)$$

de tal modo que $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{LU}$ são os autovalores ordenados de \mathbf{R}_{CF} . O CF toma a decisão global como \mathcal{H}_1 se $T_{\text{GLRT}_{\text{CF}}} > \gamma_{\text{CF}}$ ou como \mathcal{H}_0 caso contrário, em que γ_{CF} é o limiar de decisão predefinido no CF. Veja que a estatística de teste do GLRT é a razão entre o máximo autovalor e a média dos autovalores de \mathbf{R}_{CF} .

GLRT com FD

No SECC com FD, cada US faz o sensoriamento do espectro toma uma decisão individual sobre o estado de ocupação do canal sensoriado e envia a decisão para o CF via o CC. O CF combina todas as decisões recebidas e toma a decisão final. Quando calculado em cada US, a estatística de teste do GLRT é

$$T_{\text{GLRT}_u} = \frac{\lambda_1}{\frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \lambda_i}, \quad (2.16)$$

em que $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L$ são os autovalores ordenados da matriz de covariância $\mathbf{R}_u \in \mathbb{C}^{L \times L}$, dada por

$$\mathbf{R}_u = \frac{\mathbf{Y}_u \mathbf{Y}_u^\dagger}{N}, \quad (2.17)$$

e $\mathbf{Y}_u \in \mathbb{C}^{L \times N}$ é a matriz de amostras recebidas nas antenas do u -ésimo US, ou seja, a u -ésima submatriz em (2.13). Um determinado US decide por \mathcal{H}_1 se $T_{\text{GLRT}_u} > \gamma_u$ ou por \mathcal{H}_0 caso contrário, e γ_u é agora o limiar de decisão predefinido em cada US. O CF chega a uma decisão cooperativa final por meio da regra K -em- M [1], em que K é o número de decisões recebidas em favor de \mathcal{H}_1 e M é o número total de decisões recebidas, ou seja, o número de USs cooperantes. Nessa regra, o CF toma a decisão final como \mathcal{H}_1 se pelo menos K de M decisões são \mathcal{H}_1 . Decide-se por \mathcal{H}_0 caso contrário. Esta regra se torna a regra OR com $K = 1$, a regra AND com $K = M$, e a regra majoritária (MAJ) com $K = \lfloor M/2 + 1 \rfloor$, sendo $\lfloor \cdot \rfloor$ a função arredondar para

baixo.

2.1.3 CFCPSC

O CFCPSC [7] é uma versão melhorada do algoritmo cancelamento por divisão de densidade espectral de potência cooperativo (*cooperative power spectral density split cancellation*, CPSC) [6] com maior poder estatístico de detecção do que seu predecessor. Ambos são testes estatísticos cegos baseados em DEP, conhecidos por sua baixa complexidade computacional e robustez contra ruído dinâmico (quando a potência do ruído AWGN varia ao longo do tempo). Ambos os algoritmos foram inicialmente propostos para USs com uma única antena no SECC com FA. Em seus cálculos, ambos dividem a largura de banda do sinal recebido de cada US em S sub-bandas e estimam a DEP em cada sub-banda. Posteriormente, combinam-se o nível da DEP estimada da s -ésima sub-banda de todos os USs, tomam uma decisão de ocupação em relação a cada sub-banda e, finalmente, combinam as decisões das sub-bandas por meio da regra OR para tomar uma decisão final sobre a ocupação da banda sensoriada. Neste trabalho, por outro lado, usamos as versões modificadas de CFCPSC em [23] e em [24], uma vez que trabalham com USs multi-antenas e FD, respectivamente. Nas próximas seções será apresentado o CFCPSC no SECC com FA e FD.

CFCPSC com FA

No SECC com FA e USs multi-antenas [23], o algoritmo CFCPSC trata cada antena como um receptor independente. Esta adaptação é equivalente a ter LU USs com uma única antena ao invés de U USs com L antenas cada. A modificação proposta em [23] atua nos Passos de 1 a 5 do CFCPSC no algoritmo a seguir.

1. Estimar a DEP instantânea do sinal discreto no tempo recebido na l -ésima antena do u -ésimo US em (2.3) como

$$\mathbf{F}'_{l,u} = \frac{1}{N} |\text{DFT}[y_{l,u}(n)]|^2, n = 1, 2, \dots, N, \quad (2.18)$$

em que $\text{DFT}[\cdot]$ é o operador da transformada discreta de Fourier (*discrete Fourier transform*, DFT).

2. Calcular as componentes circulares pares modificadas de $\mathbf{F}'_{l,u}$ como

$$\mathbf{F}_{l,u}(k) = \begin{cases} \frac{\mathbf{F}'_{l,u}(1) + \mathbf{F}'_{l,u}(\frac{N}{2} + 1)}{2}, k = 1, \\ \frac{\mathbf{F}'_{l,u}(k) + \mathbf{F}'_{l,u}(N - k + 2)}{2}, k = 2, 3, \dots, N. \end{cases} \quad (2.19)$$

3. A banda sensoriada é dividida em S sub-bandas e a potência do sinal na s -ésima sub-banda é calculada, $s = 1, 2, \dots, S$, como

$$F_{s_{l,u}} = \sum_{k=1}^V \mathbf{F}_{l,u} [(s-1)V + k] \quad (2.20)$$

em que $V = N/(2S)$ é o número de amostras em cada sub-banda.

4. Calcular a potência total do sinal na banda sensoriada como

$$F_{\text{full}_{l,u}} = \sum_{k=1}^{N/2} \mathbf{F}_{l,u}(k). \quad (2.21)$$

5. Na sequência, é calculada a média da razão $F_{s_{l,u}}/F_{\text{full}_{l,u}}$, em que a influência da variância do ruído é cancelada, produzindo

$$r_{u,s} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \frac{F_{s_{l,u}}}{F_{\text{full}_{l,u}}}. \quad (2.22)$$

6. Calcular a estatística CFCPSC no CF para a s -ésima sub-banda como

$$T_{\text{CFCPSC}_s} = \frac{1}{U} \sum_{u=1}^U r_{u,s}. \quad (2.23)$$

7. Em seguida, comparar T_{CFCPSC_s} com o limiar de decisão global γ_{CF} para decidir sobre o estado de ocupação da s -ésima sub-banda: decide-se por \mathcal{H}_0 se $T_{\text{CFCPSC}_s} < \gamma_{\text{CF}}$ ou \mathcal{H}_1 se $T_{\text{CFCPSC}_s} \geq \gamma_{\text{CF}}$.
8. Finalmente, tomar a decisão global sobre a ocupação da banda sensoriada como \mathcal{H}_0 se todas as decisões das sub-bandas também forem \mathcal{H}_0 ou como \mathcal{H}_1 se pelo menos uma decisão da sub-banda for \mathcal{H}_1 .

CFCPSC com FD

Assim como em FA com USs multi-antenas [23], no SECC com FD [24] e USs multi-antenas, o CFCPSC também trata cada antena como um receptor separado. A adaptação CFCPSC é, agora, equivalente a ter, em cada US, L USs de única antena ao invés de um US com L antenas. Cada US divide a largura de banda detectada em S sub-bandas, toma uma decisão de ocupação em cada sub-banda, combina essas decisões das sub-bandas, encontra uma decisão de ocupação local da banda sensoriada e envia essa decisão para o CF para tomar uma decisão cooperativa global. As primeiras

cinco etapas do algoritmo CFCPSC com FD são idênticas às cinco primeiras etapas do CFCPSC com FA. Portanto, seguindo os Passos 1 a 5 do CFCPSC na seção anterior, os demais passos do algoritmo CFCPSC com FD são os seguintes:

6. Calcular a estatística CFCPSC em cada US para a s -ésima sub-banda como $T_{\text{CFCPSC}_{u,s}} = r_{u,s}$.
7. Em seguida, o $T_{\text{CFCPSC}_{u,s}}$ é comparado com o limiar de decisão local γ_u para decidir sobre o estado de ocupação da s -ésima sub-banda: decida por \mathcal{H}_0 se $T_{\text{CFCPSC}_{u,s}} < \gamma_u$ ou por \mathcal{H}_1 se $T_{\text{CFCPSC}_{u,s}} \geq \gamma_u$.
8. Tomar a decisão local da ocupação da banda sensoriada no u -ésimo US como \mathcal{H}_0 se todas as decisões de sub-banda local também forem \mathcal{H}_0 ou como \mathcal{H}_1 se pelo menos uma decisão de sub-banda local for \mathcal{H}_1 e então enviar esta decisão para o CF.
9. Por fim, o CF combina as U decisões recebidas e toma uma decisão cooperativa final da banda sensoriada como \mathcal{H}_1 se pelo menos uma das decisões recebidas for \mathcal{H}_1 ou como \mathcal{H}_0 caso contrário.

2.2 Resultados Numéricos

Esta seção mostra os resultados da simulação de Monte Carlo para o desempenho de detecção do GLRT e do CFCPSC no SECC cego baseado em RC com multi-antenas sob canais sensoriados Rayleigh SF e não seletivo em frequência (nSF) sob sinais correlacionados. O principal objetivo é comparar esses dois testes estatísticos cegos em termos de desempenho com FA e FD sob sinais correlacionados de acordo com o modelo do sistema descrito na Seção 2.1. Nas simulações consideram-se uma rede primária com um transmissor no UP com uma única antena e uma rede secundária com $U = \{2, 3, 6, 9\}$ USs com $L = \{9, 6, 3, 2\}$ antenas cada, respectivamente. A atividade do UP segue uma variável aleatória de Bernoulli com 50% dos períodos sensoriados no estado ativo para contabilizar eventos de detecção e 50% no estado não ativo para contabilizar eventos de falso alarme, de um total de 50.000 eventos. Em cada período de sensoriamento, cada antena de cada US coleta $N = 30$ amostras do sinal recebido. O sinal do UP é um sinal BPSK (*binary phase-shift keying*) em banda base com 5 amostras i.i.d. por símbolo e 6 símbolos em cada período do sensoriamento. Este sinal trafega pelos canais sensoriados e chega a cada US com uma SNR média de -10 dB. Os canais sensoriados simulam um desvanecimento Rayleigh SF lento com múltiplos percursos com $Z = 6$ derivações não nulas entre o transmissor do UP e cada antena de cada US e têm ganhos de potência de acordo com o perfil de atraso na Tabela 2.1, que

segue o padrão IEEE 802.22 para cenários WRAN [20]. Os ganhos gerais de potência na Tabela 2.1 são normalizados de forma unitária para manter a potência média do sinal do UP transmitido igual à potência média do sinal do UP recebido. O número de sub-bandas do CFCPSC é $S = 5$ para FA e FD, e o CC foi considerado perfeito, não produzindo erros nas informações enviadas entre os USs e o CF. O software Matlab realizou todas as simulações.

Tabela 2.1: *Perfil de atraso do canal de desvanecimento com múltiplos percursos UP-US.*

Índice do percurso	1	2	3	4	5	6
Atraso do percurso, μs	0	3	8	11	13	21
Ganho do percurso, dB	0	-7	-15	-22	-24	-19

A Figura 2.4 mostra os valores das AUCs em função da distância normalizada, βd (ver Figura 2.3), para GLRT e CFCPSC baseado no SECC com RCs multi-antenas com desvanecimento Rayleigh SF ($Z > 1$) e nSF ($Z = 1$), ambos com FA e FD de acordo com a Seção 2.1. Cada par de gráfico identificado como (a)-(b), (c)-(d), (e)-(f) e (g)-(h) mostra os resultados para o GLRT e CFCPSC com $U = \{2, 3, 6, 9\}$ e $L = \{9, 6, 3, 2\}$, respectivamente. Uma análise geral da Figura 2.4 (ou seja, para qualquer βd , U , e L) mostra que FA tem mais poder de detecção do que FD, corroborando os resultados já apresentados na literatura. GLRT com FA tem melhor desempenho do que o CFCPSC, mas o GLRT é mais sensível ao desvanecimento SF em FA e FD. CFCPSC, no entanto, é mais robusto para desvanecimento SF com FA e FD. O GLRT com FD tem melhor desempenho com a regra OR, seguido pelo MAJ e a regra AND para cada um, desvanecimento nSF e SF.

Uma análise mais detalhada da Figura 2.4 mostra que a influência das correlações nos pares das antenas de cada US tem baixo impacto em FA conforme U aumenta e L diminui para CFCPSC e GLRT. Em outras palavras, os valores de AUCs são aproximadamente constantes para valores altos e baixos de βd conforme U aumenta e L diminui. Isso é esperado uma vez que aumentando o número de USs não correlacionados, U , enquanto diminui o número de antenas correlacionadas por US, L , aumenta a diversidade em termos de USs enquanto diminui a diversidade em termos de antenas por US e, então, diminui o efeito das correlações nos pares de antenas. Surpreendentemente, correlações maiores, ou seja, βd inferior, podem trazer ganhos de desempenho em FD à medida que U aumenta e L diminui ao usar CFCPSC sob nSF ou SF e o GLRT com desvanecimento SF. No entanto, valores maiores de ρ , ou seja, valores de βd inferiores, são mais prejudiciais ao desempenho de GLRT com FD e valores mais baixos de U . Claramente, não há ganhos de desempenho para FA devido a valores de correlação maiores. Embora ρ tenha sua influência na Figura 2.4, veja que é mais

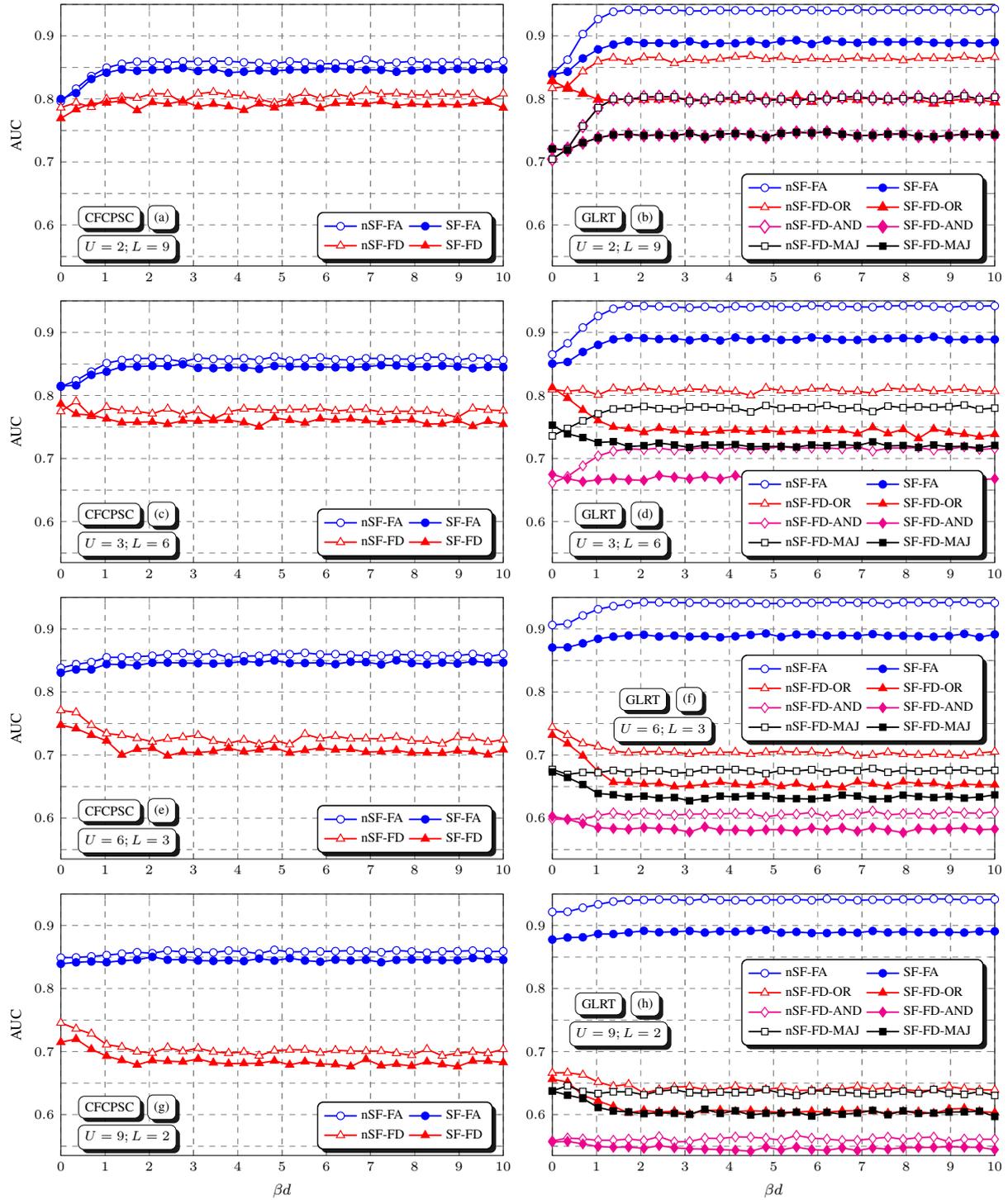


Figura 2.4: AUCs em função da distância normalizada para o CFCPSC e o GLRT com US multi-antenas com FA e FD com as regras de funções OR, AND, e MAJ (cada par de gráficos identificados como (a)-(b), (c)-(d), (e)-(f) e (g)-(h) descreve resultados para o CFCPSC e GLRT com $U = \{2, 3, 6, 9\}$ e $L = \{9, 6, 3, 2\}$, respectivamente).

significativo apenas para $0 \leq \beta d \lesssim 1.6143$ no qual $0.2 \lesssim \rho \leq 1$ (ver Figura 2.3). A influência de $\rho > 0$ para $\beta d > 1.6143$ é praticamente nula na Figura 2.4. Finalmente,

veja na Figura 2.3 que GLRT com MAJ e AND são idênticos a $M = 2$, pois neste caso $K = \lfloor M/2 + 1 \rfloor = M$.

Capítulo 3

Sensoriamento Espectral Cooperativo com Múltiplas Antenas Sob Sinal Correlacionado com Ruído Dinâmico

A distribuição do ruído afeta significativamente o desempenho de detecção dos RCs com múltiplas antenas porque geralmente consideram-se os ruídos distribuídos de forma idêntica nos arranjos de antenas para minimizar a complexidade [25]. Por exemplo, [19] adota potências de ruído diferentes entre os USs mas considera potências de ruído idênticas nas antenas do US. A seguir, será apresentado o desempenho de detecção dos RCs sob potências de ruído diferentes também ao nível das antenas.

3.1 Modelo do Sistema

Assim como realizado no Capítulo 2, o desempenho do sensoriamento espectral continua sendo mensurado por meio de P_{fa} e P_d e os resultados analisados por meio dos gráficos formados com os valores das AUCs. Também serão mantida as configurações do sistema utilizadas no Capítulo 2, assim como a modelagem das amostras do sinal recebido na equação (2.3). Lembrando que o CC é perfeito e não possui erros.

O modelo de correlação da Seção 2.1.1 será aplicado da mesma forma. Porém, não serão consideradas as distâncias de separação entre os pares de antenas da forma como foram consideradas no Capítulo 2. Essas suposições tornam este modelo mais simples e adequado para as análises em questão, uma vez que permite análises do desempenho do sensoriamento espectral sob diferentes níveis de correlação dos sinais recebidos nos USs simplesmente variando-se o coeficiente de correlação ρ .

3.1.1 Modelo de Ruído Dinâmico

De acordo com (2.3), $\eta_{l,u}(n) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_u^2)$ significa que cada US pode experimentar uma potência de ruído diferente, mas o conjunto de antenas do u -ésimo US é considerado calibrado pela técnica em [25]. Por outro lado, o Capítulo 2 adota potências de ruído iguais entre os USs, ou seja, adota $\eta_{l,u}(n) \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$, o que significa que todos os USs experimentam potências de ruído idênticas. Matematicamente, pode-se escrever o modelo de ruído dinâmico adotado em [19] como

$$\bar{\sigma}_u^2 \sim \mathcal{U}[(1 - \xi)\sigma_u^2, (1 + \xi)\sigma_u^2], \quad (3.1)$$

em que σ_u^2 é o valor exato da potência de ruído no u -ésimo US, $\bar{\sigma}_u^2$ é a potência de ruído variante no tempo no u -ésimo US variando uniformemente dentro do intervalo $[(1 - \xi)\sigma_u^2, (1 + \xi)\sigma_u^2]$, e ξ , com $0 \leq \xi < 1$, é o fator de incerteza de ruído que insere a incerteza no conhecimento da potência de ruído nos *front-ends* dos USs baseados em multi-antenas e não na l -ésima antena do US. Na prática, no entanto, os erros de calibração são inevitáveis [18] e nos conduz para diferentes potências de ruído nas antenas de um dado US. Portanto, por um apelo mais prático às análises em questão, adota-se

$$\bar{\sigma}_{l,u}^2 \sim \mathcal{U}[(1 - \xi)\sigma_{l,u}^2, (1 + \xi)\sigma_{l,u}^2], \quad (3.2)$$

em que (3.2) é o modelo de ruído dinâmico proposto neste trabalho, sendo ele mais geral em comparação com o utilizado em [19], no qual as potências de ruído podem variar uniformemente em cada antena de cada US.

3.1.2 Testes Estatísticos Cegos

Os testes estatísticos cegos implementados no SECC para este novo modelo de ruído dinâmico continuam sendo o CFCPSC e o GLRT. O algoritmo do CFCPSC e as técnicas de fusão, do Capítulo 2, apresentadas na Seção 2.1.3 serão mantidas. Já para o GLRT, as fusões apresentadas na Seção 2.1.2 serão mantidas, porém, uma nova técnica de fusão por autovalores, FAV, será introduzida. As técnicas de ponderação utilizadas em [19] serão incluídas nas análises das técnicas FA e FAV, definidos como fusão de amostras ponderadas (FAP) e fusão de autovalores ponderados (FAVP), respectivamente. Dessa forma, as informações de sensoriamento enviadas pelos USs com menor potência de ruído serão favorecidos frente àquelas dos USs com maior potência de ruído. Cada uma destas novas estratégias de fusão para o GLRT é explicada a seguir.

GLRT com FAV

Para GLRT com FAV, o segundo modo SD, o u -ésimo US também deve calcular a matriz de covariância do sinal recebido e seus autovalores, como na Seção 2.1.2 para o GLRT com FD. Em vez de tomar decisões individuais, no entanto, cada US envia seus autovalores ao CF via CC para realizar os cálculos finais e obter a decisão cooperativa sobre o estado de ocupação da banda sensoriada do UP. Os autovalores da matriz de covariância são, portanto, uma quantidade derivada das amostras do sinal recebido. Então, neste caso, o u -ésimo US deve também calcular a equação (2.17) de \mathbf{Y}_u e enviar os autovalores de \mathbf{R}_u para o CF. O CF deve calcular a estatística de teste do GLRT como [19]

$$T_{\text{GLRT}_{\text{FAV}}} = \frac{L \sum_{u=1}^U \lambda_{1,u}}{\sum_{u=1}^U \sum_{l=1}^L \lambda_{l,u}}, \quad (3.3)$$

em que $\lambda_{1,u} \geq \lambda_{2,u} \geq \dots \geq \lambda_{L,u}$ são os autovalores ordenados do u -ésimo RC recebido no CF. O CF toma uma decisão de ocupação como \mathcal{H}_1 se $T_{\text{GLRT}_{\text{FAV}}} > \gamma_{\text{CF}}$ ou como \mathcal{H}_0 caso contrário, em que γ_{CF} é o limiar de decisão predefinido no CF.

GLRT com FAVP

O esquema de ponderação para autovalores concede robustez para o GLRT no SECC com FAV contra o modelo de ruído dinâmico adotado em [19], uma vez que dá mais peso aos autovalores dos USs afetados por potências de ruído estimadas mais baixas. Esse esquema também é usado neste trabalho sob o modelo de ruído dinâmico proposto na equação (3.2). O peso para os autovalores do u -ésimo US é dado por

$$g_u = \frac{1}{\hat{\sigma}_u^2} = \left(\frac{1}{L-1} \sum_{l=2}^L \lambda_{l,u} \right)^{-1}, \quad (3.4)$$

em que $\hat{\sigma}_u^2 = \frac{1}{L-1} \sum_{l=2}^L \lambda_{l,u}$ é a estimativa de máxima verossimilhança da potência do ruído do u -ésimo US admitindo a presença do sinal do UP [5, 26]. Observe que $\hat{\sigma}_u^2$ é a média dos $L-1$ autovalores ordenados $\lambda_{2,u} \geq \lambda_{3,u} \geq \dots \geq \lambda_{L,u}$ da u -ésima matriz de covariância $\mathbf{R}_u \in \mathbb{C}^{L \times L}$ calculada em (2.17). Assim, de acordo com [19], a estatística de teste do GLRT com FAVP resulta em

$$T_{\text{GLRT}_{\text{FAVP}}} = \left(L \sum_{u=1}^U g_u \lambda_{1,u} \right) \left(\sum_{u=1}^U g_u \sum_{l=1}^L \lambda_{l,u} \right)^{-1}, \quad (3.5)$$

e, depois de algumas manipulações, pode-se escrever como

$$T_{\text{GLRT}_{\text{FAP}}} = L \left(1 + \frac{U}{\sum_{u=1}^U \frac{\lambda_{1,u}}{\sum_{l=2}^L \lambda_{l,u}}} \right)^{-1}. \quad (3.6)$$

GLRT com FAP

O esquema de ponderação para FA em [19] concede robustez para o GLRT no SECC com FA contra o ruído dinâmico adotado, que também é usado aqui sob o modelo de ruído dinâmico proposto em (3.2). Portanto, a matriz das amostras recebidas ponderadas no CF para o GLRT com FAP pode ser escrita como

$$\mathbf{Y}'_{\text{CF}} = [\mathbf{Y}'_1, \mathbf{Y}'_2, \dots, \mathbf{Y}'_U]^T, \quad (3.7)$$

em que $\mathbf{Y}'_u = f_u \mathbf{Y}_u$ representa as amostras ponderadas recebidas no CF relacionado ao u -ésimo US e f_u é o u -ésimo peso calculado de acordo com

$$f_u = \frac{1}{\hat{\sigma}_u} = \left(\frac{1}{L-1} \sum_{l=2}^L \lambda_{l,u} \right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (3.8)$$

em que $\hat{\sigma}_u$ é a raiz quadrada da estimativa de máxima verossimilhança da potência de ruído do u -ésimo US em (3.4). O CF calcula a matriz de covariância modificada $\mathbf{R}'_{\text{CF}} \in \mathbb{C}^{LU \times LU}$ das amostras ponderadas em (3.8) como

$$\mathbf{R}'_{\text{CF}} = \frac{\mathbf{Y}'_{\text{CF}} \mathbf{Y}'_{\text{CF}}^\dagger}{N}, \quad (3.9)$$

e a estatística de teste do GLRT como

$$T_{\text{GLRT}_{\text{FAP}}} = \frac{LU \lambda'_1}{\sum_{i=1}^{LU} \lambda'_i}, \quad (3.10)$$

em que $\lambda'_1 \geq \lambda'_2 \geq \dots \geq \lambda'_{LU}$ são os autovalores ordenados de \mathbf{R}'_{CF} em (3.9).

3.2 Resultados Numéricos

Esta seção apresenta vários resultados das simulações de Monte Carlo do GLRT e do CFCPSC no SECC baseado em RCs multi-antenas adotando correlação dos sinais recebidos nos arranjos de antenas dos USs e considerando antenas não calibradas. Os resultados são para i) GLRT com FD com as regras de fusão AND, OR e MAJ, ii)

GLRT com FA, FAP, FAV e FAVP e iii) CFCPSC com FA e FD. Os erros de calibração em cada ramo da antena seguem o modelo de ruído dinâmico proposto em (3.2), e admitimos que as potências de ruído nas antenas variam de forma i.i.d. entre os USs e de um período de detecção para outro. Neste modelo de ruído dinâmico, a potência de ruído variante no tempo, $\bar{\sigma}_{l,u}^2$, na l -ésima antena do u -ésimo US pode variar uniformemente dentro da faixa $[(1 - \xi)\sigma_{l,u}^2, (1 + \xi)\sigma_{l,u}^2]$, em que $\sigma_{l,u}^2 = 1$ é o valor exato da potência de ruído e ξ , com $0 \leq \xi < 1$, é o fator de incerteza de ruído que insere o nível de incerteza desejado no conhecimento da potência de ruído na l -ésima antena do u -ésimo US. O modelo de correlação usa o coeficiente de correlação como $\rho = 0$ ou $\rho = 1$, de modo que as amostras do sinal recebido em cada matriz de antena não estejam correlacionados ou tenham correlação máxima, respectivamente. Admitindo que esses coeficientes de correlação produzem o benefício máximo e mínimo da ordem de diversidade espacial dos arranjos das antenas, o que leva ao melhor e pior caso em termos de desempenho de detecção de cada detector na perspectiva dos sinais recebidos correlacionados e não correlacionados. As simulações visam analisar a influência de ter erros de calibração combinados com a correlação dos sinais nos desempenhos de detecção do GLRT em comparação com o CFCPSC: o detector cego baseado em DEP recentemente proposto conhecido por ser robusto contra potências de ruído dinâmico mas, de acordo com nosso conhecimento, nunca foi analisado sob o cenário adotado. Todos os resultados numéricos seguem o modelo do sistema descrito na Seção 3.1.

As simulações consideram um transmissor do UP de única antena, $U = \{2, 3, 6, 9\}$ receptores multi-antenas dos USs com $L = \{9, 6, 3, 2\}$ antenas cada, respectivamente, e $N = 30$ amostras são coletadas do sinal recebido em cada antena do US por período sensoriado. A atividade do UP segue uma variável aleatória de Bernoulli com 50% dos períodos sensoriados no estado ativo para contabilizar eventos de detecção e 50% no estado não ativo para contabilizar eventos de falso alarme, de um total de 50.000 eventos de Monte Carlo.

O sinal do UP foi considerado um sinal BPSK de banda base com 5 amostras i.i.d. por símbolo e 6 símbolos por período do sensoriamento. A cada período do sensoriamento, o sinal do UP trafega pelos canais de detecção formados entre o UP e cada antena de cada US e chega em cada US com uma SNR média de acordo com a Tabela 3.1.

As potências do sinal do UP nos USs são diferentes entre si e calculadas como $P_{l,u} = \sigma_{l,u}^2 \times 10^{\text{SNR}_u/10} = 10^{\text{SNR}_u/10}$ de acordo com a SNR média desejada correspondente na Tabela 3.1. Observe que a SNR média da rede secundária é sempre $(1/U) \sum_{u=1}^U \text{SNR}_u = -10$ dB independente do número de USs, U , na Tabela 3.1, que é um cenário de sensoriamento espectral desafiador para detectar sinais do UP.

Tabela 3.1: SNR média em cada US de acordo com a quantidade de USs, U .

	SNR no u -ésimo US, dB								
	$u = 1$	$u = 2$	$u = 3$	$u = 4$	$u = 5$	$u = 6$	$u = 7$	$u = 8$	$u = 9$
$U = 2$	-12	-8							
$U = 3$	-12	-10	-8						
$U = 6$	-12	-11.2	-10.4	-9.6	-8.8	-8			
$U = 9$	-12	-11.5	-11	-10.5	-10	-9.5	-9	-8.5	-8

No entanto, embora seja um desafio em termos de detecção, o padrão IEEE 802.22 para WRANs determina que os USs devem ser capazes de detectar os sinais do UP em bandas de televisão a um nível de potência de -114 dBm com uma probabilidade de detecção de 0.9, que também configura um cenário de detecção desafiador para a rede secundária. Cada canal de detecção tem $Z = 6$ derivações não nulas e simula um canal com desvanecimento Rayleigh lento e SF de acordo com o padrão IEEE 802.22 para WRANs e tem ganhos de potência de acordo com o perfil de atraso mostrado na Tabela 2.1 no Capítulo 2.

Por fim, o algoritmo CFCPSC adota $S = 5$ sub-bandas para FA e FD e o CC é considerado perfeito. O software Matlab realizou todas as simulações. As Figuras 3.1 e 3.2 apresentam vários resultados numéricos de acordo com as configurações estabelecidas nos parágrafos anteriores, adotando a AUC em função de ξ com $0 \leq \xi < 1$. Os pares de gráficos marcados como (a)-(b) e (c)-(d) na Figura 3.1 mostram os resultados numéricos para $U = \{2, 3\}$ e $L = \{9, 6\}$, com correlação nula, $\rho = 0$, e com correlação máxima, $\rho = 1$, no sinal recebido em cada matriz de antenas, respectivamente. Da mesma forma, os pares de gráficos marcados como (a)-(b) e (c)-(d) na Figura 3.2 mostram os resultados numéricos para $U = \{6, 9\}$ e $L = \{6, 2\}$, com correlação nula, $\rho = 0$, e com correlação máxima, $\rho = 1$, no sinal recebido em cada matriz de antenas, respectivamente.

Em primeiro lugar, é importante enfatizar que a adoção do modelo de ruído dinâmico proposto em (3.2) levou a resultados consideravelmente diferentes em termos de classificação de desempenho em comparação com os resultados correspondentes apresentados em [19] para diferentes potências de ruído nos USs com antenas calibradas e sinais não correlacionados (lembrando que em [19] considera $\rho = 0$ e $\xi = 0.8$ de acordo com a equação (3.2)). Por exemplo, escolhendo $U = 3$, $L = 6$, $\rho = 0$ e $\xi = 0.8$, a classificação de desempenho dos detectores adotados é, em [19]: GLRT com FAP, seguido por CFCPSC com FA, GLRT com FAVP, GLRT com FD com a regra OR, GLRT com FAV, GLRT com FA, GLRT com FD com a regra MAJ e GLRT

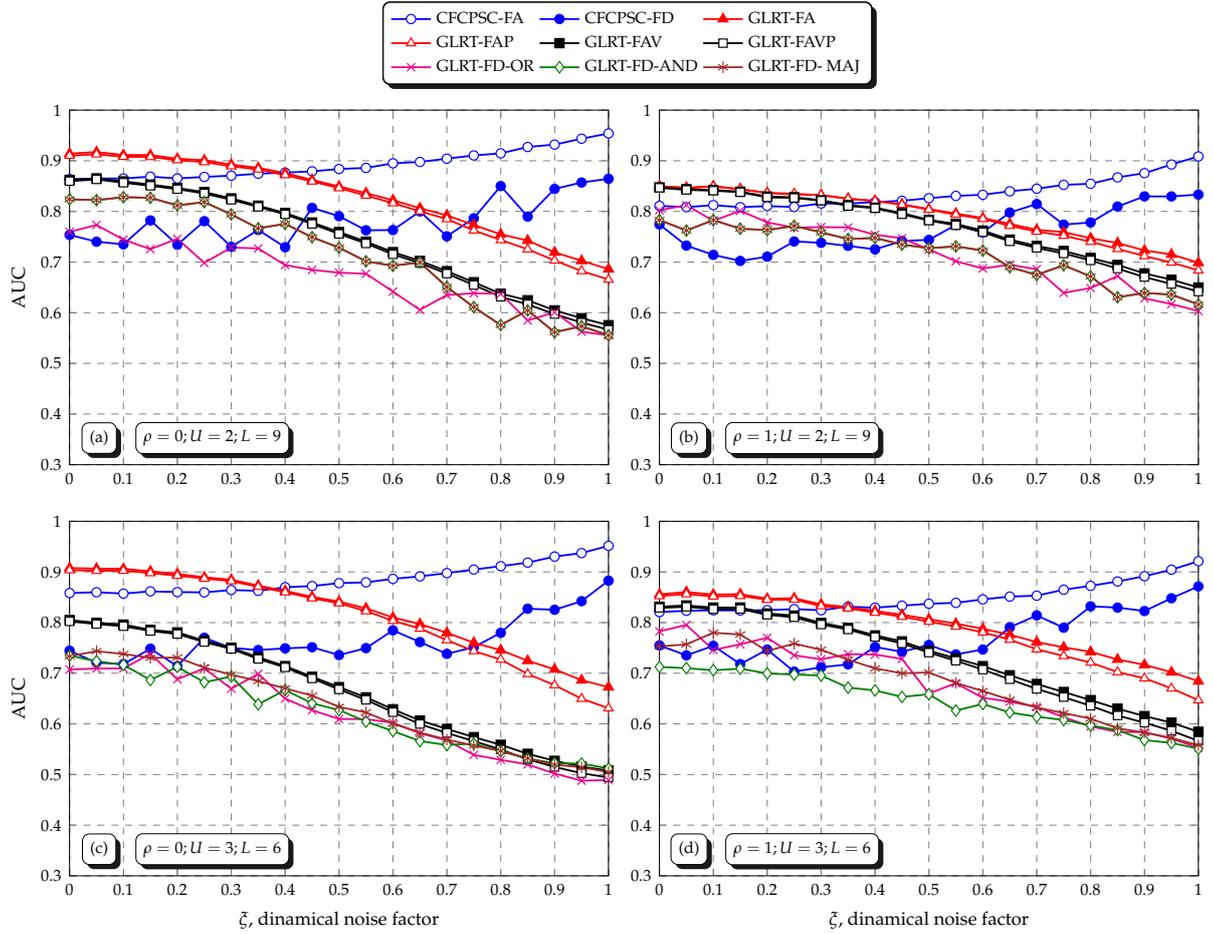


Figura 3.1: AUC em função do fator de incerteza, ξ , para GLRT e CFCPSC com SD e HD baseado em RCs multi-antenas sob SECC com $U = 2$ USs e $L = 9$ antenas por RC (gráficos (a)-(b)) e $U = 3$ USs e $L = 6$ antenas por US (gráficos (c)-(d)) com os sinais recebidos nos arranjos de antenas do US descorrelacionados, $\rho = 0$, e com correlação máxima, $\rho = 1$.

com FD com a regra AND, enquanto na Figura 3.1 a classificação de desempenho é: CFCPSC com FA, seguido por CFCPSC com FD, GLRT com FA, GLRT com FAP e GLRT com FAV seguido por GLRT com FAVP e GLRT com FD com as regras AND, MAJ e OR. Além disso, a distância entre as curvas de desempenho dos detectores adotadas em [19] também são, no geral, consideravelmente maiores do que as mostradas na Figura 3.1. No entanto, as classificações de desempenho das Figuras 3.1 e 3.2 são coerentes com aquelas apresentadas no Capítulo 2 para os canais de detecção SF e $\rho = 1$ para a maioria dos detectores (lembrando que diferente deste capítulo, no Capítulo 2 consideram-se as potências do sinal e de ruído iguais entre os USs e as antenas por US, ou seja, adota a mesma SNR média em cada US e $\xi = 0$ de acordo com (3.2), o que justifica algumas poucas diferenças em relação às Figuras 3.1 e 3.2).

A análise dos resultados numéricos das Figuras 3.1 e 3.2 revela que a presença da incerteza de ruído nas antenas dos USs, que ocorre quando $\xi > 0$, pode ser altamente

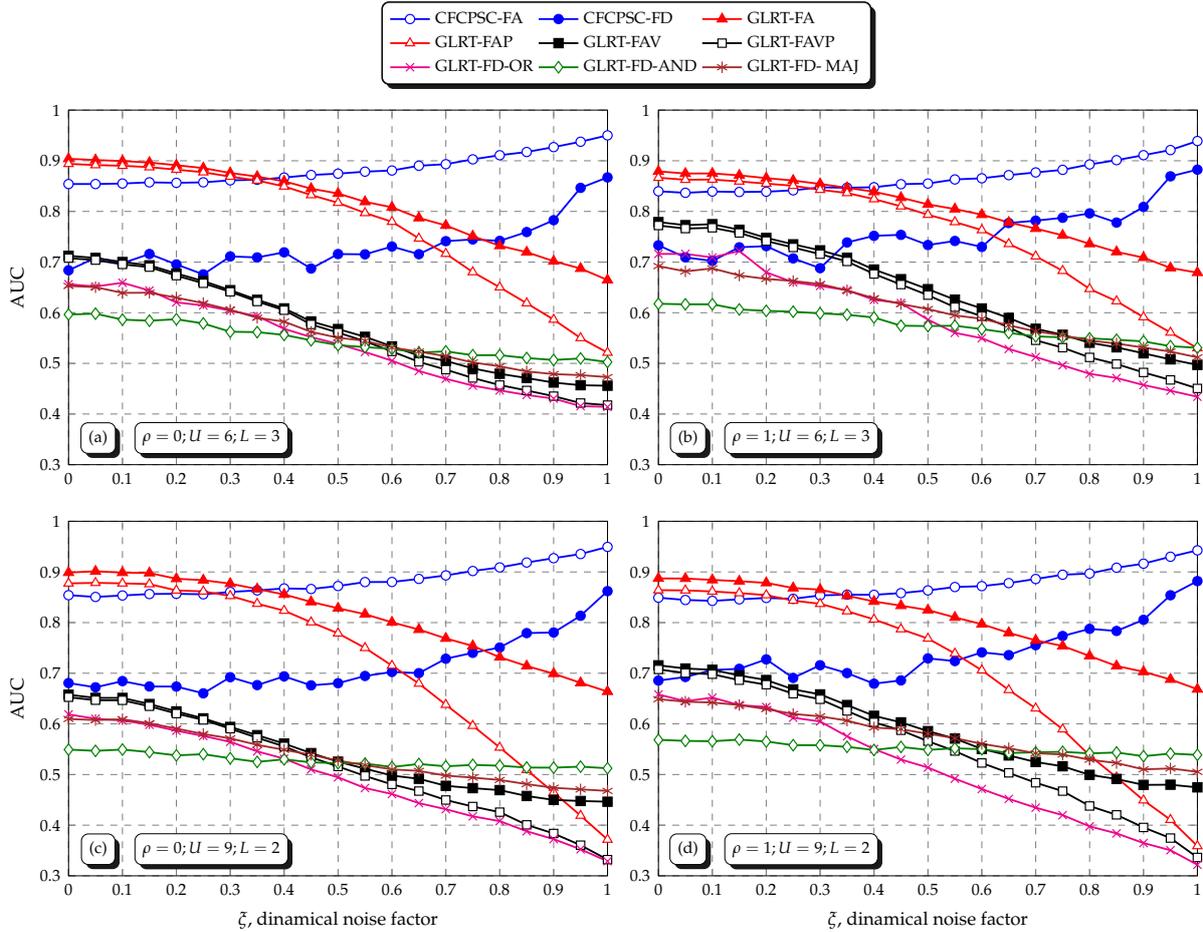


Figura 3.2: AUC em função do fator de incerteza, ξ , para GLRT e CFCPSC com SD e HD baseado em RCs multi-antenas sob SECC com $U = 6$ USs e $L = 3$ antenas por US (gráficos (a)-(b)) e $U = 9$ USs e $L = 2$ antenas por US (gráficos (c)-(d)) com os sinais recebidos nos arranjos de antenas do US descorrelacionados, $\rho = 0$, e com correlação máxima, $\rho = 1$.

prejudicial para o desempenho de detecção do GLRT, independentemente dos valores de U , L e ρ . Por exemplo, as AUCs para qualquer curva GLRT diminuem à medida que ξ aumenta. Os piores desempenhos de detecção do GLRT, neste caso, são devido aos níveis mais elevados de erros de calibração para valores maiores de ξ , que impactam diretamente nos elementos das matrizes de covariância, em seus autovalores e, conseqüentemente, na estatística de teste resultante para distinguir entre apenas o ruído, \mathcal{H}_0 , e ruído mais o sinal do UP, \mathcal{H}_1 , na banda sensoriada do UP. Por outro lado, o oposto ocorre com o CFCPSC. Nesse caso, a presença da incerteza de ruído é curiosamente benéfica para o desempenho de detecção do CFCPSC, uma vez que suas AUCs, para qualquer curva, aumentam à medida que ξ aumenta, independentemente dos valores de U , L e ρ . Essas melhorias nos desempenhos de detecção indicam que os benefícios de ter antenas com potências de ruído abaixo da potência de ruído nominal em um determinado período de detecção, ou seja, $\bar{\sigma}_{l,u}^2 < \sigma_{l,u}^2$, superam as pe-

nalidades de ter $\bar{\sigma}_{l,u}^2 > \sigma_{l,u}^2$ em um determinado período de sensoriamento no caso do CFCPSC. Além disso, observe que o GLRT com FD, FAV e FAVP são mais sensíveis ao número de antenas por US, L , do que o CFCPSC, uma vez que aumentar ou diminuir L pode aumentar ou diminuir consideravelmente o desempenho de detecção do GLRT nesses casos, especialmente para maiores valores de ξ e independentemente de ρ . A Figura 3.2, por exemplo, mostra os piores casos em que alguns detectores têm AUCs menores ou iguais a 0.5, o que significa que são inúteis para valores maiores de ξ , independentemente de ρ . O aumento ou a redução nos desempenhos de detecção do GLRT, nesses casos, são consequências do maior ou menor número de autovalores das matrizes de covariância dos USs. Em outras palavras, aumentar o número de autovalores das matrizes de covariância aumenta a precisão do teste estatístico GLRT para distinguir entre \mathcal{H}_0 e \mathcal{H}_1 .

A partir desses resultados, pode-se concluir que o GLRT com FD, FAV e FAVP tem melhor desempenho ao usar menos USs com maior número de antenas por US do que mais USs com menor número de antenas por US nos cenários de sensoriamento espectral adotados. No entanto, embora CFCPSC tenha, no geral, melhor desempenho que o GLRT, o GLRT com FA e FAP tem melhor desempenho do que o CFCPSC para valores mais baixos de ξ , independentemente de U , L e ρ , o que significa que o GLRT com FA é a melhor escolha em termos de desempenho de detecção para SECC baseado em USs multi-antenas com arranjos de antenas calibradas neste caso. Os esquemas de ponderação para FAP e FAVP foram eficazes em [19], mas não trazem nenhuma melhoria do desempenho para o cenário em questão. Pelo contrário, os resultados mostram que são praticamente irrelevantes na Figura 3.1 para $L = \{9, 6\}$ e $0 \leq \xi < 1$ e podem degradar significativamente os desempenhos de detecção do GLRT na Figura 3.2 com $L = \{3, 2\}$ para valores maiores de ξ em comparação com suas versões não ponderadas correspondentes, independentemente de ρ , respectivamente. Observe que valores mais baixos de L reduzem a precisão no cálculo dos pesos, que representam a estimativa da máxima verossimilhança da potência de ruído, ou sua raiz quadrada, de cada US e, conseqüentemente, os desempenhos de detecção do GLRT, especialmente para valores maiores de ξ . Uma comparação entre cada par de gráficos (a)-(b) e (c)-(d) para $\rho = 0$ e $\rho = 1$ nas Figuras 3.1 e 3.2 revela que o GLRT e o CFCPSC sofrem degradações de desempenho com FA enquanto o GLRT com FD e FAV e CFCPSC com FD apresentam melhorias de desempenho com os sinais recebidos correlacionados para a maioria dos resultados numéricos. Portanto, observe que os melhores e piores casos em termos de desempenho de detecção da perspectiva dos sinais recebidos correlacionados e não correlacionados dependem de cada detector, uma vez que a existência de correlação beneficia alguns testes estatísticos enquanto penaliza outros. A robustez para qualquer

valor de U e L é uma vantagem significativa do CFCPSC com FD sobre o GLRT com FD e FAV, o que pode ser notado especialmente para maiores valores de U e pequenos valores de L , independentemente de ρ .

Capítulo 4

Conclusões e Propostas para Trabalhos Futuros

4.1 Conclusões

Este trabalho apresentou várias análises de desempenho dos testes estatísticos cegos GLRT e CFCPSC baseado em RCs multi-antenas no SECC sob canais de detecção SFs de acordo com o padrão IEEE 802.22 para WRANs, sob sinais recebidos correlacionados nas antenas dos USs e combinando o efeito da correlação nos sinais recebidos com o ruído dinâmico admitindo arranjos de antenas não calibradas.

As análises no Capítulo 2 adotaram o conhecido GLRT baseado em autovalores com FA e FD com as regras de fusão AND, OR e MAJ, e o recentemente proposto CFCPSC baseado em DEP com FA e FD. Analisou-se em todos cenários adotados para canais nSF e SF, para sinal e potência de ruído iguais. Foi observado que o FA tem um desempenho melhor do que o FD; e FD fusão OR tem melhor desempenho do que as fusões AND e MAJ. Curiosamente, foi revelado que uma correlação espacial maior pode trazer ganhos de desempenho em algumas situações para FD. Também foi demonstrado que o GLRT tem um melhor desempenho de detecção do que o CFCPSC com FA, e o CFCPSC é mais robusto para canais SFs e pode ter um desempenho melhor do que o GLRT com FD em alguns cenários.

As análises no Capítulo 3 adotaram o GLRT com i) FA, FAP, FAV e FAVP, e ii) FD com as regras de fusão AND, OR e MAJ, e o CFCPSC baseado em DEP com FA e FD. Os cenários de sensoriamento espectral consideraram diferentes números de USs e antenas por US com o objetivo de investigar a influência dos erros de calibração combinados com os sinais correlacionados nos desempenhos de detecção do GLRT em comparação com o CFCPSC, que é conhecido por ser robusto contra potência de ruído

dinâmico.

Os resultados mostram que o GLRT é bastante vulnerável aos erros de calibração com ou sem correlação nos sinais recebidos, enquanto o CFCPSC melhora seu desempenho sob os erros de calibração com ou sem correlação nos sinais recebidos, independentemente da quantidade de USs e antenas por US. Além disso, os esquemas de ponderação usados no GLRT com FAP e FAVP, que foram eficazes em [19], não agregaram benefício aqui e, ao contrário, causaram graves degradações no desempenho para níveis mais elevados de erros de calibração. Entretanto, o GLRT com FA e FAP tem melhor desempenho do que o CFCPSC com FA apenas em níveis mais baixos de erros de calibração. A correlação dos sinais recebidos leva a melhorias de desempenho para o GLRT com FD e FAV e FAVP e CFCPSC com FD e degradações de desempenho para GLRT e CFCPSC com FA. A robustez na variação da quantidade de USs e antenas por US é uma vantagem relevante do CFCPSC com FD sobre o GLRT com FD e FAV e FAVP, principalmente para $U = \{6, 9\}$ e $L = \{6, 2\}$. Os resultados mostram que o CFCPSC é a melhor escolha para o sensoriamento espectral nos cenários adotados na maioria das análises quando tem-se níveis razoáveis de erros de calibração.

4.2 Proposição para trabalhos futuros

Embora este trabalho tenha dado um apelo mais prático às análises de desempenho do SECC baseado em RCs com múltiplas antenas, admitindo antenas não calibradas e correlação nos sinais recebidos nos arranjos de antenas dos USs, investigações adicionais podem incluir, por exemplo: outros modelos de incerteza de ruído [27–29] e diferentes distribuições para as potências de ruído nas antenas do US, técnicas de calibração para os arranjos de antenas do US [25], correlação espacial entre os USs devido ao sombreamento [7] e CC imperfeito [30]. Todas essas novas abordagens podem impactar em cada estatística de teste de maneira diferente e, portanto, revelar resultados diferentes. Pode-se também: incluir outros testes estatísticos cegos conhecidos por serem robustos em sensoriamento espectral [16], desenvolver novos esquemas de ponderação ou empregar outros disponíveis na literatura que podem ser eficazes nos cenários adotados. Por fim, em investigações posteriores, pode-se aplicar as regras de fusão AND e MAJ na Etapa 9 do algoritmo CFCPSC com FD.

Referências Bibliográficas

- [1] I. F. Akyildiz, B. F. Lo, and R. Balakrishnan, “Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks: A survey,” *Physical Commun.*, vol. 4, no. 1, pp. 40–62, 2011.
- [2] L. Chettri and R. Bera, “A comprehensive survey on Internet of things (IoT) toward 5G wireless systems,” *IEEE Internet Things J.*, vol. 7, no. 1, pp. 16–32, 2020.
- [3] J. M. C. Brito, L. L. Mendes, and J. G. S. Gontijo, “Brazil 6G project - an approach to build a national-wise framework for 6G networks,” in *2020 2nd 6G Wireless Summit (6G SUMMIT)*, 2020, pp. 1–5.
- [4] T. Yucek and H. Arslan, “A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications,” *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 11, no. 1, pp. 116–130, 2009.
- [5] B. Nadler, F. Penna, and R. Garello, “Performance of eigenvalue-based signal detectors with known and unknown noise level,” in *2011 IEEE Int. Conf. on Commun. (ICC)*, 2011, pp. 1–5.
- [6] R. Gao, Z. Li, P. Qi, and H. Li, “A robust cooperative spectrum sensing method in cognitive radio networks,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 18, no. 11, pp. 1987–1990, 2014.
- [7] R. C. D. V. Bomfin, R. A. A. de Souza, and D. A. Guimarães, “Circular folding cooperative power spectral density split cancellation algorithm for spectrum sensing,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 21, no. 2, pp. 250–253, 2017.
- [8] S. W. Oh, Y. Ma, M.-H. Tao, and E. C. Y. Peh, “An overview and comparison of tv white space regulations worldwide,” in *International Conference on Frontiers of Communications, Networks and Applications (ICFCNA 2014 - Malaysia)*, 2014, pp. 1–6.
- [9] A. Ali and W. Hamouda, “Advances on spectrum sensing for cognitive radio networks: Theory and applications,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*,

- vol. 19, no. 2, pp. 1277–1304, 2017.
- [10] “Ieee standard - information technology-telecommunications and information exchange between systems-wireless regional area networks-specific requirements-part 22: Cognitive wireless ran mac and phy specifications: Policies and procedures for operation in the bands that allow spectrum sharing where the communications devices may opportunistically operate in the spectrum of primary service,” *IEEE Std 802.22-2019 (Revision of IEEE Std 802.22-2011)*, pp. 1–1465, 2020.
- [11] S. Filin, D. Noguet, J.-B. Dore, B. Mawlawi, O. Holland, M. Z. Shakir, H. Harada, and F. Kojima, “Ieee 1900.7 standard for white space dynamic spectrum access radio systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 1, pp. 188–192, 2018.
- [12] R. Zhang, T. J. Lim, Y.-C. Liang, and Y. Zeng, “Multi-antenna based spectrum sensing for cognitive radios: A GLRT approach,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 1, pp. 84–88, 2010.
- [13] A. Taherpour, M. Nasiri-Kenari, and S. Gazor, “Multiple antenna spectrum sensing in cognitive radios,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 2, pp. 814–823, 2010.
- [14] R. López-Valcarce, G. Vazquez-Vilar, and J. Sala, “Multiantenna spectrum sensing for cognitive radio: overcoming noise uncertainty,” in *2010 2nd Int. Workshop on Cognitive Inform. Process.*, 2010, pp. 310–315.
- [15] D. Ramirez, G. Vazquez-Vilar, R. Lopez-Valcarce, J. Via, and I. Santamaria, “Detection of rank- p signals in cognitive radio networks with uncalibrated multiple antennas,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, no. 8, pp. 3764–3774, 2011.
- [16] A. Taherpour and M. Toghræi, “A universal multiple antenna test for spectrum sensing,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 23, no. 2, pp. 326–329, 2019.
- [17] S. Sedighi, A. Taherpour, and J. Sala, “Spectrum sensing using correlated receiving multiple antennas in cognitive radios,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 12, no. 11, pp. 5754–5766, 2013.
- [18] Z. Pourgharehkhani, A. Taherpour, J. Sala-Alvarez, and T. Khattab, “Correlated multiple antennas spectrum sensing under calibration uncertainty,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 14, no. 12, pp. 6777–6791, 2015.
- [19] L. Costa, R. Bomfin, D. Guimarães, and R. de Souza, “Performance of blind cooperative spectrum sensing under nonuniform signal and noise powers,” *J. of Commun. and Inform. Syst. (JCIS)*, vol. 33, no. 1, Jun. 2018. [Online]. Available: <https://jcis.sbrt.org.br/jcis/article/view/476>

- [20] H. Kim, J. Kim, S. Yang, M. Hong, M. Yoo, W. Lee, and Y. Shin, “An effective MIMO-OFDM transmission scheme for IEEE 802.22 WRAN systems,” in *2007 2nd Int. Conf. on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Commun.*, Aug. 2007, pp. 394–399.
- [21] M. A. G. Villavicencio, R. A. A. de Souza, G. C. de Souza, and M. D. Yacoub, “A bivariate κ - μ distribution,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 7, pp. 5737–5743, 2016.
- [22] A. Krishnamoorthy and D. Menon, “Matrix inversion using Cholesky decomposition,” in *2013 Signal Process.: Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applicat. (SPA)*, Sep. 2013, pp. 70–72.
- [23] L. S. Costa, R. C. D. V. Bomfin, D. A. Guimarães, and R. A. A. de Souza, “Performance of blind cooperative spectrum sensing under nonuniform signal and noise powers,” *J. of Commun. and Inf. Syst.*, vol. 33, no. 1, Jun. 2018.
- [24] R. A. A. de Souza, L. S. Costa, and E. M. de Almeida, “A novel decision fusion periodogram-based algorithm for centralized cooperative spectrum sensing under errors at the report channel,” in *2019 13th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2019, pp. 1–5.
- [25] I.-G. Lee, J.-B. Son, J.-H. Lee, E.-Y. Choi, and S.-K. Lee, “Signal receiving apparatus and method for wireless communication system using multiple antennas,” Aug. 19 2014, uS Patent 8,811,537.
- [26] M. Wax and T. Kailath, “Detection of signals by information theoretic criteria,” *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. 33, no. 2, pp. 387–392, Apr. 1985.
- [27] D. Chen, J. Li, and J. Ma, “Cooperative spectrum sensing under noise uncertainty in cognitive radio,” in *2008 4th Int. Conf. on Wireless Commun., Networking and Mobile Computing*, 2008, pp. 1–4.
- [28] M. A. Hammouda and J. W. Wallace, “Noise uncertainty in cognitive radio sensing: Analytical modeling and detection performance,” in *2012 Int. ITG Workshop on Smart Antennas (WSA)*, 2012, pp. 287–293.
- [29] S. Bahamou and A. Nafkha, “Noise uncertainty analysis of energy detector: Bounded and unbounded approximation relationship,” in *21st European Signal Process. Conf. (EUSIPCO 2013)*, 2013, pp. 1–4.
- [30] S. Chaudhari, J. Lundén, and V. Koivunen, “On the bep walls for soft decision based cooperative sensing in cognitive radios,” in *2013 IEEE Int. Conf. on Commun. (ICC)*, 2013, pp. 2627–2632.