

Inatel

Instituto Nacional de Telecomunicações

Sensoriamento Espectral
Subaquático com Receptor por
Conversão Direta sob Ruído
 α -Estável Simétrico e
 α -Sub-Gaussiano

LUIZ GUSTAVO BARROS GUEDES

JULHO / 2023



**SENSORIAMENTO ESPECTRAL SUB-
BAQUÁTICO COM RECEPTOR POR
CONVERSÃO DIRETA SOB RUÍDO
 α -ESTÁVEL SIMÉTRICO E α -SUB-
GAUSSIANO**

LUIZ GUSTAVO BARROS GUEDES

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Telecomunicações.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães.

Guedes, Luiz Gustavo Barros.

G934s

Sensoriamento Espectral Subaquático com Receptor por Conversão Direta sob Ruído α -Estável Simétrico e α -Sub-Gaussiano / Luiz Gustavo Barros Guedes. – Santa Rita do Sapucaí, 2023.

69p.

Orientadores: Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães.

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

Inclui bibliografia.

1. Sensoriamento espectral 2.Receptor por conversão direta 3. Ruído impulsivo 4.Comunicações subaquáticas 5. Camarão-de-estalo. 6. Mestrado em Telecomunicações. I. Guimarães, Dayan Adionel. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

FOLHA DE APROVAÇÃO

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

Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães
Inatel

Dr. Edielson Prevato Frigieri
ASML Netherlands B. V.

Dr. Francisco Martins Portelinha Junior
Inatel

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

“Cumpra o pequeno dever de cada momento; faz o que deves e está no que fazes.”

Caminho, 815

*À minha mãe, Cinara,
cujo exemplo e parceria permitiram que eu chegasse até aqui.*

Agradecimentos

Eu louvo e bendigo a Deus pela graça de, constantemente, ressignificar a minha vida a partir das aparentes pequenas coisas, especialmente aquelas relacionadas ao meu trabalho e aos meus estudos. Por ter me sustentado até aqui. Usando o lema que rege a Companhia de Jesus, fundada por Santo Inácio de Loyola, este trabalho foi feito e é para maior glória de Deus (*ad maiorem Dei gloriam*, AMDG).

Agradeço à minha mãe, Cinara, pois, quando medito sobre a história dela e a vejo trabalhando incansavelmente, percebo que, com fé, não há obstáculo que não possa ser enfrentado. Faço memória ao meu pai, André Luiz (*in memoriam*), com um profundo agradecimento por ele ter sido essencial em minha formação, mesmo tendo partido tão cedo. Agradeço à minha querida vó Ivete por todo o cuidado e atenção desde a minha infância, assim como às minhas tias-avós, Iracema, Dirce e Idete (*in memoriam*) pela presença e pelo carinho. Aos demais membros de minha família, muito obrigado por todo o incentivo.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães, pela oportunidade de fazer o mestrado juntamente com minhas atividades profissionais. Muito obrigado por essa parceria que vem desde a graduação, com a monitoria e o trabalho de conclusão de curso. Além da orientação acadêmica de excelência, tenho o privilégio de receber valores morais e comportamentais que me fazem um ser humano melhor.

Agradeço aos meus amigos, sobretudo, ao Eng. Luiz Eduardo Pereira, pela amizade e confiança. Por ter aberto as portas para mim no meu emprego atual e me dado esperança quando eu não tinha trabalho no final de 2020. Desde então, minha vida pôde se reorganizar. Jamais me esquecerei disso.

Agradeço o Grupo de Oração Universitário (GOU) Santo Inácio de Loyola que tem sido um canal da graça de Deus em minha vida. Aos meus amigos Filipe Moreira Franco, Gabriela Souza Fagundes e Ana Cecília Silveira Fernandes pela amizade e por terem assumido essa missão comigo.

Agradeço também a três pessoas que me ajudaram muito, especialmente, no último ano: o meu mestre de Taekwondo, faixa preta 7º Dan, Fernando Rigotti, por todo ensinamento que corroborou para meu desenvolvimento físico e mental; a minha educadora física, Juliana Neves Marques, pelas conversas e treinos extenuantes; e minha psicóloga, Vitória Errera, por me ajudar na busca pelo autoconhecimento e pelo conhecimento de Deus.

Agradeço o Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel) pela formação, pela oportunidade de emprego, cuja bolsa me permitiu aliar os estudos do mestrado a uma experiência profissional, e pelo projeto com a Huawei. Gostaria de agradecer à minha líder de time do setor de redes DWDM do *Brazil Remote Delivery Center* (BRDC), Camila Sousa Carvalho, e ao meu gestor, Gustavo Borsato, por toda a compreensão durante esses dois anos, liberando-me para realizar as provas das disciplinas e para participar de algum evento. Agradeço o time de DWDM que presta serviços à Vivo (Telefônica Brasil) seja de dentro da Huawei ou de demais terceirizadas por todo o

conhecimento a mim passado e por todas as experiências vividas.

Ao Capitão-de-Mar-e-Guerra RM1-T, Marcos Vinícius da Silva Simões, Grupo Acústica Submarina, Marinha do Brasil, ref. Ofício nº 239/IEAPM-MB, e ao Prof. Dr. José Santo Guiscafré Panaro, Universidade Federal Fluminense (UFF-RJ), pela disponibilização dos arquivos de áudio gravados referentes ao ruído de camarão-de-estalo.

Este trabalho foi financiado em parte pela RNP, com recursos do MCTIC, processo Nº 01245.010604/2020-14, sob o projeto Brasil 6G do Centro de Referência em Radiocomunicações (CRR) do Inatel, e, em parte, pelo CNPq, Brasil.

A todos que participaram direta ou indiretamente deste trabalho, muito obrigado.

Luiz Gustavo Barros Guedes

Sumário

Sumário	x
Lista de Figuras	xii
Lista de Abreviaturas e Siglas	xiii
Lista de Símbolos	xv
Resumo	xix
Abstract	xxi
1 Introdução	1
1.1 Trabalhos Relacionados	3
1.2 Contribuições e Organização do Trabalho	5
1.3 Publicações	6
2 Modelagem e Análise do Ruído de Camarão-de-Estalo	7
2.1 Ruído de Camarão-de-Estalo	7
2.2 Modelos de Ruído $S\alpha S$ e αSG	9
2.3 Análise Estatística do $S\alpha SN$ e do αSGN	11
3 Modelagem de Sinais e Sistemas para Sensoriamento Espectral	15
3.1 Fundamentos sobre Sensoriamento Espectral	15
3.2 Modelo de Receptor Convencional	16
3.3 Modelo de Receptor por Conversão Direta	17
3.4 Estatísticas de Teste	20
4 Desempenho do Sensoriamento Espectral Subaquático sob Ruído α-Estável Simétrico e α-Sub-Gaussiano	23
4.1 Curvas de Operação Característica do Receptor	23

4.2	Curvas de P_d versus Principais Parâmetros de Sistema	25
5	Conclusões e Oportunidades de Pesquisa Adicionais	37
	Referências Bibliográficas	39

Lista de Figuras

2.1	Camarão-de-estalo (<i>Alpheus heterochaelis</i>) [35].	7
2.2	Forma de onda do arquivo de áudio do ruído de camarão-de-estalo real obtido por aquisição de dados via hidrofones.	8
2.3	Histograma e PDF teórica associada às amostras do arquivo de áudio real do ruído de camarão-de-estalo.	9
2.4	Formas de onda $S\alpha SN$ para $\gamma = 0,15$ e diferentes valores de α	10
2.5	PDFs $S\alpha S$ para $\delta = 0$, $\gamma = 0,15$ e diferentes valores de α	11
2.6	Forma de onda αSGN para $\gamma = 0,15$ e $\alpha = 1,53$	11
2.7	Função de autocorrelação discreta e normalizada das amostras do áudio do ruído de camarão-de-estalo real (a), do ruído $\alpha SGN(9)$ (b) e do ruído $S\alpha SN$ (c), com um máximo atraso relativo discreto de $k = 20$	14
3.1	Arquitetura do receptor por conversão direta [14].	18
3.2	Modelo baseado em DCR para CSS com fusão de dados [14].	19
4.1	P_d versus P_{fa} nos seguintes cenários: ausência de ruído impulsivo (4.1a), presença de ruído impulsivo real (4.1b), ruído $\alpha SGN(9)$ (4.1c) e ruído $S\alpha SN$ (4.1d).	24
4.2	Ausência de ruído impulsivo. Probabilidade de detecção, P_d , versus número de SUs, m , para $SNR = -10,75$ dB: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.	27
4.3	Presença de $S\alpha SN$. Probabilidade de detecção, P_d , versus número de SUs, m , para $SNR = -10,75$ dB: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.	28
4.4	Presença de $\alpha SGN(9)$. Probabilidade de detecção, P_d , versus número de SUs, m , para $SNR = -10,75$ dB: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.	28
4.5	Ausência de ruído impulsivo. Probabilidade de detecção, P_d , versus número de amostras, n , para $SNR = -12,25$ dB: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.	29

4.6	Presença de $S\alpha$ SN. Probabilidade de detecção, P_d , versus número de amostras, n , para $SNR = -12,25$ dB: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.	29
4.7	Presença de α SGN(9). Probabilidade de detecção, P_d , versus número de amostras, n , para $SNR = -12,25$ dB: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.	30
4.8	Ausência de ruído impulsivo. Probabilidade de detecção, P_d , versus SNR média para $n = 150$: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.	30
4.9	Presença de $S\alpha$ SN. Probabilidade de detecção, P_d , versus SNR média para $n = 150$: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.	31
4.10	Presença de α SGN(9). Probabilidade de detecção, P_d , versus SNR média para $n = 150$: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.	31
4.11	Probabilidade de detecção, P_d , versus fator de ultrapassagem, f_{od} : modelo DCR. Esta figura é melhor visualizada em cores.	32
4.12	Probabilidade de detecção, P_d , versus SDCR média: modelo DCR. Esta figura é melhor visualizada em cores.	33
4.13	Probabilidade de detecção, P_d , versus número de bits de quantização, $\log_2 N_q$: modelo DCR. Esta figura é melhor visualizada em cores.	34
4.14	Probabilidade de detecção, P_d , versus comprimento da resposta ao impulso do filtro MA, L : modelo DCR. Esta figura é melhor visualizada em cores.	35
4.15	Tempo gasto (em segundos) para se gerar amostras $S\alpha$ SN e α SGN(9).	36

Lista de Abreviaturas e Siglas

5G	Quinta geração (<i>fifth generation</i>)
ADC	Conversor analógico-digital (<i>analog-to-digital converter</i>)
AGC	Controle automático de ganho (<i>automatic gain control</i>)
αSG	Alfa-sub-Gaussiana (<i>alpha-sub-Gaussian</i>)
αSGN	Ruído alfa-sub-Gaussiano (<i>alpha-sub-Gaussian noise</i>)
AUC	Área sob a curva (<i>area under the curve</i>)
AVC	Valor absoluto acumulado (<i>absolute value cumulating</i>)
AWGN	Ruído aditivo Gaussiano branco (<i>additive white Gaussian noise</i>)
CRR	Centro de Referência em Radiocomunicações
CSS	Sensoriamento espectral cooperativo (<i>cooperative spectrum sensing</i>)
DC	Corrente contínua (<i>direct-current</i>)
DCR	Receptor por conversão direta (<i>direct-conversion receiver</i>)
DSA	Acesso dinâmico ao espectro (<i>dynamic spectrum access</i>)
DSP	Processamento digital de sinais (<i>digital signal processing</i>)
DWDM	Multiplexação densa por comprimento de onda (<i>dense wavelength-division multiplexing</i>)
ED	Detector de energia (<i>energy detector</i>)
FC	Centro de fusão (<i>fusion center</i>)
GID	Detector baseado no índice de Gini (<i>Gini index detector</i>)
GRCR	Razão entre centros e raios de Gerschgorin (<i>Gerschgorin radii and centers ratio</i>)
HT-ED	Detector de energia baseado em tangente hiperbólica (<i>hyperbolic tangent-based energy detector</i>)
Inatel	Instituto Nacional de Telecomunicações
IoT	Internet das Coisas (<i>Internet of Things</i>)
LMPIT	Teste local invariante (<i>local most powerful invariant test</i>)
LNA	Amplificador de baixo ruído (<i>low-noise amplifier</i>)
LPF	Filtro passa-baixas (<i>low-pass filter</i>)
MA	Média móvel (<i>moving-average</i>)
MAC	Controle de acesso ao meio (<i>medium access control</i>)
PDF	Função densidade de probabilidade (<i>probability density function</i>)
PRIDE	Detector baseado no índice de Pietra-Ricci (<i>Pietra-Ricci index detector</i>)
PU	Usuário primário (<i>primary user</i>)
RF	Radiofrequência (<i>radiofrequency</i>)
ROC	Característica de operação do receptor (<i>receiver operating characte-</i>

	<i>ristic)</i>
SαS	Alfa-estável simétrica (<i>symmetric alpha-stable</i>)
SαSN	Ruído S α S (<i>SαS noise</i>)
SCM	Matriz de covariância amostral (<i>sample covariance matrix</i>)
SDCR	Relação sinal-DC- <i>offset</i> (<i>signal-to-DC-offset ratio</i>)
SDR	Rádio definido por <i>software</i> (<i>software-defined radio</i>)
SNR	Relação sinal-ruído (<i>signal-to-noise ratio</i>)
SU	Usuário secundário (<i>secondary user</i>)
UASN	Rede de sensores subaquáticos por ondas acústicas (<i>underwater acoustic sensor network</i>)
UCAN	Rede cognitiva subaquática por ondas acústicas (<i>underwater cognitive acoustic network</i>)
VGA	Amplificador de ganho variável (<i>voltage-gain amplifier</i>)
WBPF	Filtro de banda larga (<i>wideband band-pass filter</i>)

Lista de Símbolos

\mathbf{a}	Vetor formado por variáveis aleatórias Gaussianas complexas $a_i, i = 1, 2, \dots, m$
α	Expoente característico
$\&$	E
\mathbf{B}	Matriz do filtro de branqueamento
β	Parâmetro de simetria
\mathbb{C}	Conjunto dos números complexos
c_{ij}	Elemento na i -ésima linha e j -ésima coluna da matriz \mathbf{C}
\dagger	Complexo conjugado transposto
δ	Parâmetro de localização
$\text{diag}(\cdot)$	Função que retorna uma matriz quadrada diagonal com os elementos do vetor presente em seu argumento na diagonal principal
x_n	Enésimo termo real do vetor \mathbf{x}
$\exp(\cdot)$	Exponencial natural
f_{od}	Fator de ultrapassagem (<i>overdrive</i> , od)
$C(\cdot)$	Função de autocovariância discreta e normalizada
$\Phi(\omega)$	Função característica
\mathbf{G}	Matriz que modela os diferentes ganhos de potência dos sinais recebidos pelos usuários secundários
g_i	Ganho promovido pelo AGC no i -ésimo usuário secundário
γ	Parâmetro ou fator de escala
\mathbf{h}	Vetor de canal contendo elementos $h_i, i = 1, 2, \dots, m$, caracterizando os ganhos do canal entre o usuário primário e o i -ésimo usuário secundário
\mathcal{H}_0	Hipótese correspondente à ausência do sinal primário
\mathcal{H}_1	Hipótese correspondente à presença do sinal primário
\mathbf{I}	Componente em fase (<i>in-phase component</i>)
j	Unidade imaginária
k	Atraso relativo discreto com valor máximo igual a K
κ	Fator de Rice do canal entre o usuário primário e cada usuário secundário
L	Comprimento da resposta ao impulso do filtro de média móvel
λ	Limiar de decisão
$\log_{10}(\cdot)$	Função logarítmica na base 10
m	Quantidade de usuários secundários em cooperação
\mathbf{M}	Matriz de covariância de \mathbf{w}
$\hat{\mathbf{M}}$	Matriz de covariância estimada
$\hat{\mathbf{M}}_n$	Matriz de covariância normalizada estimada

$\hat{\mathbf{M}}_n^{\alpha\text{SGN}(9)}$	Matriz de covariância normalizada estimada das amostras do ruído $\alpha\text{SGN}(9)$
$\hat{\mathbf{M}}_n^{\text{áudio}}$	Matriz de covariância normalizada estimada das amostras de áudio
$\hat{\mathbf{M}}_n^{\text{S}\alpha\text{SN}}$	Matriz de covariância normalizada estimada das amostras do ruído $\text{S}\alpha\text{SN}$
$\hat{\mathbf{R}}$	Matriz de covariância amostral (<i>sample covariance matrix</i> , SCM)
\mathbf{E}	Matriz diagonal cujos elementos são iguais à diagonal principal da SCM
\mathbf{L}	Matriz triangular inferior proveniente da decomposição de Cholesky de \mathbf{Q}
$\mu_{\mathbf{x}}$	Média estimada dos componentes de \mathbf{x}
ξ	Parâmetro ou ordem de memória
$ \cdot $	Valor absoluto
n	Quantidade de amostras coletadas por um usuário secundário em um intervalo de sensoriamento
$\ \cdot\ $	Norma Euclidiana
ω	Variável independente da função característica
\mathbf{p}	Vetor com as potências p_i , $i = 1, 2, \dots, m$, de sinal recebido nos usuários secundários
p_{avg}	Potência média nos usuários secundários
P_d	Probabilidade de detecção
\in	Pertence a
P_{fa}	Probabilidade de falso alarme
\mathbf{Q}	Matriz de covariância associada à resposta ao impulso do filtro MA
Q	Componente em quadratura (<i>quadrature component</i>)
Q_{ij}	Elementos da matriz \mathbf{Q} para $i, j = 1, 2, \dots, n$
q_k	Função de autocorrelação discreta da resposta ao impulso do filtro MA
r_i	i -ésimo elemento do vetor \mathbf{r}
r_{ij}	Elemento na i -ésima linha e j -ésima coluna da matriz SCM, $\hat{\mathbf{R}}$
r	Média dos valores de \mathbf{r}
\mathbb{R}	Conjunto dos números reais
ρ_N	Fração configurável das variações de potência de ruído
ρ_S	Fração configurável das variações de potência de sinal recebido em torno da média, p_{avg}
s	Número de usuários primários
s	Tempo em segundos
\mathbf{x}	Série temporal de variáveis aleatórias reais
\mathbf{w}	Série temporal seguindo a distribuição αSG
$\text{sign}(\cdot)$	Função sinal
\mathbf{x}	Vetor que modela o sinal primário composto por n amostras Gaussianas complexas com média zero e variância definida de acordo com a SNR média nos SUs
σ_i	Desvio padrão do ruído Gaussiano no i -ésimo usuário secundário
T	Estatística de teste
T_{AVC}	Estatística de teste do AVC
$T_{\text{AVC}_{\text{dcr}}}$	Estatística de teste do AVC considerando o DCR
T_{ED}	Estatística de teste do ED
$T_{\text{ED}_{\text{dcr}}}$	Estatística de teste do ED considerando o DCR
T_{GID}	Estatística de teste do detector GID
T_{GRRCR}	Estatística de teste do detector GRRCR

T_{LMPIT}	Estatística de teste do detector LMPIT
T_{PRIDe}	Estatística de teste do detector PRIDe
$\tan(\cdot)$	Função tangente
t	Instante de tempo discreto
T	Operador que efetua a transposição
\mathbf{U}	Matriz arbitrária ortogonal obtida por meio de decomposição em valores singulares da matriz de covariância \mathbf{Q}
\mathbf{V}	Matriz que representa o ruído AWGN
σ_{avg}^2	Variância média do ruído AWGN
σ_{dc}^2	Variância das amostras DC- <i>offset</i>
σ_i^2	Variância do ruído Gaussiano no i -ésimo usuário secundário
σ_{avg}^2	Variância dos elementos na i -ésima linha de \mathbf{V}
$\sigma_{\mathbf{x}}^2$	Variância estimada dos componentes de \mathbf{x}
ω	Variável independente n -dimensional com elementos $\omega_i, i = 1, 2, \dots, n$, da função característica da distribuição αSG
\mathbf{r}	Vetor formado pelo empilhamento das colunas de $\hat{\mathbf{R}}$
\mathbf{V}	Volts
\mathbf{W}	Matriz que representa o ruído impulsivo $S\alpha\text{SN}$ ou $\alpha\text{SGN}(\xi)$
\mathbf{Y}	Matriz que contém as amostras recebidas no centro de fusão
\mathbf{y}_i	i -ésima linha da matriz \mathbf{Y} , $i = 1, 2, \dots, m$
y_{ij}	j -ésima amostra coletada pelo i -ésimo usuário secundário, que compõe a matriz \mathbf{Y}
z_l	Resposta ao impulso do filtro MA a fim de assegurar níveis desejados de potência para $l = 1, \dots, L$

Resumo

Guedes, L.G.B. Sensoriamento Espectral Subaquático com Receptor por Conversão Direta sob Ruído α -Estável Simétrico e α -Sub-Gaussiano [dissertação de mestrado]. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações; 2023.

O sensoriamento espectral em redes cognitivas subaquáticas por ondas acústicas ou em redes de sensores subaquáticos por ondas acústicas pode ser afetado pelo ruído impulsivo gerado por camarões-de-estalo. Em análises matemáticas ou simulações, as variações de amplitude desse ruído são comumente modeladas pela distribuição alfa-estável simétrica (*symmetric alpha-stable*, $S\alpha S$). Como alternativa, há a distribuição alfa-sub-Gaussiana (*alpha-sub-Gaussian*, αSG), que pode modelar tanto a correlação temporal quanto as variações de amplitude. Este trabalho avalia o desempenho do sensoriamento espectral subaquático com DCR sob influência de ruído impulsivo modelado pelas distribuições $S\alpha S$ e αSG . Várias recentes estatísticas de teste são comparadas, demonstrando que elas têm diferentes graus de robustez contra o ruído impulsivo e que o DCR é significativamente menos sensível a esse ruído, em comparação com o modelo de receptor convencional que não leva em conta as influências das características de *hardware* no desempenho do sensoriamento espectral. Verificou-se que, na ausência de ruído impulsivo, o modelo DCR, em comparação com o modelo convencional, causa degradação de desempenho em todos os detectores por conta das etapas de processamento de sinal nele consideradas. Na presença de ruído impulsivo, revelou-se que, independentemente do modelo de receptor utilizado, a não modelagem da correlação temporal faz com que o desempenho fique subestimado para a maioria dos detectores. Os detectores GID e PRIDe exibiram significativa robustez contra o ruído impulsivo no cenário mais real, enquanto que os detectores AVC e ED mostraram expressiva sensibilidade.

Palavras-Chave: Sensoriamento espectral, receptor por conversão direta, ruído impulsivo, comunicações subaquáticas, camarão-de-estalo, $S\alpha S$, αSG .

Abstract

Guedes, L. G. B. Underwater Spectrum Sensing with Direct-Conversion Receiver under Symmetric α -Stable and α -Sub-Gaussian Noises [master's thesis]. Santa Rita do Sapucaí: National Institute of Telecommunications; 2023.

Spectrum sensing in underwater cognitive acoustic networks or in underwater acoustic sensor networks can be impaired by impulsive noise generated by snapping shrimps. In mathematical analysis or simulations, the amplitude variations of this noise are commonly modeled by the symmetric alpha-stable ($S\alpha S$) distribution. As an alternative, the alpha-sub-Gaussian (αSG) distribution can model both temporal correlation and amplitude variations. This work evaluates the performance of underwater spectrum sensing with a direct-conversion receiver (DCR) under impulsive noise modeled by the $S\alpha S$ and αSG distributions. Several recent test statistics are compared, demonstrating that they have different degrees of robustness against impulsive noise and that the DCR is significantly less sensitive to this noise, compared to the conventional receiver model that does not take into account the influences of hardware characteristics into the performance of spectrum sensing. It was verified that, in the absence of impulsive noise, the DCR model, compared to the conventional one, causes performance degradation in all detectors due to the signal processing steps considered therein. In the presence of impulsive noise, it was unveiled that, regardless of the receiver model used, not modeling the temporal correlation makes the performance to be underestimated for most detectors analyzed. The GID and PRIDe detectors exhibited meaningfully robustness against impulsive noise in the most realistic scenario, whereas the AVC and ED detectors showed expressive sensitivity.

Keywords: Spectrum sensing, direct-conversion receiver, impulsive noise, underwater communications, snapping shrimp, $S\alpha S$, αSG .

Capítulo 1

Introdução

ATUALMENTE, a política de alocação fixa de banda rege o uso do espectro de radiofrequência (RF), alocando uma determinada banda de RF apenas ao usuário titular do direito de uso dessa, também conhecido como usuário primário (*primary user*, PU). Devido à essa política, experimentam-se a escassez e a subutilização do espectro. A escassez se refere à ausência de novas bandas disponíveis. Além disso, uma vez que o PU não a esteja utilizando, essa banda torna-se momentaneamente desocupada e o espectro de frequências torna-se subutilizado.

Com os recentes avanços associados à quinta geração (5G) de redes de comunicação e à Internet das Coisas (*Internet of Things*, IoT), prevê-se, para as futuras redes de comunicação, conexão massiva entre dispositivos [1]. Portanto, torna-se necessário um melhor uso das faixas espectrais para a devida acomodação da grande quantidade estimada de transmissores e receptores. Há também o aumento na procura por novos serviços de telecomunicações, o que, na conjuntura da política de alocação fixa de banda, agrava o problema da escassez e da subutilização do espectro.

Uma possível alternativa contra esse problema consiste na adoção de uma política de alocação dinâmica do espectro, implementada por meio de redes secundárias de rádios cognitivos realizando sensoriamento espectral [2, 3]. Busca-se, dessa forma, um uso oportunista do espectro, de modo que um usuário não licenciado, também conhecido como usuário secundário (*secondary user*, SU), observe ocasiões de transmissão compartilhada com o PU, de maneira sobreposta ou não, em bandas licenciadas que estejam, por exemplo, em desuso.

Em sistemas de comunicação subaquáticos [4], nota-se também o problema da escassez espectral, que se intensifica pelo fato de os serviços estarem alocados em uma faixa de frequências de operação mais restrita, entre dezenas de Hertz e centenas de quilohertz. Nesse contexto, o presente trabalho tem como motivação o acesso dinâmico

ao espectro (*dynamic spectrum access*, DSA) em redes cognitivas subaquáticas por ondas acústicas (*underwater cognitive acoustic networks*, UCANs) [5–7] ou em redes de sensores subaquáticos por ondas acústicas (*underwater acoustic sensor networks*, UASNs) [8]. O DSA trata da ocupação eficiente de faixas espectrais nos domínios espacial (diferentes localidades) e temporal (diferentes momentos), com o primeiro associado às posições dos sensores de espectro e o segundo associado aos eventos de sensoriamento espectral ao longo do tempo.

Não somente a propagação multipercurso, como também as diversas formas de interferência e de ruído podem afetar o desempenho do sensoriamento espectral. No que concerne ao ruído, sua forma onipresente nos sistemas de comunicação, é o ruído aditivo Gaussiano branco (*additive white Gaussian noise*, AWGN). Ademais, em determinados ambientes, sinais esporádicos apresentando curta duração e elevadas amplitudes caracterizam um fenômeno denominado ruído impulsivo [9, 10].

Embora os fatores supramencionados afetem o desempenho das comunicações subaquáticas e do sensoriamento espectral subaquático, o ruído impulsivo causado por camarões-de-estalo [4] requer atenção especial no contexto das UCANs baseadas em sinais acústicos, uma vez que é capaz de produzir uma severa degradação de desempenho. Por outro lado, a correta avaliação de seu impacto deve ser abordada, posto que diferentes modelos de receptor podem exibir diferentes graus de robustez contra o ruído de camarão-de-estalo. Ressalta-se que, não obstante os sistemas de comunicação subaquática referidos sejam em águas rasas, onde se predomina o ruído de camarão-de-estalo, há outras fontes de ruído acústico em diferentes profundidades [11].

O ruído de camarão-de-estalo é gerado por um crustáceo que, ao fechar rapidamente a maior de suas duas garras em formato de pinça, produz, em sua parte frontal, um jato de água de alta velocidade responsável por induzir uma súbita redução de pressão nessa região, resultando na formação e conseqüente ruptura de bolhas de cavitação. Esse fenômeno gera um ruído acústico de elevada intensidade, sendo suficiente para causar distúrbios severos nas comunicações acústicas subaquáticas.

O nível de degradação de desempenho imposto pelo ruído de camarão-de-estalo relaciona-se com a forma de construção do sensor de espectro. Na literatura de sensoriamento espectral, trata-se como modelo de receptor convencional aquele que não considera qualquer estágio de processamento de sinal determinado pelos circuitos de recepção. Dessa maneira, é de grande apelo prático que se avalie o desempenho em receptores com arquiteturas mais realistas para o processamento do sinal recebido. Neste trabalho, adota-se uma arquitetura de receptor por conversão direta (*direct-conversion receiver*, DCR) devido à sua atratividade em relação à integração de circuitos na

prática [12–14].

Comumente, em análises matemáticas e simulações, o ruído de camarão-de-estalo apresenta uma modelagem por meio de amostras temporalmente descorrelacionadas, seguindo a distribuição alfa-estável simétrica (*symmetric alpha-stable*, $S\alpha S$) [9, 15]. Entretanto, suspeita-se que a distribuição $S\alpha S$ não seja a mais adequada, o que também foi verificado, por exemplo, em [16–18]. Isso se deve ao fato de que o ruído de camarão-de-estalo apresenta uma correlação temporal que não está presente nas amostras $S\alpha S$. Como uma alternativa, a distribuição alfa-sub-Gaussiana (*alpha-sub-Gaussian*, αSG) [16, 17] pode ser usada, modelando tanto as variações de amplitude quanto a correlação temporal presente em fenômenos impulsivos.

Assim sendo, é de interesse científico abordar o desempenho de detectores para o sensoriamento espectral quando submetidos ao ruído impulsivo. Ademais, é de primordial importância adequar o modelo de ruído impulsivo à correspondente fonte de ruído, visando a obtenção de resultados e análises confiáveis. Finalmente, é relevante modelar o receptor adotado para o sensoriamento espectral de acordo com as etapas de processamento de sinal executadas em receptores reais. O presente trabalho trata de todos esses aspectos.

1.1 Trabalhos Relacionados

Referindo-se às distribuições utilizadas para modelagem de ruído impulsivo, em [19] propõe-se uma análise teórica do desempenho do detector de energia em canais com desvanecimento e com ruído impulsivo, sendo este caracterizado pelo modelo Bernoulli-Gaussiano. De acordo com os autores, esse modelo tem significativo apelo prático em sistemas de transmissão multiportadora baseados em multiplexação por divisão de frequências ortogonais.

O trabalho desenvolvido em [20] propõe um esquema de sensoriamento espectral com um detector de energia baseado em tangente hiperbólica (*hyperbolic tangent-based energy detector*, HT-ED) com o objetivo de melhorar o desempenho sob ruído não-Gaussiano, como o ruído impulsivo. Utilizam-se duas distribuições para a modelagem desse tipo de ruído: Laplace e $S\alpha S$.

Verificou-se que a distribuição $S\alpha S$ é amplamente utilizada na modelagem do ruído impulsivo na maioria dos artigos mais recentes que analisam o desempenho do sensoriamento espectral em redes de rádios cognitivos. Citam-se como exemplos as referências [21–26]. Em [18], analisa-se a adequação da distribuição $S\alpha S$ em contraste com a distribuição αSG com correlação temporal diferente de zero, no contexto do

sensoriamento espectral subaquático sujeito ao ruído de camarão-de-estalo.

Quanto ao modelo de receptor empregado, em [13] é proposto um modelo de receptor por conversão direta que considera aspectos realistas em sua implementação. A justificativa de tal trabalho foi a ausência de pesquisas que apontam as possíveis influências impostas pelos circuitos de recepção no desempenho de sistemas destinados ao sensoriamento espectral, especificamente no caso do sensoriamento espectral cooperativo centralizado com fusão de dados.

O modelo proposto em [13] foi aperfeiçoado em [14], almejando-se melhor adequá-lo às estruturas de receptor por conversão direta, comumente presentes em rádios definidos por *software* (*software-defined radios*, SDRs) reais. Além disso, buscou-se aprimorar as características do modelo de canal de sensoriamento, tornando-o mais flexível por meio de um canal com um fator de Rice [27, p. 212] aleatório, assim como níveis de potência de ruído e de sinal recebido variantes no tempo.

O desempenho do sensoriamento espectral sujeito à influência de ruído impulsivo é também avaliado em [28]. Comparam-se dois modelos de receptor: o convencional, que não considera aspectos de implementação prática, e o DCR, que leva em conta esses aspectos.

Em [29] faz-se a análise de desempenho das estatísticas de teste baseadas em autovalores por meio de duas abordagens. A primeira considera os efeitos causados pelo ruído impulsivo e a segunda avalia o desempenho do sistema usando tanto o modelo de receptor por conversão direta proposto em [13] quanto o modelo de receptor convencional. Na maioria dos artigos recentes que avaliam o desempenho do sensoriamento espectral sob ruído impulsivo em redes de rádios cognitivos, não se faz menção ao uso de um modelo de receptor que considera aspectos realistas em sua implementação [23,25].

Em relação aos estudos sobre sensoriamento espectral em UCANs, um sistema de gerenciamento de espectro iniciado pelo receptor e um canal de controle de acesso ao meio (*medium access control*, MAC) para controle dinâmico são propostos em [30] para mitigar o congestionamento no canal de controle comum. Em [31], projeta-se um novo algoritmo multicamadas para sensoriamento espectral cooperativo, baseado em sensoriamento compressivo, para estimar o espectro a fim de se reduzir a taxa de amostragem e o cabeçalho de sinais acústicos. O principal objetivo de [8] é melhorar a acurácia do sensoriamento espectral melhorando o uso do espectro de frequências subaquático por meio de um modelo baseado em detecção de energia com dois limiares e método de fusão de decisões abrupta, evitando ataques de usuários maliciosos. Em [32] propõe-se um protocolo para compartilhamento cooperativo de espectro subaquático

para uma UCAN centralizada, consistindo em duas partes. A primeira verifica, periodicamente, a ocorrência aleatória de interferentes, dividindo o domínio do tempo em quadros formados por subquadros de sensoriamento e não-sensoriamento. A segunda parte projeta dois algoritmos heurísticos para alocação de recursos.

1.2 Contribuições e Organização do Trabalho

Neste trabalho, o desempenho do sensoriamento espectral com o modelo de receptor convencional é comparado com o desempenho atingido pelo modelo baseado em DCR. Presume-se que esses receptores pertençam a uma UCAN, sendo, portanto, afetados pelo ruído impulsivo gerado por camarões-de-estalo. A influência das estatísticas do ruído impulsivo é também tratada por meio da comparação de seus efeitos sob as distribuições $S\alpha S$ e αSG . Mais especificamente, foram realizadas as seguintes investigações:

- Estudo da adequação das distribuições $S\alpha S$ e αSG à modelagem do ruído de camarão-de-estalo por meio de análises estatísticas. Comparam-se as matrizes de covariância e as funções de autocorrelação do ruído proveniente de geradores de números aleatórios $S\alpha S$ e αSG , assim como de um arquivo de áudio do ruído de camarão-de-estalo real, obtido por aquisição de dados via hidrofones;
- Análise de desempenho do sensoriamento espectral cooperativo (*cooperative spectrum sensing*, CSS) centralizado com fusão de dados submetido ao ruído $S\alpha S$ e ao ruído αSG . Utilizam-se os modelos de receptor convencional e o baseado em DCR para se comparar os desempenhos do detector de energia (*energy detector*, ED), do detector por valor absoluto acumulado (*absolute value cumulating*, AVC), do detector pela razão entre centros e raios de Gerschgorin (*Gerschgorin radii and centers ratio*, GRCR), do detector baseado no índice de Gini (*Gini index detector*, GID), do detector baseado no índice de Pietra-Ricci (*Pietra-Ricci index detector*, PRIDe) e do detector baseado no teste local invariante (*local most powerful invariant test*, LMPIT).

Este trabalho combina e estende as pesquisas desenvolvidas em [18] e [28]. As partes combinadas referem-se à avaliação dos modelos de receptor convencional e DCR submetidos ao ruído $S\alpha S$ e ao ruído αSG . As partes estendidas referem-se à inclusão de uma vasta quantidade de novos resultados em que o desempenho do sensoriamento espectral é medido como função dos principais parâmetros do sistema, ao invés de se utilizar as curvas características de operação do receptor (*receiver operating characteristics*, ROCs) do sistema, para todos os detectores considerados em [18] e [28], e

para um detector adicional, o AVC, considerado adequado ao cenário em que o ruído impulsivo se faz presente.

O restante da dissertação organiza-se da seguinte maneira: o Capítulo 2 discorre sobre as distribuições $S\alpha S$ e αSG , apresentando também uma análise estatística de amostras de ruído geradas por computador seguindo as distribuições $S\alpha S$ e αSG , assim como de um arquivo de áudio real do ruído de camarão-de-estalo. O Capítulo 3 dedica-se aos modelos para sinais e sistemas empregados no cenário de sensoriamento espectral. Resultados de simulação referentes ao desempenho do sensoriamento espectral são apresentados no Capítulo 4. O Capítulo 5 conclui a dissertação.

1.3 Publicações

Os seguintes artigos foram publicados como resultado das pesquisas deste trabalho:

- ❶ L. G. B. Guedes e D. A. Guimarães, *Direct-conversion Spectrum Sensor Impaired by Symmetric α -Stable and α -Sub-Gaussian Noises*, *Journal of Communications and Information Systems (JCIS)*, vol. 38, no. 1, pp. 34-46, Fev. 2023, doi: 10.14209/jcis.2023.5.
- ❷ L. G. B. Guedes e D. A. Guimarães, **Sensoriamento Espectral com Receptor por Conversão Direta sob Ruído Impulsivo**, XL Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2022), Santa Rita do Sapucaí, MG, Brasil, Set. 2022, doi: 10.14209/sbrt.2022.1570808562.
- ❸ L. G. B. Guedes e D. A. Guimarães, **Análise das Distribuições $S\alpha S$ e αSG na Modelagem do Ruído de Camarão-de-Estalo**, XL Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2022), Santa Rita do Sapucaí, MG, Brasil, Set. 2022, doi: 10.14209/sbrt.2022.1570823103.

Demais publicações durante o período do mestrado:

- ❹ L. G. B. Guedes e D. A. Guimarães, **Modulador FFSK com Fase Contínua e Chaveamento Instantâneo de Frequência**, RTIC - Revista de Tecnologia da Informação e Comunicação, vol. 10, no. 1, pp. 11-18, Nov. 2021.

Artigo submetido:

- ❺ L. G. B. Guedes e D. A. Guimarães, *Performance of Detectors for Spectrum Sensing under Laplacian Noise*, *Journal of Communications and Information Systems (JCIS)*, vol. xx, no. x, pp. xx-yy, 2023.

Capítulo 2

Modelagem e Análise do Ruído de Camarão-de-Estalo

O Ruído de camarão-de-estalo é uma fonte de degradação de desempenho de sistemas de comunicação subaquáticos em geral e, especialmente, de sistemas de sensoriamento espectral subaquático. Este capítulo trata sobre as principais características temporais e estatísticas desse fenômeno, assim como as distribuições de probabilidade utilizadas para caracterizá-lo.

2.1 Ruído de Camarão-de-Estalo

O camarão-de-estalo (*Alpheus heterochaelis*), pertencente à família dos alfeídeos (*Alpheidae* ou *Alpheoidea*), é um crustáceo de cerca de 5,5 centímetros de comprimento corporal, sendo encontrado em oceanos tropicais e subtropicais [33, 34]. Possui duas garras em formato de pinça, sendo que uma delas é maior e mais desenvolvida que a outra, podendo chegar a, aproximadamente, 2,8 centímetros de comprimento [34]. A Figura 2.1 mostra o camarão-de-estalo.



Fig. 2.1. Camarão-de-estalo (*Alpheus heterochaelis*) [35].

Ao fechar rapidamente a maior de suas duas garras, gera-se um jato de água de elevada velocidade em sua parte frontal que induz uma súbita redução de pressão em seu entorno, com conseqüente formação e ruptura de bolhas de cavitação. O camarão-de-estalo dispõe desse recurso com o intuito de não apenas atordoar e deter suas presas, mas também de se comunicar com outros de sua espécie [34, 36].

No entanto, a ruptura dessas bolhas de cavitação, além de emitir um pequeno, porém intenso feixe de luz, produz um ruído acústico de alta intensidade. Por conta dessas características, o ruído de camarão-de-estalo, em UCANs ou UASNs, corresponde a sinais esporádicos que apresentam curta duração e níveis elevados de amplitude, muito acima de seu valor eficaz. Verifica-se, portanto, que o ruído de camarão-de-estalo é uma forma de ruído impulsivo responsável por provocar distúrbios em sistemas de comunicação subaquáticos em geral e, especificamente, em sistemas de sensoriamento espectral subaquático. Operações de monitoramento do ambiente subaquático, de rastreamento de alvos e de coleta de dados oceanográficos são algumas das possíveis aplicações que podem ter seu desempenho comprometido por conta da presença de ruído impulsivo provocado por camarões-de-estalo [5]. A Figura 2.2 mostra a forma de onda associada a um arquivo de áudio do ruído de camarão-de-estalo real obtido por aquisição de dados via hidrofones.

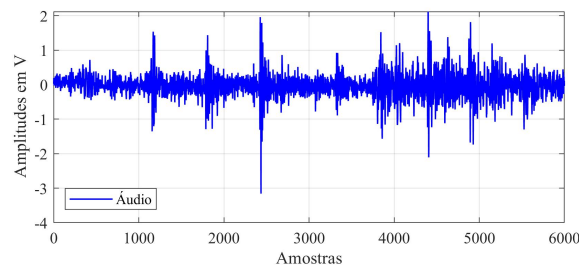


Fig. 2.2. Forma de onda do arquivo de áudio do ruído de camarão-de-estalo real obtido por aquisição de dados via hidrofones.

Conforme visto na Seção 1.1, há diversas distribuições que podem ser utilizadas para modelar o ruído impulsivo. Apurou-se também que a distribuição $S\alpha S$ é amplamente utilizada para caracterizar esse fenômeno [21–26]. A Figura 2.3 exibe tanto o histograma do conjunto de amostras que compõem o arquivo de áudio quanto a curva da função densidade de probabilidade (*probability density function*, PDF) teórica referente às amplitudes desse fenômeno, modeladas por meio da distribuição $S\alpha S$.

No entanto, essa distribuição apresenta amostras descorrelacionadas no tempo, indicando que, supostamente, não é a mais adequada para modelar o ruído de camarão-de-estalo, uma vez que este, como será mostrado nas próximas seções, apresenta correlação temporal entre suas amostras.

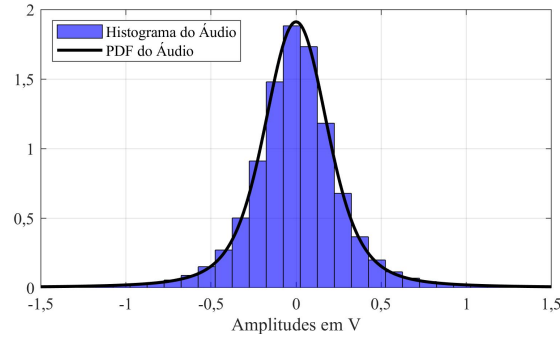


Fig. 2.3. Histograma e PDF teórica associada às amostras do arquivo de áudio real do ruído de camarão-de-estalo.

2.2 Modelos de Ruído $S\alpha S$ e αSG

O ruído $S\alpha S$ ($S\alpha S$ noise, $S\alpha SN$) é constituído de amostras independentes e identicamente distribuídas provenientes de uma particularização da distribuição α -estável. Essa distribuição não tem uma forma geral fechada para sua PDF, mas pode ser descrita por sua função característica [37]

$$\Phi(\omega) = \exp \{j\delta\omega - \gamma|\omega|^\alpha [1 + j\beta \text{sign}(\omega)\kappa(\omega, \alpha)]\}, \quad (2.1)$$

em que $\kappa(\omega, \alpha) = \tan(\pi\alpha/2)$ para $\alpha \neq 1$, ou $\kappa(\omega, \alpha) = (2/\pi)\log|\omega|$ para $\alpha = 1$, e $\text{sign}(\cdot)$ corresponde à função sinal. O expoente característico $\alpha \in (0, 2]$ determina o grau de impulsividade, que é inversamente proporcional ao seu valor. Se $\alpha = 2$, a PDF α -estável torna-se Gaussiana. O parâmetro ou fator de escala $\gamma \in (0, \infty)$ controla o nível de ruído, que se associa à dispersão da PDF, com um efeito similar ao da variância da distribuição Gaussiana. O parâmetro de localização $\delta \in \mathbb{R}$ comporta-se de maneira similar à média em distribuições simétricas e à mediana para distribuições assimétricas. Finalmente, o parâmetro de simetria em torno de δ é $\beta \in [-1, 1]$ [15].

Neste trabalho, leva-se em conta $\beta = 0$, produzindo uma PDF simétrica em torno de δ , que é conhecida como distribuição $S\alpha S$. Considerando-se também $\delta = 0$, (2.1) resulta na função característica da distribuição $S\alpha S$. O uso de tais considerações culmina no modelo $S\alpha SN$, que pode ser visto como um ruído AWGN somado a picos esporádicos de curta duração e elevada amplitude [15].

A Figura 2.4 mostra séries temporais de amostras do $S\alpha SN$ para $\alpha = 0,5$, $\alpha = 1,53$ e $\alpha = 2$. Já a Figura 2.5 exhibe as PDFs $S\alpha S$ centradas em $\delta = 0$ para $\gamma = 0,15$ e para os correspondentes valores de α . Nota-se que, de fato, para $\alpha = 2$ a PDF $S\alpha S$ torna-se Gaussiana e sua respectiva série temporal refere-se ao AWGN. Quanto menor o valor de α , percebe-se que as caudas da PDF se sobressaem em relação às caudas das distribuições com maiores valores de α . Essa diferença indica que há uma

maior probabilidade de acontecimento de pulsos de elevada amplitude no primeiro caso quando comparado ao segundo.

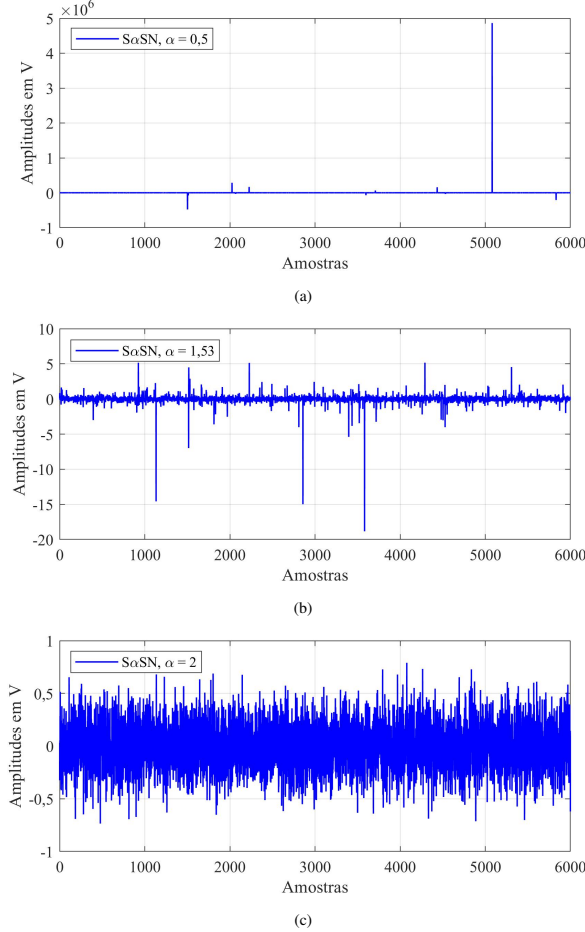


Fig. 2.4. Formas de onda S α SN para $\gamma = 0,15$ e diferentes valores de α .

Quando usado para mimetizar o ruído de camarão-de-estalo, o S α SN é incapaz de modelar a correlação temporal existente nesse tipo de ruído, mesmo tendo grande aderência com suas variações de amplitude. A distribuição α SG é uma possível solução no que diz respeito à modelagem, não apenas das variações de amplitude como também da correlação temporal. A função característica [16] da distribuição α SG é dada por

$$\Phi_{\mathbf{w}}(\boldsymbol{\omega}) = \exp \left[- \left(\frac{1}{2} \boldsymbol{\omega}^T \mathbf{M} \boldsymbol{\omega} \right)^{\frac{\alpha}{2}} \right], \quad (2.2)$$

em que \mathbf{w} refere-se à série temporal seguindo a distribuição α SG, $\boldsymbol{\omega} = [\omega_1 \ \omega_2 \ \cdots \ \omega_n]^T$ é a variável independente n -dimensional e \mathbf{M} denota a matriz de covariância de \mathbf{w} . O operador T indica transposição.

O ruído α -sub-Gaussiano com memória de ordem ξ (α -sub-Gaussian noise with memory of order ξ), que será denotado a partir deste ponto pelo acrônimo α SGN(ξ), provém da distribuição α SG ($\xi + 1$)-dimensional, correspondente a uma subclasse da

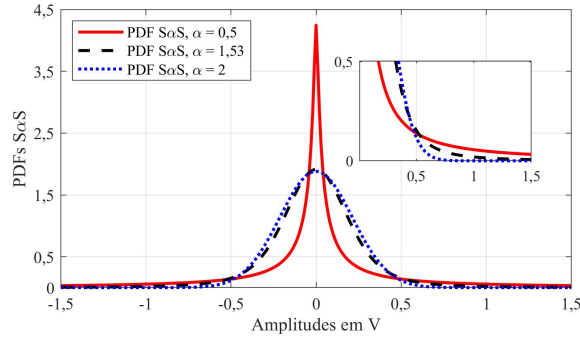


Fig. 2.5. PDFs $S\alpha S$ para $\delta = 0$, $\gamma = 0,15$ e diferentes valores de α .

distribuição $S\alpha S$ com $\delta = \beta = 0$, que pode ser representada pela série temporal $\mathbf{w}_{t,\xi} = \mathbf{w}_\xi = [w_{t-\xi} \ w_{t-\xi+1} \ \cdots \ w_t]^T$ [16, 17]. Essa série corresponde a uma janela composta por $\xi + 1$ amostras iniciando a partir do instante t de tempo discreto. Tal ruído é estacionário e segue a distribuição $S\alpha S$ para a amplitude de cada amostra, com quaisquer $\xi + 1$ amostras adjacentes seguindo a distribuição αSG , que assegura a existência de correlação temporal entre elas, que é determinada por M .

A Figura 2.6 mostra uma série temporal de amostras do αSGN para $\alpha = 1,53$ e memória de ordem $\xi = 9$. A correspondente PDF pode ser vista na própria Figura 2.5, uma vez que as amplitudes do αSGN são modeladas pela distribuição $S\alpha S$.

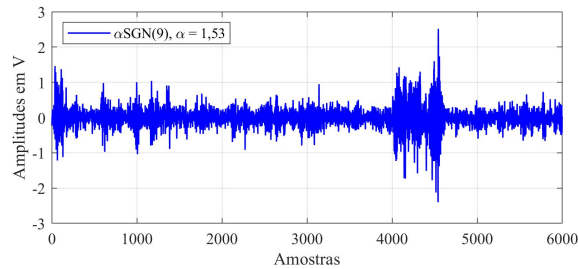


Fig. 2.6. Forma de onda αSGN para $\gamma = 0,15$ e $\alpha = 1,53$.

O $\alpha SGN(\xi)$, como descrito neste trabalho, é parametrizado pelo α e por uma matriz de covariância Toeplitz, M , independente do tempo. O fator de escala γ está implícito em M .

2.3 Análise Estatística do $S\alpha S$ e do αSGN

Esta seção relata uma análise das funções de autocorrelação e das matrizes de covariância de três séries temporais: a primeira, formada por amostras de áudio de um ruído de camarão-de-estalo real; a segunda, por amostras $\alpha SGN(\xi)$; e, a terceira, formada por amostras $S\alpha S$ geradas por computador.

A função de autocovariância discreta e normalizada [38, p. 31] da série temporal $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_n]^T$ de variáveis aleatórias reais é computada pelo Matlab por meio de

$$C(k) = \frac{1}{\sigma_{\mathbf{x}}^2 n} \sum_{t=1}^{n-k} (x_t - \mu_{\mathbf{x}})(x_{t+k} - \mu_{\mathbf{x}}), \quad (2.3)$$

em que $\sigma_{\mathbf{x}}^2$ e $\mu_{\mathbf{x}}$ são, respectivamente, a variância e a média estimada dos componentes da série temporal \mathbf{x} , e $k = 0, 1, 2, \dots, K$ é um atraso relativo discreto (*time lag*) com $K \ll n$. Se $\mu_{\mathbf{x}} = 0$, $C(k)$ é chamada de função de autocorrelação discreta e normalizada.

A matriz de covariância \mathbf{M} de \mathbf{x} , em sua forma Toeplitz [38, p. 26], é computada a partir de (2.3), levando a

$$\hat{\mathbf{M}} = \begin{bmatrix} C(0) & C(1) & C(2) & \cdots & C(K) \\ C(1) & C(0) & C(1) & \cdots & C(K-1) \\ C(2) & C(1) & C(0) & \cdots & C(K-2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C(K) & C(K-1) & C(K-2) & \cdots & C(0) \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Em [39] há diversas rotinas associadas à geração e à estimação de parâmetros das amostras α SGN(ξ). Duas delas são utilizadas neste trabalho. A primeira, denominada `asgnfit`, retorna a estimativa da matriz de covariância normalizada $\hat{\mathbf{M}}_n$ do vetor de entrada, assim como seus parâmetros α e γ . Essa rotina recebe o arquivo de áudio e a ordem de memória desejada ξ como parâmetros de entrada. A partir de $\hat{\mathbf{M}}_n$, é possível fazer o cálculo [17] da matriz de covariância das amostras do arquivo de áudio, $\hat{\mathbf{M}}$, como

$$\hat{\mathbf{M}} = \gamma^2 \hat{\mathbf{M}}_n. \quad (2.5)$$

Destaca-se que, de acordo com [39], a estimativa da matriz de covariância realizada pela rotina `asgnfit` limita-se às dimensões $(\xi + 1) \times (\xi + 1) = 10 \times 10$.

Os parâmetros de impulsividade e de escala estimados para o ruído gerado pelo arquivo de áudio foram $\alpha = 1,53$ e $\gamma = 0,0074$.

A matriz $\hat{\mathbf{M}}_n^{\text{áudio}}$ é idêntica àquela estimada a partir de (2.3) e (2.4), o que permite afirmar que o procedimento adotado pela rotina de [39] também faz uso de (2.3) e (2.4). A correspondente matriz de covariância normalizada $\hat{\mathbf{M}}_n^{\text{áudio}}$ estimada pela rotina é dada por

$$\hat{M}_n^{\text{áudio}} = \begin{bmatrix} 1 & 0,639 & 0,035 & -0,167 & -0,065 & -0,055 & -0,140 & -0,168 & -0,177 & -0,200 \\ 0,639 & 1 & 0,639 & 0,035 & -0,167 & -0,065 & -0,055 & -0,140 & -0,168 & -0,177 \\ 0,035 & 0,639 & 1 & 0,639 & 0,035 & -0,167 & -0,065 & -0,055 & -0,140 & -0,168 \\ -0,167 & 0,035 & 0,639 & 1 & 0,639 & 0,035 & -0,167 & -0,065 & -0,055 & -0,140 \\ -0,065 & -0,167 & 0,035 & 0,639 & 1 & 0,639 & 0,035 & -0,167 & -0,065 & -0,055 \\ -0,055 & -0,065 & -0,167 & 0,035 & 0,639 & 1 & 0,639 & 0,035 & -0,167 & -0,065 \\ -0,140 & -0,055 & -0,065 & -0,167 & 0,035 & 0,639 & 1 & 0,639 & 0,035 & -0,167 \\ -0,168 & -0,140 & -0,055 & -0,065 & -0,167 & 0,035 & 0,639 & 1 & 0,639 & 0,035 \\ -0,177 & -0,168 & -0,140 & -0,055 & -0,065 & -0,167 & 0,035 & 0,639 & 1 & 0,639 \\ -0,200 & -0,177 & -0,168 & -0,140 & -0,055 & -0,065 & -0,167 & 0,035 & 0,639 & 1 \end{bmatrix}.$$

A outra rotina de [39] que aqui é explorada, denominada `asgn`, gera n amostras α SGN(ξ) baseadas nas entradas correspondentes ao valor de α desejado e à respectiva matriz de covariância. Usando $\alpha = 1,53$ e a matriz $\hat{M}_n^{\text{áudio}}$ apresentada anteriormente como entradas, gerou-se o ruído α SGN(9). Com esse ruído como entrada para a rotina `asgnfit`, a matriz de covariância $\hat{M}_n^{\alpha\text{SGN}(9)}$ foi subsequentemente estimada. Constatou-se que a matriz resultante foi dada por

$$\hat{M}_n^{\alpha\text{SGN}(9)} = \begin{bmatrix} 1 & 0,648 & 0,046 & -0,179 & -0,092 & -0,063 & -0,127 & -0,158 & -0,184 & -0,218 \\ 0,648 & 1 & 0,648 & 0,046 & -0,179 & -0,092 & -0,063 & -0,127 & -0,158 & -0,184 \\ 0,046 & 0,648 & 1 & 0,648 & 0,046 & -0,179 & -0,092 & -0,063 & -0,127 & -0,158 \\ -0,179 & 0,046 & 0,648 & 1 & 0,648 & 0,046 & -0,179 & -0,092 & -0,063 & -0,127 \\ -0,092 & -0,179 & 0,046 & 0,648 & 1 & 0,648 & 0,046 & -0,179 & -0,092 & -0,063 \\ -0,063 & -0,092 & -0,179 & 0,046 & 0,648 & 1 & 0,648 & 0,046 & -0,179 & -0,092 \\ -0,127 & -0,063 & -0,092 & -0,179 & 0,046 & 0,648 & 1 & 0,648 & 0,046 & -0,179 \\ -0,158 & -0,127 & -0,063 & -0,092 & -0,179 & 0,046 & 0,648 & 1 & 0,648 & 0,046 \\ -0,184 & -0,158 & -0,127 & -0,063 & -0,092 & -0,179 & 0,046 & 0,648 & 1 & 0,648 \\ -0,218 & -0,184 & -0,158 & -0,127 & -0,063 & -0,092 & -0,179 & 0,046 & 0,648 & 1 \end{bmatrix},$$

que é aproximadamente igual à matriz $\hat{M}_n^{\text{áudio}}$, validando a correta geração das amostras α SGN(ξ).

Para completar a análise estatística considerando as matrizes de covariância, as amostras de ruído S α SN foram geradas por meio do comando `random` do Matlab, usando como entradas os parâmetros estimados do áudio $\alpha = 1,53$ e $\gamma = 0,0074$, $\beta = \delta = 0$, e o número de amostras igual ao comprimento do vetor do áudio. Utilizando a rotina `asgnfit` de [39], estimou-se a matriz de covariância $\hat{M}_n^{\text{S}\alpha\text{SN}}$ como

$$\hat{M}_n^{\text{S}\alpha\text{SN}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -0,001 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -0,001 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0,001 & 0 & 1 & 0 & -0,001 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0,001 & 0 & 1 & 0 & -0,001 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0,001 & 0 & 1 & 0 & -0,001 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0,001 & 0 & 1 & 0 & -0,001 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0,001 & 0 & 1 & 0 & -0,001 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0,001 & 0 & 1 & 0 & -0,001 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0,001 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0,001 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Nota-se que $\hat{M}_n^{\text{S}\alpha\text{SN}}$ é muito similar a uma matriz identidade, que se refere a uma

série temporal com correlação nula entre amostras adjacentes, tal como esperado pela geração das amostras de ruído $S\alpha SN$ por meio do comando `random` do Matlab.

A Figura 2.7 apresenta as funções de autocorrelação normalizadas, obtidas a partir de (2.3), para o ruído de camarão-de-estalo real, para o ruído $\alpha SGN(9)$ e para o ruído $S\alpha SN$. Tais funções estão plotadas até o atraso relativo $k = 20$ para melhor visualização da região de maior relevância, que se localiza nas proximidades do instante de tempo discreto $k = 0$. Nas três funções, $C(0) = 1$, uma vez que estão normalizadas em relação à potência média da série temporal, σ_x^2 . À medida que o valor de k aumenta, a autocorrelação diminui, evidenciando que amostras mais distantes entre si são menos correlacionadas. Verifica-se que há grande similaridade entre os valores de $C(k)$ para o ruído $\alpha SGN(9)$ e para as amostras de áudio até $k = 10$. Esse é um resultado esperado, pois a rotina `asgn` de [39], que gera o $\alpha SGN(\xi)$, tem valor máximo atribuído à memória $\xi = 9$, limitando, assim, o alcance da matriz de covariância de entrada no que diz respeito à representatividade de toda estrutura de correlação do ruído de áudio de referência. Também como esperado, a função de autocorrelação das amostras $S\alpha SN$ é praticamente nula para $k \neq 0$, uma consequência do fato de que amostras adjacentes geradas pelo comando `random` do Matlab são decorrelacionadas temporalmente. Vale notar que os valores de cada uma das funções de autocorrelação mostradas na Figura 2.7 para $k \leq 9$ são iguais aos valores presentes na primeira linha de cada uma das correspondentes matrizes de covariância $\hat{M}_n^{\text{áudio}}$, $\hat{M}_n^{\alpha SGN(9)}$ e $\hat{M}_n^{S\alpha SN}$.

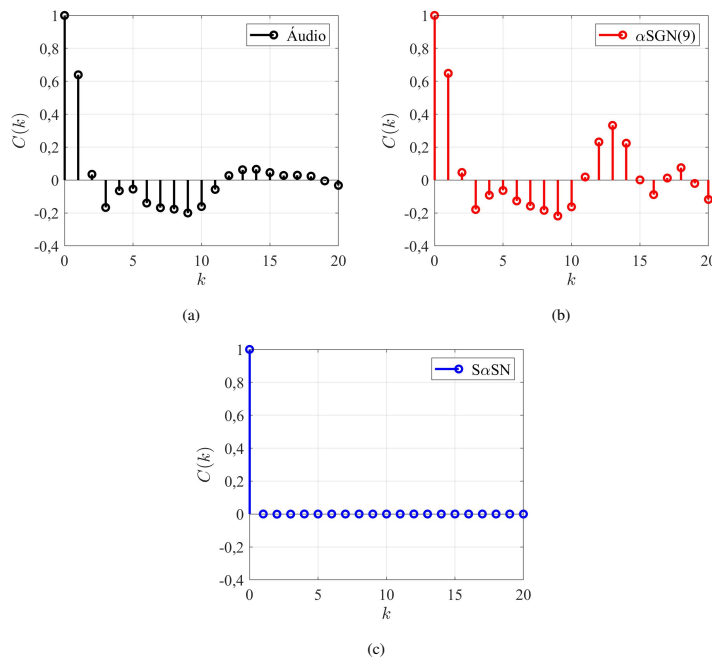


Fig. 2.7. Função de autocorrelação discreta e normalizada das amostras do áudio do ruído de camarão-de-estalo real (a), do ruído $\alpha SGN(9)$ (b) e do ruído $S\alpha SN$ (c), com um máximo atraso relativo discreto de $k = 20$.

Capítulo 3

Modelagem de Sinais e Sistemas para Sensoriamento Espectral

ESTE capítulo mostra os fundamentos sobre sensoriamento espectral e descreve o modelo de sinais para o CSS centralizado. Descreve também os modelos de receptor convencional e DCR. Por fim, expõe as estatísticas de teste cujos desempenhos são avaliados no Capítulo 4.

3.1 Fundamentos sobre Sensoriamento Espectral

O sensoriamento espectral corresponde a um teste de hipótese binário em que a hipótese nula, \mathcal{H}_0 , associa-se à ausência do sinal primário na banda sensoriada e a hipótese alternativa, \mathcal{H}_1 , associa-se à presença do sinal primário. Realiza-se o teste comparando-se uma estatística de teste T com um limiar de decisão λ . Se $T > \lambda$, rejeita-se a hipótese \mathcal{H}_0 . Caso contrário, aceita-se a hipótese \mathcal{H}_0 . O objetivo desse teste, portanto, é decidir se o sinal recebido foi gerado sob as hipóteses \mathcal{H}_0 ou \mathcal{H}_1 .

O desempenho do sensoriamento espectral é frequentemente medido em termos da probabilidade de detecção, P_d , e da probabilidade de falso alarme, P_{fa} [3]. P_d é a probabilidade de se decidir que o sinal primário esteja presente na banda sensoriada, quando ele está, de fato, presente, enquanto que a P_{fa} é a probabilidade de se decidir que tal sinal esteja presente, quando, na verdade, ele está ausente.

Definem-se duas formas de realização do sensoriamento espectral: não-cooperativa e cooperativa. Na primeira, cada SU executa o sensoriamento espectral independentemente dos demais SUs. Sobretudo por conta do desvanecimento multipercurso, do somreamento e do problema do terminal escondido, essa forma pode conduzir a decisões não confiáveis sobre o estado de ocupação da banda sensoriada [3]. A segunda,

cujo acrônimo CSS fora previamente atribuído à ela, faz uso de um grupo de SUs em cooperação para obter decisões mais confiáveis, explorando o ganho de diversidade espacial alcançado pelos SUs em diferentes posições [3].

O CSS pode ainda ser realizado de forma distribuída ou centralizada. No CSS distribuído, o grupo de SUs em cooperação compartilha suas decisões locais ou suas amostras coletadas e, por meio do estabelecimento de alguma forma de consenso, a decisão global é, portanto, encontrada conjuntamente. No CSS centralizado com fusão de dados, as amostras coletadas por cada SU são transmitidas ao centro de fusão (*fusion center*, FC). No CSS centralizado com fusão de decisões, as decisões locais tomadas por cada SU são enviadas ao FC. No FC, essas decisões locais são combinadas a fim de se formar uma decisão global sobre o estado de ocupação do canal sensoriado [3].

3.2 Modelo de Receptor Convencional

No CSS centralizado com fusão de dados, n amostras do sinal transmitido pelo PU são coletadas por cada um dos m SUs em cooperação e transmitidas ao FC pertencente à rede secundária. No FC, forma-se uma estatística de teste por meio das mn amostras recebidas e compara-se seu valor com um limiar de decisão com o intuito de se decidir sobre o estado de ocupação da banda sensoriada. Neste modelo, a matriz $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{m \times n}$ que contém as amostras recebidas no FC é dada por

$$\mathbf{Y} = \mathbf{h}\mathbf{x}^T + \mathbf{V} + \mathbf{W}, \quad (3.1)$$

em que o vetor $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{n \times 1}$ que modela o sinal primário é composto por n amostras Gaussianas complexas com média zero e variância definida de acordo com a relação sinal-ruído (*signal-to-noise ratio*, SNR) média nos SUs. A adoção de amostras com distribuição Gaussiana se adequa ao comportamento das flutuações de envoltória de muitos sinais modulados e filtrados. O vetor de canal $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{m \times 1}$ contém elementos h_i , $i = 1, 2, \dots, m$, caracterizando os ganhos do canal de sensoriamento entre o PU e o i -ésimo SU. Esse vetor é dado por

$$\mathbf{h} = \mathbf{G}\mathbf{a}, \quad (3.2)$$

sendo $\mathbf{a} \in \mathbb{C}^{m \times 1}$ um vetor formado por variáveis aleatórias Gaussianas complexas a_i com média $\sqrt{\kappa/(2\kappa + 2)}$ e variância $1/(\kappa + 1)$, em que κ modela o fator de Rice do canal entre o PU e cada SU. Considera-se que os elementos h_i são constantes durante o intervalo de sensoriamento e independentes e identicamente distribuídos entre inter-

valos consecutivos de sensoriamento. Considera-se também que a largura de banda do sinal primário é menor que a largura de banda de coerência do canal de sensoriamento, o que corresponde a um canal com desvanecimento plano. Nesse caso, todas as componentes espectrais do sinal primário são afetadas da mesma maneira.

A matriz $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{m \times m}$ em (3.2) é dada por

$$\mathbf{G} = \text{diag} \left(\sqrt{\frac{\mathbf{p}}{p_{\text{avg}}}} \right), \quad (3.3)$$

em que $\mathbf{p} = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_m]^T$ é o vetor com as potências de sinal recebido nos SUs e $p_{\text{avg}} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m p_i$. Ao se considerar níveis de potência de sinal recebidos diferentes e variantes no tempo nos SUs, p_i é uniformemente distribuída em $[(1 - \rho_S)p_{\text{avg}}, (1 + \rho_S)p_{\text{avg}}]$ em cada intervalo de sensoriamento, em que $0 \leq \rho_S < 1$ é uma fração configurável das variações de potência de sinal recebido em torno da média.

As matrizes \mathbf{V} e \mathbf{W} em (3.1) compõem o ruído presente no sistema, com $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{m \times n}$ representando o ruído AWGN e $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{m \times n}$ representando as amostras de ruído impulsivo $\text{S}\alpha\text{SN}$ ou $\alpha\text{SGN}(\xi)$. Os elementos na i -ésima linha de \mathbf{V} são variáveis aleatórias Gaussianas independentes e identicamente distribuídas, com média zero e variância σ_i^2 variante no tempo seguindo a distribuição uniforme em torno da média σ_{avg}^2 , na faixa $[(1 - \rho_N)\sigma_{\text{avg}}^2, (1 + \rho_N)\sigma_{\text{avg}}^2]$, com $0 \leq \rho_N < 1$ e $\sigma_{\text{avg}}^2 = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \sigma_i^2$.

A SNR média recebida, em dB, nos SUs é dada por

$$\text{SNR} = 10 \log_{10} \left(\frac{p_{\text{avg}}}{\sigma_{\text{avg}}^2} \right). \quad (3.4)$$

3.3 Modelo de Receptor por Conversão Direta

O modelo de sensor de espectro aplicado ao CSS baseado em DCR proposto em [14] fundamenta-se na estrutura de um típico receptor por conversão direta acrescido de funcionalidades próprias do sensoriamento espectral, como se pode ver na Figura 3.1. Sua composição se baseia em um *front-end* de RF com uma antena banda larga, um amplificador de baixo ruído (*low-noise amplifier*, LNA) e um filtro de banda larga (*wideband band-pass filter*, WBPF) posicionados dessa forma para se reduzir a figura de ruído. Conta também com um separador (*splitter*) de sinais em conjunto com osciladores locais em quadratura, representados pelos misturadores (*mixers*) associados ao bloco "Sintetizador de Frequências", a fim de se realizar a conversão direta do sinal recebido em sinais em fase e quadratura (*in-phase and quadrature*, I & Q) em banda base.

O processamento digital de sinais (*digital signal processing*, DSP) executa o branqueamento de ruído [40], o cômputo da estatística de teste e efetua a decisão sobre o estado de ocupação da banda sensoriada. O branqueamento de ruído é uma etapa que visa reduzir o grau de correlação inserido pelos efeitos de filtragem presentes no transmissor, no canal e na entrada do receptor, com o intuito de se manter as amostras de ruído descorrelacionadas e alcançar um melhor desempenho. Além disso, o DSP controla a frequência central do canal sensoriado, o algoritmo de compensação do DC-*offset* e o amplificador de ganho variável (*variable-gain amplifier*, VGA) pertencente ao mecanismo do controle automático de ganho (*automatic gain control*, AGC).

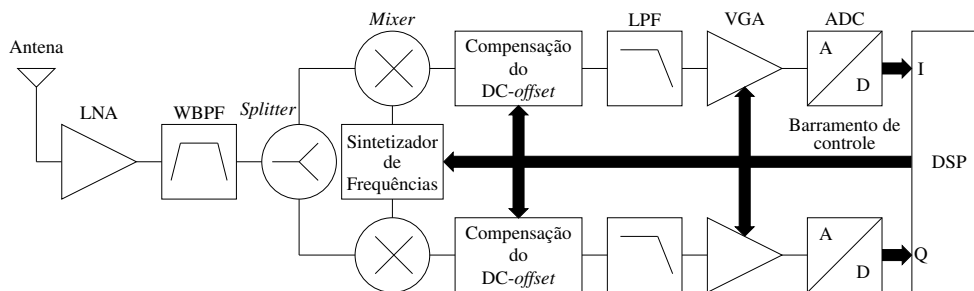


Fig. 3.1. Arquitetura do receptor por conversão direta [14].

Embora, na prática, seja a escolha mais adequada para receptores de SDRs por conta de sua atratividade em relação à integração de circuitos, o DCR é propenso a ser afetado por certos fatores que degradam o sinal, dentre os quais se destaca o DC-*offset* [12, 41–43]. Como o nome sugere, o DC-*offset* é um sinal de corrente contínua (*direct-current*, DC) composto por parte estática e dinâmica, adicionado ao sinal desejado principalmente devido aos processos de auto-mixagem dos respectivos osciladores locais e a sinais interferentes na própria banda de interesse [13]. Uma vez que as amplitudes de sinal recebidas tendem a ser muito pequenas, há a necessidade de amplificação de alto ganho, que pode ficar comprometida quando o DC-*offset* não é trivial, causando uma possível saturação no amplificador. Assim, torna-se imprescindível a adoção de estratégias de compensação do DC-*offset* que elimina quase que completamente a parte estática, restando, inevitavelmente, apenas uma parcela da parte dinâmica [42, 44].

Os filtros passa-baixas (*low-pass filters*, LPFs) selecionam a banda de interesse para amostragem e evitam o *aliasing*. Os sinais I & Q em banda base passam por um VGA inserido no processo do AGC para que o nível do sinal se adeque à faixa dinâmica dos conversores analógicos-digitais (*analog-to-digital converters*, ADCs) presentes nas etapas subsequentes do circuito. Os demais blocos são autoexplicativos.

Essa estrutura de receptor por conversão direta deu origem ao modelo mostrado na Figura 3.2, que é usado como base para simulações computacionais do CSS com

fusão de dados. O modelo leva em conta as principais etapas de processamento de sinais realizadas nos receptores SUs e no FC, a citar: filtragem, adição do *DC-offset* residual, controle automático de ganho, branqueamento de ruído, conversão analógico-digital (quantização), cômputo da estatística de teste e decisão sobre a ocupação do espectro.

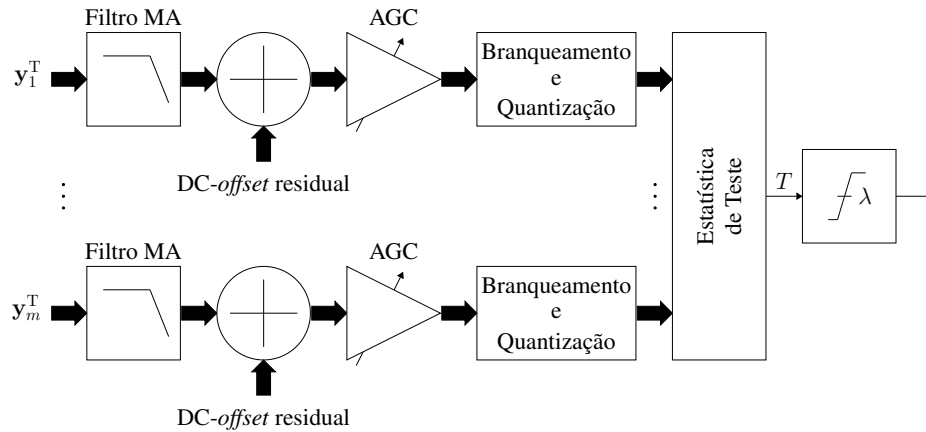


Fig. 3.2. Modelo baseado em DCR para CSS com fusão de dados [14].

A i -ésima linha da matriz \mathbf{Y} , indicada por \mathbf{y}_i^T , para $i = 1, \dots, m$, que se refere às amostras colhidas pelo i -ésimo SU, passa por um filtro de média móvel (*moving-average*, MA) cuja resposta ao impulso tem comprimento L . Esse filtro modela todos os efeitos de filtragem nos sinais transmitidos e recebidos.

As amostras na saída de cada um dos filtros MA são adicionadas às amostras de *DC-offset*, modelando o efeito da corrente contínua residual fornecida por estratégias típicas de compensação do *DC-offset*. A variância das amostras *DC-offset*, σ_{dc}^2 , é determinada de acordo com a relação sinal-*DC-offset* (*signal-to-DC-offset ratio*, SDCR), cujo valor, em dB, é dado por

$$\text{SDCR} = 10 \log_{10} \left(\frac{p_{\text{avg}}}{\sigma_{dc}^2} \right). \quad (3.5)$$

O AGC combina os estágios de amplificação promovidos pelo receptor. No i -ésimo SU, $i = 1, 2, \dots, m$, o ganho é definido como

$$g_i = \frac{f_{od} \sqrt{2n}}{6 \|\mathbf{y}_i\|}, \quad (3.6)$$

em que $\|\cdot\|$ representa a norma Euclidiana e f_{od} é o fator de ultrapassagem (*overdrive*, od) que modela os diferentes níveis de ceifamento do sinal presente em ADCs reais.

As amostras corrompidas pelo *DC-offset* são então digitalizadas antes do branqueamento de ruído, que é sensível à baixa resolução, sendo necessário ser feito sob alta

resolução. Em seguida, as amostras já branqueadas passam por um novo processo de quantização com baixa resolução para transmissão de dados para o FC, assim ocupando uma largura de banda menor no canal de controle usado para essa transmissão; considera-se um canal de controle livre de erros neste trabalho. Em termos práticos, é conveniente realizar o branqueamento de ruído no FC a fim de se aliviar a carga de processamento nos SUs.

No interior do bloco "Branqueamento e Quantização" mostrado na Figura 3.2, a matriz $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ do filtro de branqueamento [40] que multiplica a versão de \mathbf{Y} , que foi modificada pelo AGC e pela quantização, é dada por

$$\mathbf{B} = \mathbf{U}\mathbf{L}^{-1}, \quad (3.7)$$

em que \mathbf{U} é uma matriz arbitrária ortogonal obtida por meio de decomposição em valores singulares da matriz de covariância $\mathbf{Q} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, associada à resposta ao impulso do filtro MA. Os elementos de \mathbf{Q} são

$$Q_{ij} = q_{|i-j|}, \quad (3.8)$$

para $i, j = 1, 2, \dots, n$, com q_k denotando a função de autocorrelação discreta da resposta ao impulso do filtro MA, i.e., $q_k = 1 - k/L$ para $k \leq L$, e $q_k = 0$ caso contrário, para $k = 0, 1, \dots, (n-1)$. A matriz \mathbf{L} em (3.7) é a matriz triangular inferior proveniente da decomposição de Cholesky de \mathbf{Q} . Asseguram-se os níveis desejados de potência por meio da configuração da resposta ao impulso do filtro MA como $z_l = 1/\sqrt{L}$ for $l = 1, \dots, L$.

3.4 Estatísticas de Teste

A seguir, considera-se, em termos do modelo DCR mostrado na Figura 3.2, os elementos de \mathbf{Y} como aqueles obtidos após a filtragem MA, a adição do DC-*offset*, o AGC, o branqueamento e a quantização. Se o modelo convencional for adotado, \mathbf{Y} contém as amostras recebidas livres de quaisquer etapas de processamento de sinal associada ao *hardware*.

A estatística de teste do ED, considerando CSS centralizado com fusão de dados no modelo convencional, é dada por [3]

$$T_{\text{ED}} = \sum_{i=1}^m \frac{1}{\sigma_i^2} \sum_{j=1}^n |y_{ij}|^2, \quad (3.9)$$

em que σ_i^2 é a variância do ruído Gaussiano no i -ésimo SU e y_{ij} denota a j -ésima amostra coletada pelo i -ésimo SU, que compõe a matriz \mathbf{Y} definida em (3.1).

Considerando o DCR, a estatística de teste do ED torna-se

$$T_{\text{ED}_{\text{dcr}}} = \sum_{i=1}^m \frac{1}{g_i^2 \sigma_i^2} \sum_{j=1}^n |y_{ij}|^2, \quad (3.10)$$

em que g_i é a variável correspondente à composição dos ganhos estabelecidos pelo AGC no i -ésimo SU [14], como definido em (3.6).

A estatística de teste do detector AVC [45, 46], que é formada no FC, no caso do CSS centralizado com fusão de dados, é dada da seguinte forma no modelo convencional

$$T_{\text{AVC}} = \sum_{i=1}^m \frac{1}{\sigma_i} \sum_{j=1}^n |y_{ij}|. \quad (3.11)$$

Considerando o modelo de sensor de espectro baseado em DCR, a estatística de teste do AVC torna-se

$$T_{\text{AVC}_{\text{dcr}}} = \sum_{i=1}^m \frac{1}{g_i \sigma_i} \sum_{j=1}^n |y_{ij}|. \quad (3.12)$$

As demais estatísticas de teste consideradas a seguir são construídas a partir da matriz de covariância amostral (*sample covariance matrix*, SCM) do sinal recebido, que é computada no FC¹ como

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{n} \mathbf{Y} \mathbf{Y}^\dagger, \quad (3.13)$$

em que \dagger denota o complexo conjugado transposto

A estatística de teste do detector GRRCR [47] é dada por

$$T_{\text{GRRCR}} = \frac{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1, j \neq i}^m |r_{ij}|}{\sum_{i=1}^m r_{ii}}, \quad (3.14)$$

em que r_{ij} é o elemento na i -ésima linha e j -ésima coluna da matriz SCM, $\hat{\mathbf{R}}$.

As estatísticas de teste dos detectores GID [48] e PRIDe [49] são dadas respectivamente por

¹Em termos do modelo DCR mostrado na Figura 3.2, computa-se a SCM dentro do bloco 'Estatística de Teste', caso o detector seja baseado na SCM.

$$T_{\text{GID}} = \frac{\sum_{i=1}^{m^2} |r_i|}{\sum_{i=1}^{m^2} \sum_{j=1}^{m^2} |r_i - r_j|} \quad (3.15)$$

e

$$T_{\text{PRIDe}} = \frac{\sum_{i=1}^{m^2} |r_i|}{\sum_{i=1}^{m^2} |r_i - \bar{r}|}, \quad (3.16)$$

em que r_i é o i -ésimo elemento do vetor \mathbf{r} formado pelo empilhamento das colunas de $\hat{\mathbf{R}}$ e $\bar{r} = (1/m^2) \sum_{i=1}^{m^2} r_i$.

Para o detector LMPIT [50], a estatística de teste é

$$T_{\text{LMPIT}} = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m |c_{ij}|^2, \quad (3.17)$$

em que c_{ij} é o elemento na i -ésima linha e j -ésima coluna da matriz $\mathbf{C} = \mathbf{E}^{-1/2} \hat{\mathbf{R}} \mathbf{E}^{-1/2}$ e sendo \mathbf{E} uma matriz diagonal cujos elementos são iguais à diagonal principal da SCM.

De acordo com [14], os detectores GRRCR, GID, PRIDe e LMPIT têm baixa complexidade computacional. Eles também são cegos, no sentido de não necessitarem de nenhuma informação sobre o sinal primário nem sobre a variância de ruído. O ED e o AVC são semi-cegos, um vez que não requerem nenhuma informação sobre o sinal primário, mas fazem uso da informação do nível de ruído (respectivamente, a variância do ruído e seu desvio padrão). Os detectores GRRCR, GID, PRIDe e LMPIT também são considerados detectores robustos por atingirem pequena ou nenhuma mudança em seus desempenhos devido à variação temporal da variância do ruído, da potência do sinal recebido ou de ambas [3].

Capítulo 4

Desempenho do Sensoriamento Espectral Subaquático sob Ruído α -Estável Simétrico e α -Sub-Gaussiano

Este capítulo apresenta os resultados de simulação computacional do CSS centralizado com fusão de dados. Inicialmente, comparam-se os resultados referentes à ausência e à presença de ruído impulsivo, considerando apenas o modelo de receptor convencional. Em seguida, comparam-se os modelos de receptor convencional e baseado em DCR, na ausência e na presença de ruído impulsivo, para os detectores ED, AVC, GRRCR, GID, PRIDe e LMPIT.

4.1 Curvas de Operação Característica do Receptor

Esta seção apresenta os resultados de simulação computacional do CSS centralizado com fusão de dados na ausência e na presença de ruído impulsivo em termos das curvas ROC, que mostram P_d versus P_{fa} , para os detectores ED, AVC, GRRCR, GID, PRIDe e LMPIT. Inseriu-se a área sob a curva (*area under the curve*, AUC) ROC como métrica auxiliar. Cada ponto sobre uma ROC foi gerado a partir de 10000 eventos de Monte Carlo, via *software* Matlab.

Considerou-se $s = 1$ PU e $m = 6$ SUs, cada um deles coletando $n = 140$ amostras complexas do sinal recebido em cada intervalo de sensoriamento, sob uma SNR média igual a -10 dB. Esse valor de SNR foi ajustado para que o desempenho do melhor detector, na ausência de ruído impulsivo, atingisse $P_{fa} = 0,1$ e $P_d = 0,9$. Para modelar

as flutuações da envoltória do sinal modulado e filtrado, o sinal primário é representado por variáveis aleatórias Gaussianas complexas com média zero e variância dependente da SNR média. O fator de Rice do canal de sensoriamento foi considerado $\kappa = 3$ dB [51]. Vale destacar que se considerou completa decorrelação espacial no modelo em questão.

A estimação dos parâmetros associados ao ruído impulsivo foi feita de acordo com a seção 2.3. O valor do expoente característico foi mantido em $\alpha = 1,53$ e o fator de escala foi ajustado para $\gamma = 0,15$ para que fosse perceptível a influência do ruído impulsivo nos gráficos.

A Figura 4.1 mostra as ROCs e AUCs na ausência de ruído impulsivo (4.1a) e em três diferentes cenários de presença de tal ruído: sob influência do áudio do ruído de camarão-de-estalo real (4.1b) e sob os ruídos α SGN(9) (4.1c) e $S\alpha$ SN (4.1d).

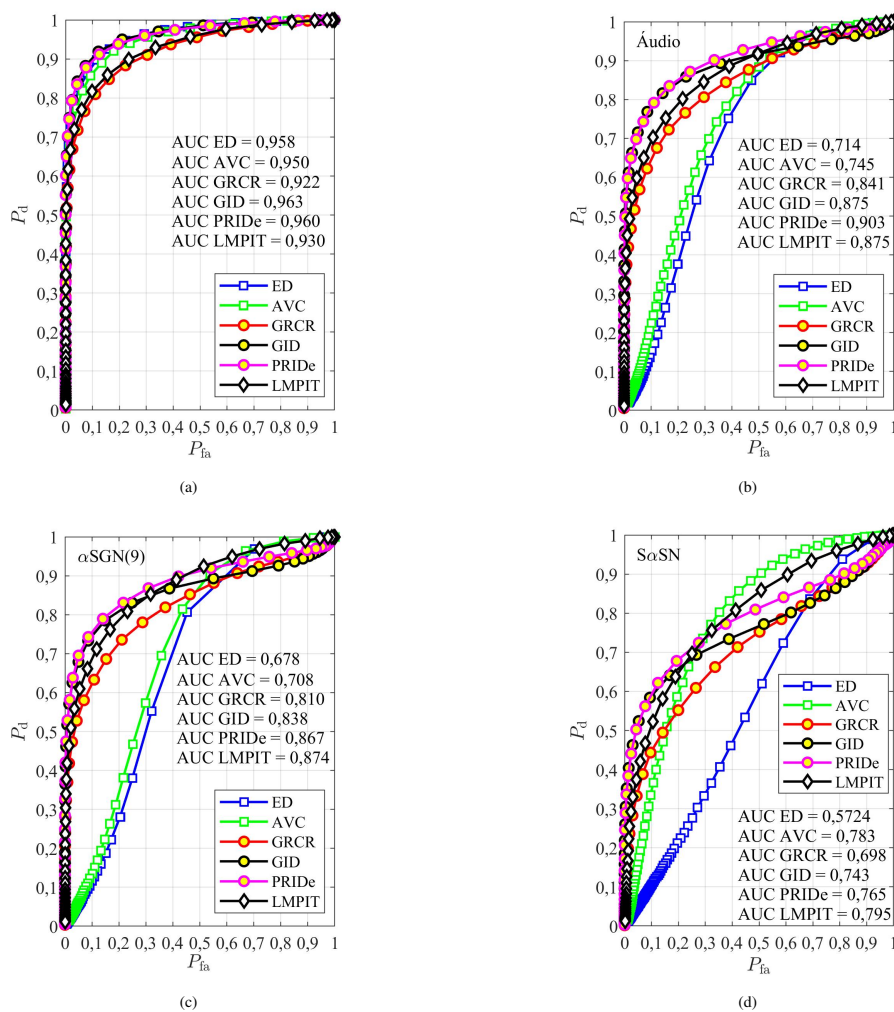


Fig. 4.1. P_d versus P_{fa} nos seguintes cenários: ausência de ruído impulsivo (4.1a), presença de ruído impulsivo real (4.1b), ruído α SGN(9) (4.1c) e ruído $S\alpha$ SN (4.1d).

Verifica-se uma evidente degradação no desempenho do sensoriamento espectral

para todos os detectores quando há ruído impulsivo. Nessa situação, o ED apresentou desempenho consideravelmente inferior aos demais detectores, com sua curva tendendo à linha de não-discriminação [3], em que $P_d = P_{fa}$, enquanto que o PRIDE sofreu a menor degradação.

Ainda que o α SGN(ξ) não reflita a completa estrutura de correlação do áudio devido à limitação do valor de ξ , percebe-se boa similaridade entre os desempenhos alcançados por todos os detectores sob ambos os ruídos, como se pode ver nas curvas das Figuras 4.1b e 4.1c e seus valores de AUC associados. Essa importante constatação revela que a correlação temporal do ruído impulsivo tem influência no desempenho do sensoriamento espectral, fato reforçado pela grande dissimilaridade entre os desempenhos sob o ruído $S\alpha$ SN em relação aos correspondentes desempenhos sob o ruído de camarão-de-estalo real e sob ruído α SGN.

4.2 Curvas de P_d versus Principais Parâmetros de Sistema

Os resultados expostos nesta seção retornam, para cada uma das estatísticas de teste supracitadas, os valores de P_d obtidos de acordo com a variação dos parâmetros de sistema mais relevantes, fixando $P_{fa} = 0,1$ [52]. De forma similar ao que se faz na prática com os sensores de espectro, configurou-se o limiar de decisão para se atingir essa P_{fa} alvo e, por meio dos gráficos exibidos a seguir, pode-se saber em que situação atinge-se a P_d desejada. Aqui, assim como na seção 4.1, cada ponto nas curvas foi gerado a partir de 10000 eventos de Monte Carlo, o que corresponde à geração do mesmo número de cada estatística de teste sob as hipóteses \mathcal{H}_0 e \mathcal{H}_1 . Seguindo [14], uma análise de intervalo de confiança foi realizada em termos do intervalo de confiança de proporção binomial para proporção única, usando a função `binofit` do Matlab, que adota o método de Clopper-Pearson [53]. O máximo intervalo de confiança, que se associa a uma estimativa de P_d igual a 0,5, é 0,0197, conferindo precisão adequada aos resultados apresentados a seguir. O código do Matlab utilizado para gerar esses resultados está disponível em [54].

Adotando-se como referência o receptor convencional na ausência de ruído impulsivo, o valor da SNR média ou do número de amostras, n , foi ajustado, em alguns casos, de modo que o melhor detector apresentasse, aproximadamente, $P_d \approx 0,9$ no valor intermediário do parâmetro de sistema em análise. Assim, as variações provocadas na P_d pelos valores abaixo ou acima dessa referência podem ser vistas claramente ao longo das curvas. A menos que seja mencionada a possível alteração referida, para

uma melhor adequação às situações mais propensas de se ocorrerem na prática [14], os parâmetros de sistema são fixados em: $m = 6$ SUs, $n = 140$ amostras, $\text{SNR} = -10$ dB, $\text{SDCR} = 5$ dB, $N_q = 8$ níveis de quantização (3 bits), fator de ultrapassagem $f_{od} = 1,2$, comprimento $L = n/10$ da resposta ao impulso do filtro, frações das variações de sinal e de ruído $\rho_S = 0,9$ e $\rho_N = 0,45$, respectivamente, e fator de Rice $\kappa = 3$ dB [51].

Os parâmetros referentes ao ruído impulsivo foram estimados conforme descrito na seção 2.3. Manteve-se o valor do expoente característico fixo em $\alpha = 1,53$, enquanto que se ajustou o fator de escala para $\gamma = 0,15$, de modo que a influência do ruído impulsivo no desempenho do sensoriamento espectral fosse claramente perceptível nos gráficos.

As Figuras 4.2 a 4.14 mostram P_d como uma função dos seguintes parâmetros de configuração de sistema: número de usuários secundários, m ; número de amostras coletadas por cada SU durante cada intervalo de sensoriamento, n ; relação sinal-ruído média, SNR ; fator de ultrapassagem, f_{od} ; relação sinal-DC-*offset*, SDCR ; comprimento da resposta ao impulso do filtro MA, L , e o número de bits de quantização, $\log_2 N_q$, com N_q sendo o número de níveis de quantização. As Figuras 4.2 a 4.10 apresentam, cada uma delas, um par de gráficos mostrando os resultados de desempenho dos detectores quando se adota o modelo de receptor convencional (à esquerda) ou o modelo DCR (à direita). Considera-se também ausência e a presença de ruído impulsivo, seja $S\alpha\text{SN}$ ou $\alpha\text{SGN}(9)$. As Figuras 4.11 a 4.14 expõem P_d como uma função dos parâmetros presentes exclusivamente no modelo DCR.

Antes de qualquer outra interpretação dos resultados apresentados, ressalta-se que o desempenho de um dado detector não é influenciado da mesma maneira que o de outro detector para a mesma configuração de sistema e a mesma variação de um dado parâmetro, uma vez que as amostras de sinal recebido são processadas de maneiras diferentes pelas estatísticas de teste, resultando, assim, em diferentes comportamentos entre os detectores.

As Figuras 4.2 a 4.4 mostram P_d em função de m . No modelo de receptor convencional (gráficos à esquerda), pode-se ver, como esperado, que a P_d aumenta com o aumento de m , mas em diferentes proporções para os diferentes detectores. Isso se justifica pela relação diretamente proporcional entre o ganho de diversidade espacial e o número de SUs em cooperação. O ED atinge desempenho desprezível quando submetido a ambas as formas de ruído impulsivo. O AVC atinge o mesmo quando afetado pelo $\alpha\text{SGN}(9)$. Quando se considera o modelo DCR (gráficos à direita), os padrões das curvas são similares aos do modelo convencional (à esquerda), exceto para o AVC,

cujo desempenho na presença de $S\alpha SN$ é desprezível também. Destaca-se que o ruído impulsivo introduz uma perda de desempenho em todos os detectores quando comparados sob o mesmo modelo de receptor na ausência de ruído impulsivo.

A Figura 4.2, correspondente à ausência de ruído impulsivo, está em conformidade com os resultados apresentados em [14], servindo assim também como validação das simulações aqui utilizadas. Nota-se uma piora no desempenho para todos os detectores do modelo convencional para o modelo DCR. Percebe-se que a piora é mais acentuada para os detectores AVC e ED.

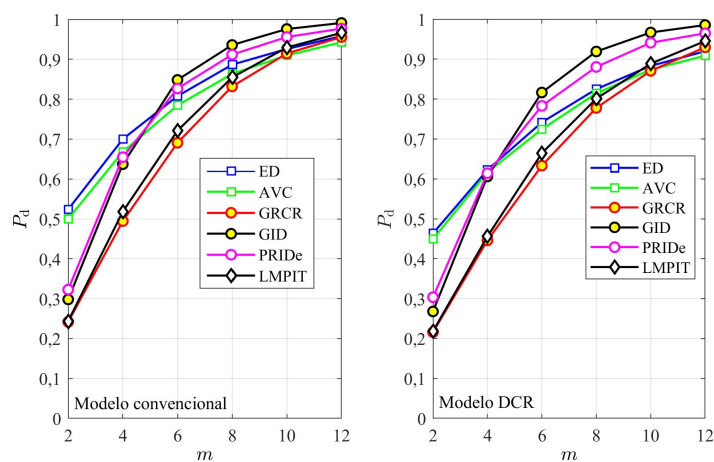


Fig. 4.2. Ausência de ruído impulsivo. Probabilidade de detecção, P_d , versus número de SUs, m , para $SNR = -10,75$ dB: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.

Das Figuras 4.3 e 4.4, que consideram ruído impulsivo, pode-se ver que os desempenhos do GID, do PRIDe e do GRCR sofreram menor redução sob o modelo DCR do que sob o modelo de receptor convencional para ambas as formas de ruído impulsivo, tendo-se como referência a ausência de ruído impulsivo, enquanto que o oposto ocorreu com o do LMPIT e com o do AVC sob $S\alpha SN$. O do ED se manteve desprezível quando afetado por quaisquer das formas de ruído impulsivo. Há também uma mudança na classificação de desempenho dos detectores, do modelo convencional para o modelo DCR. Em ambos os modelos, o AVC e o ED revelaram significativa sensibilidade ao ruído impulsivo, com o primeiro se sobressaindo ligeiramente em relação ao segundo apenas no modelo convencional, na presença de $S\alpha SN$. Já o GID e o PRIDe merecem atenção especial por manifestarem, no cenário mais realista em que se usa o modelo DCR, maior robustez frente ao ruído impulsivo.

Os efeitos da variação de P_d quando se varia n são mostrados nas Figuras 4.5 a 4.7. Conforme esperado, para os modelos convencional (à esquerda) e DCR (à direita), a maioria dos detectores, ainda que em diferentes proporções, apresentaram uma melhora de desempenho com o aumento de n . Isso se justifica devido à maior quantidade

de amostras coletadas por cada SU, em um dado intervalo de sensoriamento, para uma taxa de amostragem fixa, potencializando a acurácia na decisão pelo estado de ocupação da banda licenciada. Novamente, no modelo convencional, a exceção está no desempenho do ED, na presença de ambos os ruídos impulsivos, e no do AVC, na presença de $\alpha\text{SGN}(9)$. Tais curvas conservaram-se invariantes com a variação de n . Esse comportamento se repete no modelo DCR para o desempenho dos detectores ED e AVC submetidos tanto ao $S\alpha\text{SN}$ quanto ao $\alpha\text{SGN}(9)$.

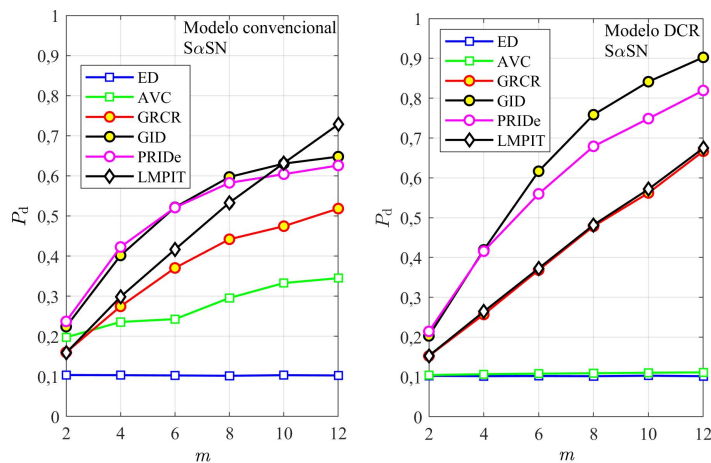


Fig. 4.3. Presença de $S\alpha\text{SN}$. Probabilidade de detecção, P_d , versus número de SUs, m , para $\text{SNR} = -10,75 \text{ dB}$: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.

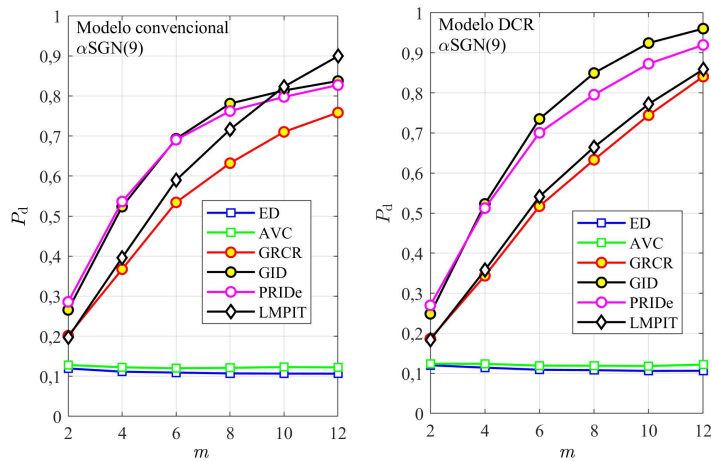


Fig. 4.4. Presença de $\alpha\text{SGN}(9)$. Probabilidade de detecção, P_d , versus número de SUs, m , para $\text{SNR} = -10,75 \text{ dB}$: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.

A Figura 4.5 mostra a degradação de desempenho esperada do modelo convencional para o modelo de receptor baseado em DCR na ausência de ruído impulsivo, conforme verificado também na Figura 4.2 e em [14].

Na presença de ruído impulsivo, como exposto nas Figuras 4.6 e 4.7, os detectores GID, PRIDe e GRCR apresentaram uma piora de desempenho menos acentuada sob

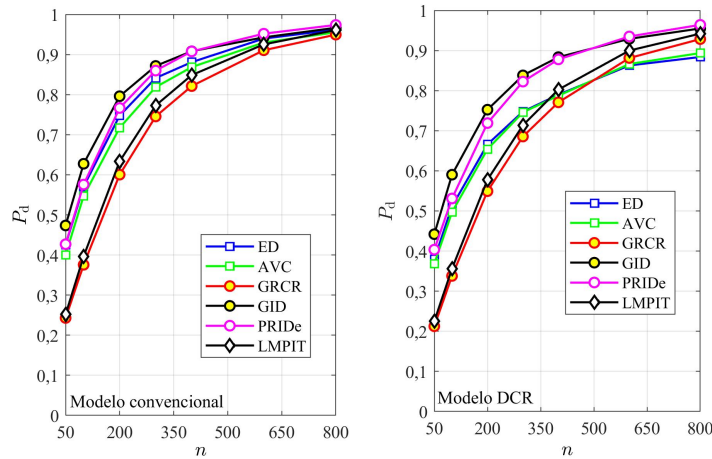


Fig. 4.5. Ausência de ruído impulsivo. Probabilidade de detecção, P_d , versus número de amostras, n , para $SNR = -12,25$ dB: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.

o modelo DCR (à direita) do que no caso do modelo convencional, tendo-se como referência o modelo convencional na ausência de ruído impulsivo. O LMPIT, nesse mesmo aspecto, sofreu uma piora mais severa. Destaca-se que a inversão de desempenho do LMPIT é uma característica do próprio detector que faz com que ele reaja de forma diferente em relação a outros detectores à variação de um mesmo parâmetro. É algo comum de se acontecer quando se usa diversos sensores de espectro [3]. Outra vez, no cenário mais realista em que se usa o modelo DCR, os detectores GID e PRIDe se destacam por manifestarem significativa robustez frente ao ruído impulsivo. Em contrapartida, o ED e o AVC revelaram, mais uma vez, um desempenho bastante comprometido na presença de ruído impulsivo, ambos nos modelos de receptor convencional e DCR.

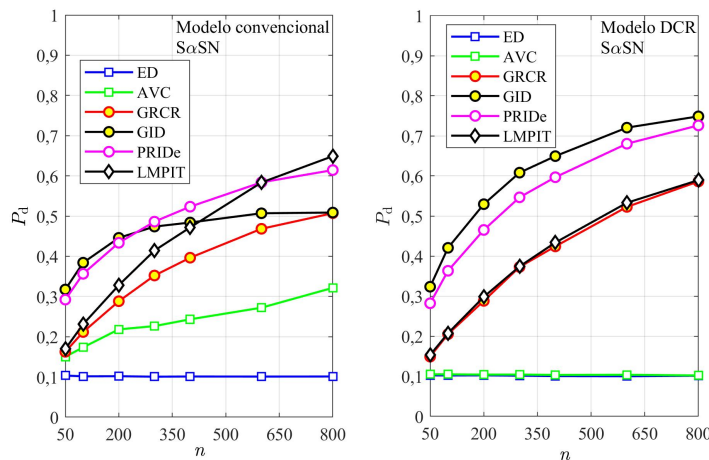


Fig. 4.6. Presença de $S_{\alpha SN}$. Probabilidade de detecção, P_d , versus número de amostras, n , para $SNR = -12,25$ dB: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.

Os resultados presentes nas Figuras 4.8 a 4.10 mostram que a P_d aumenta com

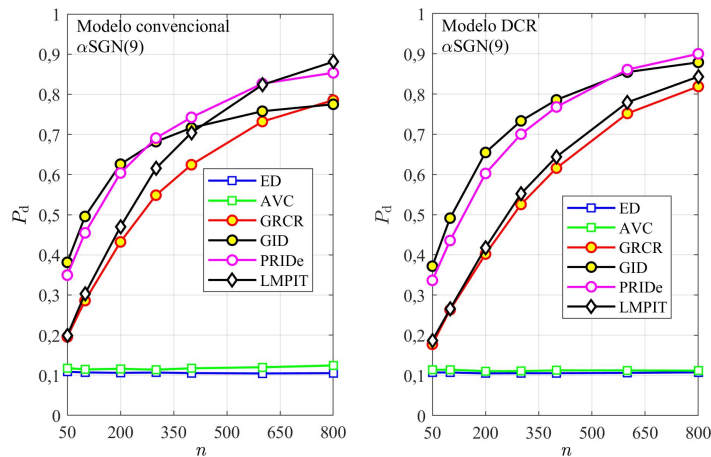


Fig. 4.7. Presença de $\alpha\text{SGN}(9)$. Probabilidade de detecção, P_d , versus número de amostras, n , para $\text{SNR} = -12,25 \text{ dB}$: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.

a SNR, como esperado, a menos que a robustez de um dado detector contra o ruído impulsivo seja baixa a ponto de impedir ou diminuir a percepção desse comportamento.

Nas Figuras 4.8 a 4.10 pode-se ver também que, quando se considera o modelo convencional (gráficos à esquerda), o AVC e o ED são significativamente sensíveis ao ruído impulsivo, com o primeiro se sobressaindo levemente ao segundo na presença de $\alpha\text{SGN}(9)$, e sobressaindo de forma mais notória quando o $S\alpha\text{SN}$ está presente. Quando se adota o modelo DCR (à direita), esses detectores se mantêm sensíveis ao ruído impulsivo, mas não há diferença considerável de desempenho entre eles.

Na Figura 4.8, como já verificado em [14] e nas Figuras 4.2 e 4.5, pode-se observar a degradação imposta pelo modelo DCR em relação ao convencional.

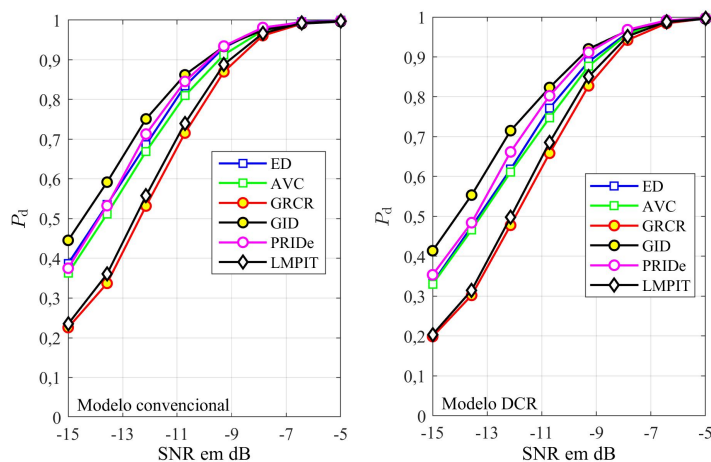


Fig. 4.8. Ausência de ruído impulsivo. Probabilidade de detecção, P_d , versus SNR média para $n = 150$: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.

Nas Figuras 4.9 e 4.10, quando se compara o modelo DCR (à direita) com o modelo convencional (à esquerda), constata-se uma menor sensibilidade ao ruído impulsivo

para os detectores GID, PRIDe e GRCR, assim como uma maior sensibilidade, nessa mesma condição, para o LMPIT, em relação à ausência de ruído impulsivo. O $S\alpha SN$ causa uma perda significativa de desempenho no AVC sob o modelo DCR em relação ao convencional, sem ruído impulsivo, enquanto que essa perda é menos pronunciada na presença de $\alpha SGN(9)$. Novamente, os detectores GID e PRIDe se destacaram dos demais na situação mais realista correspondente ao uso do modelo baseado em DCR, enquanto que o AVC e o ED demonstraram ter baixa robustez contra o ruído impulsivo.

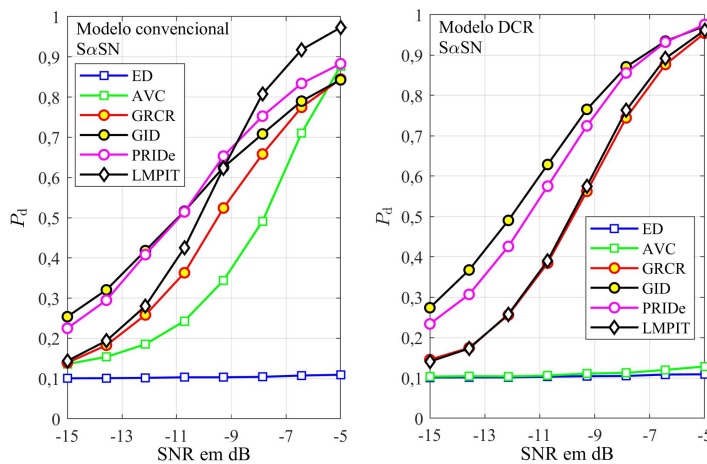


Fig. 4.9. Presença de $S\alpha SN$. Probabilidade de detecção, P_d , versus SNR média para $n = 150$: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.

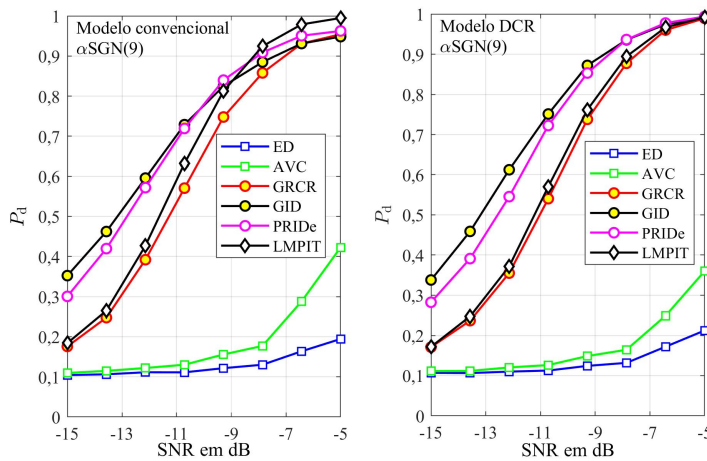


Fig. 4.10. Presença de $\alpha SGN(9)$. Probabilidade de detecção, P_d , versus SNR média para $n = 150$: modelo convencional (à esquerda), modelo DCR (à direita). Esta figura é melhor visualizada em cores.

A Figura 4.11 mostra uma variação pouco significativa no desempenho de todos os detectores à medida que se altera o fator de ultrapassagem, f_{od} . Todos eles exibem curvas com uma certa concavidade. Para valores menores de f_{od} , a excursão do sinal é menor que a faixa dinâmica do ADC, causando uma redução de desempenho pelo fato de tal sinal passar por uma menor quantidade de níveis de quantização. Para valores

maiores de f_{od} , há a possibilidade de um severo ceifamento dos níveis das amostras, reduzindo o desempenho por conseguinte.

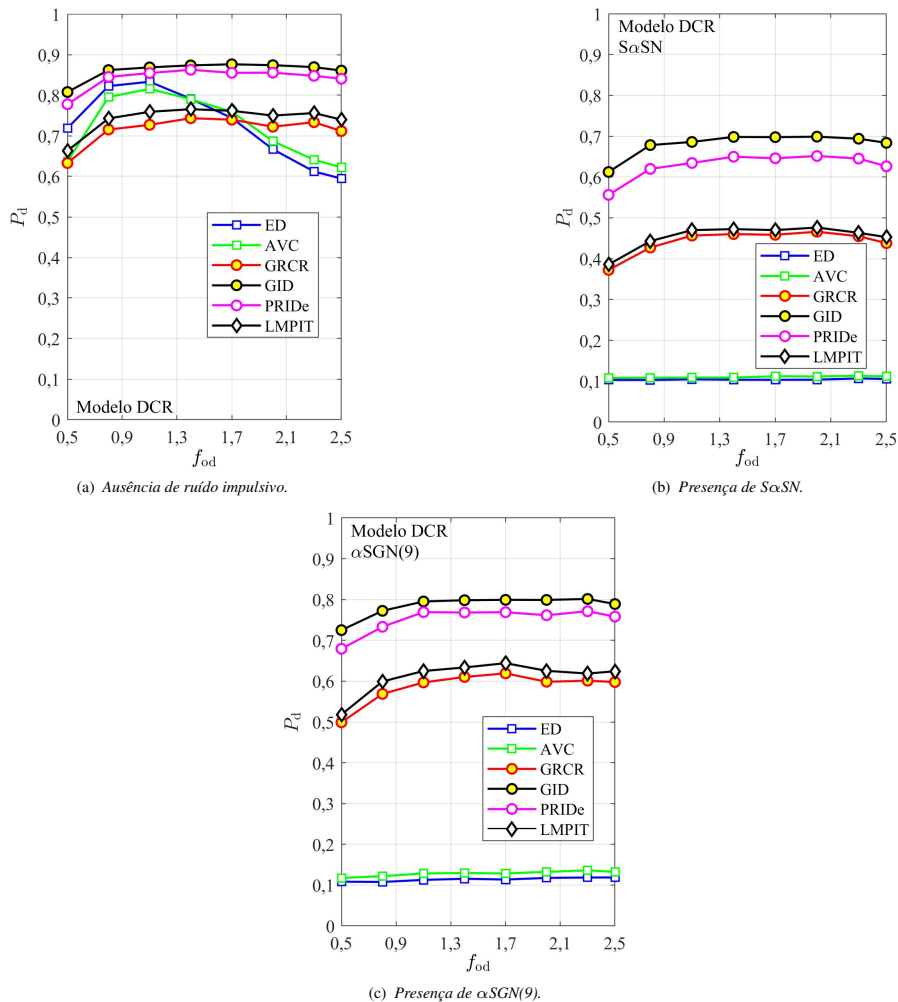


Fig. 4.11. Probabilidade de detecção, P_d , versus fator de ultrapassagem, f_{od} : modelo DCR. Esta figura é melhor visualizada em cores.

Para o modelo DCR, percebe-se, na Figura 4.11a, um comportamento anômalo nas curvas do ED e do AVC, na ausência de ruído impulsivo. Isso se dá pois a quantização também afeta a informação sobre a variância de ruído usada no cômputo de ambas as estatísticas de teste, que retrata outra forma de perda de desempenho além das que são causadas por valores mais baixos e mais altos de f_{od} .

Nas Figuras 4.11b e 4.11c, nota-se uma perda de desempenho menos acentuada para os detectores GID e PRIDe, em relação à situação na ausência de ruído impulsivo, sendo mais acentuada sob $S\alpha SN$ do que sob $\alpha SGN(9)$. Já os detectores LMPIT e GRCR apresentaram uma perda discretamente mais acentuada sob ambos modelos de ruído impulsivo. Outra vez, o ED e o AVC se mostraram expressivamente sensíveis frente ao ruído impulsivo no cenário mais realista que utiliza o modelo DCR, enquanto

o GID e o PRIDe revelaram evidente robustez nesse mesmo cenário.

A Figura 4.12 indica P_d em função da SDCR. Observa-se que, conforme esperado, os menores valores de SDCR retornam os piores desempenhos. De modo geral, para a maioria dos detectores em análise, tem-se um aumento da P_d com o aumento da SDCR até ≈ -5 dB. A partir desse valor, os valores de P_d tendem a se manter aproximadamente invariantes, indicando que o correspondente DC-offset residual não é capaz de causar degradação no desempenho.

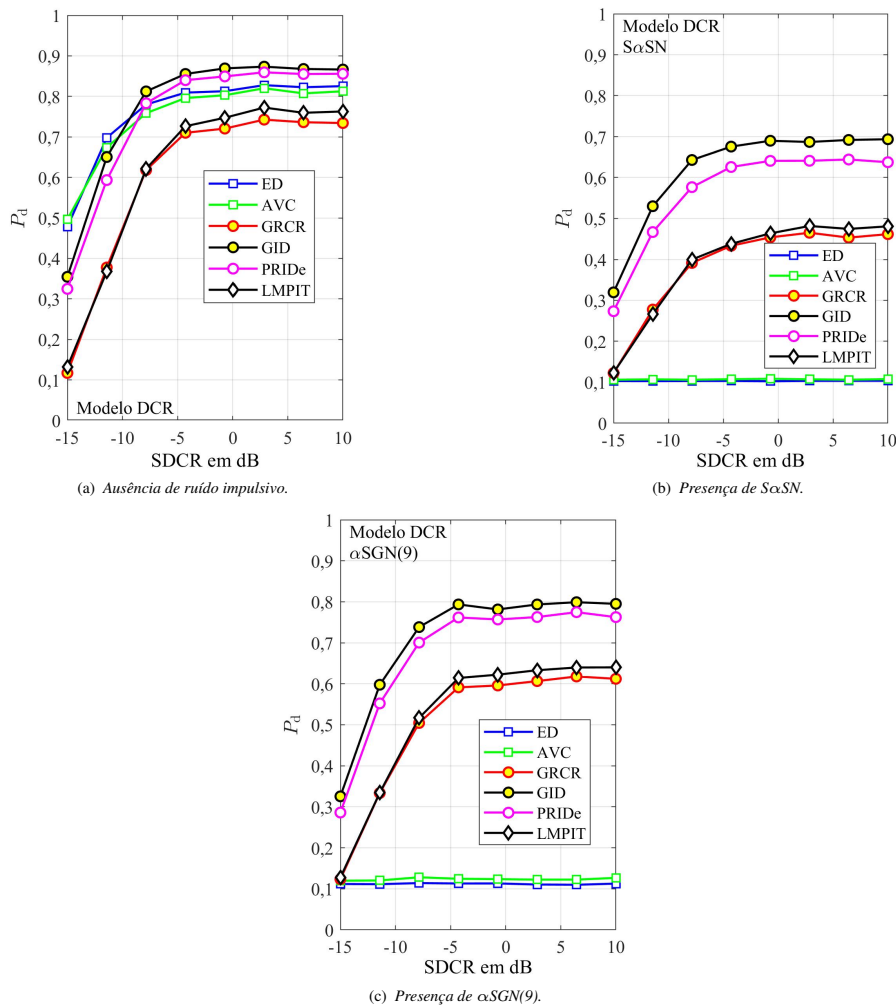


Fig. 4.12. Probabilidade de detecção, P_d , versus SDCR média: modelo DCR. Esta figura é melhor visualizada em cores.

Constata-se também nas Figuras 4.12b e 4.12c que, sob ruído impulsivo, há uma piora menos evidente no desempenho dos detectores GID e PRIDe, com uma maior sensibilidade do LMPIT e do GRCR. O GID apresenta um desempenho superior aos demais detectores, seguido, respectivamente, pelo PRIDe, LMPIT e GRCR. Na presença de $S\alpha SN$ e $\alpha SGN(9)$, o ED e o AVC são consideravelmente sensíveis ao ruído impulsivo, alcançando os piores desempenhos, quando comparados com o cenário sem ruído impulsivo.

A Figura 4.13 mostra como a P_d é influenciada pela resolução (número de bits, $\log_2 N_q$) adotada para digitalizar as amostras transmitidas dos SUs para o FC. Como esperado, os desempenhos de todos os detectores melhoram com o aumento dessa resolução. Verifica-se também em todos os gráficos da Figura 4.13 que o desempenho do sensoriamento espectral praticamente não melhora a partir de uma resolução de três bits, significando que oito níveis de quantização são suficientes para representar as amostras enviadas ao FC, um resultado consistente com [13].

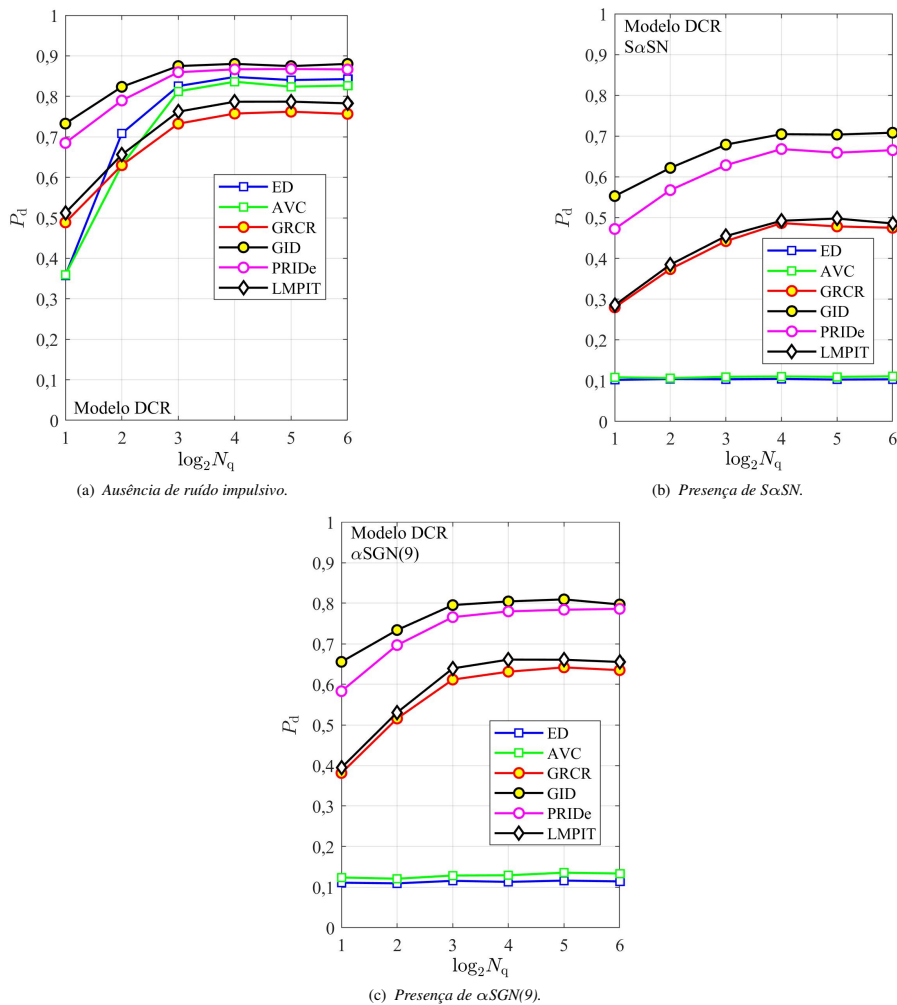


Fig. 4.13. Probabilidade de detecção, P_d , versus número de bits de quantização, $\log_2 N_q$: modelo DCR. Esta figura é melhor visualizada em cores.

A Figura 4.13a, contemplando a ausência de ruído impulsivo, indica o AVC e o ED com desempenhos inferiores para a resolução de um bit, mas superando o LMPIT e o GRRC a partir da resolução de três bits. Novamente, destaca-se que não há razão específica para esse comportamento. É uma característica do detector que faz com que ele reaja de maneira diferente, em relação a outros detectores, à variação de um mesmo parâmetro. O GID e o PRIDe têm desempenhos superiores aos demais detectores para

quaisquer valores de bits de quantização.

Nas Figuras 4.13b e 4.13c, nota-se que o padrão de comportamento das curvas de desempenho do GID, PRIDe, LMPIT e GRRCR nessa ordem, repete-se na presença de $S\alpha SN$ e $\alpha SGN(9)$, salvo pela piora menos acentuada causada pelo $\alpha SGN(9)$, em todos os detectores, quando comparada à ausência de ruído impulsivo. O ED e o AVC revelaram um comportamento similar, ou seja, eles retornaram os piores desempenhos sob $S\alpha SN$ e $\alpha SGN(9)$.

Os efeitos do comprimento L da resposta ao impulso do filtro MA na P_d , encontram-se na Figura 4.14. Percebe-se uma piora pouco significativa no desempenho com o aumento no valor de L para os detectores GID, PRIDe, LMPIT e GRRCR, e uma piora um pouco mais acentuada para o ED e para o AVC para maiores valores de L , na ausência de ruído impulsivo, como se vê na Figura 4.14a.

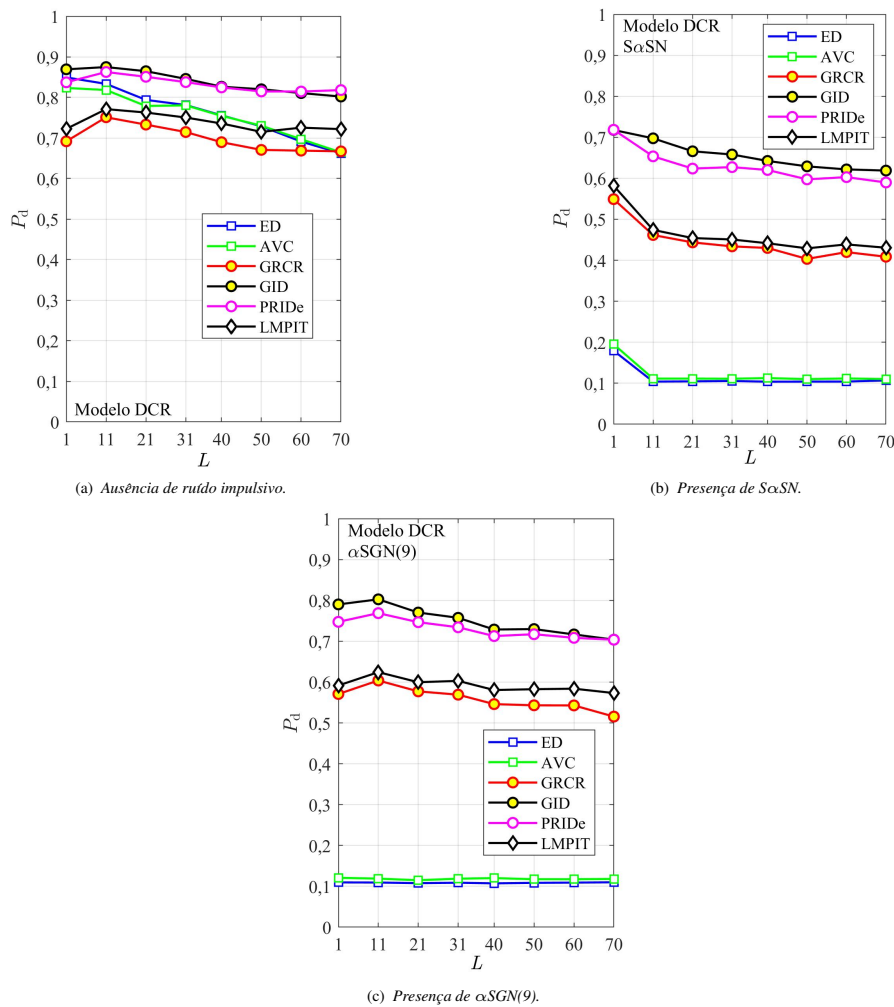


Fig. 4.14. Probabilidade de detecção, P_d , versus comprimento da resposta ao impulso do filtro MA, L : modelo DCR. Esta figura é melhor visualizada em cores.

Quanto maior o valor de L , modela-se um maior nível de correlação temporal entre

as amostras adjacentes do sinal, fazendo com que o processo de branqueamento se torne incapaz de restaurar integralmente o nível de decorrelação entre as amostras, comprometendo, assim, o desempenho do sensoriamento espectral nessa ocasião. Mais uma vez, vale mencionar que o desempenho de um dado detector varia de maneira diferente em relação aos demais, com a variação de um mesmo parâmetro.

Como se pode ver nas Figuras 4.14b e 4.14c, tanto o ED quanto o AVC, na presença de ruído impulsivo, apresentam novamente os piores desempenhos. E, mais uma vez, percebe-se uma piora menos acentuada nos desempenhos de todos os detectores provocada pelo α SGN(9), quando comparada com aquela provocada pelo $S\alpha$ SN, tendo-se como referência a ausência de ruído impulsivo. O GID e o PRIDe merecem atenção especial mais uma vez por apresentarem significativa robustez contra o ruído impulsivo na situação mais realista que considera o uso do DCR.

Finalmente, baseado nas análises estatísticas dos modelos de ruído impulsivo e na avaliação de desempenho do sensoriamento espectral, verificou-se a melhor adequação da distribuição α SG para modelar o ruído impulsivo de camarão-de-estalo do que a distribuição $S\alpha$ S. Entretanto, a principal desvantagem dos algoritmos descritos em [39] para a geração das amostras do α SGN(9) é seu elevado custo computacional. Isso é ilustrado na Figura 4.15, que mostra o tempo gasto para gerar amostras de ruído $S\alpha$ SN e α SGN(9). As amostras $S\alpha$ SN foram geradas usando a função `random` do Matlab e as medidas de tempo foram feitas utilizando a função `tic-toc` do Matlab. Por exemplo, para $n = 5000$ amostras, o tempo gasto pelo algoritmo gerador do α SGN(9) é ≈ 100 vezes maior do que no caso referente ao gerador $S\alpha$ SN. Construiu-se a Figura 4.15 usando um computador com o processador Intel Core i5-4210U CPU @ 1,70 GHz, com 8 GB de RAM, executando a versão R2019a do Matlab.

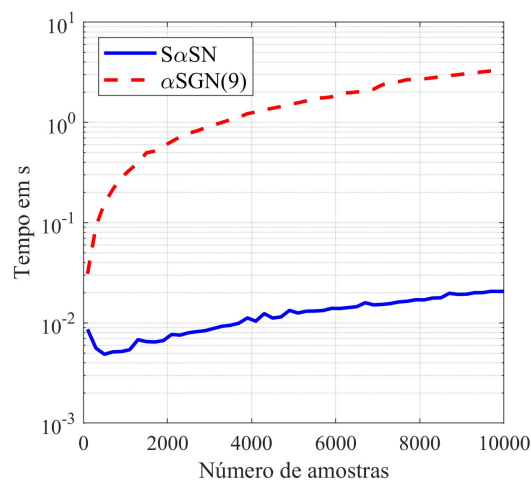


Fig. 4.15. Tempo gasto (em segundos) para se gerar amostras $S\alpha$ SN e α SGN(9).

Capítulo 5

Conclusões e Oportunidades de Pesquisa Adicionais

Este trabalho avaliou o desempenho do sensoriamento espectral cooperativo centralizado com fusão de dados, submetidos aos ruídos impulsivos α -estável simétrico e α -sub-Gaussiano, usando os modelos de receptor convencional e por conversão direta para sensores de espectro. Compararam-se os desempenhos dos detectores ED, AVC, GRCC, GID, PRIDE e LMPIT sob diferentes modelos de receptor e de ruído, no contexto de comunicações subaquáticas por ondas acústicas.

A adequação das distribuições $S\alpha S$ e αSG foi analisada a fim de se modelar o ruído impulsivo de camarão-de-estalo, uma forma de ruído que pode afetar o desempenho do sensoriamento espectral subaquático. Os resultados evidenciaram que há correlação entre as amostras do ruído de camarão-de-estalo real, que pode ser devidamente modelada pela distribuição αSG . A distribuição $S\alpha S$, embora modele adequadamente as variações de amplitude do ruído de camarão-de-estalo, desconsidera a correlação temporal presente entre amostras adjacentes de ruído.

Apesar de haver uma notável conformidade entre o ruído de camarão-de-estalo real e as amostras αSGN , o tempo necessário para se gerar as amostras $S\alpha SN$ é significativamente menor quando comparado ao caso das amostras αSGN .

O modelo DCR, na ausência de ruído impulsivo, insere uma degradação no desempenho de todos os detectores quando comparado ao modelo convencional. O ED e o AVC mostraram uma degradação mais acentuada devido às etapas de processamento de sinal consideradas no DCR e suas influências no cômputo de ambas as estatísticas de teste. Os detectores LMPIT e GRCC apresentaram um comportamento similar, com o primeiro se sobressaindo ligeiramente ao segundo de acordo com a variação de todos os parâmetros usando o modelo DCR.

Na presença de ruído impulsivo, os resultados revelaram que a ausência da modelagem da correlação temporal faz com que o desempenho seja subestimado para a maioria dos detectores analisados, tanto no modelo convencional quanto no modelo DCR.

Quanto aos parâmetros específicos do modelo DCR, mesmo na presença de ruído impulsivo, a relação sinal-DC-*offset* e o número de níveis de quantização produziram variações bastante significativas no desempenho do sensoriamento espectral, quando comparados aos demais parâmetros. Três bits de quantização são suficientes para representar as amostras digitalizadas a serem transmitidas dos SUs ao FC para a maioria dos detectores.

Destaca-se que o ED e o AVC revelaram baixa robustez contra o ruído impulsivo para quaisquer variações dos parâmetros pertencentes ao modelo DCR.

Os detectores GID e PRIDe destacaram-se em relação aos outros, por terem exibido, no cenário mais realista em que se usa o modelo DCR, maior robustez contra o ruído impulsivo. Essa constatação indica que implementações reais desses detectores podem resultar em sensores de espectro muito robustos na presença de ruído impulsivo.

Dado o significativo custo computacional da rotina utilizada para gerar as amostras α SGN, uma oportunidade interessante de pesquisa é o desenvolvimento de uma rotina alternativa, com o objetivo de reduzir o tempo de processamento.

A avaliação de outros detectores para sensoriamento espectral adotando os modelos e procedimentos descritos neste trabalho também representa uma oportunidade para contribuições.

A implementação do *hardware* de um detector, especialmente o GID e o PRIDe, pode ser usada para validar modelo baseado em DCR e para trazer novas compreensões e conclusões a partir de um ponto de vista ainda mais prático.

Referências Bibliográficas

- [1] A. Osseiran, F. Boccardi, V. Braun, K. Kusume, P. Marsch, M. Maternia, O. Queseth, M. Schellmann, H. Schotten, H. Taoka, H. Tullberg, M. A. Uusitalo, B. Timus, and M. Fallgren, “Scenarios for 5G mobile and wireless communications: The vision of the METIS project,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 5, pp. 26–35, May 2014, doi: 10.1109/MCOM.2014.6815890.
- [2] Y. Arjoun and N. Kaabouch, “A comprehensive survey on spectrum sensing in cognitive radio networks: Recent advances, new challenges, and future research directions,” *Sensors*, vol. 19, no. 1, 2019, doi: 10.3390/s19010126.
- [3] D. A. Guimarães, “Spectrum sensing: A tutorial,” *Journal of Communication and Information Systems*, vol. 37, no. 1, pp. 10–29, Feb. 2022, doi: 10.14209/jcis.2022.2.
- [4] B. Mishachandar and S. Vairamuthu, “An underwater cognitive acoustic network strategy for efficient spectrum utilization,” *Applied Acoustics*, vol. 175, Abril 2021, doi: 10.1016/j.apacoust.2020.107861.
- [5] Y. Luo, L. Pu, M. Zuba, Z. Peng, and J. Cui, “Challenges and opportunities of underwater cognitive acoustic networks,” *Emerging Topics in Computing, IEEE Transactions on*, vol. 2, pp. 198–211, June 2014, doi: 10.1109/TETC.2014.2310457.
- [6] A. Wang, B. Li, and Y. Zhang, “Underwater acoustic channels characterization for underwater cognitive acoustic networks,” in *2018 International Conference on Intelligent Transportation, Big Data and Smart City (ICITBS)*, 2018, pp. 223–226, doi: 10.1109/ICITBS.2018.00065.
- [7] J. Quintas, R. Petroccia, A. Pascoal, J. Cruz, P. Gois, L. Morlando, and M. Stipanov, “Hybrid acoustic-optical underwater communication networks for next-generation cooperative systems: the eumr experience,” in *OCEANS 2021: San Diego – Porto*, 2021, pp. 1–7, doi: 10.23919/OCEANS44145.2021.9706085.
- [8] Y. Su, T. Zhang, Z. Jin, and L. Guo, “An anti-attack trust mechanism based on col-

- laborative spectrum sensing for underwater acoustic sensor networks,” in *Global Oceans 2020: Singapore – U.S. Gulf Coast*, 2020, pp. 1–5, doi: 10.1109/IEEE-CONF38699.2020.9389150.
- [9] T. Shongwe, A. J. H. Vinck, and H. C. Ferreira, “A study on impulse noise and its models,” *SAIEE Africa Research Journal*, vol. 106, no. 3, pp. 119–131, 2015, doi: 10.23919/SAIEE.2015.8531938.
- [10] X. Liu, L. Du, and S. Xu, “GLRT-based coherent detection in sub-gaussian symmetric alpha-stable clutter,” *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 19, pp. 1–5, 2022, doi: 10.1109/LGRS.2021.3094847.
- [11] K. Awan, D. P. A. Shah, K. Iqbal, S. Gilani, W. Ahmad, and Y. Nam, “Underwater wireless sensor networks: A review of recent issues and challenges,” *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2019, pp. 1–20, 01 2019, doi: 10.1155/2019/6470359.
- [12] B. Razavi, “Design considerations for direct-conversion receivers,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 44, no. 6, pp. 428–435, 1997, doi: 10.1109/82.592569.
- [13] D. A. Guimarães and R. A. A. de Souza, “Implementation-oriented model for centralized data-fusion cooperative spectrum sensing,” *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 11, pp. 1804–1807, 2012, doi: 10.1109/LCOMM.2012.092112.121614.
- [14] D. A. Guimarães and E. J. T. Pereira, “Influence of a direct-conversion receiver model on the performance of detectors for spectrum sensing,” *Journal of Communication and Information Systems*, vol. 36, no. 1, p. 173–183, Nov. 2021, doi: 10.14209/jcis.2021.19.
- [15] P. Georgiou, P. Tsakalides, and C. Kyriakakis, “Alpha-stable modeling of noise and robust time-delay estimation in the presence of impulsive noise,” *IEEE Transactions on Multimedia*, vol. 1, no. 3, pp. 291–301, 1999, doi: 10.1109/6046.784467.
- [16] A. Mahmood and M. Chitre, “Modeling colored impulsive noise by Markov chains and alpha-stable processes,” in *OCEANS 2015 - Genova*, 2015, pp. 1–7, doi: 10.1109/OCEANS-Genova.2015.7271550.
- [17] —, “Optimal and near-optimal detection in bursty impulsive noise,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 42, no. 3, pp. 639–653, 2017, doi: 10.1109/JOE.2016.2603790.
- [18] L. G. B. Guedes and D. A. Guimarães, “Análise das distribuições SaS e α SG

- na modelagem do ruído de camarão-de-estalo,” in *XL Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBRT 2022)*, Santa Rita do Sapucaí, MG, Brazil, Sep. 2022, doi: 10.14209/sbrt.2022.1570823103.
- [19] J. V. M. Cardoso, W. J. L. Queiroz, H. Liu, and M. S. Alencar, “On the performance of the energy detector subject to impulsive noise in $\kappa - \mu$, $\alpha - \mu$, and $\eta - \mu$ fading channels,” *Tsinghua Science and Technology*, vol. 22, no. 4, pp. 360–367, 2017, doi: 10.23919/TST.2017.7986939.
- [20] H. Qu, X. Xu, J. Zhao, F. Yan, and W. Wang, “A robust hyperbolic tangent-based energy detector with Gaussian and non-Gaussian noise environments in cognitive radio system,” *IEEE Systems Journal*, vol. 14, no. 3, pp. 3161–3172, 2020, doi: 10.1109/JSYST.2019.2959045.
- [21] H. E. Adardour and S. Kameche, “Identify the primary signal buried under impulsive noise channel in cognitive radio networks using MAF-KF-NPD,” in *2018 International Conference on Applied Smart Systems (ICASS)*, 2018, pp. 1–6, doi: 10.1109/ICASS.2018.8652081.
- [22] P. H. C. de Souza, D. A. Guimarães, and G. P. Aquino, “Efficient fusion of spectrum sensing information under parameter uncertainty and impulsive noise,” *Journal of Communication and Information Systems*, vol. 33, no. 1, Apr. 2018, doi: 10.14209/jcis.2018.5.
- [23] A. Halaki, C. Manohar, S. Gurugopinath, and R. Muralishankar, “Entropy-based spectrum sensing under symmetric alpha stable impulsive noise,” in *2019 International Conference on Wireless Communications Signal Processing and Networking (WiSPNET)*, 2019, pp. 140–145, doi: 10.1109/WiSPNET45539.2019.9032873.
- [24] L. d. S. Costa and R. A. A. de Souza, “Performance of blind cooperative spectrum sensing under impulsive noise,” in *2020 IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM)*, 2020, pp. 1–6, doi: 10.1109/LATINCOM50620.2020.9282340.
- [25] A. Mehrabian, M. Sabbaghian, and H. Yanikomeroglu, “Spectrum sensing for symmetric α -stable noise model with convolutional neural networks,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 69, no. 8, pp. 5121–5135, 2021, doi: 10.1109/TCOMM.2021.3070892.
- [26] S. Lee, S. R. Park, Y. H. Kim, and I. Song, “Spectrum sensing for cognitive radio network with multiple receive antennas under impulsive noise environments,” *Journal of Communications and Networks*, vol. 23, no. 3, pp. 171–179, 2021, doi: 10.23919/JCN.2021.000016.

- [27] D. A. Guimarães, *Digital Transmission: A Simulation-Aided Introduction with VisSim/Comm*. Berlin Heidelberg, Germany: Springer Verlag, 2009, doi: 10.1007/978-3-642-01359-1.
- [28] L. G. B. Guedes and D. A. Guimarães, “Sensoriamento espectral com receptor por conversão direta sob ruído impulsivo,” in *XL Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2022)*, Santa Rita do Sapucaí, MG, Brazil, Sep. 2022, doi: 10.14209/sbrt.2022.1570808562.
- [29] D. A. Guimarães, R. A. A. De Souza, and A. N. Barreto, “Performance of cooperative eigenvalue spectrum sensing with a realistic receiver model under impulsive noise,” *Journal of Sensor and Actuator Networks*, vol. 2, no. 1, pp. 46–69, 2013, doi: 10.3390/jsan2010046.
- [30] Y. Luo, “Cooperative, cognitive and coordinated communications for underwater acoustic networks,” 2015, Doctoral Thesis, University of Connecticut, USA. [Online]. Available: <https://opencommons.uconn.edu/dissertations/983>
- [31] J. Xiaolin, T. Zhengyu, and W. Ronghui, “A novel cooperative spectrum signal detection algorithm for underwater communication system,” *J Wireless Com Network*, Oct. 2019, doi: 10.1186/s13638-019-1550-x.
- [32] C. Yun, “An underwater cooperative spectrum sharing protocol for a centralized underwater cognitive acoustic network,” *Sensors*, vol. 22, no. 15, 2022, doi: 10.3390/s22155754.
- [33] B. Schmitz and J. Herberholz, “Snapping behaviour in intraspecific agonistic encounters in the snapping shrimp (*Alpheus heterochaelis*),” *Journal of Biosciences*, vol. 23, no. 5, pp. 623–632, Dez. 1998, doi: 10.1007/BF02709175.
- [34] M. Versluis, B. Schmitz, A. v. d. Heydt, and D. Lohse, “How snapping shrimp snap: Through cavitating bubbles,” *Science*, vol. 289, no. 5487, pp. 2114–2117, 09 2000, doi: 10.1126/science.289.5487.2114.
- [35] Wikipedia, “Alpheus heterochaelis,” 2023, From Wikipedia, the free encyclopedia. [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Alpheus_heterochaelis
- [36] D. Lohse, B. Schmitz, and M. Versluis, “Snapping shrimp make flashing bubbles,” *Nature*, vol. 413, pp. 477–8, 11 2001, doi: 10.1038/35097152.
- [37] M. Shao and C. Nikias, “Signal processing with fractional lower order moments: stable processes and their applications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, no. 7, pp. 986–1010, 1993, doi: 10.1109/5.231338.
- [38] G. E. P. Box, G. M. Jenkins, G. C. Reinsel, and G. M. Ljung, *Time Series Analysis: Forecasting and Control*, 5th ed., ser. Forecasting and Control Series. Ho-

- boken, New Jersey, USA: Prentice Hall, 2016, doi: 10.1111/jtsa.12194/978-1-118-67502-1.
- [39] A. Mahmood, “The α SGNm toolbox for Matlab,” July 2018. [Online]. Available: <https://github.com/ahmd-mahm/alpha-SGNm#the-%CE%B1sgnm-matlab-toolbox>
- [40] R. Wang and M. Tao, “Blind spectrum sensing by information theoretic criteria for cognitive radios,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 8, pp. 3806–3817, 2010, doi: 10.1109/TVT.2010.2065250.
- [41] J. L. e S. Chakraborty, “Modern receiver front-ends: Systems, circuits, and integration,” 2004, Hoboken, NJ, USA: Wiley-Interscience. [Online]. Available: <http://www.loc.gov/catdir/bios/wiley046/2003019188.html>
- [42] S. Spiridon, *Toward 5G Software Defined Radio Receiver Front-Ends*, ser. SpringerBriefs in Electrical and Computer Engineering. Springer International Publishing, 2016, doi: 10.1007/978-3-319-32759-4.
- [43] R. Svitek and S. Raman, “Dc offsets in direct-conversion receivers: characterization and implications,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 6, no. 3, pp. 76–86, 2005, doi: 10.1109/MMW.2005.1511916.
- [44] A. M. M. Keshavarzi and A. Abdipour, “Characterization and compensation of dc offset on adaptive mimo direct conversion transceivers,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E94-B, no. 1, p. 253–261, 2011, doi: 10.1109/WIRELESSVITAE.2009.5172451.
- [45] R. Gao, Z. Li, H. Li, and B. Ai, “Absolute value cumulating based spectrum sensing with Laplacian noise in cognitive radio networks,” *Wireless Personal Communications*, vol. 83, July 2015, doi: 10.1007/s11277-015-2457-4.
- [46] D. A. Guimarães, “Simple SNR wall calculation by equating the medians of the detector’s test statistic,” in *XL Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2022)*, Santa Rita do Sapucaí, MG, Brazil, Sep. 2022, doi: 10.14209/sbrt.2022.1570808158.
- [47] D. A. Guimarães, “Robust test statistic for cooperative spectrum sensing based on the Gerschgorin circle theorem,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 2445–2456, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2783443.
- [48] —, “Gini index inspired robust detector for spectrum sensing over ricean channels,” *Electronics Letters*, Nov. 2018, doi: 10.1049/el.2018.7375.
- [49] —, “Pietra-Ricci index detector for centralized data fusion cooperative spectrum sensing,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 10, pp.

- 12 354–12 358, 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.3009440.
- [50] D. Ramirez, J. Via, I. Santamaria, and L. L. Scharf, “Locally most powerful invariant tests for correlation and sphericity of gaussian vectors,” *IEEE transactions on information theory*, vol. 59, no. 4, pp. 2128–2141, 2013, doi: 10.1109/TIT.2012.2232705.
- [51] F. Ruiz-Vega, M. C. Clemente, P. Otero, and J. F. Paris, “Ricean shadowed statistical characterization of shallow water acoustic channels for wireless communications,” 2011, doi: 10.48550/ARXIV.1112.4410.
- [52] The Institute of Electrical and Electronic Engineers, IEEE, “IEEE 802 Part 22: Cognitive Wireless RAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Policies and Procedures for Operation in the TV Bands,” 2011. [Online]. Available: <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.22-2011.pdf>.
- [53] R. G. Newcombe, “Two-sided confidence intervals for the single proportion: comparison of seven methods,” *Statistics in Medicine*, vol. 17, no. 8, pp. 857–872, 1998, doi: 10.1002/(SICI)1097-0258(19980430)17:8<857::AID-SIM777>3.0.CO;2-E.
- [54] D. A. Guimarães and E. J. T. Pereira, “Performance of detectors for spectrum sensing using a direct-conversion receiver model,” May 2021. [Online]. Available: <https://codeocean.com/capsule/1153872/tree/v1>