Dissertação de Mestrado

Inatel
Instituto Nacional de Telecomunicações

MODELO PARA AVALIAÇÃO DE MODULAÇÕES DIGITAIS NA FAIXA DE ONDAS MILIMÉTRICAS

TIAGO MAGALHÃES DOS REIS

MARÇO/ 2018

Modelo para Avaliação de Modulações Digitais na Faixa de Ondas Milimétricas

TIAGO MAGALHÃES DOS REIS

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

ORIENTADOR: Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães.

Santa Rita do Sapucaí
2018

Reis, Tiago Magalhães dos
R3751m
Modelo para Avaliação de Modulações Digitais na Faixa de Ondas Milimétricas. / Tiago Magalhães dos Reis. – Santa Rita do Sapucaí, 2018.
98 p.

Orientador: Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães.
Dissertação de Mestrado em Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.
Inclui bibliografia.

1. Desbalanceamento I-Q 2. Modulação Digital 3. Rádio cognitivo 4. Não-linearidade 5. Ondas Milimétricas 6 Ruído de Fase 7. Mestrado em Telecomunicações. I. Guimarães, Dayan Adionel. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

Biblioteca "Ministro Oliveira Bilac Pinto"

Ficha Catalográfica elaborada pelo Bibliotecário da Instituição
CRB6-2718 – Paulo Eduardo de Almeida

Inatel
Mestrado em Telecomunicações

FOLHA DE APROVAÇÃO

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

Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães
INATEL

Prof. Dr. José Antonio Justino Ribeiro
INATEL

Prof. Dr. José Santo Guiscafré Panaro
UFF

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

"Não se pode criar experiência. É preciso passar por ela."

Albert Camus

Aos meus pais

Agradecimentos

Primeiramente a Deus por ter-me abençoado com toda a saúde necessária para a conclusão deste trabalho ao longo destes dois anos.

Aos meus pais, Benedito e Janete, que dedicaram longos anos de trabalho pesado para que eu pudesse ter uma ótima formação profissional. Além disso, me deram todo o apoio familiar em todas as horas da vida. Mesmo não tendo conhecimento na minha área, nunca deixaram de acreditar no meu sonho.

Um grande agradecimento ao meu orientador Prof. Dayan Adionel Guimarães por ter-me aceito como orientando e pelas inúmeras horas de discussão e apoio. Sem suas sábias palavras este trabalho não seria possível. Um grande amigo que levarei por toda vida. Também ao Prof. Rausley Adriano Amaral de Souza por ter tido a oportunidade de trabalhar como um de seus monitores.

A todo pessoal do laboratório *Lambda*, em especial ao amigo Wander (*in memoriam*) pelo grande companheirismo e amizade. Foram inúmeras horas de café e encontros promovidos fazendo com que o ambiente de trabalho se tornasse algo muito mais agradável. As inúmeras ajudas em conceitos teóricos e de programação tanto no MATLAB quanto no Latex, ao qual nosso amigo Lucas dos Santos é especialista. A outros tantos amigos da vida e aos que conheci durante o mestrado e que acompanharam meu progresso nestes anos. Muito obrigado a todos vocês!

Aos professores do mestrado e ao coordenador do curso de Engenharia Elétrica Antônio Alves Ferreira Júnior que contribuíram no meu desenvolvimento profissional.

Aos profissionais que trabalham na secretaria de pós-graduação do instituto, em especial à Gisele Moreira dos Santos ao qual recorri inúmeras vezes, pelos excelentes serviços prestados a toda a instituição.

Ao Inatel pela excelente instituição de ensino, infraestrutura e apoio às pesquisas. Ao todo foram quase sete anos de estudos que levarei por toda vida. Por fim, ao FINATEL pelos incentivos financeiros e por financiar este trabalho.

Índice

Lista de Figuras **xii**

Lista de Tabelas **xiii**

Lista de Siglas **xv**

Lista de Símbolos **xvii**

Resumo **xxi**

Abstract **xxiii**

1 Introdução **1**

1.1 Contextualização 1

1.2 Contribuições e estrutura da dissertação 3

1.3 Publicações 5

2 Modelos para Imperfeições e Degradações em Sistemas de Comunicação Digital **7**

2.1 Introdução 7

2.2 Ruído de Fase 8

2.3 Desbalanceamento I-Q 12

2.4 Não-linearidades 14

2.5 Canal de comunicação 19

2.5.1 Canal AWGN 21

2.5.2 Canal sem fio com desvanecimento 22

2.5.3 Interferência intersimbólica 27

2.6 Outras imperfeições dos equipamentos 29

2.6.1 Jitter 29

2.6.2 Imperfeições por conversão A/D e D/A 30

2.7 Combinação dos modelos de degradação 32

2.7.1 Modelo de Canal 32
2.7.2 Modelagem Conjunta de Imperfeições de Hardware e do Canal de Comunicação 33

3 Modelos de Sistemas de Comunicação Digital 37
3.1 Introdução 37
3.2 Sistema genérico e representação geométrica de sinais 37
3.3 Modelo contínuo para detecção coerente e não-coerente 40
3.3.1 Phase Shift Keying 40
3.3.2 Quadrature Shift Keying 42
3.3.3 Frequency Shift Keying 44
3.4 Modelo vetorial para detecção coerente e não-coerente 46
3.4.1 Apresentação do modelo vetorial 46
3.4.2 PSK - Modulação e Demodulação no modelo vetorial 48
3.4.3 QAM - Modulação e Demodulação no modelo vetorial 49
3.4.4 FSK - Modulação e Demodulação no modelo vetorial 49

4 Resultados Numéricos 51
4.1 Introdução 51
4.2 Efeito do ruído de fase 52
4.3 Influência do Desbalanceamento I-Q 54
4.4 Influência da Não-linearidade de Amplificação 56
4.5 Efeito da variação dos parâmetros do canal 58
4.6 Efeito combinado dos parâmetros 60
4.7 Imperfeições de hardware: diferença entre modelos 61

5 Conclusões e Oportunidades para Novas Pesquisas 67

Referências Bibliográficas 69

Lista de Figuras

2.1 *Exemplo de um sistema digital e a origem das imperfeições de hardware.* . . . 8
2.2 *Portadora ideal e real sob diferentes intensidades de ruído de fase.* 9
2.3 *Constelação 16QAM ideal e contaminada por ruído de fase.* 10
2.4 *Esboço do espectro de diferentes ruídos de fase em escala* $\log\log$. 10
2.5 *Diagrama em blocos do gerador de ruído de fase [1].* 11
2.6 *Receptores: (a) Super-Heteródino e (b) Conversão Direta.* 12
2.7 *Influência do desbalanceamento I-Q na recepção. [2]* 13
2.8 *Curva de transferência AM-AM de um amplificador genérico e ganho* $g = \sqrt{2}$ *para* $V_{sat} = 4$ *(linha cheia) e* 10 *(linha tracejada) com* $p = 0{,}81$, ... 16
2.9 *Curva de transferência AM-PM para duas tecnologias de transistores em 60 GHz: CMOS (tracejado) e GaAs (sólido) para três variações de* δ *em (2.11).* 17
2.10 *Constelação alterada pela não-linearidade: (a) AM-AM (b) AM-PM.* 18
2.11 *Cenário típico de multipercurso.* 20
2.12 *Exemplo de propagação em larga escala.* 22
2.13 *Exemplo de potência média local e potência média em área.* 23
2.14 *Exemplo de propagação em larga e pequena escala.* 24
2.15 *Cenário para interferência intersimbólica.* 28
2.16 *Portadoras I e Q gerando uma forma de onda cossenoidal de 8 amostras.* . . 34
2.17 *Modelo em blocos da implementação do sistema.* 34

3.1 *Exemplo de sinais ASK, PSK e FSK binários.* 38
3.2 *Transmissor genérico.* 39
3.3 *Receptor Genérico.* 40
3.4 *Geração de um sinal MPSK.* 41
3.5 *Receptor MPSK.* 42
3.6 *Receptor MQAM a partir do L-PAM.* 43
3.7 *Receptor MQAM a partir do L-PAM.* 44
3.8 *Exemplo de modulação MFSK para* $m = 1$ *e* $m = 2$. 45
3.9 *Receptor MFSK genérico.* 46

3.10 *Modelo vetorial de transmissão e recepção genérico.* 46
3.11 *Densidade espectral de potência do sinal 4-FSK gerado.* 50

4.1 *BER e* E_b/N_0 *e ruído de fase* $\sigma^2_{\text{ph}} = 13{,}411 \times 10^{-5}$. 53
4.2 *BER versus* σ^2_{ph}, *para* $E_b/N_0 = 26$ *dB.* 54
4.3 *BER e* E_b/N_0 *com* $\rho = 0{,}35$ *dB e* $\theta = 3{,}5°$. 55
4.4 *BER versus* ρ *e* $\frac{\theta}{10}$, *para* $E_b/N_0 = 26$ *dB.* 56
4.5 *BER e* E_b/N_0 *com* $V_{\text{sat}} = 6$ *V e* $\delta = -6000$. 57
4.6 *BER versus* V_{sat} *e* $-\frac{\delta}{V_{\text{sat}}}$, *para* $E_b/N_0 = 26$ *dB.* 57
4.7 *BER e: (a) sombreamento* σ_{sh} *(b) expoente de atenuação* γ *(c) frequência da portadora* f_c, *com* $E_b/N_0 = 26$ *dB no receptor.* 59
4.8 *BER versus* E_b/N_0 *na recepção, para* $\sigma^2_{\text{ph}} = 1{,}345 \times 10^{-5}$ *rad*^{2}, $\rho = 0{,}2$ *dB e* $\theta = 2°$, $V_{\text{sat}} = 8$ *V e* $\delta/8 = -6000$, $\sigma_{\text{sh}} = 9$ *dB,* $\gamma = 4$ *e* $f_c = 60$ *GHz.* 60
4.9 *EVM resultante do desbalanceamento I-Q e não-linearidade do amplificador* 63
4.10 *Diferença de EVM causado através da variável* η. 63
4.11 *BER e* E_b/N_0 *para imperfeições modeladas de maneira separada (linha cheia) e por* η *(triângulos): (a) PSK e (b) QAM.* 65

Lista de Tabelas

2.1 *Cálculo da variância dos sinais de entrada dos filtros da Figura 2.5 [1].* . . 12

4.1 *Faixa de valores para avaliação [3], [4] e [5].* 52
4.2 *Faixa de valores para análise das imperfeições.* 62

Lista de Siglas

3G	Sistema de telefonia móvel de terceira geração
3GPP	*3rd Generation Partnership Project*
4G	Sistema de telefonia móvel de quarta geração
5G	Sistema de telefonia móvel de quinta geração
A/D	Analógico-digital
AM-AM	*Amplitude Modulation - Amplitude Modulation*
AM-PM	*Amplitude Modulation - Phase Modulation*
ASK	*Amplitude-shift keying*
AWGN	*Additive white Gaussian Noise*
BER	*Bit error ratio*
BPSK	*Binary Phase-shift keying*
CMOS	*Complementary Metal-Oxide Semiconductor*
D/A	Digital-analógico
DBPSK	*Differentially Binary Phase-shift keying*
DC	*Direct current*
DCDJ	*Duty-cycle dependent jitter*
DDJ	*Data-dependent jitter*
DEP	Densidade espectral de potência
DJ	*Deterministic jitter*
EVM	*Error vector magnitude*
FSK	*Frequency-shift keying*
GaAs	*Gallium arsenide*
HEMT	*High-electron-mobility transistor*
IBO	*Input backoff*
IIS	Interferência Intersimbólica
LOS	*Line-of-sight*
LR-WPAN	*Low-Rate Wireless Personal Area Networks*
LTE	*Long term evolution*
LUT	*Look-up table*
ML	*Maximum likelihood*

NLOS	*Non line-of-sight*
PAM	*Pulse amplitude modulation*
pHEMT	*pseudomorphic High-electron-mobility transistor*
PJ	*Periodic jitter*
PLL	*Phase-locked Loop*
PSK	*Phase-shift keying*
QAM	*Quadrature amplitude modulation*
QPSK	*Quaternary Phase-shift keying*
RF	Radiofrequência
RJ	*Random jitter*
RMS	*Root-mean square*
SER	*Simbol error ratio*
SNR	*Signal-to-noise ratio*
SNR_Q	*Signal-to-quantization noise ratio*
S/P	Série-paralelo
SSA	*Solid state amplifier*
VCO	*Voltage-controlled oscillator*
Wi-Fi	*Wireless fidelity*

Lista de Símbolos

α	Índice do ruído de fase
φ	Ângulo entre o sentido de deslocamento e a chegada da frente de onda
ϱ	Ângulo de chegada do sinal
$A(t)$	Componente de modulação em amplitude de um sinal
A_u	Amplitude da componente dominante
B	Largura de faixa ocupada pelo sistema
B_c	Banda de coerência
β	Parâmetro de ajuste da função AM-PM
c	Velocidade da luz no vácuo
C_2	Coeficiente de desbalanceamento I-Q
h	Ganho do canal entre transmissor e receptor
$C(f)$	Resposta em frequência do filtro de recepção
$R(.)$	Função de correlação de um sinal
$c(t)$	Resposta ao impulso do filtro de recepção
d	Distância entre transmissor e receptor
d_0	Distância de referência
δ	Parâmetro de ajuste da função AM-PM
$\Delta[n]$	Incremento do ruído de fase Browniano
Δt	Intervalo de tempo entre duas amostras
$\Delta\theta$	Diferença de fase entre dois pontos
E	Energia de símbolo
E_b	Energia de bit
ρ_{espec}	Eficiência espectral
e_r	Distorção entre entrada e saída do dispositivo $\mathbb{Q}(.)$
σ_t	Espalhamento de atraso do canal
$\mathbb{E}\{.\}$	Operador de esperança
η	Modela o desbalanceamtno I-Q e as não-linearidades do amplificador
$\mathcal{K}$	Fator de Rice
$\boldsymbol{\phi}$	Função base na forma vetorial
f_c	Frequência da portadora

f_d	Frequência Doppler
f_m	Máxima frequência Doppler
$\phi(t)$	Função base
g	Ganho do amplificador para pequenos sinais
$G_A(.)$	Função de transferência AM-AM do amplificador
γ	Expoente de atenuação do percurso
$G(f)$	Resposta em frequência do filtro de transmissão
$G_\psi(.)$	Função de transferência AM-PM do amplificador
G_R	Ganho da antena de recepção
G_T	Ganho da antena de transmissão
$g(t)$	Resposta ao impulso do filtro de transmissão
$H(f)$	Função de transferência do meio entre o transmissor e receptor
h_{los}	Ganho do canal para a componente com visada direta
h_{nlos}	Modela o desvanecimento sem linha de visada
$h(t)$	Resposta ao impulso do canal de comunicação
$H(z)$	Função de transferência do filtro que modela o ruído de fase
I_0	Função de Bessel de ordem zero
I_d	Corrente de coletor/dreno do transistor
I_{erro}	Diferença entre o símbolo medido e o de referência na componente I
$\Im\{.\}$	Parte imaginária de $\{.\}$
I_{meas}	Componente em fase do símbolo medido
I_{ref}	Componente em fase do símbolo de referência
t_{aj}	Jitter de abertura
k	Quantidade de bits presente em um símbolo
K_α	Constante que modela a intensidade da DEP ruído de fase
k_{B}	Constante de Boltzmann
λ	Comprimento de onda
$L(d)$	Atenuação no espaço livre
$\overline{\overline{L}}(d_0)$	Atenuação de média em área
$\overline{L}(d)$	Atenuação de média local
M	Ordem de modulação
$\|.\|$	Operação módulo de um número complexo
N	Quantidade de funções base em um sistema
N_0	Densidade espectral de potência do ruído térmico
N_B	Potência de ruído ao longo de uma faixa B
$\|\|.\|\|$	Operação matemática norma
$N_p(t)$	Número de percursos de propagação
$\nu[n]$	Amostra de ruído AWGN na saída do detector
N_s	Número de símbolos recebidos

$\nu(t)$	Ruído AWGN presente na saída do filtro de recepção
p	Grau de amortecimento da função de transferência do amplificador
$\overline{\overline{P}}(d)$	Potência média em área
$p_s(s)$	função densidade de probabilidade de $s(t)$
$P(f)$	Resposta em frequência proveniente da cascata entre os filtros e o canal
P_{rx}	Potência de recepção
$\psi(t)$	Componente de modulação em fase de um sinal
$p(t)$	Resposta ao impulso proveniente da cascata entre os filtros e o canal
P_{tx}	Potência de transmissão
Q_0	Fator de qualidade do ressonador do oscilador quando sem carga
q_1	Parâmetro de ajuste da função AM-PM
q_2	Parâmetro de ajuste da função AM-PM
Q_{erro}	Diferença entre o símbolo medido e o de referência na componente Q
I_{meas}	Componente em quadratura do símbolo de referência
I_{ref}	Componente em quadratura do símbolo de referência
R	Taxa de símbolos
$r_1[n]$	Amostra do sinal sob influência do ruído de fase
$r_2[n]$	Amostra do sinal sob influência do desbalanceamento I-Q
$r_3[n]$	Amostra do sinal sob influência do amplificador
$r_4[n]$	Amostra do sinal sob influência das imperfeições estudadas
R_b	Taxa de bits
$\Re\{.\}$	Parte real de $\{.\}$
$R(f)$	Densidade espectral de potência do sinal na entrada do receptor
ρ	Grau de desbalanceamento de amplitude entre as componentes I e Q
α_{roll}	Fator de *roll-off* do filtro raiz cosseno elevado
$r(t)$	Sinal na entrada do receptor no domínio do tempo
$\mathbf{r}$	Sinal recebido na forma de vetor
$S_\nu(f)$	Densidade espectral de potência do ruído AWGN
$S(f)$	Densidade espectral de potência do sinal $s(t)$
$s_I(t)$	Componente do sinal $s(t)$ que modula a portadora em fase
σ^2_{hw}	Variância do desbalanceamtno I-Q e as não-linearidades do amplificador
σ^2_{ph}	Variância total do ruído de fase
$\sigma^2_{\text{ph}\alpha}$	Variância do ruído de fase de índice α
σ^2_{sh}	Desvio padrão do sombreamento
σ^w_u	VariÃ¢ncia das componentes do multipercurso
s_{ij}	Coeficiente do vetor $\mathbf{s}_i$
$s[n]$	Símbolo transmitido complexo na saída do detector
$s_Q(t)$	Componente do sinal $s(t)$ que modula a portadora em quadratura

$s_{RF}(t)$	Sinal genérico transmitido em banda passante no domínio do tempo
$s(t)$	Sinal genérico modulado em banda base no domínio do tempo
$S_{\vartheta}(f)$	Densidade espectral de potência do ruído de fase
$\mathbf{s}$	Sinal na forma de vetor
$r_3(t)$	Sinal sob influência somente do amplificador no domínio do tempo
T	Tempo de símbolo
τ	Atraso de propagação
T_b	Tempo de bit
T_e	Temperatura equivalente de ruído
T_c	Tempo de coerência
θ	Grau de desbalanceamento de fase entre as componentes I e Q
$\Theta_\alpha[n]$	Amostra de ruído de fase do tipo $1/f^\alpha$ na saída do detector
$\Theta[n]$	Amostra de ruído de fase total na saída do detector
$[.]^{\mathrm{T}}$	Transposto da matriz ou vetor
V_{AD}	Amplitude máxima da faixa dinâmica do conversor A/D
σ_s^2	Variância do sinal $s(t)$
$\vartheta(t)$	Variação de fase no sinal de um oscilador
V_d	Tensão de coletor/dreno do transistor
υ	Velocidade de deslocamento do dispositivo móvel
V_{err}	Erro no valor da amostra
$V_I(t)$	Sinal de saída da portadora em fase
$V_Q(t)$	Sinal de saída da portadora em quadratura
V_{sat}	Amplitude de saturação na entrada do amplificador
$V(t)$	Sinal gerado por um oscilador genérico
$w_\alpha[n]$	Ruído Gaussiano branco com variância $\sigma^2_{\mathrm{ph}\alpha}$
X	Variável que modela o sombreamento
$\xi(t)$	Variação de amplitude no sinal de um oscilador
$y(t)$	Sinal na saída correlator no domínio do tempo
ζ	Fator de escala que modela a relação entrada e saída do dispositivo $\mathbb{Q}(.)$

Resumo

Reis, T. M. Modelo para Avaliação de Modulações Digitais na Faixa de Ondas Milimétricas [dissertação de mestrado]. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações; 2018.

O emprego das ondas milimétricas nos sistemas de comunicações sem fio promete solucionar o problema da escassez espectral experimentada nas faixas de frequências mais baixas permitindo elevadas taxas de transmissão. Entretanto, elementos de degradação do sinal que não são de extrema importância em frequências mais baixas passam a ser dominantes na faixa de ondas milimétricas, impondo grandes obstáculos de ordem prática ao desenvolvimento desses sistemas. Dentre esses elementos destacam-se a elevada atenuação no sinal e complicações de hardware como o ruído de fase, o desbalanceamento I-Q e a não-linearidade dos amplificadores. Nesta dissertação combinam-se recentes modelos de degradação propostos na literatura, em um novo modelo com objetivo de avaliar o desempenho de modulações FSK com detecção não-coerente e PSK e QAM com detecção coerente através deste novo modelo. Resultados apontam que a modulação FSK não é uma solução incondicionalmente robusta frente a tais degradações, como recentemente defendido na literatura.

Palavras-chave: desbalanceamento I-Q, modulação digital, não-linearidade, ondas milimétricas, ruído de fase.

Abstract

Reis, T. M. Evaluation Model for Digital Modulations in Millimeter Wave Range [master dissertation]. Santa Rita do Sapucaí: National Institute of Telecommunications; 2018.

The use of millimeter waves in wireless communication systems paves the way for solving the problem of spectrum scarcity currently experienced in lower frequencies, yet allowing for higher bit rates. However, impairments that are not of major importance in lower frequencies become relevant in the millimeter wave range, for instance the high signal attenuation and hardware impairments like phase noise, I-Q imbalance, and amplifier nonlinearities. In this dissertation, recent models proposed in the literature for such impairments are combined in a new model for assessing the performance of digital modulations. The proposed model is then applied to the performance analysis of the M-ary frequency-shift keying (MFSK) modulation with non-coherent detection, and to the M-ary phase-shift keying (MPSK) and M-ary quadrature amplitude modulation (MQAM) with coherent detection. The results brought out the different degrees of robustness of these modulations to the modeled impairments, highlighting the attractiveness of the MFSK and the 16QAM modulations. Moreover, it is unveiled that the MFSK is not always a robust solution, contrasting with recent claims in the literature.

Keywords: digital modulation, I-Q imbalance, millimeter waves, nonlinearity, phase noise.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

O AVANÇO das tecnologias de comunicação permite cada vez mais que usuários e/ou dispositivos possam trocar informações entre si. No campo das comunicações sem fio, nos últimos anos padrões como 3G, 4G, Wi-Fi, etc, foram amplamente utilizados para a conexão de dispositivos móveis. Porém, toda tecnologia a partir de determinado ponto não consegue suprir as necessidades que vão surgindo, seja por limitação da própria tecnologia ou dos recursos utilizados, sendo neste caso o principal deles o espectro eletromagnético. Com o intuito de permitir uma quantidade maior de dispositivos e aumentar ainda mais as taxas de transmissão envolvidas, surge então o 5G. Estima-se que no ano de 2020, mais de 50 bilhões de dispositivos estejam conectados à rede de dados [6]. Para atender toda esta demanda, novas soluções surgem e o uso da faixa de ondas milimétricas para as comunicações sem fio apresenta-se como uma tendência para o 5G [7].

A faixa de ondas milimétricas situa-se entre as frequências de 30 a 300 GHz e, três sub-faixas de frequências vêm sendo estudadas: a faixa entorno de 30 GHz, 60 GHz e a faixa de 70/80 GHz, conhecida como Banda E [8]. Devido as altas frequências e possibilidade de largura de faixa de até gigahertz, o emprego de sistemas de comunicação nestas regiões do espectro abre caminho para a transmissão de informações na ordem de gigabits por segundo (Gb/s), podendo então ser comparado as transmissões que utilizam fibra óptica [8]. Entretanto, o aumento da frequência implica em maiores obstáculos, tais como maior perda por atenuação no espaço livre, por vapor d'água, absorção de oxigênio, etc, e maiores complicações nos equipamentos [7]. Estes são um dos principais fatores que limitam o uso para aplicações sem fio a distâncias de até

poucos quilômetros. Como exemplo, um sistema de micro-ondas ponto-a-ponto operando em 23 GHz com modulação 256QAM (*quadrature amplitude modulation*) pode chegar a uma distância de 3 km com 1,4 Gb/s de taxa de transmissão, enquanto que um sistema operando na faixa de 70/80 GHz usando uma modulação antipodal pode chegar a 1,9 km porém com uma taxa de 3 Gb/s [8].

Na questão dos equipamentos envolvidos, quanto maior a frequência maiores são as limitações. Imperfeições que afetam pouco os sistemas que operam em frequências mais baixas passam a ser relevantes ao projeto de sistemas em ondas milimétricas. Como exemplo de tais imperfeições podem ser citados o ruído de fase, o desbalanceamento I-Q e as não-linearidades dos amplificadores, além do próprio ruído térmico [2, 7, 8]. Além disso, as elevadas atenuações causadas por bloqueio da onda eletromagnética nesta faixa espectral, aliadas ao desvanecimento por multipercurso e ao sombreamento, adicionam um grau de desafio ainda maior ao projeto de tais sistemas.

De acordo com [8], sistemas que utilizam frequências tão elevadas normalmente são utilizados quando há linha de visada (LOS, *line-of-sight*) e, devido a isso, o tempo de coerência do canal é muito grande se comparado, por exemplo, ao tempo de variação do ruído de fase dos osciladores. Isto significa que o ruído de fase pode se tornar um obstáculo, contribuindo assim para o aumento da taxa de erro de bit (BER, *bit error rate*).

Uma maneira de aumentar o alcance dos enlaces sem fio é através do uso de estações repetidoras, cuja função é amplificar e retransmitir os sinais permitindo maiores distâncias entre dispositivos ou células até uma estação central [6, 3]. Uma característica importante e desejável é que o custo destas estações seja baixo, justificando sua implantação. Como consequência do baixo custo, a qualidade dos equipamentos envolvidos será menor. Em [3], é feita uma análise de desempenho destas estações levando em consideração o desbalanceamento I-Q e as não-linearidades sendo modeladas de maneira conjunta. Como resultado, observa-se que a taxa de erro de bits atinge um patamar de erro, que é maior quanto pior for a qualidade dos componentes.

Nas modulações digitais da família FSK (*frequency-shift keying*), diferente das modulações PSK (*phase-shift keying*) e QAM, o aumento da ordem de modulação (número de símbolos) para uma mesma taxa de bits resulta em uma maior largura de faixa do sinal modulado. Com a escassez de espectro eletromagnético em frequências abaixo de 30 GHz, esta característica é um fator limitante. Isto faz com que o uso da modulação FSK esteja restrito a sistemas de banda estreita, com algumas poucas aplicações em sistemas de alta capacidade como em equipamentos para radioenlaces digitais. Si-

tuação contrária a faixa de ondas milimétricas, onde o espectro ainda é pouco utilizado e o FSK pode se tornar uma opção. Atualmente o FSK e suas derivações estão sendo largamente utilizados em sistemas baseados no padrão 802.15.4 (LR-WPAN, *low-rate wireless personal area networks*) [9], cujo foco são aplicações que envolvam hardware de baixa complexidade e baixas taxas de transmissão [10, 11].

Analisando somente a capacidade de transmissão de bits entre *M*PSK, *M*QAM e *M*FSK, um sistema com 1 GHz de largura de faixa utilizando modulação com ordem $M = 4$, para as duas primeiras técnicas seria possível, em teoria, a transmissão de 1 Gb/s enquanto que para a última, apenas 400 Mb/s [12]. Caso M seja igual a 64, a taxa seria de 3 Gb/s e 92,31 Mb/s, respectivamente. Apesar das aparentes desvantagens da modulação por chaveamento de frequência em relação a eficiência espectral, o FSK apresenta outra característica que se diverge para as demais. O aumento de M, resulta em uma queda da BER. Aliado a esta característica, a detecção não-coerente reduz a complexidade do receptor, visto que o conhecimento da fase do sinal recebido e/ou da amplitude, para este tipo de detecção, não agrega informação adicional. Como a informação está sendo carregada através da frequência da portadora, isto faz com que seja possível a utilização do FSK em uma região não linear de trabalho dos amplificadores, resultando assim em uma melhor eficiência energética por parte destes. Além deste tipo de detecção, o uso dessa modulação em receptores com conversão direta (*direct-conversion receivers* ou *zero-IF receivers*), torna-se atrativo devido à possibilidade de se obter robustez frente ao desvio DC (*DC-offset*), característico deste tipo de receptor [13]. Ademais, pesquisas recentes indicam que o FSK com detecção não-coerente se apresenta como uma interessante solução para a faixa de ondas milimétricas, dada sua robustez frente a outras imperfeições do hardware e do canal [7, 14].

1.2 Contribuições e estrutura da dissertação

Nesta dissertação, combinam-se recentes modelos de degradação do canal e de imperfeições de hardware na construção de um novo modelo para avaliação do desempenho de modulações digitais na faixa de ondas milimétricas. Além do modelo proposto ser mais realista que aquele sugerido em [7], os valores que governam as intensidades das degradações de hardware foram criteriosamente escolhidos de forma a representarem valores práticos e que estejam em conformidade com os atuais avanços tecnológicos.

Outro ponto importante neste trabalho é avaliar o desempenho dos sistemas sem

que nenhuma técnica de compensação das imperfeições fosse utilizada. O intuito desta abordagem é destacar o quanto cada uma das degradações influencia no desempenho final dos sistemas. Portanto, técnicas que envolvam, como por exemplo, cabeçalhos com símbolos piloto para correção do ruído de fase, correção do nível DC da constelação, pré-distorção da não-linearidade do amplificador e compensação das variações de amplitude causadas pelo canal não foram alvo deste estudo [2] [12]. Outras técnicas como codificação de canal e códigos corretores de erro também não foram empregados.

À partir de tais considerações, serão avaliados os desempenhos das modulações FSK com detecção não-coerente e PSK e QAM com detecção coerente. Resultados demonstram que a modulação FSK se apresenta como uma robusta solução frente às degradações analisadas (não com a grande vantagem reportada em [7] a partir de um modelo mais simples e com níveis superdimensionados para as imperfeições de hardware), com taxa de erros de bits menores do que as modulações PSK e QAM, quando empregados hardwares de baixa qualidade. Por fim, é demonstrado a diferença de desempenho do modelo proposto com o modelo apresentado em [7].

O restante do trabalho está dividido da seguinte forma: o Capítulo 2 apresenta a caracterização individual das três principais imperfeições de hardware que serão tratadas ao longo do texto e que serão utilizadas no modelo proposto. Também é demonstrado outros fatores presentes e que podem causar queda de desempenho em sistemas de comunicação, entre eles o canal de comunicação. Após estes conceitos, é apresentado o modelo proposto neste trabalho e como sua aplicação é feita. O Capítulo 3 introduz conceitos básicos relacionados as modulações digitais empregadas através de uma análise no domínio do tempo e a conversão desta para o domínio vetorial. Além de apresentar os diagramas do transmissor, canal e receptor, é apresentado como são empregadas as funções de modulação e demodulação dos sistemas disponibilizadas pelo software MATLAB. O Capítulo 4 detalha as configurações para as simulações que serão realizadas ao longo do trabalho como a intensidade das imperfeições, da perda no espaço livre e sombreamento, apresentando os resultados obtidos e comparando o desempenho entre as técnicas de modulação FSK, PSK e QAM. Com intuito de diferenciar a utilização entre o modelo de sistema apresentado em [7], ao final é feita uma comparação entre o desbalanceamento I-Q e as não-linearidades sendo modeladas de maneira conjunta, através de uma única variável, ou separadas. Por fim, o Capítulo 5 apresenta uma conclusão sobre os resultados.

1.3 Publicações

Os seguintes artigos foram produzidos à partir das pesquisas deste trabalho:

❶ T. M. Reis e D. A. Guimarães, "Modelo para Avaliação de Modulações Digitais na Faixa de Ondas Milimétricas," *XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais*, São Pedro, SP, 3-6 de Setembro, 2017

❷ T. M. Reis and D. A. Guimarães, "Impairment Model for Performance Evaluation of Digital Modulations in the Millimeter Wave Range," *Journal of Communication and Information Systems*, Submitted.

Capítulo 2

Modelos para Imperfeições e Degradações em Sistemas de Comunicação Digital

2.1 Introdução

Como mencionado, além do ruído térmico outras fontes de imperfeições degradam o desempenho dos equipamentos de comunicação como por exemplo, o ruído de fase, o desbalanceamento I-Q e a não-linearidade dos amplificadores, etc. Reproduzir tais imperfeições dos equipamentos com o intuito de antecipar o comportamento dos sistemas, pode se tornar uma tarefa árdua a medida que modelos mais sofisticados são aplicados. A Figura 2.1 apresenta a origem das imperfeições citadas. A intensidade do ruído de fase presente nos osciladores depende da sua qualidade e também da quantidade de blocos multiplicadores de frequência, caso utilizados. O desbalanceado I-Q é ocasionado devido as diferenças entre amplitude e fase das correspondentes componentes. A não-linearidade é ocasionada caso os amplificadores empregados estejam trabalhando em um região não linear de amplificação do sinal. Além destas fontes de degradação provenientes do hardware, a geração das próprias formas de onda, tanto no transmissor quanto no receptor pode não ser perfeita, uma vez que há a utilização de conversores analógico-digital (A/D) e este processo já introduz erro no sistema. Na etapa de decisão, também podem ocorrer erros, pois os instantes de amostragem podem sofrer variação e com isso a amostra pode não ser retirada no instante ótimo. Por fim, o meio de comunicação impõe forte limitação no desempenho, principalmente em

ambientes sem fio.

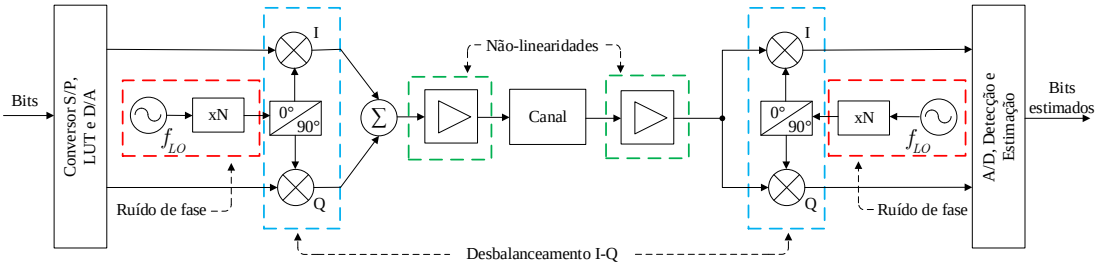


Figura 2.1: *Exemplo de um sistema digital e a origem das imperfeições de hardware.*

2.2 Ruído de Fase

Osciladores desempenham um importante papel nos sistemas de comunicação com ou sem fio. São responsáveis na geração de sinais de sincronismo, pulsos empregados em radares, portadoras para translado de sinais, etc. Na geração de portadoras, um oscilador deve gerar um sinal com frequência que não sofra qualquer tipo de alteração. Este sinal periódico, no domínio da frequência, pode ser representado por um impulso de Dirac na frequência da portadora. Entretanto, devido as imperfeições dos componentes e ao ruído inerente em qualquer sistema, o sinal gerado apresentará variações tanto de amplitude quanto de fase, sendo representado por

$$V(t) = [1 + \xi(t)] \cos[2\pi f_c t + \vartheta(t)], \tag{2.1}$$

sendo $\xi(t)$ a variação de amplitude, f_c é a frequência da portadora e $\vartheta(t)$ as variações de fase do sinal gerado. Estas variações de fase acarretam um desvio de frequência do sinal em torno da frequência central. Portanto, quanto mais intenso for o ruído de fase de um oscilador maiores serão as componentes de frequência em torno do tom desejado e menor será a amplitude da frequência central. Este comportamento pode ser observado na Figura 2.2. As variações de amplitude do sinal são negligíveis em relação as variações de fase, podendo ser desconsiderados [15].

Admitindo que o ruído de fase permaneça constante dentro de um período de símbolo $nT \leqslant t < (n+1)T$, a n-ésima amostra do sinal de saída do detector do receptor, $r_1[n] \in \mathbb{C}$, sob influência do ruído de fase e ruído térmico, pode ser representada por

$$r_1[n] = s[n]e^{j\Theta_2[n]} + \nu[n], \tag{2.2}$$

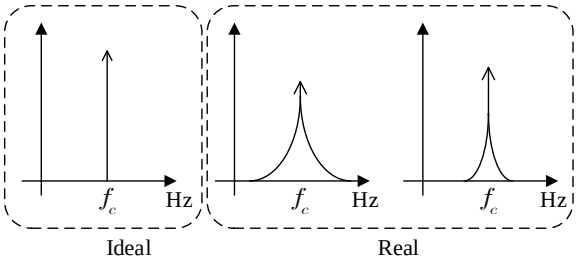


Figura 2.2: *Portadora ideal e real sob diferentes intensidades de ruído de fase.*

em que $s[n] \in \mathbb{C}$ representa o símbolo transmitido, $\Theta_2[n] \in \mathbb{R}$ e $\nu[n] \sim \mathbb{C}\mathcal{N}(0, N_0)$ representam as amostras do ruído de fase e do ruído AWGN (*additive white Gaussian noise*), respectivamente, sendo N_0 a sua densidade espectral de potência (representando a potência do ruído complexo na saída do detector). Um modelo de ruído de fase bastante empregado para osciladores conhecidos como *free running*[1] consiste na interpretação deste como um processo de Wiener, ou movimento Browniano [16, 17], dado por

$$\Theta_2[n] = \Theta_2[n-1] + \Delta[n], \tag{2.3}$$

sendo que a diferença entre a amostra atual e a anterior é dada por uma variável aleatória $\Delta[n] \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2_{\text{ph2}})$ e σ^2_{ph2} é a variância do processo [4].

A Figura 2.3 apresenta uma constelação 16QAM sendo corrompida pelo ruído de fase dado por (2.2). Na imagem, para verificar a distorção causada pelo ruído de fase, foi desprezada a influência do ruído AWGN. A constelação corrompida (imagem da direita) apresenta uma rotação aleatória ao redor do centro. Esta rotação é mais intensa em símbolos de maior energia. Para este exemplo foi utilizado um ruído com variância $\sigma^2_{\text{ph2}} = 39 \times 10^{-5}$ rad^2, resultando em um EVM (*error vector magnitude*) de aproximadamente 12,3%. Este valor de EVM atende ao requisito de 12,5% permitido para o 16QAM no enlace direto do sistema LTE (*long term evolution*) padronizado pelo 3GPP [18, Sec. 14.3.4]. Tais exigências de EVM para o padrão LTE asseguram que a vazão será reduzida em cerca de 5%, admitindo um receptor de referência. Com isso, tal especificação impõe uma exigência mínima para a qualidade do hardware empregado. A medida de EVM indica o quanto uma constelação está próxima da ideal. Pode ser dada em porcentagem ou decibel e quanto mais próximo do 0% ou $-\infty$ dB, respectivamente, melhor será a constelação gerada pelo transmissor. O cálculo do EVM será melhor apresentado na Seção 4.7.

[1]Esta nomenclatura refere-se a osciladores que não necessitam de uma malha de realimentação ou sinal de referência. Este caso pode ser observado, por exemplo, na frequência de oscilação livre de um VCO quando este não é estimulado por algum sinal de entrada.

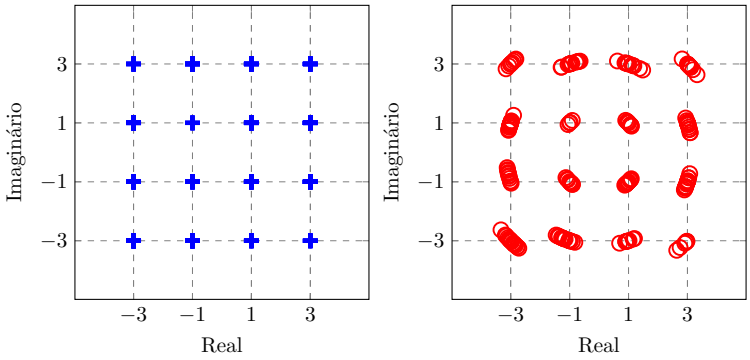


Figura 2.3: *Constelação 16QAM ideal e contaminada por ruído de fase.*

Certos tipos de ruído, como o ruído de fase, podem ser caracterizados como um movimento Browniano. Este modelo é muito utilizado em sistemas de comunicação, contudo não descreve o efeito causado pelo ruído de fase de uma forma mais realista. Além do movimento Browniano, também conhecido como ruído $1/f^2$ cuja densidade espectral de potência (DEP) unilateral apresenta um decaimento de -20 dB/dec, existem outros tipos [1] e [19]. A Figura 2.4 ilustra a densidade espectral de potência $S_\vartheta(f)$ de outros três principais ruídos de fase [1].

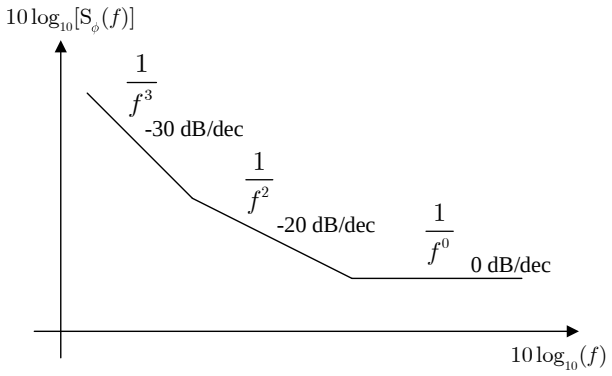


Figura 2.4: *Esboço do espectro de diferentes ruídos de fase em escala* log log.

Neste exemplo, além do processo de Wiener ($1/f^2$), há a presença do ruído de fase com fator de decaimento de -30 dB/dec ($1/f^3$) e de 0 dB/dec ou $1/f^0$. Sendo o eixo da abcissa a frequência da portadora, observa-se que há um forte decaimento da DEP do ruído com o aumento da frequência. Quanto maior for a largura de faixa que o sistema utiliza, mais determinado tipo de ruído de fase é predominante. Para sistemas com menor largura de faixa e, consequentemente, maior tempo de símbolo, ruídos como o $1/f^3$ e $1/f^2$ são mais agravantes. Contudo, na faixa de ondas milimétricas, há a possibilidade do uso de sistemas com vasta largura de faixa, como empregados em [20], onde o autor admite que o ruído de fase com DEP constante ($1/f^0$) é o principal limitador de desempenho. Através desta simplificação, a análise e o cálculo de uma

expressão fechada para EVM e SER (*symbol error ratio*) tornam-se menos complexos.

Como visto em [7], a geração do movimento Browniano pode ser realizada por meio de (2.3), na qual o valor da amostra atual depende do acumulado mais uma variável aleatória gaussiana com variância σ^2_{ph2}. Contudo, este tipo de geração pode ser generalizado para um sistema conforme a Figura 2.5, sendo o movimento Browniano dado pelo ramo central do diagrama. Verifica-se portanto que o ruído de fase total do oscilador é dado por $\Theta[n] = \Theta_0[n] + \Theta_2[n] + \Theta_3[n]$.

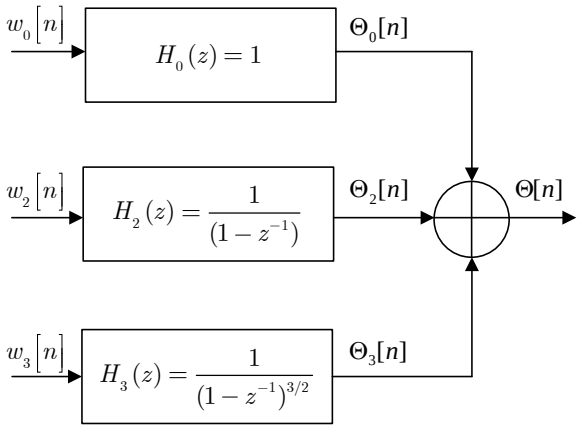


Figura 2.5: *Diagrama em blocos do gerador de ruído de fase [1].*

Para a geração do ruído de fase com diferentes características de decaimento, podem ser utilizados filtros que alteram as propriedades do ruído branco de entrada. Uma técnica para a geração destes ruídos é proposta por N. J. Kasdin [21], de modo que tais filtros podem ser descritos por

$$H_\alpha(z) = \frac{1}{(1-z^{-1})^{\alpha/2}}, \tag{2.4}$$

onde α é o índice do ruído de fase (0, 2 ou 3 neste modelo) e o sinal de de entrada $w_\alpha[n]$ é um ruído gaussiano branco do tipo $\mathcal{N}(0, \sigma^2_{\text{ph}\alpha})$. O emprego do método de Kasdin [21] portanto é capaz de fornecer como resultado um ruído cuja a DEP depende do α desejado. Para o uso do algoritmo, a variância do ruído de entrada $\sigma^2_{\text{ph}\alpha}$ é dada pela Tabela 2.1, sendo T a duração de símbolo e as constantes K_α ajustam a DEP conforme a intensidade do ruído de fase.

Tabela 2.1: *Cálculo da variância dos sinais de entrada dos filtros da Figura 2.5 [1].*

Tipo de ruído de fase	DEP	Variância de entrada.
$\Theta_0[n]$	K_0	$\sigma^2_{\text{ph0}} = K_0 T$
$\Theta_2[n]$	K_2/f^2	$\sigma^2_{\text{ph2}} = 4K_2 T\pi^2$
$\Theta_3[n]$	K_3/f^3	$\sigma^2_{\text{ph3}} = 8K_3 T^2\pi^3$

2.3 Desbalanceamento I-Q

Em sistemas onde há restrição tanto de espaço quanto de energia, como por exemplo em aparelhos móveis, surge a necessidade do melhor aproveitamento dos componentes, principalmente nas etapas de radiofrequência (RF). Utilizado ao longo dos anos, receptores super-heteródinos apresentam alta sensibilidade e alta seletividade, porém ao custo de uma quantidade maior de dispositivos e circuitos empregados tais como filtros, osciladores e amplificadores. Isto ocorre devido a presença de uma frequência intermediária [23]. Com o intuito de reduzir o consumo de potência e espaço, surge então a ideia dos receptores com conversão direta (*Zero-IF*), também conhecido como receptores homódinos, onde o sinal é convertido diretamente da faixa de RF para banda base. A Figura 2.6 exemplifica um modelo genérico para ambas as classes de receptores.

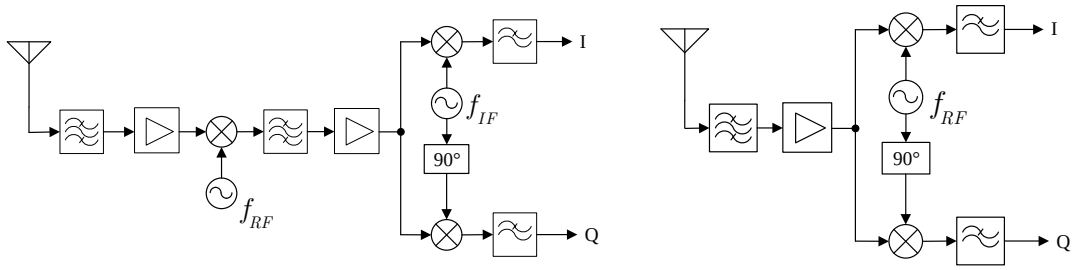


Figura 2.6: *Receptores: (a) Super-Heteródino e (b) Conversão Direta.*

Uma das principais vantagens do uso de receptores *Zero-IF* em relação aos super-heteródinos, além da menor quantidade de componentes, é o cancelamento da frequência imagem através do demodulador I-Q [23]. Entretanto, este tipo de receptor possui algumas desvantagens, podendo citar um nível de *offset* DC, vazamento de potência em rádios com operação *full duplex*, ruído de cintilação (*flicker noise* com decaimento $1/f$) e principalmente o desbalanceamento I-Q [2].

Em um sistema real, o modulador fase-quadratura não apresenta uma perfeita ortogonalidade entre as componentes I e Q. Este desbalanceamento geralmente é modelado como um erro de fase e/ou de amplitude. Tais erros podem ser modelados de forma simétrica [24][2], onde o erro é dividido igualmente entre as duas componentes (I e Q), ou de forma assimétrica, de modo que a componente em fase é considerada como ideal e o erro é inserido somente na componente em quadratura. De acordo com [2], as componentes em fase e quadratura no modelo assimétrico podem ser expressas por $V_I(t) = \cos(2\pi f_c t)$ e $V_Q(t) = \rho \sin(2\pi f_c t + \theta)$, sendo ρ e θ as constantes de desbalanceamento de amplitude e de fase, respectivamente. No caso do sistema ideal, $\rho = 1$ e $\theta = 0$. Portanto, considerando a representação em banda base do sinal modulado em sua forma exponencial [12, p. 148], $s(t) = A(t)e^{j\psi(t)}$, em que $A(t)$ representa a sua componente de modulação em amplitude e $\psi(t)$ representa a sua componente de modulação em fase, o sinal transmitido pode ser escrito como

$$s_{RF}(t) = 2\left[\Re\{s(t)\}\cos(2\pi f_c t) - \Im\{s(t)\}\rho \sin(2\pi f_c t + \theta)\right]. \tag{2.5}$$

Nesse caso, a n-ésima amostra complexa do sinal de saída do detector do receptor, sob influência de desbalanceamento I-Q, é dada por [2]

$$r_2[n] = C_1 s[n] + C_2 s^*[n] + v[n], \tag{2.6}$$

em que * denota o conjugado do sinal , $v[n]$ é a amostra complexa do ruído AWGN e as constantes dadas por

$$C_1 = (1 + \rho\, e^{-j\theta})/2, \qquad C_2 = (1 - \rho\, e^{j\theta})/2. \tag{2.7}$$

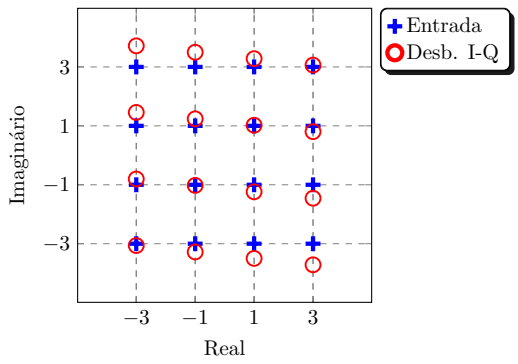


Figura 2.7: *Influência do desbalanceamento I-Q na recepção. [2]*

[2]O método simétrico utilizado em [24] pode ser estendido para o caso assimétrico.

Para o caso ideal, $C_1 = 1$ e $C_2 = 0$. Os valores de ρ podem ser expressos em porcentagem ou em escala logarítmica, enquanto que θ geralmente é expresso em graus ou radianos. Portanto, em (2.6) a parcela do sinal recebido é afetado pela adição do próprio sinal transmitido, dada a presença do sinal conjugado. A Figura 2.7 exemplifica a influência do desbalanceamento I-Q na transmissão de um sistema 16QAM desconsiderando a influência do ruído AWGN. Para este caso foi adotado um fator de desbalanceamento de amplitude e fase (ρ e θ) de 0,55 dB e 5,5°, resultando em um EVM de aproximadamente 11,9%. Note que o desbalanceamento desloca os símbolos da constelação em relação às suas posições ideais, principalmente àqueles das extremidades onde o aspecto da constelação se assemelha a figura de um losango.

2.4 Não-linearidades

Em sistemas de comunicação onde o meio de transmissão é o ar, devido a perda relacionada a atenuação pelo espaço livre, espalhamento, absorção, etc, em altas frequências, há a necessidade da amplificação do sinal, seja no transmissor, no receptor ou em ambos. Normalmente, quanto maior a potência do sinal na recepção, melhor será a qualidade da transmissão em termos da taxa de erros de bit. Dois importantes fatores de mérito em sistemas de comunicação são a relação sinal ruído (SNR, *signal-to-noise ratio*) e a relação energia de bit e densidade espectral de potência do ruído (E_b/N_0) que se relacionam por meio de

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_{\text{rx}}}{N_B}\frac{B}{R_b} = \text{SNR}\frac{B}{R_b}, \tag{2.8}$$

onde P_{rx} é a potência do sinal na recepção, N_B é a potência do ruído ao longo da largura de faixa, B é a largura de faixa do ocupada pelo sistema e R_b é a taxa de bits.

Contudo, para uma alta SNR o ganho fornecido pelos amplificadores pode fazer com que estes deixem sua região linear de trabalho. Um dos efeitos causados pela operação fora da faixa ideal, é o efeito de saturação na amplitude do sinal (*clipping* [2, Sec. 6.5.1]), que eleva a emissão fora da faixa. Em modulações onde a informação está contida no nível de amplitude, a não-linearidade pode comprometer a inteligibilidade do sinal, visto que a amplitude do sinal estará limitada pela amplitude de saturação do dispositivo.

Por outro lado, quando empregados em uma faixa linear, muitas vezes há a necessidade de uma redução na amplitude do sinal na entrada do amplificador (conhecido

como IBO, *input-backoff*), isto implica uma queda na eficiência de potência visto que o dispositivo está consumindo a mesma energia da fonte e fornecendo um ganho menor do que seria possível. Em dispositivos móveis, este consumo ineficiente de energia resulta na redução da vida útil da bateria.

A região linear de operação corresponde a amplitudes de entrada mais baixas, geralmente a 1/3 do valor máximo de saturação do componente; à medida que a amplitude aumenta a região não linear começa a ser atingida. A não-linearidade é prejudicial aos sinais com envoltória não constante, como é o caso de sinais QAM. No entanto, embora sinais PSK tenham envoltória constante, a filtragem a que tipicamente são submetidos antes da amplificação os transformam em sinais com envoltória não constante devido às transições de fase inerentes ao sinal modulado. Já sinais FSK com continuidade de fase têm a vantagem de praticamente manterem a sua envoltória constante após filtragem, sendo, portanto, menos susceptíveis aos efeitos de não-linearidade do amplificador [12].

Conforme [2], amplificadores de potência são uma das maiores fontes de não-linearidades ao longo da cadeia de transmissão. Para modelar o efeito das não-linearidades, utilizando a representação em banda base do sinal modulado em sua forma exponencial $s(t) = A(t)e^{j\psi(t)}$. Como resultado da amplificação não linear desse sinal, tem-se $r_3(t) = G_A[A(t)]e^{j\{\psi(t)+G_\psi[A(t)]\}}$ [2, p. 188], que na representação complexa aqui adotada pode ser reescrito como

$$r_3[n] = G_A(|s[n]|)e^{j\{\psi[n]+G_\psi(|s[n]|)\}}, \tag{2.9}$$

em que $G_A(\cdot)$ e $G_\psi(\cdot)$ são as funções de transferência amplitude-amplitude (AM-AM, *amplitude modulation - amplitude modulation*) e amplitude-fase (AM-PM, *amplitude modulation - phase modulation*) do amplificador [2], $|s[n]|$ e $\psi[n]$ são o módulo e o argumento de $s[n]$, respectivamente. A curva AM-AM descreve a relação entre a amplitude do sinal de saída em relação ao de entrada. Em [25], são apresentados alguns modelos que exemplificam o comportamento dos amplificadores. De maneira ideal, esta relação entre a entrada e saída deve possuir um comportamento dado por uma equação de reta não constante, de modo que a inclinação desta seja dada somente pelo ganho do dispositivo. Segundo o modelo modificado de Rapp [25, p. 440] a curva de transferência de ganho de amplitude do sinal pode ser descrita como

$$G_A(|s[n]|) = \frac{g|s[n]|}{\left[1+\left(\frac{g|s[n]|}{V_{\text{sat}}}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}}, \tag{2.10}$$

em que g, V_{sat} e p são, respectivamente, o ganho do amplificador, a amplitude de saturação na entrada do amplificador e o grau de amortecimento da função de transferência.

Já a curva AM-PM descreve como a fase do sinal na saída do amplificador será alterada de acordo com o nível de amplitude do sinal de entrada [25]. De maneira ideal, a curva de transferência AM-PM deve possuir um valor constante e o mais próximo do zero possível para toda a faixa de operação do amplificador. Caso contrário, sistemas que transmitem informação através de variação de fase, podem ser prejudicados. Para o caso de amplificadores de estado sólido (SSA, *solid state amplifier*), o efeito na fase no sinal é de menor importância se comparado ao efeito AM-AM [26]. Segundo o modelo modificado de Rapp [25, p. 440] pode ser caracterizada através de

$$G_{\psi}(|s[n]|) = \frac{\delta |s[n]|^{q_1}}{1 + \left[\frac{|s[n]|}{\beta}\right]^{q_2}}, \tag{2.11}$$

em que δ, q_1, q_2 e β são parâmetros de ajuste da função para melhor proximidade com medidas reais [25]. A Figura 2.8 apresenta alguns valores para os parâmetros $|s[n]|$, V_{sat} e p de forma genérica para a curva AM-AM [25]. Pode-se observar que quanto maior o valor de p, mais o amplificador se aproxima da curva ideal de ganho até o ponto onde ocorre a saturação do dispositivo. Consequentemente, quanto menor o valor de p, menor sera a região linear de trabalho do amplificador.

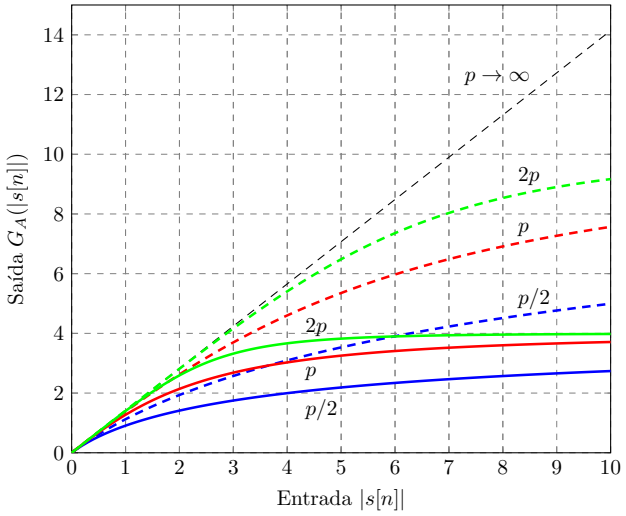


Figura 2.8: *Curva de transferência AM-AM de um amplificador genérico e ganho* $g = \sqrt{2}$ *para* $V_{sat} = 4$ *(linha cheia) e* 10 *(linha tracejada) com* $p = 0{,}81$*,*

A Figura 2.9 apresenta o desvio na fase do sinal de saída em relação ao sinal de entrada. Em tracejado a tecnologia CMOS (*Complementary Metal-Oxide Semiconductor*) é apresentada para um valor de $\delta = 2560$, $\beta = 0{,}114$, $q_1 = 2{,}4$ e $q_2 = 2{,}3$ e

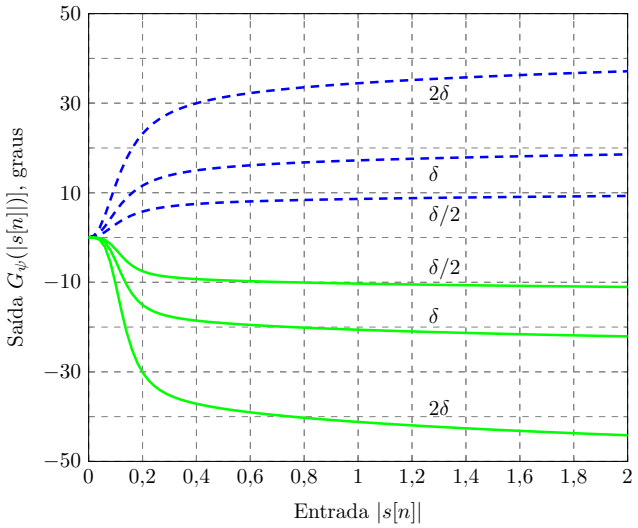


Figura 2.9: *Curva de transferência AM-PM para duas tecnologias de transistores em 60 GHz: CMOS (tracejado) e GaAs (sólido) para três variações de δ em (2.11).*

em linha sólida a tecnologia usada nos dispositivos de GaAs (*Gallium Arsenide*) com valor de $\delta = -48000$, $\beta = 0{,}123$, $q_1 = 3{,}8$ e $q_2 = 3{,}7$, conforme valores apresentados em [25]. Alterando somente o valor de δ para ilustrar o efeito deste parâmetro, verifica-se que as tecnologias apresentam polaridades contrárias na fase do sinal de saída. Quanto maior o valor de δ maior será a alteração na fase do sinal de saída. Por fim, a Figura 2.10 ilustra como uma constelação é alterada, de maneira individual, pelas não-linearidades tomando como base o amplificador da tecnologia usada nos dispositivos de GaAs. Para o exemplo da Figura 2.10 foi adotada uma modulação 16QAM e os parâmetros de (2.10) e (2.11) igual a $g = \sqrt{2}$, $V_{\text{sat}} = 6$, $p = 0{,}81$, $\delta = -48000/6$, $\beta = 0{,}123$, $q_1 = 3{,}8$ e $q_2 = 3{,}7$. A energia do sinal de entrada foi ajustada de modo que o EVM resultante do processo amplificação em relação as posições ideais (constelação com marcas vermelhas em relação àquela com marcas verdes na Figura2.10(a)) ficasse em torno de 12,5%, segundo a norma para o LTE. Nota-se que a curva AM-AM fez que com os símbolos mais distantes do centro da constelação não sejam amplificados como aqueles mais próximos ao centro, ou seja, há uma compressão no ganho. Isto faz com que a constelação se assemelhe a um círculo quanto maior for a diferença entre os ganhos. Quanto à curva AM-PM, seu efeito pode ser observado através da rotação em todos os símbolos do conjunto 16QAM no sentido horário em torno do centro, como já esperado (observar Figura 2.9). Utilizando a mesma energia média da constelação sob efeito da curva AM-AM, o EVM resultante causado somente pelo efeito da curva AM-PM foi de aproximadamente 6%. Isso comprova que os efeitos na fase do sinal são menos intensos do que aqueles observados na amplitude do sinal de entrada.

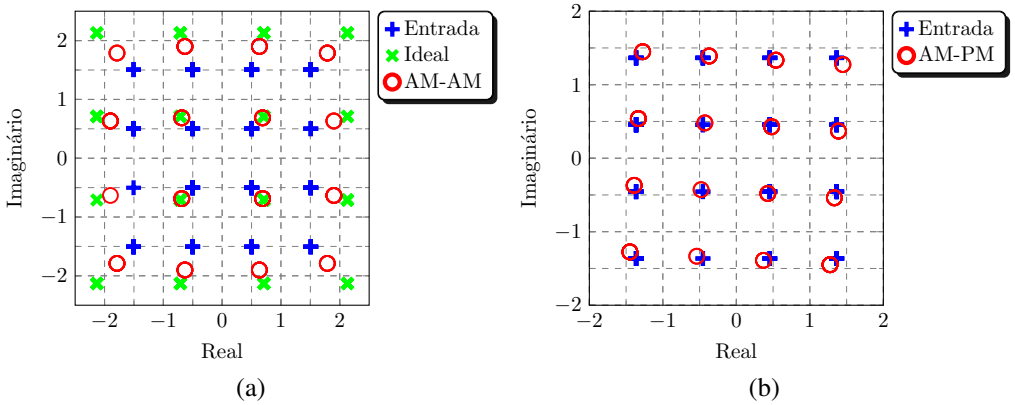


Figura 2.10: *Constelação alterada pela não-linearidade: (a) AM-AM (b) AM-PM.*

Através de (2.9)-(2.11) e das Figuras 2.8-2.10, nota-se que modulações onde a informação independe da amplitude ou fase do sinal, como é o caso das modulações baseadas em chaveamento de frequência e suas derivadas, praticamente não sofram das imposições causadas pelas não-linearidades do amplificadores. Neste caso, a eficiência de potência pode chegar ao máximo possível [27]. Esta característica faz com que a modulação FSK normalmente seja escolhida em aplicações onde a simplicidade dos circuitos e o tempo de vida útil da bateria sejam fatores de grande importância [10, 11].

Outro modelo de não-linearidade para amplificadores demonstra que para dispositivos com resposta não linear e sem memória, a relação entre a entrada e a saída pode ser descrita por $r_3(t) = G(s(t))$, sendo $s(t)$ e $r_3(t)$ sinais de entrada e saída do dispositivo $G(.)$ ao longo do tempo [28, Sec. 6.2.1].

Baseado no teorema de Bussgang [28] e, afirmando que, para sinais com distribuição gaussiana de potência atuando como entrada de um sistema não linear, a correspondente saída será uma versão atenuada mais um erro dado por uma variável aleatória gaussiana independente. Este modelo é válido para dispositivos sem memória e com resposta não linear se, e somente se, o sinal de entrada for um processo estocástico separável. Separabilidade de um processo significa que a esperança condicionada de um sinal de média zero, deve satisfazer [28, p. 130]

$$\mathbb{E}\{s(t-\tau)|s(t)\} = \frac{\mathbb{E}\{s(t-\tau)s(t)\}}{\mathbb{E}\{s^2(t)\}} \cdot s(t), \tag{2.12}$$

para todo $s(t)$ e τ, sendo $\mathbb{E}\{.\}$ o operador de esperança. Este princípio da separabilidade é válido para sinais, como por exemplo, processos gaussianos e modulados em fase. Portanto, considerando um processo separável de média zero e variância σ_s^2, a

saída do dispositivo $G(.)$ pode ser escrita como

$$r_3(t) = G(s(t)) = \zeta s(t) + e_r, \tag{2.13}$$

de modo de ζ é um fator de escala e e_r é uma distorção descorrelacionada com $s(t)$. O fator de escala ζ, pode ser calculado relacionando a correlação cruzada entre a entrada e a saída com a autocorrelação do sinal de entrada, de modo que, $\mathbb{E}\{s^*(t)r_3(t)\} = \zeta\mathbb{E}\{s^*(t)s(t)\}$. Baseado nesta relação, ζ pode ser obtido por meio de

$$\zeta = \frac{1}{\sigma_s^2}\int_{-\infty}^{\infty} sG(s(t))p_s(s)ds, \tag{2.14}$$

onde σ_s^2 é a variância ou potência do sinal e $p_s(s)$ é a função densidade de probabilidade de $s(t)$.

Segundo o autor em [28, p. 130], a validade do modelo de não-linearidade em (2.13) pode ser confirmada através de algumas constatações. Valores aleatórios de uma sequência linearmente modulada em instantes de tempo diferentes, podem ser vistos com uma variável aleatória independente e identicamente distribuída (i.i.d.) de média zero. Tal sequência de dados é um processo separável e atende o critério imposto em (2.12). Portanto, sinais em banda base são também um processo separável, uma vez que qualquer combinação linear de processos separáveis independentes com densidade espectral de potência idênticos é separável. De acordo com o Teorema do Limite Central[3], o sinal recebido através de um canal com vários multipercursos e contaminado pelo ruído AWGN possui distribuição aproximadamente gaussiana e é um processo separável. Portanto, o modelo em (2.13) pode ser considerado uma aproximação para um modelo de não-linearidade do sinal recebido, desde que este ruído possui nível muito menor que o sinal para uma detecção confiável [28, p. 130].

2.5 Canal de comunicação

O canal possui forte influência no desempenho de sistemas de comunicação. Dependendo do tipo de meio, o sinal pode sofrer atenuação, distorção e interferência. A perda de potência do sinal dá-se através de dois principais efeitos: o efeito Joule ou efeito térmico, onde uma parcela de potência do sinal é perdida em forma de calor

[3] Este teorema diz que a soma de variáveis aleatórias independentes tende a uma função densidade de probabilidade gaussiana à medida que mais termos aleatórios forem somados.

e, a própria distância entre o transmissor e receptor devido ao espalhamento do sinal. Estas atenuações podem ser dadas através das especificações dos cabos ou através de cálculos matemáticos, como a conhecida equação de atenuação do espaço livre, que relaciona as potências de transmissão e de recepção por meio de [12, p. 200]

$$\frac{P_{\text{tx}}}{P_{\text{rx}}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2, \tag{2.15}$$

onde λ é o comprimento de onda e d é a distância entre transmissor e receptor. A distorção do sinal ocorre devido a influência do próprio sinal, ou seja, réplicas interagindo com o sinal principal de maneira destrutiva. Em meios cabeados, quando não houver o perfeito casamento entre transmissor/cabo e cabo/receptor, ocorre o fenômeno da reflexão do sinal que, além de causar perda de potência altera o formato do sinal que está em curso. Em sistemas sem fio, o espalhamento da onda eletromagnética faz com que existam infinitas réplicas do sinal, de modo que o receptor pode receber este sinal através de inúmeros caminhos. Estes podem ser por um percurso direto, reflexão ou difração em construções ou pelo espalhamento da frente de onda em pequenos objetos. Este fenômeno de propagação é conhecido como multipercurso. Já a interferência acar-

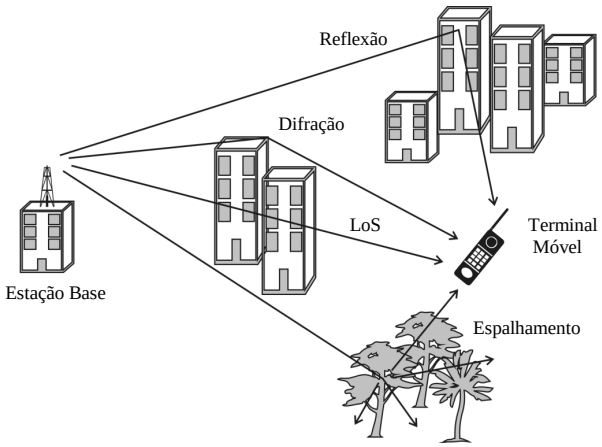


Figura 2.11: *Cenário típico de multipercurso.*

reta a alteração no sinal, porém, devido a presença de outros sinais, sejam provenientes de fenômenos da natureza, como descargas elétricas, ou por meio de outros sistemas de comunicação operando na mesma região. Algumas destas características do canal de comunicação serão melhor estudadas, com enfoque em canais sem fio visto que o comportamento deste tipo de meio é muito mais adverso do que em meios cabeados, impondo uma limitação maior em sistemas de comunicação.

2.5.1 Canal AWGN

Apesar do termo estar associado a um meio entre dois pontos, o modelo de canal AWGN, na realidade, está presente dentro de qualquer dispositivo onde há agitação dos elétrons devido a presença de calor [12, Sec. 1.14.5]. O movimento aleatório dos elétrons em um condutor elétrico gera uma tensão de ruído térmico nos terminais deste condutor que pode ser descrita como um processo aleatório gaussiano, de acordo com o Teorema do Limite Central. Como tal movimento pode ocorrer em diferentes velocidades, a presença deste ruído térmico poderá ser representada através de uma densidade espectral de potência constante ao longo de toda a faixa de frequência. Além disso, a potência deste ruído será somada ao sinal presente no condutor. Portanto, a sigla AWGN (*additive white Gaussian noise*) utilizada para este ruído está relacionada as estas três principais características: ruído aditivo, por ser somado ao sinal, branco, por estar presente em todas as componentes de frequência, e gaussiano, devido sua amplitude seguir uma função densidade de probabilidade representada por uma gaussiana. A DEP do ruído térmico pode então ser representada por

$$S_v(f) = \frac{N_0}{2} \text{ [W/Hz]}, \ -\infty < f < \infty, \tag{2.16}$$

onde $N_0 = k_B T_e$, sendo $k_B = 1{,}38047 \times 10^{-27}$ J/K a constante de Boltzmann, T_e a temperatura equivalente de ruído em Kelvin (na entrada de um sistema de comunicação, por exemplo). A potência deste ruído dentro da largura de faixa ocupado por um sinal, portanto, pode ser expressa por meio de $N_B = N_0 B = k_B T_e B$ watts. Sabe-se da teoria de processos estocásticos, que a DEP de um sinal aleatório pode ser obtida por meio da Transformada de Fourier da função de autocorrelação deste sinal. Portanto, a transformada inversa deste espectro, cuja representação é uma constante, é um pulso de Dirac centrado em zero. Nota-se portanto que o ruído AWGN é o caso ideal de autocorrelação. De maneira prática, isto significa que amostras sucessivas de ruído não possuem correlação qualquer com as demais.

No caso de comunicações a longas distâncias, a amplitude do sinal é muito menor no lado do receptor do que no transmissor. Mesmo que o ruído AWGN possua potência muito baixa, sua influência será sentida na recepção, uma vez que, caso sejam utilizados sistemas sem fio, um sinal de recepção típico pode chegar a 10^{-9} ou 10^{-12} watts. Devido a isso, o modelo de canal AWGN é empregado normalmente próximo ao receptor.

2.5.2 Canal sem fio com desvanecimento

O desvanecimento causado em canais de comunicação sem fio pode ser dividido basicamente em duas grandes categorias: larga escala e pequena escala. O primeiro, explica as variações ocasionadas no sinal em grandes distâncias e engloba as variações chamadas de média em área e média local. Já a segunda, analisa as variações instantâneas no sinal ocasionadas devido a objetos nas proximidades do receptor.

Desvanecimento em larga escala

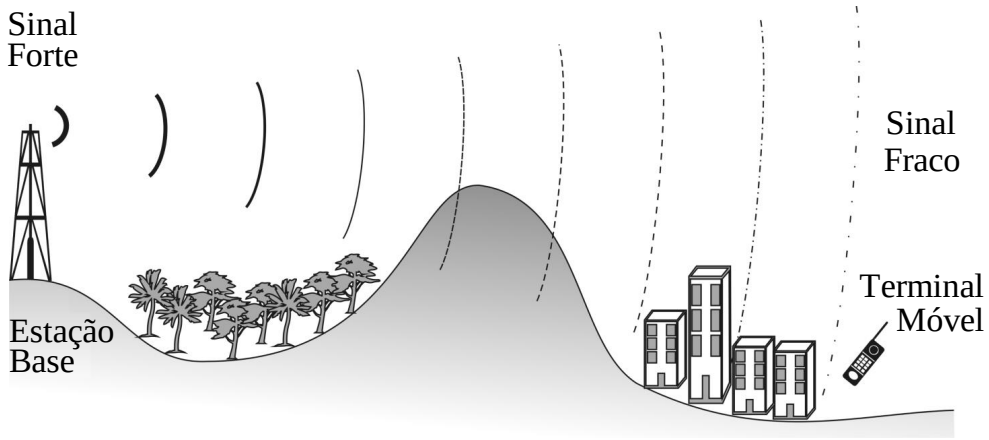


Figura 2.12: *Exemplo de propagação em larga escala.*

Considerando o ambiente de propagação da Figura 2.12, onde há a presença de obstáculos e uma grande distância entre a antena transmissora e a antena receptora. Como mencionado, o desvanecimento em larga escala pode ser dividido nas variações de média em área e média local. A primeira é dependente da distância e demonstra como a potência do sinal é afetada. Já a segunda, está relacionada com a presença de obstáculos no percurso que causam a variação da potência do sinal em torno da potência média em área. Tais variações podem ser vistas como uma espécie de sombreamento (*shadowing*). Uma maneira simples de estimar esta atenuação no sinal em relação a distância é dada pela equação de Friis, que leva em consideração o ganho das antenas, e pode ser calculada por

$$L(d) = -10\log_{10}\left[G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2\right]. \tag{2.17}$$

O expoente “2” em (2.17), indica que a potência do sinal decresce com o quadrado

da distância em ambientes de propagação no espaço livre e, tal valor é conhecido como expoente de atenuação do percurso, dado por γ.

Em relação a estimativa da variação da potência do sinal, inúmeros métodos de predição de cobertura são propostos. Um método simples e com grande aceitação é conhecido como modelo log-normal. Tal método é baseado no modelo de dois raios, sendo um sinal com visada direta e outro proveniente da reflexão no solo. A atenuação de média local em um sinal pode ser descrita como

$$\overline{L}(d) = \overline{\overline{L}}(d_0) + 10\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right)^{\gamma} + X \quad \text{dB}, \tag{2.18}$$

onde a barra simples denota a média local, barra dupla a atenuação de média em área, d é a distância em que se deseja calcular a atenuação, d_0 é uma distância de referência e X é uma variável aleatória gaussiana do tipo $\mathcal{N}(0, \sigma_{\text{sh}}^2)$ sendo σ_{sh} o desvio padrão da intensidade da variação da média local em torno da média em área. Para ilustrar o conceito do modelo log-normal, considere-se um receptor que se mova circularmente a uma distância $d >> d_0$ e sua potência de recepção seja registrada. A Figura 2.13 apresenta um possível resultado deste experimento, indicando a potência local (barra simples), potência em área (barra dupla), um limiar de recepção de potência mínima para que o receptor decodifique este sinal e a variável X com uma indicação da probabilidade da potência do receptor estar abaixo deste limiar. A potência média em área pode ser calculada através de

$$\overline{\overline{P}}(d) = \overline{\overline{P}}(d_0) - 10\gamma\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right). \tag{2.19}$$

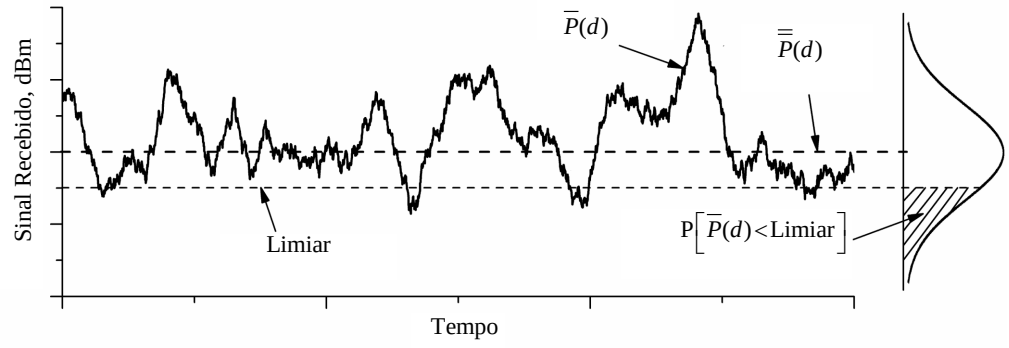


Figura 2.13: *Exemplo de potência média local e potência média em área.*

Através do cálculo da probabilidade da potência estar acima ou abaixo do limiar, é possível realizar um estudo sobre o percentual da área de cobertura de uma região.

Esta análise é utilizada no planejamento de estações rádio base e está além do contexto deste trabalho. Para maiores detalhes recomenda-se [12, p. 204] e as referências por ela mencionadas.

Desvanecimento em pequena escala

Considere o ambiente da Figura 2.11 e os fenômenos de propagação acontecendo nas proximidades do terminal de recepção. Devido aos inúmeros caminhos possíveis, cada réplica irá percorrer uma distância e o sinal composto no receptor será a soma de todas as réplicas com amplitudes e fases distintas. A Figura 2.14 apresenta como a potência de recepção em um terminal pode variar com a distância. Percebe-se a variação da potência média local sobre a potência média em área e a potência instantânea, que ocorre devido aos multipercursos presentes no ambiente de propagação. Nota-se também a existência de profundos vales (*notches*) na potência instantânea acontecendo, em média, a cada meio comprimento de onda. Tais variações de potência no receptor podem ocorrer com maior frequência, quanto maior for a velocidade do terminal, por exemplo.

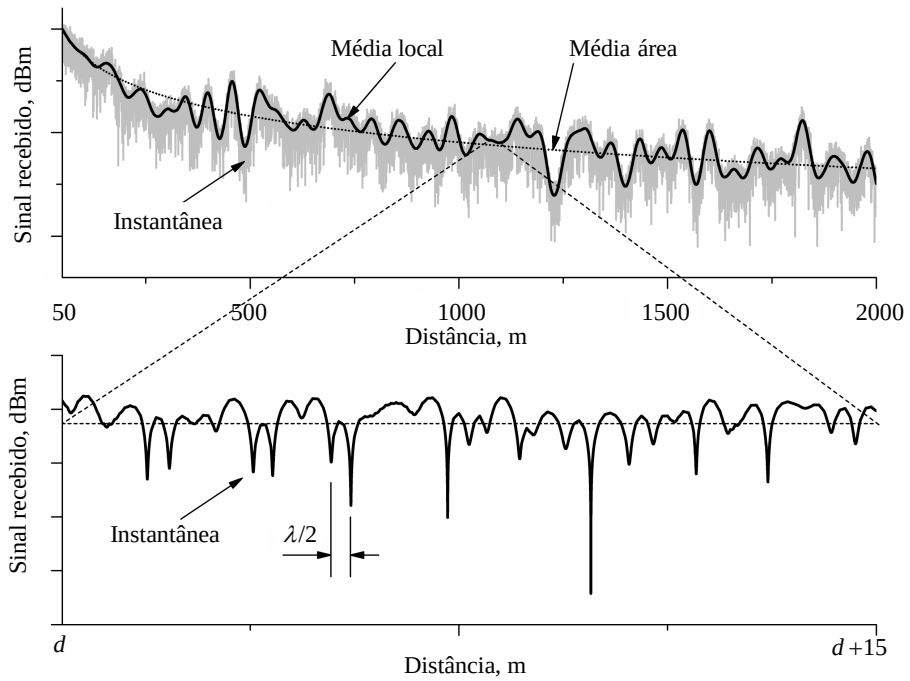


Figura 2.14: *Exemplo de propagação em larga e pequena escala.*

Seja $r(t)$ o sinal na entrada de um receptor genérico em um ambiente com multipercurso. Com o movimento do terminal pode-se admitir que a quantidade de percursos, a

intensidade da atenuação no sinal causada por estes e seus atrasos de propagação é alterada em função do tempo. Através disso, o sinal de recepção, em função da quantidade $N_p(t)$ de percursos em um dado instante, pode ser descrito como [12, p. 210]

$$r(t) = \sum_{n=1}^{N_p(t)} a_n(t)s[t - \tau(t)], \tag{2.20}$$

sendo $a_n(t)$ a atenuação causada pelo n-ésimo percurso de propagação no instante t e $\tau(t)$ é o correspondente atraso de propagação.

Com as análises feitas ao longo de [12, Sec. 3.6.1.3], é possível avaliar o canal com multipercurso através de sua resposta ao impulso, considerando a transmissão de uma portadora não modulada. Para cada instante de tempo, uma resposta diferente poderá ser observada. Após alguns desenvolvimentos matemáticos e supondo que a quantidade de multipercursos tende ao infinito, pode-se escrever que a resposta do canal depende de duas variáveis aleatórias gaussianas na forma

$$h(t) = A(t) + jB(t). \tag{2.21}$$

Através de (2.21), estudos são desenvolvidos com intuito de prever o comportamento de um canal de comunicação sem fio. É uma área com inúmeras pesquisas teóricas quanto de ordem prática por meio de técnicas de sondagem de canal. Sugere-se [12, 29, 30] e as referências por elas utilizadas. Neste estudo, há a necessidade de um desenvolvimento para dois canais básicos: Rayleigh e Rice.

Como visto, em um meio sem fio há possibilidade de a onda eletromagnética chegar a antena receptora sem que haja visada direta. Este tipo de canal em (2.21) pode ser modelado através de duas variáveis gaussianas. Neste caso, a magnitude do canal será caracterizada através de uma variável aleatória do tipo Rayleigh e a fase será dada através de uma variável aleatória uniformemente distruibuída entre $[0, 2\pi)$. Entretando, caso haja uma componente dominante, qualquer uma das partes (real ou imaginária) em (2.21) irá possuir média diferente de zero. Com isso, a magnitude do canal será caracterizada através de uma variável aleatória do tipo Rice e a fase irá depender do quão dominante será esta componente. A distribuição Rice pode ser dada por

$$f_h(u) \begin{cases} \frac{u}{\sigma_u^2} \exp\left[-\frac{\left(u^2 - A_u^2\right)}{2\sigma_u^2}\right] I_0\left(\frac{uA_u}{\sigma_u^2}\right), & u \geq 0 \\ 0, & u \leq 0 \end{cases}, \tag{2.22}$$

onde para uma portadora não modulada, u é a magnitude da resposta do canal em

(2.21), A_u é a amplitude da componente dominante, σ_u^2 é a variância conjunta das demais componentes e $I_0(.)$ é a função de Bessel modificada de primeira espécie de ordem zero. Um fator que pode ser derivado de (2.22) é conhecido como fator de Rice, sendo a razão entre a componente dominante para as demais e pode ser calculado por

$$K(\text{dB}) = 10\log\frac{A_u^2}{2\sigma_r^2}. \tag{2.23}$$

Um canal do tipo Rice pode tornar-se um canal Rayleigh fazendo $A \to 0$. Com isso a função de Bessel $I_0(0) \to 1$. O modelo de canal em (2.22) pode ser chamado de modelo multiplicativo caso o mesmo ganho seja aplicado para todas as componentes de frequência que compõem o sinal. Este conceito está relacionado com a banda de coerência do canal e será melhor fundamentado.

Um canal multiplicativo permite que uma única amostra de $f_h(u)$ em (2.22) atue sobre a duração de um símbolo. No domínio vetorial, isto significa que um símbolo da constelação será distorcido por uma amostra complexa de (2.21).

Em [12, Sec. 3.6.1.6-7], é demonstrado uma série de parâmetros importantes de um canal de comunicação sem fio. Três principais parâmetros são: desvio Doppler, a banda de coerência e o tempo de coerência.

O desvio Doppler acontece devido ao movimento relativo entre a fonte e o destino. Seja um objeto se movendo a uma velocidade constante de um ponto A até o B, e a origem da onda eletromagnética esteja a uma distância relativamente grande. A frente de onda que atinge o objeto no ponto A possui praticamente a mesma fase da onda que atinge o objeto no ponto B. Esta diferença de fase pode ser calculada por $\Delta\theta = (2\pi/\lambda)\upsilon\Delta t\cos\varphi$ [12, Sec. 3.6.1.6]. A taxa de variação da diferença de fase, pode ser vista como um deslocamento de frequência conhecido como desvio Doppler e pode ser calculada por

$$f_d = \frac{\Delta\theta}{2\pi\Delta t} = \frac{\upsilon}{\lambda}\cos\varphi, \tag{2.24}$$

sendo υ a velocidade de deslocamento, λ o comprimento de onda e φ o ângulo entre o sentido de deslocamento e a chegada da frente de onda.

Como mencionado, qualquer canal pode ser analisado através de sua resposta ao impulso. Seja $H(f;t)$ a transformada de Fourier da resposta impulsiva do canal observada no instante t, a função de autocorrelação de $H(f;t)$ pode ser dada por

$$R_H(f_1,f_2;\Delta t) = R(\Delta f;\Delta t) = \frac{1}{2}\mathbb{E}\left[H^*(f_1;t)H^*(f_2;t+\Delta t)\right]. \tag{2.25}$$

A função expressa em (2.25) é também chamada de Função de Correlação Espaço-tempo e Espaço-Frequência do canal. Através dela é possível a obtenção dos parâmetros banda e tempo de coerência. Ao fazer $\Delta t = 0$, a função demonstra qual a correlação existente entre dois tons de frequência transmitidos pelo canal. Este parâmetro é conhecido como banda de coerência. Em termos práticos, isto significa que um sinal com largura faixa menor do que a banda de coerência do canal tenderá a apresentar um desvanecimento plano, ou seja, todas as componentes de frequência deste sinal irão sofrer um desvanecimento correlacionado, indicando que os ganhos aplicados as componentes de frequência do sinal serão semelhantes. Caso contrário, o desvanecimento será seletivo com componentes de frequência do sinal sofrendo ganhos diferentes entre si. De maneira simples, a banda de coerência pode ser calculada através de

$$B_c \cong \frac{1}{k\sigma_t}\ [\text{Hz}] \begin{cases} k = 50, & \text{para uma correlação de 90\% entre os tons} \\ k = 5, & \text{para uma correlação de 50\% entre os tons} \end{cases}, \tag{2.26}$$

sendo σ_t o espalhamento de atraso do canal [12, eq. 3.80].

De maneira semelhante, a banda de coerência, ao fazer $\Delta f = 0$ em (2.25), a função demonstra qual a correlação da resposta ao impulso do canal em dois instantes de tempo diferentes. Este parâmetro é conhecido como tempo de coerência do canal e é inversamente proporcional a máxima frequência Doppler do sistema. Em um sistema digital, por exemplo, caso o tempo de transmissão de um símbolo seja maior do que o tempo de coerência do canal, isso significa que o canal mudou sua resposta ao impulso dentro deste período. Portanto, o canal possui um desvanecimento rápido, caso contrário, o desvanecimento será lento. De maneira simples, o tempo de coerência pode ser expresso por

$$T_c \cong \frac{9}{19\pi f_m}, \tag{2.27}$$

sendo f_m o máximo desvio Doppler em sistema dado por $f_m = \upsilon/\lambda$ Hz.

2.5.3 Interferência intersimbólica

Quando um pulso é gerado pelo transmissor ele deve propagar pelo canal e chegar no receptor sem qualquer tipo de distorção. Matematicamente, o sinal $r(t)$ na entrada de um receptor deve ser o próprio sinal transmitido $s(t)$ com alguma atenuação e com um atraso devido a distância entre os elementos. Tal relação pode ser escrita no domínio do tempo por $r(t) = ks(t-\tau)$ e da frequência por $R(f) = kS(f)e^{-j2\pi f\tau}$. Portanto, a relação entre a saída e entrada é a própria função de transferência do meio, expressa

por $H(f) = ke^{-j2\pi f\tau}$. Idealmente, para que este não cause distorção, a magnitude da resposta em frequência do canal deve ser uma constante k e a fase dada por uma equação de reta igual a $-2\pi f\tau$. Na prática, o meio de comunicação não apresenta tais características e um sinal possui a maior parte de sua energia confinada dentro de uma banda específica conhecida como lobo principal. Caso o canal apresente magnitude plana e fase linear dentro deste lóbulo principal do sinal, a distorção terá menor influência e pode até ser desprezível. Este conceito está relacionado com a largura de faixa e a banda de coerência.

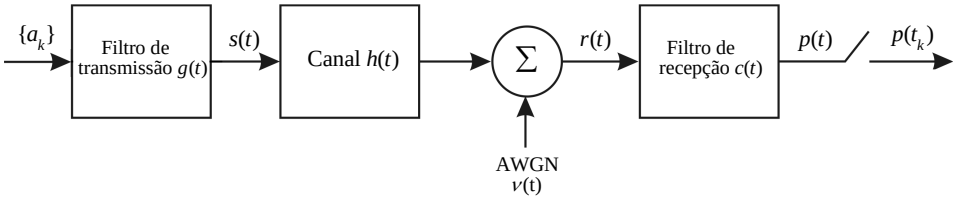


Figura 2.15: *Cenário para interferência intersimbólica.*

Para apresentar o conceito da interferência intersimbólica, considere o cenário da Figura 2.15 com impulsos $\{a_k\}$ sendo aplicados na entrada do sistema com uma sinalização binária onde o pulso $p(t)$ é composto pela cascata da resposta ao impulso dos filtros de transmissão, recepção e do canal dado por $p(t) = g(t) * h(t) * c(t)$, sendo $*$ o operador de convolução. O efeito da IIS (interferência intersimbólica) pode ser conferido no segundo caso da figura [12, Fig. 4.26], onde o pulso $p(t)$ não apresenta nulos nos instantes de amostragem múltiplos de T_b (genericamente a cada tempo de símbolo T). Isto significa que pulsos adjacentes irão interferir nos demais alterando o valor da amostra, indicando a presença da IIS. Com isso, ocorre um aumento da taxa de erros de bit do sistema. Portanto, nota-se que em um dado instante de amostragem, a amostra do sinal pode ser composta pela soma de todos os outros pulsos $p(t)$ transmitidos.

A IIS pode ocorrer por dois principais motivos: distorção presente no canal e filtros de transmissão e recepção mal projetados. Como não é possível alterar as características do canal, a eliminação ou redução desta interferência passa pelo criterioso projeto dos filtros. Com isso, deve-se fazer com que o pulso $p(t)$ apresente nulos em múltiplos dos instantes de amostragem T. Para a escolha destes filtros, há o chamado de critério de Nyquist para interferência intersimbólica nula. Segundo este método, a IIS será nula caso a soma das réplicas de $P(f)$ seja uma constante [12, Eq. 4.107]. Um formato de pulso $P(f)$ que atenda o critério de Nyquist, possui o conceito de simetria vestigial em torno de $R/2$, sendo R a taxa de símbolos do sistema. O filtro Raiz Cosseno Elevado é comumente empregado na prática e um dos parâmetros mais importantes deste tipo de filtro chama-se fator de *roll-off* [12, Sec. 4.3.3]. Caso o canal esteja provocando a IIS,

através do *roll-off* dos filtros é possível reduzir a banda do sinal em relação da banda de coerência e diminuir ou, até mesmo eliminar, a IIS.

2.6 Outras imperfeições dos equipamentos

2.6.1 Jitter

De acordo com a Recomendação G.810 da ITU, jitter "são variações de curto prazo nas posições ideais no tempo em sinais de sincronismo, sendo tais variações com frequência superior a 10 Hz" [31, p. 3]. Presente ao longo de toda a cadeia de transmissão, a influência total do jitter pode ser decomposta em duas principais categorias: aleatório e determinístico [32]. O efeito destes fenômenos normalmente são observados na forma de onda de saída do filtro casado.

O primeiro, como o nome sugere, possui natureza aleatória (*random* jitter, RJ) e normalmente está associado ao ruído térmico, portanto pode ser modelado através de uma gaussiana de média zero e desvio padrão que depende da intensidade desta variação.

O jitter determinístico (*deterministic* jitter, DJ) é conhecido por possuir características que se repetem e são previsíveis. Pode ainda ser subdividido em: periódico (*periodic* jitter, PJ), dependente dos dados (*data-dependent* jitter, DDJ) e dependente do *duty-cycle*[4](*duty-cycle dependent* jitter, DCDJ). PJ é todo jitter que se repete de forma cíclica, sendo este descorrelacionado com qualquer padrão do sinal. Sua principal causa advém de fontes de alimentação chaveadas, portadoras de RF, elementos de recuperação de sincronismo, como PLL (*Phase-Locked Loop*), etc. DDJ é todo jitter que possui correlação com a sequência de dados que está sendo transmitida. As principais causas são a influência do canal de comunicação e a resposta em frequência dos filtros, causando a interferência intersimbólica. Por fim o jitter DCDJ é causado devido as diferenças entre os tempos de transição de subida e descida de sinais ou limiares de decisão posicionados acima ou abaixo do valor ideal [32].

Uma ferramenta importante na análise de jitter é o diagrama de olho [12, Sec. 4.3.5]. Seu funcionamento consiste em coletar e sobrepor segmentos do sinal em análise na saída do filtro de recepção, sendo cada segmento com duração de múltiplos do

[4] Em sistemas digitais o *duty-cycle* é a relação do tempo que o sinal fica em nível lógico alto em relação ao tempo que fica em nível lógico baixo.

tempo de símbolo. Esta ferramenta permite a análise de instantes ótimos de amostragem do sinal, variação da taxa de cruzamento por zero, detecção do limiar ótimo de decisão, etc. Como exemplo, o sinal de sincronismo de símbolo provém de circuitos de extração que apresentam jitter devido as imperfeições do hardware [12, Sec. 6.8.3]. Uma importante consequência desta instabilidade ocasionada pelo jitter pode ser observada através do diagrama de olho. Para um melhor entendimento de como cada um dos jitters apresentados age sobre o sinal, em [32] é feita uma análise da atuação individual de cada um destes através do diagrama de olho e as correspondentes funções densidade de probabilidade.

2.6.2 Imperfeições por conversão A/D e D/A

Nos sistemas de comunicação digital, conversores digital-analógico (D/A) e analógico-digital (A/D) desempenham importantes papéis na transmissão da informação. O primeiro é responsável na conversão dos bits ou símbolos na forma de onda que será empregada pelo modulador I-Q. O segundo é responsável na conversão do sinal na saída do demodulador I-Q em um sinal digital para análise aplicando técnicas de processamento de sinais. O posicionamento destes componentes pode variar para mais perto da etapa de banda base ou da etapa de RF [33]. A conversão analógico-digital possui maior influência no desempenho de um sistema, este será apresentado ao longo deste tópico [12] [28, Sec. 6.3].

A conversão analógico-digital pode ser resumida em: filtragem, amostragem, quantização e codificação. A filtragem limita a faixa do sinal em até metade da frequência de amostragem do conversor, com intuito de reduzir a distorção inserida e a correta digitalização. A amostragem consiste em retirar amostras de amplitude do sinal em intervalos fixos de tempo. A cadência destes intervalos é dada pela frequência de amostragem do dispositivo. A quantização consiste em aproximar o valor da amostra para um dos 2^k valores discretos que melhor se aproximam do valor analógico, sendo k a quantidade de bits utilizados pelo conversor. Por fim, a codificação consiste em converter o nível discreto em um conjunto de k bits.

O processo de quantização representa uma importante etapa visto que alterar o valor analógico para o valor discreto mais semelhante introduz um erro irreversível no sinal. Este processo pode ser feito de duas maneiras: quantização uniforme e não uniforme. A primeira divide a faixa de amplitudes de entrada permitida pelo dispositivo em 2^k níveis igualmente espaçados. Na quantização não uniforme, regiões de menor

amplitude são divididas em um número maior de níveis enquanto que amplitudes mais altas possuem uma quantidade menor de níveis. É possível a obtenção de uma quantização não uniforme utilizando uma quantização uniforme através de uma compressão logarítmica no sinal [12, Sec. 2.3.4.2].

O erro na etapa de quantização é menor quanto maior for a resolução do dispositivo, ou seja, maior k. A SNR de um sinal antes do processo de digitalização somente será igual à de saída caso $k \to \infty$ [28]. Com isso, pode-se definir a relação sinal-ruído de quantização (SNR_Q, *signal-to-quantization noise ratio*), dada por [12]

$$\text{SNR}_\text{Q} = 6{,}02k + 4{,}771 - 20\log_{10}\left(\frac{V_\text{AD}}{\sigma_s}\right), \tag{2.28}$$

onde V_AD é a amplitude máxima da faixa dinâmica do conversor A/D e σ_s é o valor quadrático médio do sinal $s(t)$ de entrada. Caso o valor máximo do sinal $s(t)$ coincida com V_AD, o termo entre parênteses pode ser visto como um fator de crista do sinal, ou seja, uma relação entre a amplitude de pico e seu valor eficaz. Sistemas multiportadoras normalmente apresentam um alto fator de crista se comparado a sistemas de portadora única. Em [28] e [34] estudos mostram como sistemas de portadora única e multiportadoras se comportam em relação a presença dos conversores D/A e A/D. Como esperado, quanto maior o número de bits melhor será o desempenho. Entretanto bons desempenhos podem ser obtidos com uma quantidade de bits razoável e uma escolha correta do intervalo de quantização.

Como o processo de amostragem necessita de um oscilador, este está susceptível a pequenas variações conhecidas como jitter (vide Subseção 2.6.1). Tais alterações no tempo de retirada entre cada amostra é conhecido como jitter de abertura (*apperture jitter*) [35, 36]. Como exemplo, considere um sinal senoidal da forma $v(t) = A\sin(2\pi ft)$. Uma pequena variação na tensão devido a variação no instante de amostragem pode ser vista como uma derivada do sinal. Rearranjando os termos, esta tensão pode ser calculada através de

$$\begin{aligned} \frac{dv(t)}{dt} &= 2\pi fA\cos(2\pi ft) \\ V_\text{err} &= 2\pi fAt_\text{aj}, \end{aligned} \tag{2.29}$$

sendo V_err o erro máximo no valor da amostra e t_aj o jitter de abertura. Caso o valor de tempo em (2.29) seja dado em RMS, o resultado também será. Como analisado em [35, 36], é possível definir outra relação do sinal em função do jitter de abertura como

sendo

$$\mathrm{SNR}_{\mathrm{aj}} = -20\log_{10}\left(2\pi f A t_{\mathrm{aj}}\right). \tag{2.30}$$

Nota-se então que o sinal quantizado não apresentará o mesmo desempenho do sinal na entrada do dispositivo, uma vez que este processo de quantização está sujeito as imperfeições do próprio equipamento. Com isso, a SNR do sinal de saída estará limitada ao menor valor obtido entre (2.28) e (2.29).

2.7 Combinação dos modelos de degradação

2.7.1 Modelo de Canal

No modelo de canal adotado considera-se um ambiente de propagação com multipercurso, sombreamento e visada direta entre transmissor e receptor. Admite-se que o desvanecimento seja lento e plano, permitindo que se possa aplicar o modelo multiplicativo [12, p. 213] em que o sinal recebido, $r(t)$, é a multiplicação do sinal transmitido, $s(t)$, pelo ganho do canal, $h \in \mathbb{C}$, em suas representações complexas em banda-base, ou seja, $r(t) = h \times s(t)$. Em termos do modelo vetorial,

$$r[n] = h \times s[n], \tag{2.31}$$

com h dado por [7]

$$h = \sqrt{\frac{L(d_0)}{X}\left(\frac{d_0}{d}\right)^{\gamma}}\left(h_{\mathrm{los}}\sqrt{\frac{\mathcal{K}}{1+\mathcal{K}}} + h_{\mathrm{nlos}}\sqrt{\frac{1}{1+\mathcal{K}}}\right). \tag{2.32}$$

Em (2.32), os termos entre parênteses modelam as variações instantâneas de ganho do canal produzidas pelo desvanecimento por multipercurso do tipo Rice. O fator à esquerda modela a variação de potência média em área (*area-mean*), dependente da distância entre transmissor e receptor segundo o modelo *log-distance* [12, p. 201], combinada com a variação de potência média local (*local-mean*) devida ao sombreamento. $L(d_0) = (\lambda/4\pi d_0)^2$ é o inverso da atenuação de potência no espaço livre até a distância de referência d_0, sendo $\lambda = c/f_c$ o comprimento de onda, com c e f_c denotando a velocidade da luz no vácuo e a frequência de portadora, respectivamente. X é uma variável aleatória com distribuição log-normal que modela o sombreamento. Em escala logarítmica, corresponde a uma variável aleatória gaussiana com média nula

e desvio padrão σ_{sh}. A distância entre transmissor e receptor é denotada por d e o expoente de atenuação a partir da distância de referência é γ. O fator $h_{\text{los}} = e^{j\pi \sin\varrho}$ representa o ganho complexo do canal para a componente com visada direta, sendo ϱ o ângulo de chegada do sinal. $h_{\text{nlos}} \sim \mathbb{C}\mathcal{N}(0,1)$ modela o desvanecimento produzido pelas componentes de multipercurso sem linha de visada. A relação entre a potência da componente de visada direta e as demais, em escala linear, é dada pelo fator de Rice $\mathcal{K}$.

2.7.2 Modelagem Conjunta de Imperfeições de Hardware e do Canal de Comunicação

O modelo conjunto de imperfeições de hardware e de canal proposto neste trabalho combina (2.2), (2.6), (2.9) e (2.31), de forma que a n-ésima amostra complexa do sinal de saída do detector possa ser representada por

$$r_4[n] = h\left(C_1 r_3[n] + C_2 r_3^*[n]\right) e^{j\Theta[n]} + \nu[n]. \tag{2.33}$$

Note que esse modelo estende e melhora aquele sugerido em [7], desmembrando os efeitos do ruído de fase e do desbalanceamento I-Q e incorporando à componente de ruído de fase $1/f^2$ as componentes $1/f^0$ e $1/f^3$ (em [7] somente a componente $1/f^2$ é considerada). É importante citar que tanto o desbalanceamento I-Q quanto a não-linearidade de amplificação, similarmente ao que acontece com o ruído de fase e o próprio ruído térmico, alteram a posição original dos símbolos na constelação. Em termos práticos, todos alteram a magnitude do vetor de erro (EVM) da constelação. No entanto, cada fenômeno o faz de forma diferente dos demais, o que motivou o desmembramento dos efeitos. Outra observação que é importante citar é a forma de aplicação do modelo (2.33) ou daquele proposto em [7]: como ambos são modelos vetoriais, se aplicam diretamente à saída dos detectores coerentes PSK [12, p. 427] e QAM [12, p. 440] em quadratura, mas precisam ser adaptados ao receptor FSK com detecção não-coerente [12, p. 537] de forma que o desvio padrão do ruído de fase que contamina cada um dos M detectores em quadratura seja diretamente proporcional à frequência da portadora de cada símbolo.

O modelo apresentado em (2.33) não pode ser diretamente aplicado nas modulações FSK devido a falta de representação desta no espaço de sinais, como acontece no caso do PSK e QAM. Isso acontece porque a fase da portadora é variante no tempo em relação à portadora usada no transmissor, o que significa que a representação do espaço

do sinal é um ponto de rotação contínua. Uma maneira de gerar o sinal FSK utilizando o espaço de sinais é apresentado em [37, Sec. 10.2]. A demodulação neste caso, é feita através do algoritmo de Viterbi, onde é possível rastrear todas as transições de fase que ocorreram no sinal e identificar o símbolo que foi transmitido. Uma abordagem um pouco diferente daquela empregada em [37, Sec. 10.2], é utilizada pelo software MATLAB. No software, a utilização da modulação FSK com detecção não-coerente é feita através da amostragem do símbolo, ou seja, a fase atual da portadora (símbolo FSK) pode ser representada pela rotação de fase das portadoras I e Q. A Figura 2.16 demonstra a geração de um símbolo FSK com 8 amostras e as correspondentes alterações necessárias nas portadoras em fase e quadratura, representadas por um número complexo. Tal abordagem será melhor abordada na Seção 3.4.4.

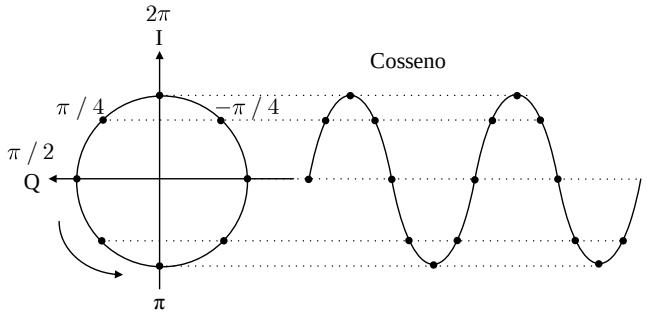


Figura 2.16: *Portadoras I e Q gerando uma forma de onda cossenoidal de 8 amostras.*

Simulação do sistema

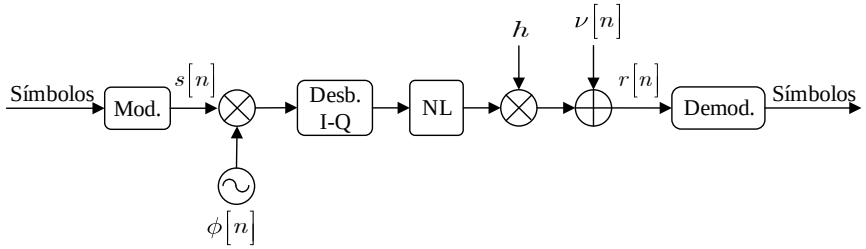


Figura 2.17: *Modelo em blocos da implementação do sistema.*

Para a simulação do sistema descrito em (2.33), a implementação foi realizada utilizando o software MATLAB seguindo a sequência da Figura 2.17. Primeiramente são gerados os símbolos aleatórios através da função *randi()* do software. Para o caso das modulações PSK e QAM, os símbolos aleatórios gerados são modulados e demodulados através das funções *pskmod()*/*pskdemod()* e *qammod()*/*qamdemod()*, respectivamente. No processo de modulação, tais funções ao receberem os símbolos (entre 0 e

$M-1$) geram os coeficientes complexos de acordo com a ordem de modulação empregada e com energia unitária para o caso do PSK. No caso do QAM a energia média da constelação aumenta de acordo com M. Neste caso é feito uma normalização dos coeficientes e desfeito no processo de estimação dos símbolos.

Gerado o símbolo complexo $s[n]$ a amostra é então contaminada pelas imperfeições apresentadas ao longo desta dissertação na seguinte ordem: ruído de fase, desbalanceamento I-Q, não-linearidade, influência do canal e ruído AWGN. Por se tratar de uma detecção coerente para o caso do PSK e QAM, na recepção deve ser feita a compensação dos efeitos causados pelo canal antes do processo de decodificação do símbolo. A utilização das funções de demodulação do MATLAB resulta na conversão do símbolo complexo recebido no símbolo com a menor distância euclidiana.

Capítulo 3

Modelos de Sistemas de Comunicação Digital

3.1 Introdução

Este capítulo aborda os principais conceitos envolvendo três técnicas de modulação digital em banda passante, tais como o PSK, QAM e FSK. Será apresentado como um sinal corrompido pelo ruído AWGN e, potencialmente, distorcido por um canal é detectado no receptor. Além disso, com o intuito de tornar as simulações menos complexas, do ponto de vista computacional, é demonstrado a conversão das técnicas de modulação do modelo contínuo para o vetorial e como empregá-las no software MATLAB.

3.2 Sistema genérico e representação geométrica de sinais

A transmissão de uma informação pode ser efetuada basicamente por três diferentes tipos de chaveamento: por meio de chaveamento da amplitude (ASK, *Amplitude Shift Keying*), da fase (PSK) ou da frequência (FSK) [12, p. 411]. Para as três técnicas múltiplas amplitudes, fases ou frequências podem ser adotadas, tornando-se assim modulações M-árias. A combinação do chaveamento da amplitude e da fase resulta em uma quarta modulação empregada na prática, o QAM [12, p. 412]. A Figura 3.1 ilustra o conceito utilizando um sinal binário como entrada e $M = 2$.

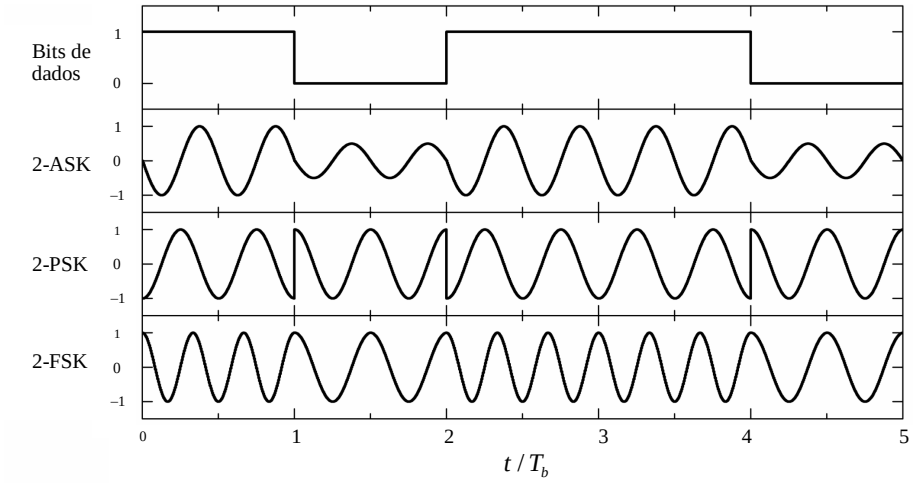


Figura 3.1: *Exemplo de sinais ASK, PSK e FSK binários.*

Na recepção, a detecção dos símbolos pode ocorrer de duas maneiras distintas. Quando aplicado a detecção coerente, qualquer distorção provocada pelo canal na fase do símbolo deve ser compensada pelo receptor. Circuitos de sincronismo são responsáveis em estimar tais variações e realizar a correção na fase do símbolo. Após o sincronismo, o símbolo pode ser detectado de maneira correta [12, Sec. 6.8.2]. Na detecção não coerente, não há a necessidade do sincronismo de fase para os sinais recebidos. Citando o exemplo do FSK, a estimação do símbolo pode ser feita através da envoltória do sinal [12, p. 535]. A escolha entre as duas técnicas de detecção é baseada no requisito de desempenho do sistema. A detecção coerente se destaca em relação a não coerente em termos de taxa de erro de bit, contudo ao preço de uma maior complexidade dos receptores. Já a detecção não coerente é destinada para sistemas menos complexos e com uma menor taxa de transmissão.

A Figura 3.2 apresenta o esquema de um modulador genérico para as modulações citadas. Os bits são convertidos da forma serial para paralela através do conversor S/P e o símbolo contendo $k = \log_2 M$ bits é entregue a tabela LUT (*look-up table*). Neste ponto já é possível observar uma característica importante, onde a taxa de bits será maior do que a taxa de símbolos na razão de $R_b = R\log_2 M$ bits por segundo. Consequentemente, o intervalo de símbolo será maior do que o intervalo de bit, ou seja, $T = T_b \log_2 M$ segundos. A tabela LUT, na Figura 3.2, é responsável na geração dos coeficientes $[s_{i1}, s_{i2}, \ldots, s_{iM}]$ que multiplicarão cada uma das funções base utilizadas pelo sistema. Ao final, o sinal gerado pela multiplicação dos coeficientes e as correspondentes funções base são então somados gerando o sinal $s_i(t)$. Citanto o exemplo de uma sinalização antipodal, somente a função base $\phi_1(t)$ seria utilizada, caso em-

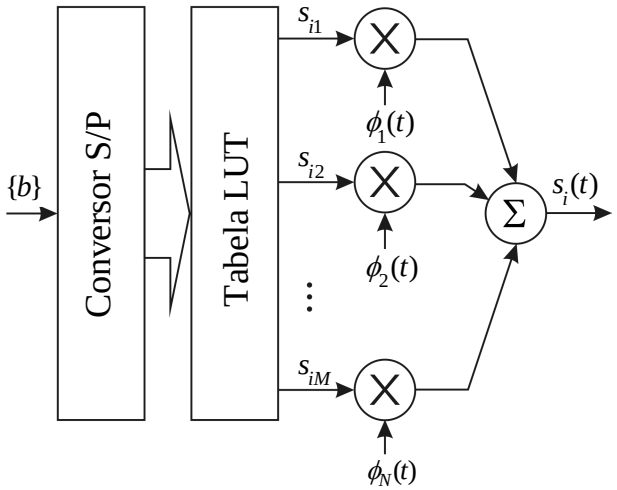


Figura 3.2: *Transmissor genérico.*

pregado uma sinalização bidimensional, seriam utilizadas as funções $\phi_1(t)$ e $\phi_2(t)$, e assim por diante. Por definição [12, p. 364], funções base representam um conjunto ortonormal, ou seja, ortogonais entre si e com energia unitária.

Como no transmissor, de acordo com a sinalização utilizada haverá uma quantidade de funções base no receptor. Os coeficientes $[r_{i1}, r_{i2}, \ldots, r_{iM}]$ podem ser detectados através de correlatores ou filtros casados. Na Figura 3.3 tais coeficientes são o resultado da correlação entre o sinal recebido e a função base empregada em cada ramo do receptor, sendo uma amostra retirada deste processo ao final de cada período T de símbolo. Dando o exemplo do coeficiente r_{i1} e uma sinalização bidimensional (com duas funções base) sem presença de ruído térmico, sua análise pode ser feita através de

$$\begin{aligned} r_{i1} &= \int_0^T r(t)\phi_1(t)dt \\ &= \int_0^T \left[s_{i1}\phi_1(t) + s_{i2}\phi_2(t)\right]\phi_1(t)dt \\ &= s_{i1}\int_0^T \phi_1(t)\phi_1(t)dt + s_{i2}\int_0^T \phi_2(t)\phi_1(t)dt \\ r_{i1} &= s_{i1}. \end{aligned} \tag{3.1}$$

Portanto, através de (3.1), nota-se que caso não haja nenhuma distorção provocada pelo sistema ou canal, o coeficiente r_{i1} será o próprio s_{i1} gerado pela tabela LUT do transmissor. Entetanto, na recepção o sinal $r(t)$ é uma versão do sinal $s_i(t)$ com a presença do ruído térmico AWGN, canal e outros dispositivos que degradam o sinal.

De posse do vetor $\mathbf{r}$, o receptor estima qual símbolo mais provável enviado pelo transmissor, ou seja, aquele que minimiza a expressão da distância euclidiana $||\mathbf{r}-\mathbf{s}_i||$, para $i = 1,2,\ldots,M$. A Figura 3.3 apresenta um receptor de máxima verossimilhança (ML, *Maximum Likelihood*) genérico cujo objetivo é selecionar o ramo que apresentar maior valor através do cálculo do produto interno[1] e a normalização destes por meio da subtração de metade da energia de cada símbolo E_i [12, Sec. 5.8]. De posse do símbolo escolhido, o receptor converte este símbolo na sequência de bits que este representa.

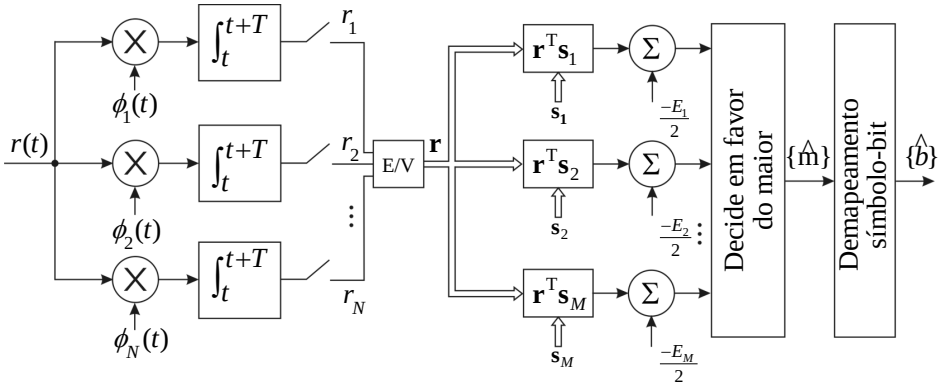


Figura 3.3: *Receptor Genérico.*

3.3 Modelo contínuo para detecção coerente e não-coerente

3.3.1 Phase Shift Keying

Modulação

Um sistema PSK transmite suas informações através da variação de fase de suas componentes em fase e quadratura. Portanto, os símbolos enviados podem ser representados de maneira genérica através de [12, p. 422]

$$\underset{i=1,2,\ldots,M}{s_i(t)} = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}}\cos\left[2\pi f_c t - 2(i-1)\frac{\pi}{M}\right], & 0 \le t \le T \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \tag{3.2}$$

onde E e T são a energia e a duração do símbolo e M é a ordem da modulação. Para a portadora f_c, faz-se $f_c = n_c/T$, n_c inteiro. Tal condição permite que dentro do período da transmissão de um símbolo contenha um número inteiro de ciclos da portadora,

[1] Produto interno e correlação são operações equivalentes, porém em domínios diferentes.

evitando a descontinuidade entre a transmissão de dois símbolos e, consequentemente, a redução da emissão de espúrios fora da faixa do sinal. Rearranjando os termos em (3.2) é possível deixar evidente as duas componentes do sinal por meio de

$$\underset{i=1,2,\ldots,M}{s_i(t)} = \overbrace{\sqrt{E}\cos\left[2(i-1)\frac{\pi}{M}\right]\sqrt{\frac{2}{T}}\cos(2\pi f_c t)}^{\text{Componente I}} + \overbrace{\sqrt{E}\sin\left[2(i-1)\frac{\pi}{M}\right]\sqrt{\frac{2}{T}}\sin(2\pi f_c t)}^{\text{Componente Q}}. \tag{3.3}$$

As componentes em Fase (I) e Quadratura (Q) são responsáveis pela modulação do sinal e são ortonormais. Portanto, podem ser representadas por

$$\phi_1(t) = \sqrt{\tfrac{2}{T}}\cos(2\pi f_c t) \quad \text{e} \quad \phi_2(t) = \sqrt{\tfrac{2}{T}}\sin(2\pi f_c t), \tag{3.4}$$

com $0 \leq t < T$. Caso se utilize um sistema antipodal, o sinal resultante possuirá somente uma componente. Vale salientar que através das componentes I-Q é possível criar qualquer sistema bidimensional, inclusive o QAM. A Figura 3.4 apresenta o esquema de um transmissor *M*PSK. Para um maior aprofundamento sobre modulações PSK, sugere-se [12, Sec. 6.2] e as referências por ela utilizadas.

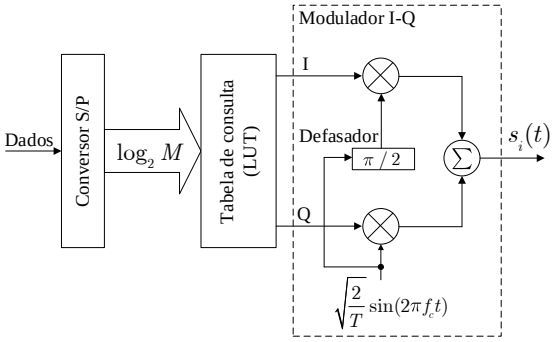


Figura 3.4: *Geração de um sinal MPSK.*

Demodulação

Partindo do receptor ML genérico apresentado na Figura 3.3, a Figura 3.5 apresenta um esquema para demodulação de um sistema *M*PSK. Duas principais diferenças podem ser notadas: a presença de somente duas funções base e a não necessidade da subtração da energia em cada ramo, uma vez que os símbolos possuem todos a mesma energia. O vetor **r** com seus coeficientes $[r_{i1}\ r_{i2}]$ é obtido na saída dos correlatores e, o símbolo estimado portanto será o ramo que possuir o maior valor.

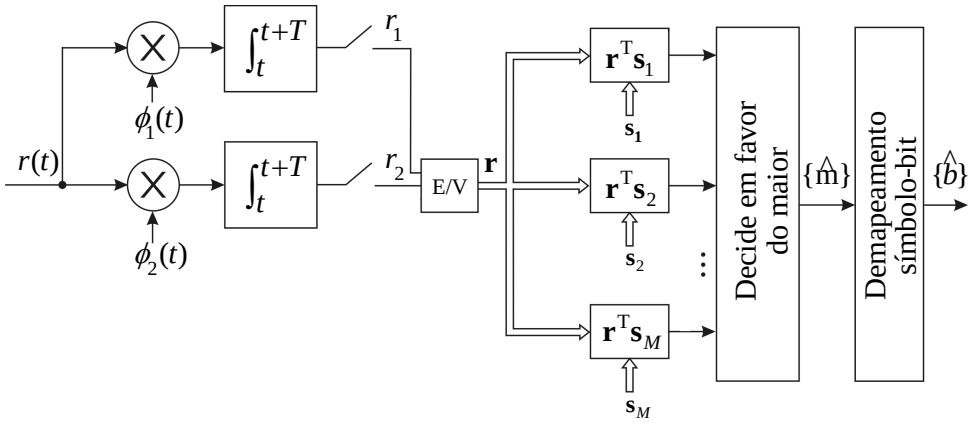


Figura 3.5: *Receptor MPSK.*

Um dos requisitos básicos da modulação PSK é a coerência de fase entre transmissor e receptor, de modo que qualquer diferença entre as portadoras sejam estimadas e compensadas. Na prática, sistemas PSK utilizam ordem de modulação M até 8, quando ainda apresentam pouca complexidade e certa vantagem para as demais modulações. No caso de sistemas PSK baseado em detecção não-coerente são normalmente empregados em sistemas de baixa complexidade e com menores taxas. Uma modulação com detecção não-coerente é a DBPSK (*Differentially BPSK*) e pode ser conferido com mais detalhes em [12, Sec. 6.7.2].

3.3.2 Quadrature Shift Keying

Modulação

Como já mencionado, um sistema QAM transmite suas informações através da variação tanto de amplitude quanto de fase. Estes símbolos podem então ser representados por

$$\underset{i=1,2,\ldots,M}{s_i(t)} = \begin{cases} s_{i1}\sqrt{\frac{2}{T}}\cos(2\pi f_c t) + s_{i2}\sqrt{\frac{2}{T}}\sin(2\pi f_c t), & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \qquad (3.5)$$

sendo s_{i1} e s_{i2} os coeficientes gerados pela tabela LUT. Para o QAM, as funções base são idênticas àquelas do PSK, dadas em (3.4).

A geração dos símbolos de uma modulação QAM, pode ser realiza através de duas maneiras: através da LUT ou por meio de dois sistemas L-PAM(*pulse amplitude modulation*) em paralelo e operando de maneira independente. Quando empregada a LUT,

é possível gerar uma modulação bidimensional com formato aleatório, já o emprego do L-PAM somente pode ser usado se a modulação QAM possuir formato quadrado, ou seja, $k = \log_2 M$ par. No caso do uso da LUT, o transmissor pode ser observado na Figura 3.4 e, quando empregado utilizando dois moduladores L-PAM, a Figura 3.6 apresenta o esquema. Como k neste caso é um número par, cada modulador L-PAM é responsável na geração de um coeficiente a partir de um conjunto de bits. Este coeficientes são então multiplicados por cada uma das funções base.

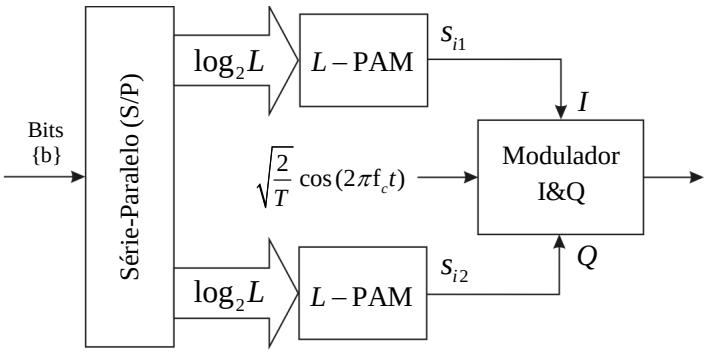


Figura 3.6: *Receptor MQAM a partir do L-PAM.*

Demodulação

A diferença entre o receptor QAM em relação ao PSK está na necessidade de ponderação da energia de símbolo. Sem esta ponderação, símbolos com maior energia teriam maior influência na escolha, uma vez que o produto interno entre $\mathbf{r}$ e um símbolo resultaria em um maior valor, não devido a distância euclidiana, mas sim pela maior energia do símbolo. Portanto, o receptor genérico QAM pode ser visto como aquele apresentado na Figura 3.3 com apenas duas funções base. O processo de detecção e decodificação do símbolo em bit é realizado da mesma maneira da modulação PSK.

Quando empregado dois sistemas L-PAM operando em paralelo, a Figura 3.7 exemplifica o esquema do receptor. Cada ramo do receptor é responsável na detecção e decodificação de metade dos bits e, ao final, os bits são convertidos da forma paralela para a serial.

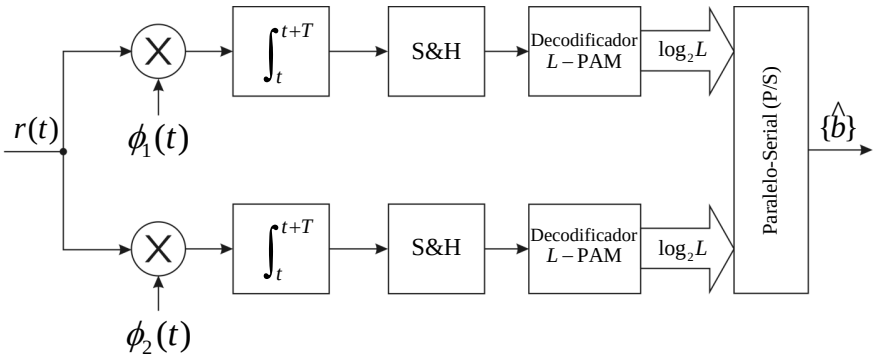


Figura 3.7: *Receptor MQAM a partir do L-PAM.*

3.3.3 Frequency Shift Keying

Modulação

Um sistema *M*FSK transmite seus símbolos através de diferentes tons de frequência ortogonais entre si. Sua representação pode ser expressa através de

$$\underset{i=1,2,\ldots,M}{s_i(t)} = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}}\cos(2\pi f_i t), & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \tag{3.6}$$

onde f_i representa a frequência de cada portadora. Nota-se uma semelhança entre a representação dos símbolos e as funções base expressas em (3.4). Portanto, o esquema do modulador *M*FSK segue o modelo genérico apresentado na Figura 3.2 com M ramos centrados em frequências distintas. A LUT, desta forma, é responsável em gerar apenas um coeficiente com valor E no ramo correspondente àquele símbolo desejado.

Por definição, a escolha das frequências dos símbolos seguem uma regra de formação de modo que a diferença entre tons seja $f_M - f_{M-1} = f_{M-1} - f_{M-2} = \ldots = f_3 - f_2 = f_2 - f1 = m/2T$, sendo T o tempo de símbolo e m um valor inteiro. A escolha de m pode ser baseada no requisito banda e/ou de continuidade de fase. Para o caso de $m = 1$, uma menor largura de faixa será utilizada. Entretanto, o chaveamento entre tons de frequência causa descontinuidade de fase, aumentando a intensidade dos lóbulos secundários. Caso $m = 2$, a separação entre as portadoras será a própria taxa de símbolos e haverá uma continuidade de fase na transmissão de todos os símbolos. Este fato pode ser observado na Figura 3.8, para $m = 1$ e $m = 2$. Note que, para o caso $m = 1$ não haverá continuidade de fase na transmissão de todos os símbolos, chegando a uma diferença de 180°. Entretanto, com $m = 2$ haverá sempre um número inteiro de

ciclos da portadora dentro do período da transmissão de um símbolo. Contudo, para garantir a continuidade de fase independentemente de m há a possibilidade do uso de um VCO (*Voltage-Controlled Oscillator*) no transmissor. Este tipo de dispositivo impede que haja uma transição abrupta de fase, havendo então um período transitório. Este tempo depende da qualidade do dispositivo.

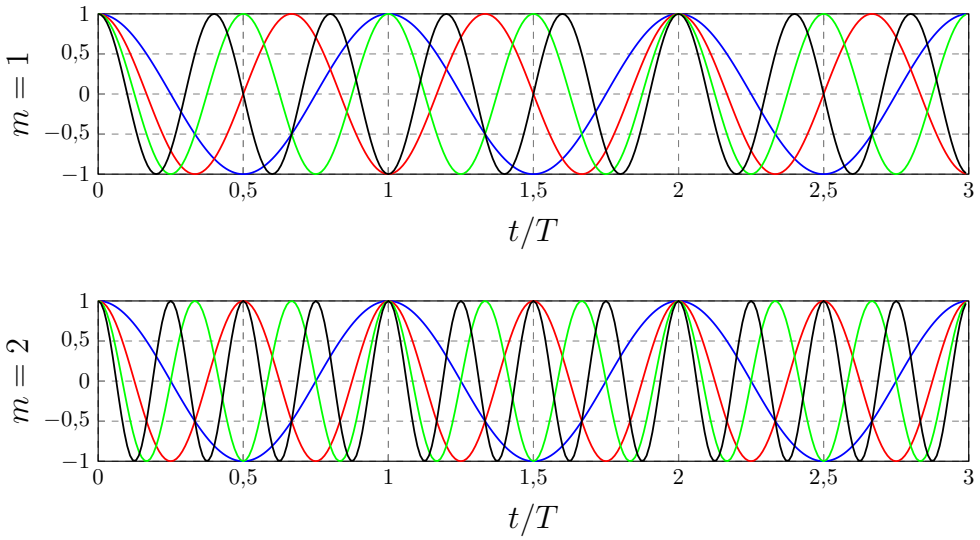


Figura 3.8: *Exemplo de modulação MFSK para $m = 1$ e $m = 2$.*

Demodulação

A partir do receptor generalizado de máxima verossimilhança apresentado na Figura 3.3, simplificações podem ser feitas de modo a obtenção do receptor apresentado na Figura 3.9. A primeira é devido aos símbolos pussuírem a mesma energia fazendo desnecessário o uso da ponderação. Segunda simplificação é o fato de que exitem a mesma quantidade de símbolos e correlatores, fazendo com que a correlação e o produto interno resulte em praticamente o mesmo valor. Terceiro fato é a condição de ortogonalidade entre os tons, fazendo com que a saída dos M correlatores apresente somente componentes relacionadas a cada um dos símbolos mais a presença de algum ruído. Por fim, dadas tais simplificações, basta com que o receptor decida pelo maior valor apresentado por cada um dos M ramos a cada intervalo de símbolo.

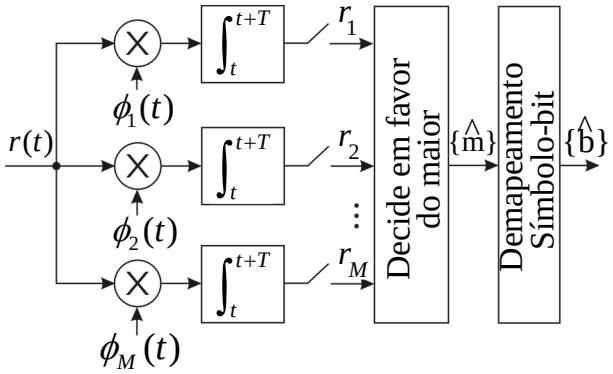


Figura 3.9: *Receptor MFSK genérico.*

3.4 Modelo vetorial para detecção coerente e não-coerente

3.4.1 Apresentação do modelo vetorial

Com o aumento da ordem de modulação, a simulação de um sistema do comunicação torna-se cada vez mais complexa, do ponto de visto computacional, uma vez que há a necessidade da geração de todas as formas de ondas que compõem o sistema da Figura 3.2 e Figura 3.3. Entretanto, através da análise apresentada em (3.1), nota-se que um coeficiente gerado pela LUT aparece na saída do correspondente correlator devido a presença das funções base no receptor, ou seja, são capazes de separar os coeficientes dada a ortogonalidade existente entre elas. Desde que as variáveis de decisão contenham características suficientes para os critérios de decisão, é suficiente a geração de somente tais variáveis. Portanto, exceto quando há o interesse da análise da própria forma de onda presente no sistema, não há a necessidade de sua geração. Através do modelo vetorial é possível realizar a análise de uma das métricas de desempenho mais importantes em um sistema, a taxa de erros de bit. A Figura 3.10 ilustra um

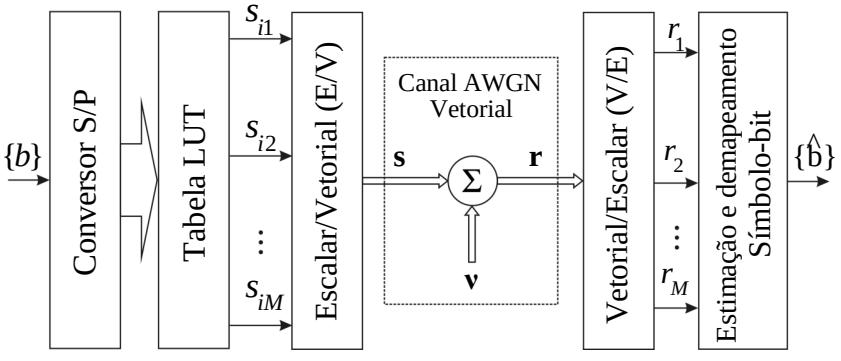


Figura 3.10: *Modelo vetorial de transmissão e recepção genérico.*

sistema genérico sem a presença de formas de onda. Nota-se que os blocos de geração dos coeficientes e estimação dos símbolos permaneceram os mesmos. As operações que antes existiam foram agora substituídas por operações vetoriais, uma vez que um símbolo $\mathbf{s}_i$ (antes $s_i(t)$) pode ser visto como um vetor de N linhas sendo cada linha um coeficiente gerado pela LUT. A expressão de análise dos coeficientes (linhas do vetor) e de síntese do símbolo $s_i(t)$ podem ser descritas como

$$s_{ij} = \int_0^T s_i(t)\phi_j(t)dt \qquad \text{e} \qquad s_i(t) = \sum_{j=1}^{N} s_{ij}\phi_j(t), \tag{3.7}$$

onde o índice i representa o número do símbolo dentro de um conjunto, j corresponde a linha do vetor e N a quantidade de funções base que compõem o sistema. Portanto, a representação vetorial do sistema apresentado na Figura 3.10 é expressa por

$$\mathbf{r} = \mathbf{s}_i + \boldsymbol{\nu}, \text{ onde } \mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_j \\ \vdots \\ r_N \end{bmatrix}, \mathbf{s}_i = \begin{bmatrix} s_{i1} \\ \vdots \\ s_{ij} \\ \vdots \\ s_{iN} \end{bmatrix}, \boldsymbol{\nu} = \begin{bmatrix} \nu_1 \\ \vdots \\ \nu_j \\ \vdots \\ \nu_N \end{bmatrix}, \text{ para } i = 1,2,\ldots,M, \tag{3.8}$$

onde o vetor $\mathbf{r}$ é o vetor de coeficientes recebido pelo receptor na presença de ruído, $\mathbf{s}_i$ é o vetor de coeficientes no transmissor e $\boldsymbol{\nu}$ é o vetor formado por N amostras de ruído Gaussiano branco de média zero e variância dada por $N_0/2$.

Citando como exemplo um sistema bidimensional, um símbolo $\mathbf{s}_i$ contém apenas dois coeficientes e pode ser escrito através de um número complexo na forma $a + jb$. A ideia de constelação surge desta representação vetorial do sinal em um plano cartesiano, onde o eixo da abscissa e da ordenada representam a função base ϕ_1 e ϕ_2, respectivamente. Uma função base ϕ_1, no domínio vetorial, pode ser representada pelo vetor $\boldsymbol{\phi}_1 = [\ 1 \quad 0\ ]^{\mathrm{T}}$ enquanto que ϕ_2 pode ser representada como $\boldsymbol{\phi}_2 = [\ 0 \quad 1\ ]^{\mathrm{T}}$, onde $[.]^{\mathrm{T}}$ denomina o transposto da matriz. Portanto $\mathbf{s}_1$ pode ser escrito através de $\mathbf{s}_1 = s_{11}\boldsymbol{\phi}_1 + s_{12}\boldsymbol{\phi}_2$. A energia do símbolo $\mathbf{s}_i$ ($s_i(t)$) pode ser obtida por meio do módulo ao quadrado de $\mathbf{s}_i$. Através desta análise, nota-se que há uma equivalência entre as expressões para o cálculo da energia no domínio do tempo e no domínio vetorial, e podem ser expressas como

$$||\mathbf{s}_i||^2 = s_{i1}^2 + s_{i2}^2 = [\ s_{i1} \quad s_{i2}\ ] \begin{bmatrix} s_{i1} \\ s_{i2} \end{bmatrix} = \mathbf{s}_i^{\mathrm{T}}\mathbf{s}_i = \int_0^T s_i^2(t)dt = E_i. \tag{3.9}$$

Através das definições apresentadas no modelo vetorial, juntamente com a representação de uma modulação através de sua constelação, torna-se mais simples a análise de uma modulação.

3.4.2 PSK - Modulação e Demodulação no modelo vetorial

Na técnica PSK, apresentada na Seção 3.3.1, é necessário a geração das formas de onda que compõem o sistema. Entretanto, como foi mostrado na Seção 3.2, somente com a geração dos símbolos pela LUT e as amostras do ruído que corrompem cada amostra do vetor, é possível a simulação do sistema para a obtenção da BER.

Partindo da Figura 3.10, bits gerados de forma aleatória, ao serem convertidos à forma paralela, geram os coeficientes que representam o símbolo através da tabela LUT. Por ser uma modulação bidimensional estes coeficientes podem ser vistos com um número complexo na forma $a + jb$. Utilizando o software MATLAB, por exemplo, é possível mapear os M possíveis símbolos nos correspondentes coeficientes através da função *pskmod()*. Como toda função há a necessidade de informar ao programa alguns parâmetros de controle. De forma genérica, pode-se utilizar como *pskmod(x,M,ini_phase,symbol_order)* sendo x um vetor de mensagem com valores inteiros na faixa de 0 a $M-1$, M é a ordem de modulação, *ini_phase* é uma rotação inicial que se deseja fazer na constelação e *simbol_order* é o tipo de mapeamento utilizado na constelação, podendo ser Gray ou não. Mapeamento Gray significa que a rotulação bit/símbolo de um símbolo com seus vizinhos mais próximos se diferem em apenas um bit, ou seja, caso o sistema erre a decodificação de um símbolo para um vizinho, o erro acontecerá em somente um bit dentre os k possíveis [12, Sec. 5.9.4]. Como saída da função *pskmod()*, é gerado o vetor $\mathbf{s}_i$ do tamanho da mensagem contendo números complexos que representam os M possíveis símbolos. O vetor $\mathbf{s}_i \in \mathbb{C}$, é então corrompido por um ruído AWGN complexo com variância $N_0/2$.

Na recepção, o software MATLAB® possui a função *pskdemod()* que realiza o cálculo da distância euclidiana e converte o símbolo da forma complexa para a forma inteira. A utilização desta função é muito semelhante ao da transmissão, sendo sua utilização dado por *pskdemod(y,M,ini_phase,symbol_order)*, onde y é o próprio vetor recebido $\mathbf{r}$. Portanto, os mesmos parâmetros devem ser mantidos no transmissor e receptor sob pena de queda de desempenho caso estes não sejam iguais.

3.4.3 QAM - Modulação e Demodulação no modelo vetorial

Devido a semelhança entre as modulações PSK e QAM, a simulação do QAM utilizando o modelo vetorial segue o mesmo caminho, diferenciando apenas o formato da constelação e a inserção do cálculo da energia. Seguindo a sequência da Figura 3.10, os bits aleatórios são apresentados a tabela LUT em conjuntos de k bits. O MATLAB apresenta a função *qammod()* que realiza a conversão dos M símbolos para a forma complexa de acordo com o formato da constelação. Semelhante à função do PSK, são necessários os mesmos parâmetros alterando somente a chamada para *qammod(x,M,ini_phase,symbol_order)*. Como na geração do PSK, a saída da função *qammod()*, fornece o vetor $\mathbf{s}_i$ do tamanho da mensagem contendo números complexos que representam os M possíveis símbolos. O vetor $\mathbf{s}_i \in \mathbb{C}$, é então corrompido por um ruído AWGN complexo com variância $N_0/2$.

A função do receptor é identificar qual o provável símbolo transmitido dado a presença do ruído AWGN, por meio cálculo da distância euclidiana. No MATLAB a utilização da função *qamdemod()* executa este processo e entrega em sua saída os possíveis símbolos. Para seu uso são necessários os mesmos parâmetros do transmissor alterando somente a chamada para *qamdemod(y,M,ini_phase,symbol_order)*, onde y é o próprio vetor recebido $\mathbf{r}$.

3.4.4 FSK - Modulação e Demodulação no modelo vetorial

Novamente, a Figura 3.10 pode ser usada como uma representação do sistema, validando portanto a generalização do modelo. Dada uma sequência de k bits aleatórios, a LUT é responsável em selecionar qual a portadora que representa o símbolo. Diferentemente das modulações PSK e QAM, o MATLAB não apresenta uma função cujo modelo vetorial tenha correspondência direta com a Figura 3.10. Portanto, cabe ao usuário elaborar um vetor da forma $\mathbf{s}_i = [s_{i1}\ s_{i2}\ \ldots\ s_{iM}]^{\mathrm{T}}$ onde s_{ij} é

$$s_{ij} = \begin{cases} \sqrt{E}, & j = i \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \tag{3.10}$$

ou seja, um vetor que contenha zeros exceto na posição do símbolo. Ao vetor que representa o símbolo MFSK, é somado o vetor $\boldsymbol{\nu}_i$ contendo ruído AWGN com variância $N_0/2$ em cada amostra. Na recepção, seguindo a mesma ideia da Figura 3.9, basta selecionar o ramo que apresentar o maior valor e converter para a forma binária.

Para modulação FSK, o software MATLAB possui as funções *fskmod()*/*fskdemod()*. A utilização destas se difere das modulações PSK e QAM, onde um único número complexo corresponde a um ponto na constelação dentro de um conjunto de M possíveis. No FSK, são geradas amostras de um sinal ao longo do tempo. Utilizando o conceito apresentado na Figura 2.16, pode-se visualizar atraves da Figura 3.11 a densidade espectral de potência obtida para um sinal cossenoidal com 8 amostras por símbolo e frequência entre tons de 10 Hz, sendo gerado através da função *fskmod()*.

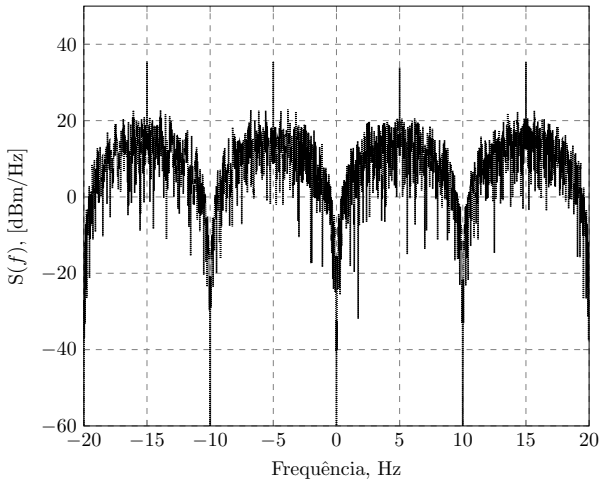


Figura 3.11: *Densidade espectral de potência do sinal 4-FSK gerado.*

Além dos símbolos (entre 0 e $M-1$), estas funções (*fskmod()*/*fskdemod()*) necessitam de parâmetros como frequência de separação entre os tons, número de amostras e frequência de amostragem do sinal. Na recepção, a função *fskdemod()* realiza a demodulação não-coerente do sinal, através da correlação do sinal recebido com todas as outras M formas de onda possíveis e decide-se por aquele símbolo que apresentar maior energia após o correlator [12, p. 537].

Capítulo 4

Resultados Numéricos

4.1 Introdução

Serão apresentados os resultados de simulação para comparar o desempenho utilizando a modulação FSK com detecção não-coerente em relação as modulações PSK e QAM. Para isso, as ordens empregadas variam de $M = \{4, 16, 64\}$. Em relação aos parâmetros do canal[1], é utilizada uma portadora na faixa de ondas milimétricas em 60 GHz com expoente de atenuação no percurso $\gamma = 4$, as distâncias de referência e de análise (d_0 e d) são respectivamente 1 m e 25 m. O fator de Rice $\mathcal{K} = 5$ dB e ângulo de chegada do sinal simulado por uma variável aleatória $\varrho \sim \mathcal{U}[0, 2\pi)$ [7]. A proximidade entre os elementos leva a menores atenuações e/ou degradações por parte do canal e, principalmente, ao não mascaramento das análises das imperfeições. A Tabela 4.1 apresenta as faixas de valores que serão avaliados. Tais valores foram criteriosamente escolhidos de modo a apresentar parâmetros condinzentes com aqueles encontrados na prática e são alvos de estudos em [3], [4] e [5].

A escolha da modulação FSK deve-se a uma característica única, o fato de que o aumento da ordem de modulação reduz a taxa de erro de bits característica contrária as modulações PSK e QAM. A escolha da detecção não-coerente deve-se a menor complexidade de implementação em relação a detecção coerente, que necessita circuitos de extração de sincronismo e o ganho de desempenho é de 1 dB em favor da coerente. O circuito do receptor para a detecção não-coerente é o proposto em [12], de modo que para cada tom de frequência são empregados dois ramos de correlatores e detectores

[1] Os valores de frequência e expoente de atenuação podem sofrer alteração e serão explicitamente mencionados. Caso não se alterem, serão considerados os valores padrão de 60 GHz e 4 respectivamente.

Tabela 4.1: *Faixa de valores para avaliação [3], [4] e [5].*

Parâmetros	**Valores**
Ruído de fase total (σ^2_{ph})	$1{,}032 \times 10^{-6}$ a $1{,}032 \times 10^{-3}$
Desbalanceamento I-Q (ρ e θ)	0,05 dB a 1 dB e 0,5° a 10°
Não-linearidade do amplificador (V_{sat} e δ)	2 V a 11 V e -24000 a -4364
Sombreamento (σ_{sh})	6 dB a 12 dB
Expoente de atenuação (γ)	3 a 5

de envoltória.

Em relação ao sinal, adotou-se energia de símbolo média $E = \mathbb{E}\{|s_n|^2\} = 1$ J, com a densidade espectral de potência do ruído N_0, em watts/hertz, configurada de acordo com a relação E_b/N_0 desejada, em que E_b é a energia média por bit na recepção. Para a análise de BER, foi adotada uma relação E_b/N_0 variando de $\{1{,}2, \ldots, 31\}$ dB no receptor, já considerando a perda no espaço livre na faixa de 60 GHz, através da equação $\gamma 10\log_{10}\frac{d}{d_0} - 10\log_{10}L(d_0) \approx 124$ dB.

Por fim, para o cômputo da BER, foram feitas 2×10^5 eventos de Monte Carlo considerando a transmissão de quadros contendo 100 símbolos de dados, sendo que cada símbolo FSK obedece a regra mínima de continuidade entre símbolos, ou seja, cada tom de frequência utilizado está separado dos demais por uma razão de $1/T$ onde T é o tempo de símbolo.

4.2 Efeito do ruído de fase

Para os valores de ruído de fase presentes na Tabela 4.1 os autores em [4] propõem um limitante inferior da variância do processo de inovação ($\Delta[n]$) do movimento Browniano. Este limitante baseia-se na tecnologia empregada nos osciladores e da frequência da portadora. O cálculo da variância em [4] é descrito por

$$\sigma^2_{\text{ph2}} \geqslant \frac{19{,}496 \times 10^{-21}\pi^2}{I_d V_d Q_0^2}\frac{{f_c}^2}{B}, \tag{4.1}$$

sendo B a banda ocupada pelo sinal, I_d e V_d a corrente e a tensão de coletor/dreno do transistor e Q_0 o fator de qualidade do ressonador do oscilador quando não está com carga. Vale ressaltar, que uma tensão segura de operação normalmente fica a 1/3 do valor máximo da tensão de saturação do componente. Utilizando a tecnologia GaAs

HEMT (*High-electron-mobility transistor*) [4] como referência, para $f_c = 60$ GHz, $B = 1$ MHz e tensão de operação a $1/3$ do máximo, obtém-se uma variância $\sigma^2_{\text{ph2}} = 1{,}3 \times 10^{-5}$ rad^2 para o ruído de fase $1/f^2$. Com o intuito de tornar as especificações de hardware menos críticas, este valor de variância foi alterado até o ponto em que o EVM causado pelo ruído de fase, sob uma relação $E_b/N_0 = 26$ dB, ficasse em torno de 8%. Tal valor de EVM é referente ao máximo permitido no enlace direto com modulação 64QAM para o sistema LTE padronizado pelo 3GPP [18, Sec. 14.3.4]. Portanto, a Figura 4.1 apresenta um gráfico de BER considerando um valor fixo de ruído de fase $\sigma^2_{\text{ph2}} = 13 \times 10^{-5}$ rad^2 e variando a relação E_b/N_0 no receptor. Para o caso dos ruídos $1/f^0$ e $1/f^3$ adotou-se a proporcionalidade existente entre as variâncias destes e σ^2_{ph2}, de acordo com a técnica de geração por filtragem descrita em [1] e resumida na Subseção 2.2, mantendo $K_0 = -110$ dB, $K_2 = 10$ e $K_3 = 10^4$. Portanto a potência total σ^2_{ph} do ruído de fase da Figura 4.1 é de $13{,}411 \times 10^{-5}$ rad^2.

Pode-se observar pela Figura 4.1 que as modulações *M*PSK e *M*QAM tendem a um patamar de BER, por exemplo no caso de $M = 16$ este valor tende a 9×10^{-3} e 4×10^{-4}, para PSK e QAM, respectivamente. Diferentemente para o *M*FSK, a medida que a relação E_b/N_0 aumenta, nota-se um decréscimo da taxa de erro de bits. Percebe-se também que o aumento da ordem de M, reduz ainda mais a quantidade de bits em erro, característica marcante deste tipo de modulação. Vale destacar, que o aumento de M na técnica FSK, produz um aumento na largura de faixa utilizada [12], entretanto como seu uso é direcionado para a faixa de ondas milimétricas, o espectro nesta faixa ainda é pouco explorado e permite aplicações com largura de faixa elevadas. As modulações que apresentaram melhor desempenho foram a 4PSK/4QAM (que

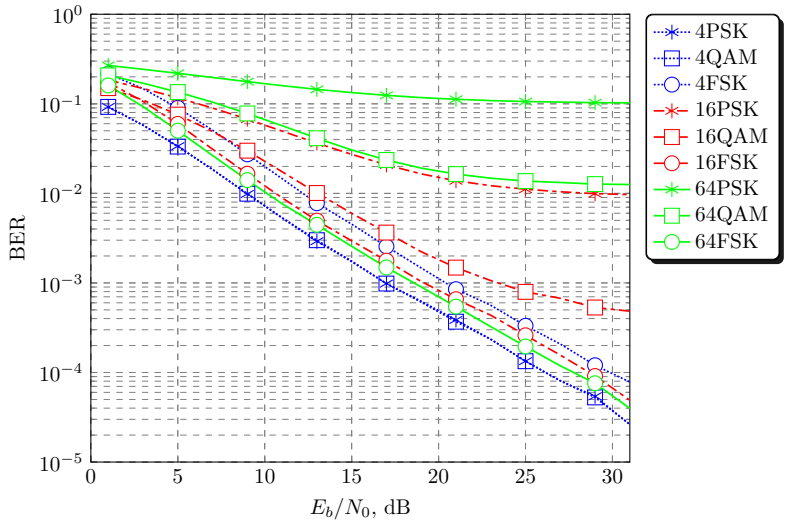


Figura 4.1: *BER e E_b/N_0 e ruído de fase $\sigma^2_{\text{ph}} = 13{,}411 \times 10^{-5}$.*

são idênticas), ficando até mesmo superiores a 64FSK.

A Figura 4.2 apresenta resultados de BER em função da variância total do ruído de fase, σ^2_{ph}, para $E_b/N_0 = 26$ dB. A faixa de variação da potência total σ^2_{ph} do ruído de fase situa-se entre $1{,}032 \times 10^{-6}$ a $1{,}032 \times 10^{-3}$ rad^2. Como esperado, as modulações PSK e QAM apresentam degradação de desempenho à medida que o ruído de fase aumenta e as modulações FSK praticamente não sofrem influência desse ruído, dentro da faixa analisada. As modulações 4PSK/4QAM superam as modulações FSK até cerca de $3{,}095 \times 10^{-4}$ rad^2, quando a BER é de aproximadamente 2×10^{-4}. Nota-se um comportamento semelhante para estas duas modulações (PSK e QAM), que mantêm a BER praticamente insensível ao ruído de fase até determinado ponto (enquanto este é dominado pelo ruído térmico).

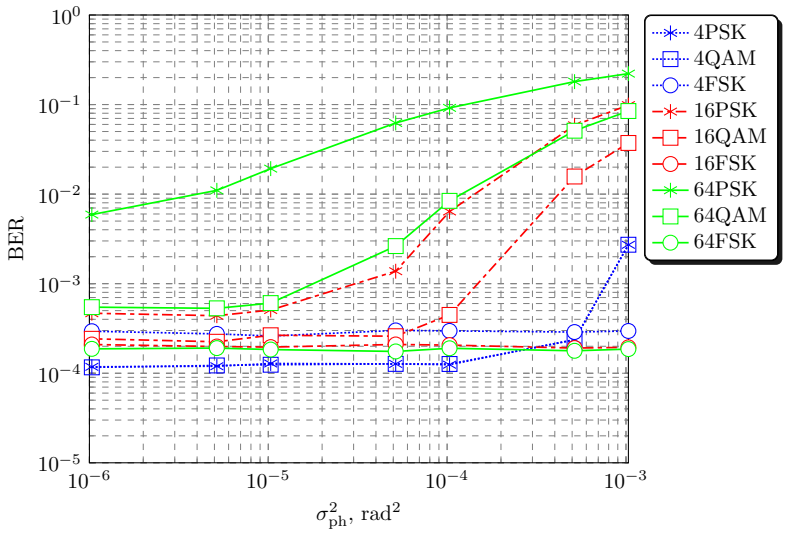


Figura 4.2: *BER versus* σ^2_{ph}, *para* $E_b/N_0 = 26$ *dB.*

4.3 Influência do Desbalanceamento I-Q

Para os valores analisados em [20], os autores realizam experimentos práticos relacionados ao ruído de fase e ao desbalanceamento I-Q. Tais experimentos tem como base as propostas apresentadas em [38], cujo apelo é mais teórico. Em [20], é montado um esquema de testes para uma comunicação na faixa de ondas milimétricas com sistemas operando a 5, 10 e 20×10^9 símbolos por segundo e alterando o desbalanceamento tanto de amplitude quanto de fase, entre as portadoras em fase e em quadratura, para valores de 0 dB, 0,5 dB e 1 dB e 0°, 5° e 10°, respectivamente. Os resultados, como esperado, indicam que quanto maior são as imperfeições do modulador I-Q, pior

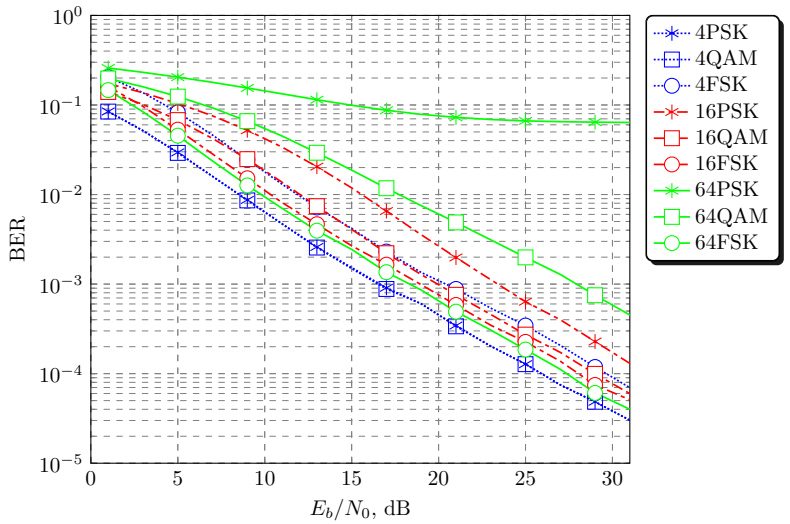


Figura 4.3: *BER e E_b/N_0 com $\rho = 0{,}35$ dB e $\theta = 3{,}5°$.*

é o desempenho em termos de EVM e de BER. A variação de desempenho quando há o aumento da largura de faixa dos sistemas, deve-se ao fato da presença do ruído de fase, que em [20], assume-se somente o ruído $1/f^0$, como mencionado na Seção 2.2.

Seguindo o mesmo método do ruído de fase, os valores utilizados para ρ e θ foram selecionados de modo que o EVM resultante para a modulação 64QAM ficasse em torno de 8% com uma relação $E_b/N_0 = 26$ dB. Portanto, a Figura 4.3 apresenta um gráfico de BER considerando um valor fixo para desbalanceamento I-Q ($\rho = 0{,}35$ dB e $\theta = 3{,}5°$) e variando a relação E_b/N_0 no receptor.

Pouco diferente do que ocorre em relação ao ruído de fase, na presença do desbalanceamento I-Q o desempenho dos sistemas são menos afetados, uma vez que somente uma das modulações apresentou um patamar de erro dentro da faixa analisada. Como esperado, a modulação com pior desempenho é a 64PSK, uma vez que o padrão de 8% de EVM atende ao 64QAM, segundo norma do 3GPP para o LTE. Para $M = 4$, o desempenho destas técnicas seguem a mesma taxa de erro de bits até mesmo do 64FSK. Outro ponto importante é que ambas técnicas (PSK e QAM) são menos afetadas em relação ao ruído de fase para o modelo empregado em (2.33).

Na Figura 4.4 são apresentados resultados de BER versus ρ e θ, novamente para $E_b/N_0 = 26$ dB, com ρ variando de 0,05 dB a 1 dB e θ de 0,5° a 10°. De forma semelhante ao que acontece com o ruído de fase, quanto maior é o desbalanceamento de amplitude e fase entre as componentes I-Q, maior é a BER para as modulações PSK e QAM. Uma ordem maior para estas duas modulações resulta em desempenho ainda mais baixo. Contudo, as modulações 4PSK/4QAM continuam apresentando de-

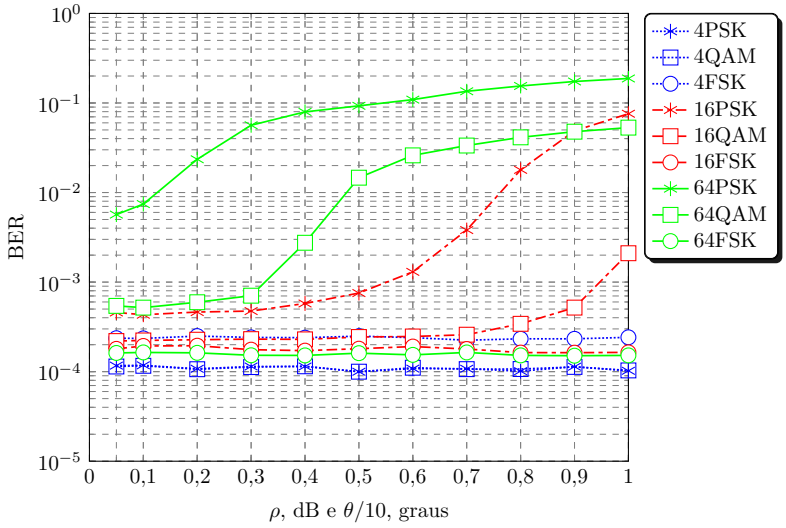


Figura 4.4: *BER versus* ρ *e* $\frac{\theta}{10}$*, para* $E_b/N_0 = 26$ *dB.*

sempenho superior à FSK. As modulações PSK e QAM mantêm seu desempenho em termos de BER com hardwares de alta qualidade, para os quais o desbalanceamento I-Q é pequeno. Novamente, as modulações FSK praticamente não sofrem influência do desbalanceamento I-Q, dentro da faixa analisada.

4.4 Influência da Não-linearidade de Amplificação

A faixa de valores utilizados para a análise de desempenho de um sistema degradado pela não-linearidade, presente na Tabela 4.1, foi baseada no EVM resultante de cada combinação V_{sat} e δ para as modulações 4PSK/4QAM e 64QAM. Seguindo a norma do 3GPP para o LTE [18], para a modulação 4PSK e 64QAM é exigido um EVM de 17,5% e 8%, respectivamente para o enlace direto. Portanto, o início da faixa de V_{sat} e δ foi selecionado de modo que estes apresentassem um valor de EVM imediatamente acima do exigido pela norma para o 4PSK, com relação $E_b/N_0 = 26$ dB. Neste caso, para $V_{\text{sat}} = 2$ V e $\delta = -24000$ o EVM foi de aproximadamente 23%. Como exemplo, para $V_{\text{sat}} = 3$ V e $\delta = -16000$ o EVM encontrado foi de aproximadamente 15%. A partir destes valores iniciais, foi selecionada uma faixa que estendesse até o ponto onde o EVM causado pelo ruído térmico começa a ter tanta influência quanto a não-linearidade do amplificador.

Uma abordagem diferente poderia ter sido realizada para a análise da influência do amplificador, levando em consideração não a alteração de dois parâmetros (V_{sat} e δ) mas sim do nível do sinal de entrada. Desta maneira, é alterado somente o parâmetro

conhecido como IBO (*input backoff*), que representa qual a diferença de nível (normalmente em decibéis) entre a entrada e o nível máximo permitido pelo amplificador que resulta na maior amplitude de saída. Ou seja, quanto maior o IBO menor será a amplitude de entrada e, consequentemente mais perto da região linear de trabalho o amplificador estará. Porém, para este trabalho, optou-se pela alteração dos parâmetros V_{sat} e δ uma vez que isso permite uma maior liberdade na escolha do dispositivo.

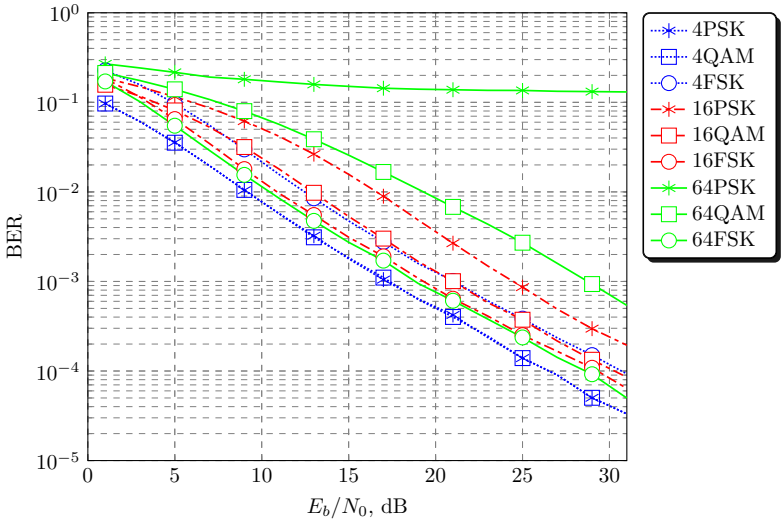


Figura 4.5: *BER e E_b/N_0 com $V_{\text{sat}} = 6$ V e $\delta = -6000$.*

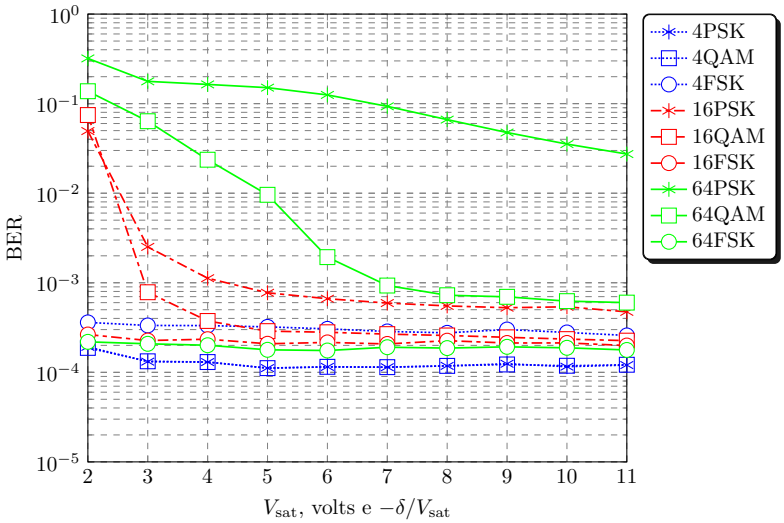


Figura 4.6: *BER versus V_{sat} e $-\frac{\delta}{V_{\text{sat}}}$, para $E_b/N_0 = 26$ dB.*

A Figura 4.5 apresenta um gráfico de BER considerando um valor fixo para as não-linearidades do amplificador ($V_{\text{sat}} = 6$ V e $\delta = -8000$) e variando a relação E_b/N_0 no receptor. Como no ruído de fase e no desbalanceamento I-Q, o valor utilizado para V_{sat} e δ foram selecionados de forma que o EVM resulta-se em um valor próximo a 8%, sob relação $E_b/N_0 = 26$ dB.

Semelhante ao que acontece com o desbalanceamento I-Q, o desempenho dos sistemas são pouco afetados se comparados ao ruído de fase. Como o EVM de 8% adotado atende a modulação 64QAM, com o aumento de E_b/N_0 há uma redução da BER para as modulações, exceto a 64PSK que entra numa região de patamar de erro.

A Figura 4.6 apresenta resultados de BER versus V_{sat} e $-\delta/V_{\text{sat}}$, com V_{sat} variando entre 2 V a 11 V e $\delta = -48000$ [25], novamente para $E_b/N_0 = 26$ dB. Quanto aos demais parâmetros de (2.10) e (2.11), foram adotados $p = 0{,}81$, $q_1 = 3{,}8$, $q_2 = 3{,}7$ e $\beta = 0{,}123$, conforme tecnologia GaAs pHEMT (*pseudomorphic* HEMT) citada em [25, p. 441] e $g = 1$, de modo que o ganho seja normalizado. Nota-se que quando o sistema está operando na região não linear do amplificador (V_{sat} baixo), há uma forte degradação de desempenho em termos de BER, uma vez que a constelação é fortemente comprimida e rotacionada. Como a energia média das constelações é unitária, a partir de $V_{\text{sat}} > 3$ para 16PSK e 16QAM, o sistema começa a entrar na região linear de operação (como mencionado ao início da Subseção 2.4, a região linear se situa abaixo de $1/3$ do nível máximo V_{sat}). Pode-se observar que as modulações FSK praticamente não sofrem queda de desempenho devido à não-linearidade do amplificador, resultado este que era esperado devido à envoltória constante de tais modulações.

4.5 Efeito da variação dos parâmetros do canal

A escolha dos valores para sombreamento e do expoente de atenuação do espaço livre são baseados nos trabalhos [5] e [39]. Algumas configurações de sistemas são propostas com o intuito de avaliar o desempenho dos enlaces. Quando empregados com linha de visada (LOS), tanto o expoente de atenuação quanto o sombramento tornam-se menores. Por exemplo, para 28 GHz[2] e 78 GHz, os valores situam-se por volta de 1,7 e 1,6 para o expoente, respectivamente, e 2,5 dB e 3,2 dB para o sombreamento. Porém, quando estas faixas do espectro são empregadas em ambiente onde não há uma linha de visada (NLOS, *non-line-of-sight*) e a polaridade das antenas diferem-se entre si, situação comum em comunicações entre dispositivos móveis, os valores chegam a 5,1 e 6,4 para o expoente de atenuação e 11,6 dB e 15,9 dB para o sombreamento. Portanto, os valores da Tabela 4.1 foram mantidos em relação ao artigo [7] de modo a contemplar de maneira ampla alguns dos valores de expoente de atenuação e sombreamento para o caso de sistemas com LOS/NLOS e com polaridades das antenas iguais ou diferentes entre si. Será analisado também o efeito da frequência da porta-

[2]Apesar da frequência de 28 GHz não estar formalmente dentro da faixa de ondas milimétricas, inúmeros trabalhos de medidas em campo para o 5G avaliam o uso desta frequência.

dora em relação à BER sob o modelo apresentado em (2.33). Com intuito de manter uma comparação em relação à [7], na Figura 4.7 não foi realizada a simulação para as modulações 4-PSK/4-QAM.

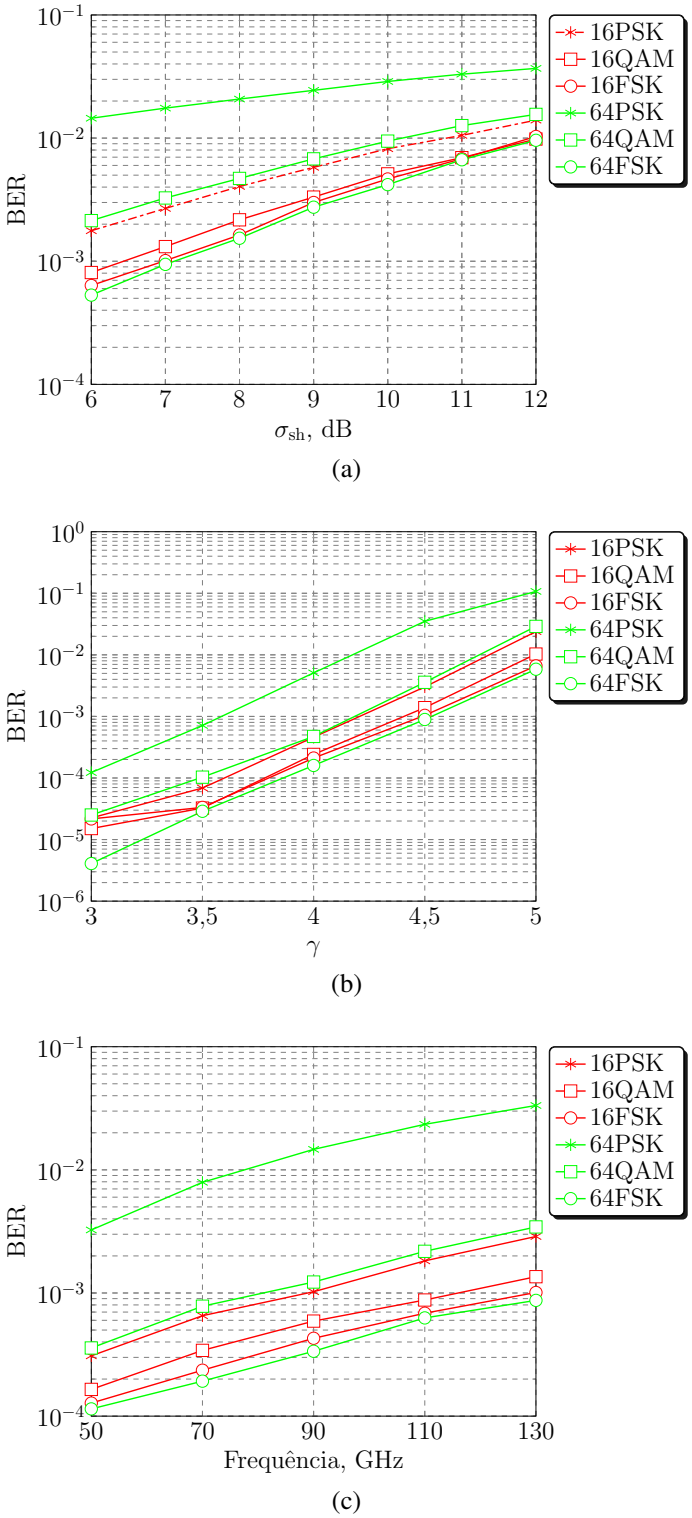


Figura 4.7: *BER e: (a) sombreamento σ_{sh} (b) expoente de atenuação γ (c) frequência da portadora f_c, com $E_b/N_0 = 26$ dB no receptor.*

Como esperado, com o aumento do sombreamento na recepção do sinal, as modulações PSK e QAM apresentaram um pior desempenho em relação ao FSK. No caso particular do 16QAM e altos valores de σ_{sh}, conforme Figura 4.7(a), ele apresenta praticamente a mesma relação de BER das modulações FSK.

Na Figura 4.7(b), é alterado o expoente de atenuação no espaço livre e analisado o desempenho das modulações. Percebe-se que com o aumento de γ resulta em uma taxa de erro maior para o caso *M*PSK e *M*QAM, e o aumento de M no FSK resulta em uma melhora de desempenho conforme esperado.

A Figura 4.7(c) a frequência da portadora é alterada e seu comportamento é analisado. Seguindo o mesmo comportamento da Figura 4.7(a) e 4.7(b), o aumento da frequência da portadora na faixa de ondas milimétricas degrada o desempenho das modulações *M*PSK e *M*QAM, enquanto que a técnica *M*FSK com detecção não-coerente apresenta o melhor parâmetro de taxa de erro de bits.

4.6 Efeito combinado dos parâmetros

Por fim é analisado o comportamento das técnicas de modulação em conjunto com todos os parâmetros empregados ao longo do Capítulo 4 até então.

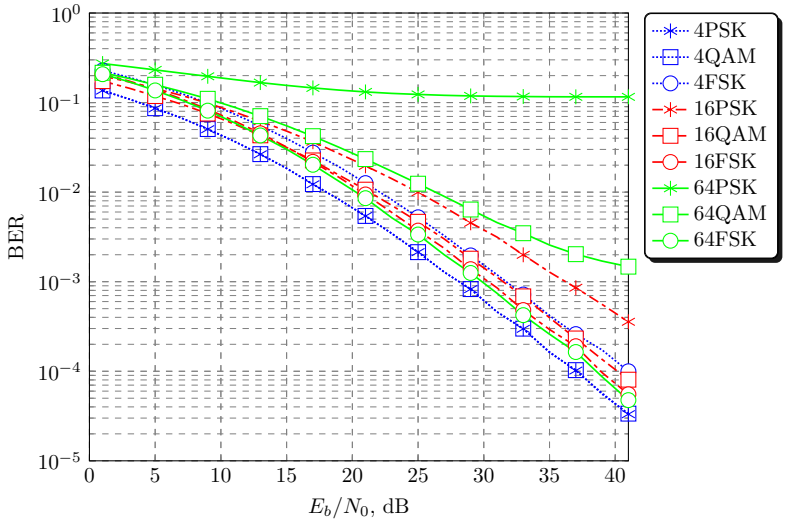


Figura 4.8: *BER versus E_b/N_0 na recepção, para $\sigma^2_{\text{ph}} = 1{,}345 \times 10^{-5}$ rad^2, $\rho = 0{,}2$ dB e $\theta = 2°$, $V_{\text{sat}} = 8$ V e $\delta/8 = -6000$, $\sigma_{\text{sh}} = 9$ dB, $\gamma = 4$ e $f_c = 60$ GHz.*

A Figura 4.8 apresenta o desempenho das modulações PSK, QAM e FSK em função de E_b/N_0, na presença de ruído de fase com variância total $\sigma^2_{\text{ph}} = 1{,}345 \times 10^{-5}$

rad^2, $\rho = 0{,}2$ dB e $\theta = 2^\circ$, $\delta = -6000$ e $V_{\text{sat}} = 8$ volts. Com isso,o EVM resultante ficou em torno de 8% para a modulação 64QAM. Nota-se na Figura 4.8 que as modulações 4PSK/4QAM foram as que apresentaram melhor desempenho sob as condições de hardware e EVM impostas. Um fato importante é que a modulação 16QAM apresentou desempenho muito semelhante às modulações FSK para hardwares de boa qualidade, situação contrastante com aquela reportada em [7], na qual a modulação FSK proporcionou desempenho muito superior às demais, na maioria das análises lá apresentadas. Justifica-se esse fato devido à simulação com tecnologia compatível com os requisitos exigidos pelo padrão LTE e, portanto, mais condizentes com seu atual estágio de desenvolvimento. Considera-se que em [7] houve sobredimensionamento das imperfeições de hardware, o que fez com que a modulação FSK se sobressaísse.

Ainda com relação à Figura 4.8, vale ressaltar que há um patamar de erro intransponível para a modulações 64PSK e 64QAM, devido à dominância dos efeitos de imperfeições de hardware frente ao ruído térmico para essas modulações. A característica marcante da modulação FSK se manteve na Figura 4.8, como nas anteriores.

4.7 Imperfeições de hardware: diferença entre modelos

Em [2], [3] e [7] as imperfeições de hardware como o desbalanceamento I-Q e a não-linearidade são modeladas através de uma variável aleatória Gaussiana complexa, do tipo $\eta \sim \mathbb{C}\mathcal{N}(0, \sigma^2_{\text{hw}})$, sendo

$$r_4[n] = h\,(s[n] + \eta)\, e^{j\Theta[n]} + v[n], \tag{4.2}$$

onde σ^2_{hw} é um parâmetro que caracteriza o nível das imperfeições. Portanto, há a união de ambos efeitos em uma única variável.

Com o intuito de validar ou não esta simplificação, primeiramente foi obtido qual o EVM resultante em um sistema que sofre desbalanceamento I-Q e é distorcido pela não-linearidade do amplificador. O cálculo de EVM é obtido através de

$$\text{EVM}_{\text{rms}}\% = \sqrt{\frac{\frac{1}{N_s}\sum_{n=0}^{N_s-1}\left(\text{I}^2_{\text{erro}}[n] + \text{Q}^2_{\text{erro}}[n]\right)}{\frac{1}{M}\sum_{m=0}^{M-1}\left(\text{I}^2_{\text{ref}}[m] + \text{Q}^2_{\text{ref}}[m]\right)}} \times 100\%, \tag{4.3}$$

onde I_{erro} e Q_{erro} representam, respectivamente, a diferença entre o símbolo medido e

o de referência, ou seja, $\mathrm{I_{erro}}[n] = \mathrm{I_{meas}}[n] - \mathrm{I_{ref}}[n]$ e $\mathrm{Q_{erro}}[n] = \mathrm{Q_{meas}}[n] - \mathrm{Q_{ref}}[n]$. O parâmetro N_s em (4.3) é a quantidade de símbolos recebidos e M é a quantidade de símbolos presentes na modulação analisada. Portanto, o numerador em (4.3) calcula a potência média do erro enquanto que o denominador calcula a potência média da constelação.

A Tabela 4.2 apresenta valores utilizados para a análise do EVM. Para cada ponto na Figura 4.9, foram gerados 2×10^8 símbolos e calculado qual o erro resultante para as modulações MPSK e MQAM, juntamente com a presença do ruído térmico sob uma relação de $E_b/N_0 = 26$ dB[3] e amplificador com tecnologia usada nos dispositivos de GaAs. O eixo da abscissa refere-se a um conjunto de quatro parâmetros da Tabela 4.2 (ρ, θ, V_{sat} e δ). Por exemplo, o primeiro ponto da Figura 4.9 dá-se através do conjunto (0,9 dB, 9°, 2 V, $-48000/2$), o segundo ponto através do conjunto (0,8 dB, 8°, 3 V, $-48000/3$), o terceiro ponto através do conjunto (0,7 dB, 7°, 4 V, $-48000/4$) e assim por diante, ou seja, o início das faixas são referentes a hardwares de baixa qualidade. Como já esperado, quanto pior a qualidade do hardware, maior será o EVM resultante. Nota-se também que haverá um patamar de erro dependendo da qualidade dos componentes. Este patamar fica em torno de 3,54% (para $M = 4$) e 2,04% (para $M = 64$), sendo tais valores o EVM causado pelo ruído térmico presente no sistema.

Tabela 4.2: *Faixa de valores para análise das imperfeições.*

Parâmetros	**Valores**
Desbalanceamento I-Q (ρ e θ)	0,9 dB a 0,05 dB e 9° a 0,5°
Não-linearidade (V_{sat} e δ)	2 V a 11 V e -24000 a -4364

O valor resultante em (4.3), ao ser retirado da escala percentual e elevado ao quadrado, pode ser visto como uma variável aleatória cuja variância é responsável em modelar os efeitos causados pelo desbalanceamento I-Q e pela não-linearidade do amplificador. A Figura 4.10 apresenta uma relação, em porcentagem, do EVM obtido com a variável η, cuja variância σ^2_{hw} foi obtida através do passo mencionado acima, e o EVM resultante do desbalanceamento I-Q juntamente com a não-linearidade (Figura 4.9). Nota-se pela Figura 4.10 que o EVM causado através de η é superior àquele apresentado pelas imperfeições separadas, e cresce a medida que são empregados hardwares de melhor qualidade, portanto o desempenho do ruído término começa a ter a maior influência. Portanto, a utilização da variável η (cuja variância foi obtida através do método da conversão direta do EVM) como uma variável que modela as imperfeições de

[3] Este valor de E_b/N_0 será adotado ao longo de todo este trabalho quando o ruído AWGN não for o objeto em análise. Tal valor também foi utilizado em [7].

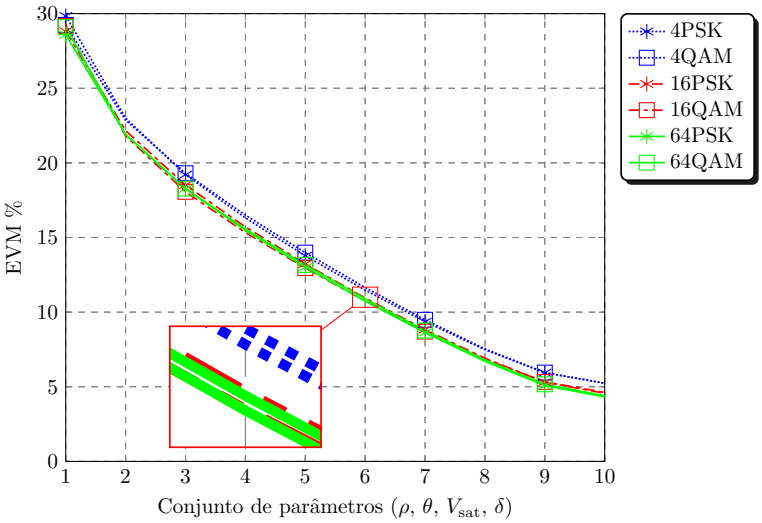


Figura 4.9: *EVM resultante do desbalanceamento I-Q e não-linearidade do amplificador*

hardware não pode ser empregada com o intuito de verificar a magnitude do vetor erro, pois leva a um EVM superior e diferente do que aquele apresentado pelas imperfeições de maneira separada. A utilização da variável η para este caso, implica no emprego de outro método que reduza a diferença encontrada na Figura 4.10.

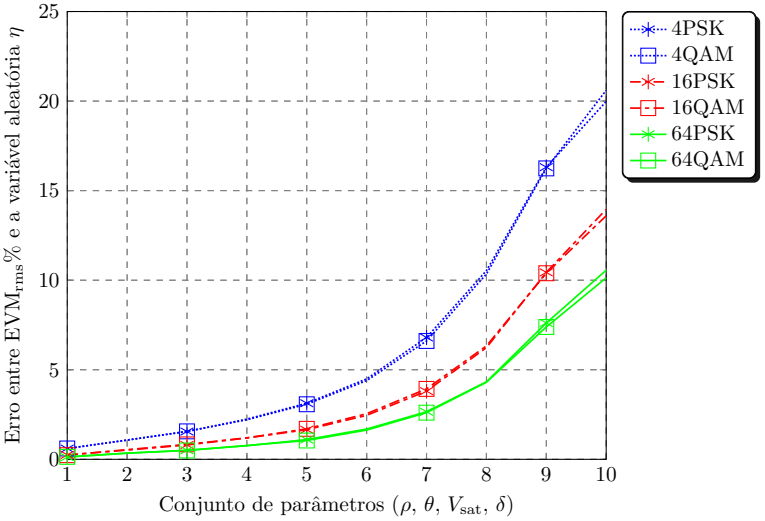
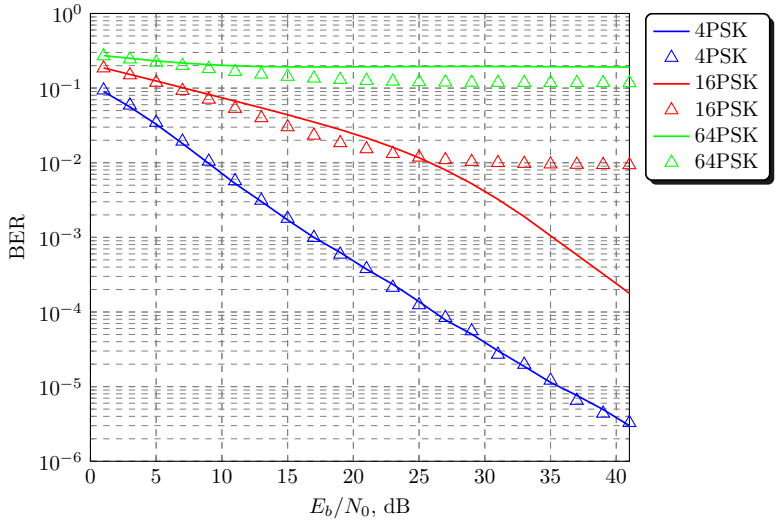


Figura 4.10: *Diferença de EVM causado através da variável η.*

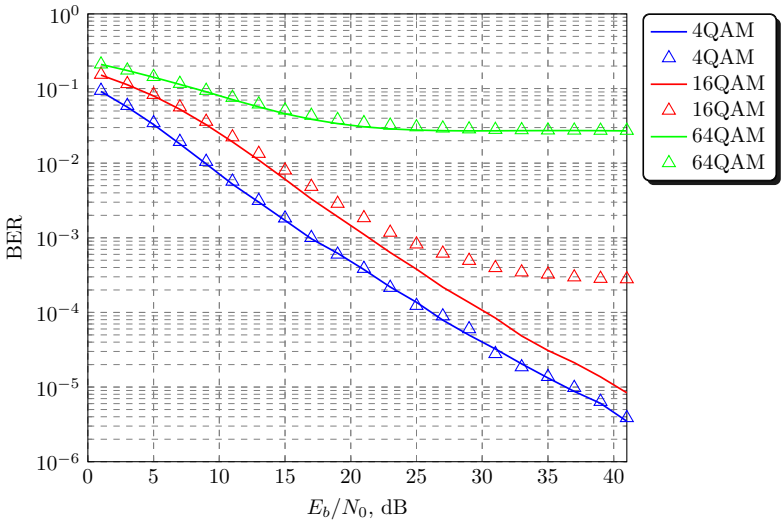
A Figura 4.11 compara os desempenhos das modulações PSK e QAM para um conjunto de parâmetros $\rho = 0{,}5$ dB, $\theta = 5°$, $V_{sat} = 6$ V, $\delta = -48000/6$. Estes valores e os correspondentes valores de EVM podem ser encontrados como o conjunto 5 na Figura 4.9. A escolha destes parâmetros deve-se ao fato de situarem-se na metade de toda a faixa analisada e, conforme Figura 4.10, há pouca diferença entre o EVM causado pelas imperfeições modeladas de maneira separadas e através da variável η. Nota-se pela Figura 4.11 que para ordem $M = 4$, dentro da faixa de E_b/N_0 analisada,

a variável η é capaz de descrever os efeitos das imperfeições, à medida que estas se tornam menos intensas e prejudiciais em um sistema. Caso o desbalanceamento I-Q e as não-linearidades dos amplificadores se tornem muito altos (exemplo do conjunto de parâmetros 1 da Figura 4.9), a modelagem das imperfeições através do η passará a ter um patamar de erro, enquanto que o desempenho real do sistema pode melhorar à medida que a energia do símbolo aumenta, dependendo da ordem de modulação. Este patamar pode ser observado para as modulações de maior ordem. Para o 16PSK e 16QAM, fica nítido o desempenho real do sistema e aquele através do η, que apresenta um patamar de erro. Quanto pior é a qualidade do hardware, mais acima nas curvas de BER este patamar se apresenta. Para o caso de $M = 64$, a modulação PSK apresenta um patamar de erro até mesmo acima da modelagem por η e bem semelhante para ambas abordagens no caso do QAM. Nota-se portanto, que para altas ordens de modulação é necessário que a influência do desbalanceamento I-Q e da não-linearidade seja a menor possível. Quanto melhor a qualidade do hardware, menos o desempenho do sistema será afetado pelas imperfeições e a curva de BER cada vez mais irá se assemelhar a curva de desempenho do canal (Rice), sendo esta a maior fonte de imperfeição do sistema além do ruído térmico.

Portanto, pode-se concluir que a modelagem das imperfeições de hardware causadas pelo desbalanceamento I-Q e pela não-linearidade dos amplificadores só é possível para o caso onde estas apresentam menor influência. Para um mesmo conjunto de parâmetros, como visto na Figura 4.11, a modelagem através de η (marcas em triângulo) apenas foi satisfatória para uma ordem de modulação baixa. O aumento de M, faz com que os requisitos de hardware sejam mais críticos a ponto de ser possível a troca dos efeitos separados pela variável η, dentro de uma determinada faixa de relação E_b/N_0. Por fim, vale ressaltar que a modelagem dos efeitos através de uma variável Gaussiana complexa do tipo $\eta \sim \mathbb{C}\mathcal{N}(0, \sigma^2_{\text{hw}})$ irá sempre apresentar um patamar de erro mesmo que para alta relação E_b/N_0 e, devido a isso, a curva de desempenho será diferente para as duas abordagens.



(a)



(b)

Figura 4.11: *BER e E_b/N_0 para imperfeições modeladas de maneira separada (linha cheia) e por η (triângulos): (a) PSK e (b) QAM.*

Capítulo 5

Conclusões e Oportunidades para Novas Pesquisas

A demanda por novas faixas do espectro eletromagnético para a próxima geração de comunicações sem fio torna-se um alvo de inúmeros estudos, como demonstrado ao longo desta dissertação. Para o 5G, modelos que eram aplicáveis em tecnologias passadas devem ser modificados de modo a incorporar imperfeições que, em frequências mais baixas, não eram de tamanha importância e com o uso das ondas milimétricas passam a ter maior destaque.

Este trabalho apresentou um estudo sobre recentes modelos para imperfeições que vêm sendo propostas para as tecnologias emergentes. As principais características das imperfeições causadas por ruído de fase, desbalanceamento I-Q e não-linearidade dos amplificadores foram introduzidas. Além de análises matemáticas dos métodos de geração de cada uma das imperfeições, foram mostradas como cada uma destas atuam na constelação de determinado sistema. Outras imperfeições também foram apresentadas como o jitter, IIS, influência da conversão A/D e do canal de comunicação. Dadas as análises, foi proposto um modelo único o qual foi utilizado para avaliar o desempenho das modulações FSK com detecção não-coerente, e PSK e QAM com detecção coerente.

Na Seção 4, foram apresentados os métodos para a obtenção dos parâmetros das simulações que foram utilizados para aquisição dos resultados e validação do modelo proposto. Com parâmetros mais realistas ao atual nível de desenvolvimento tecnológico e em conformidade com regras estabelecidas por algum órgão, como o 3GPP, pode-se obter um melhor comportamento sobre as modulações. Através dos gráficos

obtidos, nota-se que o FSK pouco altera seu desempenho com equipamentos de baixa qualidade. Entretanto, contrastando com afirmações recentemente defendidas na literatura em favor da modulação FSK, os resultados aqui apresentados apontam que ela não é uma solução incondicionalmente robusta frente a tais imperfeições. De fato, o desempenho da modulação FSK se mostrou pouco superior às modulações PSK e QAM, tornando-se mais atrativa a medida que M aumenta ($M \geq 16$). Pode-se ainda destacar o desempenho satisfatório da modulação 16-QAM, o que também contrasta com recentes análises sob condições mais severas e não realistas em termos de intensidades das imperfeições de hardware.

Outra análise também realizada foi a comparação entre dois modelos: um onde desbalanceamento I-Q e a não-linearidade são modelados por uma única variável complexa e outro onde tais efeitos são tratados de maneira individual. Como mencionado, o modelo através de uma única variável não contempla o real comportamento do sistema e sempre apresenta um patamar de erro. Portanto, optar por um modelo simplista pode não retratar o real comportamento de sistemas. Com isso, a utilização do modelo proposto neste trabalho demonstrou como pode ser o comportamento de sistemas operando em altíssimas frequências, levando em consideração os principais causadores de de imperfeição em um sistema de comunicação sem fio.

Partindo das análises feitas, uma série de adaptações e melhoramentos podem ser incorporados a este trabalho. Uma quantidade maior de combinações de parâmetros obtidos através de medidas práticas de outros hardwares. Análise em canais com diferentes distribuições além de Rice ou Rayleigh e seletivos em frequência. Validação do modelo proposto com medidas retiradas em campo. Introdução de outos tipos de imperfeições de hardware, como por exemplo a influência da conversão analógico-digital e também o erro inserido quando não há o perfeito sincronismo de fase entre transmissor e receptor. Incorporação de técnicas de compensação dos efeitos das imperfeições como por exemplo, inclusão de cabeçalhos com símbolos piloto para reduzir o efeito do ruído de fase, correção do nível DC da constelação, avaliação do comportamento utilizando pré-distorção da não-lineariade do amplificador. Inclusão de codificação de canal e códigos corretores de erro podem agregar uma queda significativa na taxa de erro de bits. Por fim, a extensão deste trabalho visando comunicações que envolvam multiportadoras, apresentar-se-ía como uma importante contribuição.

Referências Bibliográficas

[1] M. R. Khanzadi, D. Kuylenstierna, A. Panahi, T. Eriksson, and H. Zirath, "Calculation of the performance of communication systems from measured oscillator phase noise," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 61, no. 5, pp. 1553–1565, May 2014.

[2] T. Schenk, *RF imperfections in high-rate wireless systems: impact and digital compensation*. Springer Science & Business Media, 2008.

[3] M. Matthaiou, A. Papadogiannis, E. Bjornson, and M. Debbah, "Two-way relaying under the presence of relay transceiver hardware impairments," *IEEE Communications Letters*, vol. 17, no. 6, pp. 1136–1139, June 2013.

[4] M. R. Khanzadi, R. Krishnan, D. Kuylenstierna, and T. Eriksson, "Oscillator phase noise and small-scale channel fading in higher frequency bands," in *2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, Dec 2014, pp. 410–415.

[5] G. R. MacCartney, J. Zhang, S. Nie, and T. S. Rappaport, "Path loss models for 5G millimeter wave propagation channels in urban microcells," in *2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, Dec 2013, pp. 3948–3953.

[6] A. Osseiran, F. Boccardi, V. Braun, K. Kusume, P. Marsch, M. Maternia, O. Queseth, M. Schellmann, H. Schotten, H. Taoka, H. Tullberg, M. A. Uusitalo, B. Timus, and M. Fallgren, "Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 5, pp. 26–35, May 2014.

[7] A. A. Nasir, H. Mehrpouyan, D. Matolak, and S. Durrani, "Non-coherent FSK: An attractive modulation set for millimeter-wave communications," in *2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, April 2016, pp. 1–7.

[8] H. Mehrpouyan, M. R. Khanzadi, M. Matthaiou, A. M. Sayeed, R. Schober, and Y. Hua, "Improving bandwidth efficiency in E-band communication systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 3, pp. 121–128, March 2014.

[9] IEEE 802 Working Group *et al.*, "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks-Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)," *IEEE Std*, vol. 802, pp. 4–2011, 2011.

[10] U. Raza, P. Kulkarni, and M. Sooriyabandara, "Low power wide area networks: An Overview," *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 19, no. 2, pp. 855–873, Jan 2017.

[11] L. Frenzel, "What is The Difference Between IEEE 802.15.4 And ZigBee Wireless?" Sep. 2017. [Online]. Available: http://www.electronicdesign.com/what-s-difference-between/what-s-difference-between-ieee-802154-and-zigbee-wireless

[12] D. A. Guimarães, *Digital transmission: A simulation-aided introduction with VisSim/Comm*. Springer Science & Business Media, 2010.

[13] R. Zhou, Y. Zhang, W. Rhee, and Z. Wang, "2.4GHz 20Mb/s FSK receiver front-end and transmitter modulation PLL design for energy-efficient short-range communicaiton," pp. 291–294, Aug 2016.

[14] K.-C. Huang and Z. Wang, *Millimeter wave communication systems*. John Wiley & Sons, 2011, vol. 29.

[15] M. R. Khanzadi, D. Kuylenstierna, A. Panahi, T. Eriksson, and H. Zirath, "Calculation of the performance of communication systems from measured oscillator phase noise," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 61, no. 5, pp. 1553–1565, May 2014.

[16] A. Demir, A. Mehrotra, and J. Roychowdhury, "Phase noise in oscillators: a unifying theory and numerical methods for characterization," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 47, no. 5, pp. 655–674, May 2000.

[17] A. Chorti and M. Brookes, "A spectral model for RF oscillators with power-law phase noise," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 53, no. 9, pp. 1989–1999, Sept 2006.

[18] H. Holma and A. Toskala, *LTE for UMTS: Evolution to LTE-advanced*. John Wiley & Sons, 2011.

[19] A. Hajimiri and T. H. Lee, "A general theory of phase noise in electrical oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 2, pp. 179–194, Feb 1998.

[20] J. Antes and I. Kallfass, "Performance estimation for broadband multi-gigabit millimeter- and sub-millimeter-wave wireless communication links," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 10, pp. 3288–3299, Oct 2015.

[21] N. J. Kasdin, "Discrete simulation of colored noise and stochastic processes and 1/f alpha; power law noise generation," *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, no. 5, pp. 802–827, May 1995.

[22] V. O. Alan, W. S. Ronald, and R. John, *Discrete-time signal processing*, 1989.

[23] A. A. Abidi, "Direct-conversion radio transceivers for digital communications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 12, pp. 1399–1410, Dec 1995.

[24] A. Baier, "Quadrature mixer imbalances in digital TDMA mobile radio receivers," in *International Zurich Seminar on Digital Communications, Electronic Circuits and Systems for Communications.*, Mar 1990, pp. 147–162.

[25] T. S. Rappaport, R. W. Heath Jr, R. C. Daniels, and J. N. Murdock, *Millimeter wave wireless communications*. Pearson Education, 2014.

[26] C.-P. Liang, J.-H. Jong, W. E. Stark, and J. R. East, "Nonlinear amplifier effects in communications systems," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 8, pp. 1461–1466, Aug 1999.

[27] S. Cripps, *RF power amplifiers for wireless communications*. Artech House, 2006.

[28] H. Yang, "Towards low-cost gigabit wireless systems at 60 GHz," Ph.D. dissertation, Technische Universiteit Eindhoven, 2008.

[29] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital communication over fading channels*. John Wiley & Sons, 2005, vol. 95.

[30] R. A. A. Souza, "Contribuições teóricas para o estudo de funções de distribuição correlacionadas em um canal sem fio," Ph.D. dissertation, UNICAMP, 2009.

[31] ITU-T, "Recomendação G.810," *G*, vol. 810, pp. 1996–2003, 2000.

[32] Tektronix, Inc, "Application Note 55W-16146-5: Understanding and characterizing timing jitter," Jul. 2017. [Online]. Available: http://info.tek.com/rs/tektronix/images/55W_16146_5_MR_Letter.pdf

[33] Q. Gu, *RF system design of transceivers for wireless communications*. Springer Science & Business Media, 2005.

[34] U. H. Rizvi, G. J. M. Janssen, and J. H. Weber, "Impact of rf circuit imperfections on multi-carrier and single-carrier based transmissions at 60 ghz," in *2008 IEEE Radio and Wireless Symposium*, Jan 2008, pp. 691–694.

[35] B. Brannon and A. Barlow, "Aperture uncertainty and adc system performance," *Application Note AN*, vol. 501, 2000.

[36] Maxim Integrated, "Application Note 4466: Aperture jitter calculator for ADCs," Jul. 2017. [Online]. Available: https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/4466

[37] J. G. Proakis and M. Salehi, *Communication systems engineering*. Prentice Hall New Jersey, 2001, vol. 2.

[38] Z. Chen and F. F. Dai, "Effects of LO phase and amplitude imbalances and phase noise on *M*-QAM transceiver performance," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 5, pp. 1505–1517, May 2010.

[39] G. R. Maccartney, T. S. Rappaport, S. Sun, and S. Deng, "Indoor office wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models at 28 and 73 GHz for ultra-dense 5G wireless networks," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 2388–2424, 2015.