



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Tese de Doutorado

**Estudo do Ruído Impulsivo Gaussiano
Gatilhado para Sistemas de Modulação
Digital**

Évio da Rocha Araújo

Campina Grande – PB
2013

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Estudo do Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado para Sistemas de Modulação Digital

Évio da Rocha Araújo

Tese de Doutorado submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como requisito necessário para obtenção do grau de Doutor em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Comunicações.

Marcelo Sampaio de Alencar
Orientador

Wamberto José Lira de Queiroz
Orientador

Campina Grande – PB, Paraíba, Brasil
©Évio da Rocha Araújo

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

A663e

Araújo, Évio da Rocha.

Estudo do ruído impulsivo gaussiano gatilhado para sistemas de modulação digital / Évio da Rocha Araújo. – Campina Grande, 2013.
169 f. : il.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2013.

"Orientação: Prof. Ph.D. Marcelo Sampaio de Alencar, D.Sc. Wamberto José Lira de Queiroz".

Referências.

1. Ruído Impulsivo Gatilhado. 2. Sinal Modulante. 3. Probabilidade de Erro de bit. 4. Esquemas de Modulação. I. Alencar, Marcelo Sampaio de. II. Queiroz, Wamberto José Lira de. III. Título.

CDU 621.391.822.4(043)

**"ESTUDO DO RÚIDO IMPULSIVO GAUSSIANO GATILHADO PARA SISTEMAS DE
MODULAÇÃO DIGITAL"**

ÉVIO DA ROCHA ARAÚJO

TESE APROVADA EM 06/09/2013



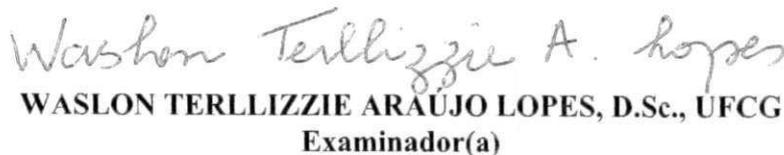
MARCELO SAMPAIO DE ALENCAR, Ph.D., UFCG
Orientador(a)



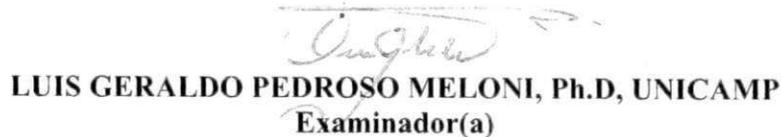
WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc
Orientador(a)



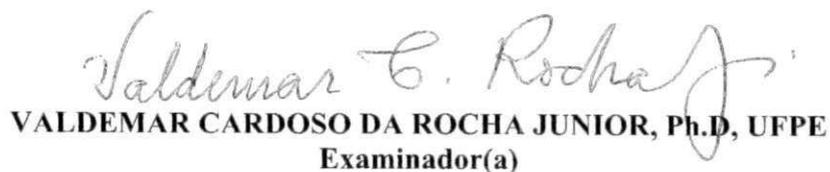
JOSÉ EWERTON POMBO DE FARIAS, Dr., UFCG
Examinador(a)



WASLON TERLLIZZIE ARAÚJO LOPES, D.Sc., UFCG
Examinador(a)



LUIS GERALDO PEDROSO MELONI, Ph.D, UNICAMP
Examinador(a)



VALDEMAR CARDOSO DA ROCHA JUNIOR, Ph.D, UFPE
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

Aos meus pais Waldemar Laurindo de Araújo (em memória) e Dalila da Rocha Araújo (em memória).

*“A mesma rocha que bloqueia o caminho
poderá funcionar como um degrau.”*

—OSHO

Resumo

Nesta tese é apresentada uma nova abordagem para o tratamento do ruído impulsivo gaussiano gatilhado e duplamente gatilhado e seus efeitos em esquemas de modulação digital como BFSK, BPSK, MPAM, MPSK e MQAM. Nessa abordagem, tanto a variação de amplitude quanto a duração dos pulsos ruidosos que se adicionam ao ruído permanente do sistema podem ser caracterizados por uma modulação em amplitude do componente impulsivo por um processo aleatório discreto $C(t)$, definido em tempo contínuo, binário ou m -ário.

São apresentados novos modelos de ruído impulsivo gaussiano gatilhado (Gated Additive White Gaussian Noise – GAWGN) e duplamente gatilhado (Gated Gated Additive White Gaussian Noise – G^2 AWGN) para o processo $C(t)$ binário e multiníveis.

Também são apresentadas novas expressões para a função densidade de probabilidade, função de autocorrelação e para a densidade espectral de potência dos modelos apresentados, obtidas pela utilização dessa nova abordagem. Esses resultados são então utilizados no cálculo de novas expressões para a probabilidade de erro de *bit* dos esquemas BFSK, BPSK, MPAM, MPSK e MQAM para o receptor ótimo de máxima probabilidade *a posteriori*.

A principal vantagem desse método é que parâmetros do ruído impulsivo como amplitude, duração, instantes de ocorrência e intervalos entre ocorrências podem ser modelados por meio do processo $C(t)$. Também são apresentados dois novos modelos de ruído impulsivo em que os estados aleatórios de $C(t)$ são modelados pelos processos de Markov e Poisson. Para esses modelos, são obtidas novas expressões exatas para a probabilidade de erro de *bit* para os esquemas de modulação MQAM.

Além dessas contribuições são apresentadas implementações em Simulink[®] que permitem a simulação dos efeitos dos ruídos propostos nos diferentes esquemas de modulação considerados.

Palavras-chave: Ruído impulsivo gatilhado, sinal modulante, probabilidade de erro de *bit*, esquemas de modulação, BFSK, BPSK, MPAM, MPSK e MQAM.

Abstract

This thesis presents a new approach for analysing Gaussian impulsive noise and double gated impulsive noise and its effects on digital modulation schemes like BFSK, BPSK, MPAM, MPSK and MQAM. In this approach, both the amplitude and varying duration of the pulses noise added can be characterized as an amplitude modulation of the impulsive noise by a discrete random process $C(t)$, defined in continuous time.

Are presented new models for Gaussian gated impulsive noise (Gated Additive White Gaussian Noise - GAWGN) and double gated (Gated Gated Additive White Gaussian Noise - G^2 AWGN) as well as new expressions for the probability density function, autocorrelation function and power spectral density by using this new approach.

From these results are calculated new expressions for bit error probability of schemes like BFSK, BPSK, MPAM, MPSK and MQAM for optimum maximum likelihood receiver *a posteriori*.

The main advantage of this method is that parameters of the impulsive noise such as amplitude, duration, instants and intervals between noise occurrences can be modeled by the process $C(t)$.

Are also presented two new models of impulsive noise for which the random states of $C(t)$ are modeled by Markov and Poisson processes. For these models, new exact expressions are obtained for the bit error probability of MQAM modulation schemes.

Besides these contributions are presented implementations in Simulink ^{textregistered} that allow simulating the effects of the proposed noise for different modulation schemes considered.

Keywords: Gated impulsive noise, modulating signal, error probability of bit, modulation schemes, BFSK, BPSK, MPAM, MPSK and MQAM.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Motivação e Relevância	1
1.2	Objetivos da Tese	4
1.2.1	Principais Contribuições	4
1.3	Organização da Tese	6
2	Ruído Impulsivo	8
2.1	Modelos, Características e Classificação do Ruído Impulsivo	8
2.2	Métodos de Mitigação dos Efeitos Nocivos do Ruído Impulsivo	12
2.3	Estudos do Ruído Impulsivo no SBTVD	15
3	Fundamentos de Modelagem do Ruído Impulsivo	19
3.1	Ruído Impulsivo	19
3.1.1	Ruído	19
3.1.2	Ruído Impulsivo	20
3.1.3	Ruído Impulsivo Ideal	20
3.1.4	Ruído Impulsivo Aproximado	20
3.1.5	Ruído Impulsivo em Surtos Ideal	20
3.1.6	Ruído Impulsivo em Surtos Aproximado	21
3.1.7	Classificação do Ruído Impulsivo	21
3.2	Modelos do Ruído Impulsivo em Canais ADSL	23
3.2.1	Modelo de Henkel	23
3.2.2	Modelo de Mann	25
3.2.3	Modelo de Nedev	27
3.3	Modelos do Ruído Impulsivo em Canais PLC	28
3.3.1	Modelo de Degardin	28
3.3.2	Modelo de Zimmemann	30
3.4	Modelos do Ruído Impulsivo em Canais de Comunicação sem Fio	34
3.4.1	Modelos de Middleton	34
3.4.2	Modelo Alfa-Estável Simétrico	35

3.4.3	Modelo de Ghosh	36
3.4.4	Modelo de Blackard	38
3.4.5	Modelo de Okazaki	40
3.5	Modelo do Ruído Impulsivo para Canais de Televisão Digital	41
3.5.1	Modelo de Fernández	41
3.6	Conclusões	46
4	Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Binário	48
4.1	Classificação do Ruído Impulsivo	49
4.1.1	Ruído Impulsivo Puro	49
4.1.2	Ruído Impulsivo Composto	50
4.1.3	Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado	50
4.1.4	Ruído Impulsivo Gaussiano Duplamente Gatilhado	51
4.2	Modelo 1 – Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Binário Puro com Ocorrência Determinística dos Pulsos	53
4.2.1	Descrição	53
4.2.2	Modelo Matemático	54
4.2.3	Diagrama em Blocos do Simulador	55
4.2.4	Função Densidade de Probabilidade	55
4.2.5	Função de Autocorrelação	55
4.2.6	Função de Autocorrelação Média	56
4.2.7	Densidade Espectral de Potência	57
4.2.8	Densidade Espectral de Potência Média	57
4.2.9	Probabilidade de Erro de Bit	57
4.2.10	Gráficos da Probabilidade de Erro de Bit do Modelo 1	59
4.3	Modelo 2 – Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Binário Puro com Ocorrência Aleatória dos Pulsos	61
4.3.1	Descrição	61
4.3.2	Modelo Matemático	62
4.3.3	Diagrama em Blocos do Simulador	62
4.3.4	Função Densidade de Probabilidade	62
4.3.5	Função de Autocorrelação	64
4.3.6	Função de Autocorrelação Média	66
4.3.7	Densidade Espectral de Potência	66
4.3.8	Probabilidade de Erro de Bit	67
4.3.9	Gráficos da Probabilidade de Erro de Bit do Modelo 2	68
4.4	Modelo 3 – Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Binário Composto com Ocorrência Determinística dos Pulsos	69
4.4.1	Descrição	69

4.4.2	Modelo Matemático	69
4.4.3	Função Densidade de Probabilidade	70
4.4.4	Diagrama em Blocos do Simulador	71
4.4.5	Função de Autocorrelação	71
4.4.6	Função de Autocorrelação Média	73
4.4.7	Densidade Espectral de Potência	73
4.4.8	Densidade Espectral de Potência Média	73
4.4.9	Probabilidade de Erro de Bit	73
4.4.10	Gráficos da Probabilidade de Erro de Bit do Modelo 3	74
4.5	Modelo 4 – Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Binário Composto com Ocor- rência Aleatória dos Pulsos	78
4.5.1	Descrição	78
4.5.2	Modelo Matemático	79
4.5.3	Diagrama em Blocos do Simulador	80
4.5.4	Função Densidade de Probabilidade	80
4.5.5	Função de Autocorrelação	81
4.5.6	Função de Autocorrelação Média	83
4.5.7	Densidade Espectral de Potência	83
4.5.8	Densidade Espectral de Potência Média	83
4.5.9	Probabilidade de Erro de Bit	83
4.5.10	Gráficos da Probabilidade de Erro de Bit do Modelo 4	84
4.6	Probabilidade de Erro de Bit para outros Esquemas de Modulação	88
4.7	Conclusões	89
5	Ruído Impulsivo Gaussiano Duplamente Gatilhado Binário	91
5.1	Modelo Geral – Ruído Impulsivo Gaussiano Duplamente Gatilhado Binário	92
5.1.1	Descrição	92
5.1.2	Modelo Matemático	92
5.1.3	Função Densidade de Probabilidade	94
5.1.4	Diagrama em Blocos do Simulador	95
5.1.5	Função de Autocorrelação	95
5.1.6	Função de Autocorrelação Média	98
5.1.7	Densidade Espectral de Potência	98
5.1.8	Densidade Espectral de Potência Média	98
5.2	Outros Modelos	99
5.2.1	Modelo 1	99
5.2.2	Diagrama em Blocos do Simulador	100
5.2.3	Modelo 2	100
5.2.4	Diagrama em Blocos do Simulador	101

5.2.5	Modelo 3	102
5.2.6	Diagrama em Blocos do Simulador	102
5.2.7	Modelo 4	103
5.2.8	Diagrama em Blocos do Simulador	104
5.2.9	Modelo 5	104
5.2.10	Diagrama em Blocos do Simulador	105
5.2.11	Modelo 6	105
5.2.12	Diagrama em Blocos do Simulador	106
5.2.13	Modelo 7	107
5.2.14	Diagrama em Blocos do Simulador	108
5.3	Probabilidade de Erro de Bit em Esquemas de Modulação Digital	109
5.3.1	Probabilidade de Erro de Bit em Esquemas de Modulação Digital BPSK e BFSK	110
5.4	Probabilidade de Erro de Bit para outros Esquemas de Modulação Digital	111
5.5	Análise Numérica dos Resultados	112
5.5.1	Gráficos da Probabilidade de Erro de Bit do Modelo Geral	112
5.6	Conclusões	114
6	Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Multiníveis	117
6.1	Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Multiníveis	117
6.1.1	Descrição	117
6.1.2	Caracterização do Problema	119
6.1.3	Influência do Ruído Impulsivo Gatilhado Multiníveis em Esquemas de Modulação MPAM e MQAM	122
6.2	Ruído Impulsivo Duplamente Gatilhado Multiníveis	128
6.2.1	Descrição	128
6.2.2	Influência do Ruído Impulsivo Duplamente Gatilhado Multiníveis em Esquemas de Modulação MPAM e MQAM	129
6.2.3	Avaliação Numérica da Probabilidade de Erro de Bit	131
6.2.4	Conclusões	136
7	Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado pelos Processos de Poisson e Markov	137
7.1	Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado por um Processo de Poisson	138
7.1.1	Modelo Matemático	138
7.1.2	Caracterização do Sinal Aleatório $C(t)$ Binário	139
7.1.3	Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit para o Sistema MPAM	141
7.1.4	Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit para o Sistema MQAM	141
7.1.5	Avaliação Numérica da Probabilidade de Erro de Bit	143
7.1.6	Caracterização do Sinal Aleatório $C(t)$ Impulsivo Binário	143
7.1.7	Caracterização do Sinal Aleatório $C(t)$ Multiníveis	145

7.2	Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado por um Processo de Markov	146
7.2.1	Modelo do Ruído Impulsivo Gatilhado por um Processo de Poisson . . .	146
7.2.2	Caracterização do Processo Modulante	149
7.2.3	Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit para o esquema de modulação MQAM	151
7.2.4	Avaliação Numérica da Probabilidade de Erro de Bit	154
7.2.5	Conclusões	156
8	Considerações Finais e Perspectivas	158
8.1	Principais Contribuições	159
8.2	Propostas para Continuação da Pesquisa	160
8.3	Publicações Geradas pela Tese	161

Lista de Figuras

4.1	Função amostra do modelo de ruído impulsivo gaussiano gatilhado puro	50
4.2	Função amostra do modelo de ruído impulsivo gaussiano gatilhado composto	51
4.3	Função amostra do modelo de ruído impulsivo gaussiano duplamente gatilhado puro	52
4.4	Função amostra do modelo de ruído impulsivo gaussiano duplamente gatilhado composto	52
4.5	Função amostra do modelo de ruído impulsivo gaussiano gatilhado simples e puro com $C(t)$ determinístico para simular sua ocorrência.	54
4.6	Diagrama em blocos do simulador criado no Simulink [®] utilizado para simular uma amostra do ruído $\eta(t)$	55
4.7	Probabilidade erro de <i>bit</i> P_b em função da relação sinal ruído impulsivo γ_i para diferentes valores de α	60
4.8	Probabilidade de erro de <i>bit</i> P_b em função de α para diferentes valores da relação sinal ruído impulsivo γ_i	60
4.9	Realização do modelo de ruído impulsivo gaussiano gatilhado simples e puro com pulsos aleatórios.	61
4.10	Diagrama em blocos do Simulink [®] utilizado para simular uma amostra do ruído $\eta(t)$	63
4.11	Probabilidade de erro de <i>bit</i> P_b em função de γ_i para $p = 0,5$ e diferentes valores de α	68
4.12	Probabilidade de erro de <i>bit</i> P_b em função de α para diferentes valores de γ_i	69
4.13	Formas de onda ruído impulsivo gaussiano binário composto com ocorrência determinística dos pulsos.	70
4.14	Diagrama em blocos do Simulink [®] utilizado para simular uma amostra do ruído $\eta(t)$	72
4.15	Probabilidade de erro de <i>bit</i> P_b em função de α para diferentes valores de γ_g e $\gamma_i = 10$ dB.	75
4.16	Probabilidade de erro de <i>bit</i> P_b em função de α para diferentes valores de γ_i e $\gamma_g = 10$ dB.	75

4.17	Probabilidade de erro de <i>bit</i> P_b em função de γ_g para diferentes valores de α . . .	76
4.18	Probabilidade de erro de <i>bit</i> P_b em função de γ_g para diferentes valores de γ_i . . .	77
4.19	Probabilidade de erro de <i>bit</i> P_b em função de γ_i para diferentes valores de α e $\gamma_g = 10$ dB.	77
4.20	Probabilidade de Erro de <i>bit</i> P_b em função de γ_i para diferentes valores de γ_g . . .	78
4.21	Formas de onda do ruído impulsivo gaussiano gatilhado composto com ocorrência aleatória dos pulsos.	79
4.22	Diagrama em blocos do Simulink [®] utilizado para simular uma amostra do ruído $\eta(t)$	80
4.23	Probabilidade de erro de <i>bit</i> P_b em função de α para diferentes valores de γ_i . . .	85
4.24	Probabilidade de erro de <i>bit</i> P_b em função de p para diferentes valores de γ_i . . .	85
4.25	Probabilidade de erro de <i>bit</i> P_b em função de γ_g para diferentes valores de γ_i , $\alpha = 0,5$ e $p = 0,5$	86
4.26	Probabilidade de erro de <i>bit</i> P_b em função de γ_i para diferentes valores de p , $\gamma_g = 10$ dB e $\alpha = 0,5$	87
4.27	Probabilidade de erro de <i>bit</i> P_b em função de γ_i para diferentes valores de α , $\gamma_g = 10$ dB e $p = 0,5$	87
4.28	Probabilidade de erro de <i>bit</i> P_b em função de γ_i para diferentes valores de γ_g , $\alpha = 0,5$ e $p = 0,5$	88
5.1	Formas de onda associadas ao ruído impulsivo duplamente gatilhado composto com pulsos e surtos aleatórios.	93
5.2	Diagrama em blocos do Simulink [®] utilizado para simular uma amostra do ruído $\eta(t)$	95
5.3	Formas de onda associadas ao Modelo 1.	100
5.4	Diagrama em Blocos do modelo 1 do Simulink [®] utilizado para simular uma amostra de $\eta(t)$	101
5.5	Formas de onda associadas ao Modelo 2.	101
5.6	Diagrama em blocos do modelo 2 do Simulink [®] utilizado para simular uma amostra de $\eta(t)$	102
5.7	Formas de onda associadas ao Modelo 3.	103
5.8	Diagrama em blocos do modelo 3 do Simulink [®] utilizado para simular uma amostra de $\eta(t)$	103
5.9	Formas de onda associadas ao Modelo 4.	104
5.10	Diagrama em blocos do modelo 4 Simulink [®] utilizado para simular uma amostra de $\eta(t)$	105
5.11	Formas de onda associadas ao Modelo 5.	106
5.12	Diagrama em blocos do modelo 4 do Simulink [®] utilizado para simular uma amostra de $\eta(t)$	106

5.13	Formas de onda associadas ao Modelo 6.	107
5.14	Diagrama em blocos do modelo 6 do Simulink [®] utilizado para simular uma amostra de $\eta(t)$	108
5.15	Formas de onda associadas ao Modelo 7.	109
5.16	Diagrama em blocos do modelo 7 do Simulink [®] utilizado para simular uma amostra de $\eta(t)$	109
5.17	Probabilidade de erro de <i>bit</i> , P_b em função de α do esquema de modulação 64-QAM para $\beta = 0,5$, $p_1 = 0,5$, $p_2 = 0,8$ e $\gamma_g = 15$ dB.	112
5.18	Probabilidade de erro de <i>bit</i> , P_b em função de p_1 do esquema de modulação 64-QAM para $\alpha = 0,5$, $\beta = 0,5$, $p_2 = 0,8$ e $\gamma_g = 15$ dB.	113
5.19	Probabilidade de erro de <i>bit</i> , P_b em função de γ_g do esquema de modulação 64-QAM para $\alpha = 0,5$, $\beta = 0,5$, $p_1 = 0,5$ e $p_2 = 0,8$	113
5.20	Probabilidade de erro de <i>bit</i> , P_b em função de γ_i do esquema de modulação 64-QAM para $\beta = 0,5$, $p_1 = 0,5$, $p_2 = 0,8$ e $\gamma_g = 15$ dB.	114
5.21	Probabilidade de erro de <i>bit</i> , P_b em função de γ_i do esquema de modulação 64-QAM para $\alpha = 0,5$, $\beta = 0,5$, $p_2 = 0,8$ e $\gamma_g = 15$ dB.	115
5.22	Probabilidade de erro de <i>bit</i> , P_b em função de γ_i do esquema de modulação 64-QAM para $\alpha = 0,5$, $\beta = 0,5$, $p_1 = 0,5$ e $p_2 = 0,8$	115
6.1	Formas de onda associadas ao ruído impulsivo gatilhado multiníveis.	118
6.2	Diagrama em blocos do simulador criado no Simulink [®]	119
6.3	Gráficos das diferentes componentes da mistura gaussiana da fdp de $\eta(t)$	122
6.4	Probabilidade de erro de <i>bit</i> , P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores da razão sinal ruído impulsivo.	125
6.5	Probabilidade de erro de <i>bit</i> , P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores da razão sinal ruído impulsivo.	126
6.6	Probabilidade de erro de <i>bit</i> , P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores da razão sinal ruído impulsivo.	127
6.7	Probabilidade de erro de <i>bit</i> , P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores da razão sinal ruído impulsivo.	128
6.8	Função amostra do ruído gaussiano gatilhado multiníveis $\eta(t)$ obtido usando o software Simulink [®]	130
6.9	Diagrama em blocos do simulador feito no Simulink [®] usado para obter a amostra do ruído composto $\eta(t)$	130
6.10	Probabilidade de erro de <i>bit</i> , P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores da razão sinal ruído permanente.	132
6.11	Probabilidade de erro de <i>bit</i> , P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores da razão sinal ruído permanente.	133

6.12	Probabilidade de erro de <i>bit</i> , P_b do esquema de modulação MQAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores de M e para $\gamma_i = 30\text{dB}$	134
6.13	Probabilidade de erro de <i>bit</i> , P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores de γ_i	135
6.14	Probabilidade de erro de <i>bit</i> , P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores de γ_i e difrentes distribuições para $C_1(t)$ e $C_2(t)$	136
7.1	Realização do processo aleatório $\eta(t)$ obtida usando Simulink®.	139
7.2	Probabilidade de erro de <i>bit</i> do esquema de modulação 64-QAM sob o efeito do ruído impulsivo composto $\eta(t)$ para $p = q = 0,5$ e diferentes valores de γ_i	143
7.3	Probabilidade de erro de <i>bit</i> do esquema de modulação 64-QAM sob ruído composto $\eta(t)$ para um sinal aleatório $C(t)$ multiníveis.	146
7.4	Probabilidade de erro de <i>bit</i> do esquema de modulação 64-QAM sob ruído composto $\eta(t)$ para um sinal aleatório $C(t)$ multiníveis.	147
7.5	Probabilidade de erro de <i>bit</i> do esquema de modulação 64-QAM sob	147
7.6	Função amostra do ruído aditivo composto $\eta(t)$ obtido usando Simulink®.	149
7.7	Probabilidade de erro de <i>bit</i> do esquema de modulação 256-QAM sob efeito do ruído impulsivo composto $\eta(t)$ para γ_i fixo e diferentes valores da probabilidade $p_1(t)$ de $C(t)$ estar no estado 1.	155
7.8	Probabilidade de erro de <i>bit</i> do esquema de modulação MQAM sob feito do ruído impulsivo composto $\eta(t)$ para $\gamma_i = 20\text{ dB}$, $p_1(t) = 0.5$ e diferentes valores da ordem da constelação M	155
7.9	Probabilidade de erro de <i>bit</i> do esquema de modulação 64-QAM sob efeito do ruído impulsivo composto $\eta(t)$ para $\gamma_g = 20\text{ dB}$ e diferentes valores de γ_i	156

Lista de Siglas

- ADSL – *Asymmetrical Digital Subscriber Line*
(Linha Digital Assimétrica de Assinante)
- ATSC – *Advanced Television Systems Committee*
(Padrão Norte Americano de Televisão Digital)
- AWGN – *Additive White Gaussian Noise*
(Ruído Gaussiano Aditivo Branco)
- BBC – *British Broadcasting Corporation*
(Corporação Britânica de Radiodifusão)
- BER – *Bit Error Rate*
(Taxa de Erro de *Bit*)
- bit* – *Binary Digit*
(Dígito Binário)
- BFSK – *Binary Frequency-Shift Keying*
(Modulação por Chaveamento de Frequência Binária)
- BPSK – *Binary Phase-Shift Keying*
(Modulação por Chaveamento de Fase Binária)
- BT – *British Telecom*
(Companhia Telefônica Estatal Britânica)
- C/N – *Carrier-to-noise ratio*
(Razão portadora – ruído)
- CW – *Continuous wave*
(Onda Contínua)
- DEP - Densidade Espectral de Potência
- DMT – *Discrete Multitone Modulation*
(Modulação Discreta Multitom)
- DSL – *Digital Subscriber Line*
(Linha Digital de Assinante)
- DT – *Deutsche Telekom*
(Companhia Telefônica Estatal Alemã)
- DTG – *Digital Television Group*

- (Grupo de Televisão Digital)
DTG II – *Digital Television Group II*
(Grupo de Televisão Digital II)
DVB–T – *Digital Video Broadcasting – Terrestrial*
(Padrão Europeu de Televisão Digital – Terrestre)
EM – Eletromagnética
FC – Função Característica
FCP – Função Cumulativa de Probabilidade
fdp – Função Densidade de Probabilidade
FI – Frequência Intermediária
FPGA – *Field-Programmable Gate Array*
(Arranjo de Portas Programáveis em Campo)
G²AWGN – *Gated Gated Additive White Gaussian Noise*
(Ruído Branco Aditivo Gaussiano Duplamente Gatilhado)
GAWGN – *Gated Additive White Gaussian Noise*
(Ruído Branco Aditivo Gaussiano Gatilhado)
HD – *High Definition*
(Alta Definição)
HDTV – *High Definition Television*
(Televisão de Alta Definição)
IEC – *International Electrotechnical Commission*
(Comissão Internacional de Eletrotécnica)
ISDB–T – *Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial*
(Padrão Japonês de Televisão Digital – Terrestre)
ISO – *International Organization for Standardization*
(Organização Internacional de Padronização)
ITU – *International Telecommunications Union*
(União Internacional de Telecomunicações)
LD – *Low definition*
(Baixa Definição)
LDPC – *Low Density Parity Check Code*
(Código de Matriz de Paridade de Baixa Densidade)
LMS – *Least Mean Square*
(Média dos Mínimos Quadrados)
MAP – *Maximum a Posteriori Probability*
(Máxima probabilidade *a posteriori*)
MCM – *Multi-carrier modulation*
(Modulação por Multiportadoras)
MI-SBTVD – Sistema de Modulação Inovadora para o Sistema Brasileiro de TV Digital

-
- ML – *Maximum likelihood*
(Máxima Verossimilhança)
- MNLT – *Memoryless Non-Linear Transform*
(Transformada Não Linear sem Memória)
- MPAM – *M-ary Pulse Amplitude Modulation*
(Modulação em Amplitude M-ária)
- MPEG-2 – *Moving Picture Experts Group-2*
(Grupo de Especialistas em Imagens com Movimento)
- MPSK – *M-ary Phase-Shift Keying*
(Modulação M-ária por Deslocamento de Fase)
- MQAM – *Rectangular M-ary Quadrature Amplitude Modulation*
(Modulação em Quadratura M-ária Retangular)
- NR-MQAM – *Non Rectangular M-ary Quadrature Amplitude Modulation*
(Modulação em Quadratura M-ária Não Retangular)
- NTSC – *National Television System Committee*
(Padrão Norte Americano de Televisão Analógica em Cores)
- OFDM – *Orthogonal frequency-division multiplexing*
(Multiplexação por Divisão de Frequência Ortogonal)
- PAL – *Phase Alternating Line*
(Padrão Alemão de Televisão Analógica em Cores)
- PAPD – *Peak Amplitude Probability Distribution*
(Distribuição de Probabilidade dos Picos de Amplitude)
- PLC – *Power Line Communications*
(Comunicação por Linhas de Alimentação Elétrica)
- QAM – *Quadrature Amplitude Modulation*
(Modulação em Amplitude em Quadratura)
- QPSK – *Quadrature Phase-Shift Keying*
(Modulação em Quadratura por Deslocamento de Fase)
- RF – Radio frequência
- RFID – *Radio-Frequency Identification*
(Identificação por Radiofrequência)
- ROC – *Receiver Operating Characteristic*
(Característica de Operação do Receptor)
- S α S – Alfa Estável Simétrico
- SBTVD-T – (Sistema Brasileiro de Televisão Digital- Terrestre)
- SECAM – *Séquentiel Couleur à Mémoire*
(Padrão Francês de Televisão Analógica em Cores)
- SEP – *Symbol Error Probability*
(Pobabilidade de Erro de Símbolo)

SNF – *Single Frequency Network*

(Rede de Frequência Única)

SNR – *Signal-to-noise ratio*

(Relação Sinal-Ruído)

ToV – *Threshold of Visibility*

(Limiar de Visibilidade)

UHF – *Ultra High Frequency*

(Frequência Ultra Alta)

VDSL – *Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line*

(Linha de Alta Taxa de Bit Digital de Assinante)

VHF – *Very High Frequency*

(Frequência Muito Alta)

Lista de Símbolos

- A – Índice do impulso
 A_m – Amplitude do sinal
 α – Parâmetro de forma da fdp de Weibull
 α – Fração do período da duração dos pulsos em que $C_2(t) = 1$
 α – Expoente que determina a forma da fdp alfa estável simétrica
 β – Fração do período da duração dos surtos em que $C_1(t) = 1$
 β – Parâmetro de escala da fdp de Weibull
 Γ – Relação entre as potências do ruído gaussiano e impulsivo
 Γ – Dispersão da fdp alfa estável simétrica
 γ_g – Razão sinal ruído gaussiano
 γ_i – Razão sinal ruído impulsivo
 γ_{ij} – Taxa na qual um processo aleatório $X(t)$ entra no estado j a partir do estado i
 $C(t)$ – Sinal modulante
 $C_1(t)$ – Sinal modulante dos surtos
 $C_2(t)$ – Sinal modulante dos pulsos
 d – Distância euclidiana entre dois símbolos vizinhos
 δ – Parâmetro de localização da fdp alfa estável simétrica
 Δt_i – Intervalo de tempo entre pulsos
 ΔT_i – Intervalo de tempo entre surtos
 $\delta_i(t)$ – Função delta de Dirac
 E_{av} – Energia média do sinal
 E_b – Energia do *bit*
 E_i – Energia do impulso
 $\eta_g(t)$ – Amplitude do ruído gaussiano
 $\eta_i(t)$ – Amplitude do ruído impulsivo
 $\eta_i(t_i)$ – Amplitude do ruído impulsivo no instante t_i
 $\eta(t)$ – Amplitude do ruído total
 η_0 – Parâmetro de ajuste da fdp do ruído impulsivo
 F – Fator de subtração
 $f_{\Delta t_i}(t)$ – fdp dos intervalos de tempo entre pulsos

- $f_{\eta(t)}(\eta)$ – fdp das amplitudes dos pulsos do ruído total
 $f_{\eta_i(t)}(\eta_i)$ – fdp das amplitudes do ruído impulsivo
 $f_{\tau(t)}(\tau)$ – fdp da duração dos pulsos
 $f_F(f)$ – Função densidade de probabilidade das pseudofrequências
 G – Matriz de probabilidade de transições com impulsos
 $\Phi(k)$ – Função de saída da Cadeia de Markov
 $\Phi(\omega)$ – Função característica de um processo aleatório
 λ – Taxa de ocorrências do processo de Poisson
 μ – Valor médio de uma variável aleatória
 m_k – k -ésimo símbolo do alfabeto 0, 1
 m_l – l -ésimo símbolo do alfabeto 0, 1
 $N_e(t)$ – Número par de ocorrências do processo de Poisson
 $N_{ev}(t)$ – Número de ocorrências do processo de Poisson
 $N_o(t)$ – Número ímpar de ocorrências do processo de Poisson
 N_g – Densidade espectral de potência do ruído gaussiano
 N_i – Número de impulsos
 N_i – Densidade espectral do ruído impulsivo
 N_p – Número de pulsos
 n_k – Ruído no receptor
 ω – Frequência
 P – Matriz de transição de probabilidade da Cadeia de Markov
 P_M – Probabilidade de erro de símbolo dos esquemas de modulação M-ário
 $P(e|\gamma_g)$ – Probabilidade de erro de símbolo dada a relação sinal ruído
 $P_{\tau_i}(t)$ – Pulsos de amplitude unitária com durações τ_i
 P_b – Probabilidade de erro de *bit*
 P_g – Potência do ruído de fundo ou permanente
 $p_{i,j}$ – Probabilidade de transição
 P_i – Potência do impulso
 P_s – Probabilidade de erro de símbolo
 $P_R(t)$ – Pulsos
 $Q(x)$ – Função $Q(x)$
 $\Phi(k)$ – Função de saída da Cadeia de Markov
 $R_{\eta}(\tau)$ – Função de autocorrelação média
 $R_{\eta}(t, \tau)$ – Função de autocorrelação
 $R_{\eta_i}(\tau)$ – Função de autocorrelação do ruído impulsivo
 $R_{\eta_g}(\tau)$ – Função de autocorrelação do ruído gaussiano
 R_d – Taxa de distúrbios
 R_i – Taxa de impulsos
 R_1 – Tempo em que o pulso $P_{R_1} = 1$

-
- R_2 – Tempo em que o pulso $P_{R_2} = 1$
 T_0 – Tempo em que $C(t)$ permanece no estado 0 em um processo de Markov
 $\widehat{R}(\tau)$ – Função de autocorrelação aproximada
 r_k - Símbolo recebido
 s_k – Símbolo transmitido
 $S_\eta(t, \omega)$ – Densidade espectral de potência
 $S_\eta(\omega)$ – Densidade espectral de potência média
 $S_{\eta_i}(\omega)$ – Densidade espectral de potência do ruído impulsivo
 $S_{\eta_g}(\omega)$ – Densidade espectral de potência do ruído gaussiano
 σ – Desvio padrão
 σ^2 – Variância
 σ_g^2 – Variância do ruído gaussiano
 σ_i^2 – Variância do ruído impulsivo
 σ_m^2 – Variância do ruído impulsivo no modelo Classe A de Middleton
 U – Matriz de probabilidade de transição livre de impulsos
 T_1 – Período de duração dos pulsos
 T_2 – Período de duração dos surtos
 T_i – Duração do surto
 t_i – Instantes de ocorrência do impulso
 T_{win} – Tempo de observação (janela)
 τ – Tempo de atraso entre amostras
 τ_E – Tempo efetivo de duração do surto
 τ_i – Duração do pulso
 w – Processo de Weibull
 $\widehat{R}(\tau)$ – Função de autocorrelação aproximada
 Y_g – Relação sinal ruído gaussiano em dB
 Y_i – Relação sinal ruído impulsivo em dB
 z_i – Estado i da Cadeia de Markov

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 Motivação e Relevância

O ruído impulsivo é assunto de interesse de pesquisadores que estudam os sistemas de comunicações digitais. Há necessidade de sua caracterização e classificação com maior exatidão, de forma a obter modelos mais precisos que auxiliem na avaliação de desempenho dos sistemas de comunicações digitais frente à sua presença, bem como no desenvolvimento de novos e mais eficazes métodos de mitigação dos seus efeitos nocivos.

O termo ruído é normalmente utilizado para designar sinais indesejáveis que tendem a perturbar a transmissão e o processamento de sinais em sistemas de comunicação [1]. Nos modelos de sistemas de comunicação digital geralmente se considera a presença do ruído do tipo aditivo gaussiano branco (*Additive White Gaussian Noise* – AWGN) [2]. Ruídos provocados por equipamentos, tais como contatos defeituosos de relés, aparelhos elétricos, irradiação por ignição de automóveis e reatores de lâmpadas fluorescentes e os ruídos naturais e irregulares que podem surgir devido a relâmpagos, tempestades elétricas na atmosfera, ruído intergaláctico ou distúrbios atmosféricos geralmente são de natureza impulsiva [3].

Os ruídos provocados por equipamentos e pelas perturbações devidas às tempestades elétricas na atmosfera não ocorrem continuamente, sendo considerado com amostras de ruído WAGN. Isso faz com que seja muito difícil quantificar os seus efeitos. Na prática esses ruídos são englobados sob o título de ruídos impulsivos. Seus efeitos podem afetar consideravelmente o desempenho dos sistemas de comunicações, particularmente comunicações digitais, mas seu comportamento aleatório faz com que seja muito difícil analisá-los [4].

O interesse pelos efeitos do ruído impulsivo tem crescido principalmente no estudo dos sistemas de TV digital. Apesar do uso de técnicas de processamento como entrelaçamento, codificação e equalização para minimizar os seus efeitos, ainda existem problemas devido a sua presença, tais como, congelamento e fragmentação de imagens. Portanto sua caracterização, classificação e modelagem do ruído é essencial para a proposição de técnicas mais eficientes de atenuação de seus efeitos [2].

O Grupo de Televisão Digital II (*Digital Television Group II* – DTG II) pertencente ao Grupo de Televisão Digital (*Digital Television Group* – DTG) do Reino Unido, liderado pela Corporação Britânica de Radiodifusão – Pesquisa e Desenvolvimento (*British Broadcasting Corporation* – BBC) – *Research and Development*, realizou estudos teóricos e práticos e elaborou um conjunto representativo de formas de onda, obtidas de testes de simulação, para medição do desempenho do padrão Europeu de Televisão Digital – Terrestre (*Digital Video Broadcasting – Terrestrial* – DVB–T). A equipe efetuou análise estatística do ruído impulsivo real, a fim de chegar a um modelo adequado de simulação e realizou um conjunto de medições em laboratório para validar e simplificar o modelo proposto. Essas medidas também foram usadas para avaliar os parâmetros chave utilizados na determinação do desempenho dos sistemas de TV digital quando afetados pelo ruído impulsivo. As fases do trabalho realizado foram captura de dados, análise estatística, modelagem matemática e sua validação e determinação dos principais parâmetros para avaliação do desempenho [5].

Os efeitos do ruído impulsivo também foram estudados no Brasil. Em [6] foram relatados os testes realizados para medir a imunidade ao ruído impulsivo do padrão japonês de televisão digital denominado de Serviço Integrado de Transmissão Digital Terrestre (*Integrated Services Digital Broadcasting – Terrestrial* – ISDB–T). Os testes tiveram como objetivo determinar a capacidade dos receptores de resistir à interferência do ruído impulsivo.

A Universidade Mackenzie realizou testes para medir a robustez dos padrões de televisão digital americano ATSC (*Advanced Television Systems Committee*), europeu (DVB–T) e japonês ISDB–T ao ruído impulsivo. O método de medida teve por objetivo avaliar a degradação de desempenho provocado pela presença de ruído impulsivo no canal digital. Essa degradação foi avaliada pela medição do "limiar de taxa de erro". Foram utilizados como parâmetros a potência do sinal útil modulado na entrada do receptor, medida em dBm, e a taxa de erro de *bit* (*Bit Error Rate* – BER) [7].

Telespectadores familiarizados com os sistemas analógicos de televisão em cores, alemão, PAL (*Phase Alternating Line*), francês, SECAM (*Séquentiel Couleur à Mémoire*) e norte-americano, NTSC (*National Television System Committee*) muitas vezes têm a crença de que os novos padrões de TV digital, tais como DVB e ATSC, são inteiramente imunes a interferências. No entanto, em várias regiões do mundo, a televisão digital faz parte da vida cotidiana e alguns telespectadores que têm acesso às variantes terrestres desses padrões, como a TV no transporte público, já estão familiarizados com os novos termos como bloqueamento e imagens congeladas. É mais correto dizer que o efeito do ruído e interferência em televisão digital é diferente em vez de dizer que há uma ausência total de susceptibilidade a interferências. Empresas como a Rohde & Schwarz desenvolveram equipamentos de testes exclusivamente para medições dos efeitos do ruído impulsivo na televisão digital [8].

O impacto do ruído impulsivo provocado pelos equipamentos nos sistemas de comunicação digital depende de fatores como energia, duração do pulso e intervalo de tempo entre pulsos. O ruído impulsivo pode ter impacto tanto nos estágios de radiofrequência (RF) e

frequência intermediária (FI) e causar variações no controle automático de ganho, perda da portadora, perda de sincronismo e erros nos bits transmitidos [9].

A comparação do desempenho de vários esquemas de codificação para a linha digital assimétrica de assinante (*Asymmetrical Digital Subscriber Line – ADSL*) foi realizada em um ambiente com ruído impulsivo e o ruído impulso foi considerado uma das deficiências causas prejudiciais nos sistemas ADSL, em que sinais de vídeo comprimido são entregues aos clientes residenciais. O ruído impulsivo foi medido nas redes telefônicas alemãs e com base nessas medições e na correspondente modelagem estatística, um modelo de simulação é proposto e suas propriedades são descritas em [10].

Em [11] é apresentada uma estimativa de erros de dados devido à presença do ruído impulsivo em sistemas de linha digital de assinante (*Digital Subscriber Line – DSL*). A análise é baseada em um novo modelo do ruído impulsivo orientado para sistemas DSL derivado de estudos realizados nas redes de telefonia alemã e britânica. Os erros em dados no sistema ADSL são estimados teoricamente por *bit*, símbolo, *byte* e quadro (*frame*). Todas as características relevantes de enquadramento são levadas em conta, como carregar um *bit*, correção de erros e entrelaçamento (*interleaving*). A abordagem apresentada oferece boa aproximação com os resultados da simulação e também pode ser usada para sistemas DSL com altas taxas, denominados VDSL (*Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line*). A linha digital de assinante (DSL) estabeleceu-se como uma tecnologia de acesso de rede de alta velocidade, capaz de entregar serviços multimídia. O ruído impulsivo é um fator limitante no desempenho dos sistemas DSL, por causa dos surtos e da alta potência. Em [12] é apresentado um estudo de uma estrutura de estimativa de erros de dados em ADSL, com base no modelo estatístico do ruído impulsivo orientado para DSL. O modelo incluiu um ruído impulsivo derivado do modelo Bernoulli-Weibull para símbolos e é analisado o desempenho do sistema ADSL.

Em [13] o ruído impulsivo emitido por ondas eletromagnéticas (EM) em canal de muito alta frequência (*Very High Frequency – VHF*), de banda larga, a partir das descargas elétricas, foi medido e caracterizado. Primeiro, a reprodutibilidade da onda EM é confirmada por cálculo de suas correlações cruzadas. Em seguida, a análise estatística é realizada para as amplitudes e intervalos de tempo entre pulsos das EM recebidas. Para os dados medidos, foi verificado que as distribuições de probabilidade da amplitude e do intervalo de tempo entre pulsos seguem distribuições normal e exponencial, respectivamente. A partir das características de banda larga das ondas EM impulsivas, um modelo matemático de ondas EM emitidas a partir das descargas elétricas é desenvolvido no domínio do tempo. O trabalho foi realizado nas bandas de frequências atribuídas para aos sistemas comunicação na indústria japonesa que são 80 MHz, 150 MHz e 400 MHz.

Estudos dos efeitos do ruído impulsivo em sistemas de identificação por radiofrequência (*Radio Frequency Identification – RFID*) são apresentados em [14]. Um sistema RFID de acordo com a norma ISO / IEC 14443 tipo-B é avaliado na presença de ruído impulsivo. Esse sistema de comunicação em tempo real operava em 13,56 MHz e foi interferido em um ambiente

controlado por diferentes surtos de transientes variando o seu nível, frequência e duração. Os surtos de interferência foram aplicados em um fio próximo ao sistema de alimentação principal e o efeito sobre o sistema de comunicação digital foi avaliado usando dois métodos diferentes. O primeiro foi observar diretamente um equipamento RFID na presença de sinais transitórios e o segundo foi capturar a interferência no domínio do tempo. Foi avaliado o seu efeito por meio de simulação. O sistema RFID afetado por esses ruídos transitórios sofre diferentes tipos de erros. É mostrado que é essencial medir e avaliar os fenômenos transitórios no domínio do tempo para assegurar que o sistema RFID não tenha problemas de sensibilidade.

Em [15] é apresentado o estudo do problema de detecção de alvos em radares de ruído em onda contínua, na presença de ruído impulsivo externo. Radares de ruído usam onda aleatória ou pseudoaleatória como um sinal de som. O Receptor com correlação clássica usado nesses radares é ideal para o ruído exterior modelado pela distribuição gaussiana. Se o ruído externo tem distribuição diferente da gaussiana, por exemplo ruído impulsivo, o desempenho da detecção é degradada. A fim de restaurar a sensibilidade perdida devido ao ruído impulsivo, um método robusto foi proposto. Nesse método, uma função não linear foi aplicada ao sinal a fim de remover os valores extremos.

Pôde-se verificar na literatura que o estudo do ruído impulsivo é assunto atual que preocupa os estudiosos dos sistemas de comunicações digitais e abrange várias áreas do conhecimento desde sistemas DSL, RFID, Radares, Sistemas de Comunicação sem Fio, Redes de Sensores sem Fio, Equipamentos Médico-Hospitalares e Televisão Digital. Esforços têm sido feito para compreensão desse fenômeno de forma a obter uma descrição matemática mais adequada com o intuito de desenvolver técnicas de mitigação dos efeitos nocivos causados em tais sistemas.

1.2 Objetivos da Tese

Esta tese tem como objetivo principal o estudo e a apresentação de novos modelos do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) e duplamente gatilhado (G^2 AWGN) bem como a avaliação do desempenho de diversos esquemas de modulação digital afetados pela sua presença.

1.2.1 Principais Contribuições

As principais contribuições desta tese são descritas a seguir:

- A análise matemática de novos modelos de ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) e duplamente gatilhado (G^2 AWGN) binários e avaliada a influência desses modelos em esquemas de modulação digital. Essa avaliação foi obtida pelo cálculo da probabilidade e erro de *bit* e foram obtidas novas expressões da probabilidade de erro de *bit* para alguns esquemas de modulação digital: Modulação Binária por Deslocamento de Frequên-

cia (*Binary Frequency-Shift Keying* – BFSK), Modulação Binária por Deslocamento de Fase (*Binary Phase Shift Keying* – BPSK), Modulação em Quadratura por Deslocamento de Fase (*Quadrature Phase-Shift Keying* – QPSK), Modulação M-ária por Amplitude de Pulso (*M-ary Pulse Amplitude Modulation* – MPAM), Modulação M-ária por Deslocamento de Fase (*M-ary Phase-Shift Keying* – MPSK), Modulação M-ária em Amplitude por Quadratura Retangular (*Rectangular M-ary Quadrature Amplitude Modulation* – MQAM) e Modulação M-ária em Amplitude por Quadratura Não Retangular (*Non Rectangular M-ary Quadrature Amplitude Modulation* – NR-MQAM);

- Utilização do processo aleatório modulante $C(t)$ para representar a ocorrência aleatória do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) e duplamente gatilhado (G^2 AWGN) nos sistemas de comunicação digital. O uso do sinal $C(t)$ modulante permitiu determinar a função densidade de probabilidade do ruído total $\eta(t)$ a partir das propriedades de soma e produto de variáveis aleatórias;
- Foram obtidas novas expressões para a função densidade de probabilidade, função de autocorrelação e densidade espectral da potência para os novos modelos (GAWGN) e (G^2 AWGN) binários;
- Obtenção de novas expressões modelos do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) e duplamente gatilhado (G^2 AWGN) multiníveis;
- Foram obtidas novas expressões para a função densidade de probabilidade, função de autocorrelação e densidade espectral de potência para os novos modelos (GAWGN) e (G^2 AWGN) multiníveis;
- Análise de desempenho de esquemas de modulação na presença do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) e duplamente gatilhado (G^2 AWGN) multiníveis e obtida novas expressões para a probabilidade de erro de *bit* para vários esquemas de modulação quando afetados por estes tipos de ruído;
- Novos modelos do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) por um processo de Poisson;
- Análise de desempenho de esquemas de modulação na presença do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) por processo de Poisson e obtida novas expressões para a probabilidade de erro de *bit* para vários esquemas de modulação quando afetados por estes tipo de ruído;
- Obtenção de modelos do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) por um processo de Markov;

- Análise de desempenho de esquemas de modulação na presença do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) por processo de Markov e obtida novas expressões para a probabilidade de erro de *bit* para os esquemas de modulação MQAM quando afetados por estes tipo de ruído;
- Implementação de simuladores desenvolvidos no Simulink[®] para permitir a geração de amostras do ruído impulsivo obtidas a partir dos modelos propostos.

1.3 Organização da Tese

Esta tese está organizada da seguinte forma:

- Um breve histórico dos modelos e técnicas de mitigação do ruído impulsivo em vários sistemas de comunicações digital, bem como sua classificação e conceitos, são apresentados no Capítulo 2;
- Modelos de ruído impulsivo utilizados em PLC, Sistemas de comunicação sem fio, DSL e TV digital são descritos no Capítulo 3;
- No Capítulo 4 são descritas as equações matemáticas de quatro modelos de ruído impulsivo AWGN gatilhado (GAWGN), os dois primeiros são puros, ou seja, são gerados apenas por uma fonte de ruído AWGN enquanto os dois últimos são compostos, ou seja, há a presença permanente de outra fonte de ruído AWGN no sistema que se soma à primeira. É apresentada uma análise de desempenho do receptor ótimo com critério de máxima probabilidade *a posteriori*.
- No Capítulo 5 oito modelos do ruído impulsivo do tipo gaussiano duplamente gatilhado (G^2 AWGN) são estudados, sendo que o primeiro modelo é geral e a partir dele são obtidos outros sete modelos mais simples, dependendo da escolha adequada dos parâmetros. Também são obtidas novas expressões para a probabilidades de erro de *bit* devido a presença do ruído G^2 AWGN para os esquemas BFSK, BPSK, QPSK, MPAM, MPSK, MQAM e NR-MQAM, usando o receptor ótimo com critério de máxima probabilidade *a posteriori* (*Maximum a Posteriori Probability* – MAP).
- No Capítulo 6 são apresentados os modelos do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) e duplamente gatilhado (G^2 AWGN) multiníveis e o cálculo de desempenho para alguns esquemas de modulação MPAM e MQAM afetados por esses modelos.
- Os modelos do ruído gatilhado controlado pelo processo de Poisson e Markov são desenvolvidos no Capítulo 7 e é feita uma análise matemática do desempenho do receptor ótimo com critério de máxima probabilidade *a posteriori* para esquemas de modulação MQAM.

- No Capítulo 8 são apresentadas as considerações finais, um resumo das principais contribuições e as sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

Ruído Impulsivo

O estudo do ruído impulsivo continua sendo de interesse em várias áreas da comunicação digital, podendo-se dizer que a sua caracterização, classificação e modelagem constituem uma etapa de fundamental importância para o desenvolvimento de técnicas que possam mitigar os efeitos nocivos causados pela sua presença em tais sistemas. Este capítulo é dividido em três seções. A primeira seção se refere aos principais modelos, classificação e caracterização do ruído impulsivo nos principais sistemas de comunicação digital encontrados na literatura. A segunda seção apresenta um breve histórico dos métodos de mitigação utilizados em sistemas de comunicação e a terceira seção descreve os principais estudos do ruído impulsivo direcionados ao Sistema Brasileiro de Televisão Digital Terrestre – SBTVD-T. A ideia principal é dar uma visão geral dos modelos e métodos de mitigação do ruído impulsivo utilizados em diversos sistemas de comunicação.

2.1 Modelos, Características e Classificação do Ruído Impulsivo

Os trabalhos encontrados na literatura sobre o ruído impulsivo remontam aos anos 1950. Em [16] três modelos foram considerados: (I) sem sobreposição de impulsos e periódico, (II) sem sobreposição de impulsos e não periódico, encontrados na operação de servomecanismo e técnicas de comunicação chaveadas e (III) o ruído de Poisson, que consiste na superposição de impulsos elementares independentes e de ocorrência aleatória.

As distribuições de probabilidade da amplitude do ruído impulsivo foram avaliadas de acordo com modelos de ruído de Poisson. Um exemplo representativo desse tipo de ruído é o ruído atmosférico. A distribuição espacial das fontes de ruído também foi levada em conta e as distribuições de probabilidade foram calculadas de acordo com as duas típicas distribuições espaciais: os casos discreto e contínuo [17].

Um modelo simplificado das fontes de ruído impulsivo que afetam receptores de banda estreita e a comparação dos resultados teóricos com os modelos empíricos foram obtidos em

[18]. O desempenho dos sistemas de comunicações binários e m -ários, coerentes e não coerentes que operam com ruído atmosférico impulsivo na faixa de RF, foram estudados em [19].

Análise das medições do ruído impulsivo dentro de vários edifícios de escritórios e lojas, utilizando um receptor operando em 918 MHz, 2,44 GHz e 4,0 GHz, com uma banda passante de 40 MHz e antenas omnidirecionais e direcionais, realizadas para investigar as características e as fontes de ruído em canais de RF *indoor*. As análises estatísticas das medições foram apresentadas na forma de distribuições de probabilidade de amplitude, da duração de pulso e tempo entre pulsos. Essas análises indicam que as fotocopiadoras, impressoras (impressoras de linha e caixa registradora impressoras de recibo), elevadores e fornos de micro-ondas são importantes fontes de ruído impulsivo em ambientes de escritórios e comercial [20].

O impacto que sistemas móveis terrestres e de comunicações pessoais sofrem foi apresentado em com a presença de fontes de ruído intencional e não intencional produzidas pelo ser humano foi apresentado em [21] e foi concluído que as principais fontes que causam os problemas mais significativos são geradas pelos sistemas de ignição de automóveis, sempre presentes no meio ambiente onde transceptores operam.

A equivalência entre o modelo do ruído impulsivo Bernoulli–Gauss no domínio do tempo discreto com o modelo em tempo contínuo de Poisson, escritos em termos de funções delta de Dirac com amplitudes como a distribuição de Rayleigh foi demonstrada em [22]. Essa equivalência foi usada para desenvolver uma expressão para a probabilidade de erro de *bit* do esquema de modulação de amplitude em quadratura (*Quadrature Amplitude Modulation* – QAM), diferente de trabalhos anteriores nessa área, que exigiam a avaliação da série truncada de Fourier-Bessel. Além disso, o desempenho da modulação multiportadora (*Multi-Carrier Modulation* – MCM) também foi analisado usando o mesmo modelo para o ruído impulsivo e foi mostrado que na maioria dos casos a MCM tem melhor desempenho do que sistemas de uma única portadora, especialmente quando a probabilidade de ocorrência do impulso não é muito alta e a potência do impulso é moderada.

Em [23] foi considerada a detecção e a estimação do ruído impulsivo correlacionado. O ruído não gaussiano impulsivo foi modelado como a soma de dois processos lineares: uma parte nominal (permanente) e uma parte impulsiva (não permanente). Esse modelo admitiu surtos correlacionados impulsivos duradouros com muitas amostras de dados. A identificação do modelo de ruído foi estabelecida com cumulantes de quarta e segunda ordem.

Desde 1998, a Universidade Mackenzie realizou trabalhos em campo para medir a robustez aos efeitos do ruído impulsivo dos sistemas ATSC, DVB – T e ISDB – T, na cidade de São Paulo, para avaliar a degradação de desempenho provocado pela presença de ruído impulsivo no canal digital. Essa degradação foi avaliada pela medição do limiar da taxa de erro [24].

A pesquisa apresentada em [25] decorre de um estudo sobre medição e caracterização do ruído impulsivo em banda larga presente em um canal de TV digital. As medições foram re-

alizadas na frequência de 762 MHz em diferentes ambientes externos e internos usando antenas com polarização vertical e horizontal.

Em [9] é apresentado um relatório do trabalho realizado para a Agência de Radiocomunicações do Reino Unido, a respeito do impacto global do ruído provocado pelo ser humano sobre os sistemas de comunicação digital. A abordagem matemática do ruído artificial, que é principalmente de natureza impulsiva, foi delineada e o conceito de utilização de *wavelets* para caracterizar impulsos individuais foi introduzido. Modelos de ruídos artificiais e os dados disponíveis, quer na União Internacional de Telecomunicações (*International Telecommunications Union – ITU*), ou de outras fontes, foram analisados e suas limitações destacadas.

A classificação e análise estatística do ruído impulsivo medido no interior em residências, na distribuição de energia elétrica de baixa tensão, foi realizada em [26]. Foram propostas funções de distribuição empíricas do ruído impulsivo adequadas aos resultados experimentais obtidos. A distribuição de Weibull para a caracterização e a distribuição gaussiana das amplitudes, das pseudofrequências e da duração dos pulsos e a distribuição normal para a fdp do intervalo entre pulsos foram propostas. Tais distribuições funções foram usadas em uma ferramenta de simulação para otimizar o sistema de transmissão de dados em linhas de alimentação de energia elétrica PLC – (*Power Line Communications*)[26].

Em [12] foi proposto um método para simular os impulsos com as devidas características estatísticas de amplitude, densidade espectral de potência e tempo entre ocorrências dos impulsos. As estatísticas utilizadas para desenvolver os parâmetros do modelo foram baseadas em medidas obtidas a partir de observações do ruído impulsivo em as redes de telefonia das companhias telefônica britânica (*British Telecom – BT*) e alemã (*Deutsche Telekom – DT*).

Em [27] Foi desenvolvido em [27] um modelo estatístico do comportamento no tempo do ruído impulsivo baseado em cadeia de Markov particionada, apropriada para aplicação por computador de simulações de sistemas de comunicações.

Alguns dos principais aspectos do canal de radiodifusão de TV Digital foram abordados em [28], incluindo as características estatísticas ruído impulsivo e de desvanecimento. Essas características foram levadas em consideração durante a fase de concepção do Sistema de Modulação Inovadora para o Sistema Brasileiro de Televisão Digital (MI-SBTVD) e tiveram influência na escolha dos esquemas de codificação de canal e de entrelaçamento temporal, bem como no projeto do esquema de diversidade de transmissão e no desenvolvimento dos procedimentos de teste do MI-SBTVD.

A interferência do ruído impulsivo nos canais PLC, gerado por equipamentos elétricos, foi analisada em [29] e introduzido o ruído tipo Classe-A de Middleton em um modelo estatístico de ambiente com ruído impulsivo. Foram utilizados códigos de verificação de paridade de baixa densidade (*Low Density Parity Check – LDPC*) e códigos de produto da soma para decodificação em canais com ruído aditivo branco gaussiano (*Additive White Gaussian Noise – AWGN*). Foi proposto um produto da soma de decodificação, que é adequado para canais

AWGN e mostrado o desempenho, em termos da taxa de erro de *bit* (*Bit Error Rate* – BER), da decodificação do produto da soma.

Foram investigados em [13] as características das ondas eletromagnéticas provenientes de diferentes fontes num em um canal VHF. A atenção foi concentrada em ondas eletromagnéticas provenientes de descargas elétricas atmosféricas. Primeiro, por meio do cálculo da correlação cruzada entre pulsos, a reprodutibilidade das ondas eletromagnéticas foi confirmada. Um dos principais resultados obtido é que os seus espectros de frequência são dependentes das fontes de descarga. Em seguida, a análise estatística foi realizada para a amplitude e o tempo entre ocorrências dos pulsos recebidos. A partir da análise, foi concluído que a função densidade de probabilidade da amplitude e do tempo entre ocorrências de pulsos seguem distribuições normal e exponencial, respectivamente. Na maioria anteriores dos trabalhos anteriores, as medições foram realizadas em situações práticas em que existe um número desconhecido de fontes. Então, a amplitude e o tempo entre ocorrências dos pulsos não seguiam distribuições particulares. Uma das principais razões poderia ser atribuída ao número de fontes existentes em torno do local de medição. Foi concluído [13] que a amplitude e o tempo entre ocorrências de ondas eletromagnéticas emitidas a partir de cada fonte podem seguir distribuições particulares. Outro resultado importante obtido nesse trabalho foi que a intensidade do ruído impulsivo depende da frequência. Tendo em conta as características em frequência do ruído impulsivo, foi desenvolvido um modelo de ruído impulsivo no domínio do tempo. O modelo foi representado por uma fórmula simples analítica com três parâmetros que podem ser determinados a partir de medições. Esses resultados podem ser úteis em projetos de sistemas de comunicação.

Em [30] foi detectado que um dos problemas encontrados na medição do ruído impulsivo era como distinguir esse tipo de ruído do ruído gaussiano. Geralmente, um limiar é usado para determinar a diferença. O problema é que um limiar alto perde pulsos de baixa amplitude, enquanto um limiar baixo inclui amostras do ruído gaussiano como sendo ruído impulsivo. Os resultados de um novo procedimento de medição de ruído impulsivo de rádio em ultra alta frequência (*Ultra High Frequency* – UHF) foram apresentados com a particularidade de que os dados foram obtidos na polarização horizontal e vertical simultaneamente. Uma polarização foi usada para determinar a presença de ruído impulsivo e assim a análise pode ser realizada considerando a outra polarização. Medições foram feitas em quatro locais diferentes nos canais de TV UHF de 800 MHz com uma largura de banda de 10 MHz e realizada a demodulação das componentes em fase e em quadratura em cada polarização. Quando os ambientes eram constituídos por variadas e dispersas fontes de ruído impulsivo, as polarizações horizontal e vertical mostraram comportamento estatístico similares. Entretanto, as emissões horizontal e vertical podem ser diferentes quando uma única fonte é medida individualmente. A função densidade de probabilidade (fdp) e a função de distribuição cumulativa de probabilidade das amplitudes (FCP) encontradas nos locais de medição levaram à conclusão de que o modelo que representa melhor os resultados é o lognormal.

Foi determinado [31] o desempenho dos sistemas de comunicação em canais prejudicados pelo ruído impulsivo do tipo markoviano-gaussiano. Primeiro foi abordada a questão do ponto de vista da teoria da informação, mostrando que a taxa de informação de tais sistemas melhora quando a memória do canal se torna mais significativa. A partir desses resultados, foi descrito um esquema de detecção capaz de explorar o canal com memória. O sistema proposto mostrou um desempenho significativamente melhor do que o regime convencional que negligencia o canal com memória.

Em [32] foram apresentados os efeitos do ruído e interferência em uma faixa de frequência entre 100 kHz e 3 GHz. Foram realizadas medidas de intensidade dos campos eletromagnéticos do ruído impulsivo em vários locais como laboratórios de informática, estações de TV e hospitais. Os resultados das medições foram aplicados em um modelo matemático e foi verificado que a função de distribuição de probabilidade das amplitudes, derivada a partir das medições, pode ser descrita por um modelo Classe-A de Middleton.

Outra abordagem interessante foi realizada em [33] de forma inovadora, a modelagem aplicada a ruídos impulsivos que foram estudados diretamente nas saídas das fontes. O ruído no receptor foi considerado como sendo o modelo de ruído na fonte filtrado pela rede elétrica.

2.2 Métodos de Mitigação dos Efeitos Nocivos do Ruído Impulsivo

Em [34] foram apresentadas técnicas de codificação projetadas especificamente para sistemas de modulação multiportadora para mitigar os efeitos do ruído impulsivo. Foi explorada a atenuação do ruído impulsivo pelo uso de várias técnicas concebidas especificamente para um sistema de modulação discreta multitom (*Discrete Multitone Modulation – DMT*). A atenção foi dirigida para aplicação em ADSL. Porém, com pequenas variações, as técnicas desenvolvidas nesse trabalho podem ser estendidas e aplicadas a outros cenários com altas taxas de transmissão, em que distúrbios de curta duração e de grande magnitude estejam presentes. Foi identificado que a melhor abordagem para a redução do ruído impulsivo na DMT envolve uma combinação de proteção contra erros com decisão suave e abrupta.

Em [35] foi descrita uma abordagem de processamento de imagem digital em tempo real para cancelar danos devido ao ruído impulso em transmissão de televisão. O algoritmo identifica o ruído impulso e, posteriormente, o corrige. A principal diferença entre essa abordagem e outros métodos existentes são os procedimentos de identificação de um único impulso e a filtragem tridimensional. Além disso, uma placa de processamento em tempo real foi construída para demonstrar o algoritmo.

Em [36] outro método é apresentado. As amostras corrompidas pelo ruído impulsivo são reconstruídas usando redundância da banda de guarda no domínio da frequência. É usado um algoritmo de processamento de sinal para cancelamento do ruído impulsivo no canal de

comunicação com multiplexação por divisão de frequência ortogonal (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* – OFDM). Para detectar o ruído impulsivo e determinar a sua posição dentro do símbolo, uma combinação de análise do espectro e da potência sobre o sinal recebido é utilizada. O método proposto utiliza a redundância no domínio da frequência para estimar as amostras corrompidas pelo ruído impulsivo. Estimativas das amostras são combinadas com as amostras não corrompidas e a estimativa da informação digital é extraída dessa combinação.

Em [37] foi salientado que na multiplexação OFDM técnica usada no DVB-T e em muitas outras aplicações modernas, a duração do símbolo OFDM oferece vantagem na presença de ruído impulsivo fraco porque a energia do ruído impulsivo é distribuída entre as subportadoras transmitidas simultaneamente. Foi constatado também que essa vantagem se transforma em uma desvantagem se o ruído impulsivo tiver uma energia superior a determinado limiar. Foi proposto um algoritmo de supressão de ruído impulsivo em receptores OFDM. Como os métodos tradicionais de supressão de ruído impulsivo são implementados no domínio do tempo, antes da demodulação OFDM, o algoritmo proposto compensa o ruído impulsivo no domínio da frequência após a demodulação OFDM e a equalização do canal. O método foi aplicado ao sistema DVB-T e seu desempenho foi estudado por meio de simulação em computador.

Embora as técnicas de modulação multiportadora sejam inerentemente mais resistentes ao ruído impulsivo do que os sistemas com uma única portadora, o ruído impulsivo pode ser ainda um problema significativo em muitas aplicações, incluindo a televisão digital. Um conjunto de algoritmos utilizados na atenuação do ruído impulso foram investigados. Eles usam o processamento não linear sobre os sinais digitais de entrada limitando a amplitude dos impulsos que atingem o demodulador. Foi mostrado que, quando o ruído na entrada é altamente impulsivo, uma redução significativa na relação sinal-ruído pode ser alcançada. Nesse caso foi mostrado que o corte não linear das amostras de grandes amplitudes do sinal de entrada é mais eficaz. Em [38] foi utilizado processamento não linear na entrada de um receptor OFDM para reduzir o efeito do ruído impulso. O efeito das transformações não lineares foram analisadas utilizando o Teorema de Bussgang. As simulações foram realizada para duas formas diferentes de ruído impulsivo: Middleton Classe A e gaussiano para diversas não linearidades. Os resultados mostraram que para ruído muito impulsivo uma melhoria de cerca 3 dB na SNR pode ser alcançada. Para as situações simuladas, a não-linearidade ideal foi uma operação de ceifamento (*clipping*) nas amplitudes das amostras do sinal de entrada. Ceifamento com base nas componentes real e imaginária melhora 1dB, mas pode ser mais fácil de implementar na prática.

Em [39] foram utilizadas técnicas iterativas de processamento "turbo". Exemplos dessas técnicas são a decodificação turbo, a equalização turbo e a detecção multiusuário turbo. Foi considerada a aplicação de códigos turbo para ambientes com ruído branco impulsivo. Ruído impulsivo tem uma característica não gaussiana e é encontrado em alguns canais sem fio, devido a fenômenos impulsivos de interferência de radiofrequência. Também ocorre nas linhas de alimentação elétrica e na comunicação de sistemas digitais DSL. Foi definido o conceito de detector e decodificador turbo, derivado da equalização turbo. Foi estudado um novo algo-

ritmo de decisão dirigida a mitigação do ruído impulso em [40], foram feitas ambas as análises matemática por simulações dos parâmetros do sistema DVB-T. Nesse algoritmo a componente do ruído em cada amostra de entrada recebida é calculada com base nas decisões preliminares sobre os dados transmitidos. Quando a estimativa é grande o suficiente, indicando que o ruído impulso está presente na amostra, a componente do ruído estimado é subtraída da amostra de entrada antes da demodulação final. Essa técnica tem se mostrado extremamente eficaz em canais com desvanecimento plano. Foi analisada a aplicação em canais com desvanecimento seletivo. A melhor combinação de fatores de ponderação para as estimativas do ruído das subportadoras sujeitas a diferentes desvanecimentos foi calculada. Os resultados da simulação foram apresentados para canais Rayleigh e Ricean e foi mostrado que a técnica empregada pode reduzir a taxa de erros devido ao ruído impulsivo.

O desempenho da transmissão multiportadora de espectro espalhado (*spread spectrum*) na presença do ruído impulsivo foi estudado em [41]. No esquema considerado, o sinal de espalhamento é implementado pela transformação de Walsh-Hadamard, enquanto a modulação multiportadora é baseada na multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM). A fórmula da probabilidade de erro de símbolo do sistema de transmissão com modulação QAM foi avaliada. Resultados teóricos e simulações mostraram que o ruído impulsivo tem efeitos significativamente diferentes sobre os símbolos individuais em uma sequência de dados transmitida simultaneamente. Esses efeitos dependem do espalhamento de Walsh, do código atribuído à cada símbolo e deve ser tida em conta na estratégia de redução de ruído.

A otimização de receptores de TV Digital baseados em OFDM, com avaliação de desempenho em redes de retransmissão em frequência única (*Single Frequency Network – SFN*) foi tratada em [42]. Tal ambiente facilita a distribuição de canais, porém possui características que dificultam o trabalho do receptor. Foi tratado, inicialmente, o projeto de filtros canceladores de elos de realimentação em estações retransmissoras, que ocorrem quando a antena de transmissão interfere na antena de recepção. Um novo filtro, baseado em técnicas que utilizam informação temporal foi proposto. Novas propostas foram feitas para as partes de sincronismo, estimação e equalização de canal, e codificação/decodificação. Uma técnica derivada da teoria de reconhecimento de padrões foi aplicada com a finalidade de diminuição da complexidade do processo de sincronismo temporal. Um sistema de estimação de canal 2D e equalização adaptativa, usando a média dos mínimos quadrados (*Least Mean Square – LMS*), foi comparado com técnicas clássicas da literatura e um ganho significativo foi encontrado. Como novo esquema de codificação e decodificação, foi proposto um esquema iterativo, baseado em códigos turbo, com número reduzido de iterações. Tal código melhorou o desempenho do sistema em relação ao uso combinado dos decodificadores Viterbi e Reed Solomon. Todas as propostas foram combinadas para avaliar o desempenho do receptor diante de condições típicas de SFN e multicaminhos que ocorrem em recepção de TV.

Em [43] foi investigado a robustez do sistema DVB-T ao ruído impulsivo causado por ignições de automóveis ou vários equipamentos elétricos residenciais. Esse sistema apresen-

tou baixo desempenho na recepção na presença de ruído impulsivo principalmente quando são usadas grandes constelações para altas taxas de dados. Foi descrito um novo método para compensar os efeitos indesejáveis do ruído impulsivo em OFDM. O método utiliza um canal piloto para estimação e cancelamento do ruído impulsivo. Os resultados mostraram que o desempenho do sistema foi melhorado usando essa técnica. Também foi apresentado um simples e prático método para detecção de ruído impulsivo em surtos.

Em [44] foi observado que o ceifamento da amplitude é uma das formas de combater os efeitos do ruído impulsivo na transmissão de dados. A fim de lidar com a determinação do limiar empírico, foi utilizada a análise da curva característica de operação do receptor (*Receiver Operating Characteristic* – ROC) para derivar uma expressão de forma fechada do limite ideal. Foi mostrado que a análise da ROC também corresponde a um critério de máxima verossimilhança (*Maximum Likelihood* – ML). Então a eficiência da operação de ceifamento com base nessa decisão ML avaliada em canais de linhas de energia elétrica. Além disso, um regime de adaptação foi proposto para mitigação automática dos efeitos do ruído impulsivo sobre esses canais. O processo de adaptação consiste em estimar os parâmetros do ruído impulsivo e atualizar o limiar de ceifamento por otimização ML.

Um novo método para a remoção de ruído impulsivo de sinais DVB-T foi apresentado em [45]. O método foi baseado em pesquisa anterior que demonstra a existência de correlação entre as componentes de polarização horizontal e vertical do campo elétrico do ruído impulsivo. Isso tornou possível prever a presença de ruído impulsivo em uma componente da polarização e acompanhamento do nível de amplitude na outra. O desempenho do método foi demonstrado com a realização de algumas simulações em um sistema DVB-T. Os resultados mostraram que o efeito do ruído impulsivo sobre a taxa de erro de *bit* pode ser quase totalmente eliminado, mesmo com pulsos de alta potência.

O problema de detecção de alvos por meio de onda contínua ruidosa na presença de ruído impulsivo externo foi estudado em [15]. Esse tipo de radar usa onda aleatória ou pseudoaleatória como um sinal sonoro. A correlação utilizada no receptor do radar de ruído é ideal para o ruído exterior, com distribuição de Gauss. Se o ruído externo tem uma distribuição diferente da de Gauss, como o ruído impulsivo, o desempenho da detecção é degradado. A fim de restaurar a sensibilidade perdida devido ao ruído impulsivo, um método robusto foi proposto []. No método, uma função não linear é aplicada ao sinal a fim de remover os valores discrepantes.

2.3 Estudos do Ruído Impulsivo no SBTVD

Os resultados dos testes e procedimentos de medição realizados principalmente em laboratórios para investigar o grau de imunidade da recepção de TV digital na presença de ruído impulsivo foi comentada em [46]. Foi comparada a imunidade a esse tipo de ruído fornecida pelos padrões ATSC, DVB-T e ISDB-T. Os testes de campo na cidade de São Paulo mostraram uma quantidade elevada de locais nos quais há considerável degradação no sinal de TV causada

pelo ruído impulsivo. Estudos anteriores não refletiam a realidade do efeito do ruído impulsivo encontrada nas cidades brasileiras. Nessas circunstâncias surgiu a necessidade de simular condições de interferência causada por motores de ignição, secadores de cabelo e liquidificadores em laboratório. Os testes de laboratório utilizaram um gerador de ruído impulsivo construído especialmente para simular o ruído de ignição, mas foi mostrado igualmente satisfatório em outros tipos de ruído impulsivo.

A Melhoria do desempenho do sistema DVB-T, obtido pelo uso de um entrelaçador temporal (*time interleaving*) aplicado em ambientes sujeitos ao ruído impulsivo, foi proposto em [47]. O desempenho foi avaliado em termos de taxa de erro de *bit* para comprimentos de entrelaçamento de 0 ms, 100 ms e 200 ms. Os resultados foram comparados com o padrão DVB-T, avaliados em canal com ruído impulsivo e com multipercurso combinado com o ruído impulsivo. Os resultados da simulação mostraram que o entrelaçamento com o tempo de 100 ms melhorou significativamente o desempenho geral do sistema. Os resultados foram obtidos aplicando um intercalamento apropriado, após o mapeador do DVB-T.

Desde 2000 a Universidade Presbiteriana Mackenzie vinha realizando testes de laboratório e de campo para avaliar o desempenho dos sistemas atuais de TV digital, com o objetivo de proporcionar apoio à decisão do governo brasileiro sobre o padrão a ser adotado. Foi apresentado em [48] resultados desses testes aplicados ao sistema ISDB-T. Inicialmente os testes foram feitos usando um protótipo da primeira geração de *set-top box* do ISDB-T. Quando as transmissões de TV digital começaram no Japão, em novembro de 2003, os testes brasileiros foram repetidos utilizando novos *set-boxes* comerciais. Os principais testes realizados em 2000 foram: medição da relação portadora-ruído (*carrier-to-noise ratio* – C/N), o comportamento do sinal com multipercurso, efeito Doppler e imunidade ao ruído impulsivo. Em 2003 e 2004 esses testes foram repetidos, utilizando novos receptores para analisar a evolução do sistema.

Em 2005, o governo brasileiro apoiou consórcios de pesquisa a fim de desenvolver um sistema de televisão digital avançado empregando as mais recentes tecnologias na transmissão multimídia. Uma das propostas para a camada física do sistema foi denominada de Modulação Inovadora do Sistema Brasileiro de TV Digital (MI-SBTVD). O projeto MI-SBTVD inclui códigos corretores de erros de alto desempenho, transmissão em diversidade espacial e demodulação multiportadora. Em [49] foi apresentado um panorama do sistema de modulação inovadora. Os blocos de construção do sistema, suas características e inovações mais relevantes. O desempenho de todo o sistema em diferentes canais foi comparado com o desempenho dos atuais padrões de TV digital.

Comunicação por rede de alimentação de energia elétrica (PLC) foi uma das técnicas propostas para transmitir o canal de retorno do SBTVD. Em [50] os resultados de ensaios experimentais foram apresentados e foi analisada a possibilidade de transmissão do canal de retorno em áreas residenciais e não residenciais no Brasil.

As técnicas de sincronização utilizadas na primeira prova do conceito do sistema MI - SBTVD foram descritas em [51]. Foram apresentados os resultados de desempenho simulado

dos canais com ruído branco gaussiano aditivo (AWGN) e multipercurso. Foram também comentados os detalhes da implementação do sistema de sincronização usando arranjo de portas programáveis em campo (*Field-programmable Gate Array* – FPGA).

Os algoritmos de modulação inovadora do sistema MI-SBTVD foram apresentados em [52] e as estimativas das subportadoras piloto foram obtidas por intermédio de uma combinação linear de dois símbolos recebidos e a interpolação foi usada para proporcionar ganhos de canal em portadoras de dados. O sistema proposto tem as subportadoras piloto posicionadas de tal maneira a permitir a interpolação bidimensional e quatro algoritmos possíveis foram avaliados por simulações em computador.

Em [53] foi apresentado um esquema de diversidade de transmissão que se combina codificação Alamouti e modulação OFDM. Em seguida foi analisado o algoritmo de estimação de canal implementado no sistema proposto. Foram consideradas inserções de subportadoras piloto entre as subportadoras de dados e interpolação linear unidimensional e bidimensional no receptor. Resultados de simulação computacional, utilizando canais de TV digital, mostraram que o esquema proposto foi capaz de obter melhor desempenho no receptor.

Um *software* de implementação de um transcodificador MPEG-2 (*Moving Picture Experts Group-2*) desenvolvido como parte de um projeto sobre a transcodificação de vídeo digital do SBTVD foi apresentado em [54]. O transcodificador gera um fluxo de *bits* MPEG-2 a partir de outro fluxo de *bits* MPEG-2 com atributos diferentes. A principal vantagem da proposta é que o transcodificador tem a sua complexidade computacional reduzida, quando comparado com o transcodificador em cascata. Foram explicadas as técnicas utilizadas na redução da complexidade e mostrados os resultados quantitativos obtidos.

Em [55] foram apresentados os resultados dos testes e avaliações de desempenho realizados no MI-SBTVD. Todos os resultados foram obtidos com modelos de simulação por computador, retratando cenários operacionais relevantes com base em modelos de canais bem estabelecidos. Os resultados obtidos permitiram aos autores estimar o desempenho esperado do sistema em condições de trabalho diferentes como, por exemplo, na recepção por meio de uma antena externa fixa simples e antena única de recepção móvel.

Em [56] foi descrito uma implementação do código LDPC para o projeto MI-SBTVD. Foi descrito o conceito desses códigos e os detalhes da sua implementação estratégias de projeto utilizadas e alguns resultados das simulações mostraram que o código proposto foi muito superior aos códigos utilizados por outros padrões de TV digital e forneceram detalhes da implementação do código.

Em [6] foram descritos os testes do SBTVD para avaliação de desempenho em condições de recepção móvel. A maioria das estações de televisão digital em São Paulo é configurada com modulação hierárquica dos programas, um de alta definição (*High Definition* – HD) e a outro de baixa definição (*Low Definition* – LD). Considerando esses dois programas, as principais áreas da região de São Paulo foram avaliadas e cartografadas, a fim de mostrar os lugares em que o sinal precisava ser melhorado.

Em [57] foi avaliado o desempenho da recepção com diversidade espacial em receptores móveis no SBTVD. O experimento foi realizado em locais com recepção ruim de sinais e os resultados mostraram que o sistema com diversidade espacial melhorou a recepção móvel da TV digital brasileira, inclusive a recepção em (*High Definition Television – HDTV*). Isso significa que a recepção com diversidade espacial pode ser usada para tornar viável a recepção em HDTV móvel, reduzindo os pontos de má recepção.

CAPÍTULO 3

Fundamentos de Modelagem do Ruído Impulsivo

A definição adequada do ruído impulsivo é necessária para que se possa determinar as principais características dos modelos utilizados para este tipo de ruído, tais como função densidade de probabilidade, função de autocorrelação e densidade espectral de potência. Os efeitos que ele causa em esquemas de modulação digital podem ser avaliados a partir da probabilidade de erro de *bit*. É encontrado na literatura uma variedade de modelos utilizados nas diversas áreas de comunicação digital.

Neste capítulo são apresentados as principais definições, a classificação e os modelos do ruído impulsivo simples e em surtos, incluindo os modelos de Henkel, Mann e Nedev para canais ADSL, os modelos de Degardin e Zimmermann para canais PLC, os modelos de Middleton, Alfa-estável simétrico, Ghosh, Blackard e Okazaki para comunicações sem fio e o modelo de Fernández para televisão digital. São apresentadas as funções de distribuição de probabilidade das amplitudes, duração e intervalo de tempo entre pulsos, bem como a função densidade espectral de potência para alguns modelos.

3.1 Ruído Impulsivo

3.1.1 Ruído

O termo ruído é normalmente utilizado para designar sinais indesejáveis que tendem a perturbar a transmissão e o processamento de sinais em sistemas de comunicação e sobre os quais há um controle incompleto [1]. Esse termo também pode ser usado para se referir a qualquer perturbação espúria ou indesejável que esteja associada ao sinal [4]. Considerando que os sinais, podem ser contaminados por sinais indesejáveis, qualquer tipo de processamento realizado em um sinal que tende a introduzir alguns distúrbios indesejáveis podem ser identificados como ruído [3].

3.1.2 Ruído Impulsivo

O ruído impulsivo consiste em pulsos aleatórios de duração relativamente curta, causados por uma variedade de fontes, tais como chaveamento ruidoso, condições adversas do canal em sistemas de comunicação, perdas ou degradações de gravações de áudio e até clicks de teclados de computadores. Pode-se também afirmar que o ruído impulsivo é uma sequência não estacionária de estados binários de impulsos com amplitudes, durações, formas e posições de ocorrências aleatórias [58].

3.1.3 Ruído Impulsivo Ideal

Matematicamente o ruído impulsivo ideal pode ser modelado por uma sequência de impulsos representada por [59]

$$\eta_i(t) = \sum_{i=1}^N \eta_i(t_i) \delta(t - t_i), \quad (3.1)$$

em que $\eta_i(t)$ e $t_i \in \mathbb{R}$ representam, respectivamente, as amplitudes e os instantes de ocorrência dos impulsos $\delta(t)$ e são variáveis aleatórias com suas funções de densidade de probabilidade *a priori* desconhecidas.

3.1.4 Ruído Impulsivo Aproximado

Nos trabalhos que apresentam modelos para o ruído impulsivo, geralmente trabalha-se com modelos aproximados do ruído impulsivo ideal, ou seja uma sequência de pulsos com amplitudes, durações, formas e instantes de ocorrência aleatórios. Matematicamente o modelo pode ser expresso por [59]

$$\eta_i(t) = \sum_{i=1}^N \eta_i(t_i) P_{\tau_i}(t - t_i), \quad (3.2)$$

em que $\eta_i(t_i)$ representam as amplitudes dos pulsos e $P_{\tau_i}(t)$ são pulsos de amplitude unitária com durações τ_i e instantes de ocorrência t_i .

3.1.5 Ruído Impulsivo em Surtos Ideal

Frequentemente ocorrem sequências de impulsos muito próximos denominadas de surtos. Essas sequências de impulsos podem ser representadas por

$$\eta_i(t) = \sum_{i=2}^N \sum_{k=1}^{N_i} \eta_i(t_{i_k}) \delta(t - t_{i_k} - t_i), \quad (3.3)$$

em que $\eta_i(t_{i_k}), t_{i_k}$ e $t_i \in \mathbb{R}$ e $\eta_i(t_k)$ representa a amplitude do impulso. O parâmetro N_i representa o número de impulsos do i -ésimo surto, N representa o número de surtos e t_{i_k} e t_i , são,

respectivamente os instantes de ocorrência dos impulsos e dos surtos. O i -ésimo surto, o k -ésimo impulso, o número de impulsos do i -ésimo surto e o instante de ocorrência do i -ésimo surto são variáveis aleatórias com suas respectivas funções de distribuição de probabilidade *a priori* desconhecidas.

3.1.6 Ruído Impulsivo em Surtos Aproximado

O modelo aproximado para o ruído impulsivo em surtos pode ser uma sequência de pulsos representada por

$$\eta_i(t) = \sum_{i=2}^N \sum_{k=1}^{N_i} \eta_i(t_{i_k}) P_{i_k}(t - t_{i_k} - t_i), \quad (3.4)$$

em que $P_{i_k}(t)$ são pulsos de amplitude unitária, multiplicados por $\eta_i(t_{i_k})$, que representa a sua amplitude.

3.1.7 Classificação do Ruído Impulsivo

Nesta seção é feito um resumo dos principais critérios de classificação do ruído impulsivo encontrados na literatura.

Quanto ao Número de pulsos

1. Simples (ou único pulso): É constituído por apenas um único pulso;
2. Surtos (ou múltiplos pulsos): É constituído por uma sequência de pulsos.

Quanto à superposição dos pulsos

1. Sem superposição;
2. Com superposição.

Quanto à periodicidade dos pulsos

1. Intermitente;
2. Pseudoperiódico.

Quanto à pseudofrequência

Em [26] os pulsos foram caracterizados por uma onda senoidal com valores de pico decaindo exponencialmente e as frequências fundamentais associadas a esse comportamento foram denominadas de pseudofrequências.

1. Classe 1: Pulso único com pseudofrequência inferior à 500 Hz;
2. Classe 2: Pulso único com pseudofrequência superior à 500 Hz;
3. Classe 3: Pulsos em surtos com pseudofrequências inferiores à 500 Hz;
4. Classe 4: Pulsos em surtos com pseudofrequências entre 500 Hz e 3 MHz;
5. Classe 5: Pulsos em surtos com pseudofrequências superiores à 3 MHz.

Quanto à banda passante

1. Classe A: Banda passante do ruído é inferior a banda passante do receptor;
2. Classe B: Banda passante de ruído é da mesma ordem de grandeza da banda passante do receptor;
3. Classe C: É a soma linear dos ruídos da Classe A e da Classe B.

Quanto ao tipo de fonte

1. Fenômenos da natureza. Exemplos: Relâmpagos, radiação.
2. Artificial Inteligente. Causados por equipamentos de comunicações. Exemplos: Transmissores de TV, celulares, controles remotos.
3. Artificial não Inteligente. Causados por equipamentos de uso geral. Exemplos: Liquidificadores, Aspiradores de pó, máquinas de soldar e injeção de automóveis.

Quanto à localização da fonte

1. Intrínseco: A fonte está localizada dentro do sistema. Exemplos: Ruído térmico nos resistores, ruído balístico nos diodos.
2. Extrínseco: A fonte está localizada fora do sistema. Exemplos: Ruídos gerados por equipamentos, relâmpagos e sinais intregalaticos.

Quanto ao número de fontes

1. Puro: Única fonte.
2. Composto: Mais de uma fonte.

3.2 Modelos do Ruído Impulsivo em Canais ADSL

Nas seções seguintes são apresentados vários modelos de ruído impulsivo para os sistemas de comunicação digital ADSL, PLC, comunicação sem fio e TV digital. O principal objetivo é identificar como é feita a representação da ocorrência do ruído impulsivo em função do tempo e quais as fdps e métodos utilizados para representar a variação aleatória das amplitudes e duração dos pulsos bem como o intervalo de tempo entre pulsos. A Tabela 3.1 mostra um resumo das principais características dos modelos estudados, em que $\eta_i(t)$, τ_i e Δt_i representam respectivamente, a amplitude, a duração dos pulsos e o intervalo de tempo entre pulsos.

Pode-se verificar que alguns modelos utilizam uma combinação linear de fdps gaussianas denominada na literatura de mistura gaussiana para representar a fdp de $\eta_i(t)$, porém em nenhum deles é utilizado um processo aleatório modulante $C(t)$ multiplicado pelo ruído impulsivo $\eta_i(t)$ para representar a ocorrência aleatória de $\eta_i(t)$ em função do tempo. Uma das contribuições desta tese foi a utilização do processo aleatório $C(t)$ para modular o ruído impulsivo e dessa forma obter uma representação em função do tempo do ruído total $\eta(t)$ presente no sistema. Esta representação será abordada a partir do Capítulo 4.

Tabela 3.1 Principais características dos modelos de ruído impulsivo.

Modelo	Aplicação	Ano	Fdp de $\eta_i(t)$	Fdp de τ_i	Fdp de Δt_i
Henkel	ADSL	1995	Exponencial	Lognormal	Exponencial
Mann	ADSL	2002	Weibull	Lognormal	Markov
Nedev	ADSL	2004	Weibull	Lognormal	Markov
Degardin	PLC	2002	Gaussiana	Weibull	Weibull
Zimmemann	PLC	2002	Exponencial	Weibull	Markov
Middleton	Com. sem fio	1977	Mistura Gaussiana	-	-
$S\alpha S$	Com. sem fio	-	Várias	-	-
Ghosh	Com. sem fio	1996	Gaussiana	-	-
Blackard	Com. sem fio	1993	Linear	Linear	Linear
Okazaki	Com. sem fio	2005	Gaussiana	Exponencial	Constante
Fernández	Televisão digital	2005	Gaussiana	Constante	Uniforme

3.2.1 Modelo de Henkel

É feita uma comparação em [10, 60] do desempenho de vários esquemas de codificação para ADSL em um ambiente de ruído impulsivo, sendo o ruído impulsivo considerado uma das deficiências mais prejudiciais nos sistemas ADSL. Os dados referentes ao ruído impulsivo, utilizados no estudo, foram medidos nas redes telefônicas alemãs. Com base nessas medições e na correspondente modelagem estatística, um modelo de simulação para o ruído impulsivo é apresentado e suas propriedades são descritas. Os esquemas de codificação considerados

utilizam correção de erros com códigos corretores de erros Reed-Solomon e em treliça, bem como entrelaçamento (*interleaving*) de símbolos entre os dois códigos.

É verificado em [10] e [60] que os códigos de treliça não são muito eficazes contra os efeitos do ruído impulsivo, a menos que eles sejam usados em conjunto com códigos Reed-Solomon e entrelaçamento (*interleaving*) de símbolos. São apresentados resultados de avaliação de desempenho de codificação de outras configurações usando códigos Reed-Solomon com diferentes recursos de correção de erros e códigos de matriz simples. É descrita a modelagem para as fdps da amplitude dos pulsos, duração dos pulsos e intervalo de tempo entre pulsos a partir dos dados estatísticos, juntamente com as propriedades espectrais, o que conduz a um modelo para o gerador de ruído impulsivo.

Função Densidade de Probabilidade das Amplitudes

A fdp do ruído impulsivo do modelo de Henkel [61] é representada por uma função exponencial definida por

$$f_{\eta_i(t)}(\eta_i) = \frac{1}{240\eta_0} \exp\left(-\left|\frac{\eta_i}{\eta_0}\right|^{\frac{1}{5}}\right) (\eta_0 > 0), \quad (3.5)$$

em que η_0 representa um parâmetro de ajuste, de forma que a fdp se ajuste aos dados estatísticos medidos.

Quando o ruído de fundo ou permanente, caracterizado como gaussiano, é adicionado durante um evento impulsivo, a função densidade de probabilidade resultante pode ser descrita pela convolução da fdp gaussiana com a fdp do ruído impulsivo. Sem os eventos dos impulsos, só o ruído gaussiano permanente está presente. A fdp do ruído total pode então ser representada por

$$f_{\eta(t)}(\eta) = pf_{\eta_i(t)}(\eta) * f_{\eta_g(t)}(\eta) + (1-p)f_{\eta_g(t)}(\eta), \quad (3.6)$$

em que

$$f_{\eta_g(t)}(\eta_g) = \frac{1}{\sigma_g\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\eta_g^2}{2\sigma_g^2}\right) \quad (3.7)$$

é a fdp gaussiana do ruído permanente e p é a probabilidade de ocorrência do ruído impulsivo com $p \in [0, 1]$ e $*$ representando a operação convolução.

A Tabela 3.2 apresenta valores aproximados de p , σ_g e η_0 obtidos em várias cidades da Alemanha, conforme citado em [61].

Função Densidade de Probabilidade da Duração dos Pulsos

A distribuição utilizada em [61] para caracterizar a duração dos pulsos é uma soma de duas funções de densidade de probabilidade lognormal descrita por

Tabela 3.2 Valores aproximados dos parâmetros do Modelo de Henkel.

Local	p	σ_g (mV)	η_0 (nV)
Darmstadt	0,991	0,19	0,7
Ober-Ramstadt	0,999	0,54	20,9
Frankfurt 1	0,947	0,55	46,6
Frankfurt 2	0,972	0,48	5,9
Biebergemünd	0,803	1,17	63,9
Kassel	0,946	-	1,4
Berlin	0,706	0,60	123,1
Mainz	0,996	-	18,2

$$f_{\tau}(\tau) = \begin{cases} b \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}s_1\tau} \exp \left[- \left(\frac{1}{2s_1^2} \right) \ln^2 \left(\frac{\tau}{\tau_1} \right) \right] + (1-b) \ln^2 \left(\frac{\tau}{\tau_2} \right), & \text{se } \tau > 0 \\ 0, & \text{se } \tau \leq 0 \end{cases} \quad (3.8)$$

em que $b \in \{0, 1\}$ e os parâmetros s_1, s_2, τ_1, τ_2 não variam muito de localidade para localidade e foram fixados em $s_1 = 7,68 \times 10^6$, $\tau_1 = 7,2 \mu\text{s}$, $s_2 = 10,24 \times 10^6$ e $\tau_2 = 160 \mu\text{s}$.

Função Densidade de Probabilidade dos Intervalos de Tempo entre Pulsos

É proposta em [61] a seguinte fdp

$$f_{\Delta t_i}(\Delta t_i^*) = \frac{10^{a_1}}{\ln(10)} \Delta t_i^{*(a_4-1)} 10^{-\left[\frac{a_4}{\ln(a_2)}\right] a_2^{\lceil \log_{10}(\Delta t_i^*) - a_3 \rceil}}. \quad (3.9)$$

Para as simulações descritas em [10] e [60] foram selecionados os seguintes coeficientes referentes ao local em que os impulsos foram medidos: $a_2 = 2,22$, $a_3 = 5,15$, $a_4 = 1,26$ e $\Delta t^* = 0,01\Delta t_i$ ns. A constante de normalização a_1 foi escolhida de forma que a integral da função densidade de probabilidade seja igual a um.

3.2.2 Modelo de Mann

Em [12] é proposto um modelo para simular o ruído impulsivo em que as características utilizadas para desenvolver os parâmetros desse modelo foram baseadas em propriedades estatísticas obtidas a partir de observações do ruído impulsivo nas redes de telefonia britânica (*British Telecom* – BT) e alemã (*Deutsche Telekom* – DT). É inicialmente revista a abordagem realizada na rede de telefonia alemã para a geração de ruído impulsivo em testes dos sistemas ADSL. Alguns problemas são destacados e é sugerida uma técnica alternativa capaz de gerar impulsos com amplitudes e características espectrais adequadas.

Função Densidade de Probabilidade das Amplitudes

Para representar a fdp das amplitudes dos pulsos é proposta em [12] a fdp de Weibull descrita pela equação

$$f_{\eta_i(t)}(\eta_i) = \frac{1}{2} \alpha \beta |\eta_i|^{\alpha-1} \exp(-\beta |\eta_i|^\alpha), \quad (3.10)$$

em que α e β são, respectivamente, os parâmetros de forma e de escala da fdp.

A Tabela 3.3 apresenta alguns valores típicos de α e β .

Tabela 3.3 Exemplos de valores de parâmetros da fdp de Weibull para caracterização do ruído impulsivo

Local	α	β
BT (Instalação do cliente)	0,263	4,77
DT (Instalação do cliente)	0,486	44,40
DT (Escritório central)	0,216	12,47

Função Densidade de Probabilidade das Durações dos Pulsos

Para a modelagem do histograma do tempo de duração dos pulsos, Mann [12] deixou inalterada a proposta de Henkel [10] permanecendo uma soma de duas formas lognormais.

Função Densidade de Probabilidade dos Intervalos de Tempo entre Pulsos

O modelo apresentado por Mann [12] faz uso do Processo de Renovação de Markov (*Markov Renewal Process* – MRP) e utiliza uma cadeia de Markov com dois estados, sendo o intervalo de tempo de 0 a 1 ms correspondente ao Estado 1 e o intervalo de tempo de 1 ms a 1 s correspondente ao Estado 2.

Modelagem Espectral

A função de autocorrelação é escrita como uma soma de três funções exponenciais decrescentes, cada uma modulada por um cosseno, e representam as principais características espectrais do ruído impulsivo. Matematicamente a correlação é escrita como

$$\widehat{R}(\tau) = \cos(2\pi\alpha_1\tau) \exp(-\beta_1|\tau|) + \cos(2\pi\alpha_2\tau) \exp(-\beta_2|\tau|) + \cos(2\pi\alpha_3\tau) \exp(-\beta_3|\tau|), \quad (3.11)$$

em que $\widehat{R}(\tau)$ denota o valor aproximado da função de autocorrelação.

3.2.3 Modelo de Nedev

Em [11] é apresentado um estudo da estimativa de erros de dados devido a presença do ruído impulsivo em sistemas de linha digital de assinante (*Digital Subscriber Line – DSL*). A análise é baseada em um novo modelo do ruído impulsivo orientado para sistemas DSL derivado de estudos realizados nas redes de telefonia alemã e britânica. Os erros em dados no sistema ADSL são estimados teoricamente por *bit*, símbolo, *byte* e quadro (*frame*). Todas as características relevantes de enquadramento são levadas em conta, como carregar um *bit*, correção de erros e entrelaçamento (*interleaving*). A abordagem apresentada oferece boa aproximação com resultados da simulação e também pode ser usada para sistemas DSL com altas taxas de transmissão, denominados VDSL (*Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line*).

O sistema DSL estabeleceu-se como uma tecnologia de acesso de rede de alta velocidade capaz de entregar serviços multimídia. O ruído impulsivo é um fator limitante no desempenho dos sistemas DSL, por causa dos surtos e da alta potência. É apresentado em [11] um estudo de uma estrutura de estimativa de erros de dados em ADSL com base no modelo estatístico do ruído impulsivo orientado para DSL desenvolvido em [12]. O modelo, inclui um ruído impulsivo derivado do modelo Bernoulli-Weibull para símbolos e é analisado o seu desempenho.

Função Densidade de Probabilidade das Amplitudes

A fdp utilizada é a mesma do modelo de Mann representada pela Equação 3.10.

Função Densidade de Probabilidade da Duração dos Pulsos

Nedev [11] utilizou uma combinação de duas fdps lognormais para caracterizar a distribuição de probabilidade da duração dos pulsos.

Função Densidade de Probabilidade dos Intervalos de Tempo entre Pulsos

Os intervalos de tempo entre pulsos apresentam uma grande variação dos valores, uma cauda longa, distribuição irregular e agrupamentos. Essas estatísticas é modelada adequadamente por um processo de renovação de Markov [62]. Para efeito de modelagem, os intervalos de tempo entre pulsos são divididos em N_s faixas de duração T_i , tal que $T_i = [t_i - 1, t_i)$, $i = 1, 2, 3, \dots, N_s$; $0 = < t_1 < \dots < T_{N_s}$. Cada estado de Markov corresponde a um intervalo de tempo e o tempo específico dentro de cada faixa é extraído de uma distribuição com função densidade de probabilidade $f_{T_z}(t)$, $z = 1, \dots, N_s$, $t \in T_i$, que no caso geral pode ser arbitrária. A cadeia de Markov é descrita por sua matriz de probabilidade de transição $P = p_{ij}$, em que p_{ij} são as probabilidades de transição do estado i para o estado j , e devem satisfazer aos requisitos $p_{ij} \geq 0$ e $\sum p_{ij} = 1$ para $i, j = 1, \dots, N_s$.

Modelo Bernoulli-Weibull para o Ruído Impulsivo

Se o sinal recebido for $r_k = s_k + \eta_k$, em que s_k é o símbolo transmitido, pode-se assumir que o ruído η_k no receptor é uma soma de uma componente impulsiva Bernoulli-Weibull e uma componente de ruído de fundo do tipo gaussiana [11], representada pela equação

$$\eta_k = b_k \eta_{ik} + (1 - b_k) \eta_{gk}, \quad (3.12)$$

em que η_{ik} é um processo de Weibull com parâmetros α e β e η_{gk} é um ruído gaussiano aditivo branco (AWGN) com média zero e variância σ_g^2 e b é um processo de Bernoulli real, ou seja uma sequência de variáveis independente e identicamente distribuída (iid) de zeros e uns com probabilidades $P_r(b_k = 1) = p$.

3.3 Modelos do Ruído Impulsivo em Canais PLC

3.3.1 Modelo de Degardin

Em [26] são apresentadas medições do ruído impulsivo e suas propriedades estatísticas para o desenvolvimento de um modelo de ruído impulsivo para linhas de alimentação de energia elétrica residenciais. Os pulsos são caracterizados por um comportamento no tempo semelhante ao de uma onda senoidal, com valores de pico decaindo exponencialmente. As frequências fundamentais associadas a esse comportamento são chamadas de pseudofrequências e o seu correspondente período de pseudoperíodo. São considerados dois tipos de pulsos e verifica-se que eles diferem fortemente tanto por sua duração, quanto pelas suas componentes de frequência, o pulso longo exibindo um grande pseudoperíodo e um pulso curto exibindo um pequeno pseudoperíodo. Da mesma forma é observado que um surto pode ser considerado como um oscilação bastante longa com um longo período ou como uma sucessão de senóides elementares amortecidas, cada uma delas tendo um pequeno pseudoperíodo. O ruído impulsivo é considerado como um surto de pulsos se a partir de seu valor de pico máximo η_{max} , em um dado instante, o sinal alcançar outro valor máximo igual ou superior a $0,7\eta_{max}$ depois de um tempo superior a três pseudoperíodos, no sentido oposto, ele foi denominado de pulso único ou simples.

As Tabelas 3.4 e 3.5 apresentam a classificação do ruído impulsivo conforme [26] quanto à pseudofrequência

Tabela 3.4 Frequências e Probabilidades que caracterizam o Pulso Único (Simples).

Classe 1	Classe 2
$f_0 < 500 \text{ Hz}$	$f_0 > 500 \text{ Hz}$
$P_b = 48\%$	$P_b = 20\%$

Tabela 3.5 Frequências e Probabilidades que caracteriza o Surto de Pulsos.

Classe 3	Classe 4	Classe 5
$f_0 < 500 \text{ Hz}$	$500 \text{ Hz} < f_0 < 3 \text{ Mhz}$	$f_0 > 3 \text{ MHz}$
$P_b = 3\%$	$P_b = 11\%$	$P_b = 18\%$

Função Distribuição de Probabilidade das Pseudofrequências

A função distribuição de probabilidade das pseudofrequências apresenta o mesmo comportamento independentemente do tipo de forma de onda, pulso simples ou surto de pulsos.

É percebido que as pseudofrequências pertencem principalmente a dois conjuntos, um entre 700 kHz e 2 MHz e outro em torno de 10 MHz. É proposta a distribuição de Weibull para aproximar as características deduzidas a partir das medições. Sua função densidade é dada por

$$f_F(f) = \alpha\beta f^{\alpha-1} \exp(-\beta f^\alpha), \quad (3.13)$$

em que α e β são, respectivamente, os parâmetros de forma e de escala da fdp. Valores típicos para α e β são apresentados na Tabela 3.6

Tabela 3.6 Valores típicos de α e β da fdp de Weibull para modelar o ruído impulsivo.

Pseudofrequência	$500 \text{ Hz} < f_0 < 3 \text{ Mhz}$	$f_0 > 3 \text{ MHz}$
α	0,59	5×10^{-7}
β	2,27	6,07

Função Densidade de Probabilidade dos Intervalos de Tempo entre Pulsos

Em uma etapa preliminar, a função de distribuição de probabilidade foi sucessivamente calculada para as classes 2, 4 e 5, uma vez que não foram percebidas quaisquer diferenças entre elas, a representação da função de distribuição de probabilidade cumulativa é escolhida para indicar detalhadamente a distribuição dos pequenos valores do intervalo de tempo entre pulsos (Δt_i), que são os mais perturbadores para o sistema de comunicação. Por essa razão Δt_i superiores a 100 ms não são considerados, uma vez que os transientes sucessivos perturbam quadros não correlacionados na transmissão. A distribuição de Weibull também apresenta boa aderência à curva obtida a partir de medições.

Função de Distribuição Cumulativa das Probabilidade da Duração dos pulsos

A função cumulativa de probabilidade da duração dos pulsos é a mesma para as classes de surtos 4 e 5 mas é diferente para a classe de pulso único. Como anteriormente, uma distribuição Weibull parece adequada para aproximar os valores experimentais.

A função distribuição de probabilidade das amplitudes dos valores de pico dos surtos também é independente de sua frequência. A distribuição normal, dada pela Equação 3.14, adere muito bem à curva experimental, sendo μ_g o valor médio e σ_g^2 a variância de τ .

$$f_{\tau(t)}(\tau) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-(\tau - \mu_\tau)^2 / 2\sigma_\tau^2\right), \quad (3.14)$$

Um pulso único, ou cada pulso fundamental dentro de um surto, se comporta como uma senóide amortecida e a diminuição exponencial versus tempo pode ser escrita na forma $\exp(-\frac{t}{\tau})$. Uma vez que as pseudofrequências podem variar muito, é mais conveniente introduzir um fator adimensional normalizado de amortecimento como $k = \frac{1}{\tau f_0}$. É demonstrado em [26] que os parâmetros da distribuição de Weibull que se ajustam ao valor de k deduzido a partir de resultados experimentais são $\alpha = 0,85$ e $\beta = 1,58$ para os pulsos individuais e $\alpha = 1,98$ e $\beta = 1,25$ para os pulsos elementares dentro de um surto. Por último, o número de períodos dentro de cada pulso elementar também segue uma distribuição Weibull com $\alpha = 0,03$ e $\beta = 2,86$.

3.3.2 Modelo de Zimmemann

Os canais de redes elétricas não representam um ambiente com ruído aditivo branco gaussiano [27]. Na faixa de frequência a partir de várias centenas de kHz até 20 MHz, esses canais são dominados por interferência de banda estreita e ruído impulsivo, em particular, o ruído impulsivo apresenta variação no tempo significativa. Em [27] são apresentadas análises espectral e no domínio do tempo do ruído impulsivo, além de algumas curvas da densidade espectral de potência, assim como das funções de distribuição de probabilidade das amplitudes, duração dos pulsos e intervalo de tempo entre pulsos, em cenários típicos de linhas de alimentação elétrica. Além disso, é examinada a taxa dos pulsos e razão de perturbação entre os cenários. Finalmente, um modelo estatístico do comportamento no tempo do ruído impulsivo com base em uma cadeia de Markov particionada é desenvolvido, adequado para implementação em computador e simulações de sistemas de comunicações.

Parâmetros Característicos dos Impulsos

Os principais parâmetros característicos considerados para os impulsos são: a amplitude do pulso $\eta_i(t)$, a duração do pulso τ_i , o instante de ocorrência do pulso t_i e o intervalo de tempo entre pulsos Δt_i .

Outros parâmetros utilizados são a taxa de ocorrências de impulsos representada por

$$R_i = \frac{N_i}{t_w}, \quad (3.15)$$

em que N_i é o número de impulsos e t_w é o tempo de observação (janela) e taxa de distúrbio representada por

$$R_d = \frac{\sum_{i=1}^N t_{w,i}}{t_w}. \quad (3.16)$$

Energia dos Impulsos

A energia do impulso é dada por [27]

$$E_i = \int_{t_i}^{t_i+t_w} \eta_i^2(t) dt \quad (3.17)$$

e a potência por

$$P_i = \frac{1}{t_w} \int_{t_i}^{t_i+t_w} \eta_i^2(t) dt. \quad (3.18)$$

A potência média de amostra do ruído de fundo ou permanente no período de observação t_w é [27]

$$P_g = \frac{1}{t_w} \int_0^{t_w} \eta_g^2(t) dt. \quad (3.19)$$

A energia do impulso e a sua potência são úteis como medidas do impacto de um impulso na detecção de dados dentro de um receptor.

A relação da potência média do ruído de fundo P_g e a potência do impulso P_i é uma medida da variação dinâmica do cenário do ruído durante um evento impulsivo.

Parâmetros característicos são mostrados na Tabela 3.7, juntamente com a potência do ruído de fundo. Enquanto a potência do impulso 2 é 21 dB acima do ruído de fundo, a ocorrência do impulso 1 degrada a relação sinal-ruído (*Signal-to-noise ratio* – SNR) em mais de 40 dB.

Tabela 3.7 Parâmetros característicos dos impulsos [27].

Tipo	Duração t_w	Amplitude η_i	Potência P_i	Energia E_i
Impulso 1	46,1 μ s	1,77 V	-11,1 dBV ²	5,54 dB μ V ² s
Impulso 2	90,6 μ s	0,1 V	-31,3 dBV ²	-11,7 dB μ V ² s
Ruído de fundo	$P_g = -52,5$ dBV ²			

Densidade Espectral de Potência

A análise das densidades espectrais de potência (DEPs) dos impulsos 1 e 2 mostra que elas excedem a DEP do ruído de fundo em pelo menos 10 a 15 dB dentro da maior parte da faixa de frequência. Em certas partes do espectro, o impulso 1 excede o ruído de fundo por

mais de 50 dB e o impulso 2 em até 30 dB. A potência espectral está concentrada em faixas de frequências particulares, com os valores máximos da DEP localizados em frequências inferiores a 1 MHz.

Análise do Comportamento no Tempo

As medidas de intensidade do ruído foram realizadas em três ambientes diferentes [27], o primeiro exemplo foi capturado durante a noite em uma subestação transformadora em uma área industrial. Devido à sua característica, foi denominado "Altamente ruidoso". O segundo foi registrado em uma subestação transformadora em uma área residencial com moradias isoladas e geminadas. Foi denominado "Medianamente ruidoso". O terceiro exemplo foi registrado durante a noite em um apartamento localizado em um grande prédio e foi nomeado "Fracamente ruidoso". Alguns parâmetros característicos medidos nesses ambientes estão listados na Tabela 3.8

Tabela 3.8 Parâmetros característicos dos impulsos.

Exemplo	\bar{R}_d (%)	\bar{R}_i (s ⁻¹)	N_i
Altamente ruidoso	0,327	51,1	1.020.409
Medianamente ruidoso	0,00632	1,04	20.730
Fracamente ruidoso	0,00135	0,122	2.440

O parâmetro \bar{R}_d representa a taxa média de distúrbio, \bar{R}_i é taxa média de impulsos e N_i é o número total de impulsos.

Das investigações apresentadas em [27], tornou-se evidente que um ambiente com ruído impulsivo geralmente consiste em dois tipos básicos de impulsos, impulsos periódicos e impulsos aleatórios. Os impulsos periódicos com seu comportamento de tempo determinístico e típica característica liga / desliga podem ser facilmente sintetizados para fins de simulação. Os impulsos aleatórios, no entanto, exigem um modelo estatístico adequado, para sintetizar o seu comportamento típico no domínio do tempo.

Modelo Estatístico para Duração e Intervalo de Tempo entre Impulsos

Processos aleatórios, cujo comportamento futuro depende somente do estado presente ou de um período limitado, no passado, podem ser descritos por cadeias de Markov. Em seguida, apenas instantes de tempo discreto $t_k = k.t_a$ ($k = 0, 1, 2, 3, \dots, n$) são considerados. Para simplificar, o tempo é representado unicamente pela variável k . O curso do processo é descrito por n estados z_i ($i = 1, 2, 3, \dots, n$) e a função de saída $\Phi(k)$ no instante de tempo k depende unicamente do estado atual, assim tem-se

$$\Phi(k) = \Phi(z(k) = z_i). \quad (3.20)$$

Para uma ilustração mais completa, as cadeias de Markov são representadas por grafos com nós que representam os estados e arcos ponderados que expressam as probabilidades de transição $p_{i,j}$ do estado i para o estado j ($i, j = 1, 2, \dots, n$). Todas as propriedades estatísticas de uma cadeia de Markov são descritas por sua matriz de probabilidades de transição

$$P = \begin{bmatrix} p_{1,1} & p_{1,2} & \cdots & p_{1,n} \\ p_{2,1} & p_{2,2} & \cdots & p_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ p_{n,1} & p_{n,2} & p_{n,n-1} & p_{n,n} \end{bmatrix}.$$

A ocorrência de eventos de ruído impulsivo assíncrono é representada em uma forma especial da cadeia de Markov [27], chamada de Cadeia de Markov Particionada.

As variáveis z_i ($i = 1, 2, \dots, N$) representam os estados de ruído e são particionados em dois grupos A ($i = 1, 2, \dots, v$) e B ($i = v + 1; v + 2; \dots; N$), com a função de saída representada por

$$\Phi(k) = \Phi(z(k) = z_i) = \begin{cases} 0, & i \in A \\ 1, & i \in B \end{cases}.$$

Os estados v em A representam o caso em que nenhum evento impulsivo ocorre e os estados $w = v - n$ em B representam ocorrências de eventos impulsivos. O conhecido modelo de Gilbert-Elliot é o caso especial com $n = 2, w = 1$ e $v = 1$.

Com essa representação, os dois casos (A e B) podem ser descritos por matrizes de probabilidade de transição independentes, U para os estados livres de impulsos e G para os estados com presença de impulso, ou seja,

$$U = \begin{bmatrix} u_{1,1} & 0 & \cdots & 0 & u_{1,v+1} \\ 0 & u_{2,2} & \ddots & \vdots & u_{2,v+1} \\ 0 & \ddots & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & u_{v,v} & u_{v,v+1} \\ u_{v+1,1} & u_{v+1,2} & \cdots & u_{v+1,v} & 0 \end{bmatrix}$$

e

$$G = \begin{bmatrix} g_{1,1} & 0 & \cdots & 0 & g_{1,w+1} \\ 0 & g_{2,2} & \ddots & \vdots & g_{2,w+1} \\ 0 & \ddots & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & g_{w,w} & g_{w,w+1} \\ g_{w+1,1} & g_{w+1,2} & \cdots & g_{w+1,w} & 0 \end{bmatrix}$$

Assim a probabilidade p_w de que a duração de um evento impulsivo exceda um determinado tempo t_w é representada por

$$p_w(k) = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ \sum_{j=1}^w g_{w+1}, g_{j,j}^k, & k = 1, 2, \dots \end{cases}$$

e a probabilidade p_d de que o intervalo de tempo sem impulsos entre dois impulsos excedam um certo tempo t_d é

$$p_d(k) = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ \sum_{j=1}^w u_{v+1}, u_{j,j}^k, & k = 1, 2, \dots \end{cases}$$

e pode ser expressa pelos elementos das matrizes U e G.

3.4 Modelos do Ruído Impulsivo em Canais de Comunicação sem Fio

3.4.1 Modelos de Middleton

Numa série de artigos [63, 64, 65], Middleton apresenta modelos físicos-estatísticos de interferência eletromagnética para representar o ruído impulsivo. A classificação apresentada leva em consideração a largura de banda do ruído em comparação com a largura de banda do receptor. As três classes de ruído são apresentadas a seguir.

Modelo Classe A

Esse tipo de ruído é caracterizado por um espectro de frequências mais estreito que o do receptor em questão, e como tal, gera transientes desprezíveis nos estágios de radiofrequência – (RF) do receptor que está entre a antena e o sistema digital de banda base. Para um receptor, significa que essa parte inclui todos os filtros e amplificadores de baixo ruído necessários para processar os sinais modulados recebidos na antena em sinais apropriados para inclusão no conversor analógico-digital em banda base [66].

Função Densidade de Probabilidade das Amplitudes

A função densidade de probabilidade do ruído Classe A é representada por

$$f_{\eta_i(t)}(\eta_i) = \exp(-A) \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{2\pi\sigma_m^2}} \exp\left(\frac{-\eta_i^2}{2\sigma_m^2}\right), \quad (3.21)$$

em que

$$\sigma_m^2 = \frac{\frac{m}{A} + \Gamma}{1 + \Gamma} \quad (3.22)$$

é a variância do ruído impulsivo, $A = \nu_t T_s$ é o índice do impulso, ν_t é a taxa média dos impulsos e T_s é a duração média do impulso. A Equação 3.21 é uma soma ponderada de fdps gaussianas.

Pelo aumento do índice de impulso A a fdp do ruído pode ser arbitrariamente aproximada por uma fdp gaussiana e diminuindo o processo A ela pode ser aproximada por um processo de Poisson convencional. O modelo assume que os impulsos individuais são um processo de Poisson distribuído no tempo. Pequenos valores de A significa que a probabilidade de ocorrência de pulsos que se sobrepõem no tempo é pequena, grandes valores de A significa que essa probabilidade é grande. Nesse último caso o teorema central do limite pode ser invocado resultando numa distribuição que tende a uma gaussiana. O fator escalar Γ é a relação entre a potência do ruído gaussiano e a potência do ruído impulsivo de Poisson (não-gaussiano), ou seja

$$\Gamma = \frac{\sigma_g^2}{\sigma_i^2}. \quad (3.23)$$

Modelo Classe B

Refere-se ao ruído impulsivo com um espectro de frequência que é maior do que a largura de banda do receptor. O ruído impulsivo Classe B produz transientes no receptor. Embora se possa modelar com precisão um ruído impulsivo em banda larga, suas aplicações práticas são limitadas por causa da forma complicada da fdp que tem cinco parâmetros e um ponto de inflexão determinado empiricamente.

Modelo Classe C

Esse tipo de ruído corresponde à soma linear dos ruídos Classe A e B. Na prática o ruído Classe C pode muitas vezes ser aproximado pelo ruído Classe B.

3.4.2 Modelo Alfa-Estável Simétrico

O modelo alfa-estável simétrico ($S\alpha S$) também pode ser usado para modelagem estatística do ruído impulsivo [67, 68]. A relação entre os modelos de ruído Classe B e o modelo $S\alpha S$ é analisada por meio de suas funções características em [69]. A análise mostra que a fdp de um processo $S\alpha S$ na presença do ruído gaussiano com média nula e uma aproximação para a fdp do ruído Classe B [70]. A função característica de um processo $S\alpha S$ é dada por:

$$\Phi(\omega) = \exp(j\delta\omega - \Gamma_s|\omega|^\alpha) \quad (3.24)$$

em que $1 \leq \alpha \leq 2$ é o expoente que determina a forma da fdp, $\delta(\infty, \infty)$ é um parâmetro de localização e Γ_s é a dispersão da distribuição descrevendo o espalhamento da distribuição em torno de δ . Para α no intervalo de $[1, 2]$ δ pode ser identificada como a distribuição média e para α na faixa $[0, 1]$ pode ser identificado como a mediana da distribuição. Nenhuma expressão de forma fechada existe para a função distribuição de probabilidade de $S\alpha S$, exceto nos casos

de $\alpha = 2$ (gaussiana) e $\alpha = 1$ (Cauchy). Entretanto uma expansão em série de potências pode ser derivada e dada por

Para $0 < \alpha < 1$,

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \frac{1}{\pi\eta} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k-1}}{k!} \Gamma_s(\alpha k + 1) \eta^{-\alpha k} \text{sen} \left(\frac{k\alpha\pi}{2} \right). \quad (3.25)$$

Para $\alpha = 0$,

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \frac{1}{\pi(\eta^2 + 1)}. \quad (3.26)$$

Para $1 < \alpha < 2$,

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \frac{1}{\pi\alpha} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k-1}}{2k!} \Gamma_s \left(\frac{2k+1}{\alpha} \right) \eta^{2k}. \quad (3.27)$$

Para $\alpha = 2$,

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \exp \left(-\frac{\eta^2}{4} \right). \quad (3.28)$$

3.4.3 Modelo de Ghosh

Ghosh [22] demonstrou a equivalência entre o modelo Bernoulli e Gauss do ruído impulsivo no domínio do tempo discreto e o modelo de tempo contínuo de Poisson. Essa equivalência foi usada para desenvolver uma expressão para a probabilidade de erro de símbolo para o esquema QAM com portadora única, que foi avaliada de forma diferente dos trabalhos anteriores realizados nessa área, que exigiam a avaliação das séries de Fourier-Bessel truncadas.

Além disso, o desempenho da modulação multiportadora (*Multicarrier Modulation – MCM*) também foi analisado utilizando o mesmo modelo do ruído impulsivo e foi mostrado que na maioria dos casos o esquema de modulação MCM tem um desempenho melhor do que os de portadora única, especificamente quando a probabilidade de um impulso não é alta e a potência do impulso é moderada.

Modelos para o Ruído Impulsivo

No modelo em tempo discreto o sinal recebido r_k é expresso por

$$r_k = s_k + \eta_{gk} + \eta_{ik}. \quad (3.29)$$

em que s_k é o símbolo QAM transmitido, η_{gk} é o ruído aditivo branco gaussiano (AWGN) com média zero e variância σ_g^2 e η_{ik} é o ruído impulsivo, todas as quantidades são consideradas complexas. É assumido que o ruído impulsivo é um processo de Bernoulli-Gaussiano, ou seja,

um produto de um processo de Bernoulli real e um processo de Gauss complexo, conforme a equação

$$i_k = b_k \eta_{ik}, \quad (3.30)$$

em que b_k é o processo de Bernoulli, ou seja, uma sequência (i.i.d) de zeros e uns com $P_r(b_k = 1) = p$ e η_{ik} é ruído branco gaussiano complexo com média nula e variância σ_i^2 . Todas as sequências aleatórias citadas são assumidas como independentes umas das outras. Esse modelo pode ser fisicamente pensado como cada símbolo de dado transmitido de forma independente sendo atingido por um impulso com probabilidade p e com uma amplitude aleatória η_{ik} . Assim, o ruído combinado visto pelo receptor é representado pela equação

$$\eta_k = \eta_{gk} + b_k \eta_{ik}. \quad (3.31)$$

em que η_k é uma variável complexa.

Foi demonstrado em [22] que a FC (função característica) $\Phi_{n_k}(\omega_1, \omega_2)$ de n_k é dada pela expressão

$$\Phi_{\eta_k}(\omega_1, \omega_2) = e^{-\frac{\sigma_g^2(\omega_1^2 + \omega_2^2)}{2}} \left[(1-p) + p e^{-\frac{\sigma_i^2(\omega_1^2 + \omega_2^2)}{2}} \right], \quad (3.32)$$

A Equação 3.32 da função característica (FC) das amostras do ruído foi comparada com a Equação (18) de [71] e foi verificado que elas são idênticas na forma. A última equação, entretanto, foi derivada a partir de um modelo de ruído no domínio do tempo contínuo que considera a chegada de um trem de Poisson de funções delta com área aleatória distribuídas de acordo com a fdp de Rayleigh, seguida pela filtragem casada e taxa de amostragem de símbolos no receptor para obter amostras de ruído na entrada do dispositivo de decisão. A fdp de Rayleigh tinha sido amplamente utilizada por outros autores e dá uma descrição de situações reais do ruído impulsivo (por exemplo, ruído atmosférico), em que a largura de banda de entrada do ruído é maior do que a do receptor. Tendo mostrado a validade do modelo ele foi utilizado para comparar o efeito do ruído impulsivo Bernoulli-Gaussiano nos esquemas de modulação QAM e MCM [22].

Função Densidade de Probabilidade das Amplitudes

Ghosh [22] obteve a fdp das amplitudes de η_k , $f_{\eta_k}(\eta)$, a partir da transformada de Fourier inversa de $\Phi_{\eta_k}(\omega_1, \omega_2)$ sendo expressa por

$$f_{\eta_k}(\eta) = (1-p)f_{\eta_{gk}}(\eta) + pf_{\eta_{gk}}(\eta) * f_{\eta_{ik}}(\eta), \quad (3.33)$$

em que $f_{\eta_{gk}}(\eta_{gk})$ é a função densidade de probabilidade gaussiana com média m_g e variância σ_g^2 .

A partir desses modelos foram obtidas as expressões para o desempenho do ruído impulsivo em esquemas QAM de uma única portadora e de múltiplas portadoras e foi concluído

que o desempenho da modulação MCM, com relação à modulação com portadora única sobre os efeitos do ruído impulsivo, depende da probabilidade de ocorrência do impulso, da potência do impulso e do número de portadoras utilizadas no sistema MCM. Para valores moderados da potência do impulso e da probabilidade de ocorrência dos mesmos, o sistema MCM demonstra um desempenho melhor do que o de portadora única. Para maiores taxas e potências dos impulsos, no entanto, o sistema de portadora única tem um melhor desempenho [22].

3.4.4 Modelo de Blackard

Os resultados da média das medidas do ruído impulsivo em vários edifícios de escritórios e lojas de varejo são apresentados em [72]. O sistema de medição do ruído utilizado operou nas frequências de 918 MHz, 2,44 GHz e 4 GHz com uma largura de banda em radiofrequência (RF) de 4 MHz. Antenas omnidirecional e direcional foram utilizadas na investigar as características e as fontes de ruído em radiofrequência de canais em ambientes fechados. As análises estatísticas das medições são apresentadas na forma de funções distribuições de probabilidade dos picos das amplitudes, da duração e dos intervalos de tempo entre pulsos. São apresentados modelos matemáticos simples de primeira ordem pela aproximação por segmentos de reta dos gráficos obtidos experimentalmente. Essas análises indicam que as fotocopiadoras, impressoras (impressoras de linha e caixas registradoras impressoras de recibos), elevadores e fornos de micro-ondas são importantes fontes de ruído impulsivo em escritórios e ambientes de varejo. Na Tabela 3.9 são mostradas as faixas de frequências e suas respectivas utilizações.

Tabela 3.9 Banda de frequências utilizadas BLACKARD [72]

Frequência	Utilização
918 MHz	Banda Médica, Industrial e Científica 902 à 928 MHz
2,44 GHz	Banda Médica, Industrial e Científica 2,40 à 2,483 GHz
4 GHz	Banda C: Comunicações terrestres e satélites

O ruído impulsivo na faixa de sinais de interferência de onda contínua (*continuous wave* – CW) foi medido dentro de cinco edifícios diferentes localizados nos Estados Unidos da América do Norte: um grande supermercado em Blacksburg (Local A) e uma grande loja de departamentos em Christiansburg (Local B), ambos localizados no Estado da Virgínia e dois grandes edifícios de escritórios localizados no distrito de negócios de Dayton no Estado de Ohio (Locais C e D) e da Câmara Whittemore no Estado de Iowa e um edifício de escritórios no campus de Virginia Tech (Local E).

Os dados dos locais de medição foram analisados e foi constatado que as mais importantes fontes de ruído impulsivo nos escritórios e ambientes de varejo foram os fornos de micro-ondas, fotocopiadores, impressoras (impressoras das caixas registradoras e linhas de ali-

Tabela 3.10 Locais de medições BLACKARD [72].

Local	Utilização
A	Supermercado
B	Loja de departamentos
C	Edifício de escritórios (Ambiente aberto)
D	Edifício de escritórios (Ambiente aberto)
E	Edifícios de escritórios (Ambiente fechado)

mentação de impressoras), interruptores de porta de elevadores e motores a gás movidos com sistemas de ignição do tipo centelha.

Tabela 3.11 Tipos de Fontes de ruído e sua localização BLACKARD [72].

Fontes de ruído	Local			
Caixa registradora	A	B		
Forno de Microondas	A	B		
Limpadores de chão a gás	A			
Motores dos compressores de refrigeradores	A			
Impressoras de linha	A			
Máquinas copiadoras			C	D
Chaves das portas dos elevadores			C	D

As estatísticas das amplitudes são caracterizadas em [72] pela função de distribuição de probabilidade dos picos das amplitudes (*Peak Amplitude Probability Distribution – PAPD*) das medições efetuadas.

$$PAPD(P_0) = P(p > P_0) = 1 - PCDF(P_0), \quad (3.34)$$

em que P_0 é o nível de potência de pico específico dentro do intervalo de observação das amostras para uma dada largura de banda do receptor. $PCDF(P_0)$ é distribuição de probabilidade cumulativa dos picos dos níveis de potência,

$$P_{min} \leq P_0 \leq P_{max}, \quad (3.35)$$

em que P_{min} é igual à potência média do ruído térmico de um sistema de medida sem ruído impulsivo (ideal) para cada banda de frequência medida. P_{max} , na maioria dos casos, é ajustado para 70 dB acima do valor médio da potência do ruído térmico do receptor,

$$P_{min} = kT_0B, \quad (3.36)$$

em que $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$; $T_0 = 290 \text{ K}$ e B é a banda passante do receptor [72].

É mostrado em [72] que os dispositivos com interruptores eletromecânicos (motores elétricos em elevadores, unidades de refrigeração, máquinas copiadoras, impressoras) e fornos de micro-ondas são as principais fontes de ruído impulsivo nos ambientes estudados.

As amplitudes de pico do ruído medido são consistentemente mais altas na banda de 918 MHz do que nas outras duas bandas medidas, excluindo as medições feitas na banda de 2,44 GHz durante a operação de fornos de micro-ondas.

As estatísticas da duração dos pulsos compiladas a partir de dados em todos os locais de medição indicam que as distribuições de frequência em todas as três bandas são comparáveis. A média da duração dos pulsos em todas as três bandas de frequência variam de 120 ns à 150 ns (para um limite de nível igual ao nível médio de pico de potência) com os desvios padrão na mesma ordem. As estatísticas dos intervalos dos pulsos, calculadas a partir dos dados em todos os locais de medição, indicam que as médias entre espaçamentos consecutivos dos pulsos do ruído são semelhantes em cada faixa de frequência.

3.4.5 Modelo de Okazaki

Okazaki [13] apresenta a caracterização do ruído impulsivo emitido por ondas eletromagnéticas (EM) em canais VHF de banda larga a partir de descargas elétricas. Primeiro, a reprodutibilidade da onda EM foi confirmada pelo cálculo de suas correlações cruzadas. Em seguida, a análise estatística é apresentada para as amplitudes e intervalos de tempo entre pulsos das EM recebidas. Para os dados medidos, é verificado que as distribuições de probabilidade da amplitude e do intervalo de tempo entre pulsos seguem distribuições normal e exponencial, respectivamente. Considerando as características das ondas EM impulsivas, um modelo matemático de ondas EM emitidas a partir das descargas elétricas é descrito para o domínio do tempo. O trabalho considera as bandas de frequências atribuídas para os sistemas de comunicação na indústria japonesa, que são 80 MHz, 150 MHz e 400 MHz.

Fontes Utilizadas

Três fontes de descargas elétricas são consideradas. As fontes são classificadas em dois tipos. Uma delas é um simulador de descarga elétrica para que uma tensão elevada seja aplicada. Como fonte, um eletrodo tipo agulha plano pode ser considerado. As outras fontes de descargas parciais são equipamentos com motores de energia elétrica. Dois tipos de equipamentos são considerados; ventiladores de ar forçado e bombas de reforço para condensação.

Sistema de Medição

No procedimento experimental de Okazaki os pulsos EM emitidos por cada descarga foram recebidos por uma antena de faixa larga, foram filtrados por um filtro passa-faixa (25 – 250 MHz) e em seguida um conversor analógico-digital foi aplicado aos sinais. Na medição efetuada a frequência de amostragem foi de 500 MHz. Um computador pessoal foi usado para

gravação dos dados e controle das medições. A fim de detectar trens de onda de pulsos EM, a memória do osciloscópio digital foi dividida em 500 segmentos. Cada segmento pode gravar um pulso EM para uma janela de tempo de 2,0 s. A justificativa para isso foi que as durações dos pulsos das descargas EM eram na maioria, de centenas de microssegundos.

A fim de desenvolver um modelo de ruído Okazaki obteve a distribuição de probabilidade das amplitudes e do intervalo de tempo entre pulsos. Nesse caso, a atenção foi dada à amplitude da transformada de Fourier na frequência em que a amplitude torna-se máxima. Isso ocorre porque os picos de amplitude, no domínio do tempo, são mais sensíveis ao ruído de fundo e aos erros de quantização do que no domínio da frequência.

O intervalo de tempo entre pulsos também foi analisado estatisticamente, foi concluído que a ocorrência dos pulsos EM pode ser caracterizada por um processo de Poisson. Com base nos resultados obtidos, os autores desenvolveram um modelo de ruído para aplicação potencial em comunicações sem fio. As seguintes considerações são avaliadas e validadas no trabalho: As durações dos pulsos EM emitidos por cada fonte podem ser consideradas constantes, o que é apoiado pela reprodutibilidade da forma de onda. As amplitudes dos pulsos EM seguem uma distribuição normal e o intervalo de tempo entre pulsos EM segue uma distribuição exponencial. A Tabela 3.12 apresenta as principais características das fontes de ruído estudadas.

Tabela 3.12 Características principais das fontes Tipo 1 e Tipo 2 [13].

Características	Tipo 1 (Eletrodo)	Tipo 2 (Eletrodo)
Fdps das amplitudes	Normal	Normal
Fdps dos intervalos de tempo entre pulsos	Exponencial	Exponencial
Fdps da duração dos pulsos	Constante	Constante
Frequência (MHz)	80, 150 e 400	80, 150 e 400
Banda passante (MHz)	25-250	25-250

3.5 Modelo do Ruído Impulsivo para Canais de Televisão Digital

3.5.1 Modelo de Fernández

Em [5] são apresentados estudos da equipe de trabalho DTG II pertencente ao Grupo de Televisão Digital (*Digital Television Group – DTG II*) do Reino Unido, liderado pela área de Pesquisa e Desenvolvimento da Corporação Britânica de Radiodifusão (*British Broadcasting Corporation – BBC*). A partir de estudos teóricos e práticos, essa equipe elaborou um conjunto representativo de formas de onda de teste de simulação do ruído impulsivo para medição do desempenho do padrão DVB-T. O objetivo principal foi obter um conjunto de formas de ondas e métodos que pudessem representar fielmente os efeitos do ruído impulsivo nos sistemas

de televisão digital. Os modelos obtidos foram exaustivamente testados em laboratório e sua aplicação validada.

Metodologia de Trabalho para Obtenção dos Resultados

A equipe de Fernández contribuiu para o grupo DTG II em duas linhas de trabalho, a captura e análise estatística do ruído impulsivo real, a fim de chegar ao seu modelo de simulação, e uma campanha de medições em laboratório para validar e simplificar o modelo proposto. Essas medidas também foram usadas para avaliar os parâmetros-chaves utilizados na determinação do desempenho do sistema de televisão digital terrestre quando afetado pelo ruído impulsivo. As fases do trabalho realizado foram captura dos dados, análises estatísticas, obtenção do modelo, validação do modelo, determinação dos principais parâmetros para medição de desempenho e medição de desempenho.

Captura dos Dados

Na fase de captura dos dados foi utilizado um sistema que levou 200 ms para obter dados instantâneos em um canal de 8 MHz do sistema de televisão digital terrestre, filtrados e convertidos para a segunda frequência intermediária – (FI) na frequência central de 4,57 MHz e na largura de banda de 7,61 MHz. As formas de onda capturadas alcançam várias centenas de símbolos OFDM. Os dados foram amostrados a 40 MHz usando um conversor analógico-digital de 12 *bits* que dá uma resolução temporal de 25 ns. Mais de 200 capturas foram obtidas em vários domicílios e locais nos quais a interferência do tráfego de automóveis pode ser detectada [5].

O intervalo de tempo de 200 ms contém a forma de onda do ruído impulsivo responsável por desencadear o sistema de captura. Essa forma de onda pode consistir de um ou vários eventos impulsivos. Um novo evento impulsivo começa quando o tempo decorrido entre um evento e o anterior é maior do que o tempo de recuperação do receptor. Esse é o tempo que o receptor leva para readquirir sincronismo depois de tê-lo perdido por causa de um evento com erro. O intervalo entre os instantes de chegada desses pulsos é geralmente aceito como maior do que as constantes de tempo do sistema de medição. Isso não introduz quaisquer restrições e simplesmente significa que os efeitos causados pelos impulsos individuais podem ser resolvidos pelo sistema [5].

Análise Estatística

A análise estatística realizada pela equipe de trabalho da área de pesquisa e desenvolvimento da BBC evitou utilizar um modelo complexo e optou por utilizar, em vez disso, um modelo simples para caracterizar o ruído impulsivo como aquele visto por um receptor de televisão digital terrestre na frequência intermediária, ou seja, o modelo do ruído impulsivo, convertido e limitado para a banda de 8 MHz. Conforme detalhado em [59], todos os dados capturados

foram classificados e catalogados como pertencente a uma das seguintes categorias: central de aquecimento tipos 1, 2 e 3, ignição de fogão, máquina de lavar louça, interruptores de luz sendo desligados, interruptores de lâmpadas fluorescentes e incandescentes sendo ligados e interferência de tráfego de automóveis tipos 1, 2 e 3.

A ideia central foi tentar representar os dados obtidos pelo processo estocástico representado pela equação

$$\eta_i(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \eta_i(t_i) P_{\tau_i}(t - t_i), \quad (3.37)$$

em que a amplitude do pulso $\eta_i(t)$ a duração τ_i e o instante de ocorrência t_i de cada pulso P_{τ_i} são variáveis aleatórias cujas distribuições de probabilidade são desconhecidas *a priori*. O modelo paramétrico é totalmente definido quando se estabelece a distribuição estatística dos três parâmetros que caracterizam cada pulso. O ruído impulsivo é composto por um ou mais surtos. Cada uma desses surtos contém um número determinado de pulsos. No modelo elaborado pela equipe DTG II, $\eta_i(t_i)$ é assumido como sendo constante durante um evento impulsivo, Δt_i é o espaçamento entre os pulsos dentro do mesmo surto e é igual ao tempo entre os instantes de ocorrência de pulsos na Equação 3.37, T_i é a duração de um surto e ΔT_i representa o intervalo entre surtos consecutivos. A equipe de trabalho ajustou uma distribuição estatística para cada um dos cinco parâmetros η_i , τ_i , Δt_i , T_i e ΔT_i . Dada a grande variação nos histogramas de dados obtidos e depois de várias análises no grupo de trabalho DTG II, as seguintes conclusões e compromissos foram alcançados:

- A amplitude dos pulsos deveria ser mantida constante dentro de um evento impulsivo. Provou-se ser quase impossível obter qualquer informação a partir das distribuições de amplitude dos pulsos. O nível de amplitude do ruído impulsivo simulado pode ser variado para mudar a sua potência total.
- A duração do pulso é assumida constante e é fixada em 250 ns. Pulsos elementares dentro de um surto são modelados pela resposta ao impulso do sintonizador. Essa resposta espalha a energia dos novos impulsos curtos durante cerca de 200-350 ns. Se os tempos de subida das bordas na entrada para a antena forem insignificantes, quando comparado com a duração da resposta ao impulso do sintonizador e τ_i for fixo em 250 ns não implica perda de generalidade no modelo.
- Δt_i segue uma distribuição uniforme. Novamente, nenhuma distribuição estatística foi adequada para os histogramas de Δt_i , portanto foi utilizada a distribuição uniforme com conveniente escolha dos limites inferior e superior.
- Não é permitido a um surto durar mais que um símbolo OFDM útil (224 μ s no Reino Unido). Como o sistema DVB-T está em questão, surtos com duração maior que esse valor podem ser tratados como ruído gaussiano. Também pareceu ser mais apropriado

expressar a duração de um surto como um número de pulsos por surto em vez de um determinado tempo de duração.

- ΔT_i é fixado em 10 ms de modo que no momento em que um novo surto impulsivo atinge o receptor o efeito dos surtos anteriores desapareceram. Esse espaçamento é consistente com o período de repetição da interferência de motores de ignição [73].
- O período de observação determina a duração do evento impulsivo. Uma novo surto é gerado à cada 10 ms e isso se repete até que o período de observação escolhido para as medições tenha decorrido.

Recomendações Preliminares para Testes de Ruído Impulsivo

A equipe de trabalho do DTG II, de posse dos dados capturados e analisados, propôs um conjunto preliminar de formas de onda de testes. Os requisitos básicos para essas formas de onda, conforme acordado dentro do grupo de trabalho foram:

- Elas deveriam representar o ruído impulsivo real, embora um pouco adaptadas às peculiaridades do sistema DVB-T;
- Elas deveriam ser facilmente reproduzíveis, repetitíveis e apresentar os mesmos resultados;
- Os equipamentos de teste e medição deveriam estar prontamente disponíveis para o usuário.

As Tabelas 3.13 e 3.14 reúnem os parâmetros das nove formas de onda de testes propostas inicialmente pela equipe de trabalho do grupo DTG II. Essas formas de onda foram utilizadas em testes de desempenho do padrão DVB-T realizados em laboratório.

Tabela 3.13 Parâmetros das formas de onda preliminares de teste do ruído impulsivo com tempos em μs [5].

Tipo	Fonte	$\Delta t_{i_{min}}$	$\Delta t_{i_{med}}$	$\Delta t_{i_{max}}$	F	N_p	$T_{i_{min}}$	$T_{i_{med}}$	$T_{i_{max}}$	τ_E
N1	F1	15	25	35	10	6	75,25	125,25	175,25	1,5
N2	F2	1,5	2	2,5	0,5	2	1,75	2,25	2,75	0,5
N3	F3	1,0	1,5	2,0	0,5	20	19,25	28,25	38,25	5
N4	F4	10	12,5	15	2,5	10	90,25	112,75	135,25	2,5
N5	F5	5	25	45	20	2	5,25	25,25	45,25	0,5
N6	F6	5	7,5	10	2,5	2	5,25	7,75	10,25	0,5
N7	F7	N/A	N/A	N/A	N/A	1	N/A	N/A	N/A	0,25

Nesta tabela F é um fator de subtração e soma para obter a partir do valor médio $\Delta t_{i_{med}}$ os valores mínimo $\Delta t_{i_{min}}$ e máximo $\Delta t_{i_{max}}$.

- F1-Central de aquecimento tipo 2 com termostato ligando;
- F2-Central de aquecimento tipo 3 com termostato desligando;
- F3-Ignição de fogão;
- F4-Máquina de lavar louças tipo 2 e interruptores de lâmpadas tipo 2;
- F5-Interruptores de lâmpadas fluorescentes sendo ligados;
- F6-Tráfego de automóveis 3A;
- F7-Tráfego de automóveis 3B;
- Os valores das medidas são em μs com exceção de T_i que é adimensional;
- O intervalo entre surtos (ΔT_i) foi fixado em 10 ms;
- A duração do pulso (τ_i) foi fixada em $0,25 \mu s$.

A duração de um surto (T_i) pode ser determinada por

$$T_i = (N_p - 1)\Delta t_i + \tau_i \mu s, \quad (3.38)$$

em que N_p é o número de pulsos por surto e o tempo efetivo de duração do surto é determinado por

$$\tau_E = 0,25N_p \mu s. \quad (3.39)$$

O espaçamento entre pulsos Δt_i na Tabela 3.13 é uniformemente distribuído e é expresso como um valor médio mais ou menos o fator de variação F . A duração T_i do surto é medida em número de pulsos por surto. A partir dos limites de Δt_i pode-se trabalhar com durações de surtos mínima e máxima em microsegundos.

Tabela 3.14 Parâmetros de Formas de onda complementares do ruído impulsivo AWGN duplamente gatilhado [5].

Tipo	Fonte	Duração do surto	Intervalo entre surtos
GN1	Máquina de lavar louças Tipo 1	$100 \mu s$	1 ms
GN2	Canal + Recomendação reduzida para 2k	$0,75 \mu s$	10 ms

Ao contrário da duração do surto ΔT_i , que inclui o espaçamento de tempo entre pulsos, a duração efetiva do surto τ_E é definida como o número de pulsos por surto vezes o tempo de duração do pulso. Ou seja, τ_E representa o tempo total em que a interferência está ativa. A Tabela 3.14 conclui os testes da Tabela 3.13 apresenta a conclusão dos com dois ensaios de ruído impulsivo AWGN duplamente gatilhado.

Formas de Onda Utilizadas nos Testes Experimentais

Dois tipos de formas de onda de teste foram utilizadas pela equipe DTG II. O primeiro tipo foi um trem de pulsos para disparar uma fonte de ruído gaussiano branco aditivo (*Additive White Gaussian Noise* – AWGN). O intervalo de tempo entre pulsos é fixo em 10 ms.

O segundo tipo foi denominado de ensaios de ruído do tipo AWGN duplamente gatilhado (*Gated-Gated Additive White Gaussian Noise* – G²AWGN). O nome vem do fato que pulsos dentro de um surto podem ser vistos como resultantes de um segundo gatilhamento do processo AWGN. Os parâmetros das formas de onda de teste na Tabela 3.14 foram gerados usando G²AWGN.

A equipe de trabalho concluiu, a partir dos resultados obtidos em testes realizados, que a duração efetiva dos surtos de ruído gaussiano é o parâmetro que define o desempenho de um receptor do sistema de televisão digital terrestre, sem contra-medidas aos efeitos do ruído impulsivo. A partir desses resultados, o grupo de trabalho DTG II concordou com uma maior simplificação do conjunto de formas de onda de testes propostas e apresentou os padrões de teste finais da Tabela 3.15. Um novo teste com 40 pulsos por surto foi incluído para períodos mais longos de surtos. Além disso, o número de pulsos por surto foi ligeiramente modificado, de modo a ter um conjunto de espaçamento eficaz cobrindo uniformemente as diferentes áreas de desempenho. O Teste GN1 foi deixado de fora da proposta final porque tem o mesmo efeito de ruído gaussiano. Da mesma forma, o teste GN2 foi descartado porque aqueles da Tabela 3.15 podem substituí-lo.

Tabela 3.15 Parâmetros das formas de onda finais para testes do ruído impulsivo [5].

Teste	N_p	Similar	$\Delta t_{i_{min}}(\mu s)$	$\Delta t_{i_{med}}(\mu s)$	$\Delta t_{i_{max}}(\mu s)$	$F(\mu s)$	$\tau_E(\mu s)$	TF(dB)
1	1	N7	N/A	N/A	N/A	N/A	0,25	29,5
2	2	N2, N5, N6	1,5	23,25	45	21,75	0,5	26,5
3	4	N1	15	25	35	10	1	23,5
4	12	N4	10	12,5	15	2,5	3	18,7
5	20	N3	1	1,5	2	0,5	5	16,5
6	40	-	0,5	0,75	1	0,25	10	13,5

Na Tabela 3.15 são considerados $\Delta t_i = 250 \text{ ns} = 0,25 \text{ s}$ (duração do pulso), $\Delta T_i = 10 \text{ ms}$ (espaçamento entre surtos) e $N_p = \text{Número de pulsos por surto}$.

3.6 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas algumas definições, a classificação e alguns modelos de ruído impulsivo. Foram apresentados os modelos de Henkel, Mann e Nedev para canais ADSL, os modelos de Degardin e Zimmermann para canais PLC, os modelos de Middleton,

Alfa estável simétrico, Ghosh, Blackard e Okazaki para comunicações sem fio e o modelo de Fernández para televisão digital. Foram apresentadas expressões das funções de distribuição de probabilidade das amplitudes, duração e intervalo de tempo entre pulsos para alguns modelos. Verificou-se que há uma grande variedade de modelos e que cada um tem a sua especificidade de aplicação, o que torna a caracterização do ruído impulsivo uma tarefa importante para o estudo dos sistemas de comunicações.

CAPÍTULO 4

Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Binário

O ruído impulsivo é assunto de interesse para a área de comunicações e vem sendo estudado há décadas [58, 74]. Modelos para vários tipos de canais tais, como linha digital assimétrica de assinante (*Asymmetrical Digital Subscriber Line – ADSL*), sistema de comunicação por linhas de alimentação elétrica (*Power Line Communication – PLC*), comunicação sem fio, televisão digital [24, 57, 75] e radares têm sido utilizados com o intuito de simular e desenvolver técnicas de mitigação dos efeitos nocivos. Um modelo muito utilizado em canais de televisão digital é o ruído impulsivo gaussiano aditivo branco gatilhado (*Gated Additive White Gaussian Noise – GAWGN*), devido a sua facilidade de implementação e análise, bem como sua boa aderência aos resultados experimentais [76].

Modelo similar foi utilizado pelo grupo de pesquisa em televisão digital da Corporação Britânica de Radiodifusão (*British Broadcasting Corporation – BBC*) para tornar possível a simulação do ruído impulsivo na indústria e nas empresas de telecomunicações, com o intuito de facilitar a avaliação do desempenho dos equipamentos utilizados em sistemas de televisão e para facilitar o desenvolvimento de medidas para combater os seus efeitos nocivos [59, 5].

Nos últimos anos, alguns autores têm utilizado o modelo do ruído impulsivo GAWGN para avaliar o desempenho de sistemas de televisão digital [28, 38]. Propostas para melhoria do sistema europeu de televisão digital (*Digital Video Broadcasting – Terrestrial – DVB-T*) foram apresentadas em [47] utilizando o modelo GAWGN com intervalos entre pulsos fixo em 10 ms e duração dos pulsos variando de 10 μ s a 500 μ s e novas técnicas foram introduzidas para mitigação dos efeitos do ruído impulsivo em sistemas de televisão digital utilizando esse modelo [43].

Recentemente o modelo GAWGN foi utilizado nos testes iniciais realizados para medir a tolerância dos receptores DVB-T à presença do ruído impulsivo [77]. Uma das vantagens do modelo GAWGN é que ele facilita a simulação do ruído impulsivo, comparado com os outros modelos encontrados na literatura.

Neste capítulo são apresentados modelos no domínio do tempo que fazem uso de um sinal modulante $C(t)$ para caracterizar a adição do ruído impulsivo $\eta_i(t)$ ao sistema. As amplitudes de $C(t)$ assumem os valores 0 e 1 e em seguida é avaliada a influência do ruído GAWGN em sistemas de modulação digital. Essa avaliação é feita por meio da probabilidade de erro de *bit* e são obtidas as equações da probabilidade de erro de *bit* para os seguintes esquemas de modulação digital: Modulação Binária por Deslocamento de Frequência (*Binary Frequency-Shift Keying* – BFSK), Modulação Binária por Deslocamento de Fase (*Binary Phase Shift Keying* – BPSK), Modulação em Quadratura por Deslocamento de Fase (*Quadrature Phase-Shift Keying* – QPSK), Modulação M-ária por Amplitude de Pulso (*M-ary Pulse Amplitude Modulation* – MPAM), Modulação M-ária por Deslocamento de Fase (*M-ary Phase-Shift Keying* – MPSK), Modulação M-ária em Amplitude por Quadratura Não Retangular (*Nonrectangular M-ary Quadrature Amplitude Modulation* – NR-MQAM) e Modulação M-ária em Amplitude por Quadratura Retangular (*Rectangular M-ary Quadrature Amplitude Modulation* – MQAM).

Neste capítulo são apresentados quatro modelos do ruído impulsivo do tipo AWGN gatilhado, sendo que nos dois primeiros é considerado apenas uma fonte de ruído gaussiano aditivo branco (*Additive White Gaussian Noise* – AWGN) que atua no sistema de forma intermitente, enquanto nos dois últimos é acrescentada uma segunda fonte de ruído AWGN independente que atua no sistema de maneira permanente.

4.1 Classificação do Ruído Impulsivo

4.1.1 Ruído Impulsivo Puro

Considerando que o ruído impulsivo ocorra apenas em intervalos de tempo limitados e que esses intervalos surjam periodicamente, é coerente representá-lo como o produto de um sinal caracterizado por um processo aleatório gaussiano $\eta_i(t)$, de média nula e variância σ_i^2 , por um sinal também aleatório $C(t)$ que modela sua ocorrência do ruído. Neste trabalho, o ruído impulsivo é considerado puro quando ele for gerado por uma única fonte de ruído e é representado por

$$\eta(t) = C(t)\eta_i(t), \tag{4.1}$$

em que $C(t) = C_1(t)C_2(t)$ é a função que modela sua ocorrência $\eta_i(t)$ é composta pelo produto de duas ondas quadradas $C_1(t)$ e $C_2(t)$. O sinal $C_1(t)$ determina a ocorrência de surtos e $C_2(t)$ determina a ocorrência de pulsos, influenciando a duração e os instantes de ocorrência de surtos e pulsos respectivamente. O processo representado por $\eta(t)$, o ruído total, consiste em amostras do ruído gaussiano $\eta_i(t)$ com média nula e variância σ_i^2 .

A Figura 4.1 apresenta uma função amostra do processo aleatório $\eta(t)$ como exemplo do ruído impulsivo puro.

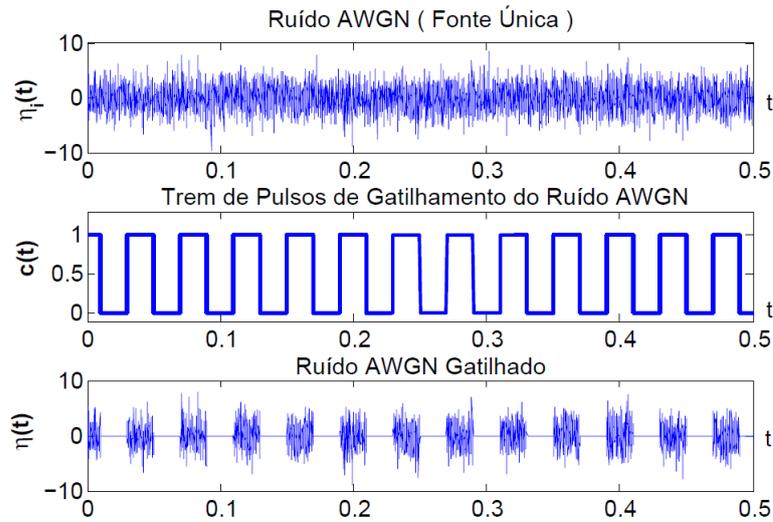


Figura 4.1 Função amostra do modelo de ruído impulsivo gaussiano gatilhado puro

4.1.2 Ruído Impulsivo Composto

O ruído impulsivo é composto quando for gerado por duas fontes e pode ser representado por

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C(t)\eta_i(t), \quad (4.2)$$

em que $C(t)$ é a função que modela a ocorrência do ruído $\eta_i(t)$, de modo similar à do ruído impulsivo puro apresentado na secção refripr , $\eta_g(t)$ é o ruído gaussiano de fundo que atua permanentemente no sistema e tem média nula e variância σ_g^2 .

A Figura 4.2 apresenta uma função amostra como exemplo do ruído impulsivo composto.

4.1.3 Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado

Neste trabalho o ruído impulsivo é denominado gaussiano gatilhado (GAWGN) ou simples quando ocorrem pulsos independentes uns dos outros, ou seja, não ocorrem surtos. O ruído impulsivo simples e puro é representado por

$$\eta(t) = C(t)\eta_i(t), \quad (4.3)$$

em que $C(t) = C_2(t)$, ou, no caso ruído impulsivo simples e composto, por

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C(t)\eta_i(t), \quad (4.4)$$

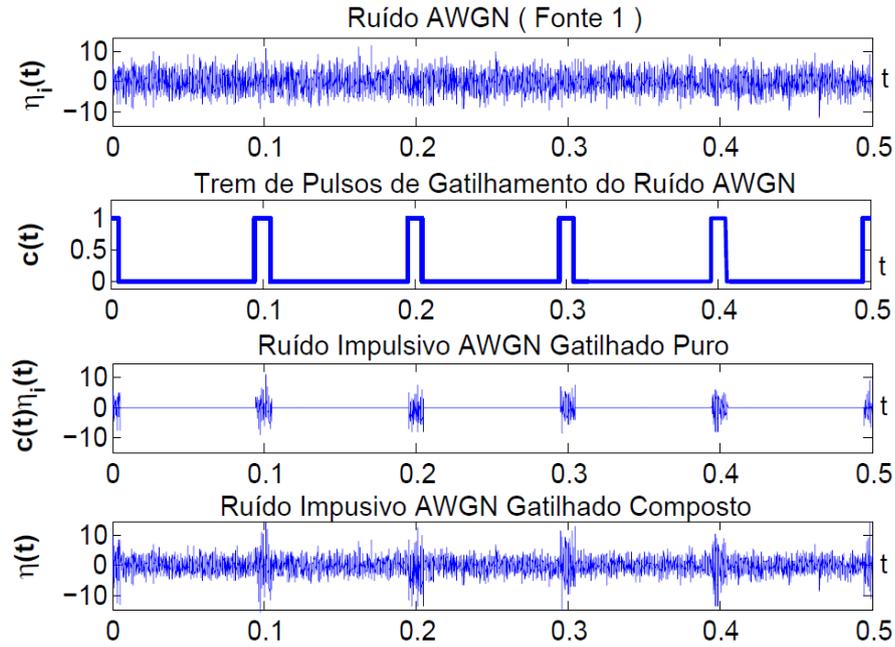


Figura 4.2 Função amostra do modelo de ruído impulsivo gaussiano gatilhado composto

em que $C(t) = C_2(t)$ é a função que determina a duração e os instantes de ocorrências dos pulsos. A Figura 4.1 também pode ser usada para ilustrar um exemplo de função amostra do processo $\eta(t)$ dado na seção 4.1.3.

A Figura 4.2 também pode ser usada como exemplo de função amostra do processo $C(t)$ apresentado em 4.1.3.

4.1.4 Ruído Impulsivo Gaussiano Duplamente Gatilhado

O ruído impulsivo gaussiano é denominado duplamente gatilhado (G^2 AWGN) ou em surtos quando ocorrem sequências de dois ou mais pulsos, o ruído impulsivo em surtos é representado, no caso do ruído impulsivo G^2 AWGN puro, por

$$\eta(t) = C(t)\eta_i(t), \quad (4.5)$$

ou, no caso do ruído impulsivo G^2 AWGN composto, por

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C(t)\eta_i(t), \quad (4.6)$$

em que $C(t) = C_1(t)C_2(t)$, sendo $C_1(t)$ a função que modula a ocorrência dos surtos, determinando sua duração e instantes de ocorrência, e $C_2(t)$ é função que modula a ocorrência dos pulsos presentes nos surtos, determinado a sua duração e instantes de ocorrência.

As Figuras 4.3 e 4.4 apresentam representações do ruído impulsivo duplamente gatilhado puro e do ruído duplamente gatilhado composto respectivamente.

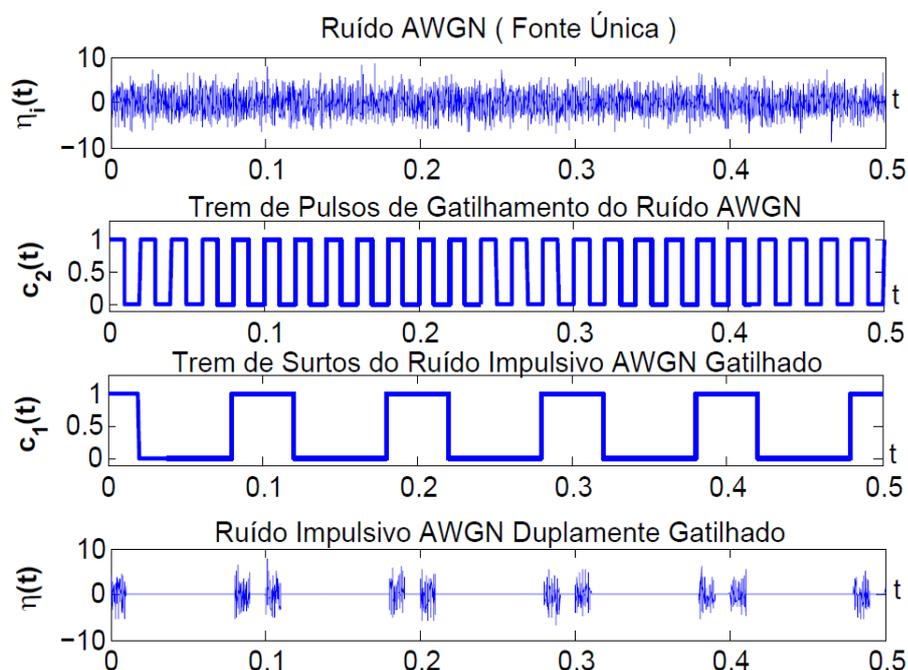


Figura 4.3 Função amostra do modelo de ruído impulsivo gaussiano duplamente gatilhado puro

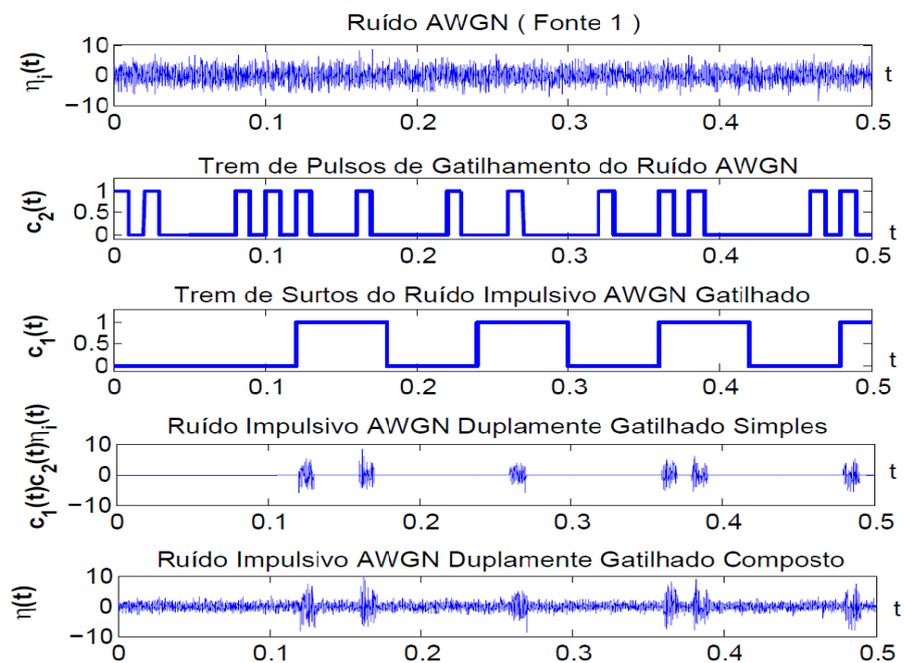


Figura 4.4 Função amostra do modelo de ruído impulsivo gaussiano duplamente gatilhado composto

Neste capítulo a análise matemática é feita para o ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) (sem surtos) binário, a análise do ruído duplamente gatilhado (G^2 AWGN) (com surtos) binário será considerada no capítulo 4.

Modelo Geral do Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Binário

O modelo geral para o ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) binário pode ser representado por

$$\eta(t) = C_3(t)\eta_g(t) + C_2(t)\eta_i(t), \tag{4.7}$$

em que $C_3(t)$ determina a presença do ruído permanente. Se $C_3(t) = 0$ não há ruído permanente no sistema, há apenas a ocorrência do ruído impulsivo, caso contrário há a presença do ruído permanente no modelo. O sinal modulante $C_2(t)$ determina a presença ou não do ruído impulsivo no sistema, os pulsos representados por $C_2(t)$ ocorrem com probabilidade p , se $p = 1$ significa que os pulsos são determinísticos, se $0 < p < 1$ significa que os pulsos são aleatórios. A Tabela 4.1 mostra os modelos que são apresentados neste capítulo, obtidos a partir da Equação 4.7. Neste capítulo, para facilitar a notação, o sinal modulante será representado por $C(t)$ em vez de $C_2(t)$.

Tabela 4.1 Parâmetros dos modelos GAWGN obtidos a partir da Equação 4.7.

Modelo	p	$C_3(t)$	Nº Fontes	Pulsos
1	$p = 1$	0	puro	determinísticos
2	$0 < p < 1$	0	puro	aleatórios
3	$p = 1$	1	composto	determinísticos
4	$0 < p < 1$	1	composto	aleatórios

4.2 Modelo 1 – Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Binário Puro com Ocorrência Determinística dos Pulsos

Nesta seção é apresentado o modelo do Ruído Impulsivo Gatilhado (GAWGN) Binário Puro com ocorrências determinística dos pulsos, portanto não há a presença do ruído gaussiano permanente nem a ocorrência de surtos, o sinal modulante $C(t)$ é considerado determinístico assumindo valores 0 e 1. Dessa forma os instantes e a duração em que o ruído impulsivo é adicionado ao sistema de comunicação são determinísticos, porém a amplitude do ruído impulsivo é aleatória, ou seja, a fdp das amplitudes de $\eta_i(t)$ é gaussiana, devido ao fato de que $\eta_i(t)$ ser considerado um processo AWGN com média nula e variância σ_i^2 .

4.2.1 Descrição

Esse modelo consiste em amostras de uma única fonte de ruído AWGN representada por $\eta_i(t)$. As amostras são obtidas multiplicando $\eta_i(t)$ por um sinal modulante, dado por uma onda quadrada $C(t) = C_2(t)$ com amplitude unitária e período T . O tempo em que a onda quadrada

assume valor unitário é αT . O sinal obtido é uma sequência periódica de amostras do ruído AWGN com duração αT , esse tipo de ruído é denominado ruído impulsivo gaussiano aditivo branco gatilhado GAWGN puro.

A Figura 4.5 apresenta uma função amostra obtida a partir do modelo descrito usando o Simulink®.

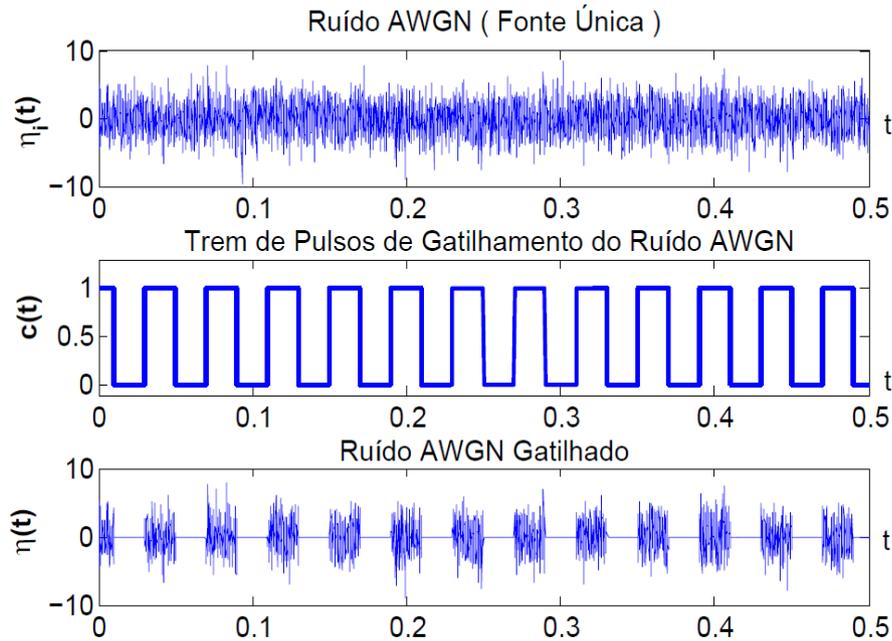


Figura 4.5 Função amostra do modelo de ruído impulsivo gaussiano gatilhado simples e puro com $C(t)$ determinístico para simular sua ocorrência.

4.2.2 Modelo Matemático

Neste modelo, o ruído é representado por

$$\eta(t) = C(t)\eta_i(t), \tag{4.8}$$

o sinal modulante $C(t)$ assume os valores 0 e 1 e é representado por uma sequência de pulsos

$$C(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} P_R(t - kT), \tag{4.9}$$

na qual os pulsos retangulares $P_R(t)$ são definidos como

$$P_R(t) = \begin{cases} 1, & -\alpha T/2 \leq t \leq \alpha T/2 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \tag{4.10}$$

em que a notação $P_R(t)$ representa um pulso retangular de amplitude unitária e duração R com $0 \leq \alpha \leq 1$ e $R = \alpha T$.

4.2.3 Diagrama em Blocos do Simulador

A Figura 4.6 apresenta o diagrama em blocos do simulador produzido com o Simulink® para gerar o ruído impulsivo gatilhado (GAWGN) simples e puro.

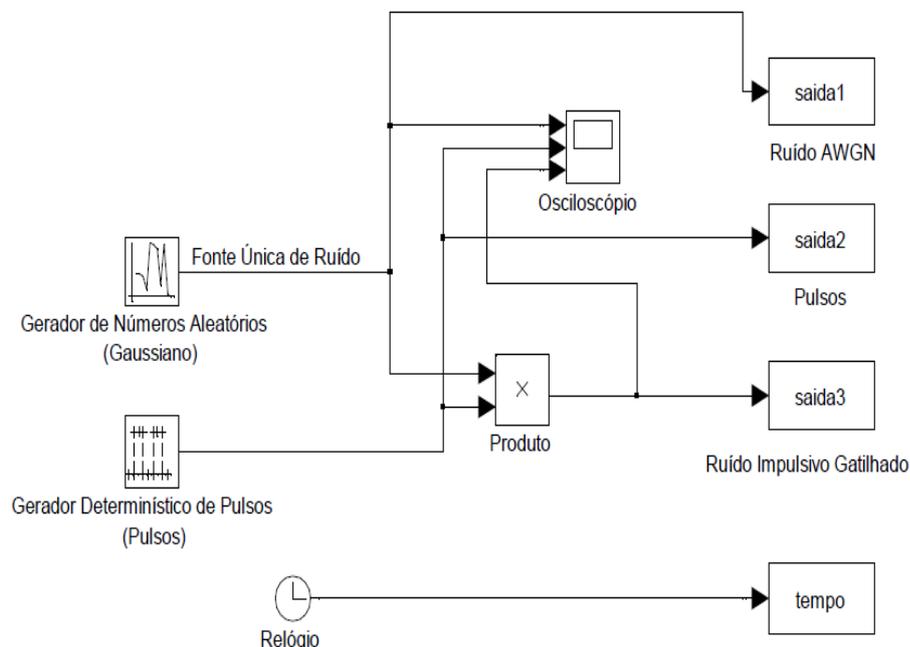


Figura 4.6 Diagrama em blocos do simulador criado no Simulink® utilizado para simular uma amostra do ruído $\eta(t)$.

4.2.4 Função Densidade de Probabilidade

A Equação 4.8 mostra que se $C(t) = 0$, então $\eta(t) = 0$ e quando $C(t) = 1$, então $\eta(t) = \eta_i(t)$. Portanto a fdp de $\eta(t)$ varia com o tempo assumindo os seguintes valores

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \begin{cases} f_{\eta_i(t)}(\eta), & -\alpha T/2 \leq t \leq \alpha T/2 \\ \delta(\eta), & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (4.11)$$

A fdp de $\eta(t)$ pode ser vista como uma mistura de fdps e reescrita como

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \alpha f_{\eta_i}(\eta) + (1 - \alpha)\delta(\eta). \quad (4.12)$$

em que $\delta(\eta)$ representa o impulso de Dirac de área unitária.

4.2.5 Função de Autocorrelação

A função de autocorrelação de $\eta(t)$ pode ser escrita como

$$R_{\eta}(t, \tau) = E[\eta(t)\eta(t + \tau)] = E[\{C(t)\eta_i(t)\}\{C(t + \tau)\eta_i(t + \tau)\}] = E[C(t)C(t + \tau)]R_{\eta_i}(\tau). \quad (4.13)$$

Considerando que $C(t)$ é um sinal determinístico,

$$E[C(t)C(t + \tau)] = C(t)C(t + \tau),$$

e assim $R_{\eta}(t, \tau)$ pode ser escrita como

$$R_{\eta}(t, \tau) = C(t)C(t + \tau)R_{\eta_i}(\tau), \quad (4.14)$$

em que $\eta_i(t)$ representa um ruído do tipo AWGN com função de autocorrelação dada por

$$R_{\eta_i}(\tau) = \frac{N_i}{2}\delta(\tau). \quad (4.15)$$

Assim, pela propriedade da filtragem do impulso

$$R_{\eta}(t, \tau) = C(t)C(t + \tau)\frac{N_i}{2}\delta(\tau) = C(t)C(t)\frac{N_i}{2}\delta(\tau) = C^2(t)\frac{N_i}{2}\delta(\tau). \quad (4.16)$$

Observe que a função $\delta(\tau)$ é nula para $\tau \neq 0$, assim $C(t + \tau)\delta(\tau) = 0$ para $\tau \neq 0$ e neste caso $C(t + \tau)\delta(\tau) = C(t)\delta(\tau)$ para $\tau = 0$ além disto $C^2(t) = C(t)$ pois $C(t)$ assume os valores 0 e 1. Assim $R_{\eta}(t, \tau)$ pode ser escrita como

$$R_{\eta}(t, \tau) = C(t)\frac{N_i}{2}\delta(\tau). \quad (4.17)$$

4.2.6 Função de Autocorrelação Média

Para eliminar a dependência da função de autocorrelação em relação ao tempo t pode-se calcular a média temporal de $R_{\eta}(t, \tau)$ obtendo

$$\begin{aligned} R_{\eta}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} R_{\eta}(\tau, t) dt = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} C(t) \frac{N_i}{2} \delta(\tau) dt. \\ &= \frac{1}{T} \frac{N_i}{2} \delta(\tau) \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} C(t) dt = \alpha \frac{N_i}{2} \delta(\tau). \end{aligned} \quad (4.18)$$

4.2.7 Densidade Espectral de Potência

A densidade espectral de potência (DEP) de $\eta(t)$ é calculada pela transformada de Fourier da função de autocorrelação $R_\eta(t, \tau)$ de $\eta(t)$, ou seja

$$\begin{aligned} S_\eta(t, \omega) &= \mathcal{F}[R_\eta(t, \tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} R_\eta(t, \tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} C(t) \frac{N_i}{2} \delta(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau \\ &= C(t) \frac{N_i}{2} \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau}_{=1} = C(t) \frac{N_i}{2}. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Sendo $C(t)$ uma função periódica de período T , os valores assumidos por $S_\eta(t, \omega)$ são nulos durante o intervalo de tempo $(1 - \alpha)T$, quando $C(t) = 0$, e $\frac{N_i}{2}$, durante o intervalo de tempo αT , quando $C(t) = 1$.

4.2.8 Densidade Espectral de Potência Média

Pode-se determinar o valor médio da densidade espectral de potência, para torná-la independente do tempo absoluto t , a partir do valor médio da função de autocorrelação. Assim

$$\begin{aligned} S_\eta(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} R_\eta(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \alpha \frac{N_i}{2} \delta(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau \\ &= \alpha \frac{N_i}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau = \alpha \frac{N_i}{2}. \end{aligned} \quad (4.20)$$

4.2.9 Probabilidade de Erro de Bit

Nesta subseção é avaliada a influência desse modelo de ruído no desempenho de um receptor, é realizada a avaliação da probabilidade de erro de *bit* e considera-se o receptor ótimo sob o critério de *Maximum a Posteriori Probability – MAP*. Nesse receptor, a regra de decisão é baseada no cálculo das probabilidades *a posteriori* definidas como

$$P(\text{Sinal } \mathbf{s}_n \text{ foi transmitido} \mid \mathbf{r} \text{ foi recebido}) \quad (4.21)$$

e $n = 1, 2, 3, \dots, M$.

De acordo com a regra de Bayes, as probabilidades *a posteriori* podem ser escritas como

$$P(\mathbf{s}_n \mid \mathbf{r}) = \frac{p(\mathbf{r} \mid \mathbf{s}_n) P(\mathbf{s}_n)}{p(\mathbf{r})}, \quad (4.22)$$

em que $p(\mathbf{r} \mid \mathbf{s}_n)$ é a fdp condicional do vetor de sinais recebidos \mathbf{r} dado que o vetor de sinais \mathbf{s}_n tenha sido transmitido.

Uma simplificação que pode ser feita com o critério de (*Maximum a Posteriori Probability* – MAP) é considerar os sinais transmitidos \mathbf{s}_n equiprováveis. Notando adicionalmente que $p(\mathbf{r})$ é independente de qual sinal \mathbf{s}_n tenha sido transmitido, pode-se dizer que a regra de decisão baseada em encontrar o sinal que maximiza $P(\mathbf{s}_n|\mathbf{r})$ é equivalente a encontrar o sinal que maximize $p(\mathbf{r}|\mathbf{s}_n)$.

Considerando que a fdp condicional $p(\mathbf{r}|\mathbf{s}_n)$ seja conhecida como função de verossimilhança, o critério de decisão baseado na maximização de $p(\mathbf{r}|\mathbf{s}_n)$ em relação aos M sinais é chamado de critério de máxima-verossimilhança.

Em um canal com ruído AWGN, a função de verossimilhança é dada por

$$p(\mathbf{r}|\mathbf{s}_n) = \frac{1}{(\pi N_0)^{\frac{N}{2}}} \exp \left[- \sum_{k=1}^N \frac{(r_k - s_{nk})^2}{N_0} \right], \quad n = 1, 2, \dots, M. \quad (4.23)$$

Para calcular o máximo de $p(\mathbf{r}|\mathbf{s}_n)$ com relação a \mathbf{s}_n , é apropriado reescrever $p(\mathbf{r}|\mathbf{s}_n)$ na forma

$$\ln p(\mathbf{r}|\mathbf{s}_n) = -\frac{1}{2}N \ln(\pi N_0) - \frac{1}{N_0} \sum_{k=1}^N (r_k - s_{nk})^2. \quad (4.24)$$

Note que o valor máximo de $\ln p(\mathbf{r}|\mathbf{s}_n)$ é fornecido pelo sinal \mathbf{s}_n que minimiza a distância euclidiana

$$\begin{aligned} D(\mathbf{r}, \mathbf{s}_n) &= \sum_{k=1}^N (r_k - s_{nk})^2 = \sum_{k=1}^N r_k^2 - \sum_{k=1}^N r_k s_{nk} + \sum_{k=1}^N s_{nk}^2 = |\mathbf{r}|^2 - 2\mathbf{r}\mathbf{s}_n + |\mathbf{s}_n|^2 \\ &= |\mathbf{r}|^2 - (2\mathbf{r}\mathbf{s}_n - |\mathbf{s}_n|^2) = |\mathbf{r}|^2 - C(\mathbf{r}, \mathbf{s}_n), \quad n = 1, 2, \dots, M. \end{aligned} \quad (4.25)$$

em que $C(\mathbf{r}, \mathbf{s}_n) = 2\mathbf{r}\mathbf{s}_n - |\mathbf{s}_n|^2$. O termo $\mathbf{r}\mathbf{s}_n$ é uma projeção do vetor de sinal recebido \mathbf{r} em cada um dos possíveis vetores de sinais transmitidos \mathbf{s}_n . O valor de cada uma dessas projeções representa uma medida de correlação entre \mathbf{r} e \mathbf{s}_n , de modo que $C(\mathbf{r}, \mathbf{s}_n)$ é conhecida como métrica de correlação. Assim, encontrar o sinal \mathbf{s}_n que minimiza $D(\mathbf{r}, \mathbf{s}_n)$ é equivalente a encontrar o sinal \mathbf{s}_n que maximiza $C(\mathbf{r}, \mathbf{s}_n)$.

De acordo com Proakis [78] a métrica de decisão desse receptor pode ser escrita como

$$C(\mathbf{r}, \mathbf{s}_n) = 2 \int_0^{T_s} r(t) s_n(t) dt - E_n, \quad n = 0, 1, 2, \dots, M, \quad (4.26)$$

em que E_n representa a energia do sinal e T_s o intervalo de sinalização do sinal no receptor, de modo que o sinal recebido pode ser escrito como

$$r(t) = s_n(t) + \eta(t), \quad 0 \leq t \leq T_s. \quad (4.27)$$

Na Equação 4.27, $\eta(t)$ representa um processo gaussiano branco aditivo com densidade espectral de potência $\frac{N_0}{2}$ W/Hz.

À cada intervalo de sinalização de duração T_s pode haver a presença apenas do ruído permanente gaussiano $n_g(t)$ ou a presença do ruído permanente adicionado a outra fonte de ruído gaussiano $\eta_i(t)$ com variância σ_i^2 diferente de σ_g^2 . Essa alternância da ocorrência ou não de ruído impulsivo em cada intervalo de sinalização é modelado pela função $C(t)$, proposta nas seções anteriores.

No esquema BPSK a probabilidade de erro de *bit* sob ruído AWGN é dada por [79], Proakis 1995

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), \quad (4.28)$$

em que

$$Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy, \quad (4.29)$$

E_b é a energia do *bit* e $\frac{N_0}{2}$ é a DEP do ruído AWGN. Nos intervalos de sinalização em que o sinal modulante $C(t) = 1$ o ruído resultante é aditivo gaussiano branco como mostra a Equação 4.8 e pode-se avaliar a probabilidade de erro de *bit* do esquema BPSK substituindo a DEP do ruído AWGN ($\frac{N_0}{2}$) pela DEP do ruído total, dada pela Equação 4.19.

A probabilidade de erro de *bit* P_b varia com o tempo e pode ser escrita como

$$P_b(t) = \begin{cases} P_{e1} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_i}}\right), & \text{se } -\frac{\alpha T}{2} \leq t \leq \frac{\alpha T}{2} \\ P_{e2} = 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.30)$$

Assim, o valor médio de P_b será

$$P_b = \underbrace{\frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{-\frac{\alpha T}{2}} P_{e2} dt}_{=0} + \frac{1}{T} \int_{-\frac{\alpha T}{2}}^{\frac{\alpha T}{2}} P_{e1} dt + \underbrace{\frac{1}{T} \int_{\frac{\alpha T}{2}}^{\frac{T}{2}} P_{e2} dt}_{=0} = \alpha P_{e1} = \alpha Q\sqrt{\frac{2E_b}{N_i}} = \alpha Q\sqrt{2\gamma_i}, \quad (4.31)$$

em que $\gamma_i = \frac{E_b}{N_i}$.

4.2.10 Gráficos da Probabilidade de Erro de Bit do Modelo 1

A Figura 4.7 apresenta as curvas da probabilidade de erro de *bit* P_b do sistema BPSK em função da relação sinal ruído impulsivo γ_i em dB, obtidas a partir da Equação 4.31 para diferentes valores de α .

Pode-se observar pela Figura 4.7 que aumentando γ_i a probabilidade de erro de *bit* P_b diminui para α fixo.

Outra característica importante observada na Figura 4.7 é que o aumento do valor de α provoca um aumento no valor de P_b porque o aumento de α significa o aumento no tempo em que o ruído impulsivo está presente no sistema.

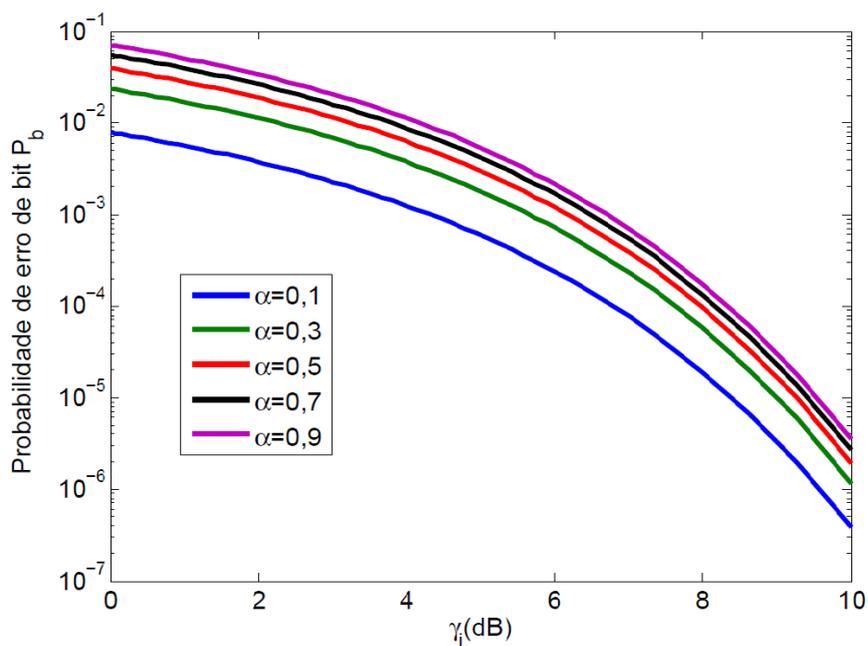


Figura 4.7 Probabilidade erro de bit P_b em função da relação sinal ruído impulsivo γ_i para diferentes valores de α .

A Figura 4.8 apresenta as curvas da probabilidade de erro de bit P_b do sistema BPSK em função de α para quatro valores de γ_i obtidas a partir da Equação 4.31.

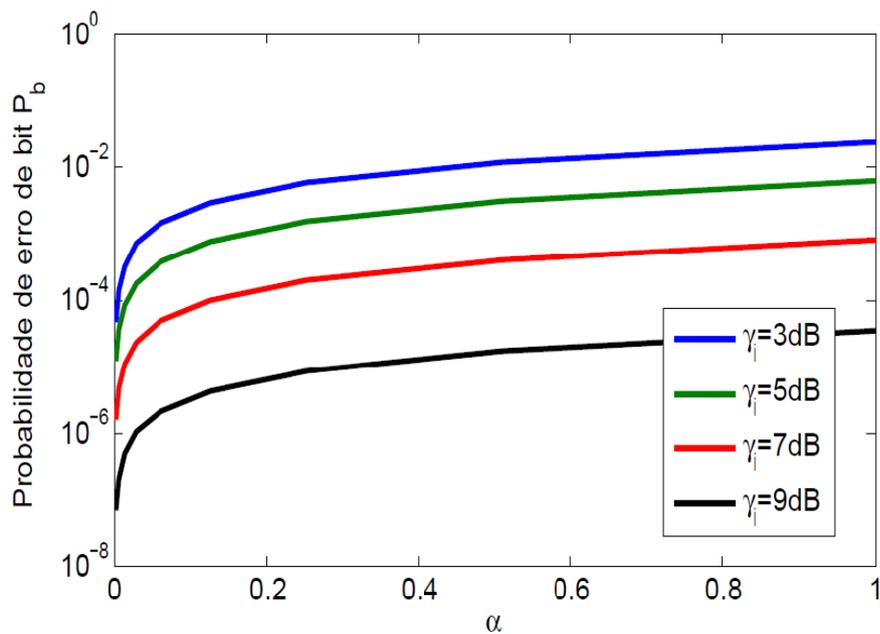


Figura 4.8 Probabilidade de erro de bit P_b em função de α para diferentes valores da relação sinal ruído impulsivo γ_i .

Pode-se observar pela Figura 4.8 que aumentando α a probabilidade de erro P_b aumenta para γ_i fixo. À medida que α aumenta de 0 até 1 a probabilidade de erro de *bit* aumenta, isto porque o aumento de α corresponde a um aumento no tempo de duração dos pulsos. Quando a relação sinal ruído impulsivo γ_i aumenta de 3 dB para 9 dB, P_b diminui de aproximadamente 10^{-2} para 10^{-5} considerando $\alpha = 0,5$.

4.3 Modelo 2 – Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Binário Puro com Ocorrência Aleatória dos Pulsos

4.3.1 Descrição

Este modelo consiste em amostras do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN), representado por $\eta_i(t)$, geradas por uma única fonte de ruído, conforme Tabela 4.1. Esse processo é obtido multiplicando $\eta_i(t)$ por uma onda quadrada $C(t)$ com amplitude unitária e período T . O tempo que a onda quadrada assume valor unitário é αT . A diferença entre esse modelo e o Modelo 1 é que os pulsos do sinal modulante $C(t)$ podem ocorrer de forma aleatória com probabilidade p .

A Figura 4.9 apresenta uma realização do processo $\eta(t)$ obtida segundo a Equação 4.32 usando o Simulink®.

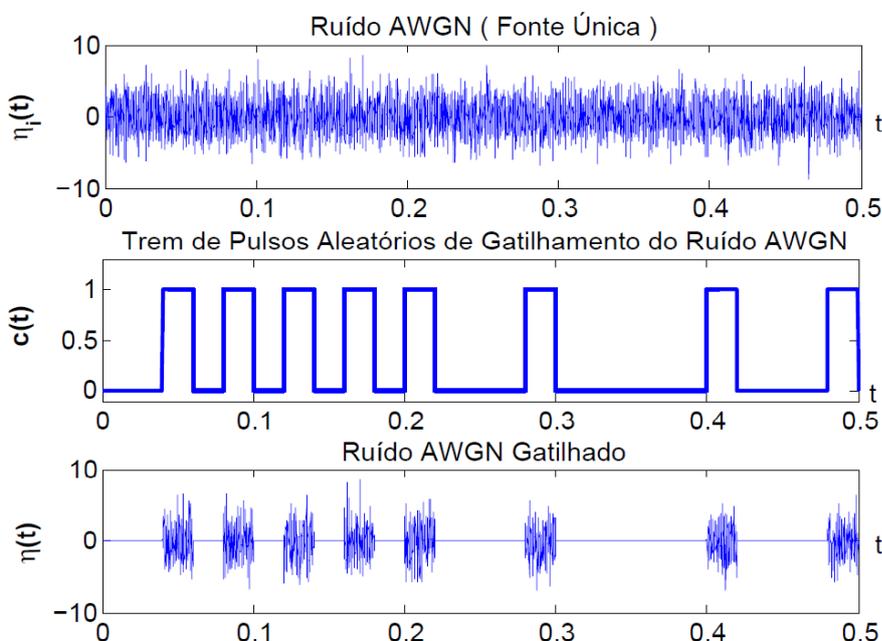


Figura 4.9 Realização do modelo de ruído impulsivo gaussiano gatilhado simples e puro com pulsos aleatórios.

4.3.2 Modelo Matemático

O modelo é representado por

$$\eta(t) = C(t)\eta_i(t) \quad (4.32)$$

e o sinal modulante $C(t)$ assume os valores 0 e 1 de forma aleatória e é representado por uma sequência de pulsos retangulares

$$C(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} m_k P_R(t - kT), \quad (4.33)$$

em que m_k é o k -ésimo símbolo do alfabeto $\{0, 1\}$, com distribuição de probabilidade $p(m_k = 1) = p$ e $p(m_k = 0) = 1 - p$.

Os pulsos são definidos como

$$P_R(t) = \begin{cases} 1, & -\alpha T/2 \leq t \leq \alpha T/2 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (4.34)$$

$0 \leq \alpha \leq 1$ e $R = \alpha T$. Assim $\eta(t)$ pode ser escrito como

$$\eta(t) = \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} m_k P_R(t - kT) \right] \eta_i(t). \quad (4.35)$$

O ruído representado por $\eta_i(t)$ é um processo AWGN com função de autocorrelação

$$R_{\eta_i}(\tau) = \frac{N_i}{2} \delta(\tau)$$

e densidade espectral de potência

$$S_{\eta_i}(\omega) = \frac{N_i}{2}.$$

4.3.3 Diagrama em Blocos do Simulador

A Figura 4.10 apresenta o diagrama em blocos implementado no Simulink[®] para simular uma amostra do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) simples e puro com ocorrência aleatória dos pulsos.

4.3.4 Função Densidade de Probabilidade

Considere inicialmente um processo ruidoso $\eta(t)$ escrito como

$$\eta(t) = C(t)\eta_i(t), \quad (4.36)$$

em que

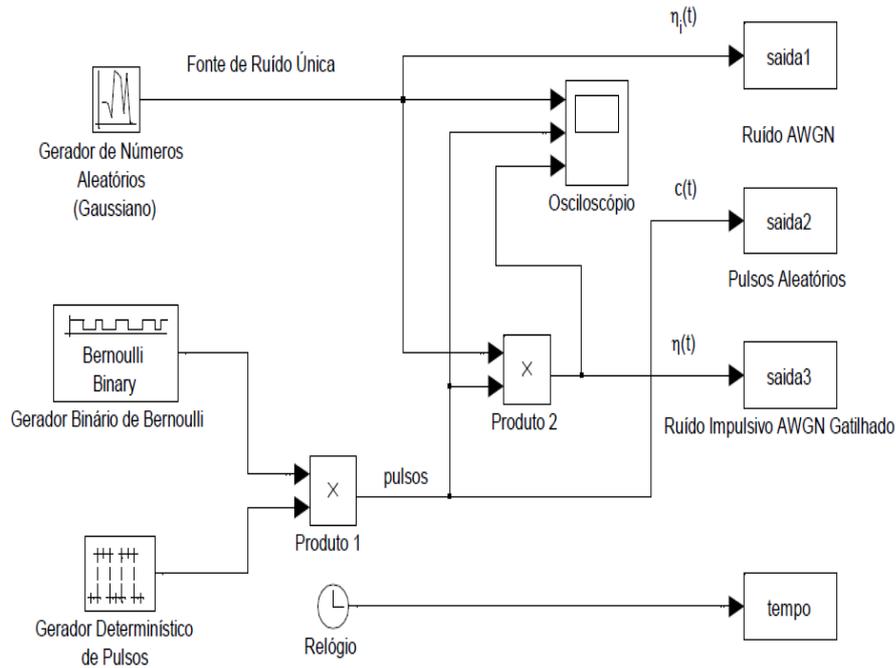


Figura 4.10 Diagrama em blocos do Simulink® utilizado para simular uma amostra do ruído $\eta(t)$

- $\eta_i(t)$ representa um processo gaussiano branco de média nula e variância σ_i^2 que modela uma parcela de ruído aditivo que se adiciona ao sinal transmitido de forma aleatória.
- $C(t)$ é um processo definido em tempo contínuo que toma valores em um conjunto discreto e que modela a adição do ruído $\eta_i(t)$ ao sinal transmitido.

Para obter a fdp de $\eta(t)$, denotada por $f_{\eta(t)}(\eta)$, observa-se inicialmente na Equação 4.36 que o termo $\eta(t)$ corresponde, em um instante t , a uma variável aleatória da forma

$$W = UV. \tag{4.37}$$

Desse modo, a função cumulativa de probabilidade (FCP) de W pode ser escrita como

$$P\{W \leq w\} = P\{UV \leq w\} = 1 - \int_{-\infty}^0 \int_{-\infty}^{\frac{w}{v}} f_{U,V}(u,v) du dv + \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\frac{w}{v}} f_{U,V}(u,v) du dv. \tag{4.38}$$

Assim a fdp $f_W(w)$ é dada por

$$f_W(w) = \frac{\partial P\{W \leq w\}}{\partial w} = \int_{-\infty}^0 -\frac{1}{v} f_{U,V}\left(\frac{w}{v}, v\right) dv + \int_0^{\infty} \frac{1}{v} f_{U,V}\left(\frac{w}{v}, v\right) dv. \tag{4.39}$$

Considerando que U e V sejam variáveis aleatórias independentes, pode-se escrever $f_W(w)$ na forma

$$f_W(w) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|v|} f_U\left(\frac{w}{v}\right) f_V(v) dv. \tag{4.40}$$

Aplicando o resultado da Equação 4.40 ao processo $\eta(t) = C(t)\eta_i(t)$ da Equação 4.36 pode-se escrever a fdp de $\eta(t)$ como

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|C(t)|} f_{\eta_i(t)}\left(\frac{\eta}{C(t)}\right) f_{C(t)}(c) dc. \quad (4.41)$$

Como $C(t)$ é um processo que toma os valores discretos 0 e 1, sua fdp pode ser escrita como

$$f_{C(t)}(c) = (1-p)\delta(c) + p\delta(c-1), \quad (4.42)$$

em que $p = P(C(t) = c_1 = 1)$, $1-p = P(C(t) = c_0 = 0)$ e $\delta(t)$ representa a função Delta de Dirac (de área unitária).

Usando as Expressões 4.40 e 4.42 e considerando $c_0 = 0$ e $c_1 = 1$ pode-se escrever a Expressão 4.41 como

$$\begin{aligned} f_{\eta(t)}(\eta) &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|C(t)|} f_{\eta_i(t)}\left(\frac{\eta}{C(t)}\right) [p_{C(t)}(c_0 = 0)\delta(c) + p_{C(t)}(c_1 = 1)\delta(c-1)] dc \\ &= \frac{p_{C(t)}(c_0)}{|c_0|} f_{\eta_i(t)}\left(\frac{\eta}{c_0}\right) + \frac{p_{C(t)}(c_1)}{|c_1|} f_{\eta_i(t)}\left(\frac{\eta}{c_1}\right) \\ &= p_{C(t)}(c_0)\delta(\eta) + p_{C(t)}(c_1)f_{\eta_i(t)}(\eta) \\ &= (1-p)\delta(\eta) + pf_{\eta_i(t)}(\eta). \end{aligned} \quad (4.43)$$

Assim

$$f_{\eta(t)}(\eta) = pf_{\eta_i(t)}(\eta) + (1-p)\delta(\eta). \quad (4.44)$$

Considerando que os pulsos $C(t)$ têm duração αT , a fdp de $\eta(t)$ pode ser reescrita como

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \alpha pf_{\eta_i(t)}(\eta) + (1-\alpha p)\delta(\eta). \quad (4.45)$$

4.3.5 Função de Autocorrelação

Considerando que o ruído total, ou resultante, é representado por

$$\eta(t) = C(t)\eta_i(t), \quad (4.46)$$

a função de autocorrelação de $\eta(t)$ pode ser calculada por

$$\begin{aligned} R_{\eta}(t, \tau) &= E[\eta(t)\eta(t+\tau)] = E[\{C(t)\eta_i(t)\}\{C(t+\tau)\eta_i(t+\tau)\}] \\ &= E[C(t)C(t+\tau)]R_{\eta_i}(\tau) \\ &= E\left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} m_k P_R(t-kT) \sum_{l=-\infty}^{\infty} m_l P_R(t+\tau-lT)\right] R_{\eta_i}(\tau) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} E[m_k m_l] P_R(t-kT) P_R(t+\tau-lT) R_{\eta_i}(\tau). \end{aligned} \quad (4.47)$$

Aplicando a distribuição de probabilidade de m_k , pode-se escrever $R_n(t)$ como

$$R_\eta(t, \tau) = R_{\eta_i}(\tau) \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} E[m_k^2] P_R(t-kT) P_R(t+\tau-kT) \right\}}_{k=l} + R_{\eta_i}(\tau) \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} E[m_k m_l] P_R(t-kT) P_R(t+\tau-lT) \right\}}_{k \neq l}.$$

Mas,

$$E[m_k^2] = P[m_k = 1] \cdot 1^2 + P[m_k = 0] \cdot 0^2 = p$$

e

$$E[m_k m_l] = 0 \cdot 0 \cdot P[m_k = 0, m_l = 0] + 0 \cdot 1 P[m_k = 0, m_l = 1] + 1 \cdot 0 \cdot P[m_k = 1, m_l = 0] + 1 \cdot 1 P[m_k = 1, m_l = 1] = p^2,$$

Assim tem-se

$$\begin{aligned} R_\eta(t, \tau) &= R_{\eta_i}(\tau) p \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_R(t-kT) P_R(t+\tau-kT) \right\}}_{k=l} \\ &+ R_{\eta_i}(\tau) p^2 \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} P_R(t-kT) P_R(t+\tau-lT) \right\}}_{k \neq l} \\ &= \frac{N_i}{2} \delta(\tau) p \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_R(t-kT) P_R(t+\tau-kT) \right\}}_{k=l} \\ &+ \frac{N_i}{2} \delta(\tau) p^2 \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} P_R(t-kT) P_R(t+\tau-lT) \right\}}_{k \neq l} \\ &= \frac{N_i}{2} \delta(\tau) p \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_R(t-kT) P_R(t-kT) \right\}}_{k=l} \\ &+ \frac{N_i}{2} \delta(\tau) p^2 \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} P_R(t-kT) P_R(t-lT) \right\}}_{k \neq l \Rightarrow 0}. \end{aligned} \tag{4.48}$$

Como o somatório duplo é nulo, pois os dois trens de pulsos estão desalinhados para $k \neq l$, então $R_n(t, \tau)$ pode ser reescrito

$$R_\eta(t, \tau) = \frac{N_i}{2} \delta(\tau) p \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_R^2(t - kT).$$

Considerando que $P_R^2(t - kT) = P_R(t - kT)$, tem-se

$$R_\eta(t, \tau) = \frac{N_i}{2} \delta(\tau) p \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_R(t - kT) = s(t) p \frac{N_i}{2} \delta(\tau), \quad (4.49)$$

em que

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_R(t - kT). \quad (4.50)$$

4.3.6 Função de Autocorrelação Média

Para eliminar a dependência da função de autocorrelação em relação ao tempo absoluto t calcula-se a média temporal de $R_\eta(t, \tau)$, obtendo

$$\begin{aligned} R_\eta(\tau) &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} R_\eta(\tau, t) dt = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \frac{N_i}{2} \delta(\tau) p \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_R(t - kT) dt \\ &= \frac{N_i}{2} \delta(\tau) p \underbrace{\frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_R(t - kT) dt}_{=\alpha} = p \alpha \frac{N_i}{2} \delta(\tau). \end{aligned} \quad (4.51)$$

4.3.7 Densidade Espectral de Potência

A DEP do ruído total é calculada pela transformada de Fourier de $R_\eta(t, \tau)$, obtendo

$$\begin{aligned} S_\eta(t, \omega) &= \mathcal{F}[R_\eta(t, \tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} R_\eta(t, \tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} R_\eta(t, \tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t) p \frac{N_i}{2} \delta(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau = s(t) p \frac{N_i}{2} \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau}_{=1} = s(t) p \frac{N_i}{2}, \end{aligned} \quad (4.52)$$

em que $s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_R(t - kT)$.

Densidade Espectral de Potência Média

Pode-se determinar o valor médio da densidade espectral de potência para torná-la independente do tempo absoluto t , a partir do valor médio da função de autocorrelação. Assim

$$\begin{aligned} S_{\eta}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} R_{\eta}(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} p\alpha \frac{N_i}{2} \delta(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau \\ &= p\alpha \frac{N_i}{2} \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau}_{=1} = p\alpha \frac{N_i}{2}. \end{aligned} \quad (4.53)$$

4.3.8 Probabilidade de Erro de Bit

No sistema BPSK a probabilidade de erro de *bit* é dada por [79, 80]

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), \quad (4.54)$$

em que E_b é a energia do *bit* e $\frac{N_0}{2}$ é a DEP do ruído AWGN. Sob a ação do ruído AWGN gatilhado (GAWGN), os pulsos $C(t) = 1$ ocorrem com probabilidade p durante o período de tempo $-\frac{\alpha T}{2} \leq t \leq \frac{\alpha T}{2}$. Assim

$$P_b(t) = \begin{cases} P_{b_1}, & -\alpha T/2 \leq t \leq \alpha T/2 \\ P_{b_2}, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (4.55)$$

em que $P_{b_1} = Q(\sqrt{2\gamma_i})$ com probabilidade p e $P_{b_2} = 0$

Podemos obter o valor médio de P_b em relação ao tempo

$$P_b = \underbrace{\frac{1}{T} \int_{-\frac{\alpha T}{2}}^{-\frac{T}{2}} P_{b_2} dt}_{=0} + \frac{1}{T} \int_{-\frac{\alpha T}{2}}^{\frac{\alpha T}{2}} P_{b_1} dt + \underbrace{\frac{1}{T} \int_{\frac{\alpha T}{2}}^{\frac{T}{2}} P_{b_2} dt}_{=0} = \frac{\alpha T P_{b_1}}{T} = \alpha P_{b_1} \quad (4.56)$$

em que

$$\begin{aligned} P_{b_1} &= P(\text{erro}|C(t) = 1)P(C(t) = 1) + P(\text{erro}|C(t) = 0)P(C(t) = 0) \\ &= P_{b_1}P(C(t) = 1) + P_{b_2}P(C(t) = 0) = P_{b_1}p + \underbrace{P_{b_2}(1-p)}_{=0} = pQ\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_i}}\right) \end{aligned} \quad (4.57)$$

e assim

$$P_b = \alpha p Q(\sqrt{2\gamma_i}), \quad (4.58)$$

em que $\gamma_i = \frac{2E_b}{N_i}$. Podemos observar que a probabilidade de erro de *bit* é diretamente proporcional a probabilidade de ocorrência dos pulsos $C(t) = 1$ e do tempo de duração α dos mesmos.

4.3.9 Gráficos da Probabilidade de Erro de Bit do Modelo 2

A Figura 4.11 apresenta as curvas da probabilidade de erro de *bit* P_b do sistema BPSK em função de γ_i em dB, obtidas a partir da Equação 4.58 para diferentes valores de α para p fixo em 0,5.

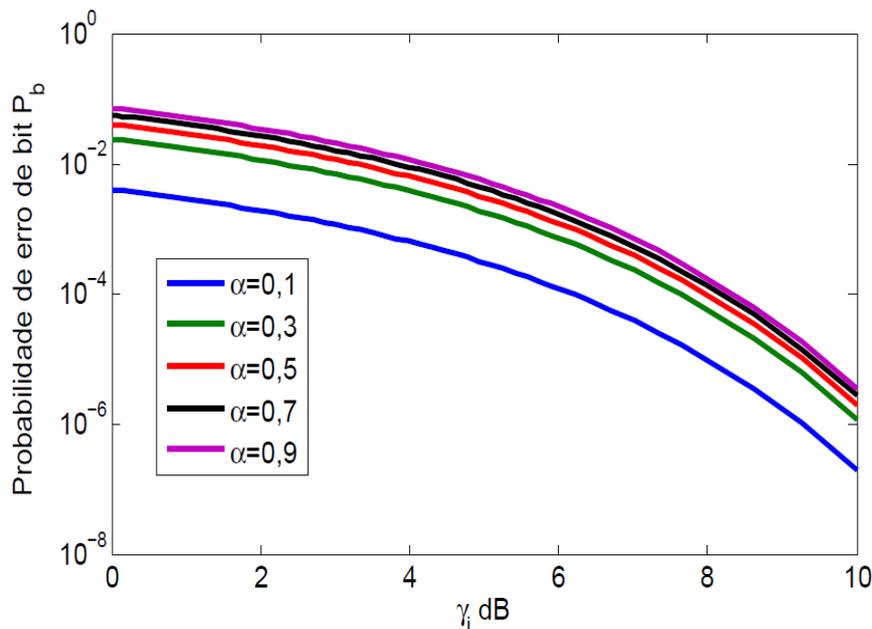


Figura 4.11 Probabilidade de erro de *bit* P_b em função de γ_i para $p = 0,5$ e diferentes valores de α

Pode-se observar na Figura 4.11 que aumentando γ_i a probabilidade de erro de *bit* P_b diminui. A medida que α aumenta para um valor fixo de γ_i a probabilidade de erro de *bit* aumenta, isto porque α determina o tempo de permanência do ruído impulsivo no sistema.

A Figura 4.12 apresenta as curvas da probabilidade de erro de *bit* P_b do sistema BPSK em função de α para $p = 0,5$ e diferentes valores de γ_i obtidas a partir da Equação 4.58.

Quando a relação sinal ruído γ_i aumenta de 3 dB para 9 dB, considerando $p = 0,5$, P_b diminui de aproximadamente 10^{-2} para 10^{-5} . Outra característica importante a ser observada na Figura 4.12 é que o aumento do valor de α provoca um aumento no valor de P_b .

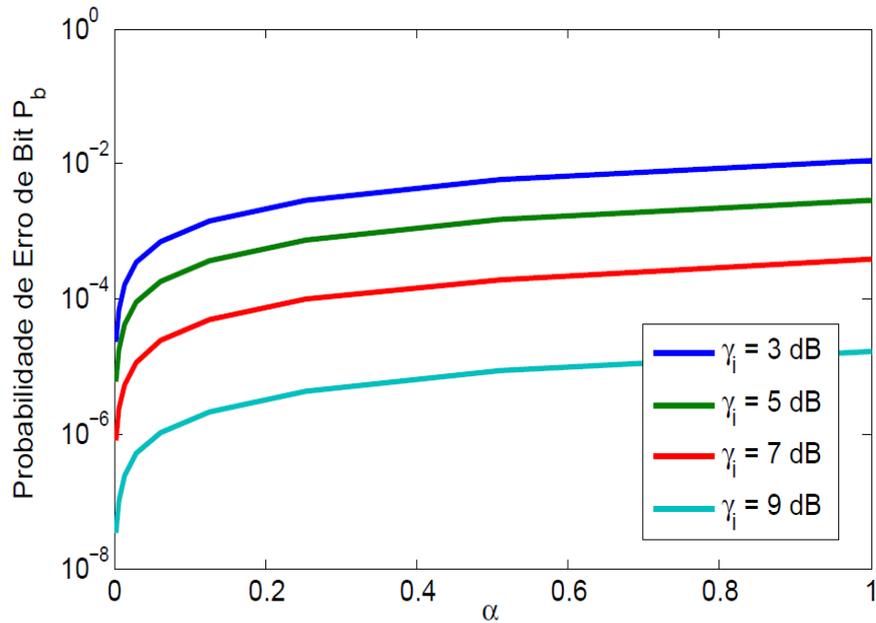


Figura 4.12 Probabilidade de erro de bit P_b em função de α para diferentes valores de γ_i

4.4 Modelo 3 – Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Binário Composto com Ocorrência Determinística dos Pulsos

4.4.1 Descrição

Esse modelo consiste em um processo ruidoso AWGN representado por $\eta_i(t)$ adicionado ao ruído AWGN gerado por uma segunda fonte independente representado por $\eta_g(t)$. As amostras são obtidas multiplicando $\eta_i(t)$ por um sinal modulante representado por uma onda quadrada $C(t)$ com amplitude unitária e período T . O tempo que a onda quadrada assume valor unitário é αT . O resultado final obtido é uma sequência periódica de amostras do ruído AWGN com duração αT adicionadas ao ruído de fundo permanente $\eta_g(t)$.

A Figura 4.13 apresenta uma realização desse processo obtida a partir do modelo descrito.

4.4.2 Modelo Matemático

Esse modelo pode ser representado por

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C(t)\eta_i(t) \tag{4.59}$$

e o sinal modulante $C(t)$ assume valores 0 e 1 de forma determinística e é representado por uma sequência de pulsos

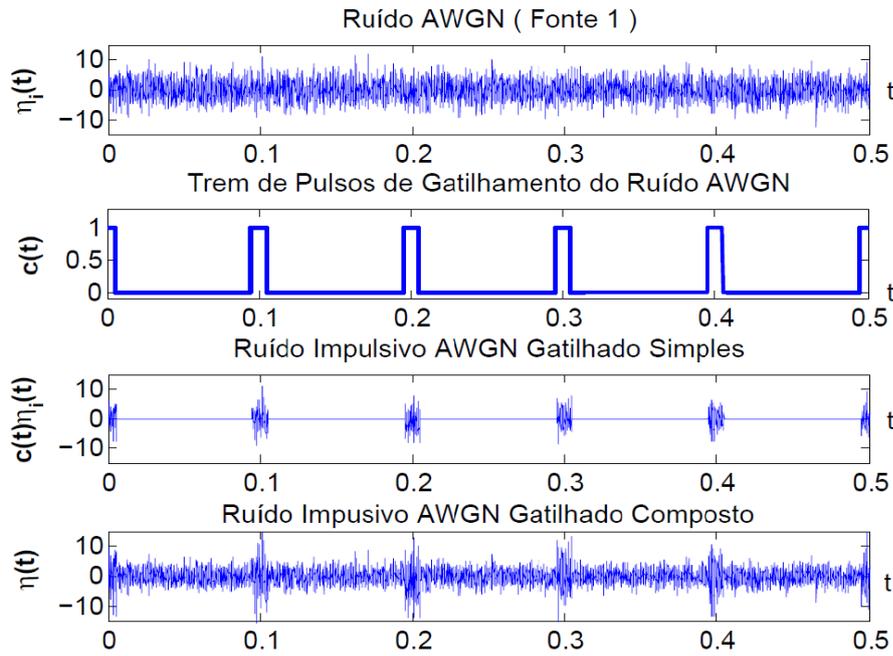


Figura 4.13 Formas de onda ruído impulsivo gaussiano binário composto com ocorrência determinística dos pulsos.

$$C(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} P_R(t - kT), \quad (4.60)$$

em que os pulsos são definidos como

$$P_R(t) = \begin{cases} 1, & -\alpha T/2 \leq t \leq \alpha T/2 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (4.61)$$

em que $0 \leq \alpha \leq 1$ e $R = \alpha T$.

4.4.3 Função Densidade de Probabilidade

Para obter a fdp desse modelo pode-se reescrever a Equação 4.59

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C(t)\eta_i(t) \quad (4.62)$$

Conforme demonstrado para o Modelo 1, fazendo $Y(t) = C(t)\eta_i(t)$ obtém-se

$$f_Y(y) = \begin{cases} f_{\eta_i(t)}(\eta), & -\alpha T/2 \leq t \leq \alpha T/2 \\ \delta(\eta), & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (4.63)$$

Assim a fdp de $\eta(t)$ pode ser vista como uma mistura de fdps, e reescrita como

$$f_Y(y) = \alpha f_{\eta_i(t)}(\eta) + (1 - \alpha)\delta(\eta) \quad (4.64)$$

A fdp de $\eta(t)$ é obtida utilizando a propriedade de soma de variáveis aleatórias, assim

$$\begin{aligned}
 f_{\eta(t)}(\eta) &= f_{\eta_g(t)}(\eta_g) * f_Y(y) \\
 &= f_{\eta_g(t)}(\eta_g) * [\alpha f_{\eta_i(t)}(\eta) + (1 - \alpha)\delta(\eta)] \\
 &= f_{\eta_g(t)}(\eta_g) * \alpha f_{\eta_i(t)}(\eta) + f_{\eta_g(t)}(\eta_g) * (1 - \alpha)\delta(\eta) \\
 &= \alpha f_{\eta_g(t)}(\eta_g) * f_{\eta_i(t)}(\eta) + (1 - \alpha)f_{\eta_g(t)}(\eta_g) * \delta(\eta).
 \end{aligned} \tag{4.65}$$

Substituindo as fdps

$$f_{\eta_i(t)}(\eta_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_i^2}} \exp\left(-\frac{\eta_i^2}{2\sigma_i^2}\right) \quad \text{e} \quad f_{\eta_g(t)}(\eta_g) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left(-\frac{\eta_g^2}{2\sigma_g^2}\right) \tag{4.66}$$

na Equação 4.65 e realizando as operações algébricas adequadas, pode-se escrever $f_{\eta(t)}(\eta)$ na forma

$$\begin{aligned}
 f_{\eta(t)}(\eta) &= \alpha \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}\right) \right] \\
 &\quad + (1 - \alpha) \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2\sigma_g^2}\right) \right].
 \end{aligned} \tag{4.67}$$

4.4.4 Diagrama em Blocos do Simulador

A Figura 4.14 apresenta o diagrama em blocos montado com o Simulink® para simular uma realização do ruído impulsivo gatilhado (GAWGN) simples (sem surtos) e composto (duas fontes) com ocorrência determinística dos pulsos.

4.4.5 Função de Autocorrelação

O ruído total ou resultante é dado por

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C(t)\eta_i(t) \tag{4.68}$$

e a função de autocorrelação de $\eta(t)$ é dada por

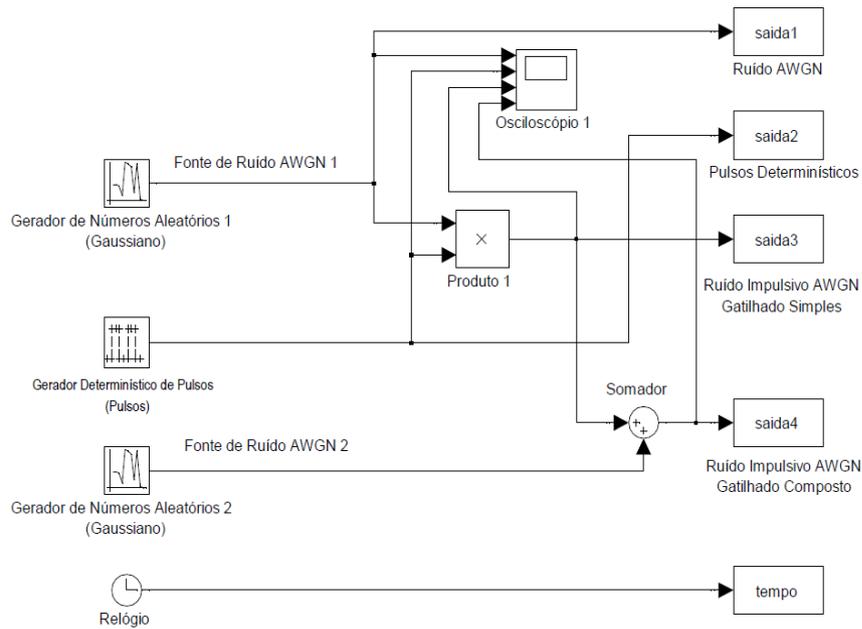


Figura 4.14 Diagrama em blocos do Simulink® utilizado para simular uma amostra do ruído $\eta(t)$.

$$\begin{aligned}
 R_{\eta}(t, \tau) &= E[\eta(t)\eta(t + \tau)] \\
 &= E\{\{\eta_g(t) + C(t)\eta_i(t)\}\{\eta_g(t + \tau) + C(t + \tau)\eta_i(t + \tau)\}\} \\
 &= E[\eta_g(t)\eta_g(t + \tau) + \eta_g(t)C(t + \tau)\eta_i(t + \tau) \\
 &\quad + C(t)\eta_i(t)\eta_g(t + \tau) + C(t)C(t + \tau)\eta_i(t)\eta_i(t + \tau)] \\
 &= E[\eta_g(t)\eta_g(t + \tau)] + E[\eta_g(t)C(t + \tau)\eta_i(t + \tau)] \\
 &\quad + E[C(t)\eta_i(t)\eta_g(t + \tau)] + E[C(t)C(t + \tau)\eta_i(t)\eta_i(t + \tau)].
 \end{aligned}$$

Considerando $\eta_g(t)$ e $\eta_i(t)$ independentes, pode-se escrever

$$\begin{aligned}
 R_{\eta}(t, \tau) &= E[\eta_g(t)\eta_g(t + \tau)] + E[C(t)C(t + \tau)\eta_i(t)\eta_i(t + \tau)] \\
 &= R_{\eta_g}(\tau) + E[C(t)C(t + \tau)\eta_i(t)\eta_i(t + \tau)] \\
 &= R_{\eta_g}(\tau) + E[C(t)C(t + \tau)]R_{\eta_i}(\tau) = \frac{N_0}{2}\delta(\tau) + E[C(t)C(t + \tau)]\frac{N_i}{2}\delta(\tau) \\
 &= \frac{N_0}{2}\delta(\tau) + C(t)C(t + \tau)\frac{N_i}{2}\delta(\tau) = \frac{N_0}{2}\delta(\tau) + C^2(t)\frac{N_i}{2}\delta(\tau) \\
 &= \frac{N_0}{2}\delta(\tau) + C(t)\frac{N_i}{2}\delta(\tau) = \left\{\frac{N_0 + C(t)N_i}{2}\right\}\delta(\tau),
 \end{aligned} \tag{4.69}$$

em que $C(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} P_R(t - kT)$.

4.4.6 Função de Autocorrelação Média

Segue que, para eliminar a dependência da função de autocorrelação em relação ao tempo absoluto t deve-se calcular a média temporal de $R_\eta(t, \tau)$ obtendo

$$\begin{aligned} R_\eta(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T R_\eta(t, \tau) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \left\{ \frac{N_0 + C(t)N_i}{2} \right\} \delta(\tau) dt \\ &= \frac{1}{T} \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \int_0^T dt + \frac{1}{T} \frac{N_i}{2} \delta(\tau) \int_0^T C(t) dt = \frac{1}{T} \frac{N_0}{2} \delta(\tau) T + \frac{1}{T} \frac{N_i}{2} \delta(\tau) \alpha T \\ &= \frac{N_0}{2} \delta(\tau) + \alpha \frac{N_i}{2} \delta(\tau). \end{aligned} \quad (4.70)$$

4.4.7 Densidade Espectral de Potência

A DEP de $\eta(t)$ é a transformada de Fourier da função de autocorrelação $R_\eta(\tau, t)$ em relação a τ ou seja

$$\begin{aligned} S_\eta(t, \omega) &= \mathcal{F}[R_\eta(t, \tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} R_\eta(t, \tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau \\ &= \mathcal{F}\left[\frac{N_0}{2} \delta(\tau) + C(t) \frac{N_i}{2} \delta(\tau)\right] \\ &= \mathcal{F}\left[\frac{N_0}{2} \delta(\tau)\right] + \mathcal{F}\left[C(t) \frac{N_i}{2} \delta(\tau)\right] = \frac{N_0}{2} + C(t) \frac{N_i}{2}, \end{aligned} \quad (4.71)$$

Quando $C(t) = 0$, $S_\eta(t, \omega) = \frac{N_0}{2}$ e quando $C(t) = 1$, $S_\eta(t, \omega) = \frac{N_0 + N_i}{2}$.

4.4.8 Densidade Espectral de Potência Média

Pode-se determinar o valor médio da densidade espectral de potência, para torná-la independente do tempo absoluto t , a partir do valor médio da função de autocorrelação. Aplicando então a transformada de Fourier, tem-se

$$\begin{aligned} S_\eta(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} R_\eta(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{N_0}{2} + \alpha \frac{N_i}{2} \right\} \delta(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau \\ &= \left\{ \frac{N_0}{2} + \alpha \frac{N_i}{2} \right\} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau = \frac{N_0}{2} + \alpha \frac{N_i}{2} \\ &= \frac{N_0 + \alpha N_i}{2}. \end{aligned} \quad (4.72)$$

4.4.9 Probabilidade de Erro de Bit

Nesta seção é avaliada a influência desse modelo de ruído no desempenho do receptor no esquema BPSK, a probabilidade de erro de *bit* é dada por [79] [80]

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = Q(\sqrt{2\gamma_g}), \quad (4.73)$$

em que E_b é a energia do *bit* e $\frac{N_0}{2}$ é a DEP do ruído AWGN. Sob a ação do ruído AWGN gatilhado (GAWGN) periódico essa probabilidade de erro de bit pode ser escrita como

$$P_b(t) = \begin{cases} P_{e1} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0+N_i}}\right), & \text{se } -\frac{\alpha T}{2} \leq t \leq \frac{\alpha T}{2} \\ P_{e2} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.74)$$

Dessa forma a probabilidade de erro de *bit* é variável e periódica com período T . Pode-se assim obter a probabilidade média de erro de *bit* P_b em relação ao tempo de forma semelhante ao que foi realizado para os Modelo 1 e 2.

$$\begin{aligned} P_b &= \frac{\left[\alpha T \cdot Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0+N_i}}\right) + (1-\alpha)T \cdot Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\right]}{T} \\ &= \alpha Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0+N_i}}\right) + (1-\alpha)Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right). \end{aligned} \quad (4.75)$$

Considerando que $\gamma_i = \frac{E_b}{N_i}$ e $\gamma_g = \frac{E_b}{N_0}$ tem-se

$$P_b = \alpha Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma_g \gamma_i}{\gamma_g + \gamma_i}}\right) + (1-\alpha)Q\left(\sqrt{2\gamma_g}\right), \quad (4.76)$$

em que γ_i é a razão sinal ruído AWGN da fonte de ruído utilizada para gerar o ruído impulsivo GAWGN e γ_g é a relação sinal ruído da fonte de ruído permanente (não gatilhado) adicionada ao sistema.

4.4.10 Gráficos da Probabilidade de Erro de Bit do Modelo 3

Nesta seção são apresentadas as curvas da probabilidade de erro de *bit* em função de α , γ_g e γ_i .

A Figura 4.15 apresenta as curvas da probabilidade de erro de *bit* P_b do sistema BPSK em função de α , obtidas a partir da Equação 4.76 para diferentes valores de γ_g .

Pode-se observar na Figura 4.15 que aumentando γ_g a probabilidade de erro de *bit* P_b diminui para um determinado valor de α . Outra característica importante a ser observada na Figura 4.15 é que o aumento do valor de α provoca um aumento no valor de P_b , pois o aumento de α significa o aumento no tempo em que o ruído está presente no sistema, ou seja, o tempo de duração dos pulsos aumenta.

A Figura 4.16 apresenta as curvas da probabilidade de erro de *bit* P_b do sistema BPSK em função de γ_i em dB, obtidas a partir da Equação 4.76 para diferentes valores de γ_i .

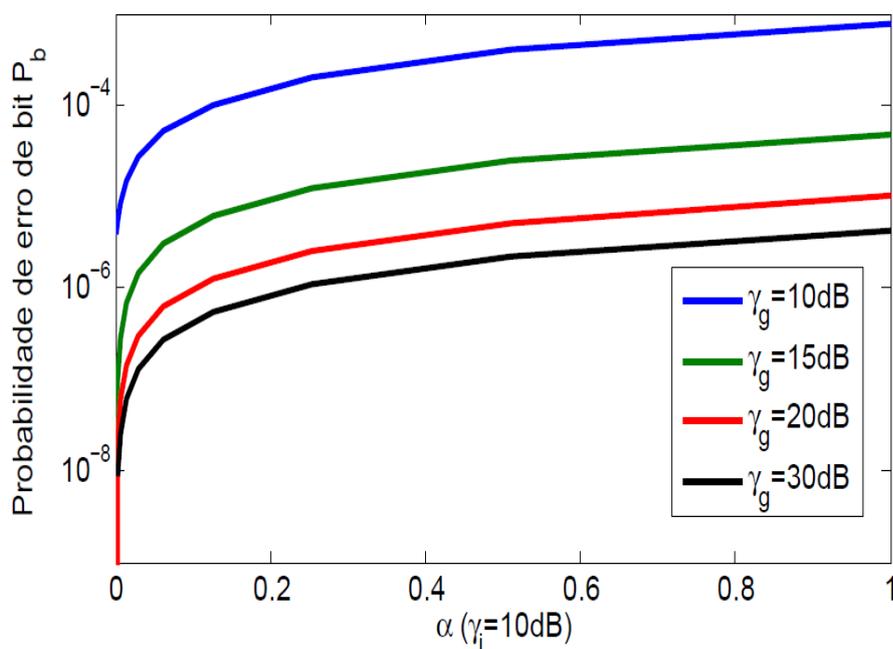


Figura 4.15 Probabilidade de erro de bit P_b em função de α para diferentes valores de γ_g e $\gamma_i = 10\text{ dB}$.

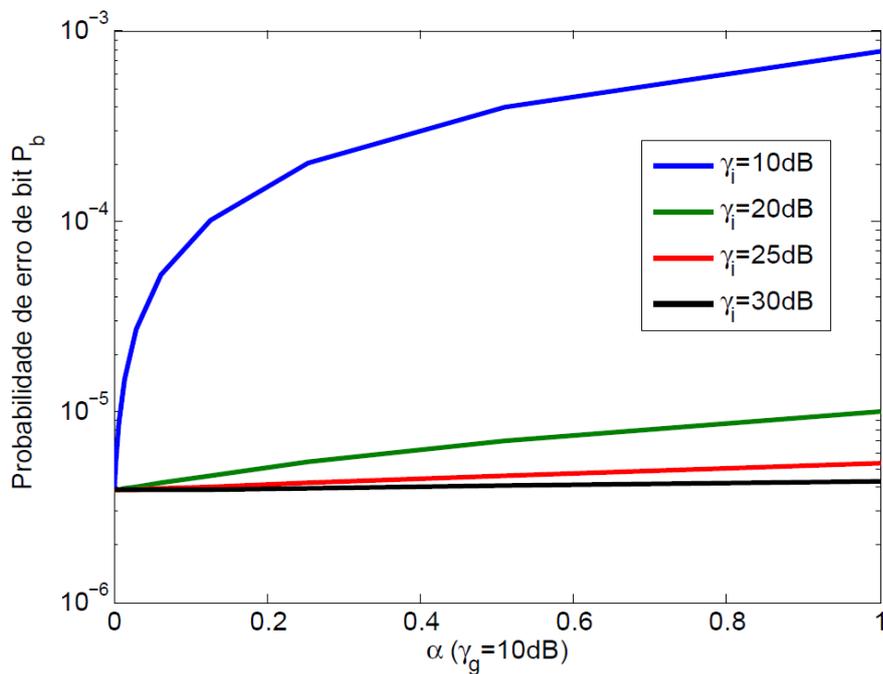


Figura 4.16 Probabilidade de erro de bit P_b em função de α para diferentes valores de γ_i e $\gamma_g = 10\text{ dB}$.

Pode-se observar na Figura 4.16 que aumentando α a probabilidade de erro de bit P_b aumenta para um valor fixo de γ_i , ou seja o tempo de duração dos pulsos ruidosos aumenta. À medida que α aumenta as curvas se deslocam para a parte superior do gráfico.

A Figura 4.17 apresenta as curvas da probabilidade de erro de *bit* P_b do sistema BPSK em função de γ_g em dB , obtidas a partir da Equação 4.76 para diferentes valores de α .

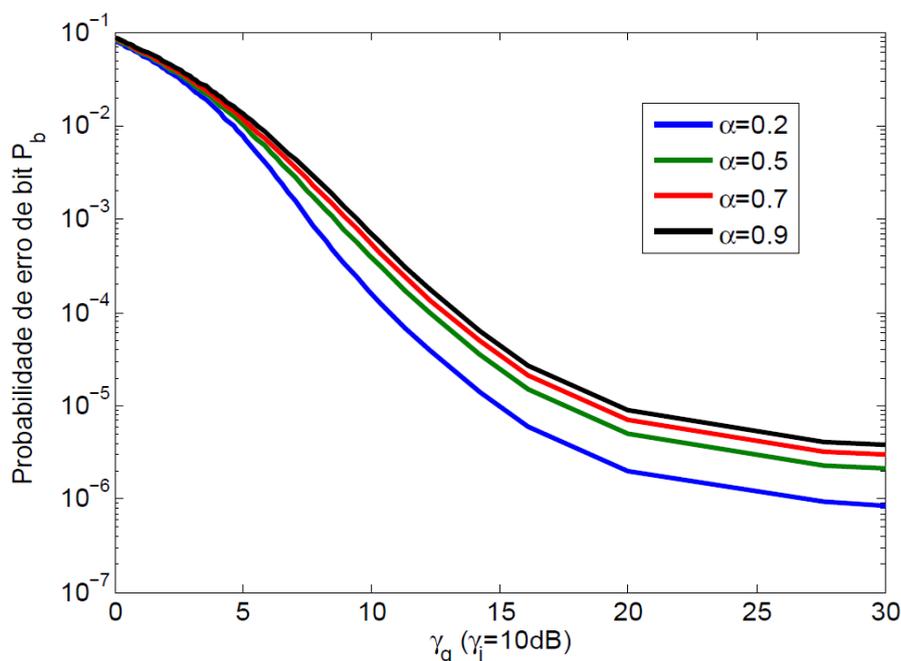


Figura 4.17 Probabilidade de erro de *bit* P_b em função de γ_g para diferentes valores de α .

Pode-se observar na Figura 4.17 que aumentando γ_g a probabilidade de erro de *bit* P_b diminui para o valor fixo de α . E o aumento do valor de α provoca um aumento no valor de P_b para um valor fixo de γ_g porque o aumento de α significa o aumento no tempo em que o ruído impulsivo está presente no sistema ou seja, o tempo de duração dos pulsos aumenta.

A Figura 4.18 apresenta as curvas da probabilidade de erro de *bit* P_b do sistema BPSK em função de γ_g em dB , obtidas a partir da Equação 4.76 para diferentes valores de γ_i .

Pode-se observar na Figura 4.18 que aumentando γ_g a probabilidade de erro de *bit* P_b diminui para um determinado valor de γ_i . A curva referente a γ_i igual a 30 dB praticamente não sofre os efeitos com o aumento de γ_g , isto porque a relação sinal ruído impulsivo é muito alta.

A Figura 4.19 apresenta as curvas da probabilidade de erro de *bit* P_b do sistema BPSK em função de γ_i em dB , obtidas a partir da Equação 4.76 para diferentes valores de α .

Pode-se observar na Figura 4.19 que aumentando γ_i a probabilidade de erro de *bit* P_b diminui para um valor fixo de α . Outra característica importante a ser observada na Figura 4.19 é que o aumento do valor de α provoca um aumento no valor de P_b isto porque o aumento de α significa o aumento no tempo em que o ruído está presente no sistema.

A Figura 4.20 apresenta as curvas da probabilidade de erro de *bit* P_b do sistema BPSK em função de γ_i em dB , obtidas a partir da Equação 4.76 para diferentes valores de γ_g .

Podemos observar na Figura 4.20 que aumentando γ_i a probabilidade de erro de *bit* P_b diminui para um determinado valor de γ_g . Outra característica importante a ser observada na

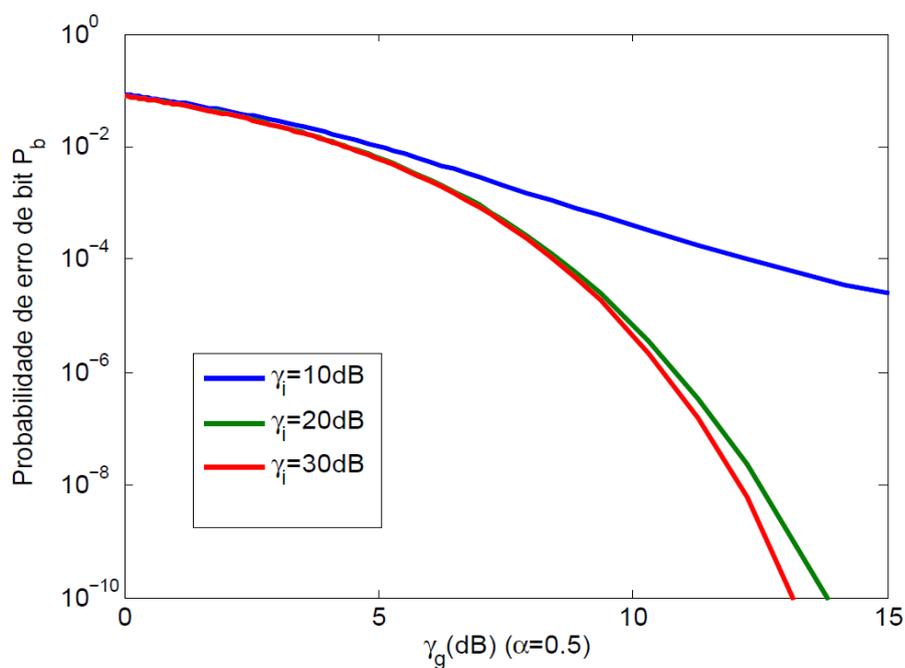


Figura 4.18 Probabilidade de erro de *bit* P_b em função de γ_g para diferentes valores de γ_i .

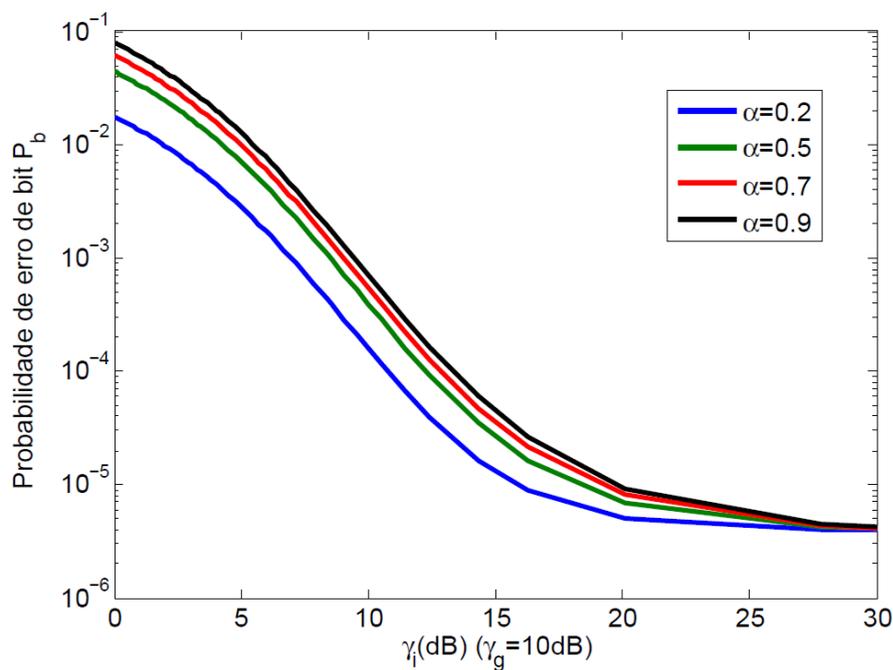


Figura 4.19 Probabilidade de erro de *bit* P_b em função de γ_i para diferentes valores de α e $\gamma_g = 10$ dB.

Figura 4.20 é que o aumento do valor de γ_g provoca uma diminuição no valor de P_b isto porque o aumento de γ_g significa elevação da potência do sinal.

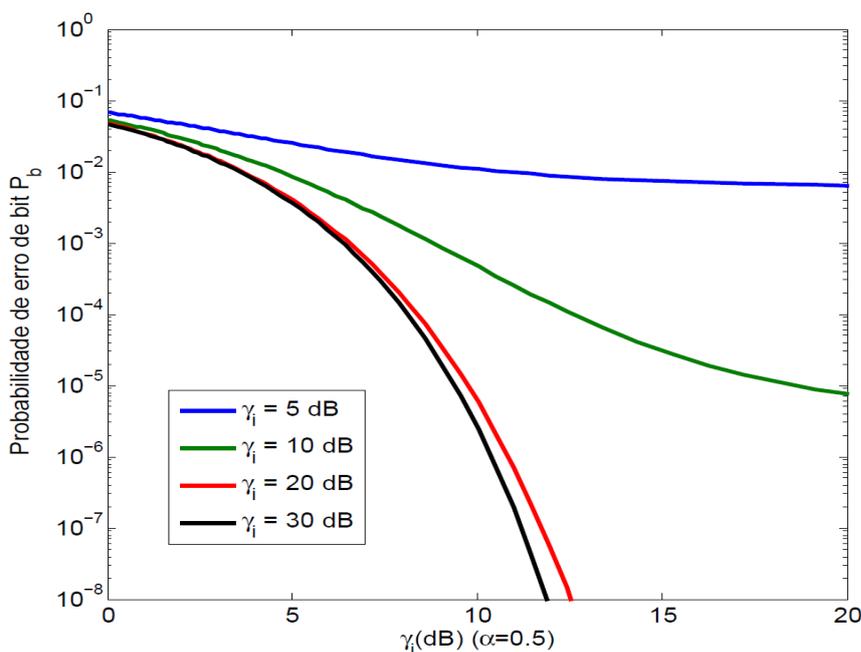


Figura 4.20 Probabilidade de Erro de bit P_b em função de γ_i para diferentes valores de γ_g .

4.5 Modelo 4 – Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Binário Composto com Ocorrência Aleatória dos Pulsos

Nesta seção é apresentado o modelo geral para o ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) binário, este modelo é composto ou seja além do ruído impulsivo $\eta_i(t)$ que ocorre de forma aleatória com probabilidade p , há a presença do ruído gaussiano permanente $\eta_g(t)$. Este modelo geral engloba os três modelos apresentados nas seções anteriores.

4.5.1 Descrição

Esse modelo consiste em um processo AWGN, representado por $\eta_i(t)$, gerado por uma fonte de ruído e outra parcela adicionada, ao ruído total representada por $\eta_g(t)$ gerada por outra fonte independente e permanente. A parcela impulsiva é obtida multiplicando $\eta_i(t)$ por uma onda quadrada $C(t)$ com amplitude unitária e período T . O tempo que a onda quadrada assume valor unitário é αT . O sinal final obtido é uma sequência aleatória de amostras do ruído AWGN com duração αT adicionadas ao ruído permanente $\eta_g(t)$. A diferença desse modelo para o modelo anterior é que os pulsos do sinal modulante $C(t)$, são aleatórios e podem ocorrer com probabilidade p .

A Figura 4.21 apresenta uma realização desse processo a partir do modelo descrito.

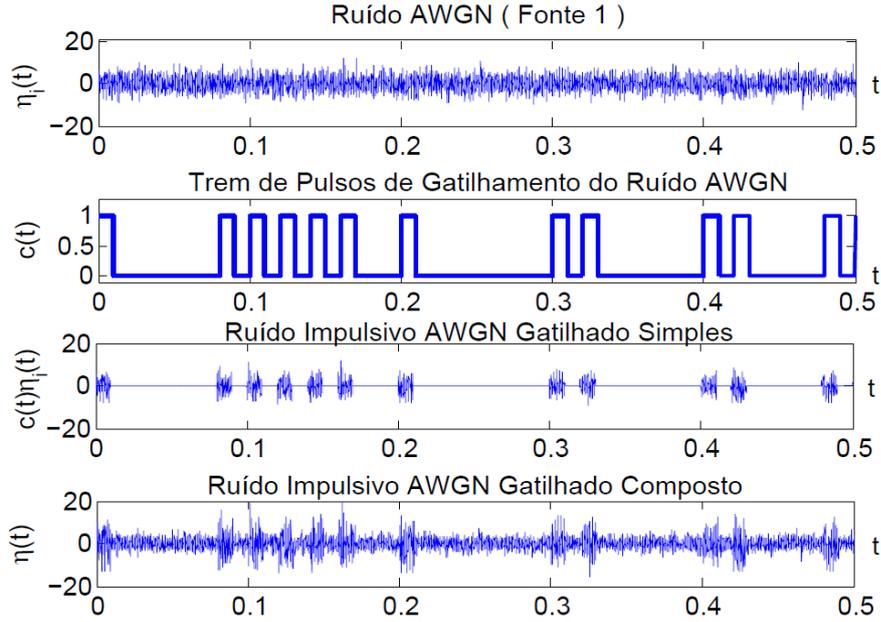


Figura 4.21 Formas de onda do ruído impulsivo gaussiano gatilhado composto com ocorrência aleatória dos pulsos.

4.5.2 Modelo Matemático

O modelo que descreve o comportamento do ruído é representado matematicamente por

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C(t)\eta_i(t) \quad (4.77)$$

e o sinal modulante $C(t)$ assume os valores 0 e 1 de forma aleatória, representado por uma sequência de pulsos

$$C(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} m_k P_R(t - kT), \quad (4.78)$$

em que m_k é o k -ésimo símbolo do alfabeto $\{0, 1\}$, com distribuição de probabilidade $p(m_k = 1) = p$ e $p(m_k = 0) = 1 - p$. Além disso, os pulsos são definidos como

$$P_R(t) = \begin{cases} 1, & -\alpha T/2 \leq t \leq \alpha T/2 \\ 0, & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (4.79)$$

em que $0 \leq \alpha \leq 1$ e $R = \alpha T$. Assim,

$$\eta(t) = \eta_g(t) + \left[\sum_{-\infty}^{\infty} m_k P_R(t - kT) \right] \eta_i(t). \quad (4.80)$$

4.5.3 Diagrama em Blocos do Simulador

A Figura 4.22 apresenta o diagrama em blocos implementado no Simulink® para simular uma realização do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) binário simples (sem surtos) e composto (duas fontes).

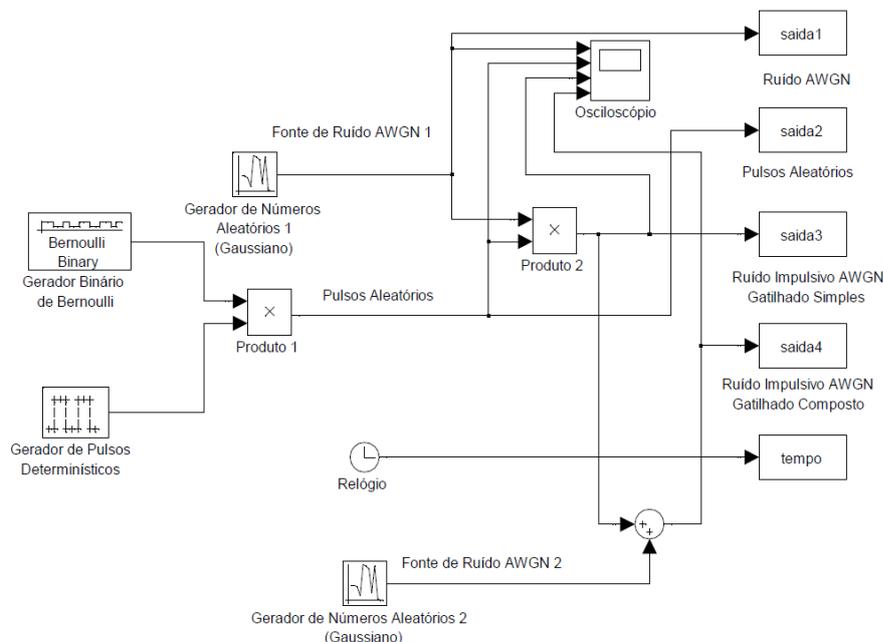


Figura 4.22 Diagrama em blocos do Simulink® utilizado para simular uma amostra do ruído $\eta(t)$

4.5.4 Função Densidade de Probabilidade

Para obter a função densidade de probabilidade para esse modelo utiliza-se a fdp da variável aleatória $Y(t) = C(t)\eta_i(t)$ obtida para o Modelo 2. Em seguida efetua-se a convolução da fdp de $\eta_g(t)$ com a fdp de $Y(t)$.

Assim

$$f_{\eta(t)}(\eta) = f_{\eta_g(t)}(\eta_g) * f_Y(y) \tag{4.81}$$

$$\begin{aligned} f_{\eta(t)}(\eta) &= f_{\eta_g(t)}(\eta_g) * [(1 - p)\delta(\eta) + pf_{\eta_i(t)}(\eta)] \\ &= f_{\eta_g(t)}(\eta_g) * (1 - p)\delta(\eta) + f_{\eta_g(t)}(\eta_g) * pf_{\eta_i(t)} \\ &= (1 - p)f_{\eta_g(t)}(\eta_g) + pf_{\eta_g(t)}(\eta) * f_{\eta_i(t)}(\eta) \end{aligned} \tag{4.82}$$

Substituindo as fdps

$$f_{\eta_i(t)}(\eta_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_i^2}} \exp\left(-\frac{\eta_i^2}{2\sigma_i^2}\right) \quad \text{e} \quad f_{\eta_g(t)}(\eta_g) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left(-\frac{\eta_g^2}{2\sigma_g^2}\right) \quad (4.83)$$

na Equação 7.34 e realizando as operações algébricas adequadas, pode-se escrever $f_{\eta(t)}(\eta)$ na forma

$$f_{\eta(t)}(\eta) = p \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}\right) \right] + (1-p) \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2\sigma_g^2}\right) \right] \quad (4.84)$$

Considerando que os pulsos $C(t) = 1$ têm duração αT e $C(t) = 0$ têm duração $1 - \alpha T$, a fdp de $\eta(t)$ pode ser reescrita como

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \alpha p \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}\right) \right] + (1 - \alpha p) \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2\sigma_g^2}\right) \right] \quad (4.85)$$

4.5.5 Função de Autocorrelação

A partir do modelo para ruído resultante, representado por

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C(t)\eta_i(t), \quad (4.86)$$

obtem-se a função de autocorrelação de $\eta(t)$, dada por

$$\begin{aligned} R_\eta(t, \tau) &= E[\eta(t)\eta(t+\tau)] \\ &= E[\eta_g(t) + \{C(t)\eta_i(t)\} \{ \eta_g(t+\tau) + C(t+\tau)\eta_i(t+\tau) \}] \\ &= E[\eta_g(t)\eta_g(t+\tau)] + \underbrace{E[\eta_g(t)C(t+\tau)\eta_i(t+\tau)]}_{=0} + \underbrace{E[C(t)\eta_i(t)\eta_g(t+\tau)]}_{=0} \\ &\quad + E[C(t)\eta_i(t)C(t+\tau)\eta_i(t+\tau)] \\ &= E[\eta_g(t)\eta_g(t+\tau)] + E[C(t)C(t+\tau)\eta_i(t)\eta_i(t+\tau)]. \end{aligned} \quad (4.87)$$

Usando a equação de $C(t)$, pode-se reescrever $R_\eta(t, \tau)$ como

$$\begin{aligned}
 R_\eta(t, \tau) &= R_{\eta_g}(\tau) + E[C(t)\eta_i(t)C(t+\tau)]R_{\eta_i}(\tau) \\
 &= R_{\eta_g}(\tau) + E \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} m_k P_R(t-kT) \sum_{l=-\infty}^{\infty} m_l P_R(t+\tau-lT) \right] R_{\eta_i}(\tau) \\
 &= R_{\eta_g}(\tau) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} E[m_k m_l] P_R(t-kT) P_R(t+\tau-lT) R_{\eta_i}(\tau)
 \end{aligned} \tag{4.88}$$

$$\begin{aligned}
 R_\eta(t, \tau) &= R_{\eta_g}(\tau) + R_{\eta_i}(\tau) \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} E[m_k^2] P_R(t-kT) P_R(t+\tau-kT) \right\}}_{k=l} \\
 &\quad + R_{\eta_i}(\tau) \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} E[m_k m_l] P_R(t-kT) P_R(t+\tau-lT) \right\}}_{k \neq l}.
 \end{aligned} \tag{4.89}$$

Considerando que,

$$E[m_k^2] = P[m_k = 1].1^2 + P[m_k = 0].0^2 = p$$

e

$$\begin{aligned}
 E[m_k m_l] &= 0.0P[m_k = 0, m_l = 0] + 0.1P[m_k = 0, m_l = 1] \\
 &\quad + 1.0P[m_k = 1, m_l = 0] + 1.1P[m_k = 1, m_l = 1] = p^2.
 \end{aligned} \tag{4.90}$$

tem-se

$$\begin{aligned}
 R_\eta(t, \tau) &= R_{\eta_g}(\tau) + R_{\eta_i}(\tau) p \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_R(t-kT) P_R(t+\tau-kT) \right\}}_{k=l} \\
 &\quad + R_{\eta_i}(\tau) p^2 \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} P_R(t-kT) P_R(t+\tau-lT) \right\}}_{k \neq l} \\
 &= R_{\eta_g}(\tau) + \frac{N_i}{2} \delta(\tau) p \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_R(t-kT) P_R(t+\tau-kT) \right\}}_{k=l} \\
 &\quad + \frac{N_i}{2} \delta(\tau) p^2 \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} P_R(t-kT) P_R(t+\tau-lT) \right\}}_{k \neq l} \\
 &= R_{\eta_g}(\tau) + \frac{N_i}{2} \delta(\tau) p \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_R^2(t-kT).
 \end{aligned} \tag{4.91}$$

considerando $P_R^2(t - kT) = P_R(t - kT)$, tem-se então que

$$R_\eta(t, \tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) + ps(t) \frac{N_i}{2} \delta(\tau), \quad (4.92)$$

em que $s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_R(t - kT)$.

4.5.6 Função de Autocorrelação Média

Para eliminar a dependência da função de autocorrelação em relação ao tempo absoluto t determina-se a média temporal de $R_\eta(\tau, t)$, obtendo

$$\begin{aligned} R_\eta(\tau) &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} R_\eta(\tau, t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{N_0}{2} \delta(\tau) dt + \frac{1}{T} \int_0^T \frac{N_i}{2} \delta(\tau) p \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_R(t - kT) dt \\ &= \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \frac{1}{T} \int_0^T dt + \frac{N_i}{2} \delta(\tau) p \underbrace{\frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_R(t - kT) dt}_{=\alpha} \\ &= \frac{N_0}{2} \delta(\tau) + p\alpha \frac{N_i}{2} \delta(\tau). \end{aligned} \quad (4.93)$$

4.5.7 Densidade Espectral de Potência

A DEP de $\eta(t)$ é a transformada de Fourier da função de autocorrelação $R_\eta(t, \tau)$ ou seja

$$\begin{aligned} S_\eta(t, \omega) &= \mathcal{F}[R_\eta(\tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} R_\eta(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau \\ &= \mathcal{F}[R_{\eta_g}(\tau) + s(t)pR_{\eta_i}(\tau)] = \mathcal{F}[R_{\eta_g}(\tau)] + \mathcal{F}[s(t)pR_{\eta_i}(\tau)] \\ &= \mathcal{F}[R_{\eta_g}] + s(t)p\mathcal{F}[R_{\eta_i}(\tau)] = \frac{N_0}{2} + s(t)p\frac{N_i}{2}. \end{aligned} \quad (4.94)$$

4.5.8 Densidade Espectral de Potência Média

Determina-se o valor médio da densidade espectral de potência, para torná-la independente do tempo absoluto t , a partir do valor médio da função de autocorrelação. Assim

$$\begin{aligned} S_\eta(\omega) &= \mathcal{F}[R_\eta(\tau)] = \mathcal{F}\left[\frac{N_0}{2} \delta(\tau) + s(t)p\frac{N_i}{2} \delta(\tau)\right] \\ &= \frac{N_0}{2} \mathcal{F}[\delta(\tau)] + p\alpha \mathcal{F}[\delta(\tau)] = \frac{N_0}{2} + p\alpha \frac{N_i}{2}. \end{aligned} \quad (4.95)$$

4.5.9 Probabilidade de Erro de Bit

No sistema BPSK a probabilidade de erro de *bit* é dada por [79] [80]

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), \quad (4.96)$$

em que E_b é a energia do *bit* e $\frac{N_0}{2}$ é a DEP do ruído AWGN. Sob a ação do ruído AWGN gatilhado (GAWGN)

o valor de P_b pode assumir dois valores distintos,

$$P_b(t) = \begin{cases} P'_e & \text{se } C(t) = 1 \\ P''_e & \text{se } C(t) = 0. \end{cases} \quad (4.97)$$

O valor médio de P_e é dado por

$$P_b = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{-\frac{\alpha T}{2}} P''_e dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{\alpha T}{2}}^{\frac{T}{2}} P'_e dt + \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{\alpha T}{2}} P''_e dt = \alpha P'_e + (1 - \alpha) P''_e. \quad (4.98)$$

Porém, no período $0 \leq t \leq \alpha T$, $C(t) = 1$ e $P'_e = P_{e1}$ com probabilidade p e $C(t) = 0$ e $P'_e = P_{e2}$ com probabilidade $1 - p$. Assim

$$P'_e = P(\text{erro}|C(t) = 0)P(C(t) = 0) + P(\text{erro}|C(t) = 1)P(C(t) = 1) = P_{e2}(1 - p) + P_{e1}p. \quad (4.99)$$

Enquanto no período $-\frac{T}{2} \leq t \leq -\frac{\alpha T}{2}$ e $\frac{\alpha T}{2} < t \leq \frac{T}{2}$ tem-se

$$P''_e = P_{e2}. \quad (4.100)$$

Substituindo as Equações 4.99 e 4.100 na Equação 4.98 obtém-se

$$\begin{aligned} P_e &= \alpha P'_e + (1 - \alpha) P''_e = \alpha [P_{e2}(1 - p) + P_{e1}p] + (1 - \alpha) P_{e2} \\ &= \alpha [P_{e2} - pP_{e2} + P_{e1}] + (1 - \alpha) P_{e2} = \alpha P_{e2} - \alpha p P_{e2} + P_{e2} - \alpha P_{e2} \\ &= \alpha p P_{e1} + (1 - \alpha) P_{e2} = \alpha p Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma_g \gamma_i}{\gamma_g + \gamma_i}}\right) + (1 - \alpha p) Q(\sqrt{2\gamma_g}). \end{aligned} \quad (4.101)$$

4.5.10 Gráficos da Probabilidade de Erro de Bit do Modelo 4

A Figura 4.23 apresenta as curvas da probabilidade de erro de *bit* P_b do sistema BPSK em função de α , obtidas a partir da Equação 4.101 para diferentes valores de γ_i em dB.

Pode-se observar na Figura 4.23 que aumentando α para γ_i fixo a probabilidade de erro de *bit* P_b aumenta. À medida que a relação sinal ruído γ_i aumenta o efeito de α sobre a probabilidade de erro de *bit* diminui, isso ocorre devido ao fato de que para uma relação sinal-ruído alta de 30 dB, por exemplo, o tempo de duração dos pulsos não influencia tanto no valor de P_b .

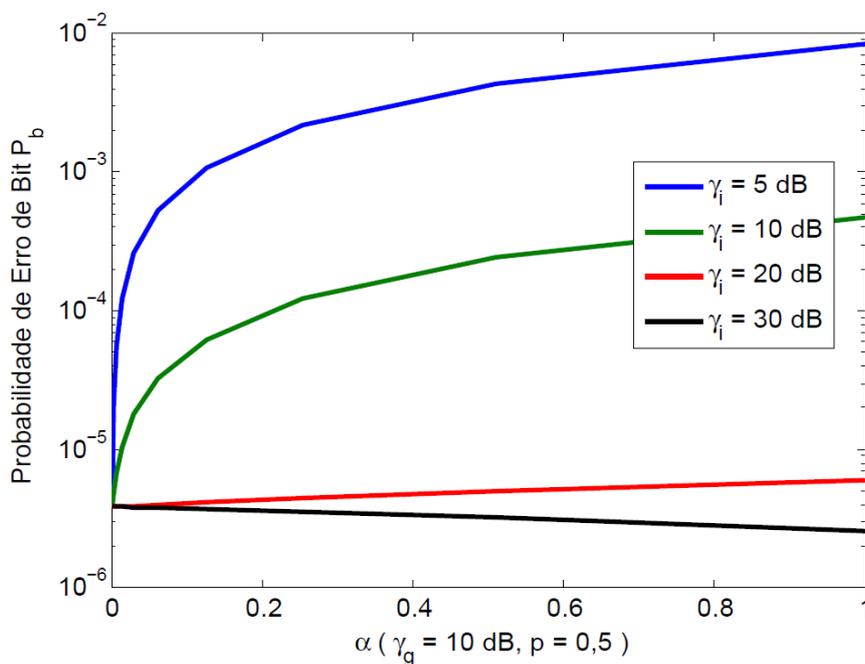


Figura 4.23 Probabilidade de erro de bit P_b em função de α para diferentes valores de γ_i .

A Figura 4.24 apresenta as curvas da probabilidade de erro de bit P_b do sistema BPSK em função de p , obtidas a partir da Equação 4.101 para diferentes valores de γ_i .

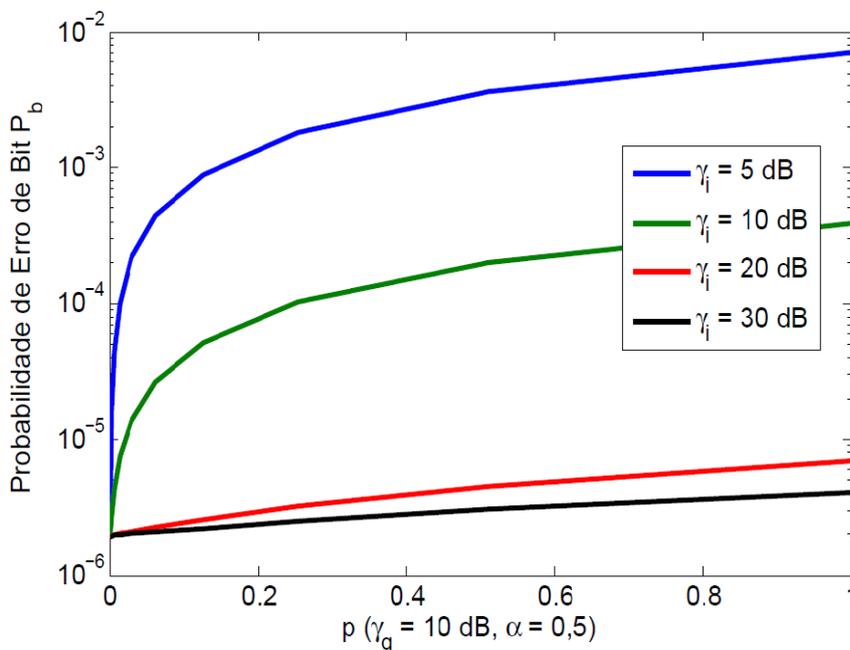


Figura 4.24 Probabilidade de erro de bit P_b em função de p para diferentes valores de γ_i .

Pode-se observar na Figura 4.24 que aumentando p para um valor fixo de γ_i a probabilidade de erro de bit P_b aumenta. E o aumento do valor de p provoca um aumento no valor de

P_b isso ocorre porque o aumento de p significa o aumento da probabilidade de ocorrências de pulsos do ruído impulsivo presente no sistema. Porém quando γ_i é igual a 30 dB o aumento de p praticamente não altera o valor de P_b , esse fato é confirmado pela linha quase horizontal da curva correspondente ao valor de $\gamma_i = 30$ dB.

A Figura 4.25 apresenta as curvas da probabilidade de erro de bit P_b do sistema BPSK em função de γ_g em dB, obtidas a partir da Equação 4.101 para diferentes valores de γ_i .

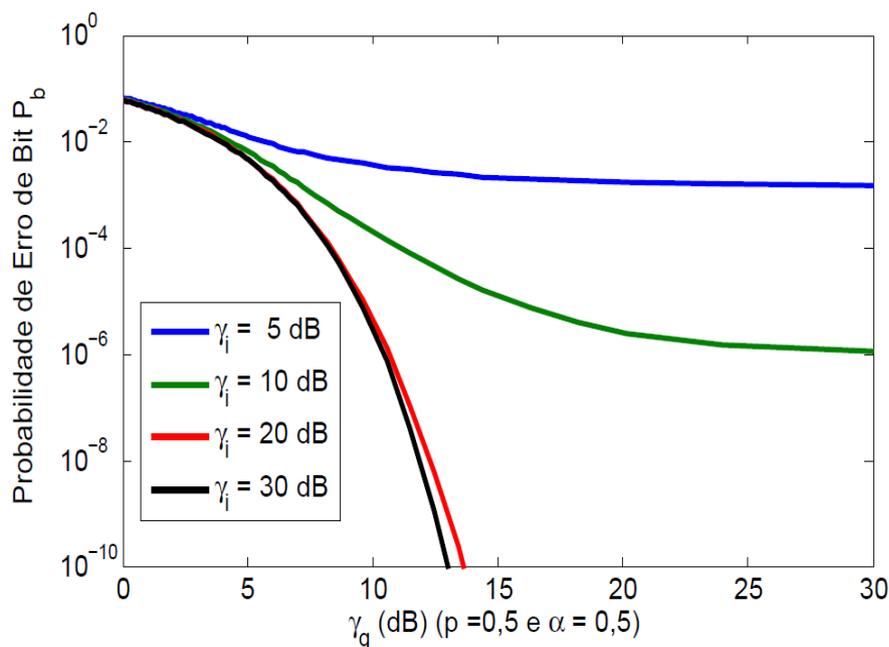


Figura 4.25 Probabilidade de erro de bit P_b em função de γ_g para diferentes valores de γ_i , $\alpha = 0,5$ e $p = 0,5$.

Pode-se observar na Figura 4.25 que aumentando γ_g para γ_i fixo a probabilidade de erro de bit P_b diminui.

A Figura 4.26 apresenta as curvas da probabilidade de erro de bit P_b do sistema BPSK em função de γ_i em dB, obtidas a partir da Equação 4.101 para diferentes valores de p .

Pode-se observar na Figura 4.26 que aumentando γ_i para p fixo a probabilidade de erro de bit P_b diminui.

A Figura 4.27 apresenta as curvas da probabilidade de erro de bit P_b do sistema BPSK em função de γ_i em dB, obtidas a partir da Equação 4.101 para diferentes valores de α .

Podemos observar na Figura 4.27 que aumentando γ_i para um determinado valor de α a probabilidade de erro de bit P_b diminui.

A Figura 4.28 apresenta as curvas da probabilidade de erro de bit P_b do sistema BPSK em função de γ_i em dB, obtidas a partir da Equação 4.101 para diferentes valores de γ_g .

Podemos observar na Figura 4.28 que aumentando γ_i para γ_g fixo a probabilidade de erro de bit P_b diminui.

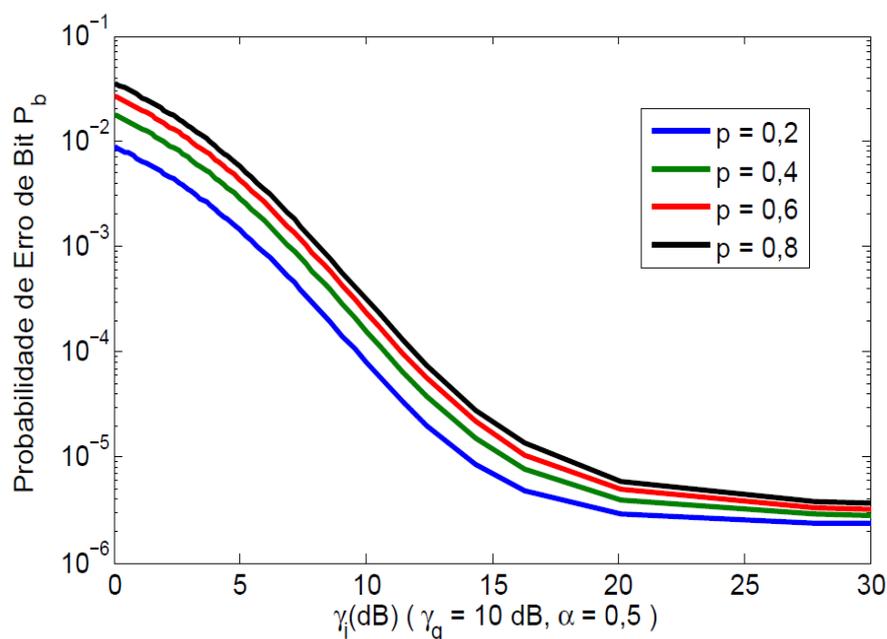


Figura 4.26 Probabilidade de erro de bit P_b em função de γ_i para diferentes valores de ρ , $\gamma_g = 10$ dB e $\alpha = 0,5$.

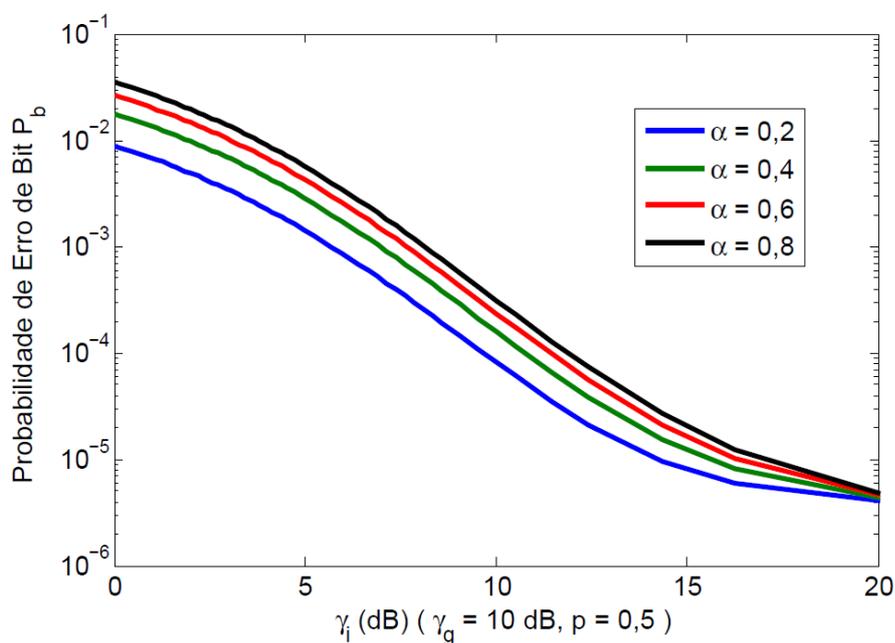


Figura 4.27 Probabilidade de erro de bit P_b em função de γ_i para diferentes valores de α , $\gamma_g = 10$ dB e $\rho = 0,5$.

Nas seções anteriores foram obtidas as equações para a probabilidade de erro de bit para o esquema de modulação BPSK na próxima seção serão apresentadas as equações de P_b para

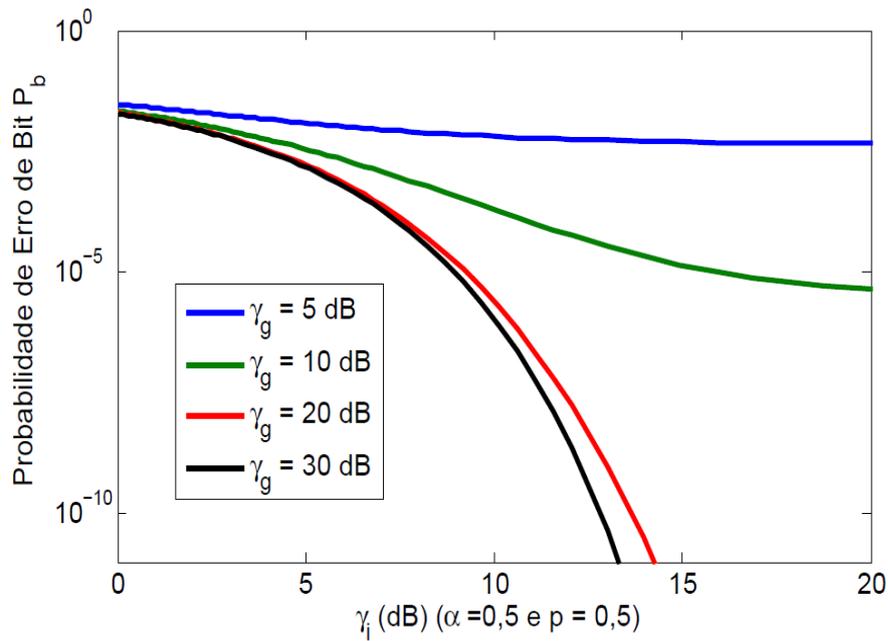


Figura 4.28 Probabilidade de erro de *bit* P_b em função de γ_i para diferentes valores de γ_g , $\alpha = 0,5$ e $p = 0,5$.

os esquemas de modulação BFSK QPSK, MPAM, MPSK, MQAM retangular e MQAM não retangular.

4.6 Probabilidade de Erro de Bit para outros Esquemas de Modulação

Pode-se obter a probabilidade de erro de *bit* para outros esquemas de modulação digital a partir dos resultados obtidos, de modo similar para o esquema de modulação BFSK a probabilidade de erro de *bit* é dada por [79]

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right), \quad (4.102)$$

Assim para o ruído gaussiano gatilhado obtém-se, procedendo de modo similar ao esquema BPSK, que

$$P_b = \alpha p Q\left(\sqrt{\frac{\gamma_g \gamma_i}{\gamma_i + \gamma_g}}\right) + (1 - \alpha p) Q(\sqrt{\gamma_g}). \quad (4.103)$$

Para os esquemas de modulação QPSK, MPAM, MPSK, MQAM retangular e MQAM não retangular a probabilidade de erro de *bit* é dada por [79],

$$P_b \approx h_1 Q \left(h_2 \sqrt{g \frac{E_b}{N_0}} \right), \quad (4.104)$$

em que g , h_1 e h_2 assumem os valores da Tabela 4.2.

Tabela 4.2 Modulação QPSK, MPAM, MPSK e MQAM

Modulação	g	h_1	h_2
QPSK	2	1	1
MPAM	$\frac{6 \log_2 M}{M^2 - 1}$	$\frac{2(M-1)}{M \log_2 M}$	1
MBPSK	$2 \log_2 M$	$\frac{2}{\log_2 M} M$	$\text{sen}\left(\frac{\pi}{M}\right)$
MQAM	$\frac{3 \log_2 M}{M-1}$	$\frac{4}{\log_2 M}$	1
NR-MQAM	$\frac{3 \log_2 M}{M-1}$	$\frac{4}{\log_2 M}$	1

Obtém-se o valor de P_b para os outros esquema de modulação utilizando o valor de $S_\eta(t, \omega)$ e tomando a média temporal de P_b , assim pode-se escrever a probabilidade média de erro de *bit* como

$$P_b \approx h_1 \left[\alpha p Q \left(h_2 \sqrt{\frac{g \gamma_g \gamma_i}{\gamma_g + \gamma_i}} \right) + (1 - \alpha p) Q \left(h_2 \sqrt{g \gamma_g} \right) \right]. \quad (4.105)$$

4.7 Conclusões

Este capítulo apresenta a descrição matemática de quatro modelos para o ruído impulsivo gatilhado (AWGN), os dois primeiros são puros, ou seja, são gerados apenas por uma fonte de ruído AWGN, enquanto os dois últimos são compostos, ou seja, há presença permanente de outra fonte de ruído AWGN no sistema que se soma à primeira.

Uma das características desses modelos é a ausência de surtos. Para cada modelo é apresentada a equação que o caracteriza, é calculada a função de autocorrelação, a densidade espectral de potência e a probabilidade de erro de *bit* P_b para os sistemas BFSK, BPSK, QPSK, MPAM, MPSK, MQAM e NR-MQAM.

A partir das equações da probabilidade de erro de *bit* P_b são traçadas as curvas de P_b em função de α , p , γ_g e γ_i . Os modelos obtidos permitem simular e avaliar os efeitos do ruído impulsivo AWGN gatilhado nos esquemas de modulação citados.

É mostrado que P_b diminui com o aumento de α , isso devido ao fato de que α determina o tempo de duração dos pulsos e portanto, o tempo que o ruído está presente no sistema. Também é verificado que p aumentando implica na diminuição de P_b , o que ocorre devido ao fato de p está relacionado com a probabilidade de ocorrências de pulsos no sistema. Quanto maior p maior a probabilidade de ocorrências dos pulsos e menor o valor de P_b . O aumento das relações sinal-ruído γ_g e γ_i diminui o valor de P_b .

Outra contribuição deste capítulo é que as equações obtidas servem para comparar os valores calculados da probabilidade de erro de *bit* P_b com os valores obtidos em simulações.

CAPÍTULO 5

Ruído Impulsivo Gaussiano Duplamente Gatilhado Binário

O ruído impulsivo AWGN gatilhado (GAWGN) e o duplamente gatilhado (G^2 AWGN) são modelos para representação do ruído impulsivo em sistemas de comunicação digital e têm sido amplamente utilizados, principalmente em trabalhos relacionados aos sistemas de televisão digital que utilizam a modulação OFDM. Enquanto o modelo GAWGN representa a ocorrência de pulsos independentes ou simples, o modelo G^2 AWGN é utilizado para representar surtos.

Este capítulo é dedicado ao estudo do modelo G^2 AWGN binário, ou seja, os valores assumidos pela funções moduladoras dos surtos $C_1(t)$ e pulsos $C_2(t)$, pertencem ao conjunto discreto $\{0, 1\}$.

Foram apresentados em [59] estudos teóricos e práticos e elaborado um conjunto representativo de formas de onda de teste de simulação do ruído impulsivo utilizando tanto o modelo GAWGN quanto o modelo G^2 AWGN para medição do desempenho do padrão DVB-T.

Estes dois tipos de modelos, devido à sua adequação ao ruído impulsivo presente em sistemas de televisão digital terrestre, pode contribuir para o desenvolvimento de novas técnicas de mitigação de medidas de avaliação de seus efeitos no sistemas de televisão digital [81].

A União Internacional de Telecomunicações (*International Telecommunication Union – ITU*), em seu boletim técnico BT.2035-1 de 2008, recomenda que sejam realizados testes com o intuito de medir o desempenho e a robustez dos sistemas de televisão digital afetados pelo ruído impulsivo. Adicionando amostras de ruído branco ao sinal de RF pode-se simular o efeito do ruído impulsivo. Para obter resultados semelhantes às condições reais são produzidos pulsos a partir do ruído AWGN, com variações na amplitude, taxa de repetição e largura dos pulsos. Para cada largura de pulso o nível de ruído deve ser aumentado até que o limiar de visibilidade (*Threshold of Visibility – ToV*) seja atingido [82].

Foram utilizadas em [28] algumas formas de onda do ruído GAWGN e G^2 AWGN para simular o ruído impulsivo devido a recepção externa, interna e surtos de grande duração. Dessa maneira foi utilizado procedimento similar ao desenvolvido pelo grupo DTG da BBC para

avaliar o desempenho do sistema MI-SBTVD na presença do ruído impulsivo. Estes exemplos mostram a importância que o modelo do ruído impulsivo AWGN gatilhado vem adquirindo entre os pesquisadores da área de televisão digital.

Neste capítulo são apresentados oito modelos do ruído impulsivo do tipo AWGN duplamente gatilhado (G^2 AWGN), sendo que o primeiro modelo é geral, e a partir dele são obtidos outros sete mais simples, a partir da escolha adequada dos parâmetros.

Também são obtidas as probabilidades de erro de *bit* devido à presença do ruído G^2 AWGN para os esquemas de modulação BFSK, BPSK, QPSK, MPAM, MPSK, MQAM e NR-MQAM. Alguns gráficos da probabilidade de erro de *bit* para o esquema de modulação 64-QAM são apresentados e é ressaltada a importância do estudo deste tipo de ruído para a área de televisão digital. As conclusões são apresentadas no final do capítulo.

5.1 Modelo Geral – Ruído Impulsivo Gaussiano Duplamente Gatilhado Binário

5.1.1 Descrição

Nesta seção é apresentado o modelo geral do Ruído Gaussiano Duplamente Gatilhado (G^2 AWGN) Binário com ocorrências aleatória de surtos e pulsos e com a presença do ruído permanente. Este modelo consiste em amostras do ruído AWGN, representado por $\eta_i(t)$, geradas por uma fonte de ruído gaussiano com média nula e variância σ_i^2 e adicionadas ao ruído gerado por uma outra fonte independente de ruído AWGN, representada por $\eta_g(t)$ com média nula e variância σ_g^2 . As amostras são obtidas multiplicando $\eta_i(t)$ por dois sinais modulantes, $C_1(t)$ com amplitude unitária e período T_1 e $C_2(t)$ com amplitude unitária e período T_2 . O tempo que a onda quadrada $C_1(t)$ assume valor unitário é βT_1 e o tempo que a onda quadrada $C_2(t)$ assume valor unitário é αT_2 . Tanto T_1 quanto βT_1 são múltiplos inteiros de T_2 . Assim, a relação entre βT_1 e T_2 determina o número de pulsos de cada surto. O sinal obtido é uma sequência de surtos de amostras do ruído AWGN com duração βT_1 em que cada pulso tem uma duração αT_2 . Os sinais modulantes $C_1(t)$ e $C_2(t)$ assumem valores 0 e 1 de forma aleatória, os surtos ocorrem de forma aleatória bem como o número de pulsos em cada surto. A Figura 5.1 apresenta as formas de onda obtidas a partir deste modelo.

5.1.2 Modelo Matemático

Este modelo é representado por

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C_1(t)C_2(t)\eta_i(t), \quad (5.1)$$

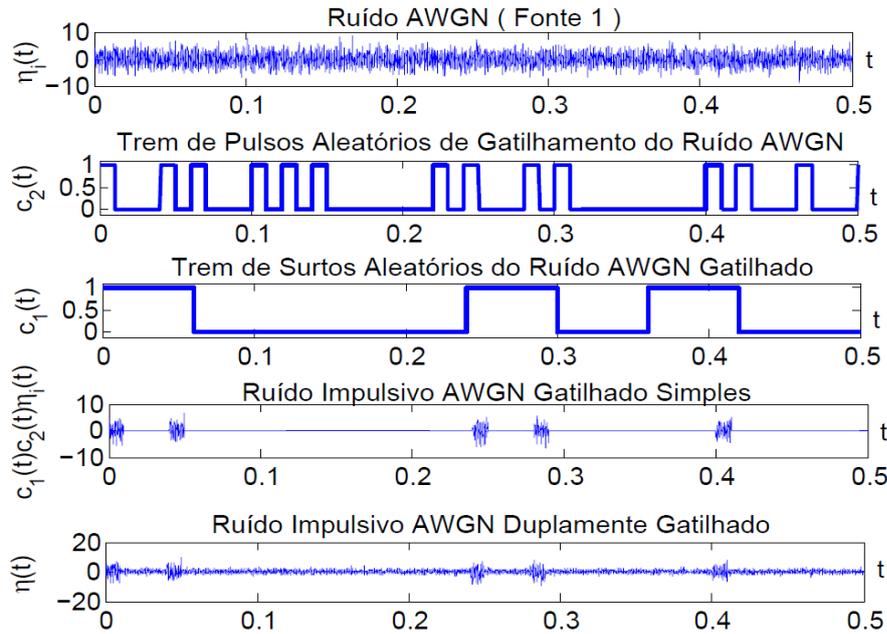


Figura 5.1 Formas de onda associadas ao ruído impulsivo duplamente gatilhado composto com pulsos e surtos aleatórios.

em que o sinal modulante $C_1(t)$, que está associado à ocorrência ou não dos surtos, assume os valores 0 e 1 de forma aleatória e é representado por uma sequência de pulsos retangulares,

$$C_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} m_k P_{R_1}(t - kT_1) \quad (5.2)$$

em que m_k é o k -ésimo símbolo do alfabeto $\{0, 1\}$ com distribuição de probabilidade $p(m_k = 1) = p_1$ e $p(m_k = 0) = 1 - p_1$.

O sinal modulante $C_2(t)$, que está associado à ocorrência ou não de pulsos, também assume os valores 0 e 1 de forma aleatória e é representado por outra sequência de pulsos,

$$C_2(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} m_l P_{R_2}(t - lT_2), \quad (5.3)$$

em que m_l é o l -ésimo símbolo do alfabeto $\{0, 1\}$ com distribuição de probabilidade $p(m_l = 1) = p_2$ e $p(m_l = 0) = 1 - p_2$.

Nos dois sinais modulantes os pulsos são definidos como

$$P_{R_1}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq \beta T_1 \\ 0, & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (5.4)$$

em que $0 \leq \beta \leq 1$ e $R_1 = \beta T_1$.

$$P_{R_2}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq \alpha T_2 \\ 0, & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (5.5)$$

em que $0 \leq \alpha \leq 1$ e $R_2 = \alpha T_2$.

Assim o ruído total é representado por

$$\begin{aligned} \eta(t) &= \eta_g(t) + C_1(t)C_2(t)\eta_i(t) \\ &= \eta_g(t) + \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} m_k P_{R_1}(t - kT_1) \right] \left[\sum_{l=-\infty}^{\infty} m_l P_{R_2}(t - lT_2) \right] \eta_i(t), \end{aligned} \quad (5.6)$$

em que o termo $\eta_i(t)$ representa um processo AWGN, tal que a sua função de autocorrelação e densidade espectral de potência são escritas como

$$R_{\eta_i}(\tau) = \frac{N_i}{2} \delta(\tau) \quad \text{e} \quad S_{\eta_i}(\omega) = \frac{N_i}{2}. \quad (5.7)$$

5.1.3 Função Densidade de Probabilidade

O procedimento para calcular a fdp do processo $\eta(t)$ que representa o ruído impulsivo gaussiano duplamente gatilhado binário é similar ao utilizado no Capítulo 4. Neste modelo geral, tanto $C_1(t)$ quanto $C_2(t)$ chaveiam e tomam valores aleatórios no conjunto $\{0, 1\}$. Assim, a função densidade de probabilidade de $C(t) = C_1(t)C_2(t)$ pode ser escrita como

$$f_{C(t)}(c) = \sum_{k=0}^1 \sum_{l=0}^1 p_{1k} p_{2l} \delta(c - c_{1k} c_{2l}), \quad (5.8)$$

em que a função massa de probabilidade (fmp) dos valores tomados por $C_1(t)$ e $C_2(t)$ nos conjuntos $\{c_{10}, c_{11}, \dots, c_{1(m_1-1)}\}$ e $\{c_{20}, c_{21}, \dots, c_{2(m_2-1)}\}$ é dada por $P\{C_1(t) = c_{1k}\} = p_{1k}$ e $P\{C_2(t) = c_{2l}\} = p_{2l}$. Deste modo, se a expressão do ruído total $\eta(t)$ é escrita como

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C_1(t)C_2(t)\eta_i(t), \quad (5.9)$$

então a fdp de $\eta(t)$ pode ser escrita como

$$\begin{aligned} f_{\eta(t)}(\eta) &= \sum_{k=0}^1 \sum_{l=0}^1 \frac{p_{1k} p_{2l}}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_{1k}^2 c_{2l}^2)}} \\ &\quad \times \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_{1k}^2 c_{2l}^2)}\right). \end{aligned} \quad (5.10)$$

Considerando que os pulsos $P_{R_1}(t)$ e $P_{R_2}(t)$, presentes nos sinais modulantes $C_1(t)$ e $C_2(t)$, tomam valor unitário nos intervalos de durações βT_1 e αT_2 , com probabilidades p_1 e p_2 , respectivamente, pode-se reescrever a fdp de $\eta(t)$, dada na Equação 5.10, como

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \frac{\alpha\beta p_1 p_2}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}} \exp\left[-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}\right] + \frac{(1 - \alpha\beta p_1 p_2)}{\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left[-\frac{\eta^2}{2\sigma_g^2}\right]. \quad (5.11)$$

5.1.4 Diagrama em Blocos do Simulador

A Figura 5.2 apresenta o diagrama em blocos do simulador implementado com o Simulink® para gerar amostras do ruído impulsivo AWGN duplamente gatilhado (em surtos) e composto com ocorrência aleatória dos surtos e pulsos.

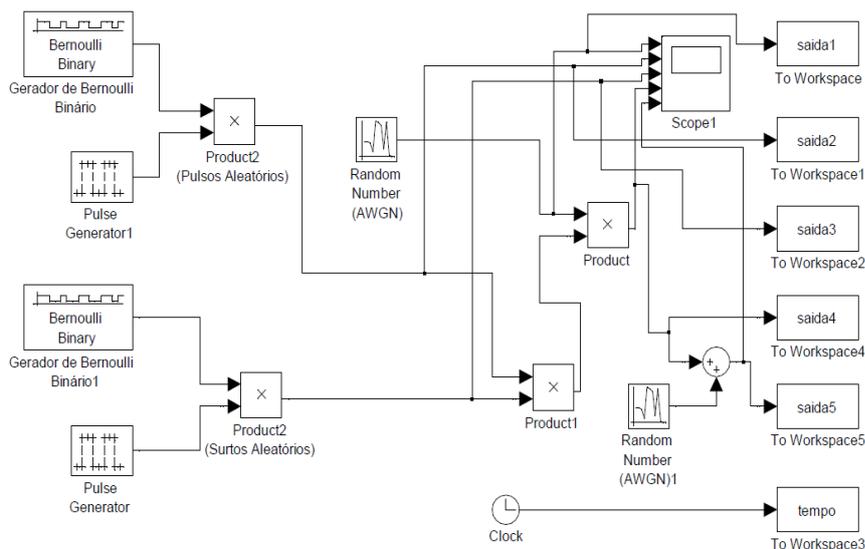


Figura 5.2 Diagrama em blocos do Simulink® utilizado para simular uma amostra do ruído $\eta(t)$.

5.1.5 Função de Autocorrelação

O ruído total ou resultante é dada por

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C_1(t)C_2(t)\eta_i(t). \quad (5.12)$$

A função de autocorrelação é obtida a partir de $\eta(t)$ e pode ser calculada por

$$\begin{aligned}
 R_\eta(t, \tau) &= E[\eta(t)\eta(t + \tau)] \\
 &= E[\{\eta_g(t) + C_1(t)C_2(t)\eta_i(t)\}\{\eta_g(t + \tau) + C_1(t + \tau)C_2(t + \tau)\eta_i(t + \tau)\}] \\
 &= E[\eta_g(t)\eta_g(t + \tau) + \eta_g(t)C_1(t + \tau)C_2(t + \tau)\eta_i(t + \tau)] \\
 &\quad + E[C_1(t)C_2(t)\eta_i(t)\eta_g(t + \tau) + C_1(t)C_2(t)C_1(t + \tau)C_2(t + \tau)\eta_i(t)\eta_i(t + \tau)] \\
 &= E[\eta_g(t)\eta_g(t + \tau)] + \underbrace{E[\eta_g(t)C_1(t + \tau)C_2(t + \tau)\eta_i(t + \tau)]}_{=0} \\
 &\quad + \underbrace{E[C_1(t)C_2(t)\eta_i(t)\eta_g(t + \tau)]}_{=0} + E[C_1(t)C_2(t)C_1(t + \tau)C_2(t + \tau)\eta_i(t)\eta_i(t + \tau)].
 \end{aligned} \tag{5.13}$$

Como $\eta_i(t)$ e $\eta_g(t)$ são independentes e têm média nula e assim $R_\eta(t, \tau)$ pode ser reescrita como

$$\begin{aligned}
 R_\eta(t, \tau) &= E[\eta_g(t)\eta_g(t + \tau)] + E[C_1(t)C_2(t)C_1(t + \tau)C_2(t + \tau)\eta_i(t)\eta_i(t + \tau)] \\
 &= R_{\eta_g}(\tau) + R_{\eta_i}(\tau)E[\{C_1(t)C_1(t + \tau)\}\{C_2(t)C_2(t + \tau)\}] \\
 &= R_{\eta_g}(\tau) + R_{\eta_i}(\tau)E[C_1(t)C_1(t + \tau)]E[C_2(t)C_2(t + \tau)] \\
 &= R_{\eta_g}(\tau) + R_{\eta_i}(\tau)E\left[\sum_{k_1=-\infty}^{\infty} m_{k_1}P_{R_1}(t - k_1T_1) \sum_{k_2=-\infty}^{\infty} m_{k_2}P_{R_1}(t + \tau - k_2T_2)\right] \\
 &\quad + R_{\eta_i}(\tau)E\left[\sum_{l_1=-\infty}^{\infty} m_{l_1}P_{R_2}(t - l_1T_2) \sum_{l_2=-\infty}^{\infty} m_{l_2}P_{R_2}(t + \tau - l_2T_2)\right]
 \end{aligned} \tag{5.14}$$

que ainda pode ser escrita como

$$\begin{aligned}
 R_\eta(t, \tau) &= R_{\eta_g}(\tau) + R_{\eta_i}(\tau) \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} E[m_k^2]P_{R_1}(t - kT_1)P_{R_1}(t + \tau - kT_1) \right\}}_{k=k_1=k_2} \\
 &\quad + R_{\eta_i}(\tau) \underbrace{\left\{ \sum_{k_1=-\infty}^{\infty} \sum_{k_2=-\infty}^{\infty} E[m_{k_1}m_{k_2}]P_{R_1}(t - k_1T_1)P_{R_1}(t + \tau - k_2T_1) \right\}}_{k_1 \neq k_2} \\
 &\quad + R_{\eta_i}(\tau) \underbrace{\left\{ \sum_{l=-\infty}^{\infty} E[m_l^2]P_{R_2}(t - lT_2)P_{R_2}(t + \tau - lT_2) \right\}}_{l=l_1=l_2} \\
 &\quad + R_{\eta_i}(\tau) \underbrace{\left\{ \sum_{l_1=-\infty}^{\infty} \sum_{l_2=-\infty}^{\infty} E[m_{l_1}m_{l_2}]P_{R_2}(t - l_1T_2)P_{R_2}(t + \tau - l_2T_2) \right\}}_{l_1 \neq l_2}.
 \end{aligned} \tag{5.15}$$

Sabendo que

$$E[m_k^2] = P[m_k = 1] \cdot 1^2 + P[m_k = 0] \cdot 0^2 = p_1, k = l$$

e

$$\begin{aligned} E[m_k m_l] &= 0 \cdot 0 \cdot P[m_k = 0, m_l = 0] + 0 \cdot 1 \cdot P[m_k = 0, m_l = 1] \\ &+ 1 \cdot 0 \cdot P[m_k = 1, m_l = 0] + 1 \cdot 1 \cdot P[m_k = 1, m_l = 1] = p^2, k \neq l, \end{aligned} \quad (5.16)$$

$$\begin{aligned} R_\eta(t, \tau) &= R_{\eta_g}(\tau) + R_{\eta_i}(\tau) p_1 \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_{R_1}(t - kT_1) P_{R_1}(t + \tau - kT_1) \right\}}_{k=k_1=k_2} \\ &+ R_{\eta_i}(\tau) p_1^2 \underbrace{\left\{ \sum_{k_1=-\infty}^{\infty} \sum_{k_2=-\infty}^{\infty} P_{R_1}(t - k_1 T_1) P_{R_1}(t + \tau - k_2 T_1) \right\}}_{k_1 \neq k_2} \\ &+ R_{\eta_i}(\tau) p_2 \underbrace{\left\{ \sum_{l=-\infty}^{\infty} P_{R_2}(t - lT_2) P_{R_2}(t + \tau - lT_2) \right\}}_{l=l_1=l_2} \\ &+ R_{\eta_i}(\tau) p_2^2 \underbrace{\left\{ \sum_{l_1=-\infty}^{\infty} \sum_{l_2=-\infty}^{\infty} P_{R_2}(t - l_1 T_2) P_{R_2}(t + \tau - l_2 T_2) \right\}}_{l_1 \neq l_2}. \end{aligned} \quad (5.17)$$

$$\begin{aligned} R_\eta(t, \tau) &= R_{\eta_g}(\tau) + \frac{N_i}{2} \delta(\tau) p_1 p_2 \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_{R_1}^2(t - kT_1) \right\}}_{k=k_1=k_2} \underbrace{\left\{ \sum_{l=-\infty}^{\infty} P_{R_2}^2(t - lT_2) \right\}}_{l=l_1=l_2} \\ &= R_{\eta_g}(\tau) + \frac{N_i}{2} \delta(\tau) p_1 p_2 \underbrace{\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_{R_1}(t - kT_1) \right\}}_{k=k_1=k_2} \underbrace{\left\{ \sum_{l=-\infty}^{\infty} P_{R_2}(t - lT_2) \right\}}_{l=l_1=l_2} \\ &= \frac{N_0}{2} \delta(\tau) + \frac{N_i}{2} p_1 p_2 \delta(\tau) C_1(t) C_2(t) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) + s(t) p_1 p_2 \frac{N_i}{2} \delta(\tau), \end{aligned} \quad (5.18)$$

em que

$$s(t) = C_1(t) C_2(t) = \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_{R_1}(t - kT_1) \right\} \left\{ \sum_{l=-\infty}^{\infty} P_{R_2}(t - lT_2) \right\}. \quad (5.19)$$

5.1.6 Função de Autocorrelação Média

Para eliminar a dependência da autocorrelação em relação ao tempo absoluto t determina-se a média temporal de $R_\eta(t, \tau)$ obtendo

$$\begin{aligned} R_\eta(\tau) &= \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} R_\eta(t, \tau) dt = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \left[\frac{N_0}{2} + s(t)p_1p_2 \frac{N_i}{2} \delta(\tau) \right] dt \\ &= \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \left[\frac{N_0}{2} \delta(\tau) \right] dt + \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \left[s(t)p_1p_2 \frac{N_i}{2} \delta(\tau) \right] dt \\ &= \frac{1}{T_1} \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \int_0^{T_1} dt + \frac{1}{T_1} p_1p_2 \frac{N_i}{2} \delta(\tau) \int_0^{T_1} s(t) dt. \end{aligned} \quad (5.20)$$

Considerando que

$$\beta = \frac{NT_2}{T_1}$$

obtem-se

$$R_\eta(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) + p_1p_2\alpha\beta \frac{N_i}{2} \delta(\tau). \quad (5.21)$$

5.1.7 Densidade Espectral de Potência

A função densidade espectral de potência (DEP) de $\eta(t)$ é obtida pela transformada de Fourier da função de autocorrelação $R_\eta(t, \tau)$ ou seja

$$\begin{aligned} S_\eta(t, \omega) &= \mathcal{F}[R_\eta(t, \tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} R_\eta(t, \tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau \\ &= \mathcal{F}\left[\frac{N_0}{2} \delta(\tau) + s(t)p_1p_2 \frac{N_i}{2} \delta(\tau)\right] \\ &= \frac{N_0}{2} + s(t)p_1p_2 \frac{N_i}{2}, \end{aligned} \quad (5.22)$$

em que

$$s(t) = C_1(t)C_2(t) = \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_{R_1}(t - kT_1) \right\} \left\{ \sum_{l=-\infty}^{\infty} P_{R_2}(t - lT_2) \right\}. \quad (5.23)$$

5.1.8 Densidade Espectral de Potência Média

Pode-se determinar o valor médio da densidade espectral de potência para torná-la independente do tempo absoluto t . A partir do valor médio da autocorrelação

$$\begin{aligned}
 S_{\eta}(\omega) &= \mathcal{F}[R_{\eta}(\tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} R_{\eta}(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau \\
 &= \mathcal{F}\left[\frac{N_0}{2}\delta(\tau) + p_1 p_2 \alpha \beta \frac{N_i}{2}\delta(\tau)\right] \\
 &= \frac{N_0}{2} + \alpha \beta p_1 p_2 \frac{N_i}{2}.
 \end{aligned} \tag{5.24}$$

5.2 Outros Modelos

A partir do modelo geral do ruído impulsivo duplamente gatilhado apresentado pode-se obter outros modelos mais simples que, dependendo da aplicação, podem ser utilizados. Cada modelo é obtido a partir dos valores atribuídos a p_1 , p_2 e $C_3(t)$ e a Equação 5.25 representa o modelo geral. Quando $C_3(t) = 0$, a componente permanente do ruído está ausente, sendo o ruído total puro e quando $C_3(t) = 1$, a componente permanente está presente no sistema, sendo o ruído total composto. Quando $p_1 = 1$ significa que os surtos são determinísticos, $0 < p_1 < 1$ significa que os surtos são aleatórios, $p_2 = 1$ significa que os pulsos são determinísticos e $0 < p_2 < 1$ significa que os pulsos são aleatórios.

$$\eta(t) = C_3(t)\eta_g(t) + C_1(t)C_2(t)\eta_i. \tag{5.25}$$

A Tabela 5.1 mostra os vários modelos que podem ser obtidos a partir do modelo geral.

Tabela 5.1 Modelos G^2 AWGN obtidos a partir da Equação 5.25.

Modelo	p_1	p_2	$C_3(t)$	Nº Fontes	Surtos	Pulsos
1	$p_1 = 1$	$p_2 = 1$	0	puro	determinístico	determinístico
2	$p_1 = 1$	$0 < p_2 < 1$	0	puro	determinístico	aleatório
3	$0 < p_1 < 1$	$p_2 = 1$	0	puro	aleatório	determinístico
4	$0 < p_1 < 1$	$0 < p_2 < 1$	0	puro	aleatório	aleatório
5	$p_1 = 1$	$p_2 = 1$	1	composto	determinístico	determinístico
6	$p_1 = 1$	$0 < p_2 < 1$	1	composto	determinístico	aleatório
7	$0 < p_1 < 1$	$p_2 = 1$	1	composto	aleatório	determinístico
Geral	$0 < p_1 < 1$	$0 < p_2 < 1$	1	composto	aleatório	aleatório

5.2.1 Modelo 1

Este modelo é caracterizado pela presença de uma única fonte de ruído gaussiano $\eta_i(t)$ e com a ocorrência determinística de pulsos e surtos. A Figura 5.3 apresenta as formas de onda obtidas a partir do modelo.

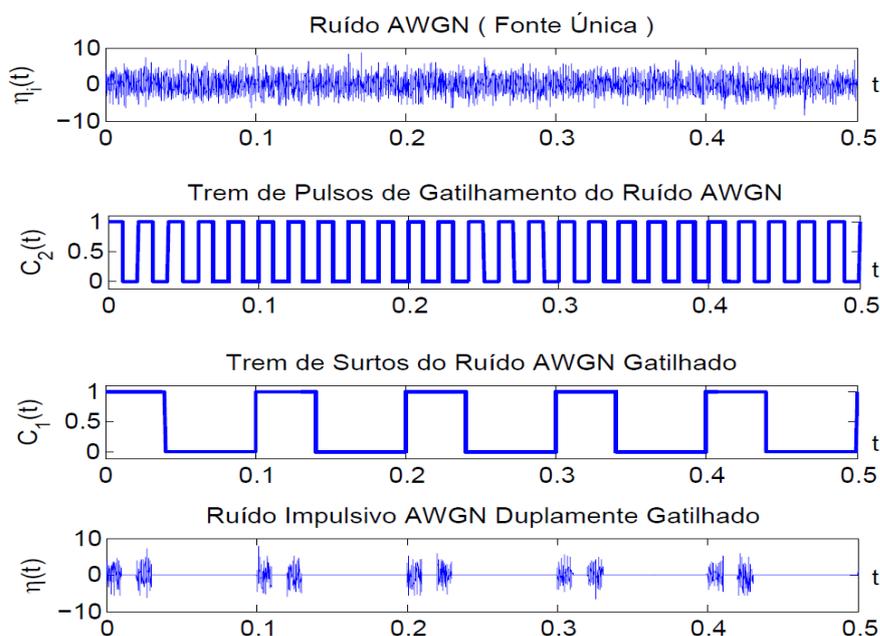


Figura 5.3 Formas de onda associadas ao Modelo 1.

5.2.2 Diagrama em Blocos do Simulador

A Figura 5.4 apresenta o diagrama em blocos implementado no Simulink® para simular uma amostra do ruído impulsivo gatilhado (GAWGN) simples e puro. A Tabela 5.2 apresenta um resumo das principais características deste modelo.

Tabela 5.2 Principais Características do Modelo 1.

Característica	Valor
Equação do Modelo	$\eta(t) = C_1(t)C_2(t)\eta_i(t)$
Função Densidade de Probabilidade	$f_{\eta(t)}(\eta) = \alpha\beta f_{\eta_i(t)}(\eta)$
Função de Autocorrelação	$R_{\eta}(t, \tau) = s(t)\frac{N_i}{2}\delta(\tau)$
Função de Autocorrelação Média	$R_{\eta}(\tau) = \frac{N_i}{2}\alpha\beta\delta(\tau)$
Densidade Espectral de Potência	$S_{\eta}(t, \omega) = s(t)\frac{N_i}{2}$
Densidade Espectral de Potência Média	$S_{\eta}(\omega) = \alpha\beta\frac{N_i}{2}$
Probabilidade Erro de Bit BPSK	$P_e = \alpha\beta Q(\sqrt{2\gamma_i})$

5.2.3 Modelo 2

Este modelo é caracterizado pela presença de uma única fonte de ruído gaussiano $\eta_i(t)$ e com ocorrência aleatória dos pulsos e determinística dos surtos. A Figura 5.5 apresenta as formas de onda obtidas a partir deste modelo.

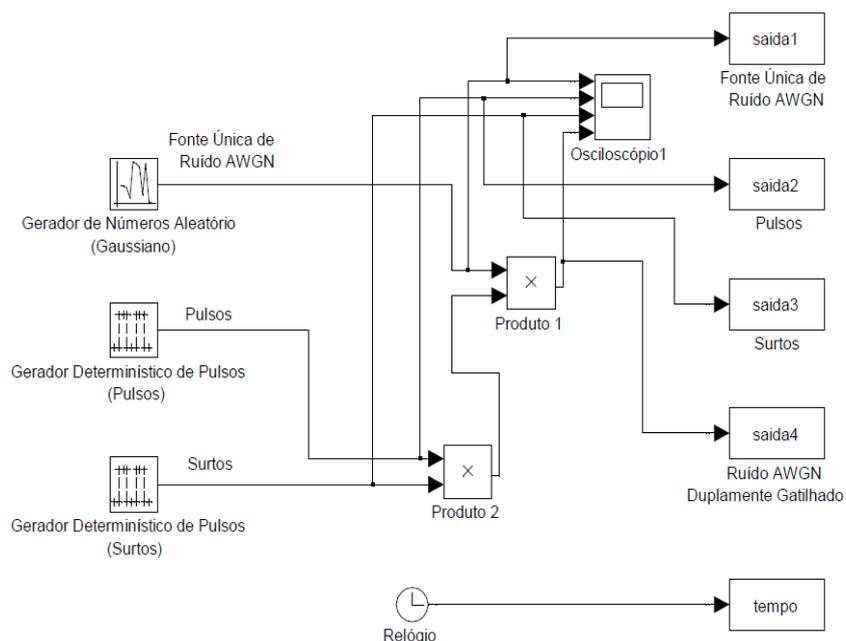


Figura 5.4 Diagrama em Blocos do modelo 1 do Simulink® utilizado para simular uma amostra de $\eta(t)$

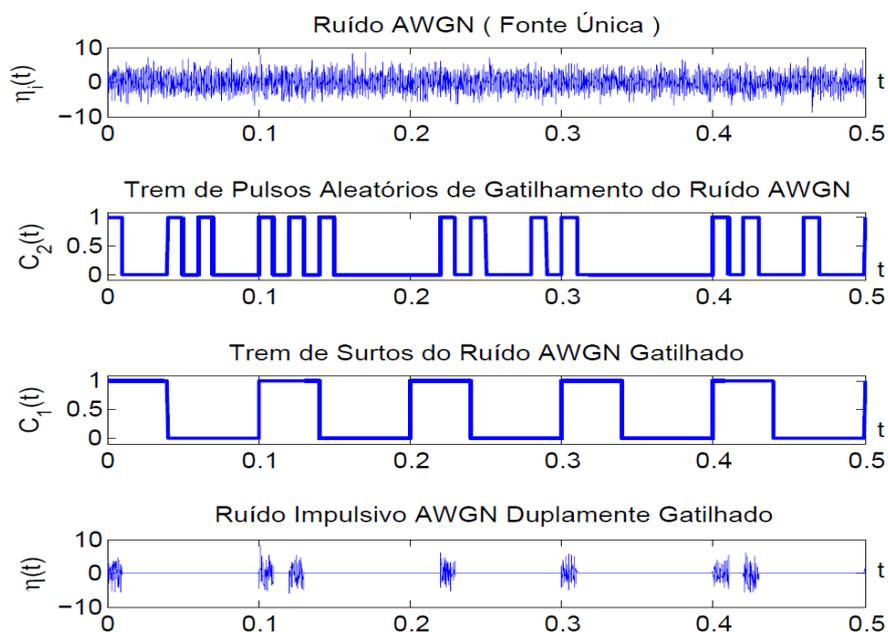


Figura 5.5 Formas de onda associadas ao Modelo 2.

5.2.4 Diagrama em Blocos do Simulador

A Figura 5.6 apresenta o diagrama em blocos implementado no Simulink® para simular uma amostra do ruído impulsivo gatilhado (GAWGN) simples e puro. A Tabela 5.3 apresenta um resumo das principais características deste modelo.

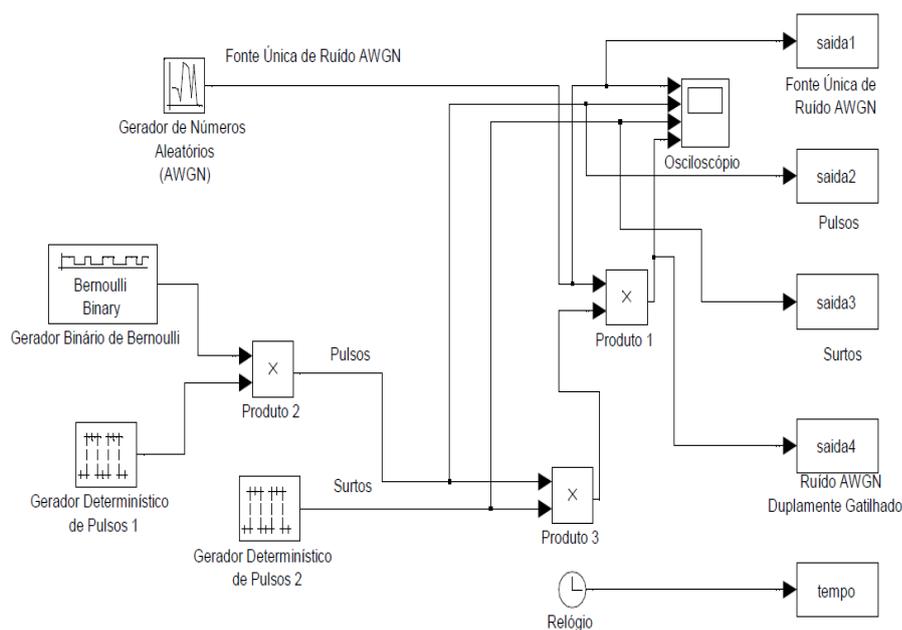


Figura 5.6 Diagrama em blocos do modelo 2 do Simulink[®] utilizado para simular uma amostra de $\eta(t)$

Tabela 5.3 Principais características do Modelo 2.

Característica	Valor
Equação do Modelo	$\eta(t) = C_1(t)C_2(t)\eta_i(t)$
Função Densidade de Probabilidade	$f_{\eta(t)}(\eta) = \alpha\beta p_2 f_{\eta_i(t)}(\eta)$
Função de Autocorrelação	$R_{\eta}(t, \tau) = s(t) \frac{N_i}{2} p_2$
Função de Autocorrelação Média	$R_{\eta}(\tau) = \frac{N_i}{2} \alpha\beta p_2 \delta(\tau)$
Densidade Espectral de Potência	$S_{\eta}(t, \omega) = s(t) p_2 \frac{N_i}{2}$
Densidade Espectral de Potência Média	$S_{\eta}(\omega) = \alpha\beta p_2 \frac{N_i}{2}$
Probabilidade de Erro de Bit BPSK	$P_e = \alpha\beta p_2 Q(\sqrt{2\gamma_i})$

5.2.5 Modelo 3

Este modelo se caracteriza pela presença de uma única fonte de ruído gaussiano $\eta_i(t)$ e com ocorrência determinística dos pulsos e aleatória dos surtos. A Figura 5.7 apresenta as formas de onda obtidas a partir deste modelo.

5.2.6 Diagrama em Blocos do Simulador

A Figura 5.8 apresenta o diagrama em blocos implementado no Simulink[®] para simular uma amostra do ruído impulsivo gatilhado (GAWGN) simples e puro. A Tabela 5.4 apresenta um resumo das principais características deste modelo

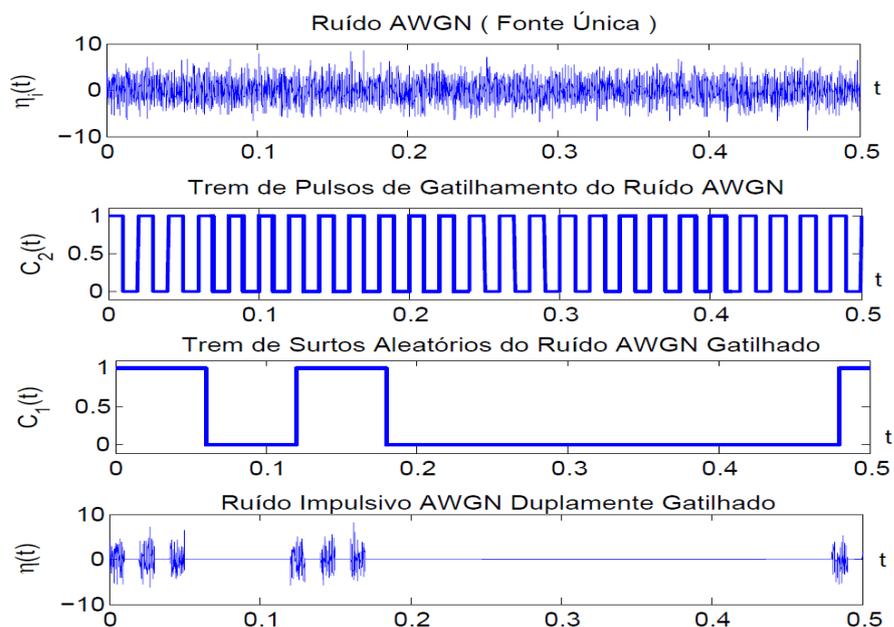


Figura 5.7 Formas de onda associadas ao Modelo 3.

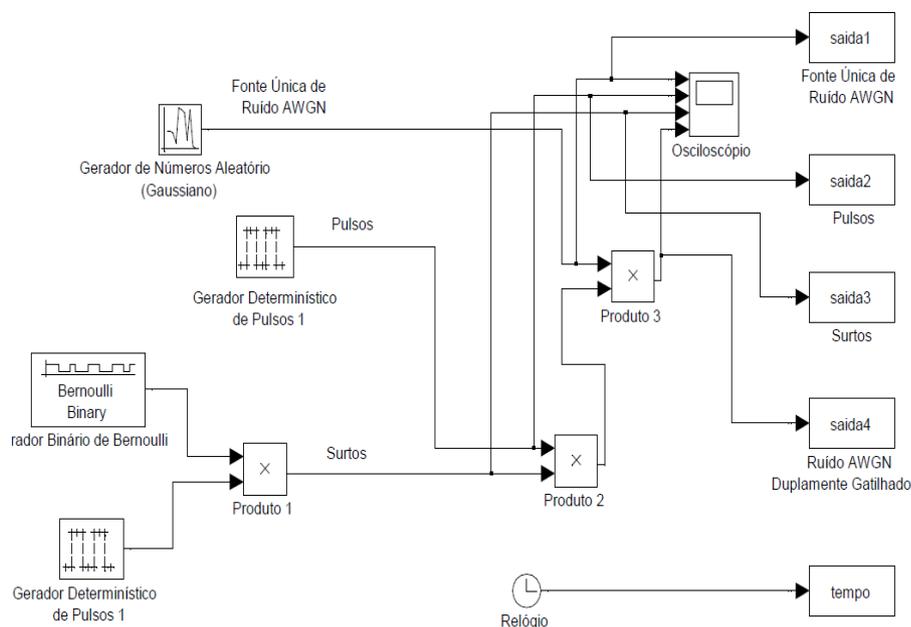


Figura 5.8 Diagrama em blocos do modelo 3 do Simulink[®] utilizado para simular uma amostra de $\eta(t)$

5.2.7 Modelo 4

Este modelo se caracteriza pela presença de uma única fonte de ruído gaussiano $\eta_i(t)$ e com ocorrência aleatória dos pulsos e dos surtos. A Figura 5.9 apresenta as formas de onda obtidas a partir deste modelo.

Tabela 5.4 Principais Características do Modelo 3.

Característica	Valor
Equação do Modelo	$\eta(t) = C_1(t)C_2(t)\eta_i(t)$
Função Densidade de Probabilidade	$f_{\eta(t)}(\eta) = \alpha\beta p_1 f_{\eta_i(t)}(\eta)$
Função de Autocorrelação	$R_{\eta}(t, \tau) = s(t) \frac{N_i}{2} p_1 \delta(\tau)$
Função de Autocorrelação Média	$R_{\eta}(\tau) = \frac{N_i}{2} \alpha\beta p_1 \delta(\tau)$
Densidade Espectral de Potência	$S_{\eta}(t, \omega) = s(t) p_1 \frac{N_i}{2}$
Densidade Espectral de Potência Média	$S_{\eta}(\omega) = \alpha\beta p_1 \frac{N_i}{2}$
Probabilidade de Erro de Bit BPSK	$P_e = \alpha\beta p_1 Q(\sqrt{2\gamma_i})$

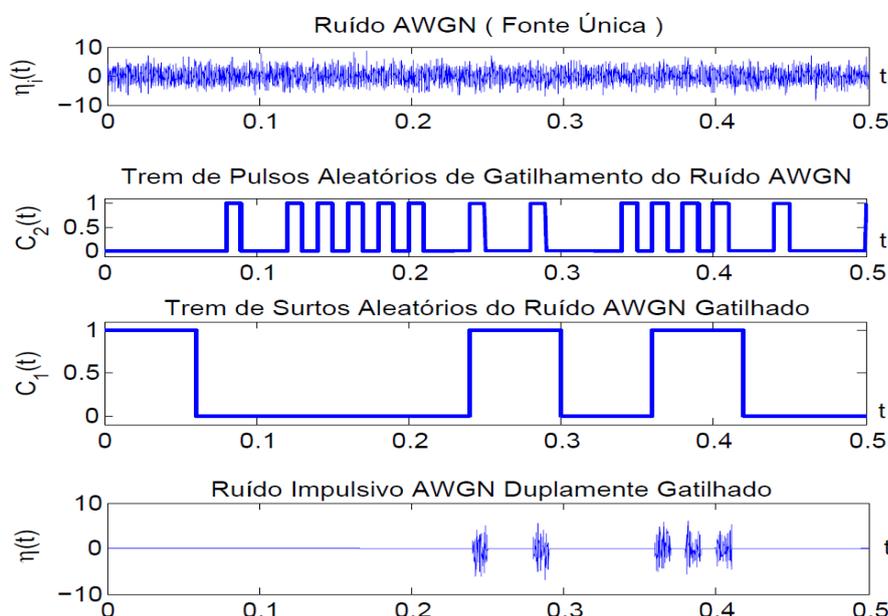


Figura 5.9 Formas de onda associadas ao Modelo 4.

5.2.8 Diagrama em Blocos do Simulador

A Figura 5.10 apresenta o diagrama em blocos implementado no Simulink® para simular uma amostra do ruído impulsivo gatilhado (GAWGN) simples e puro. A Tabela 5.5 apresenta um resumo das principais características deste modelo.

5.2.9 Modelo 5

Este modelo se caracteriza pela presença de duas fontes de ruído gaussiano, uma permanente $\eta_g(t)$ denominada de ruído de fundo e a outra temporário $\eta_i(t)$ com ocorrência determinística dos pulsos e dos surtos. A Figura 5.11 apresenta as formas de onda obtidas a partir deste modelo.

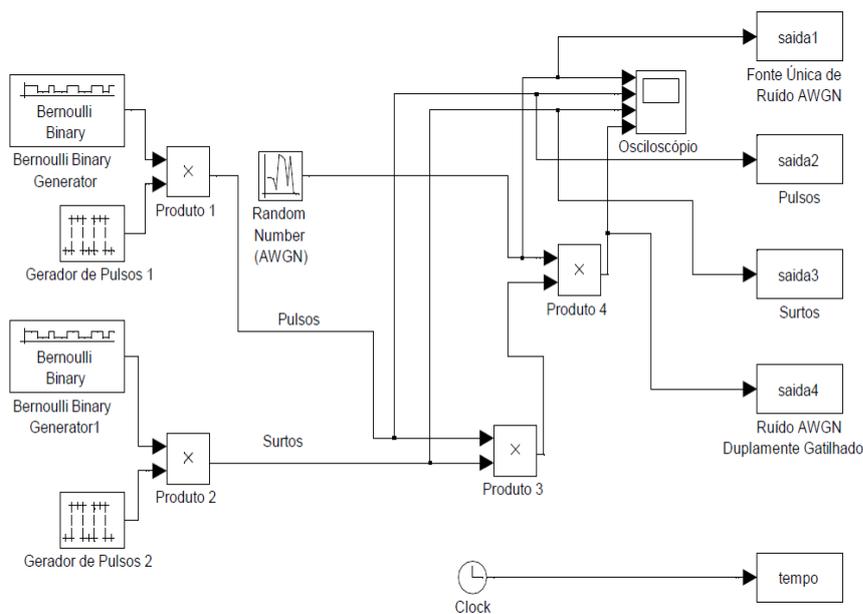


Figura 5.10 Diagrama em blocos do modelo 4 Simulink® utilizado para simular uma amostra de $\eta(t)$

Tabela 5.5 Principais Características do Modelo 4.

Característica	Valor
Equação do Modelo	$\eta(t) = C_1(t)C_2(t)\eta_i(t)$
Função Densidade de Probabilidade	$f_{\eta(t)}(\eta) = \alpha\beta p_1 p_2 f_{\eta_i(t)}(\eta)$
Função de Autocorrelação	$R_{\eta}(t, \tau) = s(t) \frac{N_i}{2} p_1 p_2 \delta(\tau)$
Função de Autocorrelação Média	$R_{\eta}(\tau) = \frac{N_i}{2} \alpha\beta p_1 p_2 \delta(\tau)$
Densidade Espectral de Potência	$S_{\eta}(t, \omega) = s(t) p_1 p_2 \frac{N_i}{2}$
Densidade Espectral de Potência Média	$S_{\eta}(\omega) = \alpha\beta p_1 p_2 \frac{N_i}{2}$
Probabilidade de Erro de Bit BPSK	$P_e = \alpha\beta p_1 p_2 Q(\sqrt{2\gamma_i})$

5.2.10 Diagrama em Blocos do Simulador

A Figura 5.12 apresenta o diagrama em blocos implementado no Simulink® para simular uma amostra do ruído impulsivo gatilhado (GAWGN) simples e puro.

A Tabela 5.6 apresenta um resumo das principais características deste modelo

5.2.11 Modelo 6

Este modelo se caracteriza pela presença de duas fontes de ruído gaussiano, uma permanente $\eta_g(t)$, denominada ruído de fundo, e a outra intermitente $\eta_i(t)$ com ocorrência aleatória dos pulsos e determinística dos surtos. A Figura 5.13 apresenta as formas de onda obtidas a do deste modelo.

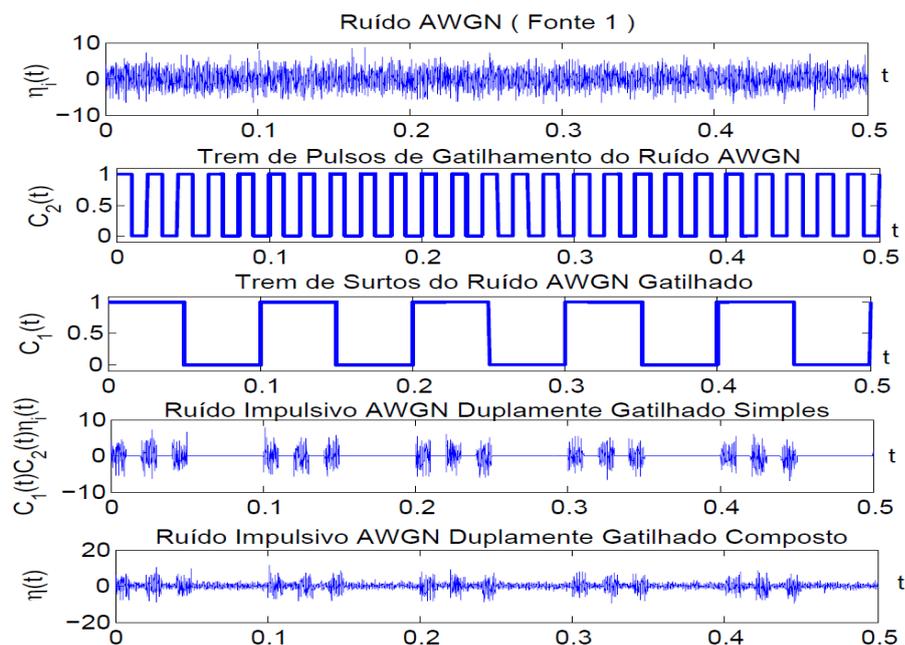


Figura 5.11 Formas de onda associadas ao Modelo 5.

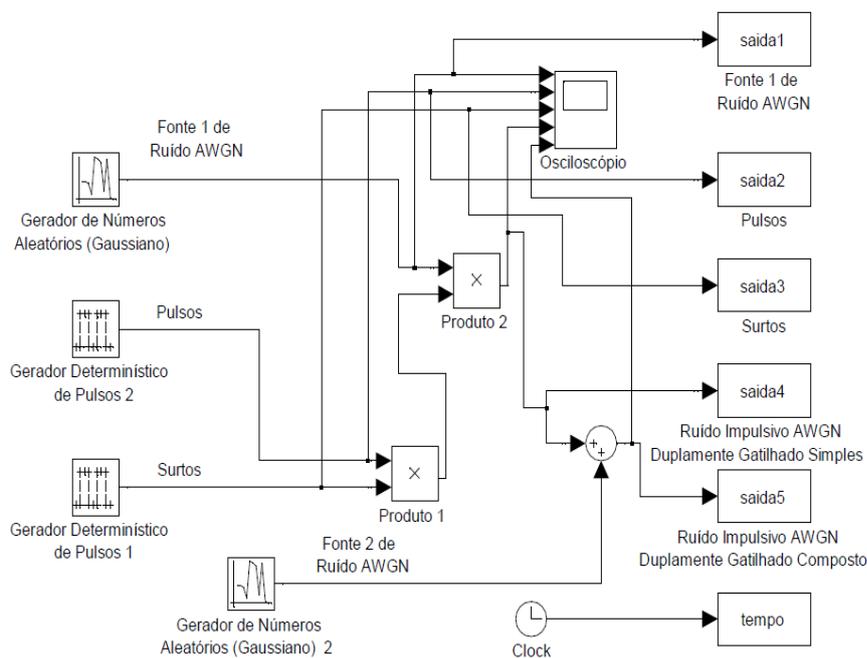


Figura 5.12 Diagrama em blocos do modelo 4 do Simulink® utilizado para simular uma amostra de $\eta(t)$

5.2.12 Diagrama em Blocos do Simulador

A Figura 5.14 apresenta o diagrama em blocos implementado no Simulink® para simular uma amostra do ruído impulsivo gatilhado (GAWGN) simples e puro.

Tabela 5.6 Principais Características do Modelo 5.

Característica	Valor
Equação do Modelo	$\eta(t) = \eta_g(t) + C_1(t)C_2(t)\eta_i(t)$
Função Densidade de Probabilidade	$f_{\eta(t)}(\eta) = \alpha\beta f_{\eta_i(t)*\eta_g(t)}(\eta) + (1 - \alpha\beta)f_{\eta_g(t)}(\eta)$
Função de Autocorrelação	$R_{\eta}(\tau, t) = \left(\frac{N_0+s(t)N_i}{2}\right) \delta(\tau)$
Função de Autocorrelação Média	$R_{\eta}(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) + \frac{N_i}{2} \alpha\beta \delta(\tau)$
Densidade Espectral de Potência	$S_{\eta}(t, \omega) = \frac{N_T}{2}$
Densidade Espectral de Potência Média	$S_{\eta}(\omega) = \frac{N_0}{2} + \alpha\beta \frac{N_i}{2}$
Probabilidade de Erro de Bit BPSK	$P_e = \alpha\beta Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma_g\gamma_i}{\gamma_g+\gamma_i}}\right) + (1 - \alpha\beta)Q\left(\sqrt{2\gamma_g}\right)$

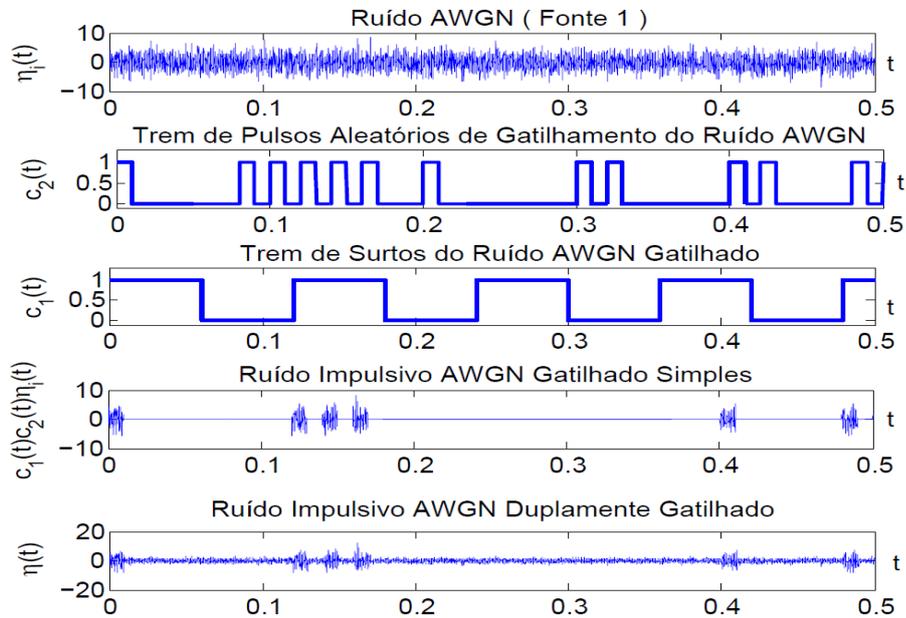


Figura 5.13 Formas de onda associadas ao Modelo 6.

A Tabela 5.7 apresenta um resumo das principais características deste modelo.

5.2.13 Modelo 7

Este modelo se caracteriza pela presença de duas fontes de ruído gaussiano, uma permanente $\eta_g(t)$ denominada de ruído de fundo e a outra intermitente $\eta_i(t)$ com ocorrência aleatória dos pulsos e dos surtos. A Figura 5.15 apresenta as formas de onda obtidas a partir deste modelo.

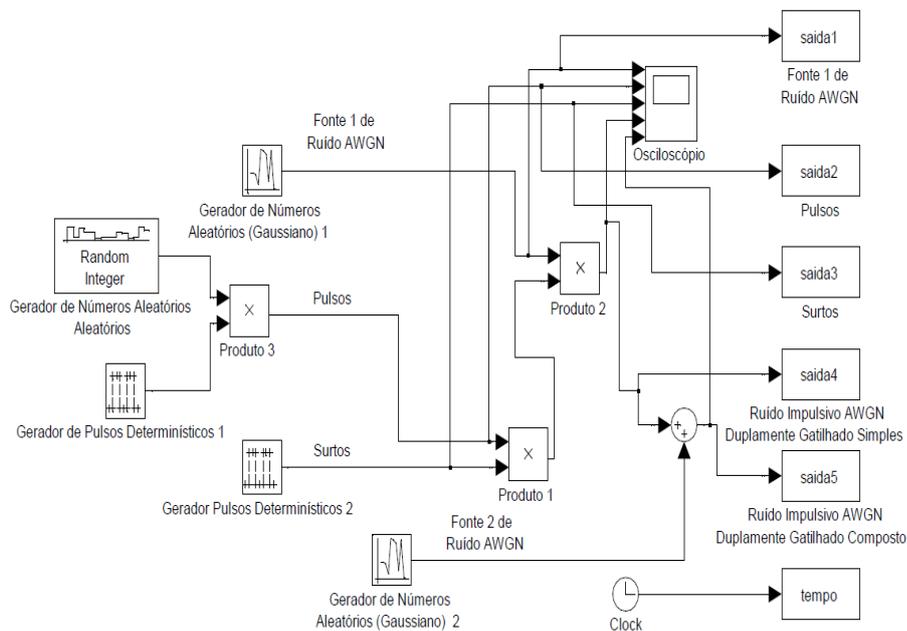


Figura 5.14 Diagrama em blocos do modelo 6 do Simulink® utilizado para simular uma amostra de $\eta(t)$

Tabela 5.7 Principais Características do Modelo 6.

Característica	Valor
Equação do Modelo	$\eta(t) = \eta_g(t) + C_1(t)C_2(t)\eta_i(t)$
Função Densidade de Probabilidade	$f_{\eta(t)}(\eta) = \alpha\beta p_2 f_{\eta_i(t)*\eta_g(t)}(\eta) + (1 - \alpha\beta p_2) f_{\eta_g(t)}(\eta)$
Função de Autocorrelação	$R_{\eta}(t, \tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) + s(t) \frac{N_i}{2} p_2 \delta(\tau)$
Função de Autocorrelação Média	$R_{\eta}(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) + \frac{N_i}{2} \alpha\beta p_2 \delta(\tau)$
Densidade Espectral de Potência	$S_{\eta}(t, \omega) = \frac{N_0}{2} + s(t) p_2 \frac{N_i}{2}$
Densidade Espectral de Potência Média	$S_{\eta}(\omega) = \frac{N_0}{2} + \alpha\beta p_2 \frac{N_i}{2}$
Probabilidade de Erro de Bit BPSK	$P_e = \alpha\beta p_2 Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma_g \gamma_i}{\gamma_g + \gamma_i}}\right) + (1 - \alpha\beta p_2) Q(\sqrt{2\gamma_g})$

5.2.14 Diagrama em Blocos do Simulador

A Figura 5.16 apresenta o diagrama em blocos implementado no Simulink® para simular uma amostra do ruído impulsivo gatilhado (GAWGN) simples e puro. A Tabela 5.8 apresenta um resumo das principais características do modelo.

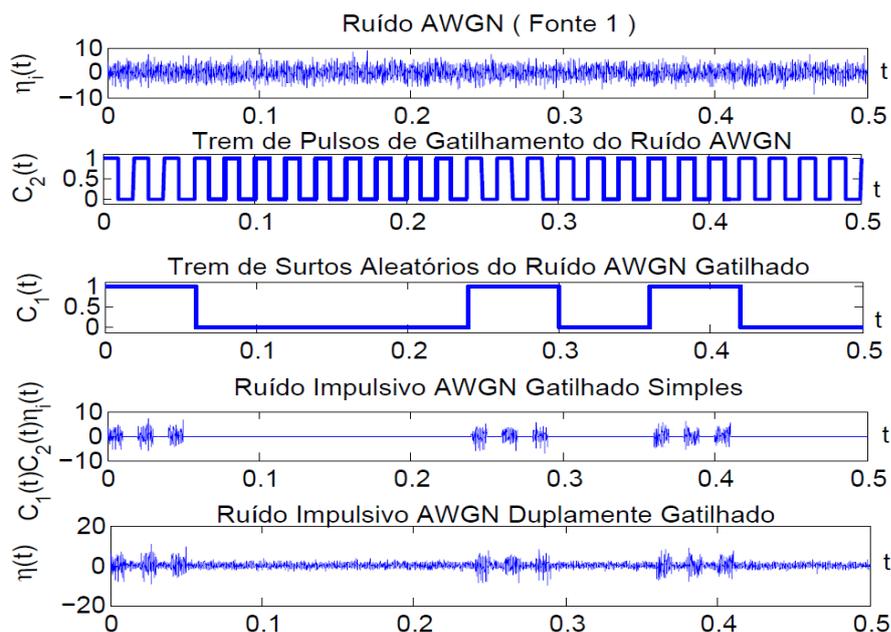


Figura 5.15 Formas de onda associadas ao Modelo 7.

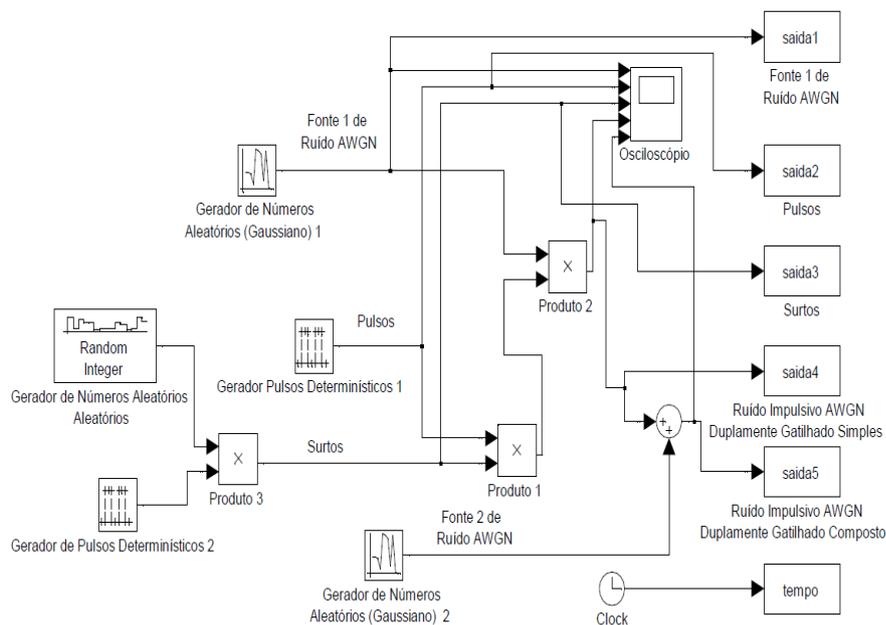


Figura 5.16 Diagrama em blocos do modelo 7 do Simulink® utilizado para simular uma amostra de $\eta(t)$

5.3 Probabilidade de Erro de Bit em Esquemas de Modulação Digital

Neste seção é apresentada a equação da probabilidade de erro de *bit* de alguns esquemas de modulação digital.

Tabela 5.8 Principais Características do Modelo 7.

Característica	Valor
Equação do Modelo	$\eta(t) = \eta_g(t) + C_1(t)C_2(t)\eta_i(t)$
Função Densidade de Probabilidade	$f_{\eta(t)}(\eta) = \alpha\beta p_1 f_{\eta_i(t)*\eta_g(t)}(\eta) + (1 - \alpha\beta p_1) f_{\eta_g(t)}(\eta)$
Função de Autocorrelação	$R_\eta(t, \tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) + s(t) \frac{N_i}{2} p_1 \delta(\tau)$
Função de Autocorrelação Média	$R_\eta(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) + \frac{N_i}{2} \alpha\beta p_1 \delta(\tau)$
Densidade Espectral de Potência	$S_\eta(t, \omega) = \frac{N_0}{2} + s(t) p_1 \frac{N_i}{2}$
Densidade Espectral de Potência Média	$S_\eta(\omega) = \frac{N_0}{2} + \alpha\beta p_1 \frac{N_i}{2}$
Probabilidade de Erro de Bit BPSK	$P_e = \alpha\beta p_1 Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma_g \gamma_i}{\gamma_g + \gamma_i}}\right) + (1 - \alpha\beta p_1) Q(\sqrt{2\gamma_g})$

5.3.1 Probabilidade de Erro de Bit em Esquemas de Modulação Digital BPSK e BFSK

No esquema de modulação BPSK a probabilidade de erro de *bit* é dada por [79], [78]

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (5.26)$$

em que E_b é a energia do *bit* e $\frac{N_0}{2}$ é a DEP do ruído AWGN. Sob a ação do ruído gaussiano duplamente gatilhado P_b pode assumir dois valores distintos P'_e quando $C(t) = 1$ ou P''_e quando $C(t) = 0$. Assim podemos escrever

$$P_b = \frac{N\alpha T_2}{T_1} P'_e + \frac{N(1-\alpha)T_2}{T_1} P''_e + \frac{(1-\beta)T_1}{T_1} P'_e, \quad (5.27)$$

Substituindo $\frac{NT_2}{T_1} = \beta$ obtém-se

$$P_b = \beta\alpha P'_e + \beta(\alpha)P''_e + (1-\beta)P''_e = \beta\alpha P'_e + (\beta - \alpha\beta + 1 - \beta)P''_e = \beta\alpha P'_e + (1 - \alpha\beta)P''_e. \quad (5.28)$$

Porém $C(t) = 1$ com probabilidade $p_1 p_2$ assim

$$P_b(t) = \begin{cases} P_{e1} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + N_i}}\right), & \text{com probabilidade } p_1 p_2 \\ P_{e2} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), & \text{com probabilidade } 1 - p_1 p_2 \end{cases} \quad (5.29)$$

Porém

$$P'_e = P(\text{erro}|C(t) = 0)P(C(t) = 0) + P(\text{erro}|C(t) = 1)P(C(t) = 1) = P_{e2}(1 - p_1 p_2) + P_{e1} p_1 p_2 \quad (5.30)$$

Tabela 5.9 Modulação QPSK, MPAM, MPSK e MQAM [79].

Modulação	g	h_1	h_2
QPSK	2	1	1
MPAM	$\frac{6\log_2 M}{M^2-1}$	$\frac{2(M-1)}{M\log_2 M}$	1
MBPSK	$2\log_2 M$	$\frac{2}{\log_2 M}$	$\text{sen}\left(\frac{\pi}{M}\right)$
MQAM	$\frac{3\log_2 M}{M-1}$	$\frac{4}{\log_2 M}$	1
NR-MQAM	$\frac{3\log_2 M}{M-1}$	$\frac{4}{\log_2 M}$	1

Substituindo a Equação 5.30 na Equação 5.28 temos

$$P_b = \beta\alpha [P_{e_2}(1 - p_1p_2) + P_{e_1}p_1p_2] + (1 - \alpha\beta)P_e'' \quad (5.31)$$

Considerando que $P_e'' = P_{e_2}$ podemos reescrever

$$\begin{aligned} P_b &= \beta\alpha [P_{e_2}(1 - p_1p_2) + P_{e_1}p_1p_2] + (1 - \alpha\beta)P_{e_2} = \beta\alpha [P_{e_2} - p_1p_2P_{e_2} + p_1p_2P_{e_1}] + P_{e_2} - \alpha\beta P_{e_2} \\ &= \beta\alpha P_{e_2} - \beta\alpha p_1p_2P_{e_2} + \beta\alpha p_1p_2P_{e_1} + P_{e_2} - \alpha\beta P_{e_2} = \beta\alpha p_1p_2P_{e_1} + (1 - \beta\alpha p_1p_2)P_{e_2} \\ &= \beta\alpha p_1p_2Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma_g\gamma_i}{\gamma_g + \gamma_i}}\right) + (1 - \beta\alpha p_1p_2)Q(\sqrt{2\gamma_g}) \end{aligned} \quad (5.32)$$

5.4 Probabilidade de Erro de Bit para outros Esquemas de Modulação Digital

Para os esquemas de modulação QPSK, MPAM, MPSK, MQAM retangular e MQAM não retangular a probabilidade de erro de *bit* é dada por [79]

$$P_b \approx h_1Q\left(h_2\sqrt{g\frac{E_b}{N_0}}\right), \quad (5.33)$$

em que g , h_1 e h_2 assumem os valores da Tabela 5.9.

Substituindo $\frac{N_0}{2}$ por $S_\eta(t, \omega)$ dada pela Equação 5.22 e tomando a média temporal pode-se escrever a probabilidade média de erro de *bit* como

$$P_b \approx h_1 \left[\alpha\beta p_1p_2Q\left(h_2\sqrt{\frac{g\gamma_g\gamma_i}{\gamma_g + \gamma_i}}\right) + (1 - \alpha\beta p_1p_2)Q\left(h_2\sqrt{g\gamma_g}\right) \right]. \quad (5.34)$$

5.5 Análise Numérica dos Resultados

5.5.1 Gráficos da Probabilidade de Erro de Bit do Modelo Geral

A Figura 5.17 apresenta as curvas da probabilidade de erro de *bit*, P_b do esquema de modulação 64-QAM em função de α , obtidas a partir da Equação 5.34, para diferentes valores de γ_i em dB e para $\gamma_g = 15$ dB. Para os valores de γ_i iguais a 5 e 10 dB, a variação dos valores atribuídos a α de 0 a 1 causa variações maiores na probabilidade de erro de *bit* do que para os valores $\gamma_i = 15, 20$ e 25 dB. Isso ocorre porque γ_g é igual a 15 dB e valores altos de γ_i diminuem o efeito da variação de α que corresponde ao aumento na largura dos pulsos do ruído impulsivo, aumentando P_b . Curvas semelhantes são obtidas para β porém o aumento do valor de β , corresponde ao aumento do tempo de duração dos surtos.

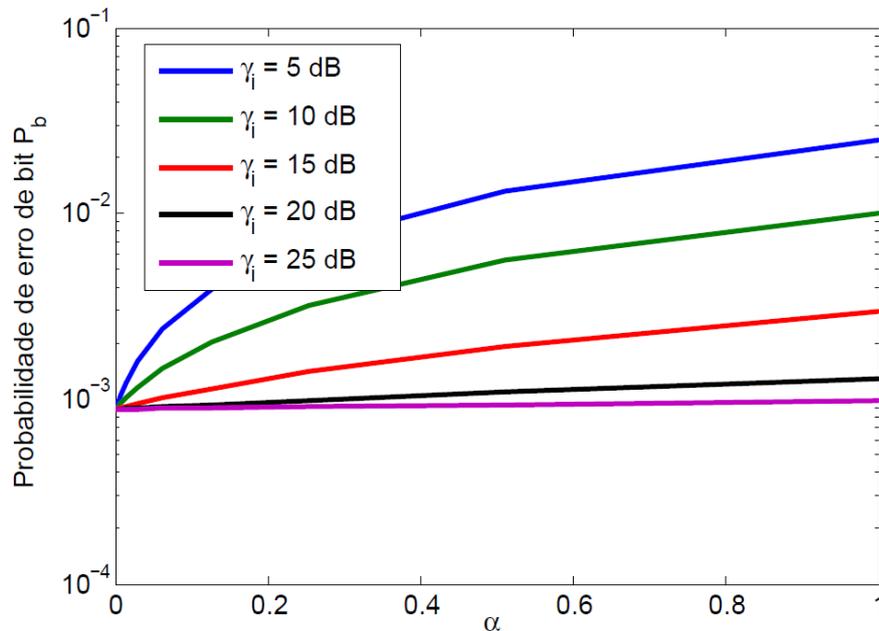


Figura 5.17 Probabilidade de erro de *bit*, P_b em função de α do esquema de modulação 64-QAM para $\beta = 0,5, p_1 = 0,5, p_2 = 0,8$ e $\gamma_g = 15$ dB.

A Figura 5.18 apresenta as curvas de P_b em função de p_1 , obtidas a partir da Equação 5.34 para diferentes valores de γ_i em dB. À medida que p_1 aumenta a probabilidade de erro de *bit* aumenta. Isso ocorre porque o aumento de p_1 implica aumento na ocorrências de surtos. Note que em γ_i iguais a 20 e 25 dB as curvas tendem a permanecer aproximadamente constante em 10^{-5} , devido ao alto valor de γ_i , que diminui a influência de p_1 no valor de P_b .

A Figura 5.19 apresenta as curvas da probabilidade de erro de *bit* P_b , obtidas a partir da Equação 5.34 em função de γ_g em dB para diferentes valores de γ_i em dB. O aumento de γ_g e γ_i causa diminuição em P_b . Isto porque P_b é função do produto de γ_g por γ_i causando redução considerável em P_b quando as duas variáveis aumentam.

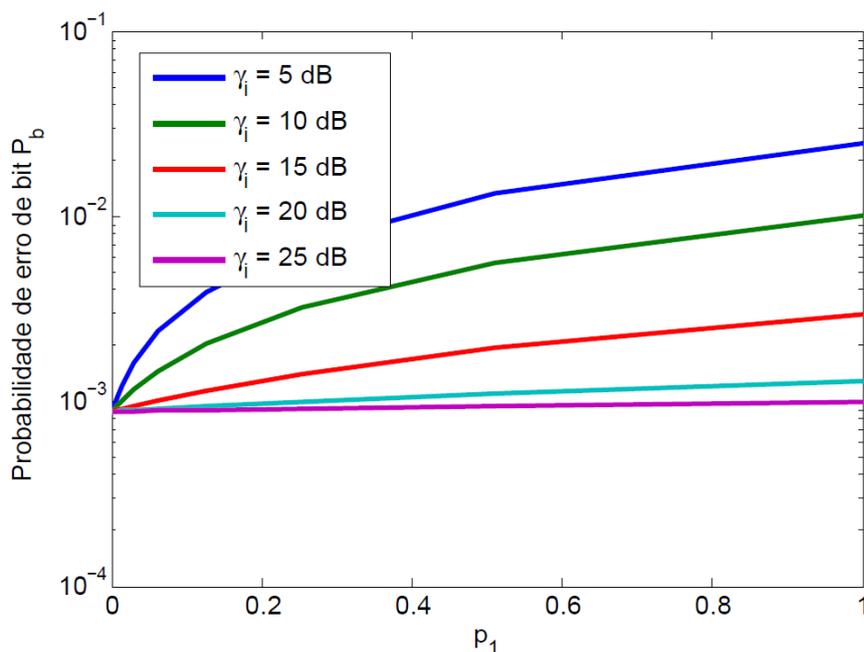


Figura 5.18 Probabilidade de erro de bit, P_b em função de p_1 do esquema de modulação 64-QAM para $\alpha = 0,5$, $\beta = 0,5$, $p_2 = 0,8$ e $\gamma_g = 15$ dB.

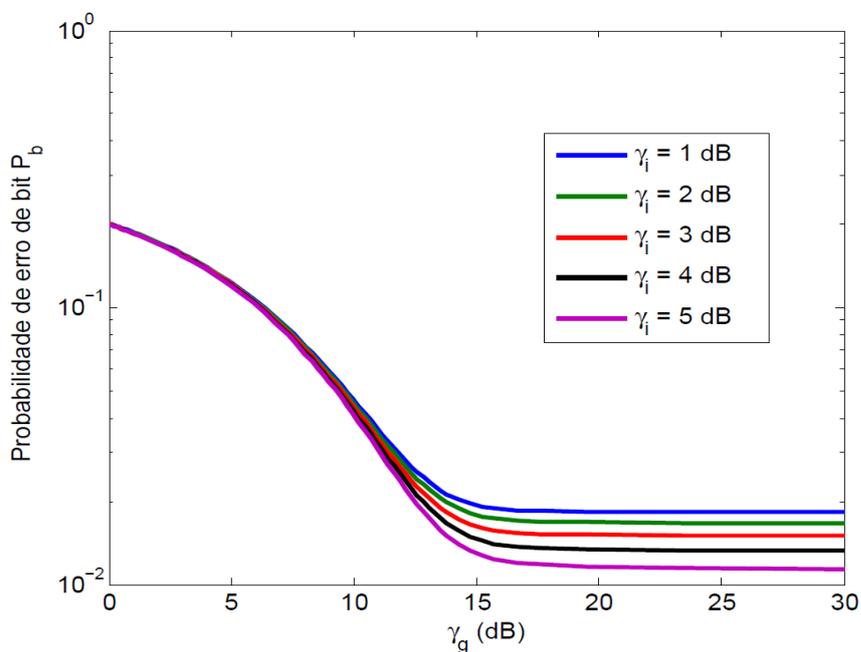


Figura 5.19 Probabilidade de erro de bit, P_b em função de γ_g do esquema de modulação 64-QAM para $\alpha = 0,5$, $\beta = 0,5$, $p_1 = 0,5$ e $p_2 = 0,8$.

As Figuras 5.20 e 5.21 mostram a probabilidade de erro de bit, P_b obtidas a partir da Fórmula 5.34 em função de γ_i em dB para cinco valores de α e p_1 , respectivamente. À medida que os valores de α e p_1 aumentam a probabilidade de erro de bit aumenta. Curvas semelhantes

são obtidas para β e p_2 . O aumento de α , β , p_1 e p_2 causa o aumento de P_b e isso porque α controla a duração dos pulsos, β controla a duração dos surtos, p_1 a probabilidade de ocorrência dos surtos e p_2 a probabilidade de ocorrência dos pulsos.

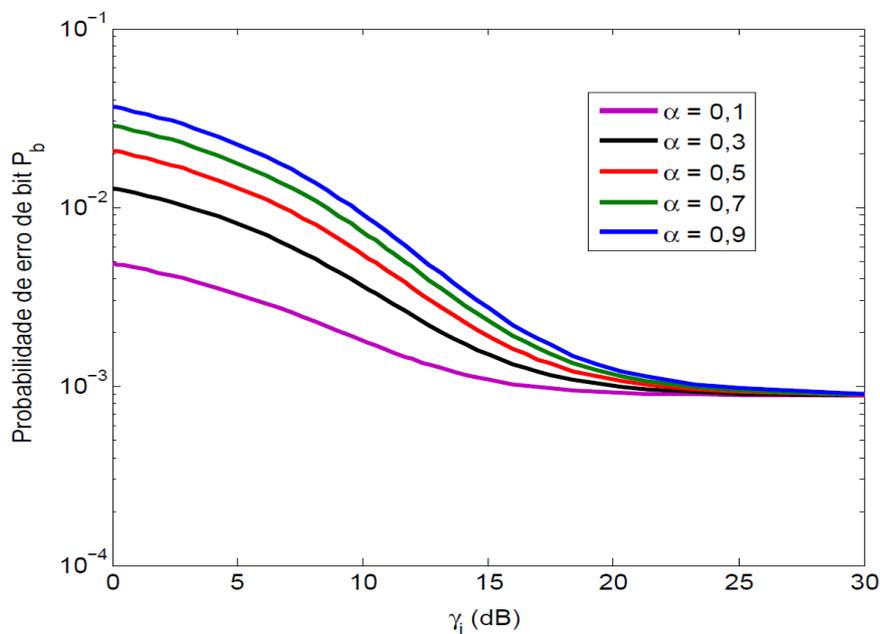


Figura 5.20 Probabilidade de erro de *bit*, P_b em função de γ_i do esquema de modulação 64-QAM para $\beta = 0,5$, $p_1 = 0,5$, $p_2 = 0,8$ e $\gamma_g = 15$ dB.

A Figura 5.22 apresenta as curvas da probabilidade de erro de *bit* P_b obtidas a partir da Fórmula 5.34 em função de γ_i em dB para cinco valores de γ_g em dB. O aumento tanto de γ_g como de γ_i causa uma redução em P_b . Note que para $\gamma_i = 5$ e 10 dB as curvas permanecem praticamente constantes, devido aos baixos valores de γ_g e γ_i . Abaixo destes valores não há diminuição considerável em P_b .

5.6 Conclusões

Neste capítulo é apresentada a descrição matemática de oito modelos do ruído impulsivo duplamente gatilhado (G^2 AWGN), todo equacionamento é desenvolvido a partir do modelo geral que engloba os outros modelos.

Uma das principais características destes modelos é a presença de surtos. São apresentadas as equações temporais que os caracterizam, as funções densidade de probabilidades, as funções de autocorrelação e as densidades espectrais de potência. Em seguida é calculada a probabilidade de erro de *bit* P_b para os esquemas de modulação BFSK, BPSK, QPSK, MPAM, MPSK, MQAM e R-MQAM.

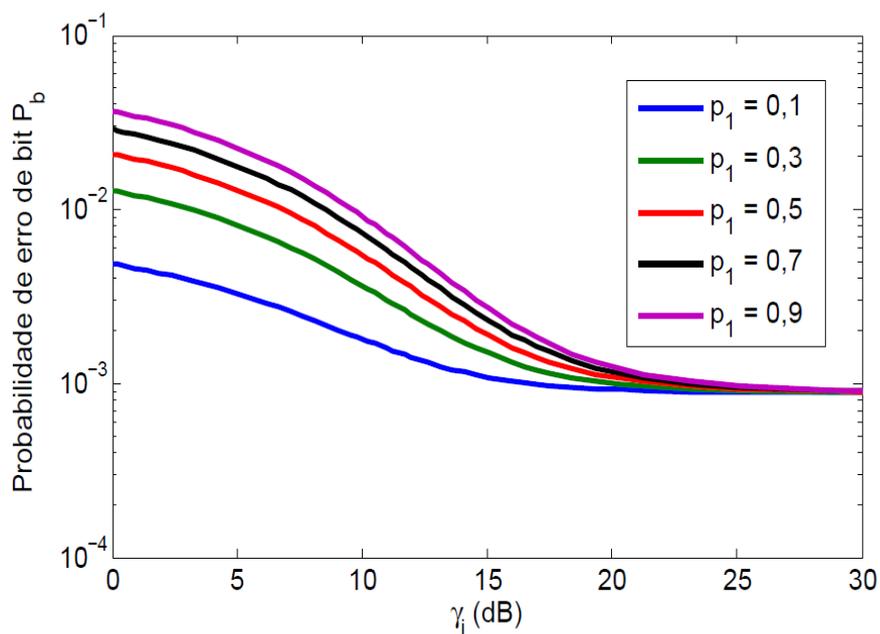


Figura 5.21 Probabilidade de erro de bit, P_b em função de γ_i do esquema de modulação 64-QAM para $\alpha = 0,5$, $\beta = 0,5$, $p_2 = 0,8$ e $\gamma_g = 15$ dB.

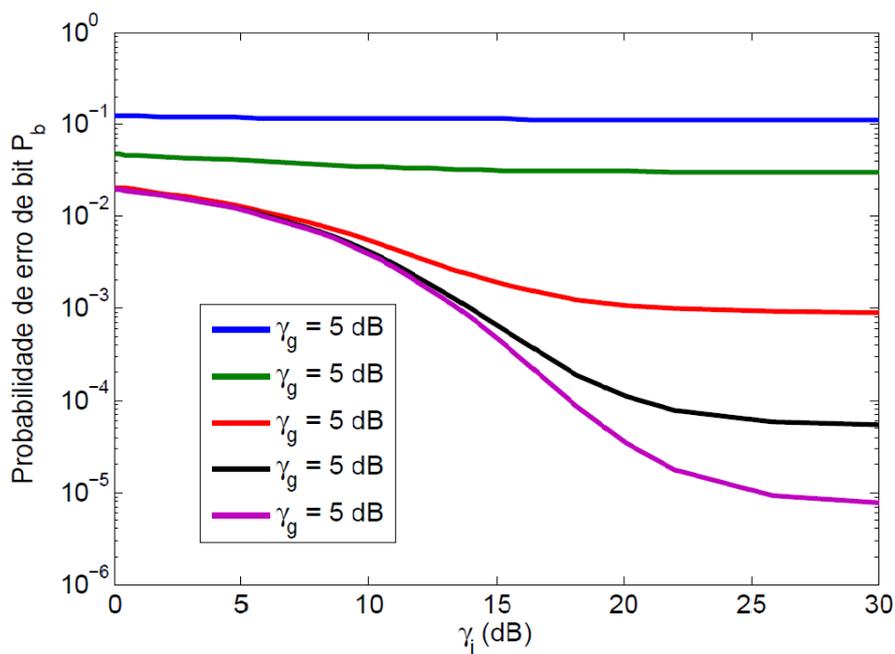


Figura 5.22 Probabilidade de erro de bit, P_b em função de γ_i do esquema de modulação 64-QAM para $\alpha = 0,5$, $\beta = 0,5$, $p_1 = 0,5$ e $p_2 = 0,8$.

A partir das equações da probabilidade de erro de bit P_b são traçadas as curvas em função de α , p , γ_g e γ_i . Os modelos obtidos permitem simular e avaliar os efeitos do ruído impulsivo duplamente gatilhado G^2 AWGN nos esquemas de modulação citados.

É mostrado que P_b diminui com o aumento de α , isso devido ao fato de que α determina o tempo de duração dos pulsos e portanto, o tempo que o ruído está presente no sistema. É Também verificado que o aumento de β implica diminuição de P_b , devido ao fato de que β está relacionado com o tempo de ocorrência dos surtos de pulsos no sistema. Quanto maior β maior a quantidade de pulsos em cada surto e maior o valor de P_b . O aumento da relação sinal-ruído γ_g e γ_i diminui o valor de P_b .

Outra contribuição deste trabalho é que as fórmulas obtidas servem para comparar os valores calculados da probabilidade de erro de *bit* P_b com os valores obtidos em simulações que utilizam os modelos propostos.

CAPÍTULO 6

Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Multiníveis

Nos Capítulos 4 e 5 foram apresentados os modelos do ruído impulsivo gaussiano gatilhado simples e em surtos, respectivamente, para o caso em que o sinal modulante $C(t)$ assume os valores 0 e 1, ou seja, o caso binário. Neste capítulo são propostos modelos de ruído impulsivo mais generalizados em que o sinal modulante do ruído é multiníveis. Nesses novos modelos as variações de amplitude, instante de ocorrência e duração dos surtos impulsivos são determinadas pelo sinal modulante $C(t)$ que pode tomar valores de amplitude aleatórios em um conjunto discreto, pode iniciar em instantes aleatórios e durar por intervalos de tempo aleatórios. Com base na análise de variáveis aleatórias produto e soma pode-se então obter expressões exatas para as fdps dos novos modelos, necessárias à avaliação de desempenho do receptor ótimo, sob critério de máxima probabilidade *a posteriori*, em termos da probabilidade de erro de *bits*.

O cálculo da probabilidade de erro de *bit* é realizado a partir da métrica de correlação do receptor ótimo, no intervalo de sinalização do integrador presente nessa métrica. As expressões obtidas contemplam os diversos parâmetros que representam tanto os processos aleatórios que modelam o ruído quanto os sinais modulantes que determinam a incidência do ruído impulsivo. De acordo com as revisões bibliográficas realizadas até o momento, esses modelos baseados em sinais modulantes ainda não foram tratados na literatura.

6.1 Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Multiníveis

6.1.1 Descrição

Este modelo representa um caso mais geral do modelo apresentado no Capítulo 4, enquanto naquele capítulo o sinal modulante $C(t)$ assumia apenas os valores 0 e 1, neste capítulo $C(t)$ pode assumir qualquer valor discreto positivo, o sinal modulante $C(t)$ do ruído impulsivo $\eta_i(t)$ é utilizado para caracterizar a variação de amplitude de $\eta_i(t)$ e os instantes em que $\eta_i(t)$

é adicionado ao ruído permanente $\eta_g(t)$. O sinal $C(t)$ é um processo aleatório discreto caracterizado por uma função de distribuição de probabilidade que pode ser definida tanto no tempo discreto quanto no tempo contínuo. A Figura 6.1 representa uma função amostra do processo $\eta(t)$ em função do tempo. O sinal modulante $C(t)$ é utilizado nessa análise para caracterizar a adição do ruído $\eta_i(t)$ ao componente do ruído permanente $\eta_g(t)$. Variações aleatórias na amplitude de $C(t)$ afetam diretamente a variância do ruído gaussiano modulado $\eta_i(t)$ e as variações aleatórias na duração dos pulsos de $C(t)$ afetam os instantes em que o ruído $\eta_i(t)$ é adicionado à $\eta_g(t)$. Este comportamento pode simular, por exemplo, situações em que o sinal transmitido $s(t)$ é constantemente afetado pelo componente $\eta_g(t)$ e sofre adicionais ataques aleatórios de $\eta_i(t)$ que podem ocorrer com variação aleatória de amplitude. Pode-se observar na Figura 6.1 que nos instantes em que $C(t) = 0$, o ruído permanente $\eta_g(t)$ continua atacando o sinal transmitido $s(t)$. Quando $C(t)$ assume valores não nulos ele modula o ruído $\eta_i(t)$, que pode ser representado por $C(t)\eta_i(t)$. O sinal modulado em amplitude $C(t)\eta_i(t)$ pode atacar o sinal $s(t)$ durante o tempo de duração de um ou vários símbolos. O componente ruidoso $C(t)\eta_i(t)$ representa situações usuais em sistema de comunicações tais com os mecanismos de chaveamento que adicionam temporariamente ruído ao sistema.

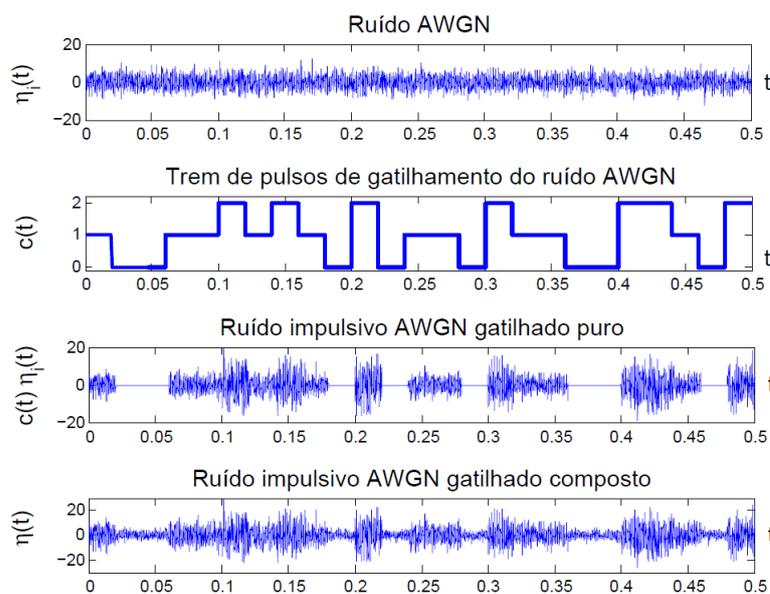


Figura 6.1 Formas de onda associadas ao ruído impulsivo gatilhado multiníveis.

A Figura 6.2 mostra o diagrama em blocos do sistema utilizado para simular os componentes do ruído mostrado na Figura 6.1.

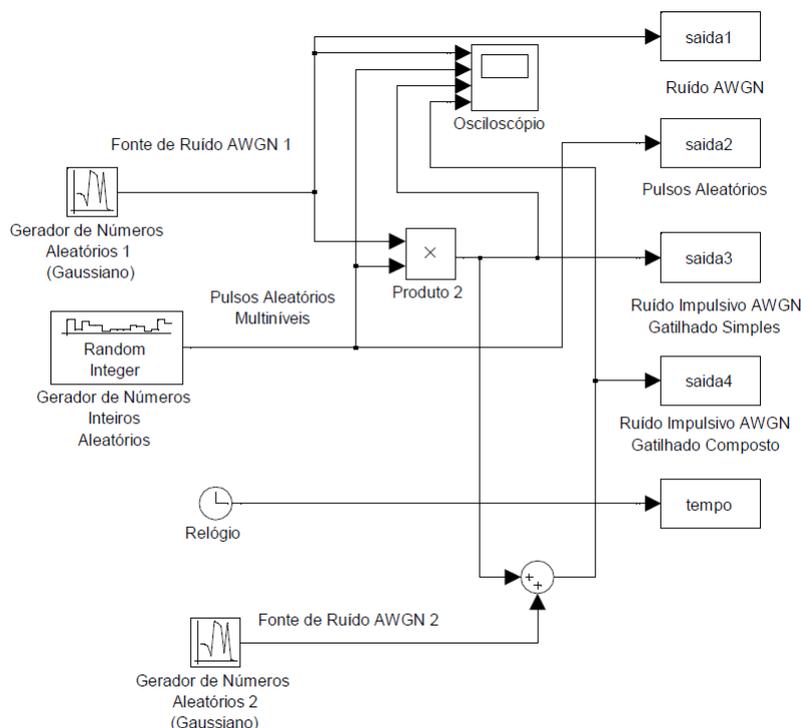


Figura 6.2 Diagrama em blocos do simulador criado no Simulink®.

6.1.2 Caracterização do Problema

Considere inicialmente um processo ruidoso mais geral $\eta(t)$ escrito como

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C(t)\eta_i(t), \tag{6.1}$$

em que

- $\eta_g(t)$ é um processo gaussiano branco de média nula e variância σ_g^2 que representa o ruído aditivo permanente do sistema.
- $\eta_i(t)$ é um processo gaussiano branco de média nula e variância σ_i^2 que representa uma parcela de ruído aditivo que se adiciona ao ruído permanente de forma aleatória.
- $C(t)$ é um processo definido em tempo contínuo que toma valores em um conjunto discreto e que modela a adição do ruído $\eta_i(t)$ ao ruído permanente.

Para que se possa avaliar a influência do ruído total $\eta(t)$ em um sistema de comunicações digitais é necessário caracterizá-lo estatisticamente. Essa caracterização é feita por meio da função densidade de probabilidade (fdp) de $\eta(t)$. Para obter a fdp de $\eta(t)$, denotada por

$f_{\eta(t)}(\eta)$, observa-se inicialmente na Equação 6.1 que o termo proporcional a $\eta_i(t)$ corresponde, em um instante t , a uma variável aleatória da forma

$$W = UV. \quad (6.2)$$

Deste modo, a função cumulativa de probabilidade (FCP) de W pode ser escrita como

$$P\{W \leq w\} = P\{UV \leq w\} = 1 - \int_{-\infty}^0 \int_{-\infty}^{\frac{w}{v}} f_{U,V}(u,v) dudv + \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\frac{w}{v}} f_{U,V}(u,v) dudv. \quad (6.3)$$

Assim a fdp $f_W(w)$ é dada por

$$f_W(w) = \frac{\partial P\{W \leq w\}}{\partial w} = \int_{-\infty}^0 -\frac{1}{v} f_{U,V}\left(\frac{w}{v}, v\right) dv + \int_0^{\infty} \frac{1}{v} f_{U,V}\left(\frac{w}{v}, v\right) dv. \quad (6.4)$$

Considerando que U e V sejam variáveis independentes, pode-se escrever $f_W(w)$ na forma

$$f_W(w) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|v|} f_U\left(\frac{w}{v}\right) f_V(v) dv. \quad (6.5)$$

Aplicando o resultado da Equação 6.5 ao processo $Y(t) = C(t)\eta_i(t)$ da Equação 6.1 pode-se escrever a fdp de $Y(t)$ como

$$f_{Y(t)}(y) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|C(t)|} f_{\eta_i(t)}\left(\frac{y}{C(t)}\right) f_{C(t)}(c) dc. \quad (6.6)$$

Como $C(t)$ é um processo que toma valores discretos, sua fdp pode ser escrita como

$$f_{C(t)}(c) = \sum_k p_{C(t)}(c_k) \delta(c - c_k), \quad (6.7)$$

em que $p_{C(t)}(c_k) = P\{C(t) = c_k\}$ e $\delta(t)$ representa o impulso de Dirac de área unitária.

Usando as Expressões 6.7 e 6.5 pode-se escrever a Expressão 6.6 como

$$\begin{aligned} f_{Y(t)}(y) &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|C(t)|} f_{\eta_i(t)}\left(\frac{y}{C(t)}\right) \sum_k p_{C(t)}(c_k) \delta(c - c_k) dc \\ &= \sum_k \frac{p_{C(t)}(c_k)}{|c_k|} f_{\eta_i(t)}\left(\frac{y}{c_k}\right). \end{aligned} \quad (6.8)$$

Deste modo a função cumulativa de $Y(t)$ pode ser escrita como

$$F_Y(y) = \sum_k \frac{p_{C(t)}(c_k)}{|c_k|} \int_{-\infty}^{\frac{y}{c_k}} f_{\eta_i(t)}(x) dx. \quad (6.9)$$

Como $\eta_i(t)$ é um processo gaussiano de média nula e variância σ_i^2 , com fdp

$$f_{\eta_i(t)}(\eta_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_i^2}} \exp\left(-\frac{\eta_i^2}{2\sigma_i^2}\right) \quad (6.10)$$

pode-se escrever $F_{Y(t)}(y)$ na forma

$$F_{Y(t)}(y) = \sum_k p_{C(t)}(c_k) \Phi\left(\frac{y}{c_k\sigma_i^2}\right), \quad (6.11)$$

em que

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{v^2}{2}\right) dv. \quad (6.12)$$

Como $Y(t) = \eta_i(t)C(t)$ e $\eta_g(t)$ são independentes, a fdp de $\eta(t)$ pode ser escrita como

$$\begin{aligned} f_{\eta(t)}(\eta) &= \int_{-\infty}^{\infty} f_{Y(t)}(\eta - \eta_g) f_{\eta_g(t)}(\eta_g) d\eta_g \\ &= \sum_k \frac{p_{C(t)}(c_k)}{|c_k|} \int_{-\infty}^{\infty} f_{\eta_i(t)}\left(\frac{\eta - \eta_g}{c_k}\right) f_{\eta_g(t)}(\eta_g) d\eta_g. \end{aligned} \quad (6.13)$$

Substituindo as fdps

$$f_{\eta_i(t)}(\eta_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_i^2}} \exp\left(-\frac{\eta_i^2}{2\sigma_i^2}\right) \quad \text{e} \quad f_{\eta_g(t)}(\eta_g) = \frac{1}{2\pi\sigma_g^2} \exp\left(-\frac{\eta_g^2}{2\sigma_g^2}\right) \quad (6.14)$$

na Equação 6.13 e realizando as operações algébricas adequadas, pode-se escrever $f_{\eta(t)}(\eta)$ na forma

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \sum_k \frac{p_{C(t)}(c_k)}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}\right). \quad (6.15)$$

Note, pela Equação 6.15, que a fdp de $\eta(t)$ depende dos valores tomados pelo sinal modulante no instante t . Se o processo $C(t)$ tomar apenas dois valores, como nos sinais binários aleatórios, então essa soma só terá dois termos. Outra característica importante de $\eta(t)$ é que sua fdp continua com um formato de uma fdp gaussiana e simétrica, já que tanto $\eta_g(t)$ quanto $\eta_i(t)$ têm médias nulas.

Note que $\eta(t)$ pode ser escrita como a soma ponderada de diferentes fdps gaussianas

$$f_{\eta(t)}(\eta) = p_{C(t)}(c_0) f_{c_0}(\eta) + p_{C(t)}(c_1) f_{c_1}(\eta) + p_{C(t)}(c_2) f_{c_2}(\eta) + \dots + p_{C(t)}(c_n) f_{c_n}(\eta) + \dots \quad (6.16)$$

em que

$$f_{c_k}(\eta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}\right). \quad (6.17)$$

A Equação 6.16 é uma soma ponderada de funções de densidade de probabilidade gaussianas com média nula e variância $\sigma_g + \sigma_i^2 c_k^2$. As constantes c_k correspondem aos níveis de amplitude que o sinal $C(t)$ pode assumir. Na Figura 6.1 por exemplo, $C(t)$ assume três valores equiprováveis com $c_0 = 0$, $c_1 = 1$ e $c_2 = 2$. A Figura 6.3 mostra a fdp $f_{\eta(t)}(\eta)$ composta pela soma de três fdps gaussianas, conforme Equação 6.16. Na Figura 6.3, $p_{C(t)}(0) = p_{C(t)}(1) = p_{C(t)}(2) = \frac{1}{3}$, $\sigma_g = 2$ e $\sigma_i = 3$.

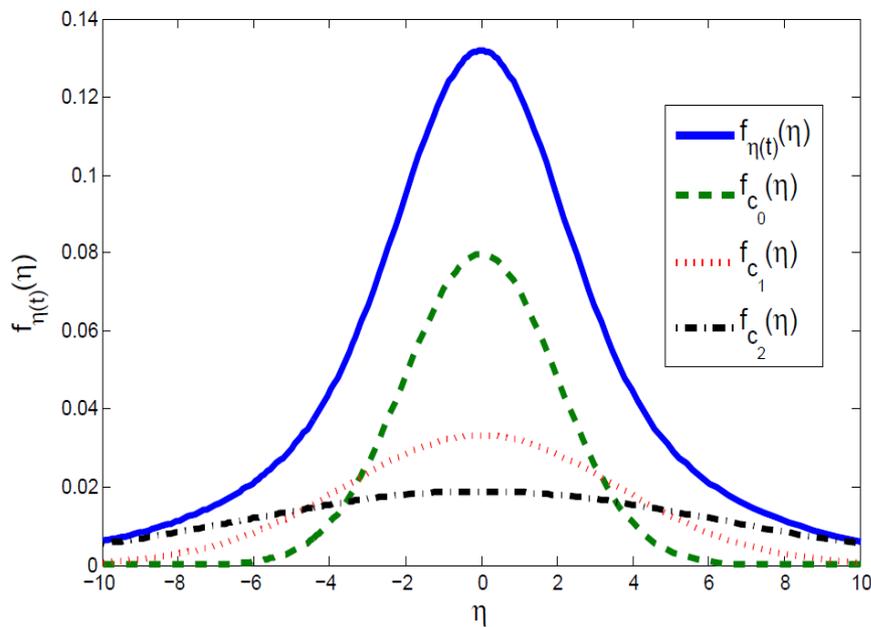


Figura 6.3 Gráficos das diferentes componentes da mistura gaussiana da fdp de $\eta(t)$.

6.1.3 Influência do Ruído Impulsivo Gatilhado Multiníveis em Esquemas de Modulação MPAM e MQAM

Influência do Ruído Impulsivo Gatilhado Multiníveis no Esquema de Modulação MPAM

Para avaliar a influência do modelo de ruído gatilhado multiníveis apresentado na Equação 6.1, considere um receptor ótimo baseado no critério da máxima verossimilhança. Este receptor ótimo toma suas decisões baseado na minimização da distância euclidiana entre o vetor de sinal transmitido e o vetor de sinal recebido [78].

Com base neste critério, considere que o sinal recebido em um instante t qualquer é escrito como

$$r = s_m + \eta, \quad (6.18)$$

em que η é uma amostra de ruído descrito pela Equação 6.1 e s_m é a representação, no espaço de sinais, do m -ésimo sinal de um esquema de modulação MPAM. Estes sinais podem ser representados no espaço de sinais como vetores cujos elementos são $s_m = \sqrt{\frac{1}{2}E_g}A_m$, $m = 1, 2, \dots, M$, em que E_g representa a energia do pulso básico associado a cada sinal s_m . As amplitudes A_m podem ser escritas como $A_m = (2m - 1 - M)d$, $m = 1, 2, \dots, M$ e d é a distância euclidiana entre dois símbolos vizinhos da constelação MPAM. Neste esquema de modulação, um erro de detecção é cometido quando o receptor ótimo calcula a distância euclidiana entre o sinal recebido r e um dos M sinais s_m do esquema MPAM e essa distância, em módulo, é maior que metade da distância entre dois sinais, ou seja quando $|r - s_m| > d\sqrt{\frac{1}{2}E_g}$. Como a constelação MPAM é unidimensional, se seus M símbolos (que representam os M sinais s_m) forem dispostos igualmente espaçados por uma distância d ao longo de uma reta, então haverá $M - 1$ intervalos de decisão entre os símbolos. A probabilidade média de erro de decisão é então obtida somando os erros cometidos ao longo dos $M - 1$ intervalos entre os símbolos s_m e tomando a média pelo número de símbolos M . Deste modo, essa probabilidade de erro pode ser escrita como

$$P_M = \frac{1}{M}(M - 1)P \left[|r - s_m| > d\sqrt{\frac{1}{2}E_g} \right]. \quad (6.19)$$

Como o ruído $\eta(t)$ é gaussiano e caracterizado por uma distribuição simétrica com média nula, então P_M pode ser escrita, com base na Equação 6.15, como

$$P_M = \frac{M - 1}{M} \sum_k \frac{2p_{C(t)}(c_k)}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}} \int_{d\sqrt{E_g/2}}^{\infty} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}\right) d\eta. \quad (6.20)$$

Fazendo a substituição $\eta = \sqrt{\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2}v$, pode-se reescrever P_M como

$$P_M = \frac{M - 1}{M} \sum_k p_{C(t)}(c_k) \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{\frac{d^2 E_g}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}}}^{\infty} \exp\left(-\frac{v^2}{2}\right) dv. \quad (6.21)$$

Aplicando a definição da função $Q(x)$, pode-se reescrever P_M na forma

$$P_M = \frac{2(M - 1)}{M} \sum_k p_{C(t)}(c_k) Q\left(\sqrt{\frac{d^2 E_g}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}}\right). \quad (6.22)$$

Usando o fato que a relação entre a energia do pulso $g(t)$, E_g , e a energia média do sinal s_m , E_{av} , pode ser escrita como

$$d^2 E_g = \frac{6}{M^2 - 1} E_{av}, \quad (6.23)$$

a probabilidade P_M pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} P_M &= \frac{2(M-1)}{M} \sum_k p_{C(t)}(c_k) \mathcal{Q} \left(\sqrt{\frac{6E_{av}}{(M^2-1)2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}} \right) \\ &= \frac{2(M-1)}{M} \sum_k p_{C(t)}(c_k) \mathcal{Q} \left(\sqrt{\frac{6\log_2(M)E_b}{(M^2-1)(N_{\eta_g} + N_{\eta_i} c_k^2)}} \right) \\ &= \frac{2(M-1)}{M} \sum_k p_{C(t)}(c_k) \mathcal{Q} \left(\sqrt{\frac{6\log_2(M)\gamma_i \gamma_g}{(M^2-1)(\gamma_i + \gamma_g c_k^2)}} \right), \end{aligned} \quad (6.24)$$

em que $\gamma_i = \frac{E_b}{N_i}$ e $\gamma_g = \frac{E_b}{N_0}$ são as relações sinal ruído por *bit*.

Influência do Ruído Impulsivo Gatilhado Multiníveis no Esquema de Modulação MQAM

Para o esquema de modulação MQAM a probabilidade de erro P_M pode ser escrita, de acordo com [78], como

$$P_M = 1 - (1 - P_{\sqrt{M}})^2, \quad (6.25)$$

em que $P_{\sqrt{M}}$ pode ser calculada, a partir da Equação 6.24, como

$$P_{\sqrt{M}} = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \sum_k p_{C(t)}(c_k) \mathcal{Q} \left(\sqrt{\frac{3\gamma_i \gamma_g}{(M-1)(\gamma_i + \gamma_g c_k^2)}} \right), \quad (6.26)$$

em que $\gamma_i = \frac{E_b}{N_i}$ e $\gamma_g = \frac{E_b}{N_0}$ são as relações sinal ruído por *bit*.

Influência do Ruído Impulsivo Gatilhado Multiníveis no Esquema de Modulação 16-QAM

A Figura 6.4 mostra o comportamento da probabilidade de erro de *bit*, P_b do esquema de modulação 64-QAM sob o efeito do ruído composto $\eta(t)$. Na figura a relação sinal ruído impulsivo γ_i assume quatro valores distintos em uma constelação 64-QAM. Nesta figura o sinal $C(t)$ pode assumir cinco níveis aleatoriamente, com a seguinte distribuição de probabilidade

$$\begin{cases} P\{C(t) = 0\} = p_{C(t)}(0) = 0,25 \\ P\{C(t) = 1\} = p_{C(t)}(1) = 0,15 \\ P\{C(t) = 2\} = p_{C(t)}(2) = 0,20 \\ P\{C(t) = 3\} = p_{C(t)}(3) = 0,15 \\ P\{C(t) = 4\} = p_{C(t)}(4) = 0,25 \end{cases} \quad (6.27)$$

Note que na Figura 6.4 a probabilidade de erro de *bit* decresce com o aumento da relação sinal ruído permanente $\gamma_g = \frac{E_b}{N_0}$ para valores fixos da relação sinal ruído impulsivo $\gamma_i = \frac{E_b}{N_i}$.

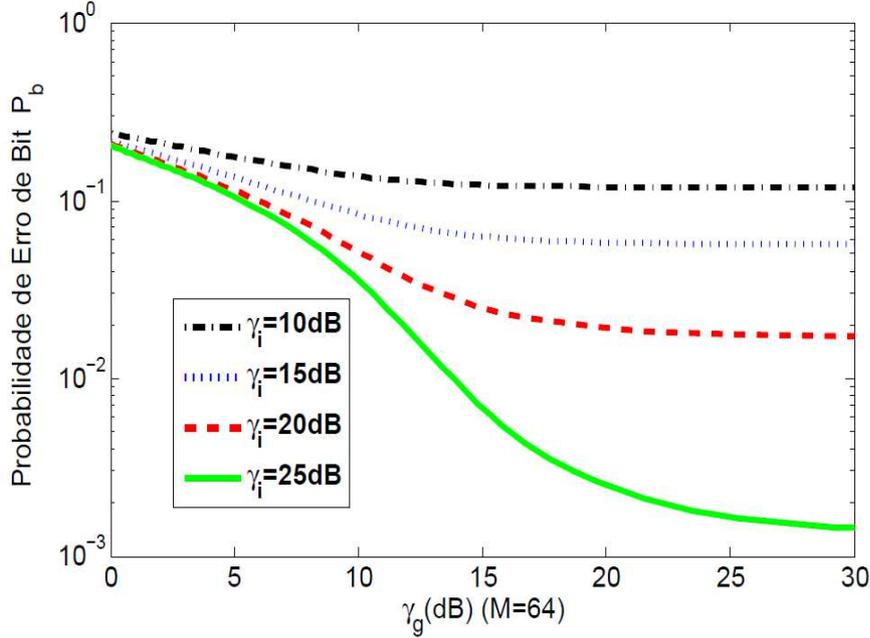


Figura 6.4 Probabilidade de erro de *bit*, P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores da razão sinal ruído impulsivo.

Desde que a energia do sinal é E_b , quando $\gamma_i > \gamma_g$ isto significa que $N_i < N_0$, ou seja, a potência do ruído impulsivo é menor do que a potência do ruído permanente. Quando $\gamma_i < \gamma_g$ isto significa que $N_i > N_0$ e então a probabilidade de erro de *bit*, P_b diminui porque a ação do ruído não é permanente no sistema como ocorre com o ruído permanente $\eta_g(t)$. Se considerarmos a energia do *bit* fixada em E_b note que $\gamma_{i1} = \frac{E_b}{N_{i1}} = 10 \text{ dB} < \gamma_{i2} = \frac{E_b}{N_{i2}} = 25 \text{ dB}$, a energia do ruído impulsivo $N_{i1} > N_{i2}$ e neste caso como era de se esperar, a probabilidade de erro de *bit*, P_b cresce. No caso em que $\gamma_i = 10 \text{ dB}$ uma pequena redução da probabilidade de erro de *bit*, P_b ocorre apesar de γ_g aumentar até 30 dB.

A Figura 6.5 mostra a probabilidade de erro de *bit*, P_b para o esquema de modulação 64-QAM na presença do ruído composto considerando o sinal $C(t)$ com uma distribuição de probabilidade diferente. A razão sinal ruído impulsivo $\gamma_i = \frac{E_b}{N_i}$ assumindo os mesmos valores da Figura 6.4. A distribuição de probabilidade de $C(t)$ é dada por

$$\begin{cases} P\{C(t) = 0\} = p_{C(t)}(0) = 0,25 \\ P\{C(t) = 1\} = p_{C(t)}(1) = 0,25 \\ P\{C(t) = 2\} = p_{C(t)}(2) = 0,20 \\ P\{C(t) = 3\} = p_{C(t)}(3) = 0,15 \\ P\{C(t) = 4\} = p_{C(t)}(4) = 0,15 \end{cases} \quad (6.28)$$

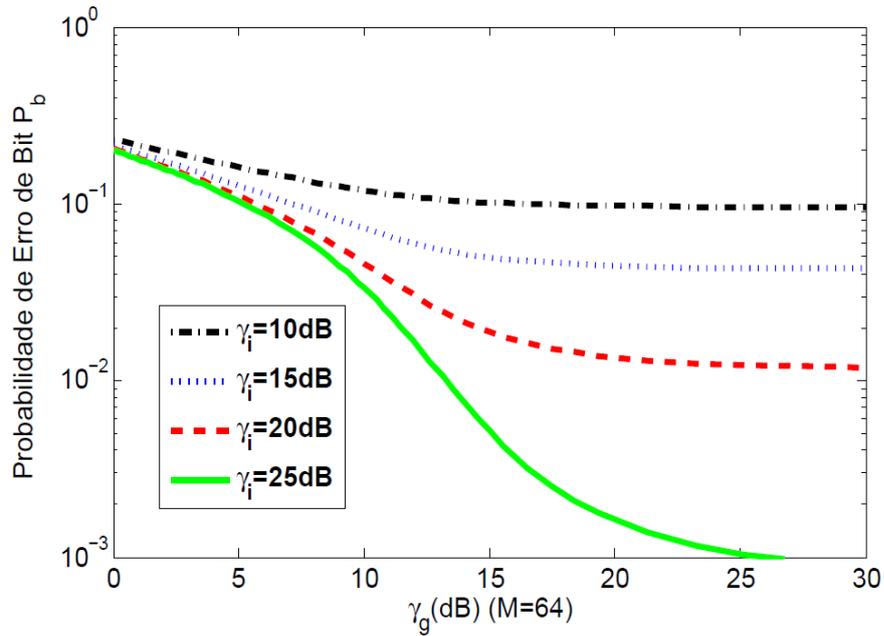


Figura 6.5 Probabilidade de erro de bit, P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores da razão sinal ruído impulsivo.

Neste segundo caso, os níveis de amplitude 0 e 1 são mais prováveis de ocorrer do que os níveis 3 e 4, que possuem probabilidade de 0,15. Este comportamento de $C(t)$ causa no sinal modulado $C(t)\eta(t)$ (que representa o componente do ruído impulsivo) variações de amplitude maiores com menor probabilidade de ocorrência e pequenas variações de amplitude com maior probabilidade. Observe que na Figura 6.5, as curvas da probabilidade de erro de bit, P_b decrescem mais rapidamente do que as curvas da probabilidade de erro de bit, P_b da Figura 6.4 na qual as amplitudes 4 e 0 de $C(t)$ são equiprováveis. Podemos notar também que o valor de probabilidade de erro de bit, P_b é de 10^{-3} com $\gamma_i = 25$ dB. Neste caso, $\gamma_g = \gamma_i$, $N_i = N_0$ e $\eta_i(t)$ afeta $s(t)$ com menor probabilidade, a probabilidade de erro de bit, P_b pode assumir valores menores.

Influência do Ruído Impulsivo Gatilhado Multiíveis no Esquema de Modulação 256-QAM

A Figura 6.6 mostra o comportamento da probabilidade de erro de bit, P_b para o esquema de modulação 256-QAM sujeito ao ruído composto. Nesta figura a razão sinal ruído impulsivo $\gamma_i = \frac{E_b}{N_i}$ assume quatro valores distintos. O sinal $C(t)$ pode assumir cinco níveis aleatórios e possui a seguinte distribuição de probabilidade

$$\begin{cases} P\{C(t) = 0\} = p_{C(t)}(0) = 0,30 \\ P\{C(t) = 1\} = p_{C(t)}(1) = 0,25 \\ P\{C(t) = 2\} = p_{C(t)}(2) = 0,20 \\ P\{C(t) = 3\} = p_{C(t)}(3) = 0,15 \\ P\{C(t) = 4\} = p_{C(t)}(4) = 0,10 \end{cases} \quad (6.29)$$

Para a distribuição de probabilidade mostrada em 6.29, o maior valor de probabilidade foi atribuído à $C(t) = 0$, significando que a probabilidade de ocorrência do ruído impulsivo é menor. Devido a ordem da constelação utilizada, $M = 256$, os símbolos afetados pelo ruído estão mais próximos, portanto o sinal recebido é mais suscetível a erros. Esta é a razão porque a probabilidade de erro de *bit*, P_b não decresce menos do que 10^{-3} , para valores de γ_g menores que 30 dB.

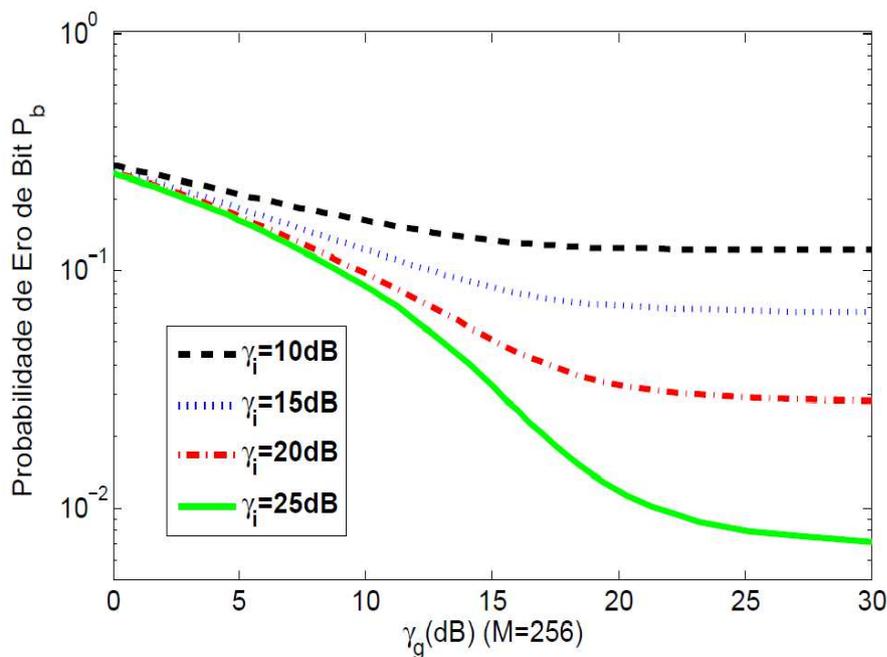


Figura 6.6 Probabilidade de erro de *bit*, P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores da razão sinal ruído impulsivo.

Influência da Ordem M do Esquema de Modulação na Probabilidade de Erro de Bit

A avaliação da influência da ordem M do esquema de modulação na Probabilidade de erro de *bit*, P_b é mostrada na Figura 6.7 para quatro valores de M , considerando $\gamma_i = 25$ dB.

A distribuição de probabilidade dos possíveis valores de $C(t)$ é dada por

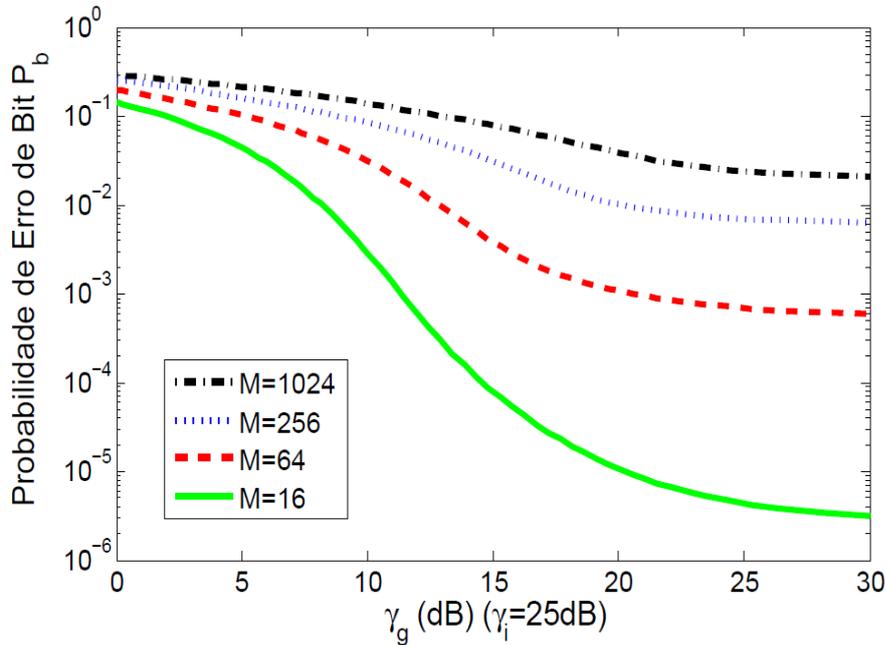


Figura 6.7 Probabilidade de erro de bit, P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores da razão sinal ruído impulsivo.

$$\begin{cases} P\{C(t) = 0\} = p_{C(t)}(0) = 0,45 \\ P\{C(t) = 1\} = p_{C(t)}(1) = 0,15 \\ P\{C(t) = 2\} = p_{C(t)}(2) = 0,20 \\ P\{C(t) = 3\} = p_{C(t)}(3) = 0,10 \\ P\{C(t) = 4\} = p_{C(t)}(4) = 0,10 \end{cases} \quad (6.30)$$

Sempre que $C(t)$ permanece mais tempo com amplitude nula, como podemos observar na Figura 6.7 para $\gamma_i = 25$ dB a probabilidade de erro de bit, P_b não é menor do que 10^{-3} para $\gamma_g < 30$ dB, para constelações com M acima de 64.

6.2 Ruído Impulsivo Duplamente Gatilhado Multiníveis

6.2.1 Descrição

Este modelo representa um caso mais geral do ruído impulsivo duplamente gatilhado (em surtos) apresentado no Capítulo 5, enquanto naquele capítulo $C(t) = C_1(t)C_2(t)$ e $C_1(t)$ e $C_2(t)$ assumiam apenas os valores 0 e 1, estes sinais podem assumir qualquer valor discreto positivo. Neste caso o sinal aleatório modulante $C(t)$ é representado por um produto de dois sinais discretos multiníveis, $C(t) = C_1(t)C_2(t)$ que é utilizado para modelar o ruído impulsivo duplamente gatilhado (em surtos) multiníveis. Pode ocorrer, por exemplo, o caso em que $C_1(t)$ chaveia de amplitude em um intervalo T e a amplitude de $C_2(t)$ se mantém fixa. Se tanto $C_1(t)$

quanto $C_2(t)$ chaveiam de forma aleatória e tomam múltiplos valores em um intervalo discreto, então a função densidade de probabilidade da variável aleatória $C(t)$ pode ser escrita como

$$f_{C(t)}(c) = \sum_k \sum_l p_{C_1(t)}(c_{1k}) p_{C_2(t)}(c_{2l}) \delta(c - c_{2l} c_{1k}), \quad (6.31)$$

que é um resultado obtido diretamente a partir do resultado apresentado na Equação 6.5.

Deste modo, se a expressão do ruído total $\eta(t)$ é escrita como

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C_1(t)C_2(t)\eta_i(t) \quad (6.32)$$

então a fdp de $\eta(t)$ pode ser escrita como

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \sum_k \sum_l \frac{p_{C_1(t)}(c_{1k}) p_{C_2(t)}(c_{2l})}{|c_{1k}| |c_{2l}|} \int_{-\infty}^{\infty} f_{\eta_i(t)} \left(\frac{\eta - \eta_g}{c_{1k} c_{2l}} \right) f_{\eta_g(t)}(\eta_g) d\eta_g. \quad (6.33)$$

em que $\eta_g(t)$ e $\eta_i(t)$ são ruídos gaussianos de média nula e variâncias σ_g^2 e σ_i^2 respectivamente, e assim a fdp de $\eta(t)$ pode ser escrita como

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \sum_k \sum_l \frac{p_{C_1(t)}(c_{1k}) p_{C_2(t)}(c_{2l})}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_{1k}^2 c_{2l}^2)}} \exp \left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_{1k}^2 c_{2l}^2)} \right). \quad (6.34)$$

A Figura 6.8 ilustra uma função amostra obtida com o *software* Simulink[®], cujo diagrama em blocos do simulador é mostrado na Figura 6.9. É possível notar o comportamento aleatório das amplitudes e dos tempos de duração dos surtos.

6.2.2 Influência do Ruído Impulsivo Duplamente Gatilhado Multiníveis em Esquemas de Modulação MPAM e MQAM

Seguindo um procedimento semelhante ao utilizado para obter a Equação 6.24, pode-se escrever a probabilidade de erro do receptor ótimo sob este modelo de ruído como

$$P_M = \frac{2(M-1)}{M} \sum_k \sum_l p_{C_1(t)}(c_{1k}) p_{C_2(t)}(c_{2l}) Q \left(\sqrt{\frac{6 \log_2(M) \gamma_i \gamma_g}{(M^2 - 1)(\gamma_i + \gamma_g c_{1k}^2 c_{2l}^2)}} \right). \quad (6.35)$$

Essa equação fornece a probabilidade de erro de *bit* do receptor ótimo para uma categoria de ruído na qual tanto $C_1(t)$ quanto $C_2(t)$ podem tomar diferentes amplitudes discretas. Para caracterizar o ruído impulsivo gatilhado é necessário controlar a distribuição de probabilidade de $C_1(t)$, ou seja, $P[C_1(t) = 1] \gg P[C_1 = 0]$. Essas considerações garantem que $C_1(t)$ é igual a 1, tempo suficiente para ocorrência dos pulsos $C_2(t)$. Este método permite avaliar o aparecimento e desaparecimento de surtos. Enquanto os surtos modulados por $C_1(t)$ estão presentes, os pulsos modulados por $C_2(t)$ podem ocorrer ou não e podem assumir diferentes

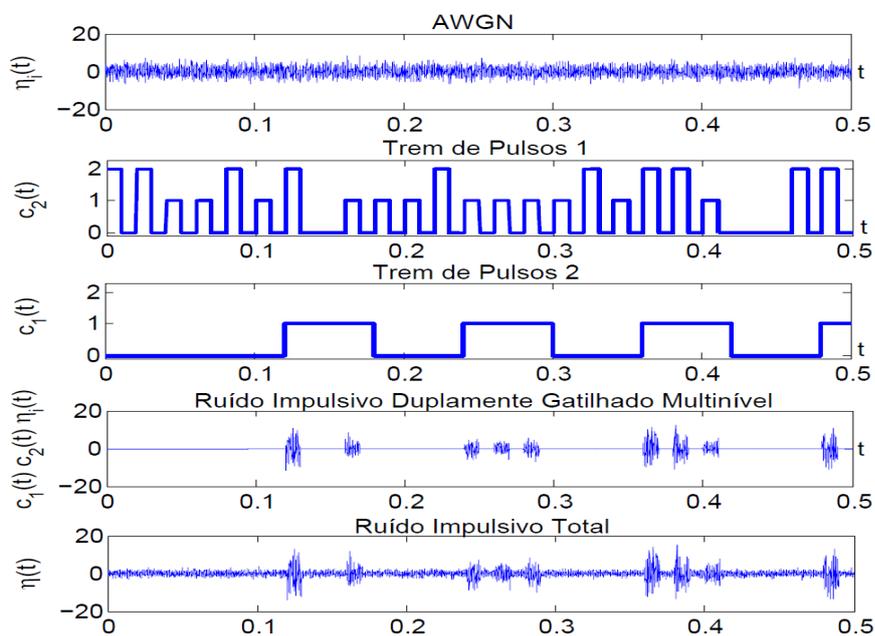


Figura 6.8 Função amostra do ruído gaussiano gatilhado multiníveis $\eta(t)$ obtido usando o software Simulink®.

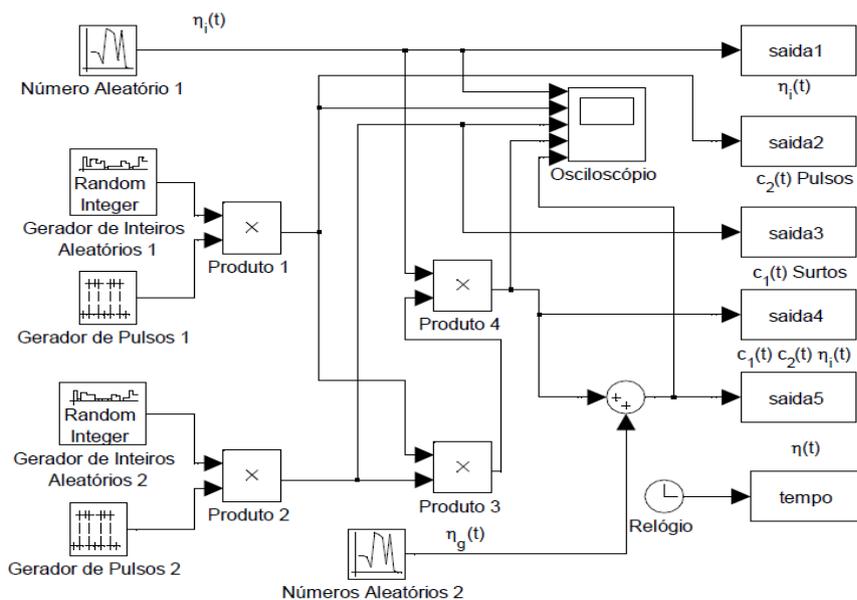


Figura 6.9 Diagrama em blocos do simulador feito no Simulink® usado para obter a amostra do ruído composto $\eta(t)$

valores discretos de amplitude com uma determinada distribuição de probabilidade. Quando o produto $C_1(t)C_2(t)$ modula o ruído gaussiano $\eta_g(t)$, um ruído com média nula e variância surge dependente dos valores de $C_2(t)$.

A probabilidade de erro de símbolo (Symbol Error Probability – SEP) do esquema de modulação MQAM pode ser calculada pela fórmula

$$P_M = 1 - (1 - P_{\sqrt{M}})^2, \quad (6.36)$$

em que $P_{\sqrt{M}}$ pode ser calculada da Equação 6.19 substituindo M por \sqrt{M} . A probabilidade de erro de *bit*, P_b pode ser calculada pela expressão que resulta do processo de substituição. Entretanto, essa expressão não é apropriada quando é necessário avaliar o efeito do desvanecimento sobre a probabilidade de erro de *bit*, P_b . Uma expressão mais apropriada foi obtida utilizando a probabilidade de erro de *bit*, P_b do esquema de modulação MQAM sujeito ao ruído gaussiano,

$$P_M(e|\gamma_g) = \frac{1}{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{k=1}^{\log_2 \sqrt{M}} P_b(k), P_M(e|\gamma_g), \quad (6.37)$$

proposto em [83] em que $P_b(k)$ pode ser escrita como

$$P_b(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ w(i, k, M) \times \operatorname{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M \gamma_g}{2(M-1)}} \right) \right\}, \quad (6.38)$$

e os coeficientes $w(i, k, M)$ são dados por

$$w(i, k, M) = (-1)^{\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} \rfloor} \cdot \left(2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right). \quad (6.39)$$

em que $\gamma_g = E_b/N_0$ denota a SNR por *bit* e $\lfloor x \rfloor$ denota o maior inteiro menor ou igual a x .

Em relação ao esquema de modulação MQAM, a probabilidade de erro de *bit*, $P_b(k)$ pode ser escrita como

$$P_b(k) = \frac{2}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ w(i, k, M) \times \sum_m \sum_l P_{C_1(t)}(c_{1m}) P_{C_2(t)}(c_{2l}) \right. \\ \left. \times Q \left(\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M}{(M-1)} \frac{\gamma_g \gamma_i}{(\gamma_i + \gamma_g c_{1m}^2 c_{2l}^2)}} \right) \right\}. \quad (6.40)$$

6.2.3 Avaliação Numérica da Probabilidade de Erro de Bit

A Figura 6.10 mostra a probabilidade de erro de *bit*, P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao modelo do ruído composto $\eta(t)$ para diferentes valores da relação sinal ruído

permanente γ_g . No primeiro grupo de curvas, os sinais modulantes $C_1(t)$ e $C_2(t)$ assumem, aleatoriamente, cinco valores e a distribuição de probabilidade é a seguinte

$$\left\{ \begin{array}{l} p_{C_1(t)}(-2) = 0,25 \\ p_{C_1(t)}(-1) = 0,15 \\ p_{C_1(t)}(0) = 0,20 \\ p_{C_1(t)}(1) = 0,15 \\ p_{C_1(t)}(2) = 0,15 \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} p_{C_2(t)}(-3) = 0,2 \\ p_{C_2(t)}(-1) = 0,2 \\ p_{C_2(t)}(0) = 0,2 \\ p_{C_2(t)}(1) = 0,2 \\ p_{C_2(t)}(3) = 0,2 \end{array} \right. \quad (6.41)$$

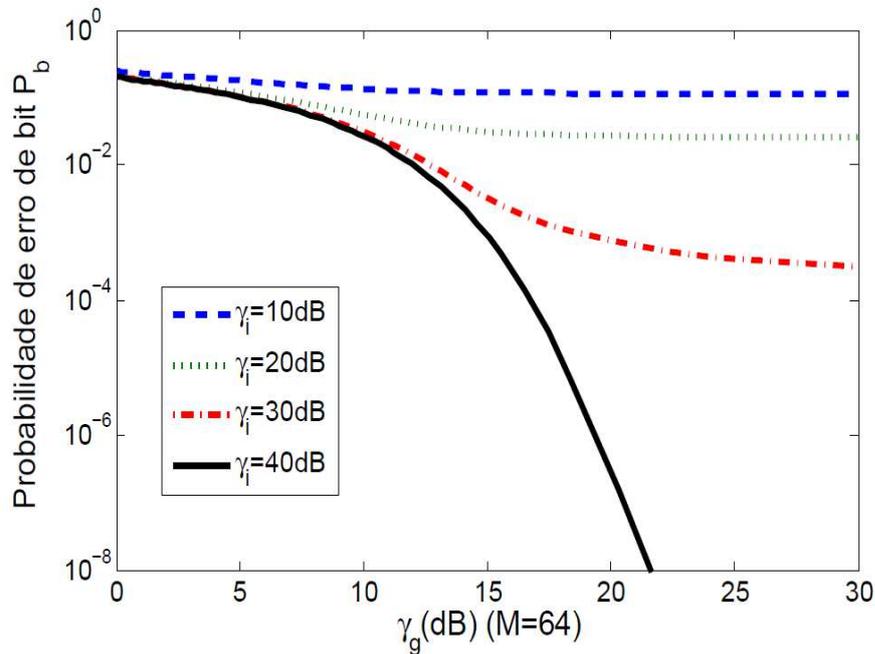


Figura 6.10 Probabilidade de erro de *bit*, P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores da razão sinal ruído permanente.

Observe, dos gráficos, que quando $\gamma_i = 10\text{dB}$ e $\gamma_g = 5\text{dB}$ a energia do ruído permanente $\eta_g(t)$ é maior do que a energia do ruído impulsivo $\eta_i(t)$ modulado por $C_1(t)C_2(t)$. Quando γ_i aumenta e torna-se maior que 30 dB, a energia do ruído impulsivo $\eta_i(t)$ diminui em comparação a energia do ruído permanente $\eta_g(t)$ e neste caso a probabilidade de erro de *bit*, P_b diminui. Esta primeira distribuição de probabilidade das amplitudes para $C_1(t)$ e $C_2(t)$ é principalmente para mostra a versatilidade do modelo, porque ambos $C_1(t)$ como $C_2(t)$ são processos discretos que podem assumir qualquer conjunto de valores. Quanto maiores são os valores assumidos por $c_1(t)$ e $c_2(t)$ maiores serão os valores da variância do ruído $C_1(t)C_2(t)\eta_i(t)$.

A Figura 6.11 mostra as curvas da probabilidade de erro de *bit*, P_b considerando uma equiprovável distribuição de probabilidade para $C_1(t)$. Em relação a $C_2(t)$, a probabilidade do nível zero é maior do que os outros níveis. Estas distribuições são

$$\left\{ \begin{array}{l} p_{C_1(t)}(-2) = 0.2 \\ p_{C_1(t)}(-1) = 0.2 \\ p_{C_1(t)}(0) = 0.2 \\ p_{C_1(t)}(1) = 0.2 \\ p_{C_1(t)}(2) = 0.2 \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} p_{C_2(t)}(-3) = 0.10 \\ p_{C_2(t)}(-1) = 0.15 \\ p_{C_2(t)}(0) = 0.50 \\ p_{C_2(t)}(1) = 0.15 \\ p_{C_2(t)}(3) = 0.10 \end{array} \right. \quad (6.42)$$

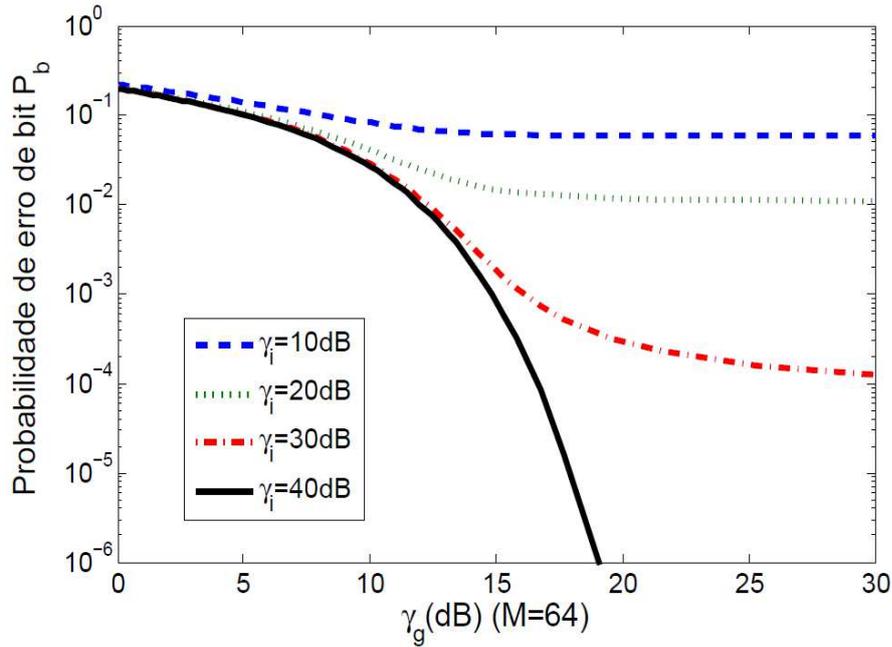


Figura 6.11 Probabilidade de erro de *bit*, P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores da razão sinal ruído permanente.

No segundo caso, a distribuição de probabilidades de $C_2(t)$ indica que o nível zero é mais provável que os outros valores. Isto significa que a probabilidade do produto $C_1(t)C_2(t)$ assumir valor nulo é maior do que na situação mostrada na Figura 6.11. Assim, a ação do ruído impulsivo $\eta_i(t)$ é menos frequente e contribui para reduzir a probabilidade de erro de *bit*, P_b . Isto não é um mecanismo para controlar o ruído, porém uma forma para modelar o surgimento de variações aleatórias em sua amplitude.

A Figura 6.12 mostra as curvas da probabilidade de erro de *bit*, P_b para o esquema de modulação MQAM sujeito aos efeitos do ruído compostos $\eta(t)$ para diferentes valores de ordem

M. A relação sinal ruído impulsivo, γ_i , é fixada em 30dB e a distribuição de probabilidade dos níveis de $C_1(t)$ e $C_2(t)$ é dado por

$$\begin{cases} p_{C_1(t)}(-2) = 0.2 \\ p_{C_1(t)}(-1) = 0.2 \\ p_{C_1(t)}(0) = 0.2 \\ p_{C_1(t)}(1) = 0.2 \\ p_{C_1(t)}(2) = 0.2 \end{cases} \quad \begin{cases} p_{C_2(t)}(-3) = 0.10 \\ p_{C_2(t)}(-1) = 0.15 \\ p_{C_2(t)}(0) = 0.50 \\ p_{C_2(t)}(1) = 0.15 \\ p_{C_2(t)}(3) = 0.10 \end{cases} \quad (6.43)$$

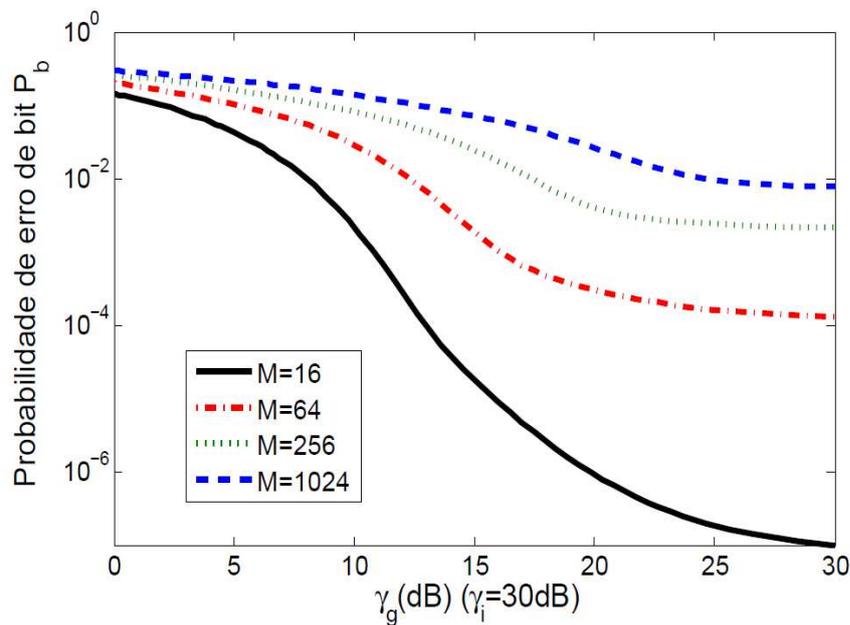


Figura 6.12 Probabilidade de erro de *bit*, P_b do esquema de modulação MQAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores de M e para $\gamma_i = 30\text{dB}$.

Como podemos observar na Figura 6.12 que constelações maiores proporcionam maior eficiência espectral mas são mais suscetíveis aos efeitos do ruído, especialmente porque quando a potência do ruído aumenta, as regiões de decisão do receptor são menos definidas. É o que ocorre neste caso, em que γ_g é menor do que γ_i e então a potência do ruído permanente é maior do que a potência do ruído impulsivo modulado por $C_1(t)C_2(t)$.

A Figura 6.13 mostra as curvas da probabilidade de erro de *bit*, P_b para o esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para o caso em que o sinal modulante, $C_1(t)$, pode assumir dois valores apenas. Este caso caracteriza a situação que pode ocorrer mais frequentemente, na prática, do que o caso em que dois sinais assumem múltiplos valores. Quando

o sinal modulante chaveia entre zero e um com igual probabilidade, o sinal $C_2(t)$ pode assumir múltiplos valores discretos com uma dada distribuição de probabilidade, tal como

$$\begin{cases} p_{C_1(t)}(0) = 0.5 \\ p_{C_1(t)}(1) = 0.5 \end{cases} \quad \begin{cases} p_{C_2(t)}(0) = 0.25 \\ p_{C_2(t)}(1) = 0.25 \\ p_{C_2(t)}(2) = 0.25 \\ p_{C_2(t)}(3) = 0.25 \end{cases} \quad (6.44)$$

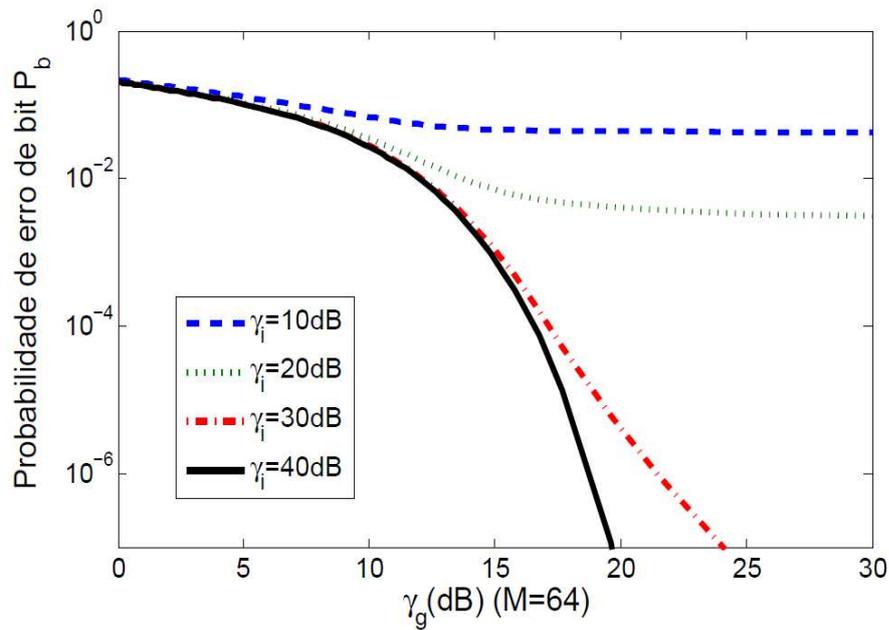


Figura 6.13 Probabilidade de erro de *bit*, P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores de γ_i .

Na Figura 6.14 as curvas da probabilidade de erro de *bit*, P_b foram plotadas considerando que a função de distribuição de probabilidade de $C_1(t)$ pode assumir o valor nulo mais frequentemente que a probabilidade de assumir o valor unitário. Este caso caracteriza a situação em que o ruído impulsivo modulado com amplitude nula é maior. A função distribuição de probabilidade de $C_1(t)$ e $C_2(t)$ para este caso é dada por

$$\begin{cases} p_{C_1(t)}(0) = 0.7 \\ p_{C_1(t)}(1) = 0.3 \end{cases} \quad \begin{cases} p_{C_2(t)}(0) = 0.4 \\ p_{C_2(t)}(1) = 0.2 \\ p_{C_2(t)}(2) = 0.2 \\ p_{C_2(t)}(3) = 0.2 \end{cases} \quad (6.45)$$

Podemos observar na Figura 6.14, em relação a curva correspondente a $\gamma_i = 10$ dB, que há redução da probabilidade de erro de *bit*, P_b para $\gamma_g = 30$ dB, relativo ao valor da probabilidade de erro de *bit*, P_b da Figura 6.13. Os níveis de amplitude dos sinais em ambos os casos são os

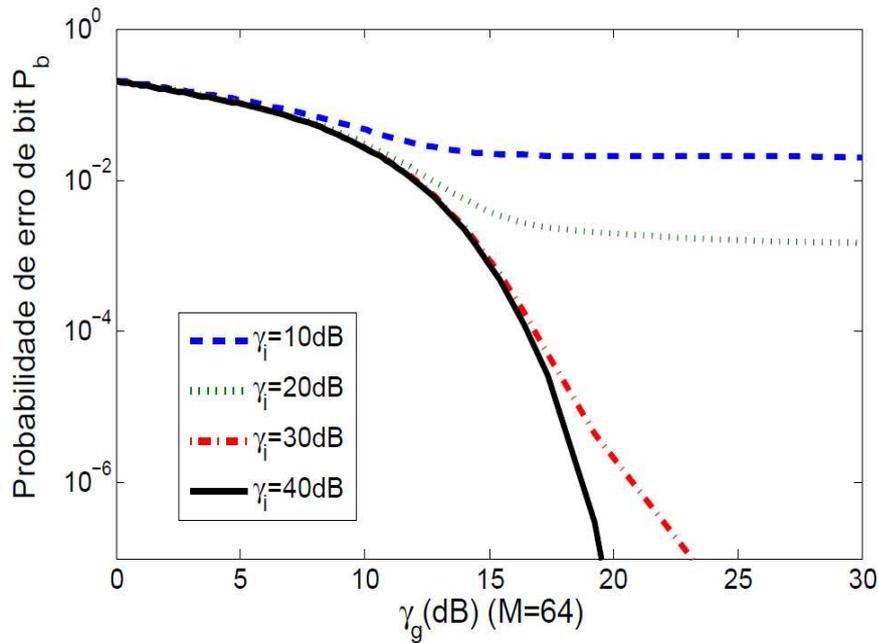


Figura 6.14 Probabilidade de erro de *bit*, P_b do esquema de modulação 64-QAM sujeito ao ruído composto para diferentes valores de γ_i e difrentes distribuições para $C_1(t)$ e $C_2(t)$.

mesmos, podemos afirmar que o menor valor da probabilidade de erro de *bit*, P_b em 30 dB é devido a função de distribuição de probabilidade de $C_1(t)$ e $C_2(t)$, mais especificamente ao fato de que $C_1(t) = 0$ é mais provável do que $C_1(t) = 1$.

6.2.4 Conclusões

Neste capítulo é apresentada uma nova abordagem analítica para avaliar o efeito do ruído aditivo modelado como uma composição do processo AWGN, $\eta_g(t)$, e outro componente, $\eta_i(t)$, chamado de ruído impulsivo. A análise é feita para o ruído impulsivo GAWGN multiníveis e o ruído impulsivo G^2 AWGN multiníveis.

O termo $C(t)\eta_i(t)$ pode ser visto como uma modulação de amplitude de $\eta_i(t)$ por $C(t)$, e caracteriza o aparecimento do ruído $\eta_i(t)$ em instantes aleatórios. A recepção do sinal modulado MQAM, corrompido por ruído composto, foi avaliada por meio de novas expressões para a probabilidade de erro de *bit*, P_b , obtida usando o receptor ideal de máxima verossimilhança. As curvas obtidas têm mostrado que o desempenho do sistema depende da relações sinal-ruído permanente e sinal-ruído impulsivo.

CAPÍTULO 7

Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado pelos Processos de Poisson e Markov

Geralmente os sistemas digitais de comunicação são projetados e têm seu desempenho analisado considerando o modelo ruído aditivo gaussiano branco (Additive White Gaussian Noise – AWGN) no receptor. Atualmente, além das fontes de ruído aditivo caracterizadas pelo processo aleatório AWGN, outros processos aleatórios têm sido pesquisados para caracterizar a natureza impulsiva de componentes ruidosos que se adicionam ao ruído aditivo permanente. Os receptores sem fio são afetados por interferência de várias fontes de radiação eletromagnética, incluindo outras fontes de comunicação sem fio, dispositivos eletrônicos, como fornos de micro-ondas e os relógios e barramentos na plataforma computacional no qual o receptor é implantado. O ruído impulsivo pode degradar severamente o desempenho da comunicação de transceptores sem fio que são projetados assumindo apenas o ruído AWGN [84].

Modelos para vários tipos de canais como linha digital assimétrica para assinante (ADSL – *Asymmetrical Digital Subscriber Line*), Comunicações por meio de linhas de alimentação elétrica (*Power lines Communications* – PLC), comunicação sem fio, televisão digital e radares [24, 57, 75], têm sido utilizados com o intuito de simular e desenvolver técnicas de combate aos seus efeitos. Um modelo que vem sendo utilizado em canais de televisão digital é o ruído impulsivo gaussiano aditivo branco gatilhado (*Gated Additive White Gaussian Noise* – GAWGN) devido a sua facilidade de implementação e análise, bem como sua boa aderência aos resultados medidos [76, 59, 47, 43, 77, 85].

Este capítulo é dividido em duas seções a primeira apresenta o ruído impulsivo gaussiano gatilhado por um processo de Poisson e o sinal aleatório $C(t)$ é modelado por um sinal governado por um processo de Poisson porque geralmente, na prática, os pulsos ruidosos ocorrem entre intervalos de tempo distribuídos exponencialmente e em instantes com distribuição de Erlang.

A segunda seção apresenta o ruído impulsivo gatilhado pelo processo de Markov, considerando a partir da análise de dados provenientes de medições, como os resultados apresen-

tados em [62], [86]. O comportamento do ruído de natureza impulsiva, observado em [59, 86], também sugere que tanto os instantes de sua ocorrência quanto a sua duração sejam aleatórios e que possam ser modelados como um sistema de fila simples, caracterizado por uma cadeia de Markov de tempo contínuo de dois estados que representam, respectivamente, a presença e a ausência de ruído impulsivo. A vantagem de fazer essa analogia com a fila é que como a ocorrência do ruído impulsivo é modelada pelo processo homogêneo de Poisson, pode-se usar resultados da teoria de filas para descrever o comportamento do processo $C(t)$, que modula o componente gaussiano $\eta_i(t)$ e caracteriza sua sobreposição, de forma aleatória, ao componente permanente $\eta_g(t)$.

7.1 Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado por um Processo de Poisson

7.1.1 Modelo Matemático

O ruído total considerado nesta seção consiste em uma parte caracterizada por processo gaussiano branco $\eta_g(t)$, com média nula e variância σ_g^2 , e outra parte caracterizada por um processo gaussiano branco $\eta_i(t)$ com média nula e variância σ_i^2 [87, 77], multiplicado por um sinal aleatório $C(t)$ definido em tempo contínuo que toma valores discretos de acordo com as realizações de um processo de Poisson de taxa λ .

O sinal aleatório $C(t)$ é modelado por um sinal governado por um processo de Poisson porque geralmente, na prática, os pulsos ruidosos ocorrem entre intervalos de tempo distribuídos exponencialmente e em instantes com distribuição de Erlang. A quantidade de pulsos observados em um determinado instante t geralmente apresenta distribuição de Poisson. Essa consideração também permite a obtenção de expressões exatas para a avaliação da influência desse modelo de ruído no desempenho do receptor ótimo projetado de acordo com o critério da máxima probabilidade *a posteriori* (MAP)[79].

A expressão matemática do ruído composto $\eta(t)$ pode ser escrita como

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C(t)\eta_i(t), \quad (7.1)$$

em que a função densidade de probabilidade (fdp) do sinal aleatório discreto $C(t)$ pode ser escrita em termos do impulso de área unitária [88],

$$f_{C(t)}(c) = \sum_k p_{C(t)}(c_k)\delta(c - c_k), \quad (7.2)$$

com $p_{C(t)}(c_k) = P\{C(t) = c_k\}$. A fdp do termo $C(t)\eta_i(t)$, que representa o ruído impulsivo, pode ser obtida por meio da expressão [88]

$$f_W(w) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|v|} f_U\left(\frac{w}{v}\right) f_V(v) dv, \quad (7.3)$$

necessária ao cálculo da fdp da variável $W = U \cdot V$ para o caso em U e V são independentes. A fdp da variável $\eta(t)$, $f_{\eta(t)}(\eta)$, é obtida da soma de duas variáveis independentes, $\eta_g(t)$ e $C(t)\eta_i(t)$, e pode ser escrita então como

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \sum_k \frac{p_{C(t)}(c_k)}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}\right). \quad (7.4)$$

A Figura 7.6 apresenta uma realização do processo $\eta(t)$ em um intervalo de 0,5 segundos obtida por implementação no Simulink[®]. Note pela Figura 7.6 a natureza aleatória do componente $\eta_i(t)$, principalmente os instantes aleatórios nos quais esse componente se sobrepõe ao componente permanente.

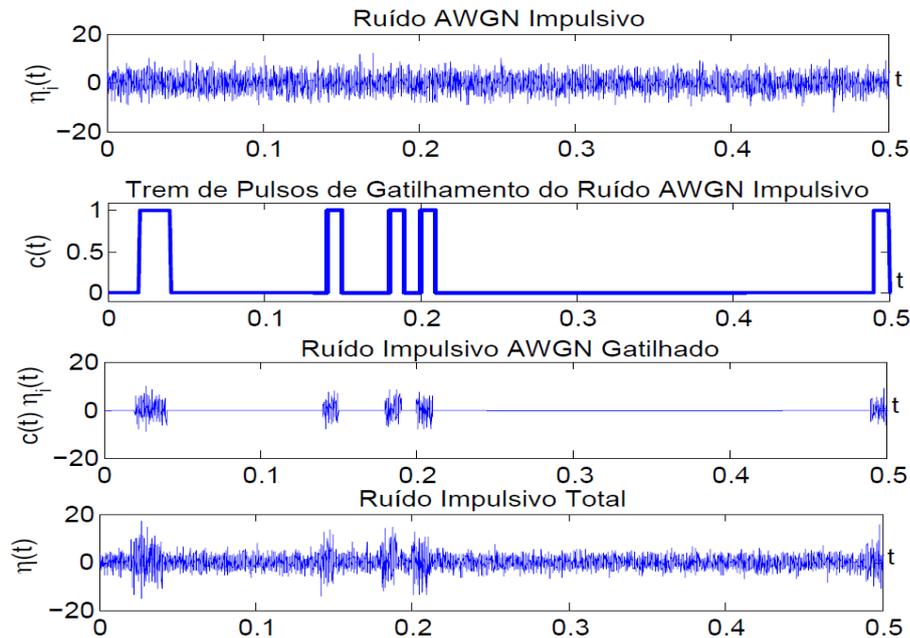


Figura 7.1 Realização do processo aleatório $\eta(t)$ obtida usando Simulink[®].

7.1.2 Caracterização do Sinal Aleatório $C(t)$ Binário

Nesta seção o sinal discreto $C(t)$ (referido como sinal modulante do processo gaussiano $\eta_i(t)$) é caracterizado por um processo aleatório governado por um processo de Poisson de taxa λ . Sua amplitude toma valores no conjunto $\{0, 1\}$ à cada realização do processo de Poisson.

Considere que no instante $t = 0$ a amplitude desse sinal aleatório tenha a seguinte distribuição de probabilidades

$$\begin{aligned} P[C(0) = 1] = p \quad \text{e} \quad P[C(0) = 0] = q, \\ p + q = 1. \end{aligned} \quad (7.5)$$

Assim, em um instante t qualquer

$$\begin{aligned} P[C(t) = 1] = P[C(t) = 1|C(0) = 1]P[C(0) = 1] \\ + P[C(t) = 1|C(0) = 0]P[C(0) = 0]. \end{aligned} \quad (7.6)$$

Nesse processo $C(t)$, as probabilidades condicionadas representam o comportamento de $C(t)$ dado que no instante $t = 0$, $C(t)$ tenha iniciado em 1 ou em 0. Analisando qualquer função amostra de $C(t)$ pode-se perceber que as probabilidades condicionadas podem ser escritas como

$$\begin{aligned} P[C(t) = 1|C(0) = 1] = P[\text{número de eventos par}] \\ P[C(t) = 1|C(0) = 0] = P[\text{número de eventos ímpar}]. \end{aligned} \quad (7.7)$$

Se $N_{ev}(t)$ representa esse número de eventos, então

$$\begin{aligned} P[C(t) = 1|C(0) = 1] &= P[N_{ev}(t) = \text{par}] \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(\lambda t)^{2k}}{(2k)!} e^{-\lambda t} \\ P[C(t) = 1|C(0) = 0] &= P[N_{ev}(t) = \text{ímpar}] \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(\lambda t)^{2k+1}}{(2k+1)!} e^{-\lambda t}. \end{aligned} \quad (7.8)$$

Esses somatórios convergem de modo que as probabilidades condicionadas podem ser escritas respectivamente como

$$\begin{aligned} P[C(t) = 1|C(0) = 1] &= \frac{1}{2} [1 + e^{-2\lambda t}] \\ P[C(t) = 1|C(0) = 0] &= \frac{1}{2} [1 - e^{-2\lambda t}]. \end{aligned} \quad (7.9)$$

Substituindo esse resultado na Expressão 7.6, pode-se escrever a distribuição de probabilidades das amplitudes de $C(t)$ como

$$\begin{aligned} P[C(t) = 1] &= \frac{1}{2} (1 + (p - q)e^{-2\lambda t}) \\ P[C(t) = 0] &= \frac{1}{2} (1 - (p - q)e^{-2\lambda t}). \end{aligned} \quad (7.10)$$

Substituindo essa distribuição de probabilidades na Expressão 7.29, pode-se reescrever $f_{\eta(t)}(\eta)$ na forma

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2\sigma_g^2}\right) (1 - (p-q)e^{-2\lambda t}) + \frac{1}{2\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}\right) (1 + (p-q)e^{-2\lambda t}). \quad (7.11)$$

Pela fdp de $\eta(t)$ percebe-se que $\eta(t)$ não é estacionário no sentido estrito quando a distribuição de probabilidades de $C(0)$ não é equiprovável. Note que quando $P[C(0) = 1] = P[C(0) = 0]$,

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi(\sigma_i^2 + \sigma_g^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_i^2 + \sigma_g^2)}\right) + \frac{1}{2\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2\sigma_g^2}\right). \quad (7.12)$$

7.1.3 Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit para o Sistema MPAM

O cálculo da probabilidade de erro de *bit* é realizado considerando o receptor ótimo MAP [78]. A probabilidade de erro de *bit* do esquema de modulação MPAM é calculada integrando-se a fdp do ruído $\eta(t)$ dado na Equação 7.11 na região de decisão do receptor. Apesar de $f_{\eta(t)}(\eta)$ não ser gaussiana este procedimento pode ser realizado devido a simetria da fdp. Essa probabilidade é denotada nesta seção por P_M , em que M é a ordem da constelação MPAM.

$$P_M = \frac{(M-1)}{M} \left[(1 + (p-q)e^{-2\lambda t}) \times Q\left(\sqrt{\frac{6\log_2(M)\gamma_i\gamma_g}{(M^2-1)(\gamma_i + \gamma_g)}}\right) + (1 - (p-q)e^{-2\lambda t}) Q\left(\sqrt{\frac{6\log_2(M)\gamma_g}{M^2-1}}\right) \right], \quad (7.13)$$

em que $\gamma_i = \frac{E_b}{N_i}$ representa a relação sinal ruído impulsivo e $\gamma_g = \frac{E_b}{N_0}$ representa a relação sinal ruído permanente, por *bit*.

7.1.4 Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit para o Sistema MQAM

Para o esquema de modulação MQAM a probabilidade de erro de *bit* também será denotada P_M e pode ser calculada a partir das relações apresentadas em [89] para a probabilidade de erro de *bit* de esquemas de modulação MQAM com mapeamento Gray de sequências de *bits* e sob ruído gaussiano branco. Nas relações de Cho-Yoon, a notação $P_M(e|\gamma_g)$ denota a

probabilidade de erro de um esquema de modulação MPAM ou MQAM dada a relação sinal ruído.

$$P_M(e|\gamma_g) = \frac{1}{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{k=1}^{\log_2 \sqrt{M}} P_b(k), \quad (7.14)$$

em que $P_b(k)$ pode ser escrita como

$$P_b(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ w(i, k, M) \times \operatorname{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M \gamma_g}{2(M-1)}} \right) \right\}, \quad (7.15)$$

em que os coeficientes $w(i, k, M)$ são dados por

$$w(i, k, M) = (-1)^{\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} \rfloor} \cdot \left(2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right), \quad (7.16)$$

$\gamma_g = E_b/N_0$ denota a SNR por *bit* e $\lfloor x \rfloor$ denota o maior número inteiro menor igual a x .

O termo

$$\operatorname{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M E_b}{2(M-1)}} \right)$$

na Expressão 7.50 corresponde a duas vezes a probabilidade de que o ruído exceda

$$(2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M E_b}{2(M-1)}}.$$

Assim, sob o modelo de ruído impulsivo proposto,

$$2P \left\{ \eta \geq (2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M E_b}{2(M-1)}} \right\} = 2 \sum_l P_{C(l)}(c_l) Q \left(\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M}{(M-1)} \frac{\gamma_g \gamma_l}{(\gamma_l + \gamma_g c_l^2)}} \right), \quad (7.17)$$

em que $\gamma_l = \frac{E_b}{N_l}$ e $\gamma_g = \frac{E_b}{N_0}$.

A probabilidade $P_b(k)$ para o esquema de modulação MQAM pode então ser escrita como

$$P_b(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ w(i, k, M) \left[(1 + (p-q)e^{-2\lambda t}) \times Q \left(\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M}{(M-1)} \frac{\gamma_g \gamma_l}{(\gamma_l + \gamma_g)}} \right) + (1 - (p-q)e^{-2\lambda t}) Q \left(\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M}{(M-1)} \gamma_g} \right) \right] \right\}. \quad (7.18)$$

e a probabilidade de erro de *bit*, P_b do esquema de modulação MQAM sob o ruído $\eta(t)$ proposto pode então ser obtida da Equação 7.49.

7.1.5 Avaliação Numérica da Probabilidade de Erro de Bit

A Figura 7.5 apresenta as curvas da probabilidade de erro de *bit*, P_b do esquema de modulação 64-QAM para o receptor ótimo sob o efeito do ruído composto $\eta(t)$. As curvas são traçadas em função da relação sinal ruído permanente, γ_g , para diferentes valores de γ_i para $p = q = 0,5$. Nota-se que pela Figura 7.5 que a probabilidade de erro de *bit*, P_b diminui à medida que a relação sinal ruído impulsivo γ_i aumenta, porém tendem a se estabilizar num determinado patamar. Para $\gamma_i = 10$ dB, por exemplo, mesmo com o aumento de γ_g de 0 até 30 dB o valor da probabilidade de erro de *bit*, P_b diminui muito pouco mantendo-se em aproximadamente 10^{-1} , isto devido a presença do ruído impulsivo no sistema. À medida que a relação sinal-ruído impulsivo γ_i aumenta o efeito do ruído impulsivo diminui causando a queda do valor do patamar, observe que para $\gamma_i = 20$ dB o valor do patamar cai para 10^{-8} aproximadamente.

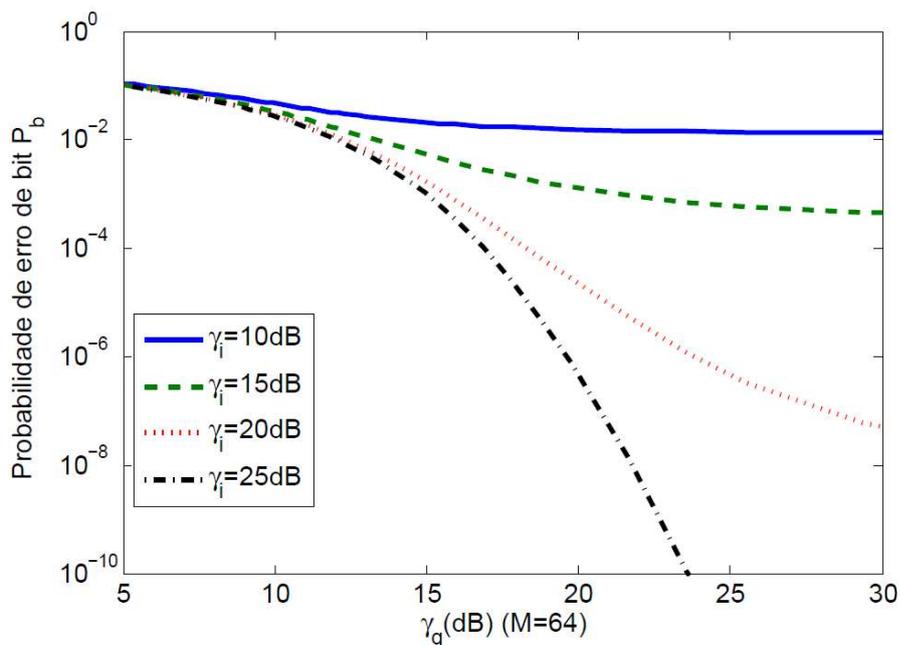


Figura 7.2 Probabilidade de erro de *bit* do esquema de modulação 64-QAM sob o efeito do ruído impulsivo composto $\eta(t)$ para $p = q = 0,5$ e diferentes valores de γ_i .

7.1.6 Caracterização do Sinal Aleatório $C(t)$ Impulsivo Binário

No processo $C(t)$ apresentado na Seção 7.1.2, as transições de amplitude de $C(t)$ se dão à cada ocorrência de evento de um processo de Poisson de taxa λ . Considerando que esse processo seja passado por um diferenciador, obtém-se um sinal formado por um trem de impulsos de área unitária que ocorrem em instantes aleatórios de acordo com ocorrências de um

processo de Poisson de taxa λ . Esse novo processo é representado por $C'(t)$ e sua distribuição de probabilidade é dada por

$$\begin{aligned} P[C'(t) \neq 0] &= P[C'(t) \neq 0 | C'(0) \neq 0]P[C'(0) \neq 0] \\ &\quad + P[C'(t) \neq 0 | C'(0) = 0]P[C'(0) = 0] \\ P[C'(t) = 0] &= P[C'(t) = 0 | C'(0) = 0]P[C'(0) = 0] \\ &\quad + P[C'(t) = 0 | C'(0) \neq 0]P[C'(0) \neq 0]. \end{aligned} \quad (7.19)$$

As probabilidades condicionadas na Expressão 7.19 podem ser escritas como

$$\begin{aligned} P[C'(t) \neq 0 | C'(0) \neq 0] &= P[C'(t) = 0 | C'(0) = 0] \\ &= P[N_e(t) = \text{número par}] \\ P[C'(t) \neq 0 | C'(0) = 0] &= P[C'(t) = 0 | C'(0) \neq 0] \\ &= P[N_o(t) = \text{número ímpar}]. \end{aligned} \quad (7.20)$$

Essas probabilidades foram calculadas na Seção 7.1.2 e correspondem às probabilidades dadas pela Equação 7.9. Assim

$$\begin{aligned} P[C'(t) \neq 0 | C'(0) \neq 0] &= P[C'(t) = 0 | C'(0) = 0] \\ &= \frac{1}{2} [1 + e^{-2\lambda t}] \\ P[C'(t) \neq 0 | C'(0) = 0] &= P[C'(t) = 0 | C'(0) \neq 0] \\ &= \frac{1}{2} [1 - e^{-2\lambda t}]. \end{aligned} \quad (7.21)$$

A distribuição de probabilidades de $C'(0)$ é dada por $P[C'(0) \neq 0] = p$ e $P[C'(0) = 0] = q$, de modo que $p + q = 1$. Nesse caso, a partir da Equação 7.29, a fdp do ruído $\eta(t)$ pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} f_{\eta(t)}(\eta) &= \frac{P_{C'(t)}(-1)}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2(-1)^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2(-1)^2)}\right) \\ &\quad + \frac{P_{C'(t)}(1)}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2(+1)^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2(+1)^2)}\right) \\ &\quad + \frac{P_{C'(t)}(0)}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2(0)^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2(0)^2)}\right). \end{aligned} \quad (7.22)$$

Sabendo que

$$\begin{aligned} P[C'(t) \neq 0] &= P[C'(t) = 1] + P[C'(t) = -1] \\ &= \frac{1}{2} [1 + (p - q)e^{-2\lambda t}] \\ P[C'(t) = 0] &= \frac{1}{2} [1 - (p - q)e^{-2\lambda t}], \end{aligned} \quad (7.23)$$

pode-se reescrever a fdp de $\eta(t)$ como

$$\begin{aligned}
 f_{\eta(t)}(\eta) &= \frac{1}{2\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}\right) \\
 &\times (1 + (p - q)e^{-2\lambda t}) \\
 &+ \frac{1}{2\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2\sigma_g^2}\right) (1 - (p - q)e^{-2\lambda t}),
 \end{aligned} \tag{7.24}$$

que é similar à expressão obtida para o processo na Equação 7.11. Decorre desse fato que a expressão necessária para avaliar a probabilidade de erro de *bit* é a mesma.

7.1.7 Caracterização do Sinal Aleatório $C(t)$ Multiníveis

No modelo apresentado nesta seção, considere um sinal aleatório $C(t)$ que toma diferentes valores discretos à cada ocorrência de evento de um processo de Poisson de taxa λ no intervalo $(0, t)$. A probabilidade desse sinal aleatório em, um instante t , tomar um determinado nível c_k de um conjunto $\{c_1, c_2, \dots, c_k\}$ é dada pela probabilidade de haver um evento em $(0, t)$ e de $C(t) = c_k$. Como as variáveis T (tempo de ocorrência entre eventos) e $C(t)$ são independentes, essa probabilidade pode ser escrita como

$$p_{C(t)}(c_k)P\{T \leq t\} = p_{C(t)}(c_k)(1 - e^{-\lambda t}). \tag{7.25}$$

Levando em conta essa probabilidade, a fdp do ruído $\eta(t)$ pode ser reescrita como

$$\begin{aligned}
 f_{\eta(t)}(\eta) &= (1 - e^{-\lambda t}) \sum_l \frac{p_{C(t)}(c_l)}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2(c_l)^2)}} \\
 &\times \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2(c_l)^2)}\right).
 \end{aligned} \tag{7.26}$$

Decorre que a expressão de $P_b(k)$, necessária para avaliar a probabilidade de erro de *bit* do esquema de modulação MQAM por meio da Expressão 7.49, pode ser escrita como

$$\begin{aligned}
 P_b(k) &= \frac{2(1 - e^{-\lambda t})}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} w(i, k, M) \\
 &\times \sum_l p_{c_l} Q\left(\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M}{(M-1)} \frac{\gamma_g \gamma_i}{(c_i^2 \gamma_g + \gamma_i)}}\right).
 \end{aligned} \tag{7.27}$$

Na Figura 7.3 a seguir são apresentadas curvas da probabilidade de erro de *bit*, P_b do esquema de modulação 64-QAM sob o modelo de ruído obtido com o sinal aleatório $C(t)$ de múltiplos níveis. A distribuição de probabilidades dos valores de $C(t)$ é dada por $\{p_c(0) = 0,5, p_c(1) = 0,05, p_c(2) = 0,05, p_c(3) = 0,1, p_c(5) = 0,3\}$ e as curvas foram traçadas a partir da Equação

7.49 com $P_b(k)$ dada pela Equação 7.27. Nessa equação, o número médio de ocorrências do processo de Poisson, λ_t , foi assumido igual a 2. Na Figura 7.4 as curvas da probabilidade de erro de bit, P_b foram traçadas considerando a distribuição de $C(t)$ igual a $\{p_c(0) = 0,3, p_c(1) = 0,05, p_c(2) = 0,05, p_c(3) = 0,1, p_c(5) = 0,5\}$. O número médio de eventos do processo de Poisson, λ_t , também foi considerado igual a 2.

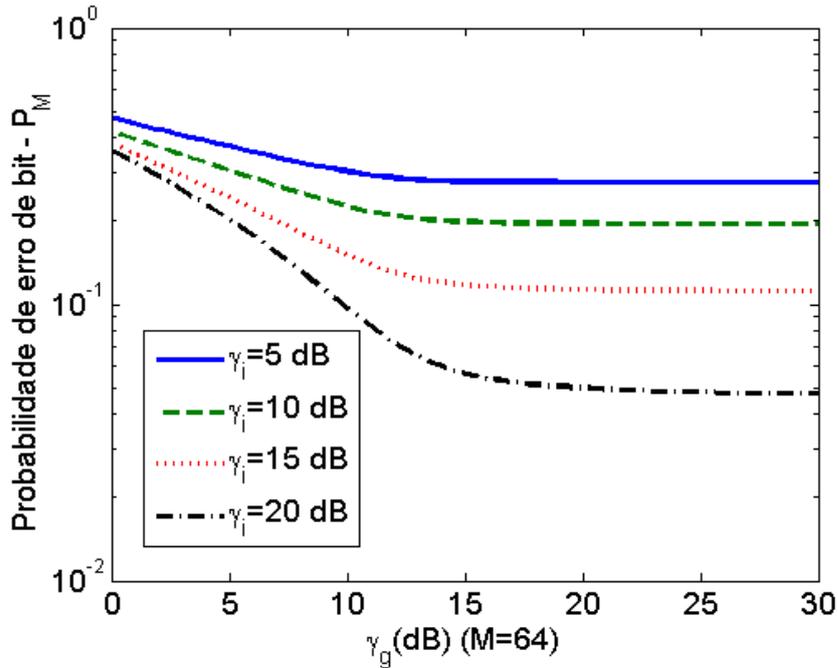


Figura 7.3 Probabilidade de erro de bit do esquema de modulação 64-QAM sob ruído composto $\eta(t)$ para um sinal aleatório $C(t)$ multiníveis.

A diferença entre as curvas apresentadas nas Figuras 7.3 e 7.4 foi ocasionada pela alteração da distribuição de probabilidade dos níveis que $C(t)$ pode tomar. No modelo de ruído considerado para a Figura 7.3, o valor nulo de $C(t)$ ocorre com probabilidade 0.5, enquanto o maior valor, 5, ocorre com probabilidade 0.3. No modelo de ruído considerado para a Figura 7.4 a ausência de ruído, caracterizada pelo valor nulo de $C(t)$, ocorre com probabilidade igual a 0,3 enquanto o maior valor de $C(t)$, 5, ocorre com probabilidade 0,5, mais frequente. Isso significa que o modelo de ruído da Figura 7.4 é mais intenso, resultando em aumento da probabilidade de erro de bit, P_b .

7.2 Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado por um Processo de Markov

7.2.1 Modelo do Ruído Impulsivo Gatilhado por um Processo de Poisson

A partir da análise de dados provenientes de medições, como os resultados apresentados em [62], [86], pode-se propor que o ruído impulsivo gatilhado seja modelado por um com-

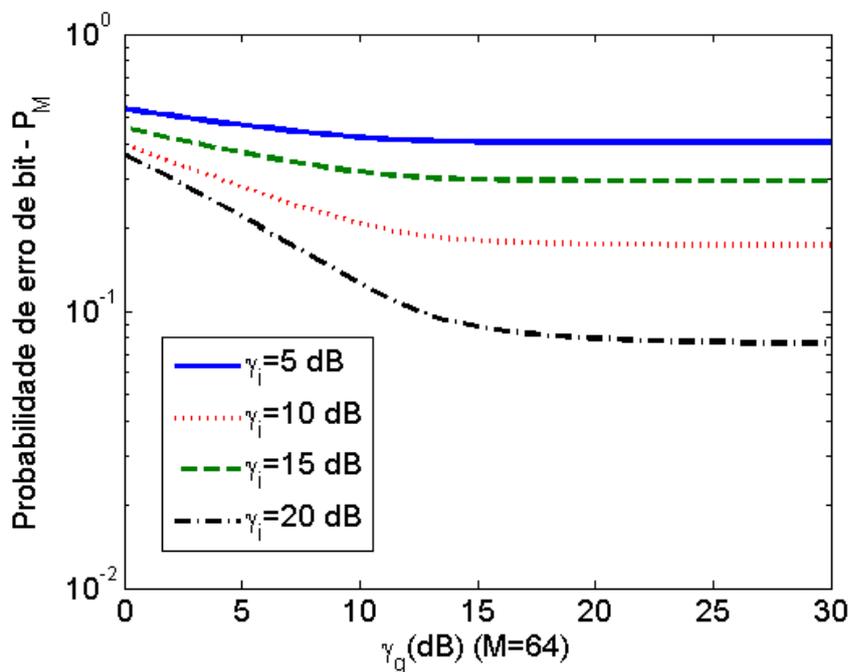


Figura 7.4 Probabilidade de erro de *bit* do esquema de modulação 64-QAM sob ruído composto $\eta(t)$ para um sinal aleatório $C(t)$ multiníveis.

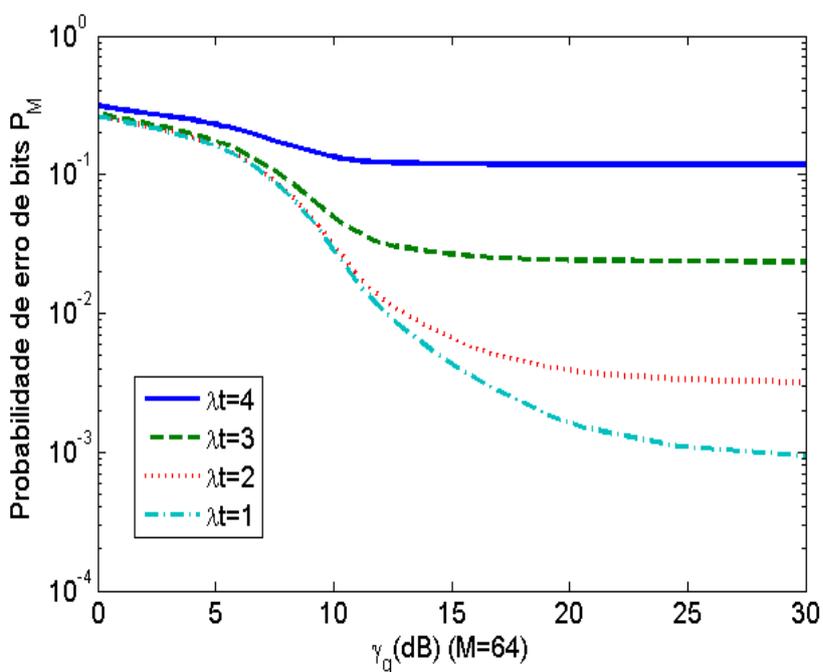


Figura 7.5 Probabilidade de erro de *bit* do esquema de modulação 64-QAM sob

ponente ruidoso permanente, representado por $\eta_g(t)$, do tipo AGWN (*Additive White Gaussian Noise*) de média nula e variância σ_g^2 , adicionado a um componente ruidoso modelado pelo processo aleatório $C(t)\eta_i(t)$ que atua em instantes de ocorrência, duração e amplitude aleatórias. As variações de intensidade desse componente impulsivo são caracterizadas pelo processo AWGN $\eta_i(t)$ de média nula e variância σ_i^2 . A ocorrência aleatória do componente impulsivo é caracterizada pela modulação em amplitude de $\eta_i(t)$ pelo processo aleatório definido em tempo contínuo $C(t)$.

O comportamento do ruído de natureza impulsiva, observado em [59, 86], também sugere que tanto os instantes de sua ocorrência quanto a sua duração sejam aleatórios e que possam ser modelados como um sistema de fila simples, caracterizado por uma cadeia de Markov de tempo contínuo de dois estados que representam, respectivamente, a presença e a ausência de ruído impulsivo. A vantagem de fazer essa analogia com a fila é que como a ocorrência do ruído impulsivo é modelada pelo processo homogêneo de Poisson, pode-se usar resultados da teoria de filas para descrever o comportamento do processo $C(t)$, que modula o componente gaussiano $\eta_i(t)$ e caracteriza sua sobreposição, de forma aleatória, ao componente permanente $\eta_g(t)$.

A expressão matemática do processo aleatório que descreve o ruído proposto $\eta(t)$ pode ser escrita como

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C(t)\eta_i(t) \quad (7.28)$$

e sua função densidade de probabilidade, $f_{\eta(t)}(\eta)$, pode ser obtida primeiro reescrevendo a fmp do processo discreto $C(t)$ como uma fdp por meio do impulso de área unitária e em seguida calculando-se a fdp do produto das variáveis $C(t)$ e $\eta_i(t)$ [88].

Após calcular a fdp da variável soma $\eta_g(t) + C(t)\eta_i(t)$, pode-se escrever $f_{\eta(t)}(\eta)$ como

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \sum_k \frac{p_{C(t)}(c_k)}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}\right), \quad (7.29)$$

em que a distribuição de probabilidade das amplitudes de $C(t)$ é dada por [88]

$$f_{C(t)}(c) = \sum_k p_{C(t)}(c_k) \delta(c - c_k), \quad (7.30)$$

com $p_{C(t)}(c_k) = P\{C(t) = c_k\}$. A Figura 7.6 apresenta uma realização do processo $\eta(t)$ em um intervalo de 0,5 segundos.

Nota-se na Figura 7.6 a natureza aleatória do componente $\eta_i(t)$, principalmente os instantes aleatórios nos quais esse componente se sobrepõe ao componente permanente.

O principal benefício de verificar que tanto $\eta_i(t)$ quanto $\eta_g(t)$ podem ser modelados por processos gaussianos de média nula é a simetria obtida para a fdp de $\eta(t)$. Embora $f_{\eta(t)}(\eta)$ não seja uma fdp gaussiana, ela é composta por uma soma ponderada de fdps gaussianas e essa característica facilita a avaliação da probabilidade de erro de *bit* de sistemas digitais com receptores ótimos de máxima probabilidade *a posteriori* - MAP (*Maximum a Posteriori Probability*).

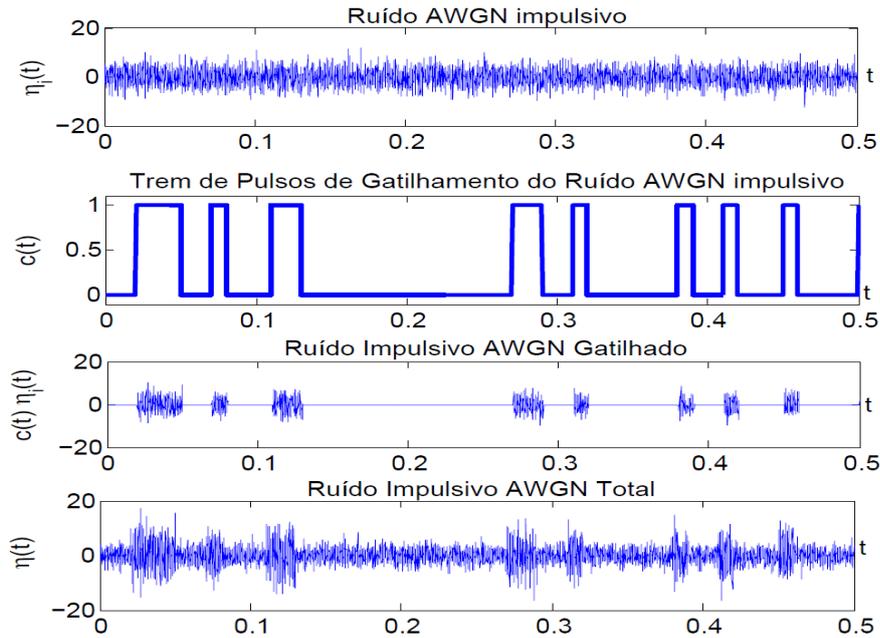


Figura 7.6 Função amostra do ruído aditivo composto $\eta(t)$ obtido usando Simulink®.

7.2.2 Caracterização do Processo Modulante

Considere que o sinal modulante $C(t)$ apresentado na Seção 7.2.1 seja formado por pulsos que ocorrem em instantes aleatórios t_n e têm duração aleatória τ_n . Nesse modelo, o pulso ocorre no instante t_n e permanece com amplitude unitária por um intervalo de tempo de t_n a $t_n + \tau_n$. Tanto as variáveis t_n quanto τ_n são consideradas independentes e identicamente distribuídas. Considere ainda que as variáveis t_n correspondem aos instantes de ocorrência de eventos de um processo de Poisson de taxa λ . Nesse caso, $C(t)$ pode ser escrito como

$$C(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p_n(t - t_n), \quad (7.31)$$

em que $p_n(t)$ representa o n -ésimo pulso retangular de amplitude unitária e duração aleatória τ_n e o pulso $p_n(t)$ pode ser escrito na forma

$$p_n(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq \tau_n \\ 0, & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (7.32)$$

Para obter a distribuição de probabilidade das amplitudes de $C(t)$, note que $C(t)$ pode ser visto como um processo de Markov com dois estados. Desse modo $C(t)$ fica no estado "0" com probabilidade $p_0(t)$ e no estado "1" com probabilidade $p_1(t)$. Se t_1, t_2, \dots, t_n são os instantes em que $C(t)$ muda do estado "0" para o estado "1" e $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$ são os intervalos de

tempo em que $C(t)$ permanece no estado "1", então o tempo que todo o sinal $C(t)$ permanece no estado "0" pode ser escrito como

$$T_0 = \sum_n (t_n - t_{n-1} - \tau_{n-1}). \quad (7.33)$$

Dado que os instantes de início t_n de cada pulso correspondem aos instantes de ocorrência de um processo de Poisson de taxa λ , então os intervalos entre ocorrências têm distribuição exponencial com média $1/\lambda$. Adicionaremos, dado que as variáveis $X_n = t_n - t_{n-1} - \tau_{n-1}$ são independentes e identicamente distribuídas com média m_X , então o tempo médio de duração do estado "0" pode ser escrito como $m_X = E[t_n - t_{n-1}] - E[\tau_{n-1}] = \frac{1}{\lambda} - \mu$, em que μ é o valor médio das variáveis i.i.d τ_n .

As probabilidades de estado $p_i(t)$ ($i \in \{0, 1\}$ para um processo de dois estados) podem ser calculadas a partir da equação de Chapman-Kolmogorov [88]

$$\frac{dp_j(t)}{dt} = \sum_i \gamma_{ij} p_i(t). \quad (7.34)$$

Nesta equação, γ_{ij} representa a taxa na qual um processo aleatório $X(t)$ entra no estado j a partir do estado i . As taxas nas quais o processo permanece no mesmo estado são consideradas negativas. Além do mais, de acordo com a Teoria de Cadeias de Markov, a proporção de tempo no estado i é o recíproco do tempo médio no estado i . Assim, para um processo aleatório com apenas dois estados, como é o caso do processo $C(t)$ proposto nesta seção, as taxas γ_{ij} são dadas por

$$\begin{aligned} \gamma_{00} &= -\frac{1}{m_X} = \frac{-\lambda}{1-\lambda\mu} & \gamma_{01} &= \frac{1}{m_X} = \frac{\lambda}{1-\lambda\mu} \\ \gamma_{10} &= \frac{1}{\mu} & \gamma_{11} &= -\frac{1}{\mu}. \end{aligned} \quad (7.35)$$

Desse modo as equações de Chapman-Kolmogorov do processo $C(t)$ podem ser escritas como [88]

$$\begin{aligned} \frac{dp_0(t)}{dt} &= \frac{-\lambda}{1-\lambda\mu} p_0(t) + \frac{1}{\mu} p_1(t) \\ \frac{dp_1(t)}{dt} &= \frac{\lambda}{1-\lambda\mu} p_0(t) - \frac{1}{\mu} p_1(t). \end{aligned} \quad (7.36)$$

Usando o fato que $p_0(t) + p_1(t) = 1$ e considerando as probabilidades no instante inicial, $p_0(0)$ e $p_1(0)$, pode-se escrever, após a resolução das Equações diferenciais lineares de primeira ordem descritas na Eq. 7.36, que

$$\begin{aligned} p_0(t) &= (1 - \lambda\mu) + (p_0(0) - (1 - \lambda\mu)) \exp\left(-\frac{t}{\mu(1 - \lambda\mu)}\right) \\ &\text{e} \\ p_1(t) &= \lambda\mu + (p_1(0) - \lambda\mu) \exp\left(-\frac{t}{\mu(1 - \lambda\mu)}\right). \end{aligned} \quad (7.37)$$

Note ainda que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} p_0(t) = 1 - \lambda \mu \quad \text{e} \quad \lim_{t \rightarrow \infty} p_1(t) = \lambda \mu. \quad (7.38)$$

Finalmente pode-se calcular a fdp do ruído $\eta(t)$ a partir da Equação 7.29. Substituindo as probabilidades $p_{C(t)}(c_k)$ por $p_0(t)$ e $p_1(t)$, obtém-se

$$f_{\eta(t)}(\eta) = p_0(t) \frac{\exp\left(-\frac{\eta^2}{2\sigma_g^2}\right)}{\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} + p_1(t) \frac{\exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}\right)}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}}. \quad (7.39)$$

7.2.3 Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit para o esquema de modulação MQAM

Para avaliar a influência desse modelo de ruído considere um receptor ótimo baseado no critério da máxima verossimilhança. Esse receptor ótimo toma suas decisões baseado na minimização da distância euclidiana entre o vetor de sinal transmitido e o vetor de sinal recebido [78].

Com base nesse critério, considere que o sinal recebido em um instante t qualquer é escrito como

$$r = s_m + \eta \quad (7.40)$$

em que η é uma amostra de ruído descrito pela Equação 7.28 e s_m é a representação, no espaço de sinais, do m -ésimo sinal de um esquema de modulação MPAM (*M*-ary Phase Amplitude Modulation). Esses sinais podem ser representados no espaço de sinais como vetores cujos elementos são $s_m = \sqrt{\frac{1}{2}E_g}A_m$, $m = 1, 2, \dots, M$, em que E_g representa a energia do pulso básico associado a cada sinal s_m . As amplitudes A_m podem ser escritas como $A_m = (2m - 1 - M)d$, $m = 1, 2, \dots, M$ e d é a distância euclidiana entre dois símbolos vizinhos da constelação MPAM. Nesse esquema de modulação, um erro de detecção é cometido quando o receptor ótimo calcula a distância euclidiana entre o sinal recebido r e um dos M sinais s_m do esquema de modulação MPAM e essa distância, em módulo, é maior que metade da distância entre dois sinais, ou seja quando $|r - s_m| > d\sqrt{\frac{1}{2}E_g}$. Como a constelação MPAM é unidimensional, se seus M símbolos (que representam os M sinais s_m) forem dispostos igualmente espaçados por uma distância d ao longo de uma reta, então haverá $M - 1$ intervalos de decisão entre os símbolos. A probabilidade média de erro de decisão é então obtida somando os erros cometidos ao longo dos $M - 1$ intervalos entre os símbolos s_m e tomando a média pelo número de símbolos M . Desse modo, essa probabilidade de erro de símbolo P_s pode ser escrita como [78]

$$P_s = \frac{1}{M}(M - 1)P \left[|r - s_m| > d\sqrt{\frac{1}{2}E_g} \right]. \quad (7.41)$$

Como o ruído $\eta(t)$ é caracterizado por uma distribuição de probabilidade simétrica com média nula, então P_s pode ser escrita, com base na Equação 7.29, como

$$P_s = \frac{M-1}{M} \sum_k \frac{2p_{C(t)}(c_k)}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}} \times \int_{d\sqrt{E_g/2}}^{\infty} \exp\left(-\frac{z^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}\right) dz. \quad (7.42)$$

Fazendo a substituição $z = \sqrt{\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2} v$, pode-se reescrever P_s como

$$P_s = \frac{2(M-1)}{M} \sum_k p_{C(t)}(c_k) Q\left(\sqrt{\frac{d^2 E_g}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}}\right). \quad (7.43)$$

Usando o fato que a relação entre a energia do pulso $g(t)$, E_g , e a energia média do sinal s_m , E_{av} , pode ser escrita como [78]

$$d^2 E_g = \frac{6}{M^2 - 1} E_{av}, \quad (7.44)$$

a probabilidade P_s sob o ruído proposto $\eta(t)$ pode ser reescrita como

$$P_s = \frac{2(M-1)}{M} \sum_k p_{C(t)}(c_k) Q\left(\sqrt{\frac{6E_{av}}{(M^2-1)2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}}\right) = \frac{2(M-1)}{M} \sum_k p_{C(t)}(c_k) Q\left(\sqrt{\frac{6\log_2(M)\gamma_i\gamma_g}{(M^2-1)(\gamma_i + \gamma_g c_k^2)}}\right), \quad (7.45)$$

em que $\gamma_i = \frac{E_b}{N_i}$ e $\gamma_g = \frac{E_b}{N_g}$ são as relações sinal ruído por *bit*.

Para o esquema de modulação MQAM a probabilidade de erro de símbolo P_s pode ser escrita, de acordo com [78], como

$$P_s = 1 - (1 - P_s|_{\sqrt{M}})^2, \quad (7.46)$$

em que $P_s|_{\sqrt{M}}$ pode ser calculada, a partir da Equação 7.45, como

$$P_s|_{\sqrt{M}} = 2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \sum_k p_{C(t)}(c_k) \times Q\left(\sqrt{\frac{3\log_2(M)\gamma_i\gamma_g}{(M-1)(\gamma_i + \gamma_g c_k^2)}}\right), \quad (7.47)$$

em que $\gamma_i = \frac{E_b}{N_i}$ e $\gamma_g = \frac{E_b}{N_g}$ são as relações sinal ruído por símbolo. A principal desvantagem da Expressão 7.46 é que ela dificulta o cálculo da probabilidade de erro de *bit*, P_b sob efeito do desvanecimento por conta do termo ao quadrado. Como o cálculo da probabilidade de erro de

bit , P_b , neste caso, teria que ser realizado avaliando a média da expressão de P_s pela fdp da SER para o desvanecimento verificado no canal, o cálculo da integral

$$P_e = \int_0^{\infty} p_{\gamma_g}(\gamma_g) P_b(e|\gamma_g) d\gamma_g \quad (7.48)$$

seria mais complexo porque envolveria o quadrado da função $Q(x)$ ou $\text{erfc}(x)$.

Essa dificuldade pode ser contornada expressando a probabilidade de erro de bit , P_b do esquema de modulação MQAM sob ruído branco, $P_b(e|\gamma_g)$, por meio das expressões apresentadas no artigo de Cho-Yon em 2002 [89], como

$$P_b(e|\gamma_g) = \frac{1}{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{k=1}^{\log_2 \sqrt{M}} P_b(k), \quad (7.49)$$

em que $P_b(k)$ pode ser escrita como

$$P_b(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ w(i, k, M) \times \text{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M \gamma_g}{2(M-1)}} \right) \right\}, \quad (7.50)$$

em que os coeficientes $w(i, k, M)$ são dados por

$$w(i, k, M) = (-1)^{\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} \rfloor} \cdot \left(2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right), \quad (7.51)$$

$\gamma_g = E_b/N_0$ denota a SER por bit e $\lfloor x \rfloor$ denota o maior número inteiro menor igual a x .

O termo $\text{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M E_b}{2(M-1)}} \right)$ na Expressão 7.50 corresponde a duas vezes a probabilidade de que o ruído exceda $(2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M E_b}{2(M-1)}}$. Assim, escrevendo em termos da função $Q(x)$, tem-se

$$\begin{aligned} P \left\{ z \geq (2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M E_b}{2(M-1)}} \right\} \\ = 2 \sum_l P_{C(t)}(c_l) Q \left(\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M}{(M-1)} \frac{\gamma_g \gamma_i}{(\gamma_i + \gamma_g c_l^2)}} \right), \end{aligned} \quad (7.52)$$

em que $\gamma_i = \frac{E_b}{N_i}$ e $\gamma_g = \frac{E_b}{N_g}$.

Substituindo o último somatório da Equação 7.52 na Equação 7.50, pode-se reescrever $P_b(k)$ como

$$P_b(k) = \frac{2}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ w(i, k, M) \sum_l p_{C(t)}(c_l) \right. \\ \left. \times Q \left(\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M}{(M-1)} \frac{\gamma_g \gamma_i}{(\gamma_g + \gamma_i c_l^2)}} \right) \right\}. \quad (7.53)$$

O cálculo da probabilidade de erro de *bit* do receptor ótimo, para o modelo de ruído modulado apresentado na Equação 7.28, pode ser realizado com a Equação 7.53, apenas substituindo a distribuição de probabilidade $p_{C(t)}(c)$ pela distribuição de probabilidades obtida na Equação 7.37 ou na Equação 7.38. Assim, para o esquema de modulação MQAM a probabilidade $P_b(k)$ pode ser escrita como

$$P_b(k) = \frac{2}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ w(i, k, M) \times \right. \\ \left[p_1(t) Q \left(\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M}{(M-1)} \frac{\gamma_g \gamma_i}{(\gamma_i + \gamma_g)}} \right) \right. \\ \left. + p_0(t) Q \left(\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M}{(M-1)} \gamma_g} \right) \right] \left. \right\}. \quad (7.54)$$

7.2.4 Avaliação Numérica da Probabilidade de Erro de Bit

A Figura 7.7 apresenta as curvas da probabilidade de erro de *bit*, P_b do esquema de modulação 256-QAM para o receptor ótimo sob o efeito do ruído composto $\eta(t)$. As curvas são traçadas em função da relação sinal ruído permanente, γ_g , para diferentes valores do produto $\lambda\mu$ (taxa de ocorrência dos pulsos \times duração dos pulsos) e relação sinal ruído impulsivo $\gamma_i = 20$ dB.

Nota-se pela Figura 7.7 que a probabilidade de erro de *bit*, P_b aumenta à medida que a probabilidade $p_1(t)$ de $C(t)$ estar no estado 1 ($P\{C(t) = 1\}$) aumenta. Quanto mais tempo $C(t)$ permanecer em estado 1 maior será o tempo de atuação do componente ruidoso $\eta_i(t)$ adicionado ao ruído permanente. Na Figura 7.8 as curvas da probabilidade de erro de *bit*, P_b foram traçadas em função da relação sinal ruído permanente γ_g para diferentes valores da ordem M da constelação MQAM, para γ_i fixo em 20 dB e probabilidade $p_1(t)$ igual a 0,5.

Neste segundo grupo de curvas, a probabilidade de $C(t)$ estar no estado 1 é igual à probabilidade de $C(t)$ estar no estado 0. Como as constelações maiores, como as 256-QAM e 1024-QAM, são mais densas e têm símbolos mais próximos, o ruído composto impõe mais erro a essas constelações. Note também que quando $\gamma_g > \gamma_i$ então a potência do ruído impulsivo é maior que a potência do ruído permanente. Entretanto, como o tempo de atuação do ruído im-

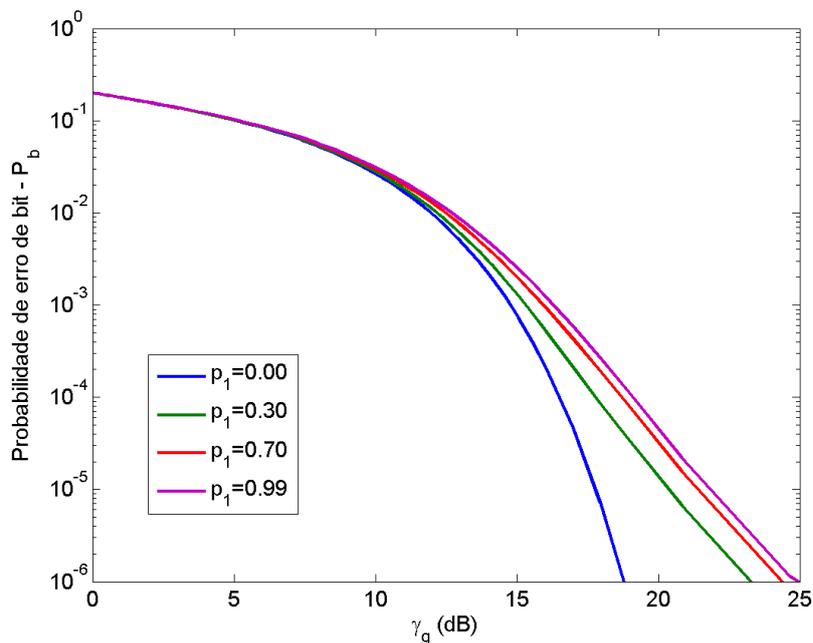


Figura 7.7 Probabilidade de erro de *bit* do esquema de modulação 256-QAM sob efeito do ruído impulsivo composto $\eta(t)$ para γ_i fixo e diferentes valores da probabilidade $p_1(t)$ de $C(t)$ estar no estado 1.

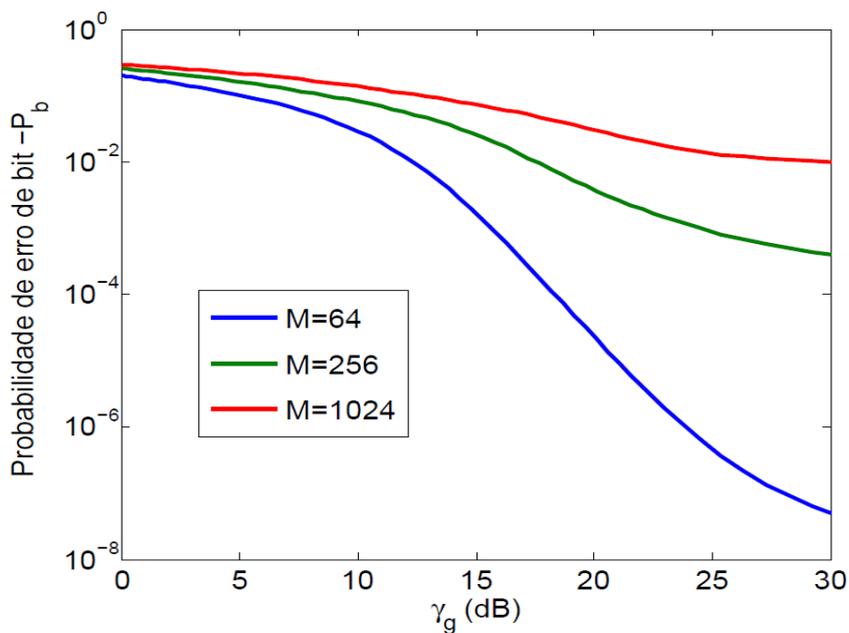


Figura 7.8 Probabilidade de erro de *bit* do esquema de modulação MQAM sob efeito do ruído impulsivo composto $\eta(t)$ para $\gamma_i = 20$ dB, $p_1(t) = 0.5$ e diferentes valores da ordem da constelação M .

pulsivo é menor, os erros de detecção do receptor ótimo são causados com mais frequência pelo componente ruidoso permanente e nesse caso o receptor volta aos seus níveis convencionais de erros de detecção.

O terceiro grupo de curvas da Figura 7.9 apresenta a probabilidade de erro de *bit*, P_b do esquema de modulação 64-QAM em função da probabilidade $p_1(t)$ de $C(t)$ estar no estado 1 para diferentes valores da relação γ_i e para γ_g fixo em 20 dB. Na Figura 7.9, quanto mais próximo

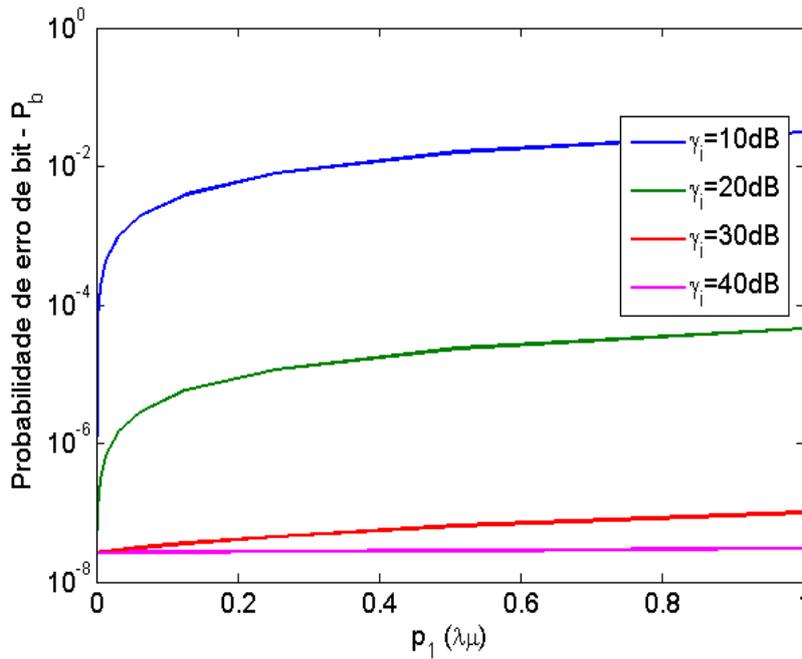


Figura 7.9 Probabilidade de erro de *bit* do esquema de modulação 64-QAM sob efeito do ruído impulsivo composto $\eta(t)$ para $\gamma_g = 20$ dB e diferentes valores de γ_i .

de 1 for $p_1(t)$, mais atuante será o componente do ruído impulsivo e conseqüentemente maior será a probabilidade de erro de *bit*. Do mesmo modo, quanto menor for a relação γ_i , maior será a potência do ruído impulsivo $\eta_i(t)$ e maior será a probabilidade de erro.

7.2.5 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado um novo modelo para o ruído impulsivo composto por um componente permanente $\eta_g(t)$ e um componente impulsivo $C(t)\eta_i(t)$. O termo $C(t)\eta_i(t)$ caracteriza um componente ruidoso que se sobrepõe ao ruído $\eta_g(t)$ em instantes aleatórios caracterizados por um processo de Poisson de taxa λ . Esse tipo de ruído ocorre comumente na prática dos sistemas de comunicações móveis e tanto os instantes de surgimento quanto a duração de sua atuação são aleatórias. Comparando seu comportamento com o comportamento de uma fila, pode-se usar os resultados da teoria do processo de Poisson para obter a distribuição de probabilidades que caracteriza o ruído e, devido a simetria dessa distribuição, usar a abordagem clássica de análise do receptor MAP para avaliar as probabilidades de erro de *bit* para o

esquema de modulação MQAM. Essa probabilidade foi escrita em termos da probabilidade de $C(t)$ assumir diferentes valores discretos.

O termo $C(t)\eta_i(t)$ caracteriza um componente ruidoso que se sobrepõe ao ruído $\eta_g(t)$ em instantes aleatórios caracterizados por um processo de Poisson de taxa λ e tem duração aleatória com valor médio μ . A expressão da probabilidade de erro de *bit*, P_b obtida para o esquema de modulação MQAM, para o receptor ótimo sob critério de máxima probabilidade *a posteriori*, foi escrita em termos da probabilidade de $C(t)$ estar no estado 1. Quanto maior for $p_1(t)$ maior é o tempo de atuação do ruído impulsivo e pior é o desempenho do receptor.

CAPÍTULO 8

Considerações Finais e Perspectivas

Esta tese apresenta uma nova abordagem para a modelagem do componente ruidoso impulsivo. Nessa abordagem é proposto um processo aleatório discreto e definido em tempo contínuo, $C(t)$, para caracterizar a duração dos pulsos e os intervalos entre pulsos ruidosos quanto a variação da intensidade desses pulsos. Os pulsos ruidosos podem ser escritos como o produto de $C(t)$ por um processo gaussiano. Por meio da caracterização do processo aleatório $C(t)$ pode-se modelar os intervalos em que os pulsos ruidosos atuam e os intervalos em que somente o ruído permanente atua.

De acordo com o conhecimento do autor, esse método não havia sido proposto ainda e o estudo de ruído impulsivo composto tem sido feito por meio de funções densidade de probabilidade (fdps) denominadas misturas gaussianas, obtidas a partir de ajustes de dados de medições empíricas. As misturas gaussianas não representam, entretanto, os intervalos de tempo nos quais o ruído atua de forma impulsiva.

A principal vantagem desse método é sua generalidade, pois o sinal aleatório modulante $C(t)$ pode ser caracterizado por diferentes processos discretos, de acordo com o comportamento do componente impulsivo que se deseja modelar. A principal ideia por que buscou essa abordagem é reescrever a função massa de probabilidade (fmp) do processo discreto $C(t)$ como uma função densidade de probabilidade (fdp) por meio de impulsos de área unitária. É esse procedimento que permite que se obtenha uma fdp simétrica para o ruído total e que se possa avaliar, por meio de expressões exatas, sua influência no desempenho de um receptor ótimo com modulação digital MQAM.

Esta nova abordagem foi utilizada para modelar o ruído impulsivo gaussiano gatilhado e foi desenvolvido vários novos modelos do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) e duplamente gatilhado (G^2 AWGN) tanto para o caso binário como para o caso multiníveis. Foi avaliada a influência desses modelos de ruído impulsivo gaussiano gatilhado em esquemas de modulação digital. Essa avaliação foi feita por meio da probabilidade de erro de *bit* e foram obtidas novas expressões para as equações da probabilidade de erro de *bit* para os esquemas de modulação digital BFSK, BPSK, MPAM, MPSK e MQAM. Além disto foram obtidas as

expressões das funções densidade de probabilidade, funções de autocorrelação e funções de densidade espectral de potência dos modelos apresentados. Foram apresentados os simuladores desenvolvidos com o uso do Simulink[®], que permitiram gerar amostras do ruído impulsivo gaussiano gatilhado e duplamente gatilhado.

8.1 Principais Contribuições

- Neste tese é realizada uma análise matemática de novos modelos de ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) e duplamente gatilhado (G^2 AWGN) binários e avaliada a influência destes modelos em esquemas de modulação digital. Essa avaliação foi obtida pelo cálculo da probabilidade e erro de *bit* e foram obtidas novas expressões da probabilidade de erro de *bit* para os seguintes esquemas de modulação digital: Modulação Binária por Deslocamento de Frequência (*Binary Frequency-Shift Keying* – BFSK), Modulação Binária por Deslocamento de Fase (*Binary Phase Shift Keying* – BPSK), Modulação em Quadratura por Deslocamento de Fase (*Quadrature Phase-Shift Keying* – QPSK), Modulação M-ária por Amplitude de Pulso (*M-ary Pulse Amplitude Modulation* – MPAM), Modulação M-ária por Deslocamento de Fase (*M-ary Phase-Shift Keying* – MPSK), Modulação M-ária em Amplitude por Quadratura Não Retangular (*Nonrectangular M-ary Quadrature Amplitude Modulation* – MQAM) e Modulação M-ária em Amplitude por Quadratura Retangular (*Rectangular M-ary Quadrature Amplitude Modulation* – R-MQAM);
- É feita a utilização do processo aleatório modulante $C(t)$ para representar a ocorrência aleatória do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) e duplamente gatilhado (G^2 AWGN) nos sistemas de comunicação digital, o uso do sinal $C(t)$ modulante permitiu determinar a função densidade de probabilidade do ruído total $\eta(t)$ a partir das propriedades de soma e produto de variáveis aleatórias;
- Foram deduzidas novas expressões para a função densidade de probabilidade, função de autocorrelação e densidade espectral de potência para os novos modelos (GAWGN) e (G^2 AWGN) binários;
- São apresentados novos modelos do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) e duplamente gatilhado (G^2 AWGN) multiníveis;
- São deduzidas novas expressões para a função densidade de probabilidade, função de autocorrelação e densidade espectral de potência para os novos modelos (GAWGN) e (G^2 AWGN) multiníveis;
- É apresentada uma análise de desempenho de esquemas de modulação na presença do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) e duplamente gatilhado (G^2 AWGN) mul-

tiníveis e obtida novas expressões para a probabilidade de erro de *bit* para vários esquemas de modulação quando afetados por estes tipos de ruído;

- Novos modelos do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) por um processo de Poisson;
- Análise de desempenho de esquemas de modulação na presença do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) por processo de Poisson e obtida novas expressões para a probabilidade de erro de *bit* para vários esquemas de modulação quando afetados por estes tipo de ruído;
- Novos modelos do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) por um processo de Markov;
- Análise de desempenho de esquemas de modulação na presença do ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN) por processo de Markov e obtida novas expressões para a probabilidade de erro de *bit* para os esquemas de modulação MQAM quando afetados por estes tipo de ruído;
- São apresentados simuladores desenvolvidos no Simulink® para permitir a geração de amostras do ruído impulsivo obtidas a partir dos modelos propostos.

8.2 Propostas para Continuação da Pesquisa

- Desenvolvimento de modelos de ruído impulsivo gatilhado utilizando fdps não gaussianas;
- Simulação em computador dos efeitos do ruído impulsivo gaussiano gatilhado em esquemas de modulação digital;
- Estudar as principais técnicas descritas de combate aos efeitos nocivos do ruído impulsivo gatilhado;
- Identificar as técnicas mais apropriadas de mitigação dos efeitos nocivos do ruído impulsivo gatilhado em esquemas de modulação digital;
- Simulação do efeito do ruído impulsivo gatilhado com o uso das técnicas de mitigação em computador.

8.3 Publicações Geradas pela Tese

Artigos Publicados

- E. R. Araújo, W. L. Queiroz e M. S. Alencar. "Probabilidade de Erro de Bit em Sistemas de Comunicação Digital na Presença de Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado". *XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT'12*, 13-16 de setembro de 2012, Brasília, DF.
- E. R. Araújo, W. L. Queiroz e M. S. Alencar. "Analysis of the Gated Impulsive Noise in Optimum Receivers". *V International Workshop on Telecommunications - IWT 2013*, May 6th-9th 2013 - Santa Rita do Sapucaí -MG - Brazil.
- E. R. Araújo, W. L. Queiroz e M. S. Alencar. "Analysis of the Burst Gated Impulsive Noise Effect in Optimum Receivers". *V International Workshop on Telecommunications - IWT 2013*, May 6th-9th 2013 - Santa Rita do Sapucaí - MG - Brazil.
- E. R. Araújo, W. L. Queiroz e M. S. Alencar. "Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado por um Processo de Markov e sua Aplicação em Sistemas de Comunicação Digital". *XXXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT'13*, 1-4 de setembro de 2013, Fortaleza, CE.
- E. R. Araújo, W. L. Queiroz e M. S. Alencar. "Modelo para o Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado por um Processo de Poisson". *XXXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT'13*, 1-4 de setembro de 2013, Fortaleza, CE.

Referências Bibliográficas

- [1] S. Haykin. *Sistemas de Comunicação: Analógicos e Digitais*. Bookman, 2004.
- [2] F. Yamada. “Caracterização e Modelamento do Ruído Impulsivo no Canal Wireless como Elemento de Degradação dos Sinais de TV Digital”. Relatório técnico, Portal da Mackenzie.
- [3] B. P. Lathi. *Sistemas de Comunicação*. Guanabara Dois, 1979.
- [4] M. Schwartz. *Transmissão de Informação, Modulação e Ruído*. Guanabara Dois, 1979.
- [5] J. Lago-Fernández and J. Salter. “Modelling Impulsive Interference in DVB-T”. *EBU technical review*, 2004.
- [6] G. Bedicks, F. Yamada, C. Akamine, E. L. Horta, F. Sukys and R. E. Motoyama. “Performance Evaluation of Brazilian DTV Mobile Reception”. In *IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting BMSB’09.*, pp. 1–7. IEEE, 2009.
- [7] Mackenzie. “Robustez dos Sistemas ATSC, DVB-T E ISDB-T Perante o Ruído Impulsivo”. Relatório técnico, Mackenzie.
- [8] R. . Schwarz. “Tolerance to Noise Tests for DTV Receivers With R&S®SFU-K41, -K42 and -K43 Part 1: Impulsive Noise”. Technical report, Rohde e Schwarz, 2007.
- [9] A. Shukla. “Radiocommunications Agency–Feasibility Study into the Measurement of Man-Made Noise”. *DERA, March*, 2001.
- [10] W. Henkel, T. Kessler and H. Y. Chung. “Coded 64-CAP ADSL in an Impulse-Noise Environment-Modeling of Impulse Noise and First Simulation Results”. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 13, no. 9, pp. 1611 –1621, dec 1995.
- [11] N. H. Nedev, S. McLaughlin and D. I. Laurenson. “Estimating Errors in xDSL Due to Impulse Noise”. In *International Zurich Seminar on Communications*, pp. 148–151, 2004.

-
- [12] I. Mann, S. McLaughlin, W. Henkel, R. Kirkby and T. Kessler. “Impulse Generation with Appropriate Amplitude, Length, Inter-arrival, and Spectral Characteristics”. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 5, pp. 901–912, jun 2002.
- [13] T. Okazaki, Z. Kawasaki and A. Hirata. “Wideband Characteristics of Impulsive EM Noise Emitted from Discharges and Development of Mathematical Noise Model”. In *International Symposium on Electromagnetic Compatibility. EMC 2005.*, volume 2, pp. 469–472. IEEE, 2005.
- [14] M. Pous, M. F. Chimeno and F. Silva. “RFID System Evaluation Against Radiated Transient Noise”. In *9th International Symposium on EMC*, pp. 625–628, 2010.
- [15] M. Malanowski and K. Kulpa. “Target Detection in Continuous-Wave Noise Radar in the Presence of Impulsive Noise”. *Acta Physica Polonica*, vol. 119, pp. 467–472, 2011.
- [16] D. Middleton. “On the Theory of Random Noise. Phenomenological Models I”. *Journal of Applied Physics*, vol. 22, no. 9, pp. 1143–1152, 1951.
- [17] K. Furutsu and T. Ishida. “On the Theory of Amplitude Distribution of Impulsive Random Noise”. *Journal of Applied Physics*, vol. 32, no. 7, pp. 1206–1221, 1961.
- [18] J. Kneuer. “A Simplified Physical Model for Amplitude Distribution of Impulsive Noise”. *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 12, no. 4, pp. 220–222, december 1964.
- [19] V. K. Jain and S. N. Gupta. “Digital Communication Systems in Impulsive Atmospheric Radio Noise”. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, , no. 2, pp. 228–236, 1979.
- [20] K. L. Blackard, T. S. Rappaport and C. W. Bostian. “Radio Frequency Noise Measurements and Models for Indoor Wireless Communications at 918 MHz, 2.44 GHz, and 4.0 GHz”. In *Transactions on Communications. ICC’91, Conference Record.*, pp. 28–32 vol.1, jun 1991.
- [21] D. Apostolakis and P. Constantinou. “Man Made Noise Measurements and Modelling”. In *2nd International Conference on Universal Personal Communications. Personal Communications: Gateway to the 21st Century. Conference Record.*, volume 2, pp. 585–589. IEEE, 1993.
- [22] M. Ghosh. “Analysis of the Effect of Impulse Noise on Multicarrier and Single Carrier QAM Systems”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, no. 2, pp. 145–147, 1996.
- [23] B. M. Sadler. “Detection in Correlated Impulsive Noise Using Fourth-Order Cumulants”. *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 44, no. 11, pp. 2793–2800, 1996.

-
- [24] F. Yamada, F. Sukys, G. B. Jr., C. Akamine, L. T. M. Raunheite and C. E. Dantas. “Sistema de TV Digital”. *Revista Mackenzie de Engenharia e Computação*, vol. 5, pp. 99–268, 2004.
- [25] M. G. Sánchez, L. de Haro, M. C. Ramón, A. Mansilla, C. M. Ortega and D. Oliver. “Impulsive Noise Measurements and Characterization in a UHF Digital TV Channel”. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 41, no. 2, pp. 124–136, 1999.
- [26] V. Degardin, M. Lienard, A. Zeddami, F. Gauthier and P. Degauquel. “Classification and Characterization of Impulsive Noise on Indoor Powerline Used for Data Communications”. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 48, no. 4, pp. 913–918, 2002.
- [27] M. Zimmermann and K. Dostert. “Analysis and Modeling of Impulsive Noise in Broadband Powerline Communications”. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 44, no. 1, pp. 249–258, 2002.
- [28] D. A. Guimarães and G. G. R. Gomes. “Caracterização do Canal para o MI-SBTVD”. *Revista Telecomunicações, Dezembro*, 2006.
- [29] H. Nakagawa, D. Umehara, S. Denno and Y. Morihira. “A Decoding for Low Density Parity Check Codes Over Impulsive Noise Channels”. In *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 85–89. IEEE, 2005.
- [30] P. Torio and M. G. Sanchez. “Novel Procedure to Determine Statistical Functions of Impulsive Noise”. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, no. 3, pp. 559–568, 2005.
- [31] D. Fertoni and G. Colavolpe. “On Reliable Communications Over Channels Impaired by Bursty Impulse Noise”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 7, pp. 2024–2030, 2009.
- [32] O. Z. Batur, M. Koca and G. Dundar. “Measurements of Impulsive Noise in Broad-Band Wireless Communication Channels”. In *Research in Microelectronics and Electronics. PRIME 2008. Ph.D.*, pp. 233–236. IEEE, 2008.
- [33] M. Tlich, H. Chaouche, A. Zeddami and F. Gauthier. “Impulsive Noise Characterization at Source”. In *Wireless Days. WD’08. 1st IFIP*, pp. 1–6. IEEE, 2008.
- [34] T. N. Zogakis, P. S. Chow, J. T. Aslanis and J. M. Cioffi. “Impulse Noise Mitigation Strategies for Multicarrier Modulation”. In *Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on Communications. ICC 93. Geneva.*, volume 2, pp. 784–788. IEEE, 1993.
- [35] Q. Zhang, R. Ward and J. Du. “Impulse Noise Correction in TV Transmission”. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 41, no. 3, pp. 731–737, 1995.

-
- [36] M. Sliskovic. “Signal Processing Algorithm for OFDM Channel with Impulse Noise”. In *The 7th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems. ICECS 2000.*, volume 1, pp. 222–225. IEEE, 2000.
- [37] S. V. Zhidkov. “Impulsive Noise Suppression in OFDM-Based Communication Systems”. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 944–948, 2003.
- [38] H. A. Suraweera and J. Armstrong. “Noise Bucket Effect for Impulse Noise in OFDM”. *Electronics Letters*, vol. 40, no. 18, pp. 1156–1157, 2004.
- [39] T. Faber, T. Scholand and P. Jung. “On Turbo Codes for Environments Impaired by Impulsive Noise”. In *IEEE 60th Vehicular Technology Conference. VTC2004-Fall.*, volume 3, pp. 2268–2272. IEEE, 2004.
- [40] J. Armstrong and H. A. Suraweera. “Decision Directed Impulse Noise Mitigation for OFDM in Frequency Selective Fading Channels (DVB-T) Example”. In *IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM’04.*, volume 6, pp. 3536–3540. IEEE, 2004.
- [41] H. Bogucka. “On the Impact of the Impulse Noise on the WHT-OFDM Transmission”. *IEEE Communications Letters*, vol. 9, no. 1, pp. 37–39, 2005.
- [42] R. Arthur. “Novas Propostas para Otimização de Receptores de TV Digital Baseados em OFDM em Ambientes de Redes de Frequência Única Regionais”. Ph.D. thesis, Tese de Doutorado, FEEC-Unicamp, 2007.
- [43] A. Hazmi. “Studies in TV Digital Signal Processing: Impulsive Noise Mitigation, Repeater Loop Interference Cancellation and DVB-T Transmission in CATV Networks”. Ph.D. thesis, Tampere University of Technology, 2007.
- [44] G. Ndo, P. Siohan and M. H. Hamon. “Adaptive Noise Mitigation in Impulsive Environment: Application to Power-line Communications”. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 2, pp. 647–656, 2010.
- [45] P. Torio and M. G. Sanchez. “Mitigation of Impulsive Noise in Digital Video Broadcasting Terrestrial Using Orthogonal Polarization Reception”. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1798–1804, 2009.
- [46] G. Bedicks. “Digital Signal Disturbed by Impulsive Noise”. *IEEE Transaction on Broadcasting*, vol. 51, no. 3, 2005.
- [47] C. Akamine, Y. Iano, R. Arthur, G. Bedicks and D. G. Caetano. “Improving DVB-T for Brazilian Environments”. In *International Telecommunications Symposium*, pp. 376–380. IEEE, 2006.

-
- [48] G. Bedicks, F. Yamada, F. Sukys, C. E. S. Dantas, L. T. M. Raunheite and C. Akamine. “Results of the ISDB-T System Tests, as Part of Digital TV Study Carried Out in Brazil”. *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 52, no. 1, pp. 38 – 44, march 2006.
- [49] J. M. C. Brito, L. L. Mendes, F. A. Cardoso, C. A. F. Rocha and D. S. Arantes. “Design, Simulation and Hardware Implementation of a Digital Television System: System Overview”. In *IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 193–197. IEEE, 2006.
- [50] F. B. S. de Carvalho, E. R. S. Castro, M. S. de Alencar *et al.*. “On the Use of Power Line Communications to Transmit the Return Channel for Digital Television”. In *IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 381–385. IEEE, 2006.
- [51] M. A. C. Fernandes, C. M. Panazio, S. A. Fasolo and F. Lumertz. “Design, Simulation and Hardware Implementation of a Digital Television System: Synchronization Techniques”. In *IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 208–212. IEEE, 2006.
- [52] G. Lima, F. J. A. de Aquino, R. Machado and B. F. U. Filho. “Projeto MI-SBTVD: STC-OFDM e Estimação de Canal”. *Revista Científica Periódica–Telecomunicações*, vol. 9, 2006.
- [53] G. C. Lima, L. L. Mendes and C. A. F. da Rocha. “Performance Analysis of Channel Estimation Algorithms for a MIMO OFDM System Under Digital TV Channels”. In *International Telecommunications Symposium*, pp. 441–445. IEEE, 2006.
- [54] F. C. de A. Oliveira, K. Teraoka and M. H. M. Costa. “A MPEG-2 Video Transcoder for the Brazilian System of Digital Television”. In *International Telecommunications Symposium*, pp. 432–434. IEEE, 2006.
- [55] F. C. A. Oliveira, D. A. Guimarães, G. G. R. Gomes, F. A. M. Cardoso, F. A. L. Gomes and M. A. C. Fernandes. “Design, Simulation and Hardware Implementation of a Digital Television System: Performance Evaluation”. In *IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 213–217. IEEE, 2006.
- [56] T. F. Pegoraro, F. A. L. Gomes, R. R. Lopes, R. Gallo, J. S. G. Panaro, M. C. Paiva, F. A. Oliveira and F. Lumertz. “Design, Simulation and Hardware Implementation of a Digital Television System: LDPC Channel Coding”. In *IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 203–207. IEEE, 2006.
- [57] C. Akamine and F. Yamada and G. Bedicks and C. E. da Silva Dantas and F. Sukys and R. E. Motoyama and R. de Mendonça Maroj and G. de Melo Valeira and E. L. Horta. “Field

-
- Trial for Brazilian DTV Using Space Diversity”. In *IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)*, pp. 1–11. IEEE, 2010.
- [58] V. S. Vaseghi. *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*. John Wiley & Sons, 2008.
- [59] J. L. Fernández and J. Salter. “Modelling Impulsive Interference in DVB-T: Statistical Analysis, test Waveform & Receiver Performance”. *BBC R&D White Paper WHP 080*, 2004.
- [60] W. Henkel and H. Y. Chung. “Coded 64-CAP ADSL in an impulse-noise environment—simulation results”. In *IEEE Global Telecommunications Conference. GLOBECOM’95.*, volume 1, pp. 168–172. IEEE, 1995.
- [61] W. Henkel and T. Kleber. “A Wideband Impulsive Noise Survey in German Telephone Network: Statistical Description and Modeling”. *IEEE Electronics Letters*, vol. 30, pp. 935–936, 1994.
- [62] D. B. Levey and S. McLaughlin. “The Statistical Nature of Impulse Noise Interarrival Times in Digital Subscriber Loop Systems”. *Signal Processing*, vol. 82, pp. 329–351, 2002.
- [63] D. Middleton. “Statistical-Physical Models of Urban Radio-Noise Environments—Part I: Foundations”. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, , no. 2, pp. 38–56, 1972.
- [64] D. Middleton. “Statistical-Physical Models of Electromagnetic Interference”. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, , no. 3, pp. 106–127, 1977.
- [65] D. Middleton. “Procedures for Determining the Parameters of the First-Order Canonical Models of Class A and Class B Electromagnetic Interference [10]”. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-21, no. 3, pp. 190–208, 1979.
- [66] S. A. Bhatti, Q. Shan, I. A. Glover, R. Atkinson, I. E. Portugues, P. J. Moore and R. Rutherford. “Impulsive noise modelling and prediction of its impact on the performance of wlan receiver”. In *The 17th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2009)*, 2009.
- [67] G. A. Tsihrintzis and C. L. Nikias. “Fast estimation of the parameters of alpha-stable impulsive interference”. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 6, pp. 1492–1503, 1996.
- [68] Y. Kim and G. Tong Zhou. “Representation of the Middleton class B model by symmetric alpha-stable processes and chi-distributions”. In *Fourth International Conference on Signal Processing Proceedings, ICSP’98.*, pp. 180–183. IEEE, 1998.

-
- [69] C. L. Nikias and M. Shao. *Signal processing with alpha-stable distributions and applications*. Wiley-Interscience, 1995.
- [70] Y. Kim and G. T. Zhou. “The Middleton Class B Model and Its Mixture Representation”. 1998.
- [71] S. A. Kosmopoulos, P. T. Mathiopoulos and M. D. Gouta. “Fourier-Bessel Error Performance Analysis and Evaluation of M-ary QAM Schemes in an Impulsive Noise Environment”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, no. 3, pp. 398–404, 1991.
- [72] K. L. Blackard, T. S. Rappaport and C. W. Bostian. “Measurements and Models of Radio Frequency Impulsive Noise for Indoor Wireless Communications”. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 11, no. 7, pp. 991–1001, 1993.
- [73] W. R. Lauber and J. J. M. Bertrand. “Statistics of Motor Vehicle Ignition Noise at VHF/UHF”. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 41, no. 3, pp. 257–259, 1999.
- [74] W. R. Bennett. *Electrical Noise*. McGraw-Hill Book, 1960.
- [75] M. Cotton, R. Achatz, J. Wepman and P. Runkle. “Interference Potential of Ultrawideband Signals: Part 2”. Technical report, NTIA, 2005.
- [76] C. Yih. “Iterative Interference Cancellation for OFDM Signals with Blanking Nonlinearity in Impulsive Noise Channels”. *IEEE Signal Processing Letters*, , no. 99, pp. 1–1, 2012.
- [77] S. Matjka and P. Hladik. “Initial Tests of DVB-T Receivers on Tolerance to Impulsive Interference”. *IEEE*, 2011.
- [78] J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 2000.
- [79] A. Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [80] J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1995.
- [81] J. Salter and J. Lago-Fernández. “DDT Comparison of 64QAM(2/3) with 16AM(3/4): Co-Channel Interference from PAL, Echos and Impulsive Interference”. Technical report, BBC R e D, 2003.
- [82] ITU. “Guidelines and Techniques for the Evaluation of Digital Terrestrial Television Broadcasting Systems Including Assessment of their Coverage Areas BT.2035-1”. Technical report, ITU, 2008.
- [83] K. Cho and D. Yoon. “On the General BER Expression of One and Two-Dimensional Amplitude Modulations”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 7, pp. 1074–1080, 2002.

-
- [84] M. Nassar, K. Gulati, Y. Mortazavi and B. L. Evans. “Statistical Modeling of Asynchronous Impulsive Noise in Powerline Communication Networks”. In *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011)*, pp. 1–6. IEEE, 2011.
- [85] D. Guimarães, R. 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.
- [86] S. Matejka and P. Hladik. “Initial Tests of DVB-T Receivers on Tolerance to Impulsive Interference”. In *21st International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*, pp. 1–4. IEEE, 2011.
- [87] A. Leon-Garcia and S. M. Instructors. *Probability, Statistics, and Random Processes for Electrical Engineering*. Prentice Hall, 1994.
- [88] A. Leon-Garcia. *Probability, Statistics and Random Processes for Electrical Engineering*. Pearson Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, third edition, 2008.
- [89] K. Cho and D. Yoon. “On the General BER Expression of One and Two-Dimensional Amplitude Modulations”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 7, pp. 1074–1080, 2002.