

CARLOS ENRIQUE CARRION BETANCOURTH

SINCRONIZAÇÃO DE PORTADORA EM MODO
RAJADA PARA RECEPTORES ÓPTICOS
COERENTES

CAMPINAS
2014

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

Carlos Enrique Carrion Betancourth

SINCRONIZAÇÃO DE PORTADORA EM MODO
RAJADA PARA RECEPTORES ÓPTICOS
COERENTES

Dissertação de mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Dalton Soares Arantes
Coorientador: Dr. Fábio Lumertz Garcia

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno, e orientada pelo Prof. Dr. Dalton Soares Arantes

Campinas
2014

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

C253s Carrion Betancourth, Carlos Enrique, 1982-
Sincronização de portadora em modo rajada para receptores ópticos
coerentes / Carlos Enrique Carrion Betancourth. – Campinas, SP : [s.n.], 2014.

Orientador: Dalton Soares Arantes.

Coorientador: Fábio Lumertz Garcia.

Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Comunicações ópticas. 2. Comunicações digitais. 3. Processamento digital de sinais. I. Arantes, Dalton Soares, 1946-. II. Garcia, Fábio Lumertz, 1979-. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Carrier synchronization in burst-mode for coherent optical communication

Palavras-chave em inglês:

Optical communications

Digital communications

Digital signal processing

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Dalton Soares Arantes [Orientador]

Darli Augusto Arruda Mello

Omar Carvalho Braquinho

Data de defesa: 27-06-2014

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

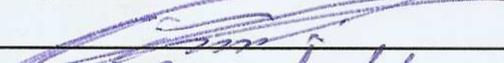
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

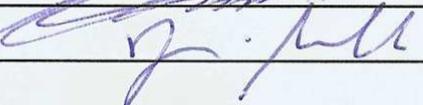
Candidato: Carlos Enrique Carrión Betancourth

Data da Defesa: 27 de junho de 2014

Título da Tese: "Sincronização de Portadora em Modo Rajada para Receptores Ópticos Coerentes"

Prof. Dr. Dalton Soares Arantes (Presidente):  _____

Prof. Dr. Omar Carvalho Branquinho:  _____

Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello:  _____

Resumo

Esta dissertação estuda as técnicas de recuperação de frequência e fase de portadora em receptores ópticos coerentes, operando no modo rajada. Inicialmente, abordam-se a análise e modelagem das duas principais degradações que afetam a portadora, quais sejam, os desvios de frequência, que são produto da diferença de frequência entre o laser emissor e o oscilador local no receptor, e de ruídos de fase dos dispositivos a laser usados em comunicações ópticas coerentes. Usando os modelos de passeio aleatório (*random walk*) para o ruído de fase, os principais algoritmos de recuperação de frequência e de fase são revisados. Os estudos levam em consideração as novas tecnologias de lasers para comunicações, que asseguram alta estabilidade de frequência de curto prazo (*short-term*), para uso em receptores ópticos coerentes operando a taxas acima de 100 Gbps. Um projeto de preâmbulo especial foi concebido, a fim de viabilizar a obtenção de expressões analíticas para um estimador ótimo, no sentido do Mínimo Erro Quadrático Médio (MMSE). Resultados de simulações em MatLab/Simulink são apresentados para a validação dos resultados teóricos.

Palavras-chave: Comunicações ópticas, comunicações digitais, processamento digital de sinais.

Abstract

Frequency and phase estimation for carrier recovery in burst-mode coherent optical receivers are studied in this dissertation. Accurate models for frequency and phase deviations in communication lasers are initially studied, in order to present a tutorial study on frequency mismatch and phase recovery algorithms. Our studies take into account the current laser technology for optical communications using coherent receivers, especially the high short-term laser frequency stability for receivers operating above 100 Gbps. A special preamble design is presented for which an optimum estimator using the Minimum Mean-Square Error criterion is obtained. The estimator is given in closed-form solution with low computational space- and time-complexity. Simulation results in MatLab/Simulink are presented to validate the theoretical results.

Key-words: Optical communications, digital communications, digital signal processing.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Contextualização da Dissertação	1
1.2	Revisão Bibliográfica	3
1.3	Estrutura da Dissertação e Contribuições	5
2	Contextualização Teórica	7
2.1	Visão Sistêmica	7
2.2	Componentes de um Sistema Óptico Coerente Multiplexado em Polarização . . .	8
2.2.1	Laser	8
2.2.2	Modulador	9
2.2.3	Detecção Coerente	13
2.2.4	Multiplexação por Polarização	15
2.2.5	Degradação I - Dispersão Cromática (CD)	16
2.2.6	Degradação II - Dispersão de Modo de Polarização (PMD)	17
2.2.7	Degradação III - Ruídos	19
2.3	Equalização	21
2.3.1	Equalização: Algoritmo LMS e CMA	22
2.3.2	Estrutura Butterfly - Separação de Fontes	26
2.4	Recuperação da portadora	27
2.4.1	Modelos de desvio de frequência e fase	27
2.4.2	Métodos de recuperação de portadora	30
2.5	Recuperação de dados em algoritmos feedforward	43
3	Desenvolvimento dos Estimadores	45
3.1	Modo de Transmissão em Rajada	46
3.2	Operação de Alinhamento	48
3.3	Sistema de Cálculo por Decisão Suave	53
3.4	Estimação por Mínimo Erro Quadrático Médio	56
4	Implementação e Resultados	61
4.1	Algoritmo de Retroalimentação DPLL	61

4.1.1	Implementação do Algoritmo DPLL	61
4.1.2	Análise de Resultados do Algoritmo DPLL	64
4.2	Algoritmos Feedforward	65
4.2.1	Algoritmo Viterbi & Viterbi (V&V) para Preâmbulo	65
4.2.2	Análise dos Resultados do Algoritmo Viterbi & Viterbi (V&V)	67
4.2.3	Algoritmo de Cálculo por Decisão Suave para o Sistema de Preâmbulo	71
4.2.4	Análise dos Resultados do Algoritmo de Cálculo por Decisão Suave	72
4.2.5	Algoritmo BPS para Recuperação de Fase	76
4.2.6	Resultados do Algoritmo BPS	78
4.2.7	Algoritmo de MMSE	81
4.2.8	Resultados do Algoritmo de MMSE	84
5	Conclusões	89
	Referências Bibliográficas	91
A	Função Embutida no Sistema de Cálculo de Decisão Suave	99

DEDICO ESTE TRABALHO
À MINHA AMADA ESPOSA LORENA E À MINHA
FAMÍLIA.

Agradecimentos

Agradeço a Deus por tudo o que já me deu, pelas provas de vida e oportunidades que me proporcionou. Agradeço porque, tomando minha vida em suas mãos, me ensinou que, apesar de não ter tudo que eu quero, amo tudo que eu tenho: minha família, meus amigos e tudo de bom que eu tenho na vida.

À minha amada esposa Lorena, agradeço por toda ajuda e entrega, apoio fundamental e incondicional para atingir meus objetivos. À minha família, minha mãe Dolores que cuida de mim ao lado de Deus, sendo minha inspiração para continuar lutando. A meu pai Daniel, meus irmãos Milton, Diana e Diego que têm sido meu apoio o tempo todo.

Especialmente, agradeço a meu professor orientador, Dr. Dalton Soares Arantes, sua paciência e constante assistência, compartilhando generosamente o seu tempo durante o desenvolvimento deste projeto. Também, agradeço ao Dr. Fábio Lumertz Garcia por seus conselhos na orientação do desenvolvimento deste trabalho.

Não esqueço-me de agradecer aos colegas e amigos de laboratório: Veruska Rodrigues, Harlei Leite, Tiago Cinto e Claudio Ferreira, com quem tenho compartilhado uma grande experiência de amizade. De igual forma, agradeço ao Dr. Fabbryccio Cardoso por toda a colaboração junto ao Comlab ao longo do desenvolvimento dos trabalhos. Quero agradecer especialmente a meus amigos Júlio Larco, Sandra Neira e Paul Mejía por sua amizade sincera e ajuda nos momentos mais difíceis.

Também, agradeço aos professores da FEEC que são uma parte essencial desta conquista. Agradeço igualmente o apoio da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) e da Padtec S.A. pelo suporte ao ComLab. Finalmente, à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e à Secretaria de Educação Superior em Ciência, Tecnologia e Inovação do Equador (SENESCYT), meu muito obrigado por todo apoio financeiro.

“Não basta conhecer as coisas boas, é necessário praticá-las”.

- São João Bosco -

Lista de Figuras

2.1	Arquitetura de um sistema óptico coerente multiplexado em polarização e processamento digital de sinais.	8
2.2	Ilustração da interação da luz com a matéria.	8
2.3	Constelação On-Off Keying.	10
2.4	Constelação Binária PSK.	11
2.5	Constelação 4-QAM.	11
2.6	Modulador <i>Mach-Zehnder</i>	12
2.7	Modulador <i>BPSK usando Mach-Zehnder</i>	13
2.8	Configuração do Modulador <i>Mach-Zehnder</i> para modo IQ.	13
2.9	Princípio da detecção coerente.	14
2.10	Detecção coerente com Híbrida de 90°.	15
2.11	Diagrama funcional de um receptor coerente intradino com multiplexação de polarização [1].	16
2.12	Constelação QPSK de um sistema multiplexado por polarização (a) Sem processamento, (b) Com compensação de CD	18
2.13	Exemplo de DGD durante propagação na fibra.	18
2.14	Constelação QPSK (a) Sem compensação de PMD, (b) Com compensação de PMD	19
2.15	Exemplos de processos de <i>random walk</i> para diferentes $\Delta f_{3dB}T_s$	20
2.16	Espectro de potência (Lorentziana) para diferentes valores de $\Delta f_{3dB}T_s$	21
2.17	Esquema de filtro adaptativo	23
2.18	(a) Sinal de entrada no equalizador (b) Saída equalizada pelo LMS (c) e (d) Saída equalizada pelo LMS após o tempo de inicialização	24
2.19	Modelo da estrutura <i>Butterfly</i>	26
2.20	Diagrama de blocos para criar um sinal rampa a partir da entrada de um valor constante com um integrador digital.	28
2.21	Sinal rampa com entrada positiva K	29
2.22	Modelo da estrutura de ruído de fase (<i>principio de passeio aleatório</i>).	29
2.23	Modelo da estrutura de recuperação de portadora com realimentação.	31
2.24	Filtro de laço de segunda ordem com o NCO.	32
2.25	DDS com CORDIC em modo rotação.	32
2.26	Resultado do sistema <i>DDS</i>	32

2.27	Diagrama de uma micro-rotação CORDIC.	33
2.28	Algoritmo CORDIC em cascata.	33
2.29	Diagrama de blocos de um algoritmo V&V generalizado para recuperação da fase para formato QPSK	35
2.30	Filtro Wiener com coeficientes truncados para (a) $L = 11, \Delta = 5, r = 0.1$; (b) $L = 11, \Delta = 5, r = 1$; (c) $L = 11, \Delta = 5, r = 10$; (d) $L = 11, \Delta = 25, r = 0.1$; (e) $L = 11, \Delta = 5, r = 1$; (f) $L = 11, \Delta = 5, r = 10$ [2].	37
2.31	Constelação quadrada 16-QAM separadas em duas classes nos anéis.	38
2.32	Diagrama de estimação de fase do algoritmo conjugado de dois estágios.	39
2.33	Diagrama de recuperação de portadora feedforward para constelações quadráticas QAM baseadas no algoritmo BPS.	40
2.34	Diagrama em cascata algoritmos 2SC + BPS.	42
3.1	Formato concebido para o segmento de preâmbulo.	47
3.2	Transmissão de símbolos por meio de pares conjugados.	48
3.3	Símbolos da Constelação 4-QAM (QPSK).	49
3.4	Soma dos símbolos par e impar conjugados complexos.	51
3.5	Resultado gráfico do primeiro estágio da estrutura da Operação de Alinhamento.	51
3.6	Resultado gráfico do segundo estágio da estrutura da Operação de Alinhamento.	52
3.7	Resultado gráfico do terceiro estágio da estrutura da Operação de Alinhamento.	52
3.8	Operação de soma dos símbolos consecutivos.	53
3.9	(a) Novo símbolo próximo ao símbolo anterior, (b) Novo símbolo fica distante do símbolo anterior.	54
3.10	Esquema do Sistema de Cálculo por Decisão Suave.	55
3.11	Modificação do formato BPSK por decisão suave, para evitar o uso do algoritmo V&V.	56
3.12	Diagrama geral de dois estágios para recuperação de portador com o algoritmo MMSE.	60
4.1	Simulador <i>DPLL</i> desenvolvido em <i>Matlab-Simulink</i> para recuperação de portadora.	62
4.2	Algoritmo da emulação de passeio aleatório (<i>random walk</i>).	63
4.3	Filtro de laço PI implementado em <i>Matlab-Simulink</i>	63
4.4	Esquema de micro-rotações do algoritmo CORDIC.	64
4.5	Implementação de uma micro-rotação do algoritmo CORDIC.	64
4.6	Taxa de erro de bit para $\Delta\nu T_s = 10^{-7}$	65
4.7	Taxa de erro de bit para $\Delta\nu T_s = 10^{-6}$	66
4.8	Taxa de erro de bit para $\Delta\nu T_s = 10^{-5}$	67
4.9	Modelo de simulação do sistema com algoritmo V&V para recuperação de portadora.	68
4.10	Modelo em <i>Matlab-Simulink</i> para criação dos pares de símbolos conjugados adjacentes.	69
4.11	Modelo em <i>Matlab-Simulink</i> para soma de símbolos adjacentes.	69

4.12	Curva de BER versus OSNR para o algoritmo feedforward $V&V$ modificado, com $\Delta\nu T_s = 10^{-4}$	70
4.13	Curva de BER versus OSNR para o algoritmo feedforward $V&V$ modificado, com $\Delta\nu T_s = 10^{-3}$	71
4.14	Constelações do fluxo de estabilização com o algoritmo $V&V$	72
4.15	Sinal de passeio aleatório (a) sinal gerado para introduzir o ruído de fase, (b) sinal estimado pelo algoritmo $V&V$	73
4.16	Ampliação e comparação entre o passeio aleatório gerado e o sinal estimado do algoritmo $V&V$	73
4.17	Modelo de simulação do sistema com o algoritmo de Cálculo por Decisão Suave para recuperação de portadora.	74
4.18	Implementação em <i>Matlab-Simulink</i> do algoritmo de Cálculo por Decisão Suave para recuperação de portadora.	75
4.19	Curva de BER versus OSNR para o algoritmo de Cálculo por Decisão Suave $\Delta\nu T_s = 10^{-4}$	75
4.20	Curva de BER versus OSNR para o algoritmo de Cálculo por Decisão Suave $\Delta\nu T_s = 10^{-3}$	76
4.21	Comparação da Curva de BER versus OSNR para algoritmos de $V&V$ e de Cálculo por Decisão Suave $\Delta\nu T_s = 10^{-3}$	77
4.22	Fenômeno de <i>cycle slips</i> na estimação de fase com o algoritmo $V&V$ e OSNR = 26 dB e $\Delta\nu T_s = 10^{-2}$	78
4.23	Algoritmo BPS para recuperação de portadora desenvolvido em <i>Matlab-Simulink</i>	79
4.24	Bloco de processamento interno de uma fase de prova (bloco 0) do algoritmo BPS.	79
4.25	Constelações com estabilização dos símbolos em um formato de Modulação 16-QAM com algoritmo BPS.	80
4.26	Curva de OSNR versus BER para o algoritmo BPS.	80
4.27	Implementação em <i>Matlab-Simulink</i> do algoritmo MMSE para correção de frequência no segmento de preâmbulo.	82
4.28	Implementação em <i>Matlab-Simulink</i> do algoritmo MMSE.	83
4.29	Desvio de frequência estimado, $(\hat{\phi})$, em função do número de símbolos processados	84
4.30	Desvio de frequência estimado, $(\hat{\phi})$, em função do número de símbolos processados para OSNR = 11 dB, desvio de frequência $\phi_e = 6,28 \times 10^{-2} \text{ rad}$ e ruído de fase $\Delta\nu T_s = 2 \times 10^{-3}$	85
4.31	Desvio de frequência estimado, $(\hat{\phi})$, em função do número de símbolos processados para OSNR = 15 dB, desvio de frequência $\phi_e = 1,055 \text{ rad}$ e ruído de fase $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-4}$	86
4.32	<i>Curve fitting</i> realizado com MMSE para OSNR = 11 dB, $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-3}$, (a) $\phi = 6,28 \times 10^{-2}$, (b) $\phi = 1,005 \text{ rad}$	86
4.33	Traqueamento fino do sinal com recuperação de frequência, com correção de desvio de fase dado pelo algoritmo de $V&V$, para OSNR = 18 dB, $\phi_e = 6,28 \times 10^{-3} \text{ rad}$ e $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-2}$	87

Lista de Acrônimos e Notação

ADC	Conversor Analógico-Digital (<i>Analog-to-Digital Converter</i>)
AGC	Controle Automático de Ganho (<i>Automatic Gain Control</i>)
ASE	Emissão Espontânea Estimulada (<i>Amplified Spontaneous Emission</i>)
ASK	Chaveamento em Amplitude <i>Amplitude Shift Keying</i>
BER	Taxa de Erro de Bit (<i>Bit Error Rate</i>)
BPS	Busca de Fase Cega (<i>Blind Phase Search</i>)
BPSK	Chaveamento Binário de Fase (<i>Binary Phase Shift Keying</i>)
CD	Dispersão Cromática (<i>Chromatic Dispersion</i>)
CORDIC	(<i>COordinate Rotation DIgital Computer</i>)
CW	Modulação Contínua (<i>Continuous Wave</i>)
CMA	Algoritmo do Módulo Constante (<i>Constant Modulus Algorithm</i>)
DAC	Conversor Digital-Analógico (<i>Digital-to-Analog Converter</i>)
DCF	Fibra Compensadora de Dispersão (<i>Dispersion Compensating Fiber</i>)
DD	Orientado a Decisão Direta (<i>Decision Directed</i>)
DDS	Sintetizador Digital Direto (<i>Direct Digital Synthesizer</i>)
DGD	Atraso Diferencial de Grupo (<i>Differential Group Delay</i>)
DP	Polarização Dupla (<i>Dual Polarization</i>)
DPLL	Laço Digital de Travamento de Fase (<i>Phase-Locked Loop</i>)
DSP	Processamento Digital de Sinais (<i>Digital Signal Processing</i>)
EDFA	Amplificadores Ópticos a Fibra Dopada com Érbio (<i>Erbium-Doped Fiber Amplifier</i>)
FFCR	Recuperação de Portadora do tipo <i>Feedforward</i> (<i>Feedforward Carrier Recovery</i>)
FIR	Resposta Finita ao Impulso (<i>Finite Impulse Response</i>)
IEEE	(<i>The Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>)
ISI	Interferência Inter Simbólica (<i>Interference Inter Symbolic</i>)
LMS	<i>Least Mean Square</i>
LO	Oscilador Local (<i>Local Oscillator</i>)
ML	Máxima Verossimilhança (<i>Maximum Likelihood</i>)
MMSE	(<i>Minimum Mean Square Error</i>)
MZM	Modulador Mach-Zehnder (<i>Mach-Zehnder Modulator</i>)
NRZ	Formato de pulso que não retorna a zero (<i>Non-Return to Zero</i>)
OOK	Chaveamento liga-desliga (<i>On-Off Keying</i>)
OSNR	Relação Sinal-Ruído Óptica (<i>Optical Signal-to-Noise Ratio</i>)
PBC	Combinador de Feixe Polarizado (<i>Polarization Beam Combiner</i>)
PBS	Divisor de Feixe Polarizado (<i>Polarization Beam Splitter</i>)

PDS	Processamento Digital de Sinais
PDM	Multiplexação por Polarização (<i>Polarization Division Multiplexing</i>)
PI	Filtro Proporcional - Integral (<i>Proportional - Integral</i>)
PM	Multiplexação por Polarização (<i>Polarization Multiplexing</i>)
PMD	Dispersão de Modo de Polarização (<i>Polarization Mode Dispersion</i>)
POLMUX	Multiplexação por Polarização (<i>Polarization Multiplexing</i>)
PSK	Chaveamento em Fase (<i>Phase-Shift Keying</i>)
PU	Desembaraçador de Fase (<i>Phase Unwrapping</i>)
QAM	Modulação de Amplitude em Quadratura (<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>)
QPSK	Chaveamento em Quadratura de Fase (<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>)
RDE	Equalização Direcionada ao Raio (<i>Radius Directed Equalization</i>)
SNR	Relação Sinal Ruído (<i>Signal-to-Noise Ratio</i>)
TIA	Amplificador de Transimpedância (<i>Transimpedance Amplifier</i>)
V&V	Algoritmo Viterbi and Viterbi
WDM	Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda (<i>Wavelength Division Multiplexing</i>)

Lista de Variáveis

$a(t)$	Componente de modulação em amplitude
a_n	Símbolo do alfabeto a ser modulado
c	Velocidade de propagação da luz
D	Parâmetro de dispersão cromática ($ps/Km/nm$)
D_d	Desvio de Fase(Hz)
E_s	Campo elétrico do sinal
E_{LO}	Campo elétrico do oscilador local
e_s	Polarização do campo elétrico
$e(k)$	Sinal de erro do equalizador
f_T	Frequência do transmissor coerente (Hz)
i_n	Componente imaginária do símbolo modulado em fase e quadratura
$I(t)$	Corrente de saída do fotodetector
$I_1(t)$	Corrente de saída do fotodetector balanceado
$I_2(t)$	Corrente de saída do fotodetector balanceado
$I_I(t)$	Corrente da componente de fase da saída do fotodetector
$I_Q(t)$	Corrente da componente de quadratura da saída do fotodetector
I	Componente de fase da modulação QAM
I_h	Componente de fase da modulação QAM da polarização horizontal
I_v	Componente de fase da modulação QAM da polarização vertical
J_{CMA}	Função de custo do CMA
L	Comprimento da fibra óptica
M	<i>Mismatch</i> de frequência (Hz)
p	Constante do algoritmo de Godard
$p(t)$	Formatador de pulso
P	Potência
P_{LO}	Potência do oscilador local
P_s	Potência do sinal
$\sqrt{P_s}$	Amplitude do campo elétrico
Q	Componente de quadratura da modulação QAM
Q_h	Componente de quadratura da modulação QAM da polarização horizontal
Q_v	Componente de quadratura da modulação QAM da polarização vertical
r	Razão de extinção do modulado óptico (<i>extinction ratio</i>)
r_n	Componente real do símbolo modulado em fase e quadratura

R	Responsividade do fotodetectores
R_{impar}	Primeiro símbolo de um dado par de símbolos transmitido
R_i	Forma simplificada de expressar R_{impar}
R_{par}	Segundo símbolo de um dado par de símbolos
R_p	Forma simplificada de expressar R_{par}
R_1	Símbolo recebido, correspondente ao símbolo transmitido R_{impar}
R_2	Símbolo recebido, correspondente ao símbolo transmitido R_{par}
$s(t)$	Sinal modulado
S_h	Símbolo transmitido na polarização horizontal
S_v	Símbolo transmitido na polarização vertical
S^*	Símbolo conjugado
T_s	Tempo ou período de símbolo (s)
$u(t)$	Envoltória complexa do sinal modulante
V_1	Tensão Aplicada a ao eletrodo do modulador Mach-Zehnder
V_2	Tensão Aplicada a ao eletrodo do modulador Mach-Zehnder
V_π	Tensão Aplicada a ao eletrodo do modulador Mach-Zehnder
W	Vetor de coeficientes do equalizador.
W_{HH}	Filtro com entrada horizontal e saída horizontal da estrutura <i>butterfly</i>
W_{HV}	Filtro com entrada horizontal e saída vertical da estrutura <i>butterfly</i>
W_{VH}	Filtro com entrada vertical e saída horizontal da estrutura <i>butterfly</i>
W_{VV}	Filtro com entrada vertical e saída vertical da estrutura <i>butterfly</i>
$x(n)$	Entrada do equalizador
$y(n)$	Saída do equalizador
Y_1	Símbolo processado pelo primeiro estágio da Operação de Alinhamento
Y_2	Símbolo processado pelo primeiro estágio da Operação de Alinhamento
Y_I	Símbolo ímpar recebido da estrutura do conjugado virtual
Z	Símbolo processado pela Operação de Alinhamento
Z_1	Símbolo processado pelo primeiro estágio da Operação de Alinhamento
Z_2	Símbolo processado pelo primeiro estágio da Operação de Alinhamento
β	Constante de propagação eletromagnética em relação a frequência
β_1	Parâmetro de birrefringência
β_2	Derivada segunda de β em relação a ω
$\delta P(t)$	Ruído de amplitude
Δ_2	Constante de dispersão do CMA
Δ_p	Constante real positiva da função de custo de Godard
γ	Coefficiente de PDL
Γ	Valor de PDL (dB)
λ	Comprimento de onda
ϕ	<i>Mismatch</i> de frequência em um período de símbolo

θ	<i>Mismatch</i> de fase em um período de símbolo
θ_s	Fase de modulação.
τ	Alargamento temporal
$\varphi(t)$	Componente de modulação em fase do laser
φ_s	Fase inicial de modulação
φ_{ns}	Ruído de fase
ξ	<i>Mismatch</i> de frequência (<i>ciclos/s = Hz</i>)
ω_c	frequência angular modulante
ω_s	frequência do sinal

Introdução

1.1 Contextualização da Dissertação

Cada vez mais, o montante de informação transmitida pelas redes de comunicação refere-se a informações multimídias, as quais possuem maior volume e provocam considerável aumento no fluxo de dados. Desta maneira, por uma questão de sobrevivência de mercado, é necessária uma constante evolução no que tange à otimização dessas redes. As otimizações devem ser buscadas tanto em termos de velocidade, quanto de custo e alcance. Assim, torna-se extremamente atrativo, em uma rede de comunicação, atingir-se distâncias cada vez maiores de enlace, evitando custos de regeneradores e processamentos desnecessários entre pontos. Outro aspecto relacionado à otimização de redes, especialmente no que se refere a custos de implementação, é o aproveitamento daquelas já instaladas, chamadas redes legadas, uma alternativa vantajosa e altamente empregada, onde as técnicas de processamento de sinais ópticos ajudam no aproveitamento da eficiência do espectro.

Dentre as redes de comunicação, as fibras ópticas são especialmente vantajosas para transmissões em longas distâncias, dado que a luz se propaga através da fibra com uma atenuação reduzida quando comparada a outros meios de transmissão. A velocidade de transmissão ao longo de um único canal (*bit rate*) está limitada à largura de banda dos componentes eletrônicos do sistema de transmissão-recepção. Contudo, com o emprego de técnicas como a Multiplexação por comprimento de onda (WDM - *Wavelength-Division Multiplexing*) é possível transmitir vários canais, em diferentes comprimentos de onda, aumentando a capacidade do sistema [3].

Recentemente, a combinação de quatro tecnologias vem revolucionando o cenário das comunicações ópticas: multiplexação por polarização, detecção coerente, processamento digital de sinais (DSP) e formatos de modulação com maior eficiência espectral. Por multiplexação de polarização entende-se um sistema no qual informações distintas são transmitidas em paralelo pelas orientações de polarização horizontal e vertical da onda electromagnética. Os sistemas de detecção coerentes (caracterizada pela utilização do *oscilador local*) permitem uma melhoria na sensibilidade dos detectores e ampliam a faixa de banda em sistemas WDM. Em comum, a busca por dois objetivos principais, que são a diminuição dos custos e, principalmente, o

aumento do desempenho das redes ópticas, visando suprir a constante demanda de dados que a vida moderna exige.

Para contextualizar melhor este trabalho, é relevante fazer um breve histórico das comunicações ópticas. Na primeira metade do século 20, devido aos avanços em telegrafia, telefonia e redes de rádio, as pesquisas em comunicações ópticas eram inexistentes. Não obstante, no final do século 20, os sistemas baseados em componentes elétricos haviam atingido um certo grau de saturação em termos de capacidade. A tendência natural foi voltar-se ao estudo de sistemas de comunicações ópticas, nos quais a taxa de transmissão de dados fosse consideravelmente mais elevada. De fato, estes estudos foram impulsionados pela invenção e futuros aperfeiçoamentos do laser, o que ofereceu uma fonte coerente ao sistema transmissor. Entretanto, o obstáculo remanescente era encontrar um meio de transmissão para a luz [4]. Em 1966, Kao e Hockham apresentaram estudos que apontavam para fibras com perdas da ordem de 20 dB/km (as perdas da época seriam por impurezas e poderiam ser atenuadas). De fato, essa previsão foi realizada quatro anos mais tarde, em 1970, quando um grupo de pesquisa da *Corning Glass Incorporated* conseguiu fabricar essas fibras com atenuação inferior a 20 dB/km. Atualmente, as perdas de 0,2 dB/km e com repetidores a cada 100 km de distância são especificações comuns [5], operando na chamada terceira janela, na faixa de comprimento de onda de 1,55 μm .

No que se refere à detecção coerente aplicada a sistemas ópticos, diz-se que ela foi extensivamente estudada na década de 1980 [6, 7], mas que foi esquecida por praticamente 20 anos até voltar à evidência [8]. Entre esses trabalhos, destaca-se o de Okoshi em [9] e Kikuchi [10], que viabilizaram a implementação de técnicas de processamento digital de sinais para compensação de degradações e sincronismo de portadora. De acordo com muitos autores, entre eles [10], o atraso no desenvolvimento (ou esquecimento) das técnicas coerentes aplicadas a sistemas ópticos foi devido, principalmente, ao aparecimento dos amplificadores de fibra dopados a Érbio (EDFA, *Erbium-Doped Fiber Amplifier*) bem como da multiplexação por comprimento de onda (WDM). No entanto, é prudente ponderar que o reaparecimento das comunicações ópticas coerentes passa, consideravelmente, pela evolução dos conversores analógicos-digitais de altas velocidades, que tornam possíveis a implementação de técnicas de processamento digital de sinais para recuperação de fase e portadora, bem como combate a outras degradações.

Por volta do ano de 2005, a detecção coerente reapareceu no mundo das comunicações ópticas, devido ao emprego de formatos de modulação mais eficientes, em trabalhos como [11] e, principalmente, [12], o qual será especialmente descrito mais adiante. A esta época, ressurgiu igualmente o interesse pelas técnicas de multiplexação em polarização (PM), que tornou-se mais viável devido às técnicas de processamento digital de sinais. Uma característica intrínseca a detecção coerente é o batimento feito entre o sinal recebido e o oscilador local (LO), de forma que algoritmos de recuperação de frequência e fase (CPE - *Carrier Phase Estimation*) são imprescindíveis para o perfeito funcionamento desses sistemas. Recentemente, por meio de técnicas de processamento digital de sinais, a nova geração de receptores ópticos coerentes emprega outras técnicas de sincronismo (ou estimação e compensação de *mismatches* ou descasamentos de frequência e ruídos de fase), do tipo *feedforward*, sem o uso de PLLs

(*Phase-Locked Loop*).

1.2 Revisão Bibliográfica

Em 2005, Noé [12] apresentou um modelo de transmissão QPSK diferencial com multiplexação por polarização (também chamada PDM, *Polarization Division Multiplexing, Dual-Polarization*) e detecção coerente operando em 40Gb/s. Muitos apontam esse trabalho como o ressurgimento da detecção coerente no mundo óptico, evitando o uso de PLL para a recuperação de portadora, fazendo uso do algoritmo *feedforward* Viterbi-Viterbi [13], também chamado de algoritmo de *m-ésima* potência.

Em 2007, os autores de [14] vislumbraram as técnicas emergentes de processamento digital de sinais em redes ópticas, bem como afirmaram que “o processamento digital de sinais - até pouco tempo tendo suas potencialidades e seu baixo custo negligenciados - definiria a sobrevivência dos sistemas de comunicações ópticas”. Também em 2007, o trabalho [2] apresentou de forma didática as bases teóricas para um esquema de recuperação de frequência e fase utilizando um modelo do tipo *feedforward* para sistemas coerentes com diversidade de polarização e modulações até 16-QAM. Este modelo modificou o esquema original de *m-ésima* potência de forma a empregá-lo na modulação 16-QAM. Tanto a Referência [12], quanto as Referências [2] e [15] apontam para a preferência por esquemas de recuperação de frequência e fase do tipo *feedforward* a esquemas com emprego de PLLs, dado que os primeiros são notavelmente mais tolerantes a ruídos de fase do que os últimos.

Em 2009, a Referência [16], apresentou um eficiente conceito de recuperação de portadora (*Carrier Recovery*) do tipo *feedforward* aplicado a diferentes modulações QAM, baseado em dois estágios, onde o primeiro deles emprega o algoritmo de quarta potência. Este trabalho apresentado em [16] é categórico ao afirmar que até aquele momento (2009) modelos de recuperação de fase (*Phase Recovery*) do tipo *feedforward* tolerantes a elevados valores de largura de linha dos lasers (*linewidth*) - possibilitando o emprego de lasers DFB - não haviam sido concebidos. Seu trabalho apresentou resultados com $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S$ da ordem de $1,4 \times 10^{-4}$ para a modulação 16-QAM. Posteriormente, este trabalho foi aprimorado em [17], reduzindo os recursos de hardware necessários para sua implementação. Também em 2009, o trabalho [18] apresentou a análise de diferentes arquiteturas com algoritmos *feedforward* para recuperação de portadora.

Em 2010, a Referência [15] apresentou um rico estudo acerca dos algoritmos e técnicas empregados em receptores coerentes ópticos, com especial ênfase aos tipos de equalização (CMA, RDE e DD), bem como aos algoritmos de recuperação de fase. Acerca da estimação de fase, o trabalho [15] aponta para o uso de sistemas direcionados a decisão (DD) que possibilitam operação com lasers de largura de linha (*linewidth*) de até 1 MHz para taxa de 14 GBaud e de desvios de frequência de até 1% da taxa de símbolo. Igualmente em 2010, a Referência [19] apresentou um modelo de codificação diferencial o qual, para a modulação 16-QAM, viabilizou a

operação com lasers de largura de linha de até 1 MHz. Em [20], um esquema de particionamento da constelação 16-QAM em QPSK é apresentado para aumentar a tolerância ao $\Delta\nu$ dos lasers, operando com $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S$ de 1×10^{-4} . Ainda em 2010, o trabalho [21] apresenta a estrutura de multiplexação por polarização em um sistema óptico coerente 16-QAM na taxa de 14 GBaud com processamento digital de sinais para separação de fontes, equalização e aplicação de *Carrier Recovery* implementado com PLL com excelentes resultados experimentais. No entanto, nestes experimentos, foram empregados desvios de frequência de 20 MHz e largura de linha dos laser do canal de teste de 100 kHz.

Em 2011, a Referência [22] apresentou um novo algoritmo de *Carrier Phase Recovery* do tipo *feedforward*, com dois estágios e considerável redução de complexibilidade. Afirmou igualmente que a principal desvantagem de FFCR é a demanda computacional requerida, envolvendo comparações, rotações de fase, decisões etc, todas no plano complexo. Ainda, os autores desenvolveram um interessante método de redução de complexibilidade, baseado principalmente na contenção pela metade no número de testes de ângulos das fases, otimizando o algoritmo. Ainda assim, para a constelação 16-QAM, os valores de $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S$ foram da ordem de $1,4 \times 10^{-4}$ e $1,25 \times 10^{-4}$ para a versão otimizada do FFCR.

Nesse mesmo ano, foi apresentado outro algoritmo com dois estágios, desta vez combinando um algoritmo de baixa latência DPLL (*Digital Phase-Locked Loop*) com um algoritmo BPS (*Blind Phase Search*) com redução em sua complexidade, tolerância a ruído de fase de $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S$ de $2,5 \times 10^{-3}$ e com fator de paralelização igual a 48 [23].

Em 2012, a Referência [24] exibiu interessantes resultados experimentais, especialmente no que se refere à operação de um sistema com multiplexação por polarização com estimação de fase conjunta entre polarizações. O sistema opera com modulação 16-QAM, detecção coerente e 7 GBaud, aplicando equalização orientada ao raio (RDE) e empregando no receptor uma largura de linha de até 2 MHz. Igualmente em 2012, a Referência [25] propôs uma interessante técnica de estimação adaptativa de fase, a qual otimiza automaticamente o tamanho do bloco necessário para a estimação. Apesar de usar modulação QPSK, este trabalho pode indicar um caminho a ser seguido em trabalhos futuros para modulações de maior eficiência espectral com o conceito de estimação de fase por tamanho de bloco adaptativo. Ainda em 2012, o trabalho [26] descreve dois métodos novos de estimação de fase *feedforward*, para modulação 16-QAM operando com detecção coerente. O método, que opera em dois estágios, apresenta um novo algoritmo de transformação da constelação 16-QAM em QPSK. Apresentando uma considerável redução de complexidade, o sistema opera com $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S$ de $1,3 \times 10^{-4}$ e $1,25 \times 10^{-4}$. A vantagem deste método, frente a outros métodos que utilizam o particionamento de constelações QAM em QPSK, é a maior tolerância a valores elevados de largura de linha. Posteriormente, em 2013 este trabalho foi aperfeiçoado com um método modificado e mais eficiente de particionamento da constelação dado em [27].

Finalmente, em 2013, a Referência [28] apresenta um importante estudo acerca dos lasers empregados como oscilador local em sistemas coerentes. Afirmar que com a técnica de utilização de laser de cavidade externa (TECL) tanto no transmissor quanto no oscilador local (LO),

opera-se atualmente com valores de $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S$ de 1×10^{-4} . Porém, com o uso de modernos lasers do tipo DS-DBR (*monolithically integrated Digital Supermode Distributed Bragg Reflector*) será possível a operação com valores de $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S$ de até 8×10^{-4} , devido ao uso de pós-processamento digital no sinal recebido.

1.3 Estrutura da Dissertação e Contribuições

Este trabalho propõe um novo método de sincronismo de frequência e fase (*Carrier Phase Recovery*) sem o uso de PLL, oferecendo contribuições ao sincronismo e simulação de sistemas ópticos coerentes. O sistema óptico de comunicação coerente citado, compreendendo o transmissor, meio de propagação e receptor, foi implementado em ambiente computacional de simulação para testar e validar os algoritmos de detecção e de sincronização propostos. A arquitetura do ambiente de simulação foi desenvolvida como segue. Inicialmente, usou-se a ferramenta Matlab/Simulink para a modelagem de perturbações no sistema de comunicações, como, por exemplo, *mismatch* de frequência e ruído de fase, por meio da modelagem de caminhada aleatória (*Random Walk*). Posteriormente, empregando-se novamente a ferramenta Matlab/Simulink para simular os processamentos representativos no domínio elétrico, diversas técnicas de processamento digital de sinais para os estágios de recuperação de sincronismo e recuperação de frequência e fase foram implementadas. Finalmente, foi efetuada a mensuração de desempenho sob diversos aspectos.

Desta forma, a dissertação encontra-se organizada conforme se segue. O Capítulo 2 faz uma breve contextualização teórica acerca dos distintos algoritmos empregados na recuperação de sincronismo de frequência e fase, bem como aborda alguns aspectos teóricos relacionados ao trabalho. O Capítulo 3 apresenta o desenvolvimento da dissertação. Nesse capítulo especificamente, são expostas as bases matemáticas do algoritmo de mínimos quadrados e as estruturas concebidas para estimação e recuperação dos *mismatches* de frequência e fase. O Capítulo 4 exhibe e analisa os principais resultados obtidos. Por fim, o Capítulo 5 finaliza a dissertação e aponta na direção de trabalhos futuros.

Contextualização Teórica

Este capítulo tem como objetivo oferecer uma introdução aos sistemas de comunicações ópticas e facilitar a compreensão das propostas contidas neste trabalho. Desta forma, são apresentados os primeiros estudos de algoritmos realizados para recuperação de portadora. O presente capítulo é iniciado com a apresentação da visão sistêmica do modelo adotado, a qual exibe o sistema desde a geração da informação a ser transmitida até a etapa de recuperação. Em seguida, são apresentados os principais conceitos a respeito do sistema óptico coerente adotado, incluindo multiplexação em polarização. Posteriormente, são detalhados, os componentes do sistema óptico e modeladas as principais degradações que foram simuladas por meio da ferramenta Matlab/Simulink.

2.1 Visão Sistêmica

A visão sistêmica é apresentada por meio da Figura 2.1. Esta figura caracteriza a estrutura dos atuais sistemas de comunicações ópticas coerentes com multiplexação em polarização. A descrição gráfica representada pela figura começa com a informação binária a ser transmitida sendo modulada no domínio óptico, de forma independente para cada polarização.

Posteriormente os sinais são combinados e transmitidos pela fibra utilizando-se polarização dupla (DP). Ao chegar ao receptor, os sinais horizontal e vertical são separados e é realizada a recepção coerente para cada polarização, por meio do batimento com o oscilador local. Esses processos são descritos pela Seção 2.2. Posteriormente, após o bloco denominado “Receptor Coerente”, descrito na figura, tem-se as etapas de processamento digital de sinais. Estas últimas etapas abrangem a equalização e separação de fontes, as quais serão descritas na Seção 2.3. Por fim, os símbolos são demodulados no domínio elétrico a fim de recuperar a informação binária transmitida. A seguir, a descrição das etapas do sistema, conforme mencionado.

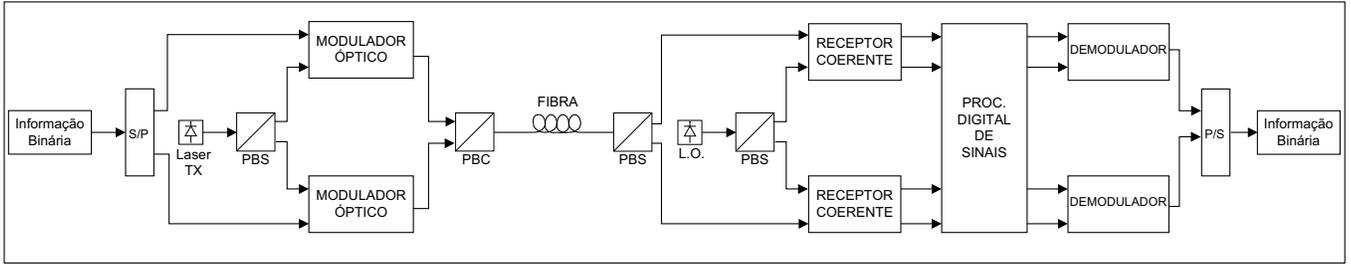


Figura 2.1: Arquitetura de um sistema óptico coerente multiplexado em polarização e processamento digital de sinais.

2.2 Componentes de um Sistema Óptico Coerente Multiplexado em Polarização

2.2.1 Laser

O laser (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*) baseados nos princípios de emissão estimulada (Figura 2.2), é um componente que gera radiação eletromagnética na forma de luz, sendo esta luz o sinal a ser modulado para ser transmitido através da fibra óptica. Como os modernos sistemas coerentes com formatos eficientes de modulação são muito susceptíveis à arquitetura do dispositivo, muitos são os estudos acerca de modelos realistas para os lasers [29].

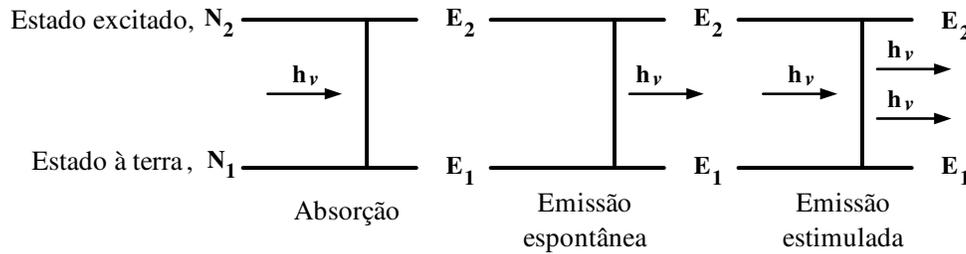


Figura 2.2: Ilustração da interação da luz com a matéria.

Com relação à modelagem do laser no transmissor óptico, o mesmo pode ser considerado como sendo uma fonte de luz contínua (*cw*, *Continuous Wave*) [29], de tal modo que o campo elétrico normalizado de um laser pode ser dado por

$$E(t) = \sqrt{P_s} \times e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \times e_s ; \quad (2.1)$$

sendo P_s a potência média normalizada do laser, ω_s a frequência do laser em rad/s , φ_s a fase do laser no instante inicial e e_s o vetor direção do campo. Adicionando o ruído de fase φ_{n_s} e o ruído de amplitude $\delta P(t)$ na equação anterior, tem-se

$$E(t) = \sqrt{P_s + \delta P(t)} \times e^{j[\omega_s t + \varphi_s + \varphi_{n_s}(t)]} \times e_s . \quad (2.2)$$

A origem do ruído de fase são emissões espontâneas de fótons que não estão perfeitamente em fase com os fótons de emissão estimulada. Este processo aleatório tem, num período de tempo τ , uma variação de fase aleatória descrita como

$$\Delta\varphi_{n_s}(t) = \varphi_{n_s}(t) - \varphi_{n_s}(t - \tau) , \quad (2.3)$$

e, seguindo o desenvolvimento apresentado em [29], pode-se relacionar a variância de $\Delta\varphi_{n_s}(t)$ à largura de linha (*linewidth* - $\Delta\nu$) tal que,

$$E\{|\Delta\varphi_{n_s}(\tau)|^2\} = 2\pi\Delta\nu|\tau| , \quad (2.4)$$

o que demonstra que o aumento da incerteza de fase é diretamente proporcional à largura de linha $\Delta\nu$ e ao intervalo de tempo. De fato, como mostrado em diversos trabalhos acerca de recuperação de *mismatches* (ou descasamentos) de fase, muitas das análises de desempenho são dadas em função do produto $\Delta\nu \times T_s$, [30, 31, 26, 27, 32, 19]. Também, a largura de linha, $\Delta\nu$, pode ser definida como a largura da medida espectral que está 3 dB abaixo da potência máxima do laser [33].

2.2.2 Modulador

Nos sistemas modernos de telecomunicações, as informações são armazenadas e transmitidas como representação de dados digitais, por um conjunto de símbolos pré-determinados de um alfabeto finito. A modulação digital de dados consiste em associar cada símbolo a um estado particular do sinal. Em uma transmissão óptica, a modulação codifica a informação sobre um sinal óptico usando intensidade, fase ou frequência [3]. Nesta seção, é feita uma introdução sucinta acerca dos formatos de modulação empregados.

A modulação por chaveamento em amplitude (ASK, *Amplitude Shift Keying*) [34], é um formato de modulação que usa a amplitude da portadora para a transmissão de informação. Enquanto a frequência e a fase são mantidas constantes, a amplitude varia de acordo com o fluxo dos bits. Assim, a envoltória pode ser definida como

$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n p(t - nT_s) , \quad (2.5)$$

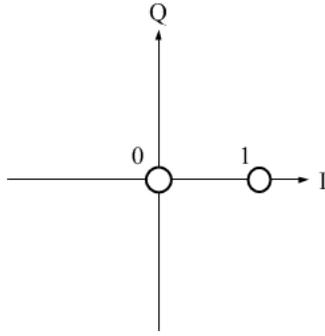


Figura 2.3: Constelação On-Off Keying.

sendo $p(t)$ o formato do pulso, a_n um símbolo do alfabeto e T_s o período de símbolo. Para uma transmissão binária, o nível de amplitude pode ser usado para representar os 0's ou 1's lógicos, conforme pode ser observado na Figura 2.3. O sinal de portadora pode ser pensado como um interruptor do tipo “liga-desliga”, de onde advém o nome *On-Off-Keying* (OOK) [4]. Na modulação OOK, o formato de pulso mais amplamente utilizado é o NRZ (*Non-Return-to-Zero*). Neste caso, o pulso é definido como

$$p_{NRZ}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_s}\right). \quad (2.6)$$

Usando a modulação PSK (*phase shift keying*), obtém-se algumas vantagens. Uma das vantagens introduzidas por esse formato de modulação é uma maior tolerância ao ruído no receptor (sensibilidade do receptor), bem como, ter-se incremento na eficiência espectral e maior tolerância à dispersão quando comparado à modulação OOK [3]. Na modulação PSK, $u(t)$ é, por definição,

$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} e^{j\theta_{sn}} p(t - nT_s), \quad (2.7)$$

sendo θ_n um valor que esteja entre 0 e 2π e que irá separar os símbolos do alfabeto. A Figura 2.4 exhibe uma constelação BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) onde os símbolos são mapeados digitalmente nos estados de fase (0, π). Também, a modulação 4-PSK é um outro exemplo de modulação do tipo PSK. Ademais, afora informação da fase que separa os símbolos, dada por θ_n , é possível fazer modulação do tipo diferencial, onde a informação se encontra na diferença de fase entre símbolos.

Finalmente, além das modulações em fase e em amplitude, um sinal pode ser conjuntamente modulado das duas formas. Este tipo de modulação é conhecido como modulação de amplitude

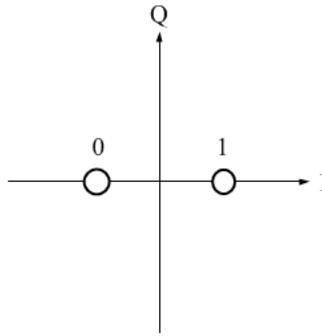


Figura 2.4: Constelação Binária PSK.

em quadratura ou, simplesmente, modulação QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Na modulação QAM, com o símbolo complexo é feita uma modulação em amplitude em cada componente (real e imaginária) do símbolo. Uma das formas mais básicas da modulação QAM é o formato 4-QAM, igual à modulação QPSK (*Quaternary PSK*) com deslocamento de fase, lembrando que esse tipo de modulação pode dobrar a taxa de dados quando comparado ao BPSK, porém mantendo a metade da largura de banda. A Figura 2.5 apresenta a representação da modulação 4-QAM. A modulação QAM é dada por [34],

$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} (r_n + ji_n)p(t - nT_s) , \tag{2.8}$$

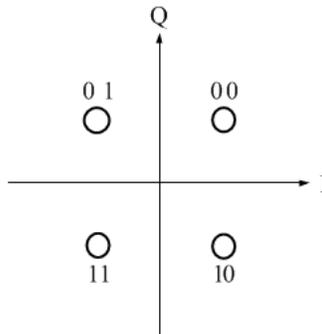


Figura 2.5: Constelação 4-QAM.

em que r_n e i_n são os valores das componentes reais e imaginárias do símbolo, respectivamente.

É pertinente salientar que, por exemplo, para formato de tipo 16-QAM os valores não-normalizados de r_n e i_n são $\{-3, -1, +1, +3\}$ e assim sucessivamente para formatos mais eficientes da modulação QAM.

Atualmente, nos sistemas coerentes, o método mais avançado para se efetuar a modulação óptica é a modulação que emprega os moduladores do tipo *Mach-Zehnder* [35], MZM. Neste

método, a luz é gerada continuamente, porém, é modulada por interferência que a diferença da modulação direta é feita com um dispositivo externo. Basicamente, o modulador *Mach-Zehnder* é constituído por uma guia de onda, no qual o sinal de entrada é dividido na entrada do dispositivo em dois ramos, sendo os sinais divididos guiados por estes dois ramos paralelos até dois moduladores de fase diferentes. Esses moduladores de fase são alimentados por eletrodos que recebem tensão externa. Depois, esses sinais dos dois ramos são reagrupados para se obter o campo de saída. Na verdade, no MZM, o índice de refração do material é variável de acordo com a intensidade do campo elétrico aplicado. Desta forma, o sinal elétrico pode modular o índice de refração, o que altera a velocidade de propagação do sinal óptico. Aplicando níveis de tensão convenientes, é possível criar iterações construtivas e destrutivas ou manipular a fase do sinal. A Figura 2.6, adaptada da referência [36], apresenta a estrutura do modulador Mach-Zehnder.

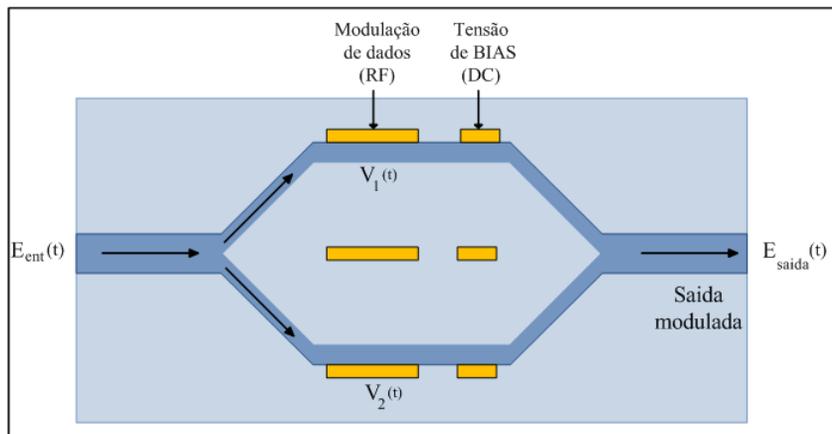


Figura 2.6: Modulador *Mach-Zehnder*.

No modulador *Mach-Zehnder*, as variações das tensões V_1 e V_2 determinarão o tipo de modulação obtida. Por exemplo, na configuração *push-pull* (quando $V_1 = -V_2$), se o valor de $V_1 = -V_2$ não ultrapassar o valor de $V_\pi/2$, então a modulação será do tipo OOK, sem variação de fase. Por outro lado, se o valor de $V_1 = -V_2$ estiver entre $V_\pi/2$ e $V_\pi/2$, ocorrerá a variação da fase do sinal, gerando assim os símbolos $\{-1, +1\}$, ou seja, modulação BPSK. A vantagem desta configuração é aumentar a distância euclidiana entre os símbolos, tornando o sistema mais robusto a interferências. A Figura 2.7 apresenta um modelo de emprego de modulador *Mach-Zehnder* para geração de um sinal BPSK.

Também, moduladores *Mach-Zehnder* podem ser usados para realizar formatos de modulação multinível, utilizando-se múltiplos MZM cascadeados. Por exemplo, para se obter uma modulação do tipo QPSK, pode-se configurar um MZM para gerar os símbolos do alfabeto $\{0, \pi\}$ e outro para gerar $\{0, \pi/2\}$. De forma análoga, é possível com \sqrt{M} MZM gerar um sinal do tipo *M*-PSK.

Uma outra estrutura dos MZM, e nisto reside uma de suas maiores vantagens, é a estrutura IQ (*In-Phase and Quadrature*), tornando possível a realização da modulação QAM. Uma forma desta modulação ser realizada é com o emprego de três moduladores MZM, conforme descrito na Figura 2.8, adaptada de [36]. Neste modelo o sinal de entrada é dividido entre os dois ramos

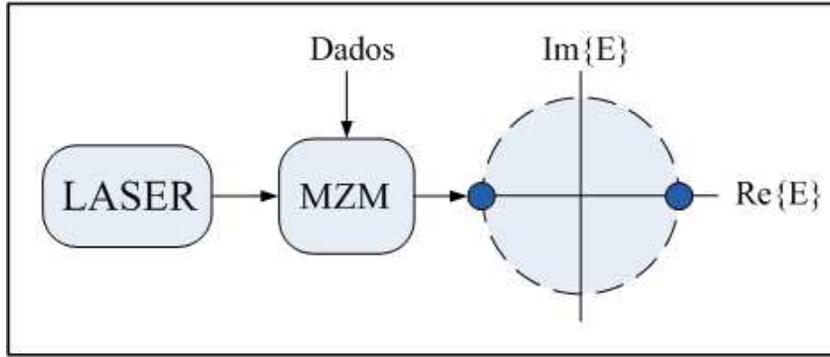


Figura 2.7: Modulador *BPSK* usando *Mach-Zehnder*.

e submetidos a MZM configurados com a tensão dos moduladores de fase igual a V_π (também chamado de ponto de mínima transmitância). Posteriormente os sinais são aplicados a um atraso de fase (vide Figura 2.8) que efetua uma rotação de fase de $\pi/2$. Desta forma, pode-se obter vários formatos de modulação, como o QAM.

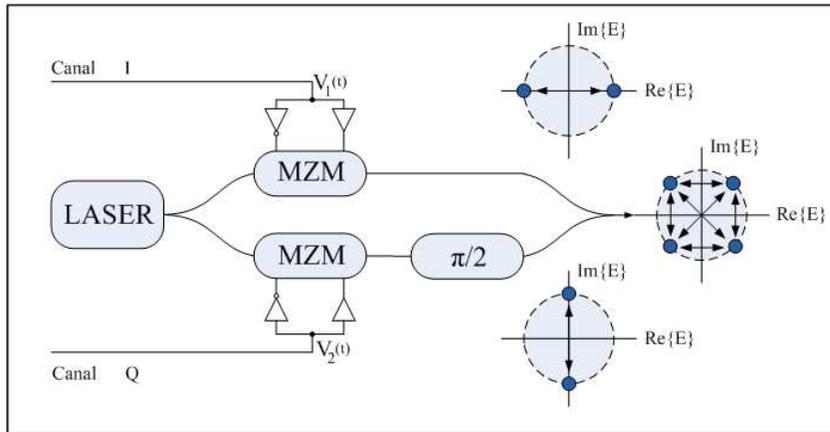


Figura 2.8: Configuração do Modulador *Mach-Zehnder* para modo IQ.

2.2.3 Detecção Coerente

Na detecção direta, a intensidade de luz, $|E|^2$, em um fotodetector (fotodiodo) é convertida em sinal elétrico, onde a informação encontra-se somente na amplitude do sinal e a componente de fase se perde completamente [4]. Dessa forma, tem-se a modulação OOK.

Uma maneira alternativa para detectar a potência óptica é a detecção coerente, a qual é feita por meio do batimento do sinal recebido com o sinal gerado por um laser no receptor, chamado oscilador local (LO, de *Local Oscillator*). Tem-se então dois lasers no sistema, o laser do transmissor (que alimenta o modulador, como já visto) e o oscilador local, de forma a preservar a amplitude e a fase do sinal. O sistema coerente pode ser classificado de três formas:

- Homódino: quando o LO e o laser transmissor tem a mesma frequência e a diferença de fase entre eles é zero ou, então, múltipla de 2π ;

- Heteródino: quando o LO e o laser transmissor têm frequências distintas;
- Intradino: quando a diferença de frequência entre o LO e o laser transmissor não é zero, mas apresenta um valor pequeno.

Ao sobrepor o sinal óptico recebido com o oscilador local, a banda de frequência do sinal sofre uma “conversão rebaixadora”(down-conversion), passando para banda base (detecção homódina), ou para banda intermédia com uma frequência central pelo menos duas vezes tão grande quanto a largura de banda do sinal (detecção heteródina). O modelo mais usado atualmente é o receptor coerente intradino. Nesse modelo, as correções dos desvios de frequência e fase entre o transmissor e o oscilador local são realizadas por meio de técnicas de compensação eletrônica. A Figura 2.9, adaptada de [36], mostra o princípio da detecção coerente, dada com um acoplador e balanceado por um amplificador TIA (amplificador de transimpedância, *Transimpedance Amplifier*).

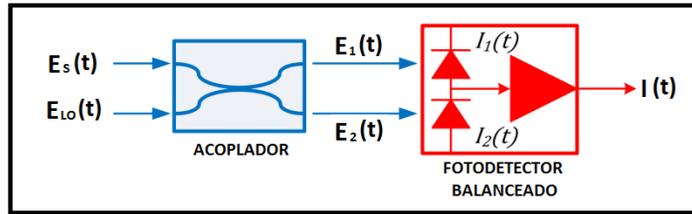


Figura 2.9: Princípio da detecção coerente.

Tomando-se como referência a modelagem do laser, tem-se que as correntes de saída serão

$$\begin{cases} I_1(t) = \frac{1}{2}RP_s \times a^2(t) + \frac{1}{2}RP_{LO} + R\sqrt{P_sP_{LO}} \times a(t) \times \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{LO} \times \sin[\Delta\omega t + \varphi(t)]; \\ I_2(t) = \frac{1}{2}RP_s \times a^2(t) + \frac{1}{2}RP_{LO} - R\sqrt{P_sP_{LO}} \times a(t) \times \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{LO} \times \sin[\Delta\omega t + \varphi(t)]; \end{cases} \quad (2.9)$$

em que $a(t)$ é a componente de modulação de amplitude, $\varphi(t)$ a componente de modulação de fase do laser, R a responsividade, o índice s corresponde ao sinal, o índice LO refere-se ao oscilador local, $\Delta\omega t$ é o *mismatch* ou desvio de frequência, o parâmetro campo elétrico do sinal esta representado como (\mathbf{e}_s), e o parâmetro campo elétrico do oscilador local como (\mathbf{e}_{LO}). De acordo com [31], existe a necessidade da potência do oscilador local ser consideravelmente superior à potência do sinal recebido, pois, com isso, o termo da potência do LO da Equação 2.14 pode ser desconsiderado e a equação simplificada.

No modelo apresentado pela Figura 2.9 a detecção coerente é feita por meio de um acoplador de 3 dB. Contudo, este modelo é um modelo elementar que não permite que informações de fase e quadratura sejam recuperadas. Para este caso, são empregadas híbridas de 90°, dispositivos que viabilizam o batimento do sinal recebido com o LO, de forma a manter as saídas de fase e quadratura nas saídas. A Figura 2.10 exhibe a detecção coerente realizada com hídrida de 90°.

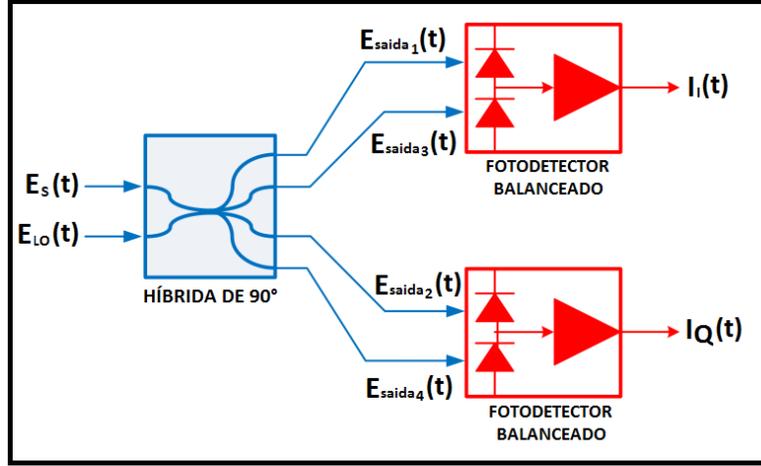


Figura 2.10: Detecção coerente com Híbrida de 90°.

Igualmente, a Equação 2.10 apresenta as saídas da híbrida em função das entradas do LO e do sinal recebido.

$$\begin{cases} E_{saida1}(t) = \frac{1}{2}E_s(t) + E_{LO}(t); \\ E_{saida2}(t) = \frac{1}{2}E_s(t) + jE_{LO}(t); \\ E_{saida3}(t) = \frac{1}{2}E_s(t) - E_{LO}(t); \\ E_{saida4}(t) = \frac{1}{2}E_s(t) - jE_{LO}(t); \end{cases} \quad (2.10)$$

Finalmente, reescrevendo a equação das correntes descrita na Equação 2.9, adotando-se a saída da híbrida descrita na Equação 2.10, a simplificação de P_{LO} descrita em [31] e a variância do ruído presente na Equação 2.3, tem-se que as correntes dos sinais em fase e quadratura são dadas por

$$\begin{cases} I_I(t) = 2R\sqrt{P_s P_{LO}} \times a(t) \times \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{LO} \times \cos[\Delta\omega t + \varphi(t) + \varphi_n(t)]; \\ I_Q(t) = 2R\sqrt{P_s P_{LO}} \times a(t) \times \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{LO} \times \sin[\Delta\omega t + \varphi(t) + \varphi_n(t)]; \end{cases} \quad (2.11)$$

2.2.4 Multiplexação por Polarização

A multiplexação por polarização é possível porque a fibra monomodo empregada possui dois modos de propagação degenerados (com a mesma constante de propagação), vertical e horizontal. O estado de polarização (SoP, *State of Polarization*) determina a localização desses dois eixos ao longo da fibra. Fisicamente, quando a luz polarizada do laser é transmitida pela fibra, ela pode ser decomposta em dois eixos arbitrários, definindo seu estado de polarização. Em termos práticos, a adoção da multiplexação por polarização permite dobrar a capacidade de transmissão de um sistema.

A Figura 2.11 apresenta um receptor óptico coerente com diversidade de polarização, seguindo em linhas gerais, com os sistemas apresentados em [12, 32, 37, 1]. O sistema é constituído por um oscilador local, por dois divisores de feixe polarizados (PBS) ou *splitter*,

duas híbridas ópticas de 90° e quatro fotodetectores diferenciais e dois pares de amplificadores de transimpedância. Na saída dos fotodetectores, logo após da conversão, o sistema entrega as componentes de I e Q horizontal e vertical. É importante destacar-se que estas componentes I e Q não são as componentes originalmente transmitidas, mas sim, resultados de misturas dos sinais vertical e horizontal, causadas, principalmente, por inúmeros acoplamentos que ocorreram ao longo da fibra, os quais serão vistos adiante.

Para este modelo do receptor coerente com diversidade de polarização e formatos avançados de modulação, recém-descrito, existe um acordo de implementação, firmado em 2010, pelo OIF (*Optical Internetworking Forum*) [38].

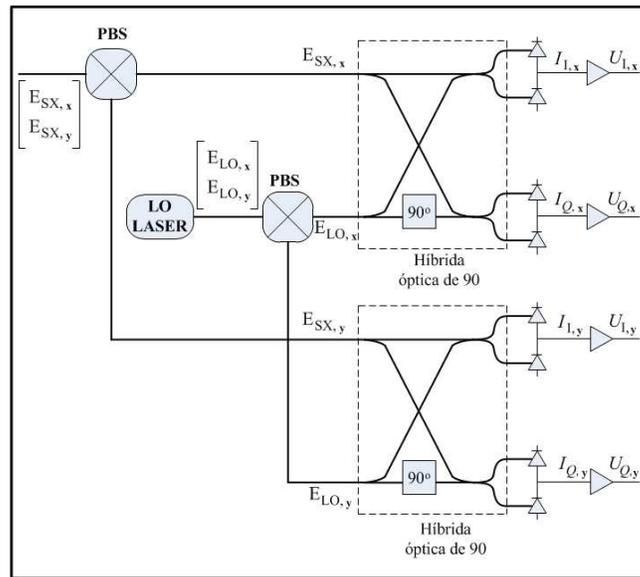


Figura 2.11: Diagrama funcional de um receptor coerente intradino com multiplexação de polarização [1].

2.2.5 Degradação I - Dispersão Cromática (CD)

A dispersão cromática (CD, *Chromatic Dispersion*), é uma das principais limitações para a detecção direta em longa distância em sistemas de comunicações ópticas. O efeito de esse fenômeno é o alargamento do pulso durante a propagação, causando interferência intersimbólica (ISI, *InterSymbol Interference*). Uma solução comumente adotada para compensar a CD é colocar-se uma fibra do tipo DCF (*Dispersion Compensation Fiber*). No entanto, o uso de DCF introduz perdas e atraso adicionais nas fibras [39]. Uma alternativa é compensar completamente o efeito de CD no domínio eletrônico. Nos primeiros estudos sobre mitigação dos efeitos da dispersão cromática, utilizou-se a equalização com sequência de treinamento para compensação de CD, mas, entretanto, percebeu-se que esse método é bom predominantemente para sistemas de baixa dispersão [40].

O alargamento de pulso, ΔT , é descrito em função do comprimento de onda λ . Assim, para uma fibra de comprimento L , [4] apresenta

$$\Delta T = D_d L \Delta \lambda , \quad (2.12)$$

em que

$$D_d = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 . \quad (2.13)$$

Na Equação 2.20, D_d é o parâmetro de dispersão, dado em $ps/km/nm$ e c é a velocidade da luz, e β_2 é a segunda derivada da constante de propagação.

No domínio eletrônico, a forma mais moderna de compensar dispersão cromática consiste no emprego de sistemas digitais [41, 42], em que a compensação é feita principalmente nos filtros estáticos, e a dispersão residual é processada através de técnicas de filtragem adaptativa usando, predominantemente, o algoritmo LMS (*Least Mean Square*) ou o algoritmo CMA (*Constant Modulus Algorithm*). Ademais, têm-se outras técnicas que acompanham esses algoritmos de coeficientes variáveis, por meio da combinação de filtros com coeficientes fixos, método conhecido como método Savory, por conta de seu autor [42].

Como exemplo do efeito da CD, a Figura 2.12 apresenta uma dada constelação QPSK antes e depois da compensação da dispersão cromática presente no sistema [43, 42].

2.2.6 Degradação II - Dispersão de Modo de Polarização (PMD)

Nos sistemas ópticos as imperfeições na simetria da fibra causam diferentes velocidades de grupo ao longo da propagação [39]. Como consequência, o índice refractivo do material se torna dependente da polarização. Esta birrefringência na fibra é causada por essas imperfeições no processo de fabricação ou por estresse externo ou variações induzidas pela temperatura que levam a um guia de onda não circular [44]. Assim, durante a propagação, o pulso transmitido sofre um alargamento temporal τ definido como

$$\tau = L \Delta \beta_1 , \quad (2.14)$$

sendo L o comprimento da fibra e $\Delta \beta_1$ um termo referente a birrefringência. Este alargamento temporal é chamado de atraso diferencial de grupo (DGD, *Differential Group Delay*), ou PMD de primeira ordem [4, 37]. Como a PMD de primeira ordem refere-se a um atraso de grupo, pode-se concluir que, para sistemas com taxas de transmissão superiores, o efeito da PMD tende a ser mais crítico, dado que limita ainda mais as transmissões. Tal afirmativa corrobora a necessidade de técnicas que compensem, de alguma forma, as degradações impostas pela

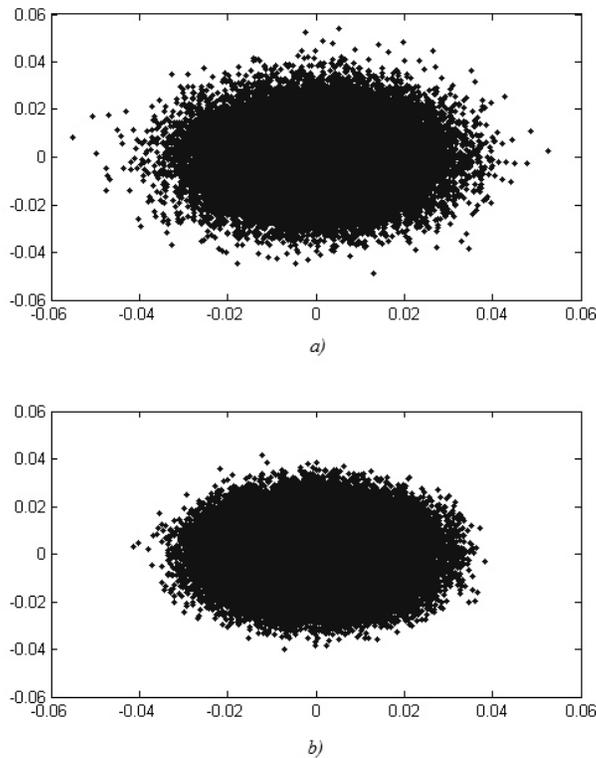


Figura 2.12: Constelação QPSK de um sistema multiplexado por polarização (a) Sem processamento, (b) Com compensação de CD

PMD. A Figura 2.13 exibe um exemplo de DGD durante a propagação do sinal pela fibra. Nesta figura, percebe-se que o estado de polarização representado pela cor azul é mais rápido do que o representado pela cor vermelha, criando uma situação de DGD.

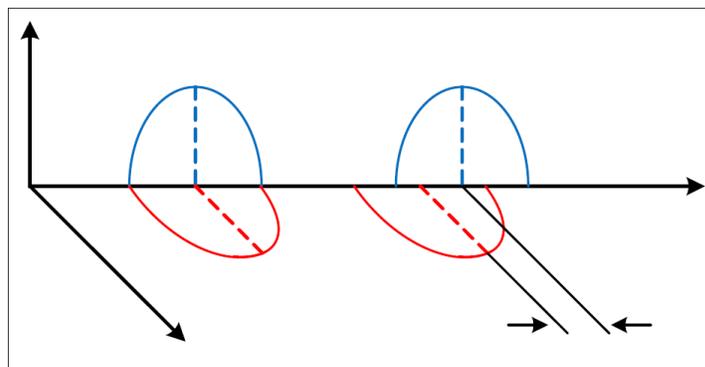


Figura 2.13: Exemplo de DGD durante propagação na fibra.

O parâmetro da PMD da fibra é usualmente dado em ps/\sqrt{km} e pode ser visto como uma medida para determinar a assimetria da fibra. O parâmetro PMD representa a característica de PMD de um determinado comprimento de fibra. Em uma conexão de fibra consistindo de vários comprimentos de fibra concatenados sucessivos, cada comprimento terá um coeficiente de PMD real diferente [45]. Para uma fibra padrão monomodo, esse parâmetro é da ordem de

$0,1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$, muito embora o trabalho da *Corning Incorporated* [45], aborde, para fibras mais modernas, valores de coeficiente de PMD da ordem de $0,02 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$. Finalmente, a Figura 2.14 exibe uma dada constelação QPSK antes e depois da compensação de PMD.

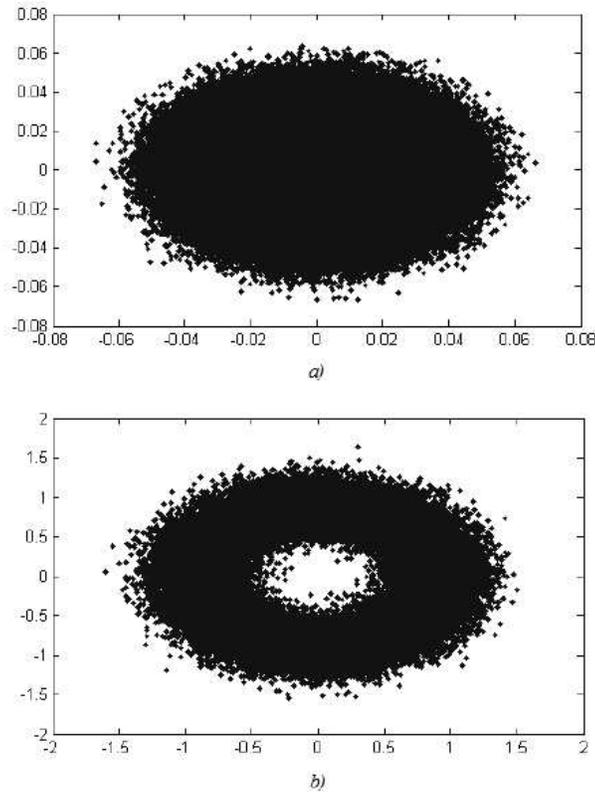


Figura 2.14: Constelação QPSK (a) Sem compensação de PMD, (b) Com compensação de PMD

2.2.7 Degradação III - Ruídos

Os sistemas que utilizam amplificadores de fibra dopados a Érbio (EDFA) têm como principal fonte de ruído o chamado ruído ASE (*Amplified Spontaneous Emission*). Segundo [35], o ruído ASE possui distribuição gaussiana, em que no melhor dos casos o amplificador tem uma figura de ruído de 3 dB. Dado que a origem do ruído ASE está no domínio óptico, sua distribuição de probabilidade após a detecção vai depender do tipo de receptor empregado no sistema.

Um ruído bastante importante, principalmente no escopo deste trabalho, é o ruído de fase. O ruído de fase é capaz de gerar a perda de sincronismo entre a portadora e o oscilador local da detecção coerente. A origem do ruído de fase está nas imperfeições dos lasers, que não são perfeitamente monocromáticos. Em outras palavras, ele produz um sinal em uma pequena faixa de frequência e não apenas em uma frequência única, como seria desejado. Esta faixa de frequência está relacionada ao parâmetro $\Delta\nu$, correspondente à largura de linha do laser, e apresentada na Seção 2.2.1. Como dito, a largura de linha é definida como a largura da medida

espectral que está 3 dB abaixo da potência máxima do laser [33]. O ruído de fase do sistema pode ser modelado como um processo de Wiener-Lévy [2], o qual descreve uma modulação de fase por um processo chamado de caminhada aleatória (*Random Walk*), processo descrito na Equação 2.3. A velocidade de flutuação do processo é estabelecida pela variância

$$\sigma_{\Delta}^2 = 2\pi\Delta f_{3dB}T_s, \quad (2.15)$$

de $\Delta\varphi_{n_s}$ ($\varphi_{n_s}(t - \tau)$). A característica mais importante do ruído de Wiener é que a diferença entre duas amostras em instantes diferentes tem distribuição Gaussiana de média nula. A Figura 2.15 exibe exemplos de processos de *random walk* de φ_{n_s} para diferentes produtos da largura de linha finita e a duração dos símbolos ($\Delta f_{3dB}T_s$). A Figura 2.16, por sua vez, descreve o espectro de potência de portadora dado por meio da função Lorentziana apresentada em [1].

$$P(\Delta f T_s; \Delta f_{3dB} T_s) = \frac{\frac{1}{2}\Delta f_{3dB} T_s}{\pi[(\Delta f T_s)^2 + (\frac{1}{2}\Delta f_{3dB} T_s)^2]}, \quad (2.16)$$

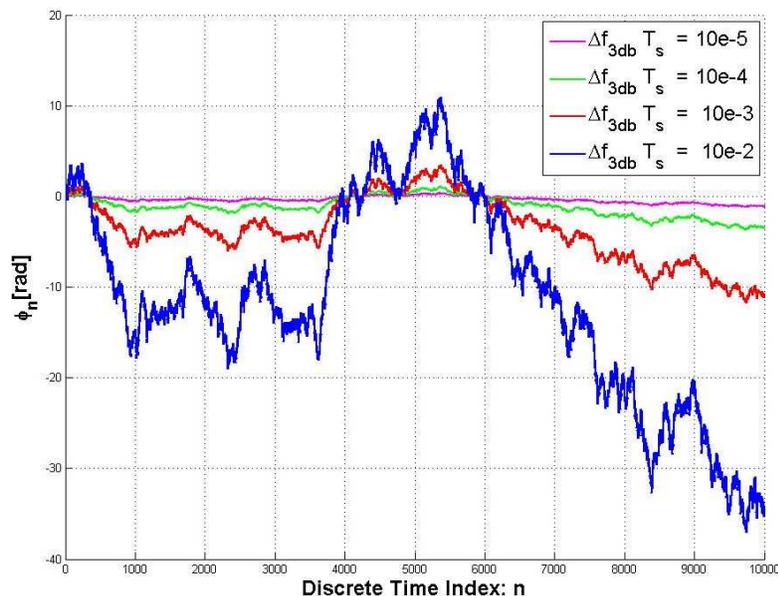


Figura 2.15: Exemplos de processos de *random walk* para diferentes $\Delta f_{3dB}T_s$

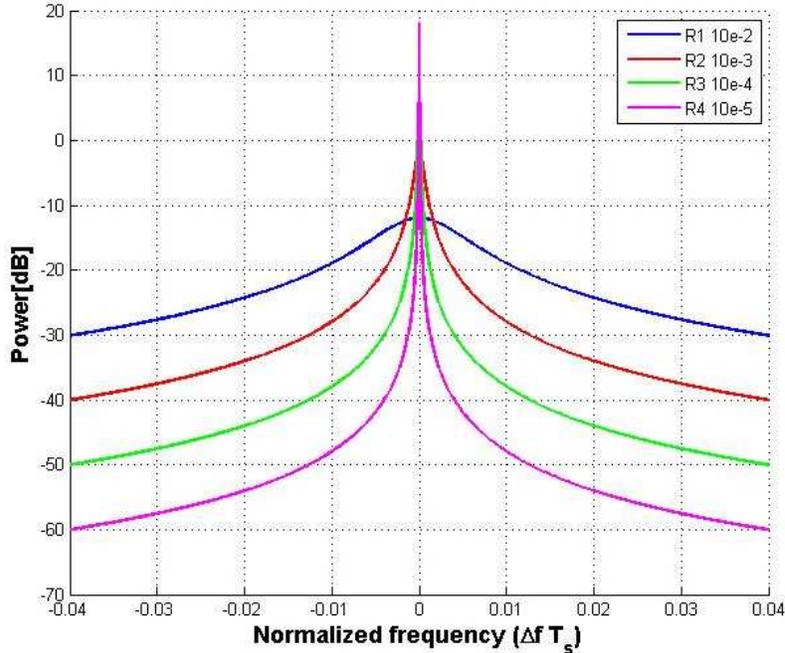


Figura 2.16: Espectro de potência (Lorentziana) para diferentes valores de $\Delta f_{3dB}T_s$

2.3 Equalização

Em comunicações ópticas os sinais poderiam trabalhar com uma largura de banda maior do que a banda coerente do canal provocando desvanecimento seletivo na frequência. Esse fenômeno se manifesta no domínio do tempo, por meio de sobreposição temporal de réplicas atrasadas do sinal, resultando em interferência intersimbólica (*ISI*, *InterSymbol Interference*) [46]. A equalização de canal é uma das técnicas mais largamente utilizadas para se eliminar ou atenuar os efeitos provocados pela *ISI*.

A equalização significa inverter a função de transferência que descreve o canal, ou, simplesmente, fazer a desconvolução deste canal. A equalização é dita adaptativa quando, de alguma forma, os coeficientes do filtro equalizador são ajustados visando a adaptação à dinâmica do canal (exemplo filtragem tipo LMS - *Least Mean Square*). Do contrário, a equalização é dita estática (filtro com coeficientes estáticos). Também, a equalização pode ser do tipo supervisionada, quando uma sequência de treinamento é transmitida sistematicamente junto à informação. Por outro lado, a equalização é dita autoidadada ou cega quando não há um sinal de referência.

Acerca da amostragem do sinal recebido, a grande vantagem de se trabalhar com equalizadores fracionários reside no fato de se transformar um processo estocástico associado ao sinal recebido de estacionário no sentido amplo para ciclo-estacionário. Em termos práticos, em um cenário sem ruídos, isso equivale a realizar uma perfeita inversão do canal (condição de *zero-forcing*) a partir de um número finito de amostras do canal segundo [47]. Eis a importância de

utilizar-se a equalização superamostrada ou fracionária.

2.3.1 Equalização: Algoritmo LMS e CMA

LMS

Um algoritmo adaptativo é aquele o qual incorpora um procedimento iterativo, fazendo correções sucessivas para os coeficientes do filtro, a fim de minimizar o erro médio entre a saída $\hat{d}(n)$ e o símbolo desejado $d(n)$. Um exemplo deste processo é exibido pela Figura 2.17. Dentro desta dinâmica de adaptação, um importante parâmetro é passo de adaptação μ , que está relacionado aos pesos ponderados do filtro. Um elevado valor de μ resulta numa convergência mais rápida, mas ao preço de uma menor precisão ou erro de excesso. Por outro lado, um valor reduzido valor de μ gera uma convergência mais lenta, porém, com mais alta precisão. Uma boa relação de compromisso na escolha de μ é adotar-se um valor elevado para a inicialização dos coeficientes do filtro, comutando-se para um valor menor após sua convergência, a fim de obter-se uma melhor precisão. Enquanto o algoritmo LMS (*Least-Mean-Square algorithm*) é apresentado nesta seção, a seção seguinte apresenta o algoritmo de módulo constante (CMA) [48, 43].

O algoritmo LMS pertence à família dos algoritmos de gradiente estocásticos, isto é, a filtragem é realizada adaptativamente, com base no erro do momento atual. O LMS Foi desenvolvido em 1960 por Widrow e Hoff [49], na Universidade de Stanford. A importância deste algoritmo reside no fato de ser um algoritmo relativamente eficiente e de baixa complexidade, não exigindo a aplicação de funções de correlação, nem inversões de matriz de correlação.

Filtragem é um processo pelo qual um sinal qualquer tem seu conteúdo espectral modificado. Assim, o algoritmo LMS é um filtro adaptativo linear que, em geral, é constituído por dois processos básicos:

- Um processo de filtragem , o qual envolve :
 - computar a saída do filtro linear em resposta a um sinal de entrada ;
 - gerar a estimativa de erro, comparando-a ao sinal desejado.
- Um processo adaptativo, que envolve o ajuste automático dos coeficientes do filtro, de acordo com a estimativa do erro.

O algoritmo LMS que é composto pelo sinal de entrada $x(k)$, os coeficientes do filtro $w(k)$, conforme exibido na Figura 2.17. Assim, o sinal desejado é representado por $d(k)$ e a saída do filtro é dada por

$$y(k) = \sum_{n=0}^{M-1} w_n^* x(k-n). \tag{2.17}$$

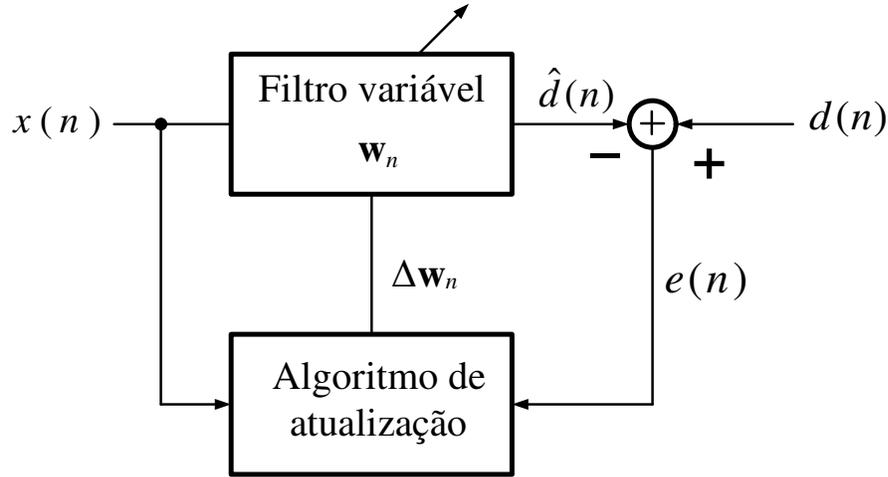


Figura 2.17: Esquema de filtro adaptativo

A saída do filtro LMS também pode ser manipulada por meio do operador H , que é o operador hermitiano. Desta forma, a saída do equalizador será dada por

$$y(k) = \mathbf{w}^H \times \mathbf{x}(k), \quad (2.18)$$

enquanto o sinal de erro é dado por [46]

$$e(k) = d(k) - y(k). \quad (2.19)$$

Os coeficientes do filtro $w(k)$ são atualizados de acordo com o sinal de erro 2.19, com o passo de adaptação μ e com o sinal de entrada. Esta relação é formulada como [46]

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu \times \mathbf{x}(k) \times e(k). \quad (2.20)$$

A Figura 2.18 apresenta um exemplo de equalização a través do algoritmo LMS. Na Figura 2.18 (a) é exibida a entrada no equalizador, quanto em Figura 2.18 (b) é apresentado o sinal sendo equalizado, nas figuras (c) e (d) o sinal tem sido equalizado e se apresenta sem desvio de frequência e fase.

CMA

Entre as técnicas de equalização adaptativa cega, a mais empregada é a dos algoritmos do módulo constante (CMA - *Constant Modulus Algorithm* [50, 46, 51]). O CMA é baseado na

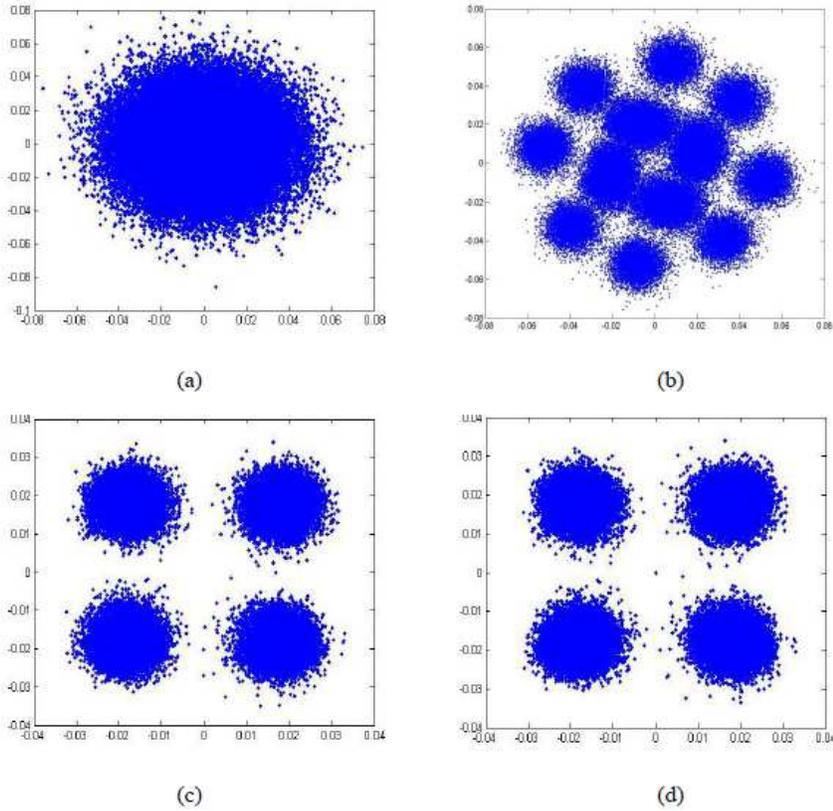


Figura 2.18: (a) Sinal de entrada no equalizador (b) Saída equalizada pelo LMS (c) e (d) Saída equalizada pelo LMS após o tempo de inicialização

minimização da função de custo J_{CMA} , que tem por objetivo ajustar a potência P inteira do conjunto de saídas do equalizador a uma constante real e positiva Δ_p . Sendo $E\{\}$ o operador esperança, de acordo com [52] e [51], a função de custo do CMA é definida como

$$J_{CMA} = E\{|y|^p - \Delta_p\}^2, \quad (2.21)$$

Teoricamente, p pode ter qualquer valor (desde que inteiro positivo). Quando estabelecemos o valor do parâmetro $p = 2$, como é comum no tratamento do algoritmo CMA [51], tem-se

$$J_{CMA} = E\{|y|^2 - \Delta_2\}^2, \quad (2.22)$$

de tal forma que Δ_2 é a chamada constante de dispersão do algoritmo CMA, dada por

$$\Delta_2 = \frac{E[|a(k)|^4]}{E[|a(k)|^2]}, \quad (2.23)$$

sendo $a(k)$ o alfabeto, ou seja, o conjunto dos M símbolos possíveis. Em [52], é demonstrado que definindo-se Δ_2 como na Equação 2.23 tem-se a minimização de J_{CMA} .

O algoritmo CMA traz um melhor desempenho em termos de convergência do que o LMS [43]. Quanto maior o passo de adaptação μ , maior será a capacidade do equalizador em acompanhar as variações no canal. Entretanto, como já explicitado, existe um compromisso entre esta capacidade de adaptação a mudanças do canal e o erro em excesso médio quadrático na saída do equalizador [53, 46].

O filtro equalizador é definido por um vetor de coeficientes ponderados, \mathbf{w} , a saída do equalizador é definida como $\mathbf{y}(\mathbf{k})$ e o vetor de entrada como $\mathbf{x}(\mathbf{k})$. Desta forma, sendo o operador H a representação de hermitiano, a saída do equalizador será dada por

$$y(k) = \mathbf{w}^H \times \mathbf{x}(k). \quad (2.24)$$

A minimização da função de custo J_{CMA} , como dito, é feita pela adaptação do vetor de coeficientes ponderados \mathbf{w} empregando o método do gradiente estocástico. A equação que define esta adaptação, cuja dedução consta em [46], é dada por

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu \times \mathbf{x}(k) \times e(k), \quad (2.25)$$

sendo desta forma o sinal de erro dado por [46]

$$e(k) = y(k) \times (\Delta_2 - |y(k)|^2), \quad (2.26)$$

onde μ é o passo de adaptação do algoritmo. Percebe-se também que a Equação 2.25 reproduz a equação de atualização dos coeficientes ponderados como no algoritmo LMS. Assim, a principal diferença como o equalizador LMS está no cálculo do sinal de erro.

Na equalização para um formato de modulação QAM, cuja constelação não é de módulo constante, a minimização da função de custo J_{CMA} no algoritmo CMA [51], é feita com base numa estrutura adaptativa de filtro FIR transversal. Assim, quando a minimização é feita com base na adaptação dos parâmetros variáveis dessa estrutura, como efeito secundário do processo de minimização de J_{CMA} , é a desconvolução do canal, incluso usando-se um algoritmo de modulo constante como no caso do CMA.

RDE

A equalização radial (RDE, *Radius Directed Equalization*) é uma generalização do CMA, a qual apresenta função de erro igual a zero para modulações do tipo QAM. A modelagem do RDE é feita de forma que a constante de dispersão do algoritmo CMA, Δ_2 , seja substituída pelo quadrado do raio. Desta forma,

$$e(k) = y(k) \times (|R_k|^2 - |y(k)|^2), \quad (2.27)$$

sendo R_k o raio do símbolo mais próximo da saída do equalizador.

Resultados apresentados em [54] e [32] mostram que o RDE tem desempenho superior ao CMA quando aplicados a modulações QAM e, também, apresenta convergência mais rápida. Ademais, o RDE equaliza o sinal de forma radial, ou seja, sem se preocupar com a fase do símbolo recebido.

2.3.2 Estrutura Butterfly - Separação de Fontes

A série de acoplamentos existentes em um sistema com diversidade de polarização, faz que os sinais que chegam ao equalizador não sejam mais os símbolos transmitidos pela polarização horizontal e vertical, mas sim, sinais que passaram por um processo de mistura. O sistema de diversidade de polarização adotado, de fato, pode ser modelado como um processo de misturas de duas fontes, sendo elas os sinais das polarizações horizontal e vertical.

Um dos maiores desafios nos estudos de separação de fontes é, justamente, evitar situações de singularidade. A singularidade ocorre quando as componentes de uma fonte estão tão presentes em outra, sem reciprocidade, que uma das fontes é perdida [55]. O modelo mais elementar de equalização com separação de fontes é o modelo comumente denominado *butterfly*. A estrutura *butterfly* é amplamente disseminada, descrita e implementada em inúmeros trabalhos, como, por exemplo [32, 56, 37, 57, 58, 33, 59, 15, 21], entre tantos outros. A Figura 2.19 descreve, graficamente, a estrutura *butterfly* empregada.

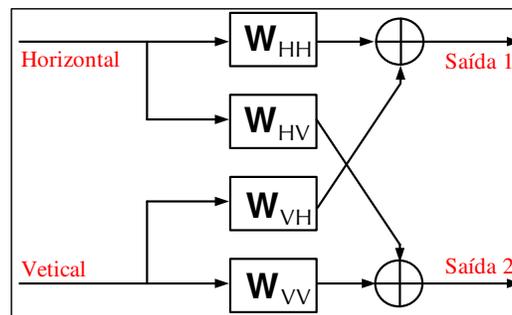


Figura 2.19: Modelo da estrutura *Butterfly*.

Na Figura 2.19, os sinais de saída $\{Saida1\}$ e $\{Saida2\}$, são representados, respectivamente, por $R_1(k)$ e $R_2(k)$. Por sua vez, os sinais de entrada do equalizador, $\{Horizontal\}$ e $\{Vertical\}$, são representados por \mathbf{r}_{hor} e \mathbf{r}_{vert} , respectivamente. Desta forma, sendo T o operador transposto, as saídas da estrutura *butterfly* são dadas por

$$\begin{cases} R_1(k) = (\mathbf{W}_{HH})^T \mathbf{r}_{hor}(k) + (\mathbf{W}_{VH})^T \mathbf{r}_{vert}(k) \\ R_2(k) = (\mathbf{W}_{VV})^T \mathbf{r}_{vert}(k) + (\mathbf{W}_{HV})^T \mathbf{r}_{hor}(k) . \end{cases} \quad (2.28)$$

No caso desta dissertação, assume-se que os símbolos estão equalizados e têm sincronismo de tempo, combatendo-se os problemas os problemas referentes ao sincronismo de frequência e fase. Assim, visa-se aprofundar a análise do problema de sincronização, proposta da próxima seção.

2.4 Recuperação da portadora

Nesta seção, são apresentados os algoritmos necessários para emulação das degradações de desvio de frequência e fase. De fato, alguns desses emuladores encontram-se disponíveis nos *blocksets* do Matlab-Simulink para uma aplicação direta. Contudo, como propriedades dos mesmos, é permitido efetuar a inclusão e modificação de parâmetros, como, por exemplo, dos *scopes* de modo a visualizar resultados preliminares durante os testes do sistema. Na Seção 2.4.1, é feita a revisão da modelagem de desvios em frequência e fase, enquanto na Seção 2.4.2 é realizada uma revisão geral dos algoritmos usados para compensação das degradações de frequência e fase.

2.4.1 Modelos de desvio de frequência e fase

Modelo de desvio de frequência

Devido ao fato de o laser oscilador local e o laser do transmissor possuírem diferentes fases e frequências, desprezando-se as interferências intersimbólicas e os ruídos aditivos e de fase, o sinal recebido após a híbrida de $90^\circ 2 \times 2$, em uma das polarizações é dado por

$$y(k) = x(k) \cdot \exp[jkT_S(\omega_{TX} - \omega_{RX}) + j(\varphi_{TX} - \varphi_{RX})], \quad (2.29)$$

sendo $x(k)$ o sinal gerado pelo modulador, φ_{TX} e φ_{RX} , respectivamente, as fases iniciais do laser do transmissor e do oscilador local, T_S o período de amostragem e $\Delta\omega = \omega_{TX} - \omega_{RX}$ o desvio de frequência entre os dois lasers [60].

Segundo as especificações da OIF, os lasers para sistemas ópticos com espaçamento de canais de 50GHz devem ter uma precisão em fim de vida de pelo menos 2.5 GHz como frequência central[60, 61].

O procedimento para criar o sinal de desvio de frequência é descrito a seguir. Primeiro, deve-se definir uma entrada constante que represente a diferença de frequência entre o sinal de entrada e o oscilador local (LO). Esta constante é representada como K e é exibida na Figura 2.20, com seu valor constante podendo ser definido em Hz . Com base nessa entrada constante, cria-se um sinal de tipo rampa, sendo essa função definida como sendo $ramp(t) = t$, para $t \geq 0$. Em outras palavras, a amplitude do sinal aumenta à medida que o tempo passa. Para se obter este sinal a partir de uma entrada constante, usa-se um procedimento de realimentação, o qual é conhecido como integrador digital [62]. Posteriormente, necessita-se representar o sinal em radianos e multiplicar o sinal por 2π . Finalmente, o novo sinal criado é processado por meio de um fator de correção p para normalizar a amplitude. O resultado deste processo é mostrado na Figura 2.21. Este sinal de rampa será positivo ou negativo, dependendo do módulo da constante K , onde o emprego de módulo positivo cria um sinal com amplitude positiva e, por sua vez, o emprego de módulo negativo gera sinal de amplitude negativa. Finalmente, o sinal de tipo rampa é submetido a uma função exponencial complexa, para ser finalmente inserido no sistema.

O efeito do desvio de frequência nos símbolos da constelação é tal que esses símbolos girarão para a direita ou para a esquerda, dependendo se o sinal da constante de entrada é positivo ou negativo. Quando o sinal é positivo, os símbolos giram em um sentido e, quando negativo, em sentido oposto. A velocidade de giro é proporcional ao desvio entre o sinal de entrada e o oscilador local.

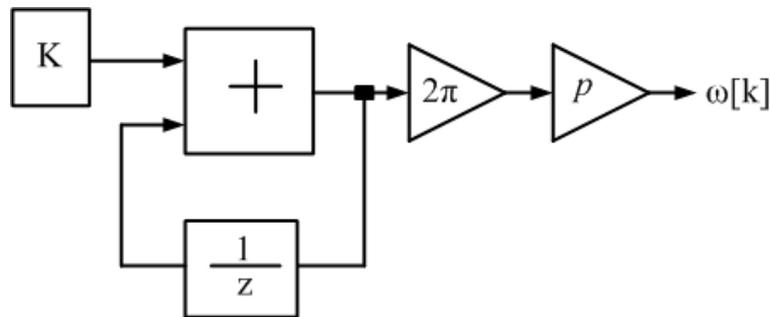


Figura 2.20: Diagrama de blocos para criar um sinal rampa a partir da entrada de um valor constante com um integrador digital.

Modelo de ruído de fase

A modelagem do ruído de fase, por meio da implementação do modelo de *passeio aleatório* é apresentada na Figura 2.22. Como descrito na secção 2.2.7, a velocidade de flutuação é estabelecida pela variância na Equação 2.16. Neste caso, os valores típicos da variação $\Delta\nu \times T_s$

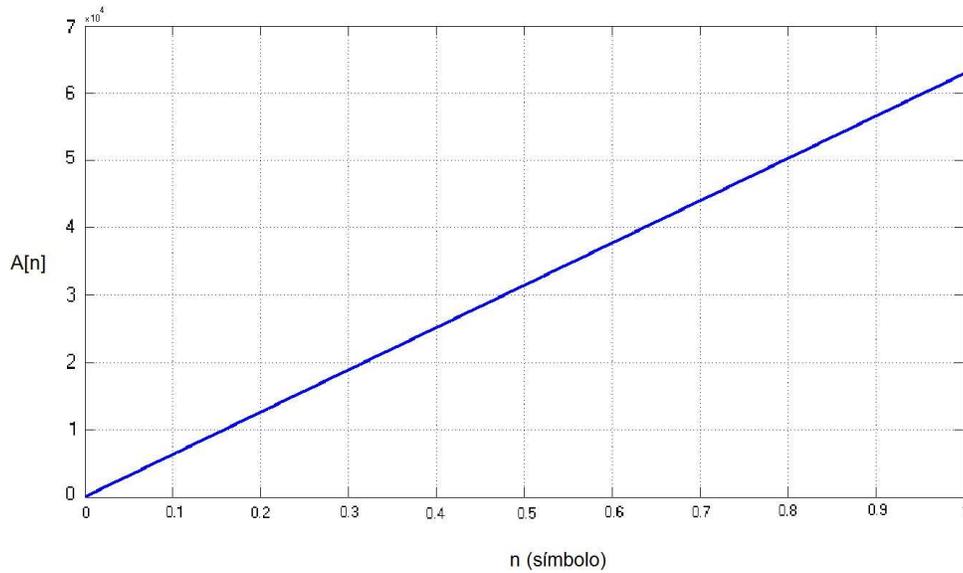


Figura 2.21: Sinal rampa com entrada positiva K .

variam entre 10^{-2} nos valores mais degradados, e 10^{-6} quando é garantida a estabilidade do laser. Esse valor é estabelecido como uma constante no diagrama da Figura 2.22 e multiplicado por 2π como já foi estabelecido na Equação 2.15. Posteriormente, é feita a multiplicação por um processo gaussiano com média 0 e variância igual a 1, o que faz este processo tomar os valores de variância da Equação 2.16. Depois, é aplicado o algoritmo que implementa o processo de *passaio aleatório*, baseado na Equação 2.3 no bloco de soma parcial, o qual, basicamente, soma o sinal de entrada com o dado anterior. Esse sinal é finalmente submetido a uma função de exponencial complexa e, depois, multiplicado pelo sinal sem degradação, para o caso sem desvio, ou com desvio de frequência, para o caso de emular o efeito de ruído de fase.

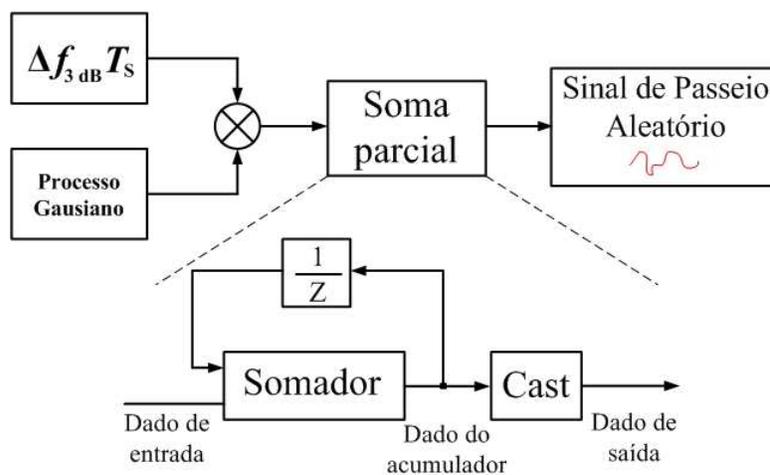


Figura 2.22: Modelo da estrutura de ruído de fase (*princípio de passaio aleatório*).

2.4.2 Métodos de recuperação de portadora

Máxima verossimilhança

Para um erro de fase constante, o estimador ótimo é derivado da função de log-verossimilhança [63], de tal forma que

$$\log \Lambda(\mathbf{r}|\varphi) = \Re \left\{ e^{-j\varphi} \sum_{k=0}^{L-1} s^*[k]r[k] \right\}, \quad (2.30)$$

com seu valor máximo dado por [63]

$$\hat{\varphi} = \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} s^*[k]r[k] \right\}. \quad (2.31)$$

Desta forma, este é o estimador de fase ML do tipo *feedforward* [44], o qual assume que os dados transmitidos são conhecidos no receptor. No entanto, como comprimento das sequências de treinamento são limitadas em sistemas de comunicações, a estimação ML só pode ser usada se a fase não sofrer alteração significativa entre duas sequências de treinamento. Em aplicações práticas, a estimação de fase direcionada a decisão é tipicamente usada na abordagem com realimentação [44].

Recuperação de portadora em modo de realimentação

Um diagrama de blocos geral da recuperação de portadora com realimentação é mostrado na Figura 2.23. O processo é feito por um circuito do tipo PLL digital. A entrada $y[k]$ é primeiro estabilizada (*derotated*) pela fase estimada $\varphi_{saída}$ e o detector de fase mede o erro de fase no sinal de fase compensado $y'[k]$ [64]. O sinal de erro $e[k]$ é calculado e, com esse sinal, estabelece-se o filtro de laço para o termo de correção $\Delta\hat{\varphi}[k]$. Finalmente, por meio do oscilador numericamente controlado (NCO - *Numerically Controlled Oscillator*), a fase estimada é calculada, $e^{\hat{\varphi}[k]}$. O NCO é realizado pelo sintetizador digital direto, usando-se um algoritmo de tipo CORDIC (*COordinate Rotational DIgital Computer*).

Primeiramente, o detector de fase direcionado a decisão faz a decisão sobre o sinal de fase compensado $y'[k]$, como é apresentado a seguir com $d = 1$ (sendo $d'[k]$ o circuito de decisão para os símbolos QPSK).

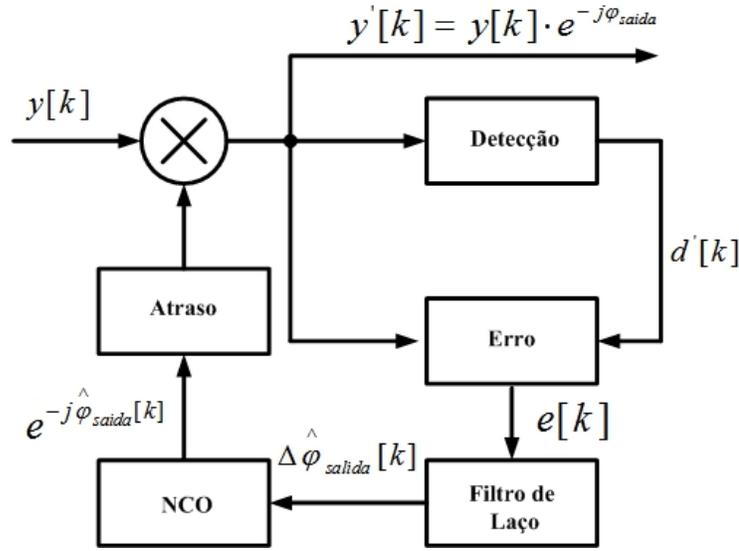


Figura 2.23: Modelo da estrutura de recuperação de portadora com realimentação.

$$d'[k] = \text{sign} \left\{ \Re(y'[k]) \right\} + j \cdot \text{sign} \left\{ \Im(y'[k]) \right\}, \quad (2.32)$$

$$\text{sign}[k] = \begin{cases} +1 & \text{if } x \geq 0 \\ -1 & \text{if caso contrário.} \end{cases} \quad (2.33)$$

A partir da estimação ML, o critério ótimo em modo realimentação para alta SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) pode ser definido como [63, 44]

$$e[k] = \Im \left\{ d'[k] y'^*[k] \right\} \sim \text{arg} \{ \cdot \}, \quad (2.34)$$

o qual é referido como o detector de Costas (*Costas Loop*). Para outros formatos, tais como os de ordem superior QAM, o dispositivo de decisão deve que ser modificado, entretanto, o princípio básico de funcionamento é o mesmo apresentado. Essa categoria de estimadores de decisão direta, naturalmente, só funcionam bem na região de alta SNR [44], onde a maioria das decisões são corretas e o erro de propagação pode ser suprimido por meio de um filtro de laço fechado.

Para lasers que têm ruído FM de baixa frequência significativa, o uso de um PLL de segunda ordem poderia ser uma boa solução para o rastreamento da frequência e fase. Essa solução é

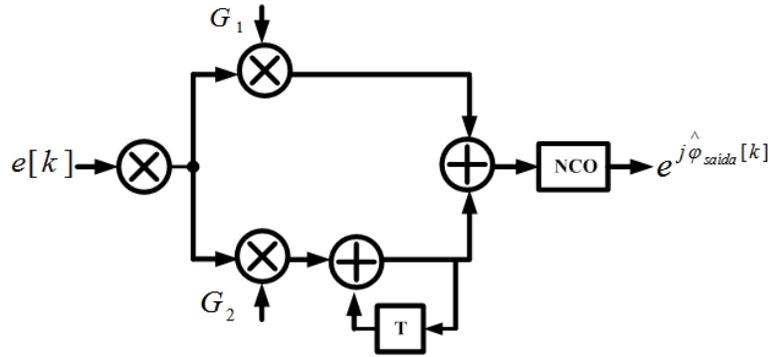


Figura 2.24: Filtro de laço de segunda ordem com o NCO.

apresentada na Figura 2.25, onde o sinal de erro opera com um filtro de tipo PI (*Proportional + Integrator*).

O NCO é desenvolvido por um DDS (*Direct Digital Synthesizer*), por meio da implementação de um acumulador de fase, sendo este sinal a entrada do algoritmo CORDIC em modo de rotação [65]. Assim, a fase é convertida em amplitude e gera as formas de onda senoidais e cossenoidais em quadratura. O resultado desse sistema *DDS* é exibido na Figura 2.26. Posteriormente, gera-se o ângulo de estabilidade para multiplicação dos dados de entrada, a fim de se obter o sinal corrigido.

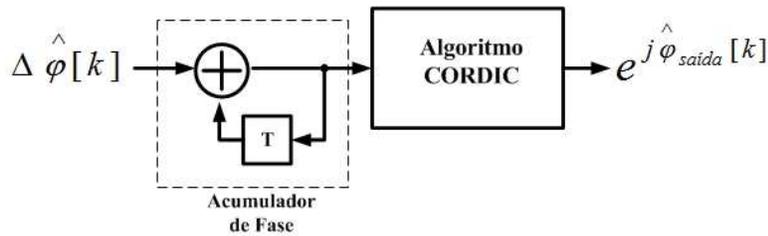


Figura 2.25: DDS com CORDIC em modo rotação.

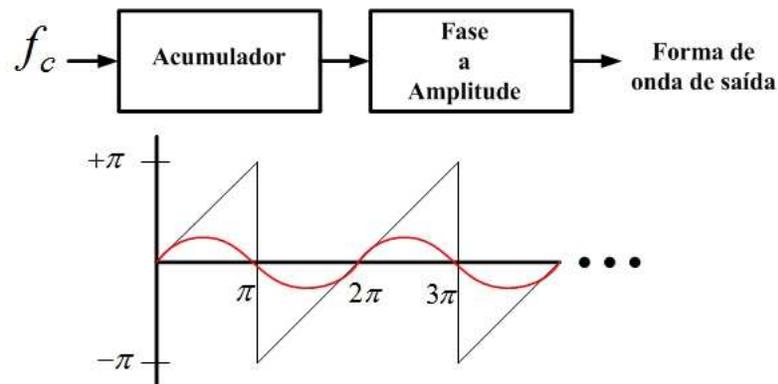


Figura 2.26: Resultado do sistema *DDS*.

O algoritmo CORDIC efetua iterativamente a computação das pseudo-rotações por um ângulo θ por meio das seguintes iterações

$$\begin{aligned} X_{i+1} &= [X_i - d_i \cdot 2^{-i} \cdot Y_i] \\ Y_{i+1} &= [Y_i - d_i \cdot 2^{-i} \cdot X_i] \\ Z_{i+1} &= Z_i - d_i \cdot \alpha_i . \end{aligned} \tag{2.35}$$

O ângulo obtido é dividido em micro-rotações nos ângulos $\alpha_i = \pm \arctan(2^{-i})$, previamente definidos, de modo que depois de um número de iterações o ângulo θ seja definido como o somatório acumulado dessas micro-rotações ($\sum [d_i \cdot \alpha_i]$). O parâmetro d_i para o algoritmo CORDIC em modo de rotação é definido como $d_i = \text{sign}(Z_i)$.

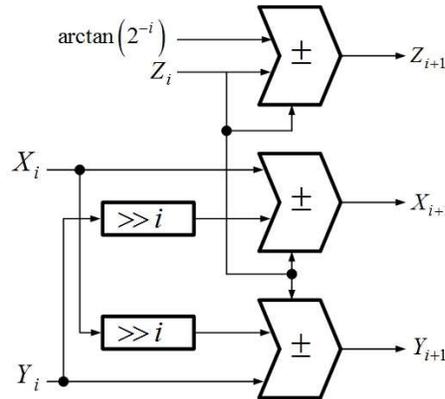


Figura 2.27: Diagrama de uma micro-rotação CORDIC.

A multiplicação por uma exponencial negativa de base 2 é implementada com um registrador de deslocamento. Os valores de $\arctan(2^{-i})$, sendo predeterminados, podem ser armazenados em uma tabela (*lookup table*) ou, no caso do uso de um sistema em cascata, são estabelecidos valores de constante diferentes em cada bloco que executa a micro-rotação. Tal procedimento pode ser visto na Figura 2.28. Por fim, para maiores detalhes acerca do sistema CORDIC, pode-se buscar em [65, 66].

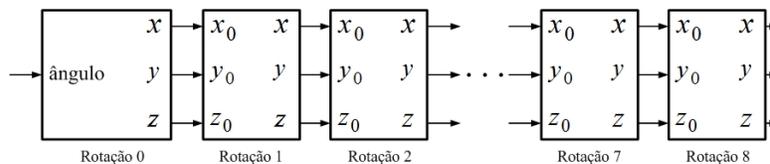


Figura 2.28: Algoritmo CORDIC em cascata.

Nos receptores ópticos de alta velocidade, onde a taxa interna do relógio dos circuitos integrados e a taxa de símbolo do canal estão amarradas, faz necessário o uso de um elevado

grau de paralelismo. Assim, a viabilidade ou não do emprego do PLL depende do nível de paralelismo, da latência, da SNR, do formato de modulação e da largura de linha do laser. Por conseguinte, a recuperação de fase pelo método *feedforward* é então, uma solução atraente para os receptores de fibra óptica coerentes [44] de alta velocidade.

Recuperação de portadora em modo feedforward

Como pode ser visto em [23, 67], pesquisas correntes buscam empregar o algoritmo DPLL, contudo, utilizando-o como um sistema de cálculo grosseiro de ruído da fase, desta forma, reduzindo os requisitos de outros algoritmos do tipo alimentação avante (*feedforward*) como o algoritmo BPS (*Blind Phase Search*). No entanto, exigem alto grau de paralelismo para atingir os objetivos de estabilização usando-se método de realimentação. Na seção seguinte, serão analisados os conceitos introdutórios acerca de algoritmos de recuperação de portadora do tipo *feedforward*, os quais têm se tornado os algoritmos padrão em sistemas de comunicações ópticas.

Algoritmo Viterbi&Viterbi (V&V)

Estimadores do tipo *feedforward* oferecem uma estrutura inerentemente estável para estimação de portadora com um tempo de aquisição relativamente curto. Para o formato de modulação M-PSK, o estimador de M-ésima potência é a base para a estimativa, o qual é derivado do estimador de ML [63, 44]. Ele é dado por [44]

$$\hat{\varphi} = \frac{1}{M} \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} y^M[k] \right\}. \quad (2.36)$$

O procedimento do estimador é o que segue. Primeiro, o sinal de entrada $y[k]$ é submetido à não-linearidade, para remover a modulação dos dados. Por exemplo, na modulação de QPSK os dados estão contidos nas fases $0, \pi, \pi/2$ e $3\pi/2$ rad. Quando estes dados são elevados à potência 4, todas essas fases vão para 0 rad. A fase $y^4[k]$ torna-se quatro vezes a fase do laser desejado e esta operação remove o sinal de informação. O estimador de M-ésima potência pode mostrar ser ótimo na região de mais alta SNR [44]. Contudo, para valores baixos de SNR, o algoritmo de M-ésima potência pode ser melhorado por meio de uma generalização, sendo esse algoritmo mais conhecido como o algoritmo de Viterbi e Viterbi, em menção a seus autores [13]. Para $y[k] = A[k]e^{jM\varphi[k]}$, a equação pode ser escrita como [64, 44]

$$\hat{\varphi} = \frac{1}{M} \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} F(A[k])e^{jM\varphi[k]} \right\}, \quad (2.37)$$

em que $F(\cdot)$ é uma operação não-linear que não é especificada diretamente e pode ser otimizada dependendo da SNR. Este algoritmo é descrito por meio da Figura 2.29.

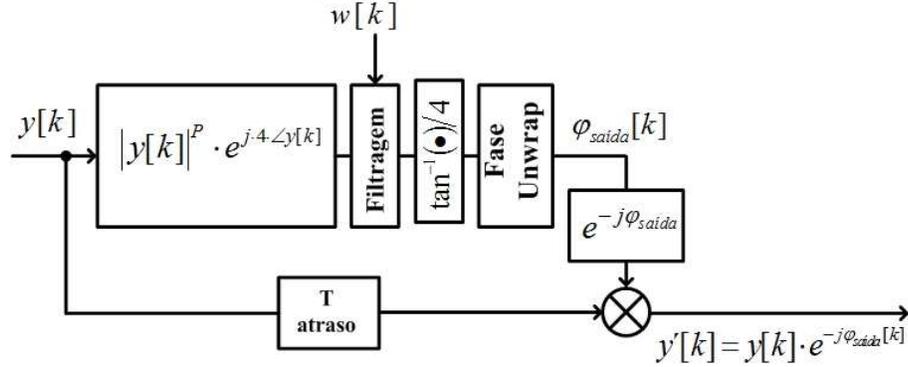


Figura 2.29: Diagrama de blocos de um algoritmo V&V generalizado para recuperação da fase para formato QPSK .

Na presença de uma fase afetada por ruído de fase modelado com *random walk*, como é comum em comunicações ópticas coerentes, o estimador deve ser adaptado de forma a obter um desempenho ótimo. As simulações têm mostrado também que, quando usa-se $P = 1$, obtém-se uma redução do *jitter* de fase em comparação ao caso de quarta potência, onde $P = 4$. Em [68], fica demonstrado que o detector ótimo MAP é apenas ligeiramente superior a uma estimativa de fase muito mais simples usando-se o algoritmo de V&V com um pré-filtro. Esta filtragem é necessária na saída da não-linearidade para remover a maior parte do ruído oriunda do processo estimação. A função de filtragem pode ser definida por um conjunto de valores de derivação T-espaçados $w_f[k]$. Em [2] é demonstrado que para um sistema óptico coerente, a solução de filtragem é do tipo de filtro de *Wiener*.

Desta forma, a filtragem de *Wiener* das estimativas de ruído de fase é obtida com [69]

$$\hat{\varphi} = \frac{1}{M} \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} w_f y^M[k] \right\}, \quad (2.38)$$

sendo esta abordagem apresentada em [2, 68]. O filtro ideal é dado por [2]

$$w_f[k] = \begin{cases} \frac{\alpha r}{1-\alpha^2} \alpha^k, & k \geq 0 \\ \frac{\alpha r}{1-\alpha^2} \alpha^{-k}, & k < 0, \end{cases} \quad (2.39)$$

sendo

$$\alpha = (1 + r/2) - \sqrt{(1 + r/2)^2 - 1}, \quad (2.40)$$

e o parâmetro r definido como

$$r = \frac{2\pi\Delta\nu T_s}{\left(\frac{1}{2}\right)E[|x|^2]E\left[\frac{1}{|x|^2}\right]} \rho_s, \quad (2.41)$$

em que ρ_s é a SNR. Além disso, há um certo número de alternativas para $w_f[k]$, que são comumente utilizadas na prática, onde o parâmetro r , também é dado por [2]

$$r = \sigma_p^2 / \sigma_n^2. \quad (2.42)$$

Por definição, o parâmetro σ_n^2 é dado como a variância do ruído gaussiano e σ_p^2 como a variância do ruído de fase do sinal óptico. Por exemplo, se os coeficientes no filtro Wiener forem $\mathbf{w} = (1/L) \cdot [1, \dots, 1]$, então, trata-se de um filtro uniforme (filtro *MA*), o qual possui pesos iguais para todos os decisores suaves nos cálculos de $\hat{\varphi}_{k-\Delta}$, usado em [70]. Esta estratégia é assintoticamente ótima quando se opera com baixos ruídos de fase $\alpha_p^2 \ll \alpha_n^2$. Alternativamente, um estimador de tipo *one-shot* (também chamado de *spike* central), $\mathbf{w} = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]$, com uma simples ponderação de 1 em w_Δ é assintoticamente ótimo para ruídos de alta fase $\alpha_p^2 \gg \alpha_n^2$ [2]. Tal como no caso do filtro de Wiener com comprimento infinito, em [16], os coeficientes podem ser truncados, convergindo para estes dois casos limitantes de altos e baixos ruídos de fase, respectivamente. Esses coeficientes ponderados podem ser implementados como um filtro de tipo anti-causal. Na Figura 2.30, os coeficientes de \mathbf{w}_{FIR} são exibidos para diferentes valores de $r = \sigma_p^2 / \sigma_n^2$. Na figura, o centro ponderado possui valor máximo, decaindo exponencialmente em ambos os lados. Usando-se uma forma de filtro ideal, pode-se obter uma ligeira vantagem de desempenho em relação à janela retangular (filtro *MA*) com a largura de janela otimizada, dependendo do parâmetro r .

Posteriormente, a fase da saída filtrada é extraída pelo argumento $\arctan(\cdot)$ dividido por $M = 4$ (para o caso QPSK). A função de *phase unwrapping* é necessária para “desembrulhar” a fase, obtendo-se valores sem descontinuidades ao longo do tempo, isto é, valores livres dos limites de $-\pi$ a π [64]. O *buffer* de atraso pode incluir um atraso de, por exemplo, 5 amostras devido ao filtro anti-causal, de comprimento $L = 11$.

A frequência média compensada pelo circuito *feedforward* pode ser obtida pela estimação da diferença do tempo médio da fase estimada sobre um símbolo. A implementação da recuperação

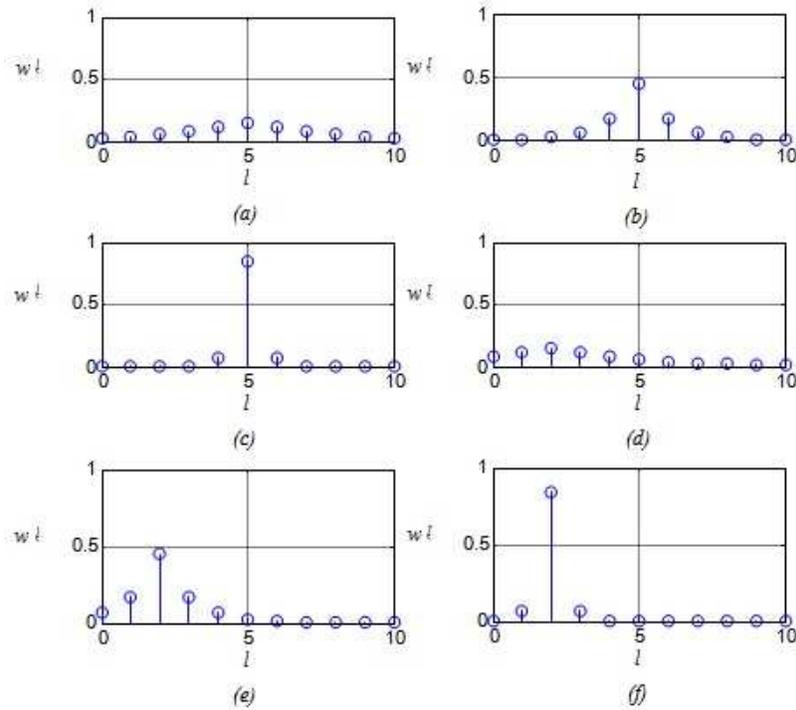


Figura 2.30: Filtro Wiener com coeficientes truncados para (a) $L = 11$, $\Delta = 5$, $r = 0.1$; (b) $L = 11$, $\Delta = 5$, $r = 1$; (c) $L = 11$, $\Delta = 5$, $r = 10$; (d) $L = 11$, $\Delta = 25$, $r = 0.1$; (e) $L = 11$, $\Delta = 5$, $r = 1$; (f) $L = 11$, $\Delta = 5$, $r = 10$ [2].

de portadora por esse método é consideravelmente mais fácil do que no caso de realimentado, uma vez que todo o processamento pode ser feito de forma paralela, por exemplo, com uma placa ASIC.

Finalmente, depois de aplicar o processo descrito, é feita a correção de fase para todos os sinais recebidos $y[k]$, fazendo uso da fase estimada

$$\hat{x}[k] = y[k]e^{-(\hat{\varphi} - \pi/4)}. \quad (2.43)$$

Intuitivamente, espera-se que o menor valor do MSE (*Mean Squarer Error*) seja obtido quando o atraso é igual à metade do comprimento do filtro, isto é, $\Delta = [L - 1/2]$. Acerca disso, a referência [2] apresenta um interessante gráfico do desvio padrão do erro de fase em função do atraso, para um comprimento de filtro fixo de 70. Como esperado, o filtro FIR de Wiener tem o melhor desempenho para todos os valores de atraso. O desempenho do estimador *one-shot* é independente de Δ , já que apenas uma amostra de fase suave é considerada no período do símbolo desejado. Por fim, o filtro uniforme tem um desempenho ruim quando o Δ atraso é muito pequeno ou muito grande.

Algoritmo conjugado de dois estágios

O algoritmo conjugado de dois estágios foi proposto em [71], sendo o método aplicável a qualquer constelação quadrada (por exemplo, 16-QAM, 64-QAM etc). Conforme ilustrado na Figura 2.31, os pontos da constelação 16-QAM podem ser divididos em dois grupos. Os sinais perto do anel interno e externo são chamados de classe *I* (C_1), sendo os demais, próximos ao anel central, chamados de classe *II* (C_2). O algoritmo funciona dividindo-se o sinal recebido em dois grupos de sinais, com base em sua amplitude.

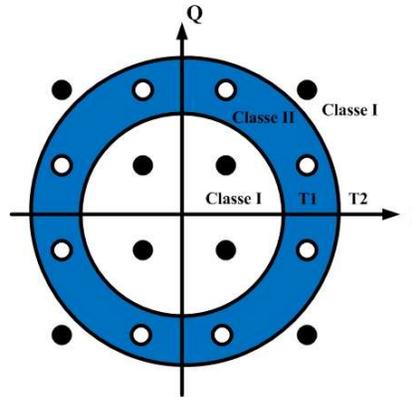


Figura 2.31: Constelação quadrada 16-QAM separadas em duas classes nos anéis.

Matematicamente, este é expresso como [71]

$$y[k] = \begin{cases} C_1, & \text{if } |y[k]| \leq T_1, \text{ or } |y[k]| \geq T_2 \\ C_2, & \text{if } T_1 < |y[k]| < T_2, \end{cases} \quad (2.44)$$

onde $k = 0, 1, \dots, N - 1$, e T_1 e T_2 são os limites para a classe *I* e *II*. Em [71] foi demonstrado que tanto um ligeiro aumento quanto uma ligeira diminuição dos limiares podem oferecer apenas pequenas incrementos ao desempenho para os valores selecionados de E_s/N_o .

Seu funcionamento, ocorre conforme segue.primeiramente, aplica-se o algoritmo *V&V* para estimação de fase [13] aos sinais de classe *I*, os quais são tratados como símbolos de formato QPSK, a fim de obter-se a fase com uma estimativa grosseira $\hat{\varphi}_1$ (primeira fase), como pode ser visto na Equação 2.37. Em seguida, corrige-se a fase para todos os sinais recebidos $y[k]$ por meio de $\hat{\varphi}_1$, como pode ser visto na Equação 2.43. Reescrevendo a definição deste algoritmo *V&V* modificado, tem-se

$$x'[k] = y[k]e^{-(\hat{\varphi}_1 - \pi/4)}. \quad (2.45)$$

O próximo passo é estimar os símbolos transmitidos demodulando a fase dos símbolos corrigidos $x'[k]$ e escolher o símbolo mais próximo correspondente $\hat{a}[k]$, baseado em regiões

de decisão equidistantes. Os símbolos estimados transmitidos $\hat{a}[k]$ podem ser diferentes dos símbolos transmitidos $a[k]$, devido ao efeito do ruído Gaussiano e ao desvio de fase residual, podendo ser implementado com um *slicer* com diferentes limiares. Os sinais de correção de fase $x'[k]$ são, então, multiplicados pelo conjugado dos sinais transmitidos estimados, obtendo-se a equação

$$x[k] = x'[k]\hat{a}^*[k], \quad k = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (2.46)$$

onde o operador $*$ indica o complexo conjugado.

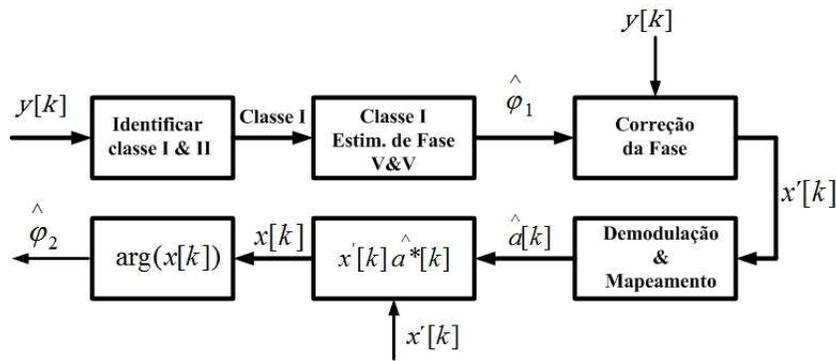


Figura 2.32: Diagrama de estimação de fase do algoritmo conjugado de dois estágios.

Desta forma, a fase residual (segundo estágio) pode ser computada como sendo

$$\hat{\varphi}_2 = \arctan \left(\sum_{k=0}^{N-1} \frac{\Im(x[k])}{\Re(x[k])} \right). \quad (2.47)$$

Portanto, o desvio de fase estimado do sinal recebido será dado por

$$\hat{\varphi} = \hat{\varphi}_1 + \hat{\varphi}_2. \quad (2.48)$$

Finalmente, para estabilizar o sinal $y[k]$ degradado pelo ruído de fase, usa-se a multiplicação pela exponencial complexa da fase estimada com o sinal recebido

$$x_{saida} = y[k]e^{-j(\hat{\varphi}-\pi/4)}. \quad (2.49)$$

Algoritmo de busca cega de fase (BPS - *Blind Phase Search*)

A estimação correta da fase por meio de método *feedforward*, para formatos de modulação de ordem superior, requer a solução da função de log-verossimilhança [44]. Isso não pode ser resolvido de forma fechada, necessitando ser avaliada numericamente. Em [71], o método de estimação de distância mínima (MDE - *Minimum Distance Estimation*) foi proposto para modulações de ordem superior e, posteriormente, aplicado a receptores óticos coerentes em [16], aproximando a função de log-verossimilhança por um algoritmo de busca multi-fase. Este procedimento é conhecido como algoritmo BPS.

Na Figura 2.33 é exibido um diagrama de blocos do algoritmo BPS para uma constelação de sinal QAM quadrado, o qual poderia ser perfeitamente generalizado para qualquer outra constelação QAM.

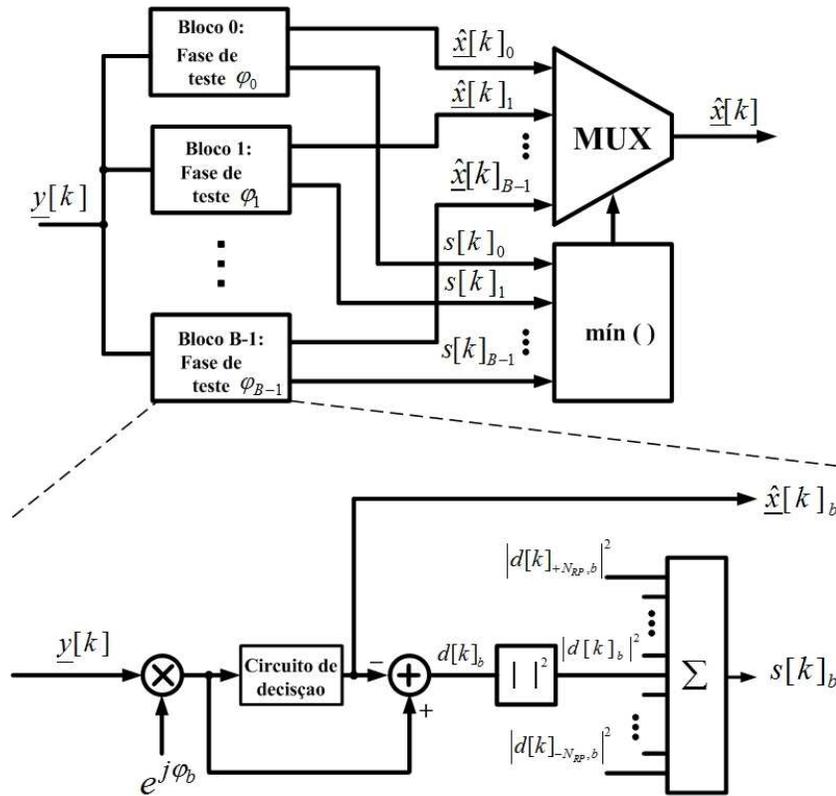


Figura 2.33: Diagrama de recuperação de portadora feedforward para constelações quadráticas QAM baseadas no algoritmo BPS.

O sinal de entrada $y[k]$ do receptor coerente é amostrado à taxa de símbolo, assumindo-se perfeita recuperação de relógio e equalização. Para recuperar a fase da portadora usando-se somente a abordagem de alimentação avante, o sinal recebido $y[k]$ é girado por B ângulos de ensaio da portadora de fase φ_b com

$$\varphi_b = \frac{b}{B} \cdot \frac{\pi}{2}, \quad b \in \{0, 1, \dots, B-1\}. \quad (2.50)$$

Para determinação da constelação aproximada, $\hat{x}[k]_b$ os símbolos rotacionados alimentam o circuito de decisão. No que se refere à distância quadrática $|d[k]|^2$, ela pode ser calculada pela equação

$$|d[k]|^2 = (\Re[d[k]_b])^2 + (\Im[d[k]_b])^2. \quad (2.51)$$

Desenvolvendo a equação 2.51, tem-se

$$|d[k]|^2 = (\Re[y[k]e^{j\varphi_b}] - \Re[\hat{x}[k]_b])^2 + (\Im[y[k]e^{j\varphi_b}] - \Im[\hat{x}[k]_b])^2. \quad (2.52)$$

A fim de eliminar as distorções de ruído, as distâncias de $2N_{RP} + 1$ símbolos de ensaio consecutivos, rotacionados pelo mesmo ângulo de fase φ_b , são introduzidos no filtro digital, tal que

$$s[k]_b = \sum_{n=-N_{RP}}^{N_{RP}} |d[k-n]_b|^2, \quad (2.53)$$

Desta forma, a Equação 2.53 pode ser implementada como um filtro do tipo MA, porém, sem a divisão pelo número de atrasos discretos.

Depois do processo de filtragem, o ângulo de fase ótimo é determinado por meio da busca dos valores de mínima distância do somatório $s[k]_{b_{min}}$. Como a decodificação é feita pela Equação 2.52, o símbolo de saída recuperado, $\hat{x}[k]$, pode ser selecionado por um comutador controlado pelo índice $b_{min,k}$. Assim, a soma da distância mínima será

$$\hat{x}[k] = \hat{x}[k]_{b_{min,k}}. \quad (2.54)$$

Embora o algoritmo apresente um bom desempenho no monitoramento de ruído de fase, excelente para formatos QAM [1], sua alta complexidade aumenta com a ordem do formato de modulação, já que mais fases de teste devem ser analisadas para constelações de ordem superior.

Devido à sua complexidade, o algoritmo de busca cega de fase é estudado em combinação com outros tipos de algoritmos de estimação da fase. Com algoritmos combinados, pode-se obter uma primeira estimação grosseira da fase, alimentando posteriormente o algoritmo BPS com obter-se uma resultado refinado. Existem métodos combinados como “ML+MDE” em [58], onde o BPS é usado com um número limitado de fases de teste e um algoritmo tipo ML (*non-data-aided*) é empregado para a redução do ruído de quantização no algoritmo BPS. Outra combinação foi proposta por [17], fazendo uso de uma combinação de V&V e BPS. Em [23, 67] há uma combinação do algoritmo BPS com PLL digital, empregando um alto grau de paralelismo.

Algoritmo combinados

Conforme mencionado na subsecção anterior, uma das principais desvantagens do algoritmo BPS reside no fato de o mesmo utilizar muitas fases de teste, o que aumenta a complexidade do algoritmo, principalmente quando o formatos mais eficientes de modulação são empregados. Além disso, se o objetivo é obter-se uma implementação otimizada em ASIC, este algoritmo torna-se proibitivo.

Em primeiro lugar, provou-se que a combinação do algoritmo V&V com o algoritmo de BPS, pode reduzir o número de fases de teste para apenas quatro. No entanto, o objetivo era incluir o algoritmo em cascata para 16-QAM. Em [72] foi proposto um algoritmo de particionamento para a recuperação de frequência em 16-QAM . Assim, foi usado este conceito, o qual foi primeiramente implementado em [71]. Para combinação com o algoritmo BPS, empregou-se o algoritmo conjugado de dois estágios (2SC- *Two-Stage-Conjugate*) para fazer, inicialmente, uma estimativa grosseira de fase, e, finalmente, usou-se o algoritmo BPS para fazer a estimativa de alta definição. A principal revisão acerca desses algoritmos foi apresentada nas seções anteriores, tendo seu conceito geral representado pela Figura 2.34. Nesta figura, tem-se a combinação em cascata de 2SC + BPS. Com esta combinação, conseguiu-se a redução do número de fases de teste do BPS de 32 para apenas 8.

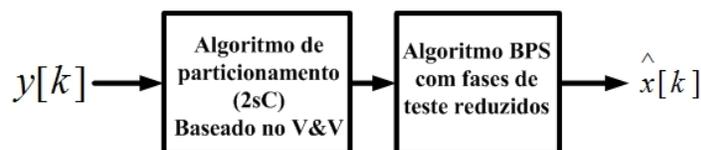


Figura 2.34: Diagrama em cascata algoritmos 2SC + BPS.

2.5 Recuperação de dados em algoritmos feedforward

As variações de fase do laser em receptores ópticos são muito maiores quando comparados com os padrões sem fio, levando a uma rápida mudança da fase sobre o curso de vários símbolos. Quando a fase é deslocada de múltiplos de $\pi/2$, tem-se a situação de ambiguidade de fase, onde a constelação visualmente é a mesma, desde que com erros de fase de $\pi/2$, π ou $3\pi/2$. Os dados podem não ser corretamente recuperados se os casos de ambiguidade de fase não forem solucionados. Para uma detecção coerente pura, se o efeito combinado da largura de linha e ruído faz com que a fase instantânea exceda $\pi/4$, a recuperação da portadora vai escorregar ao próximo ponto de bloqueio, o qual é $\pi/2$ longe da fase atual. Isso, por sua vez, faz com que os dados recuperados sejam incorretos. Este inconveniente é conhecido como deslizamento de ciclo (*cycle slip*) [64]. Um método amplamente empregado para evitar a propagação de erro é o uso de codificação diferencial, a qual transmite informação por meio de um diferencial de fase entre dois símbolos subsequentes. Também, a probabilidade de deslizamentos de ciclo pode ser reduzida significativamente tanto com o aumento da SNR quanto pela redução da largura de linha do laser [44].

Por fim, o método de recuperação de portadora *feedforward* exige a existência um elemento de *phase unwrapping* a fim de obter a fase absoluta [63]. O *phase unwrapping* introduz retroalimentação em um estimador originalmente do tipo alimentação avante. Uma possível solução é discutida em [1]. Ao invés de acompanhar os saltos de fase e corrigí-los na fase coerente, a correção de fase é realizada nos casos isolados após a codificação diferencial de deslizamento de ciclo. No algoritmo BPS, em um ambiente de formato de modulação 16-QAM, usa-se o índice de diferença entre símbolos adjacentes para comparar os saltos de quadrante de acordo com a fórmula seguinte

$$n_{j,k} = \begin{cases} 1, & s[k]_{min} - s[k-1]_{min} < -B/2 \\ 0, & |s[k]_{min} - s[k-1]_{min}| \leq B/2, \\ -1, & s[k]_{min} - s[k-1]_{min} > B/2, \end{cases} \quad (2.55)$$

Então, de posse desta informação, a recuperação da fase absoluta é dada por

$$x[k]_{saida} = y[k]e^{-(\hat{\varphi} + n_{j,k})}. \quad (2.56)$$

Desenvolvimento dos Estimadores

Neste capítulo, são apresentados os principais conceitos matemáticos e os métodos utilizados para modelar e realizar as simulações do sistema proposto, visando combater as degradações geradas pelo desvio de frequência e ruído de fase. Conforme mencionado no capítulo de introdução, além da revisão dos métodos tradicionais de recuperação de portadora para comunicações ópticas coerentes, esta dissertação introduz um método para estimação dos desvios de frequência e fase, baseado no conceito do modo de transmissão por rajadas (*burst mode*). Este método usa a técnica de mínimos quadrados denominada *Least-Squares Fitting* (LSF) para fazer o ajuste grosso (*coarse adjustment*) do desvio de frequência e, posteriormente, emprega um algoritmo do tipo *feedforward*, já estudado no Capítulo 2, para fazer o ajuste fino (*fine adjustment*) tanto da frequência residual quanto da fase devido ao ruído de fase.

Inicialmente, é desenvolvida uma simplificação do método proposto em [73], no qual este trabalho se baseia. O método desenvolvido em [73] usa uma estrutura denominada Operação de Alinhamento dos símbolos, conjuntamente com um esquema inovador, denominado Conjugado Virtual, para estimar e corrigir os desvios de frequência e fase. Por meio do uso de um segmento de preâmbulo específico, a aplicação da Operação de Alinhamento possibilita a estimativa de ambos os desvios. Posteriormente, após uma comutação suave para o segmento de dados, o esquema do Conjugado Virtual continua executando estas estimativas. Esse modelo pode ser empregado aos mais variados formatos de modulação, inclusive em sistemas não-ópticos.

Com base no princípio do Conjugado Virtual, é proposta nesta dissertação uma forma simplificada para alterar-se o formato de entrada de 4-QAM para BPSK, e, posteriormente, do formato BPSK à representação com um símbolo simples. Assim, é proposto o Sistema de Cálculo por Decisão Suave dos símbolos, evitando o procedimento de elevação à potência quadrada dos símbolos, como proposto no Conjugado Virtual de [73].

Finalmente, é exibida uma implementação sem o Conjugado Virtual, passando diretamente a um sistema com um tom de tipo CW (*Continuous Wave*), a qual apresentou o melhor desempenho e que será discutida posteriormente.

3.1 Modo de Transmissão em Rajada

Como já mencionado, devido as imperfeições da frequência central dos lasers empregados nos sistemas de detecção coerente, o desvio de frequência é um dos principais problemas a ser combatido nos sistemas ópticos atuais. Esse desvio, existente entre as duas fontes de luz, deve ser estimado e compensado no *front-end* do receptor. O desafio encontrado neste ponto é a perfeita estimação do descasamento da frequência do laser transmissor e do laser receptor local da recepção coerente, sendo a sua correção de frequência implementada por meio da multiplicação por uma exponencial-complexa.

Provavelmente, o estimador mais eficiente do descasamento de frequência usado atualmente é o algoritmo baseado no cálculo da FFT (*Fast Fourier Transform* - Transformada Rápida de Fourier), por meio de blocos de n símbolos [60, 63, 74]. O problema desta abordagem é o elevado recurso computacional exigido devido à complexidade temporal da FFT, dado por $O(n \log(n))$, bem como sua complexidade espacial, dada por $O(n \log(n))$ para a sua implementação recursiva e por $O(n)$ para a sua implementação iterativa local. Portanto, somente os algoritmos FFT relativamente curtos podem ser implementados com sucesso em VLSI (*Very-Large-Scale Integration*) para receptores coerentes de altas velocidades. Assim, um dos principais objetivos reside em tentar implementar um modelo alternativo, o qual reduza a complexidade temporal (consequentemente, tempo de processamento) para $O(n)$ e sua complexidade espacial para $O \log(n)$.

A transmissão em modo rajada (*burst mode*) é a candidata natural para a maioria dos sistemas de comunicação e redes atuais. Mesmo quando um fluxo de bits (*bitstream*) necessita ser transmitido continuamente, esta solução pode ser vantajosa para inserir periodicamente sinais de piloto no fluxo de bits, a fim de reiniciar parâmetros que apresentem variações flutuantes associados como gradientes de temperatura, envelhecimento dos dispositivos, vibrações mecânicas etc. Dois dos principais problemas das flutuações estão relacionadas ao deslizamento de fases devido aos desvios de frequência e desalinhamentos do relógio de cristal. Outro problema igualmente relacionado, refere-se às alterações dos deslizamentos de ciclos (*cycle-slip*) [1, 16]. Assim, fazer ajustes frequentes dos parâmetros é uma forma eficiente de solucionar quase todos estes problemas.

Será assumido um padrão de preâmbulo bem definido para a transmissão em modo rajada ou, então, que um sinal-piloto é inserido no fluxo de dados, como é representado na Figura 3.1. Assim, um padrão de preâmbulo é composto por três sub-padrões: um para a detecção de rajadas e operação de AGC (*Automatic Gain Control*) identificado como (P_1); um segundo sub-padrão para sincronização (P_2); e um terceiro para demultiplexação da polarização, equalização e transição suave do segmento de preâmbulo para o de dados, identificado como (P_3). Algumas destas operações poderiam ser aplicadas, por exemplo, quando um sinal-piloto fosse usado ao invés do preâmbulo para transmissões por rajada.

Neste ponto, é importante ter em mente que devido ao problema de desvio de frequência, quando a diferença de frequência entre o laser transmissor e o oscilador local for positiva, a

constelação gira em um sentido e, quando negativa, gira no sentido oposto. Neste cenário, a diferença entre a fase do sinal em um dado instante e a fase medida no próximo período de símbolo será proporcional ao desvio de frequência (*mismatch*). Em outras palavras, essa diferença de fase, aqui representada por ϕ , é a rotação de fase da constelação em um período de símbolo. Além disso, esta rotação vai estar degradada por um ruído de fase e, possivelmente, contendo uma fase inicial que rotularemos como θ , ambos de média zero.

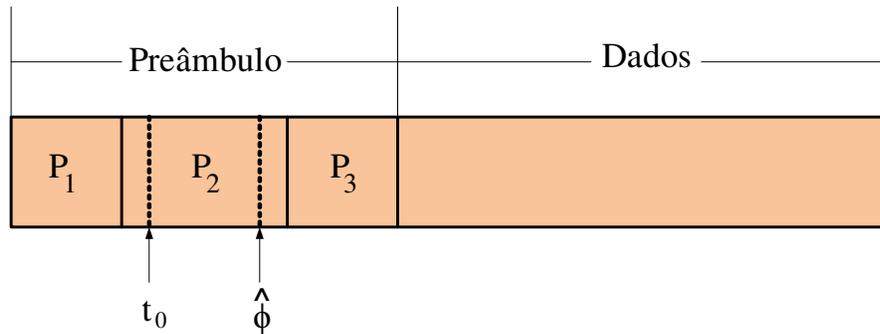


Figura 3.1: Formato concebido para o segmento de preâmbulo.

No preâmbulo, tem-se o controle do formato de modulação, o qual poderia ser 16-QAM, 4-QAM, entre outros. Contudo, para esses formatos de modulação, existe a necessidade de um processamento a ser realizado por meio de um esquema conhecido como *Conjugado Virtual*, que consiste em mapear símbolos adjacentes, por meio de processos matemáticos, em símbolos unidimensionais. Outra opção, é supor que o sub-padrão P_2 tem um tom CW. O uso de CW é vantajoso por várias razões importantes, dentre as quais se destacam:

1. Maior faixa para estimativa do desvio de frequência, atingindo metade da taxa de transmissão;
2. Possibilidade de ser aplicado anterior ou paralelamente ao processo de equalização, economizando símbolos;
3. Como será visto depois, este formato de modulação conduz a uma expressão ótima, de baixa complexidade, de forma fechada para a estimação do desvio de frequência.

Uma característica importante dos laser atuais está relacionada à estabilidade da frequência do laser no curto e longo prazo (*short and long term stability*) [75, 76]. A estabilidade de curto prazo é muito elevada, para as escalas de tempo na ordem de vários segundos. Por outro lado, no longo prazo (escalas de tempo da ordem de anos), a frequência do laser pode apresentar flutuações da ordem de $\pm 5\text{GHz}$ em torno de seus valores nominais [60]. Desta forma, pode-se tirar vantagem da alta estabilidade de curto prazo do laser, a fim de projetar sinais-piloto relativamente curtos (P_2), resultando em um reduzido custo de transmissão. Cálculos preliminares de simulações de receptores ópticos de alta velocidade, acima dos 100 Gbps, indicam custos insignificantes, abaixo de 0,1% [77].

De igual forma, as discussões apresentadas acima, podem ser aplicadas à estabilidade do *clock* do cristal, o que pode simplificar consideravelmente os algoritmos para recuperação dos

tempos de símbolo (*symbol-timing*) [76, 78]. No entanto, esta abordagem foge ao escopo do presente trabalho.

Sob as considerações discutidas nesta seção, pode-se adotar um estimador de desvio de frequência ótimo (como apresentado na Seção 3.4) com estabilidade de curto prazo do laser, para poder-se então separar eficientemente a compensação de frequência e fase em duas etapas. Na etapa 1, a partir do tempo t_0 , o desvio de frequência é estimado e compensado ao final do segmento P_2 da Figura 3.1. Essa estimativa produz $\hat{\phi}$, em *rad/símbolo*, que corresponde à quantidade de rotação da constelação do sinal recebido em um intervalo do símbolo. A estabilização (*derotate*) é obtida com a multiplicação por $e^{-j\hat{\phi}k}$ [73]. Na etapa 2, a qual continua até que um novo padrão P_2 seja recebido, as flutuações de fase devido à largura de linha do laser ($\Delta\nu$) são controladas por outra técnica eficiente, o algoritmo *V&V*, o qual é um estimador quase-ótimo [68]. Geralmente, as flutuações de fase são rastreadas eficientemente com o algoritmo *V&V*, entretanto, isso tende a falhar quando o ruído de fase aumenta consideravelmente, sendo recomendável o emprego de algoritmos do tipo BPS.

3.2 Operação de Alinhamento

Para adoção do método apresentado em [73], no sistema proposto com modo rajada de transmissão, o primeiro passo para o emprego da Operação de Alinhamento consiste na transmissão de pares de símbolos adjacentes que sejam conjugados complexos (vide Figura 3.2). Além disso, trabalha-se sob um formato de modulação diferente do proposto no método original, com um tom CW, o qual será analisado posteriormente.

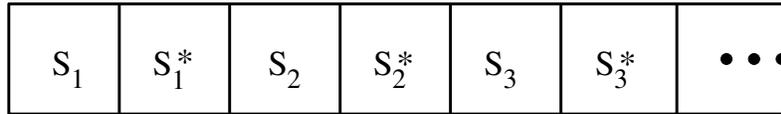


Figura 3.2: Transmissão de símbolos por meio de pares conjugados.

O preâmbulo pode transmitir símbolos em sequência, por meio de uma polarização horizontal e outra polarização vertical. Nessas sequências, cada símbolo par corresponde ao conjugado do símbolo ímpar que o antecede, conforme apresentado na figura 3.2. Desta forma, analiticamente,

$$\begin{cases} SEQ_{hor} = \{S_{h1}, S_{h1}^*, S_{h2}, S_{h2}^*, \dots\} , \\ SEQ_{vert} = \{S_{v1}, S_{v1}^*, S_{v2}, S_{v2}^*, \dots\} , \end{cases} \quad (3.1)$$

onde S_h e S_v são símbolos aleatórios da constelação 4-QAM. A Figura 3.3 apresenta todos os possíveis símbolos da constelação 4-QAM, onde tem-se os pares conjugados. Nesse caso, o símbolo S_2 é o símbolo conjugado de S_1 (ou $S_2 = S_1^*$), ocorrendo o mesmo para os símbolos S_3 e S_4 .

A estrutura da Operação de Alinhamento [73] aplica três estágios de processamento a cada par de símbolos 4-QAM. Cada um desses pares de símbolos adjacentes consiste de um símbolo

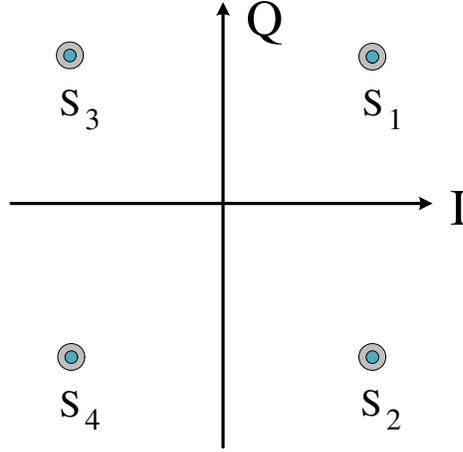


Figura 3.3: Símbolos da Constelação 4-QAM (QPSK).

R_{impar} , do tipo $S_i = r_i + jy_i$, e de um símbolo R_{par} , do tipo $S_p = S_i^* = r_i - jy_i$, onde $(x_i, y_i \in \{-1, +1\})$ transmitidos em cada uma das polarizações, horizontal e vertical, para o caso de diversidade de polarização.

Dado que existe um controle sobre os símbolos a serem transmitidos no segmento de preâmbulo, é possível de obter-se o preâmbulo desejado apagando-se os símbolos pares e substituindo-os pelo conjugado complexo do símbolo anterior. Por simplicidade, será considerado o caso onde não exista diversidade de polarização, de forma a exibir o desenvolvimento apenas para uma única polarização.

A Operação de Alinhamento é dividida nos estágios descritos pelas Equações 3.2, 3.3 e 3.4:

$$\text{Est\u00e1gio 1} \quad \begin{cases} Y_1 = R_{impar} + R_{par}; \\ Y_2 = R_{impar} - R_{par}; \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\text{Est\u00e1gio 2} \quad \begin{cases} Z_1 = (Y_1)^2; \\ Z_2 = (Y_2)^2; \end{cases} \quad (3.3)$$

$$\text{Est\u00e1gio 3} \quad \{ Z = Z_1 - Z_2. \quad (3.4)$$

Mais especificamente, a Operação de Alinhamento consiste em alinhar os símbolos manipulados Z sobre o eixo real, como \u00e9 mostrado pela Figura 3.7, que exibe o final deste processo. Contudo, a representa\u00e7\u00e3o na referida figura \u00e9 de s\u00edmbolos manipulados pela Opera\u00e7\u00e3o de Alinhamento num cen\u00e1rio sem a exist\u00eancia de desvio de frequ\u00eancia. Em outras palavras, esta figura \u00e9 uma explica\u00e7\u00e3o gr\u00e1fica do conceito da opera\u00e7\u00e3o. Considerando o caso da exist\u00eancia do desvio de frequ\u00eancia, com a aplica\u00e7\u00e3o da Opera\u00e7\u00e3o de Alinhamento, os s\u00edmbolos Z estar\u00e3o girando em uma velocidade proporcional ao desvio de frequ\u00eancia. Diante disso, ao estimar-se (estatisticamente) a diferen\u00e7a de fase, por exemplo, entre um s\u00edmbolo Z_i e seu conseq\u00fcente Z_{i+1} ,

estima-se ϕ e, conseqüentemente, o valor do *mismatch* de frequência.

Antes de apresentar-se o desenvolvimento analítico da Operação de Alinhamento, é necessário adotar-se algumas convenções, segundo [73]. São elas:

- $a_n e^{j2\pi f_T t}$ é símbolo transmitido, onde f_T é a frequência do transmissor;
- $\hat{a}_n e^{j2\pi(f_T - f_R)t}$ é símbolo recebido, onde f_R é a frequência do receptor;
- $\hat{a}_n e^{j2\pi\xi t}$ é também o símbolo recebido, onde ξ é o desvio de frequência em *ciclos/s* = *Hz*;
- $2\pi\xi$ é o desvio de frequência em *rad/s*;
- $2\pi\xi t = \psi$, onde ψ é o número de giros (rad) no intervalo $[0, t]$;
- $\phi = 2\pi\xi T_s$;
- Ψ é o desvio acumulado contínuo;
- $K\phi = \psi$ são valores discretos de Ψ , onde $K = [1, 2, 3...]$;
- Enquanto ξ é o desvio de frequência, ϕ é a rotação de fase em um período de símbolo;

Com base nas Equações 3.2, 3.3 e 3.4, para se obter os símbolos Z (formados por pares de símbolos 4-QAM), tem-se,

$$\begin{aligned}
 Z_{HOR} &= (R_{HOR_impar} + R_{HOR_par})^2 \\
 &- (R_{HOR_impar} - R_{HOR_par})^2 \\
 &= 4R_{HOR_impar}R_{HOR_par} .
 \end{aligned}
 \tag{3.5}$$

Para fins de ilustração, a Figura 3.4 representa o resultado da soma vetorial dos pares de símbolos conjugados adjacentes R_i (R_{impar}) e R_p (R_{par}). Como os símbolos que formam cada par são conjugados, o resultado da soma fica sobre o eixo das abscissas, dobrando a distância do eixo das ordenadas. Mais uma vez, é pertinente lembrar que este alinhamento, dado perfeitamente sobre o eixo das abscissas, refere-se ao caso sem desvios de frequência ou ruído de fase.

A análise da Operação de Alinhamento dá-se conforme descrito a seguir. A Figura 3.5 exhibe o resultado do Estágio 1, onde é possível perceber que os símbolos de Y_1 já ficam alinhados nos lados positivo e negativo sobre o eixo das abscissas, enquanto os símbolos de Y_2 ficam alinhados nos lados positivo e negativo sobre o eixo das ordenadas. É importante perceber que cada símbolo de Y_1 ou Y_2 é constituído por um par de símbolos 4-QAM (R_{impar}, R_{par}). Como já foi mencionado, o espaçamento entre os símbolos aumenta de duas vezes. Tanto na figura 3.5 quanto nas figuras seguintes, p representa a probabilidade de ocorrência de cada símbolo para sistemas equiprováveis.

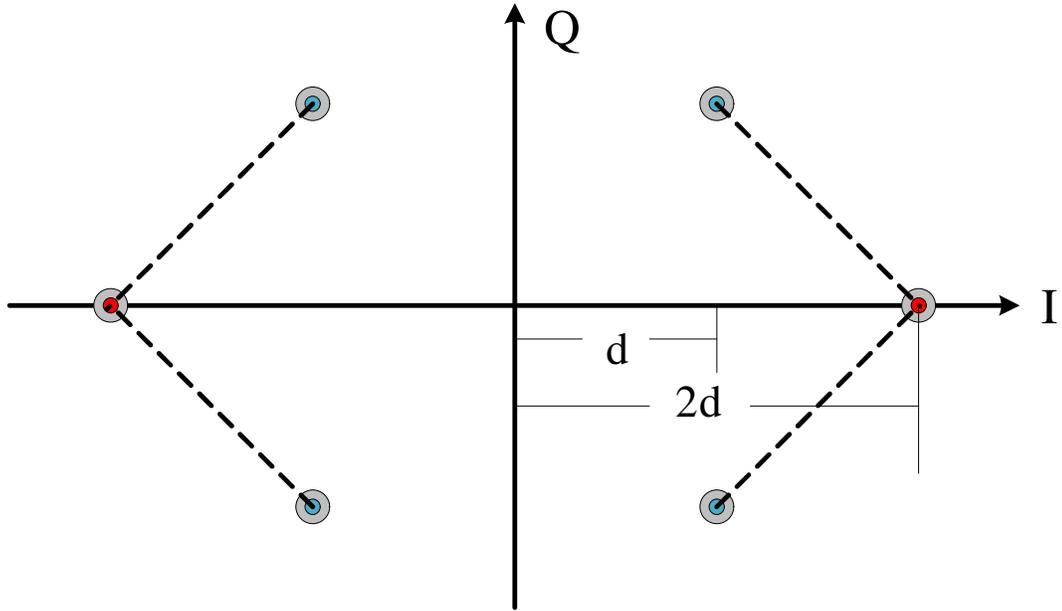


Figura 3.4: Soma dos símbolos par e ímpar conjugados complexos.

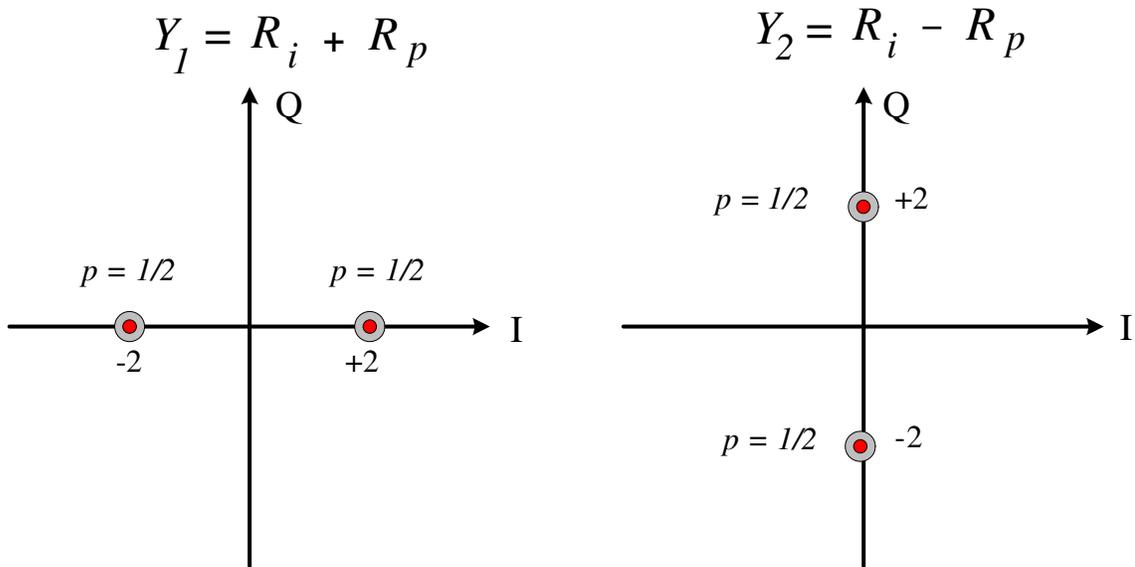


Figura 3.5: Resultado gráfico do primeiro estágio da estrutura da Operação de Alinhamento.

A Figura 3.6 representa o Estágio 2 da estrutura da Operação de Alinhamento. Nota-se que, devido à operação de elevar à potência dois, aumenta a distância entre os símbolos e que o símbolo oriundo do primeiro termo da equação de Z fica alinhado apenas na parte positiva do eixo das abscissas, ficando símbolo do segundo termo da equação de Z alinhado sobre a parte negativa, também do eixo das abscissas.

Finalmente, a Figura 3.7 apresenta o resultado do Estágio 3 da Operação de Alinhamento,

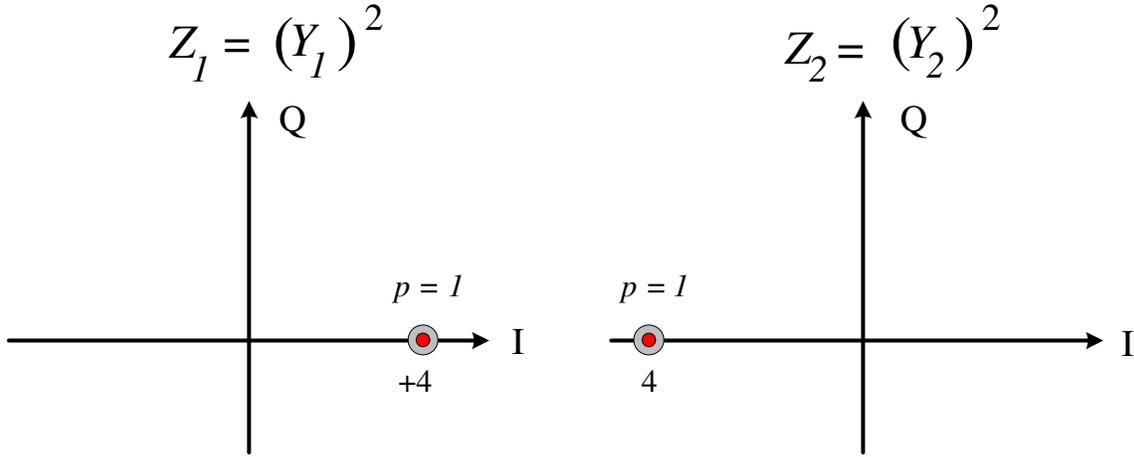


Figura 3.6: Resultado gráfico do segundo estágio da estrutura da Operação de Alinhamento.

onde se pode ver que os símbolos Z ficam alinhados na parte positiva do eixo das abscissas, com o espaçamento aumentando de 4 para 8, para modulações com os símbolos I e $Q \in \{-1, 1\}$. No caso de operar-se com potência normalizada em 1Watt para a constelação 4-QAM, este valor mudaria para 0.8. É pertinente destacar que estes ganhos de espaçamento são significativos, pois aumentam a margem contra os efeitos de ruído e de interferência inter-simbólica (IIS) entre os símbolos Z processados.

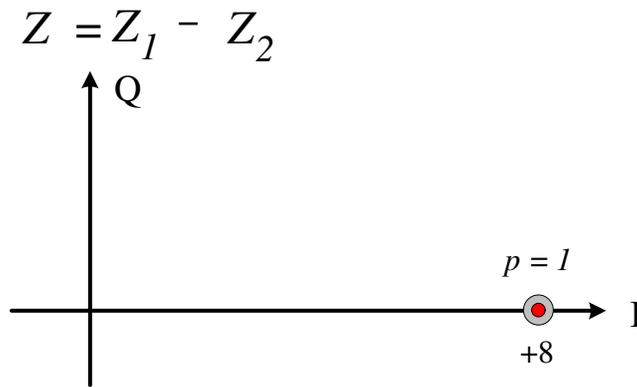


Figura 3.7: Resultado gráfico do terceiro estágio da estrutura da Operação de Alinhamento.

Para o caso onde exista desvio (*mismatch*) de frequência, situação onde $\xi \neq 0$ ($\Psi \neq 0$), os símbolos Z deverão obedecer o seguinte desenvolvimento:

$$Z^\Psi = 4R_{HOR_impar}^\Psi R_{HOR_par}^\Psi \quad (3.6)$$

sendo,

$$\begin{cases} R_{HOR_impar}^\Psi = R_1 e^{jK\phi} ; \\ R_{HOR_par}^\Psi = R_2 e^{jK\phi} . \end{cases} \quad (3.7)$$

Portanto,

$$\begin{aligned} Z^\Psi &= 4R_1 R_2 e^{j2K\phi} \\ &= 4(R_1 R_2) e^{j2K\phi} \\ &= 4|R_1|^2 e^{j\phi} e^{j2K\phi} ; \end{aligned} \quad (3.8)$$

onde, devido ao desvio de frequência é acrescentado o parâmetro de rotação angular de 2ϕ radianos por período de símbolo. O termo $e^{j\phi}$ é constante em todo o símbolo e deve ser cancelado naturalmente pelo algoritmo de estimação de fase que estima a defasagem entre pares de símbolos [73].

Por fim, conclui-se que, com a aplicação da estrutura da Operação de Alinhamento, garante-se que os símbolos Z estarão girando numa velocidade angular proporcional ao desvio de frequência. Do ponto de vista da estimação estatística, este parece ser o cenário ideal para se estimar o valor do desvio de frequência. Assim, nota-se que o combate ao desvio de frequência é constituído pela estimação da velocidade de rotação dos símbolos Z e, de alguma maneira, compensá-la.

3.3 Sistema de Cálculo por Decisão Suave

Nesta seção, é apresentada uma modificação implementada à Operação de Alinhamento, onde não é mais necessário usar o sistema de três Estágios como na Seção 3.2. Por simplicidade, novamente, será feita a apresentação para o caso de apenas uma polaridade. O sistema modificado consiste na criação de um sinal de preâmbulo com os símbolos transmitidos como pares conjugados.

Como os símbolos conjugados complexos são transmitidos em pares, como apresentado na Figura 3.2, lembrando que cada símbolo par é o conjugado do símbolo anterior, então, $S_2 = S_1^*$, e assim por diante. Dessa forma, o novo processo consiste em somar os pares de símbolos consecutivos, de par em par, como exibido pela Figura 3.8.

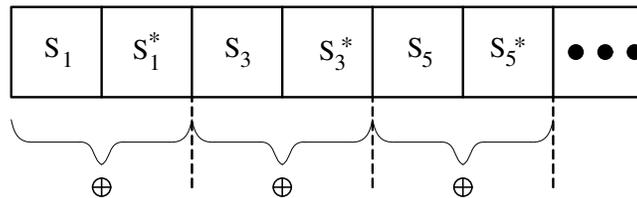


Figura 3.8: Operação de soma dos símbolos consecutivos.

Com esse método, é possível, por exemplo, passar de um tipo de modulação 4-QAM (QPSK) para um formato de modulação BPSK, tendo como consequência o efeito de dobrar a distância dos símbolos desde o ponto inicial $\{0,0\}$, como apresentado na Figura 3.4. O tempo de símbolo também será dobrado, pois o processamento será dado a cada dois símbolos, os quais correspondem ao somatório dos símbolos conjugados adjacentes. Recordando que o Estágio 2 da Operação de Alinhamento eleva os símbolos Y_1 e Y_2 ao quadrado e que o Estágio 3 realiza a subtração dos símbolos elevados ao quadrado, percebe-se que o Estágio 2 possui a desvantagem de, ao elevar os símbolos Y_1 e Y_2 ao quadrado, elevar igualmente ao quadrado o ruído presente no sinal. Portanto, outro sistema é desenvolvido, e recebeu o nome de Cálculo por Decisão Suave.

O Sistema de Cálculo por Decisão Suave consiste no seguinte procedimento. Com o novo símbolo processado, Z_{i+1} , é feita uma comparação de distância euclidiana com o símbolo anterior Z_i . Desta forma, se o novo símbolo se encontra no mesmo plano do diagrama de constelações, ou, em outras palavras, se o novo símbolo fica próximo ao símbolo anterior, deixa-se este símbolo sem alteração. Caso contrário, se o novo símbolo processado, Z_{i+1} , está em outro plano, distante do símbolo anterior, então muda-se o novo símbolo girando-o de 180° , ou seja, multiplicando-o por -1 . A Figura 3.9 (a) apresenta o caso onde o novo símbolo é adjacente ao símbolo anterior e, em (b) é exibido o caso no qual o novo símbolo está distante, sendo a mudança representada pela linha tracejada.

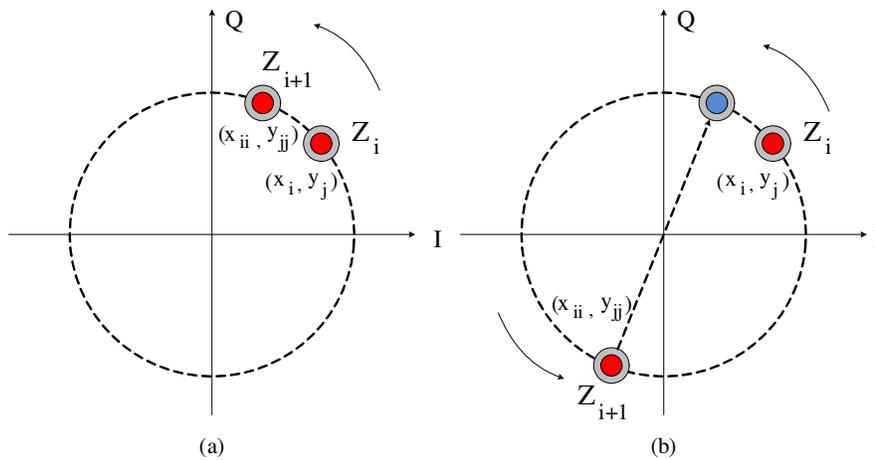


Figura 3.9: (a) Novo símbolo próximo ao símbolo anterior, (b) Novo símbolo fica distante do símbolo anterior.

A seguir, é apresentado o algoritmo usado na implementação do Sistema de Cálculo por Decisão Suave. Também, junto ao Sistema de Cálculo por Decisão Suave, foi testado um procedimento para se passar diretamente do formato de modulação BPSK para um sistema com um único símbolo, muito similar ao descrito pela Figura 3.7, porém sem o aumento da distância, sendo quase um CW (*Continuous Wave*). Adicionalmente, esse símbolo encontra-se girando à velocidade angular do desvio de frequência e, então, é possível aplicar um sistema de

estimação estatística para calcular as degradações na portadora. Na Figura 3.10 é mostrado o diagrama geral do algoritmo de Cálculo por Decisão Suave.

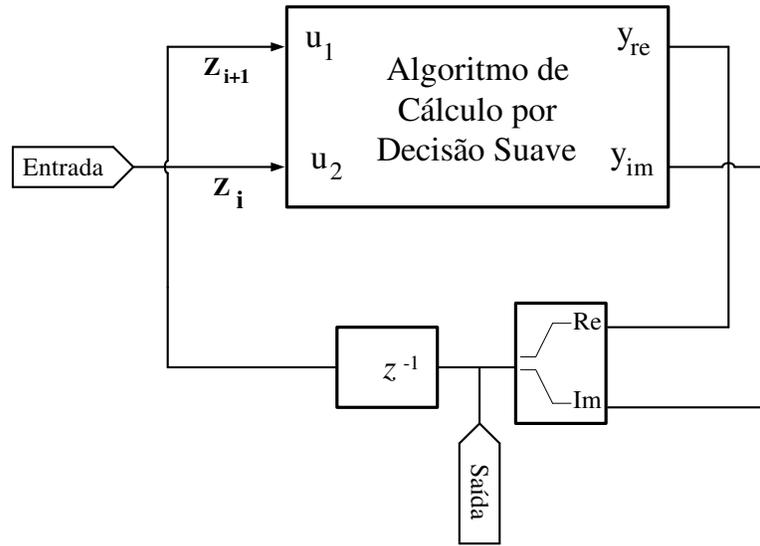


Figura 3.10: Esquema do Sistema de Cálculo por Decisão Suave.

O algoritmo principal para o Cálculo por Decisão Suave e a modificação dos símbolos, são apresentados como:

Algorithm 1 Cálculo por Decisão Suave

Require: Cálculo por Decisão Suave para determinar posição dos símbolos Z_i .

- 1: $u_1 \leftarrow Z_{i+1}$
 - 2: $u_2 \leftarrow Z_i$
 - 3: $x_{ii} = \Re\{u_1\}; y_{jj} = \Im\{u_1\}$
 - 4: $x_i = \Re\{u_2\}; y_j = \Im\{u_2\}$
 - 5: $p1_{re} = x_{ii} - x_i; p1_{im} = y_{jj} - y_i$
 - 6: $p2_{re} = x_{ii} + x_i; p2_{im} = y_{jj} + y_i$
 - 7: $sim1 = \sqrt{(p1_{re})^2 + (p1_{im})^2}$
 - 8: $sim2 = \sqrt{(p2_{re})^2 + (p2_{im})^2}$
 - 9: **if** $sim1 \leq sim2$ **then**
 - 10: $y_{re} = x_{ii}$
 - 11: $y_{im} = y_{jj}$
 - 12: **else**
 - 13: $y_{re} = -x_{ii}$
 - 14: $y_{im} = -y_{jj}$
 - 15: **end if**
-

Este algoritmo possui algumas potenciais aplicações, como, por exemplo, evitar-se o uso do algoritmo de $V\&V$ para o emprego de um algoritmo do tipo *feedforward*. Imagine-se o seguinte cenário: num sistema BPSK é possível o emprego direto de um algoritmo $V\&V$ para rastreamento de fase. Porém, com o uso da modificação do formato de símbolos, pode-se trabalhar com os símbolos num formato BPSK, transformá-los num sistema do tipo CW e,

finalmente, não mais se precisará utilizar o algoritmo de $V&V$ para a estimação da portadora, mudando para o emprego de um modelo de $V&V$ para um estimador tipo *feedforward* de máxima verosimilhança. A Figura 3.11 descreve o sistema proposto.

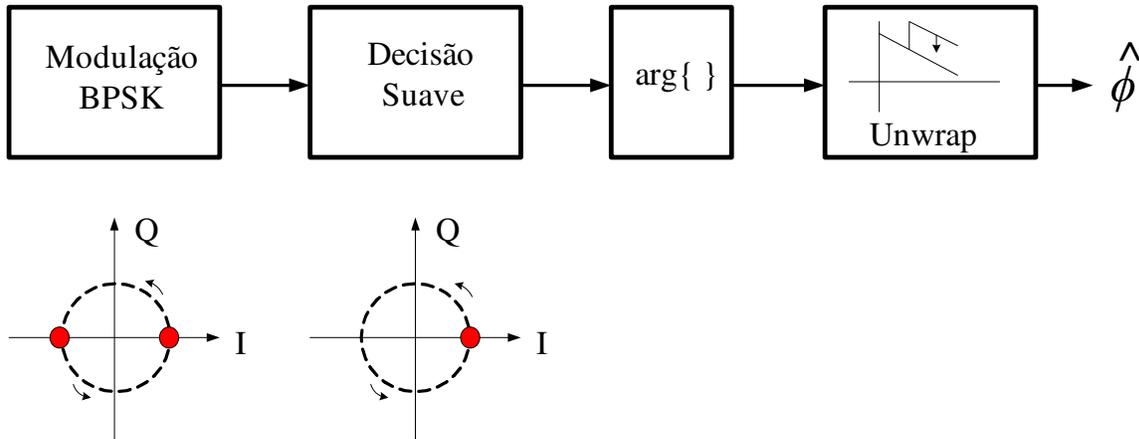


Figura 3.11: Modificação do formato BPSK por decisão suave, para evitar o uso do algoritmo $V&V$.

3.4 Estimação por Mínimo Erro Quadrático Médio

Por fim, a presente seção introduz um algoritmo baseado no método MMSE (*Minimum Mean-Square Error*) para estimação tanto do desvio de frequência quanto do ruído de fase num sistema de transmissão em rajadas. O sistema é dividido em dois estágios. Enquanto o Estágio 1 realiza a estimação do desvio de frequência, o Estágio 2, de ajuste fino, realiza a estimação do desvio de frequência residual e do desvio de fase.

Quando um desvio (*mismatch* ou descasamento) de frequência existe entre o transmissor e o laser oscilador local, a fase do sinal medida no receptor varia como uma função linear de tempo em relação à fase de referência local. Por conveniência, nesta seção, usa-se a variável y para denotar a fase. Em um cenário ideal, livre de ruído ou interferência, assumindo um desembaraçador de fase (*phase unwrapping*) perfeito, a fase medida varia de acordo com $y = at + b$, para tempo contínuo ou $y_k = ak + b$ para tempo discreto, onde a representa a variação da fase em *rad/smbolo* e b é a fase inicial em $t = 0$ (ou $k = 0$). Na verdade, o parâmetro a é o desvio de frequência (angular) que precisa ser estimado no Estágio 1. Na forma adotada neste desenvolvimento, o parâmetro b é necessário na derivação do estimador MMSE, sendo, porém, desnecessário quando o algoritmo $V&V$ do Estágio 2 toma o devido cuidado com ele.

Em seguida, o problema reside na estimação do parâmetro a para uma dada dada sequência das amostras recebidas (*unwrapped*) y_{vk} e y_{hk} , para os sinais transmitidos nas polarizações horizontal e vertical de um receptor homódino (*homodyne*), como apresentado na Figura 2.11. Observa-se que quando o ruído e outras imperfeições são consideradas, ambas sequências de amostras de fase y_{vk} e y_{hk} seguem a forma de sinais do tipo *rampa*, com adição de ruído e uma

inclinação comum a . Considerou-se que o parâmetro a é uma constante ao longo do sub-padrão P_2 , devido, principalmente, à alta estabilidade de curto prazo dos lasers.

A fim de se obter o estimador MMSE a partir dos sinais do tipo rampa com ruído, o primeiro passo foi a execução da técnica de mínimos quadrados *Least-Squares Fitting* para as polarizações horizontal e vertical. Em seguida, mostra-se que o estimador MMSE é obtido sob a hipótese de ruído de fase com média zero e independente do laser, com adição de ruído aditivo gaussiano.

Por conveniência, estabelece-se $a = p_1$ para as duas polarizações e denota-se p_2 e p_3 como sendo as fases iniciais para as polarizações vertical e horizontal, respectivamente. Assim,

$$\begin{cases} y_{vk} = p_1 k + p_2 \\ y_{hk} = p_1 k + p_3 \end{cases} \quad (3.9)$$

Para a resolução do sistema de p_1 , p_2 e p_3 , usa-se a técnica de mínimos quadrados *Least-Squares Fitting* (LSF), definindo-se a função de custo como sendo

$$S = \alpha \sum_{k=1}^n (y_{vk} - (p_1 k + p_2))^2 + \beta \sum_{k=1}^n (y_{hk} - (p_1 k + p_3))^2, \quad (3.10)$$

onde os pesos α e β são escolhidos de acordo com nível de OSNR em cada polarização, como em um Combinador de Máxima Razão (*Maximum Ratio Combiner*), por exemplo. Como o método de LSF minimiza a soma quadrática dos resíduos, os coeficientes são determinados derivando-se S em relação a cada um dos parâmetros p_1 , p_2 e p_3 , de tal forma que

$$\frac{\partial S}{\partial p_1} = -2\alpha \sum_{k=1}^n k(y_{vk} - (p_1 k + p_2)) - 2\beta \sum_{k=1}^n k(y_{hk} - (p_1 k + p_3)) \quad (3.11)$$

$$\frac{\partial S}{\partial p_2} = -2\alpha \sum_{k=1}^n (y_{vk} - (p_1 k + p_2)) \quad (3.12)$$

$$\frac{\partial S}{\partial p_3} = -2\beta \sum_{k=1}^n (y_{hk} - (p_1 k + p_3)) \quad (3.13)$$

Denotando por a , b e c as soluções para p_1 , p_2 e p_3 que satisfazem as equações 3.11, 3.12 e 3.13, tem-se

$$-2\alpha \sum_{k=1}^n k(y_{vk} - (ak + b)) - 2\beta \sum_{k=1}^n k(y_{hk} - (ak + b)) = 0 \quad (3.14)$$

$$-2\alpha \sum_{k=1}^n (y_{vk} - (ak + b)) = 0 \quad (3.15)$$

$$-2\beta \sum_{k=1}^n (y_{hk} - (ak + b)) = 0 \quad (3.16)$$

como os somatórios sendo feitos com k variando de 1 até n . As equações normalizadas são definidas como

$$a \left[\alpha \sum_{k=1}^n k^2 + \beta \sum_{j=1}^n j^2 \right] + b \left[\alpha \sum_{k=1}^n k \right] + c \left[\beta \sum_{j=1}^n j \right] = \alpha \left[\sum_{k=1}^n y_{vk} k \right] + \beta \left[\sum_{j=1}^n y_{hj} j \right], \quad (3.17)$$

$$a\alpha \sum_{k=1}^n k + b\beta n + 0 = \alpha \sum_{k=1}^n y_{vk}, \quad (3.18)$$

$$a\beta \sum_{j=1}^n j + 0 + c\beta n = \beta \sum_{j=1}^n y_{hj}, \quad (3.19)$$

Resolvendo na forma matricial, com os somatórios de k e j sendo feitos como $\sum_{k=1}^n [\cdot]$ e $\sum_{j=1}^n [\cdot]$, respectivamente, obtêm-se

$$\begin{bmatrix} \alpha \sum k^2 + \beta \sum j^2 & \alpha \sum k & \beta \sum j \\ \alpha \sum k & \alpha n & 0 \\ \beta \sum j & 0 & \beta n \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha \sum k y_{vk} + \beta \sum j y_{hj} \\ \alpha \sum y_{vk} \\ \beta \sum y_{hj} \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

Escrevendo a Equação 3.20 como $\mathbf{Ad} = \mathbf{B}$, então

$$\mathbf{d} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}. \quad (3.21)$$

Sabendo que

$$\sum_{k=1}^n k^2 = \frac{n(n+1)(2n+1)}{6}, \quad (3.22)$$

e

$$\sum_{k=1}^n k = \frac{n(n+1)}{2}, \quad (3.23)$$

pode-se mostrar que a solução desejada \hat{a} (ou $\hat{\phi}$) para as equações será dada por

$$\hat{a} = \frac{12(\alpha + \beta)^{-1}}{n(n^2 - 1)} \left[\alpha \sum_{k=1}^n k y_{vk} + \beta \sum_{j=1}^n j y_{hj} \right] - \frac{6(\alpha + \beta)^{-1}}{n(n - 1)} \left[\alpha \sum_{k=1}^n y_{vk} + \beta \sum_{j=1}^n y_{hj} \right]. \quad (3.24)$$

Estendendo esta equação, a solução pode ser apresentada como

$$\hat{a}_1 = \frac{6\alpha}{n(n^2 - 1)(\alpha + \beta)} \left[2 \sum_{k=1}^n k y_{vk} - (n-1) \sum_{k=1}^n y_{vk} \right], \quad (3.25)$$

$$\hat{a}_2 = \frac{6\beta}{n(n^2 - 1)(\alpha + \beta)} \left[2 \sum_{j=1}^n k y_{hj} - (n-1) \sum_{j=1}^n y_{hj} \right]. \quad (3.26)$$

Assim, a solução final é dada por

$$\hat{a} = \hat{a}_1 + \hat{a}_2. \quad (3.27)$$

Observa-se que a solução para um sistema com uma única polarização pode ser obtida a partir da Equação 3.27 para \hat{a} , estabelecendo $\alpha = 1$ e $\beta = 0$ (ou $\alpha = 0$ e $\beta = 1$).

Uma vez que o estimador \hat{a} minimiza a função de custo S (Equação 3.10) para cada realização das sequências y_{vk} e y_{hk} , ele minimiza também o seu valor médio $\mathbf{E}[S]$. Como y_{vk} e y_{hk} são independentes dos dois ruídos aditivos (ruído gaussiano e ruído de fase de *random walk*) e dado que estes dois ruídos são mutuamente independentes e de média zero, então, pode-se mostrar que o estimador \hat{a} é de fato um estimador de mínimo erro quadrático médio (MMSE).

Visando determinar a complexidade temporal (ou complexidade aritmética) da Equação 3.27 para \hat{a} , primeiro observa-se que n , α , e β , são constantes ao longo do Estágio 1. Assim, desde que o número de operações da Equação 3.27 seja limitado por Cn , onde C é uma constante, conclui-se que a complexidade temporal para a estimação de \hat{a} é da ordem n , ou seja, $O(n)$.

Por outro lado, para encontrar a complexidade espacial de 3.27, basta observar que a magnitude de todos os valores intermediários (e também final) é limitada superiormente por Bn , onde B é uma constante. Portanto, a complexidade espacial para estimação de \hat{a} é da ordem $\log(n)$, ou seja, $O(\log(n))$.

Finalmente, é apresentado um diagrama geral do sistema proposto para estimação e compensação dos desvios de frequência e fase. A Figura 3.12 (a) exibe uma representação do desvio de frequência y e o efeito do ruído de fase com média zero. Na representação do diagrama de constelação se usa um formato de entrada CW. As setas em azul representam o símbolo “dançando” por conta do ruído de fase modelado pelo *random walk*. A seta em vermelho representa o giro do símbolo por conta do desvio (*mismatch*) de frequência. Na Figura 3.12 (b) é mostrado como no algoritmo MMSE é feita a estimativa por meio das primeiras amostras do sinal. O desempenho em função da quantidade dessas amostras será apresentada no capítulo de resultados. Depois, na Figura 3.12 (c) o sinal terá um desvio de frequência residual, adicionado ao ruído de fase, para o qual foi proposto o algoritmo de *V&V* para fazer o rastreo da fase, passando logo depois por um sistema de rotação por meio de um exponencial-complexa para estabilizar a portadora.

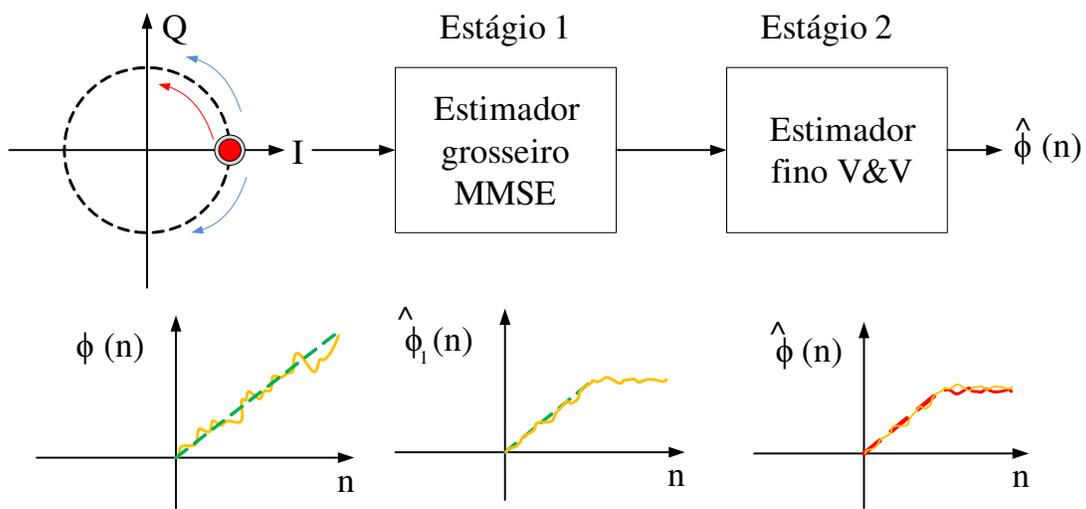


Figura 3.12: Diagrama geral de dois estágios para recuperação de portador com o algoritmo MMSE.

Implementação e Resultados

O presente capítulo tem por objetivo apresentar as implementações dos algoritmos e os resultados obtidos, os quais validam as implementações. Também, é feita a análise dos resultados, ressaltando as vantagens da adoção o sistema proposto, baseado em *MSE*. As simulações foram desenvolvidas em *Matlab-Simulink*, referência em desenvolvimento e simulação nas áreas de engenharias e afins [79], sendo por meio delas implementadas as técnicas de estimação e correção dos desvios de frequência e fase, no domínio elétrico.

Na primeira seção, Seção 4.1, é mostrada a implementação de um sistema que emula a recuperação de fase, degradada com um ruído de fase modelado como o algoritmo de passeio aleatório (*random walk*). A recuperação de portadora é feita com um circuito DPLL (*Digital Phase Locked Loop*) e o DDS (*Direct Digital Synthesizer*) se baseia em um algoritmo CORDIC (*COordinate Rotational DIgital Computer*). Como será mostrado nos resultados a seguir, esse modelo é bastante limitado, especialmente devido aos efeitos do ruído de fase. Nas seções seguintes, são realizadas as análises dos métodos de recuperação de tipo *feedforward*, explorando as vantagens, sobretudo, do Sistema de Cálculo por Decisão Suave. Por fim, os resultados do algoritmo baseado em MSE são exibidos, especialmente no que se refere ao tempo de processamento necessário para estabilização da frequência.

4.1 Algoritmo de Retroalimentação DPLL

4.1.1 Implementação do Algoritmo DPLL

Na Seção 2.4.2, foi discutido o algoritmo de recuperação da portadora com retroalimentação. Posto isso, o simulador equivalente, desenvolvido em *Matlab-Simulink*, é introduzido por meio da Figura 4.1. O simulador emula uma transmissão com entrada de dados pseudo-aleatórios e formato de modulação *QPSK*. Assumindo que o sistema encontra-se equalizado, foi implementada a degradação de ruído de fase, a qual é representada no subsistema na parte esquerda da Figura 4.1, na cor vermelha. Além disso, com a multiplicação por uma exponencial-complexa, o ruído é adicionado ao sinal que está sendo transmitido, como pode ser observado por meio do bloco denominado “*Matrix Multiply*” da Figura 4.1. Esse efeito faz que os símbolos

“dancem” aleatoriamente. Posteriormente, será mostrado o processo de emulação do passeio aleatório (*random walk*) para a criação do ruído de fase.

Sincronização de Portadora baseado em DPLL

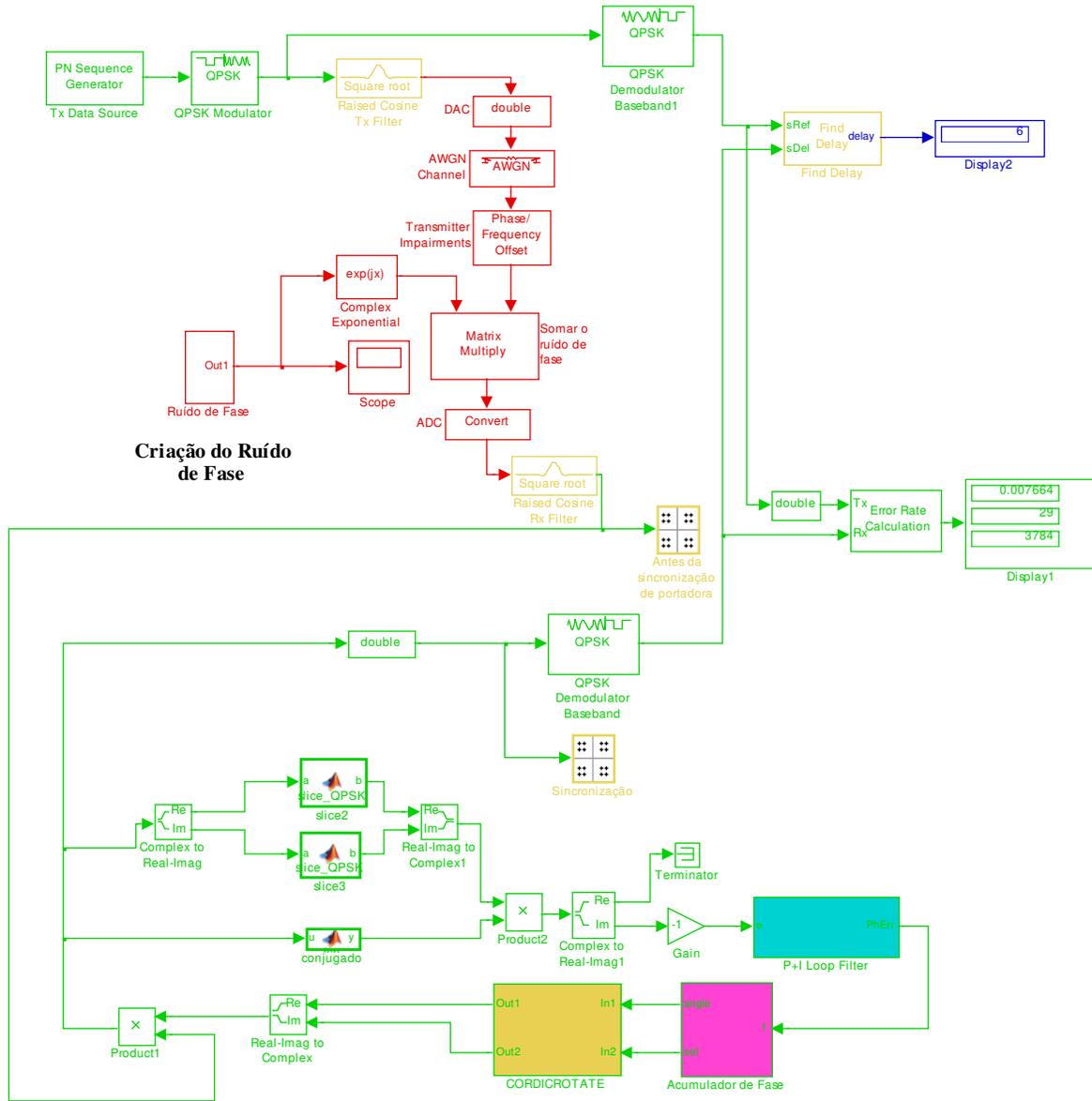


Figura 4.1: Simulador *DPLL* desenvolvido em *Matlab-Simulink* para recuperação de portadora.

Como mencionado, o sistema inclui a modelagem do ruído aleatório. As quantidades de ruído aleatório estão em torno dos valores nominais de $\Delta\nu T_s = 10^{-7}, 10^{-6}$ e 10^{-5} . Esse aspecto será comentado na análise dos resultados. A Figura 4.2 apresenta o algoritmo utilizado para emulação do sinal de passeio aleatório, o qual é incluído no sistema de transmissão como um ruído de fase. A função de Matlab embarcada na Figura 4.2 assume o valor de $\Delta\nu T_s$ e o multiplica por 2π

para, posteriormente, obter-se a raiz quadrada. Com esse valor constante, é criado o processo aleatório gaussiano de média zero e variância igual a 1, o que faz herdar o valor da variância da função embarcada. Finalmente, para criar o sinal de passeio aleatório, é introduzido no sistema a soma cumulativa, esse processo é submetido a uma exponencial-complexa que cria o sinal de ruído de fase inserido nos dados transmitidos.

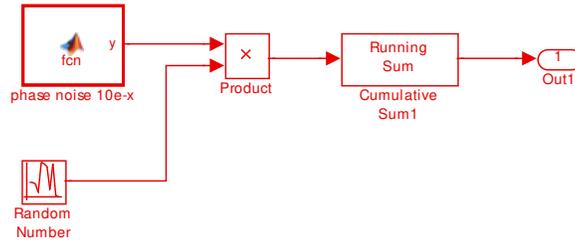


Figura 4.2: Algoritmo da emulação de passeio aleatório (*random walk*).

O algoritmo de laço fechado é composto, basicamente, pelo detector de erro, filtro de laço e o oscilador controlado NCO (*Numerically Controlled Oscillator*). O oscilador controlado é implementado com um DDS (*Direct Digital Synthesizer*). O filtro de laço é implementado com um filtro de tipo PI (*Proportional & Integrate*) com largura de banda normalizada de 0.11 e fator de amortecimento de 0.9 [80]. A Figura 4.3 apresenta o filtro de laço PI implementado em *Matlab-Simulink*.

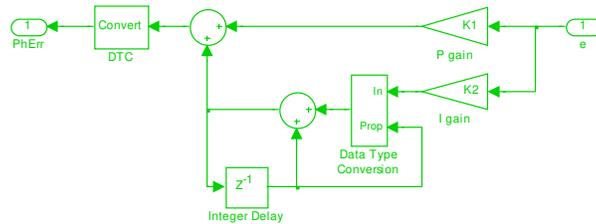


Figura 4.3: Filtro de laço PI implementado em *Matlab-Simulink*.

O DDS é composto pelo acumulador de fase e pelo elemento que faz a transformação de valores de entrada constante para oscilações por meio do algoritmo CORDIC [65]. O algoritmo CORDIC é composto por uma série de rotações iterativas, que fazem o cálculo aproximado dos ângulos por meio de operações de soma de deslocamento, tornando-o uma solução em potencial para aplicações em sistemas embarcados e ASIC. Enquanto a Figura 4.4 apresenta o esquema das micro-rotações, a Figura 4.5 exibe a implementação de uma dessas micro-rotações.

Uma micro-rotação no algoritmo CORDIC consiste em tabular o ângulo acumulado de entrada por valores constantes pré-estabelecidos e fazer deslocamentos com adição e subtração, até atingir, aproximadamente, um valor muito parecido com o ângulo que se está buscando.

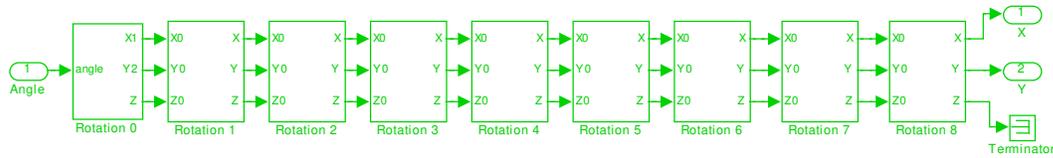


Figura 4.4: Esquema de micro-rotações do algoritmo CORDIC.

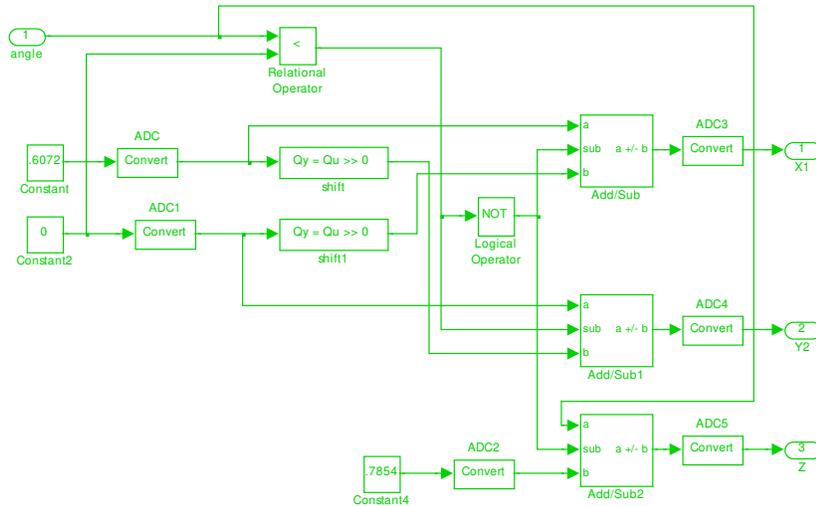


Figura 4.5: Implementação de uma micro-rotação do algoritmo CORDIC.

4.1.2 Análise de Resultados do Algoritmo DPLL

Como discutido na teoria de algoritmos de recuperação de portadora, Seção 2.4.2, os algoritmos de retroalimentados apresentam limitantes para estabilizar a portadora. O algoritmo aqui apresentado é capaz de atingir a estabilização de portadora com valores de $\Delta\nu T_s$ relativamente baixos, podendo-se considerar, para trabalhos futuros, o emprego deste algoritmo como um método de cálculo grosseiro da portadora, visando uma implementação conjunta com um método de estabilização mais sofisticado, como, por exemplo, o apresentado em [67].

As Figuras 4.6 , 4.7 e 4.8 apresentam a relação de BER versus OSNR, para diferentes valores de $\Delta\nu T_s$. É importante notar que os cálculos de BER para $\Delta\nu T_s = 10^{-6}$ foram da ordem de 6.78×10^4 amostras e, para $\Delta\nu T_s = 10^{-5}$, esse valor diminuiu ainda mais, para a ordem de $1,65 \times 10^4$. Isso significa que o algoritmo obtém melhor desempenho com valores de ruído de fase muito baixos. Por esta razão, na próxima seção serão analisados os resultados com um algoritmo do tipo *feedforward*.

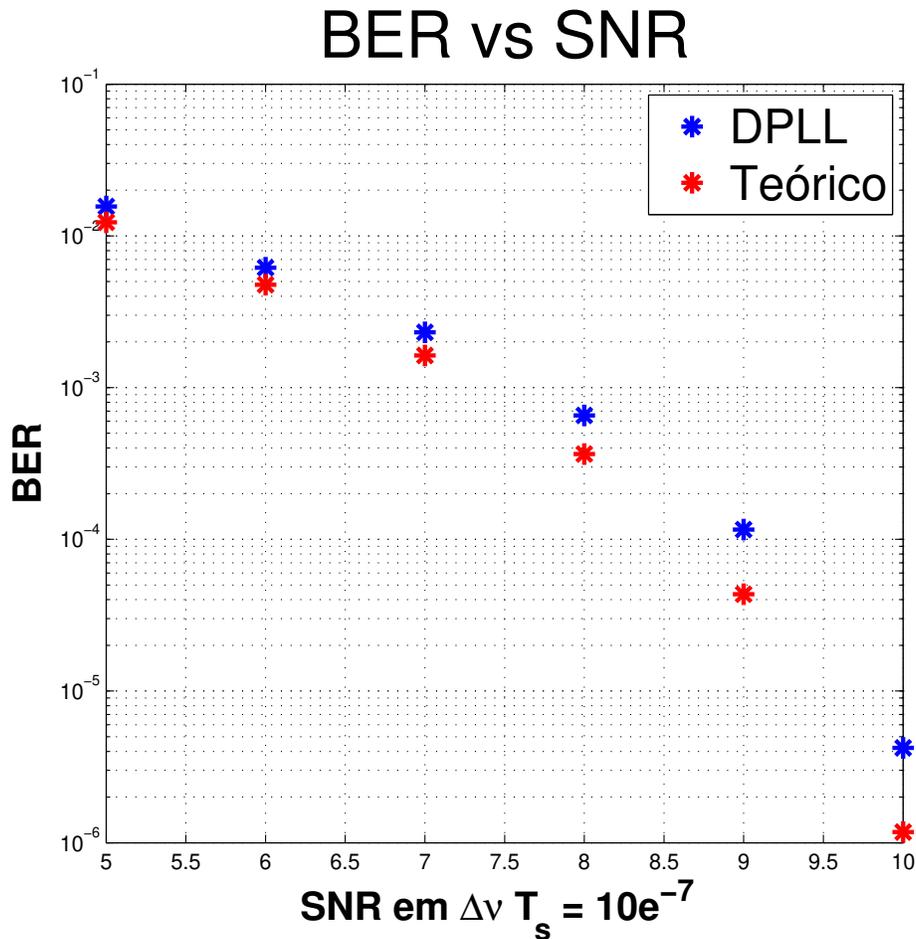


Figura 4.6: Taxa de erro de bit para $\Delta\nu T_s = 10^{-7}$.

4.2 Algoritmos Feedforward

4.2.1 Algoritmo Viterbi & Viterbi (V&V) para Preâmbulo

Nesta seção, são mostradas as vantagens dos algoritmos do tipo *feedforward*. Primeiramente, analisa-se o algoritmo V&V modificado para o segmento de preâmbulo, unicamente com a presença do ruído de fase. Posteriormente, na Seção 4.2.8 (método MSE), serão analisados os efeitos da presença de ruído de fase e desvio de frequência conjuntamente.

O diagrama de simulação do sistema de recuperação de portadora, com a degradação de ruído de fase, é exposto pela na Figura 4.9. Neste diagrama, há a divisão por blocos e em cores, para identificar de maneira simples o sistema desenvolvido para simular e aplicar o processo de recuperação de portadora. No primeiro bloco, representado na cor amarela, é simulado um sistema simples de transmissão, com a única diferença que ao invés de símbolos pseudo-aleatórios, são transmitidos pares de símbolos conjugados, como no sistema de preâmbulo discutido no Capítulo 3. Além disso, neste bloco é feito o cálculo teórico de BER do sistema de transmissão. A taxa de símbolos empregada é de $T_s = 1 \text{ Msímbolos/seg}$.

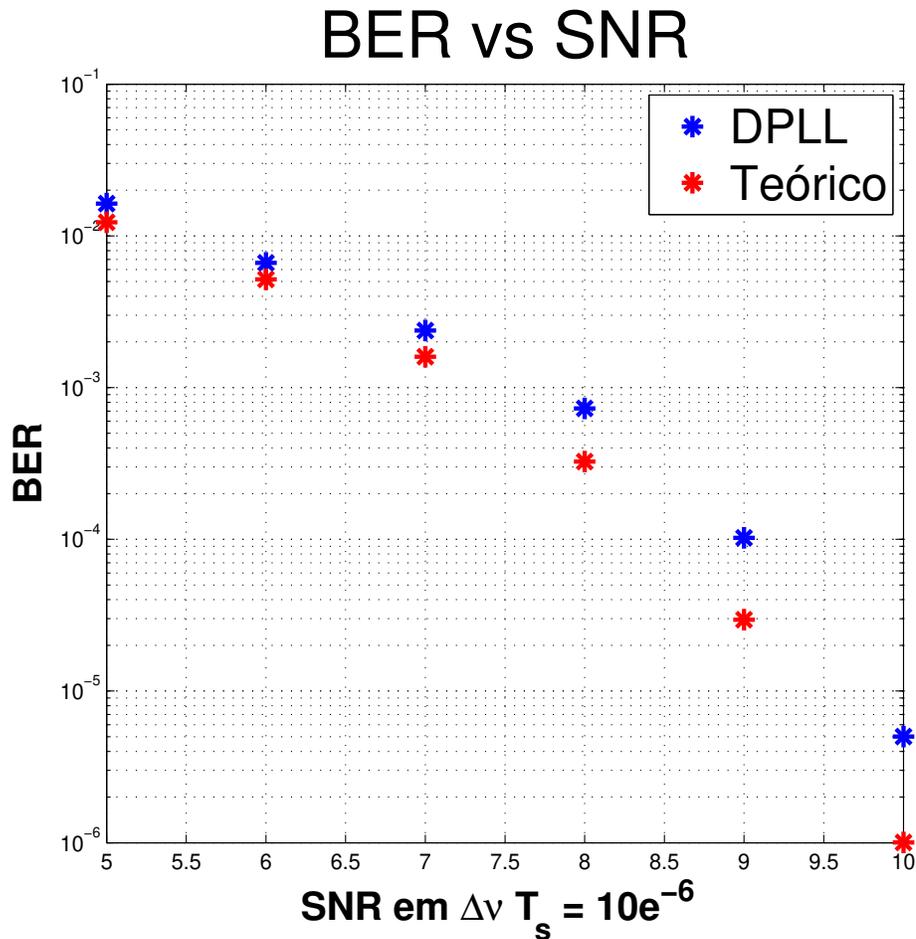


Figura 4.7: Taxa de erro de bit para $\Delta\nu T_s = 10^{-6}$.

O sistema de pares conjugados, introduzido na Seção 3.3, utiliza o recurso de transmitir símbolos conjugados adjacentes, em pares, para assim facilitar a mudança do sistema de 4-QAM ou (QPSK) para um sistema de tipo BPSK. Na Figura 4.10, apresenta-se o modelo para criar o símbolo conjugado adjacente do par conjugado. Nessa figura, o relógio serve para sincronizar os símbolos pares, os quais são apagados e substituídos pelo complexo conjugado do símbolo que o antecede. Desta forma, é possível manipular os símbolos no bloco exibido na cor azul, onde é feita a mudança da modulação 4-QAM para BPSK.

Como dito, a mudança para o formato de modulação BPSK é realizada no bloco na cor azul. Na Figura 4.11, se apresenta o procedimento interno para a mudança de formato. Novamente, faz-se uso de geradores de onda que trabalham como relógio, para o sincronismo dos símbolos. Também, usam-se atrasadores (*delays*), para tornar possível a soma dos símbolos adjacentes. Então, teoricamente, como são símbolos conjugados complexos, passam da modulação 4-QAM para BPSK, o uso de *scopes* faz-se necessário para o controle das fases de prova desse algoritmo. Contudo, basicamente, esse processo consiste em somar os símbolos adjacentes para criar o sinal desejado.

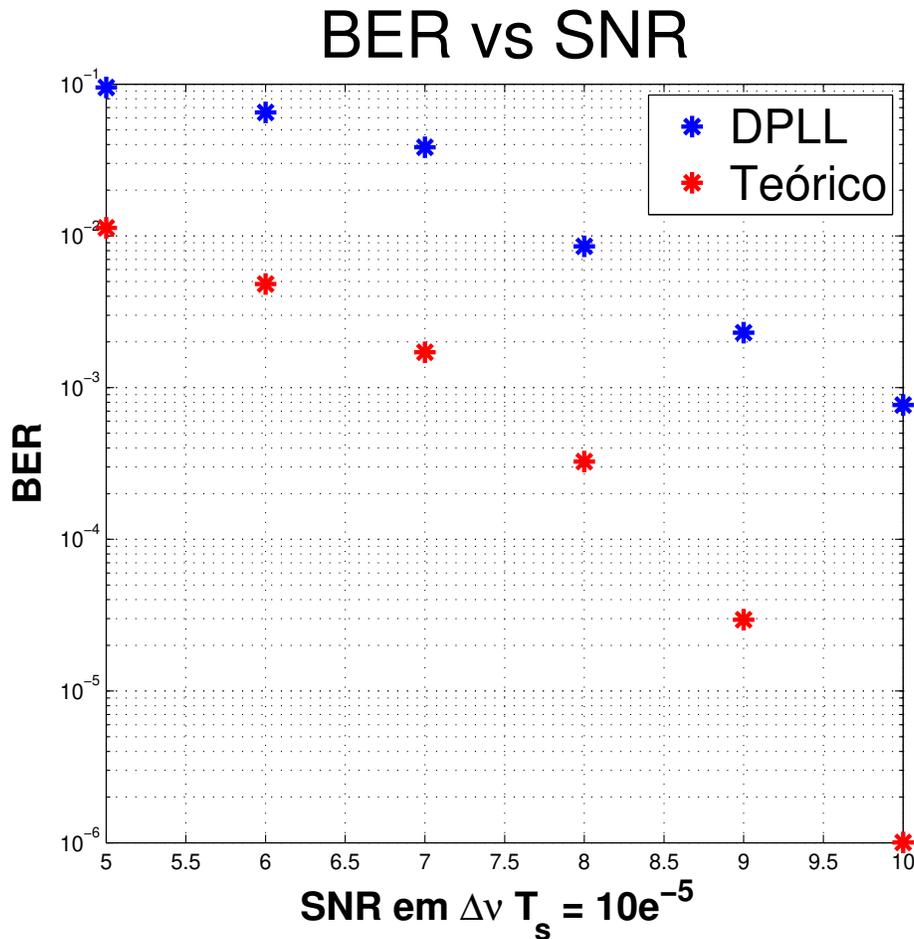


Figura 4.8: Taxa de erro de bit para $\Delta\nu T_s = 10^{-5}$.

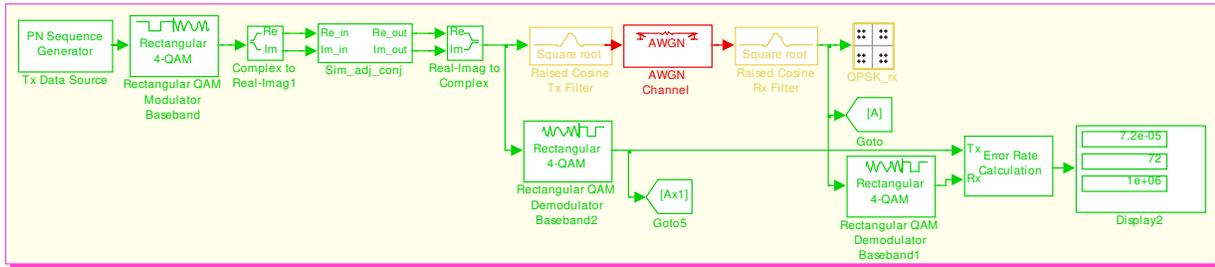
Seguindo os procedimentos descritos, o sinal criado encontra-se no formato de modulação BPSK e com ruído de fase. Depois, esse sinal alimenta o algoritmo V&V modificado para BPSK. Esta etapa é descrita pela parte na cor rosa da Figura 4.9. Como é típico nesse tipo de sistema, se eleva ao quadrado o sinal de entrada para reduzir o sinal modulado. O algoritmo faz uso do filtro de Wiener, neste caso um filtro tipo FIR de ordem 12, simétrico. Por esta razão, posteriormente, na parte inferior do algoritmo, é usado um atraso de ordem 5 (metade aproximada da ordem do filtro) para criar o sinal em fase estabilizado.

Finalmente, no bloco na cor cinza, são apresentados os resultados de traqueamento da fase, bem como o arranjo para medição de BER (*Bit Error Rate*).

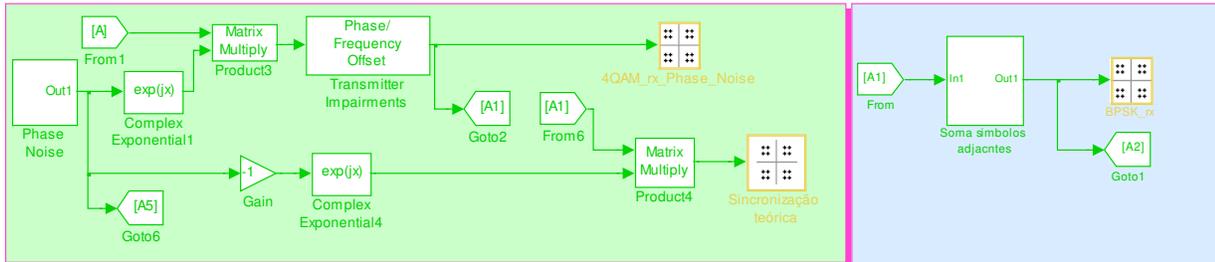
4.2.2 Análise dos Resultados do Algoritmo Viterbi & Viterbi (V&V)

Nesta seção, são analisados os principais resultados da simulação do algoritmo Viterbi-Viterbi para a recuperação de portadora num ambiente de preâmbulo. Primeiro, analisou-se a BER em diferentes ambientes, somente com a presença de ruído de fase, onde apresentam-se resultados

Recuperação de portadora 4QAM símbolos modificados Viterbi & Viterbi

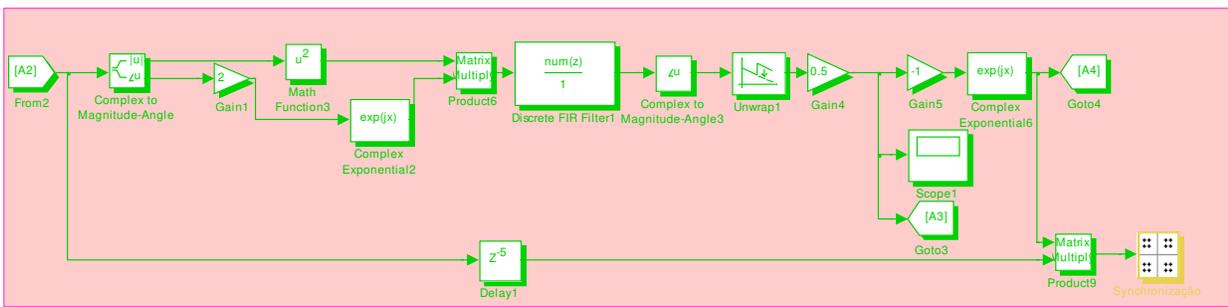


Sistema de transmissão 4QAM com símbolos modificados.

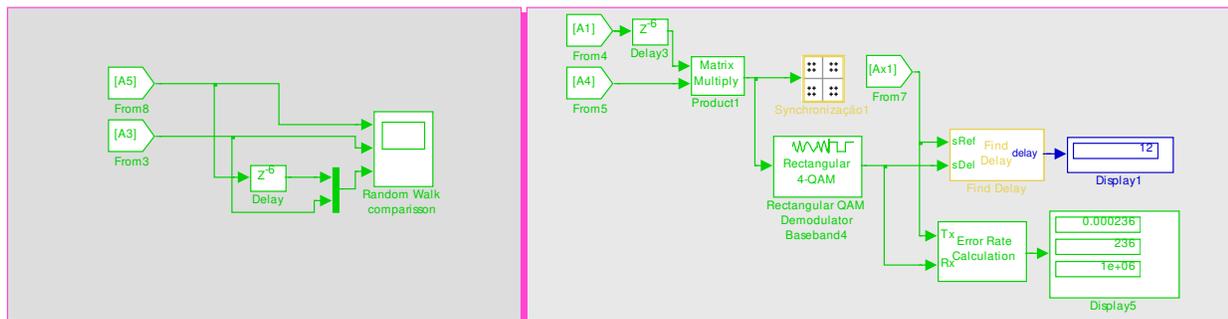


Criação do ruído de fase.

4QAM a BPSK.



Procesamento com o Algoritmo V&V.



Rastreo do passeio aleatório

Recuperação de símbolo 4QAM.

Figura 4.9: Modelo de simulação do sistema com algoritmo V&V para recuperação de portadora.

para valores bem mais altos de ruído de fase, da ordem de $\Delta\nu T_s = 10^{-3}$ e $\Delta\nu T_s = 10^{-4}$. Como é possível observar, esses valores são muito mais elevados quando comparados ao uso de DPLL,

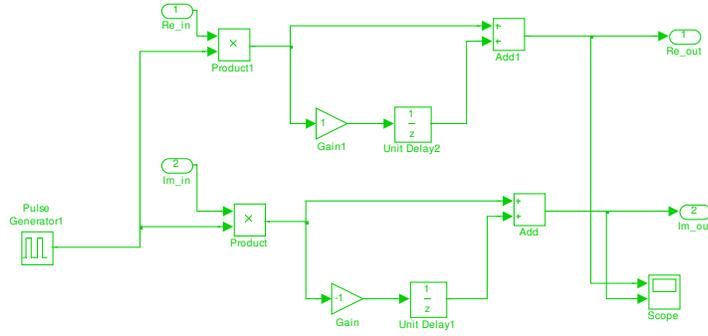


Figura 4.10: Modelo em *Matlab-Simulink* para criação dos pares de símbolos conjugados adjacentes.

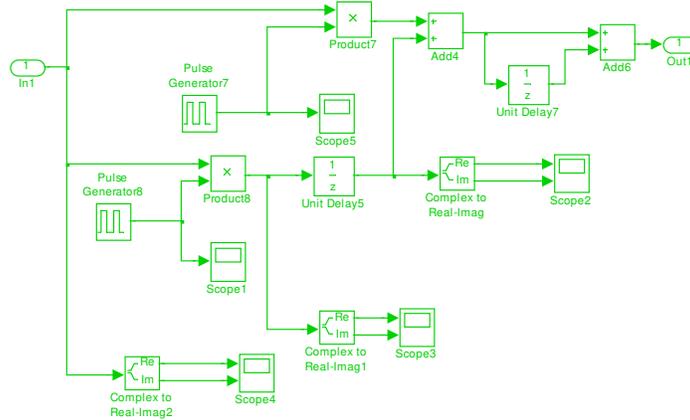


Figura 4.11: Modelo em *Matlab-Simulink* para soma de símbolos adjacentes.

o qual atingiu valores de até $\Delta\nu T_s = 10^{-5}$. Assim também, é possível atingir-se valores de ruído de fase muito superiores, até a ordem de $\Delta\nu T_s = 10^{-2}$, mas sob certas restrições.

Na Figura 4.14, apresentam-se as constelações obtidas ao longo do sistema. Em (a), apresenta-se o sinal de entrada 4-QAM com os símbolos modificados (conjugados complexos) oriundos do bloco na cor amarela da Figura 4.9. Em (b), é dada a constelação modificada para a modulação BPSK. Além de ter o ruído de fase que faz os símbolos “dançarem”, usou-se um valor de OSNR da ordem de 7 dB e ruído de fase da ordem de $\Delta\nu T_s = 10^{-3}$. Em (c), é mostrada a constelação após aplicação do algoritmo *V&V*. Esse algoritmo estabiliza a constelação BPSK e, como se pode perceber, os símbolos ficam nos pontos com o dobro da distância original. Por fim, na Figura 4.14 (d) vê-se a constelação 4-QAM estabilizada.

Ainda, apresentam-se os sinais de rastreamento do ruído de fase, quando submetidos a uma OSNR

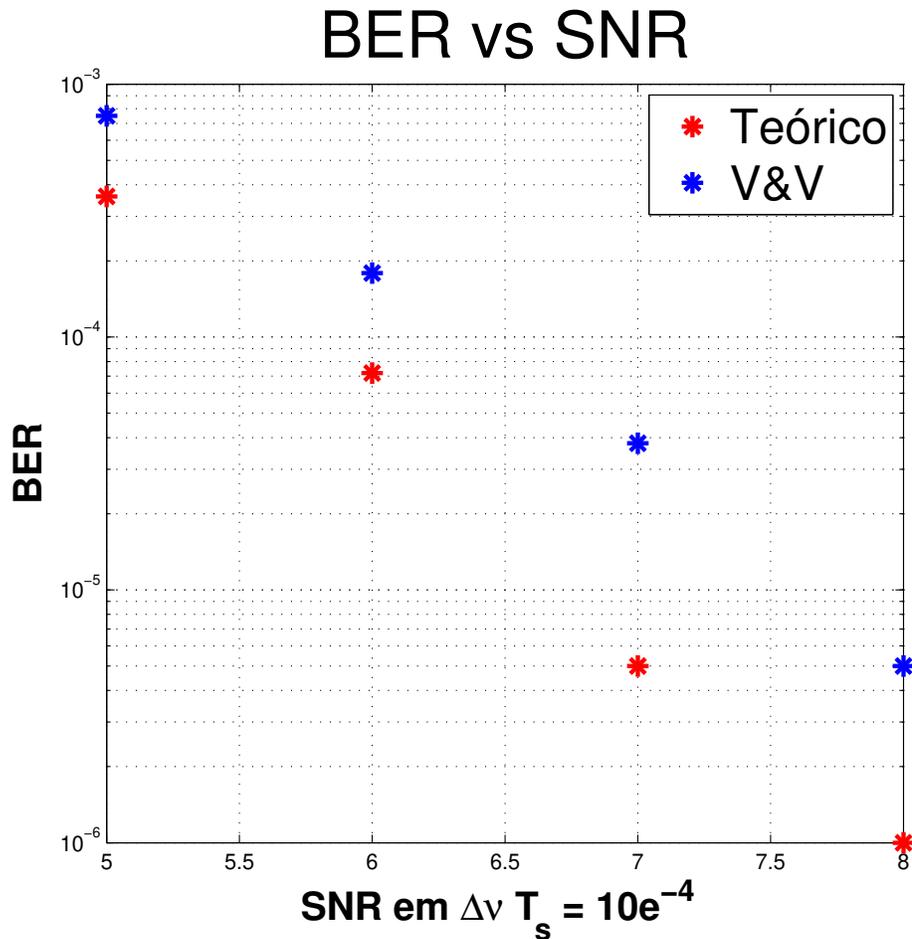


Figura 4.12: Curva de BER versus OSNR para o algoritmo feedforward V&V modificado, com $\Delta\nu T_s = 10^{-4}$.

de 7 dB e um ruído de fase de $\Delta\nu T_s = 10^{-3}$. Na Figura 4.15 (a), é possível ver o sinal de passeio aleatório teórico gerado e, em (b) o sinal estimado pelo algoritmo V&V, o qual tenta rastrear o sinal de passeio aleatório original. Esse rastreo exibido é grosseiro, contudo, ainda assim conseguiu rastrear o ruído de fase. Por outro lado, é possível manipular os coeficientes do filtro de Wiener de forma a suavizar o sinal estimado.

Finalmente, na Figura 4.16 tem-se a ampliação e comparação entre os dois sinais: o sinal de passeio aleatório para criar o ruído de fase (na cor azul) e o sinal estimado pelo algoritmo V&V (na cor vermelha). Como já comentado, embora pareça que o sinal estimado contenha ruído, isso pode ser corrigido por meio da manipulação dos coeficientes do filtro de Wiener, dependendo ainda, da relação de OSNR para modificar esses coeficientes.

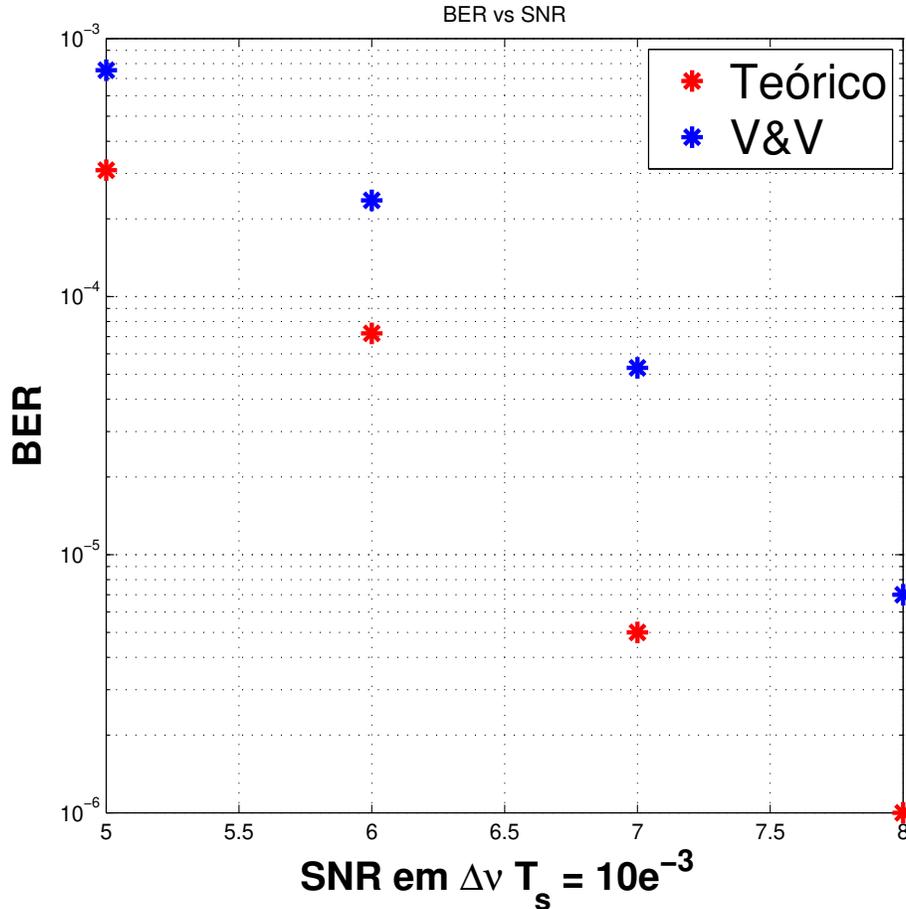


Figura 4.13: Curva de BER versus OSNR para o algoritmo feedforward V&V modificado, com $\Delta\nu T_s = 10^{-3}$.

4.2.3 Algoritmo de Cálculo por Decisão Suave para o Sistema de Preâmbulo

Nesta seção, é feita a análise do algoritmo de Cálculo por Decisão Suave para o rastreamento de ruído de fase. Esta análise foi feita num ambiente de preâmbulo, ou seja, foram usados pares de símbolos conjugados adjacentes. Desta vez, ao invés do emprego de símbolos modulados em BPSK para ingresso no algoritmo V&V, usa-se o algoritmo de Cálculo por Decisão Suave para fazer a mudança para um formato como sendo o uso de um tom CW (*Continuous Wave*). Desta forma, é realizado o algoritmo de ML (Máxima Verosimilhança) para o rastreamento de fase. Esse procedimento é descrito na Seção 3.3.

A Figura 4.17 apresenta a simulação do sistema, o qual é praticamente o mesmo da Seção 4.2.1, exceto pela diferença do uso do algoritmo de Cálculo por Decisão Suave para a estimação da fase, exibido pelo bloco na cor rosa da figura.

O sistema de Cálculo por Decisão Suave, como discutido teoricamente na Seção 3.3, tenta criar um sinal do tipo CW a partir do Cálculo por Decisão Suave da última posição do símbolo

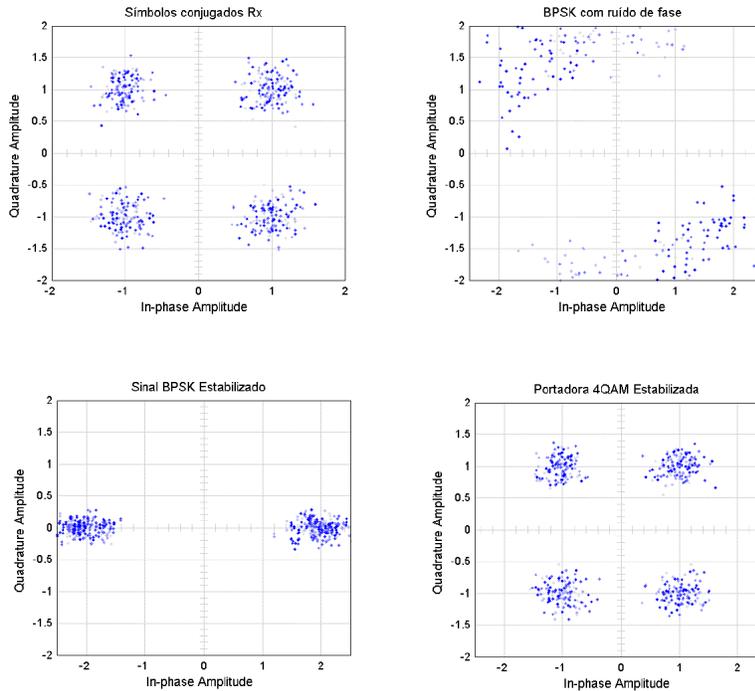


Figura 4.14: Constelações do fluxo de estabilização com o algoritmo $V&V$.

recebido. Na Figura 4.18 é apresentado o processamento, desenvolvido em *Matlab-Simulink*, para o cálculo da posição dos símbolos, bem como a modificação da posição do símbolo quando necessário. Na citada figura, a retroalimentação é feita por um bloco de atraso (*delay*), na verdade, é realizada para a obtenção da posição do último símbolo que ingressa no sistema. A partir desse ponto, a função embarcada para o processamento do sinal é a mesma apresentada na Seção 3.3. A seguir, é apresentado o código do processamento iterativo dos símbolos, desenvolvido no bloco denominado “*MATLAB Function 1*”, presente na Figura 4.18, o código dessa função embutida está no Apêndice A.

4.2.4 Análise dos Resultados do Algoritmo de Cálculo por Decisão Suave

Nesta seção, são analisados os principais resultados do algoritmo de Cálculo por Decisão Suave mais especificamente, é feita a análise da taxa de erro de bit (BER) em relação a OSNR e são apresentadas as vantagens do modelo, quando comparado ao algoritmo de estimação $V&V$. Nas Figuras 4.19 e 4.20, são apresentados os resultados com a presença de ruído de fase de $\Delta\nu T_s = 10^{-3}$ e $\Delta\nu T_s = 10^{-4}$, respectivamente. Nessas figuras, ainda não é considerado o desvio de frequência.

Comparando as Figuras 4.19 e 4.20, percebe-se que o algoritmo trabalha corretamente na

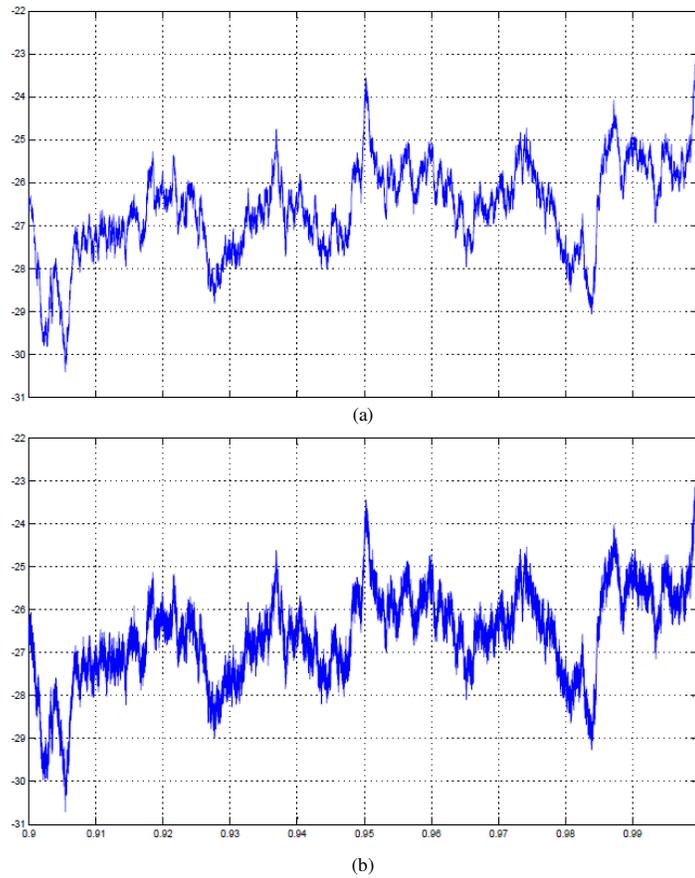


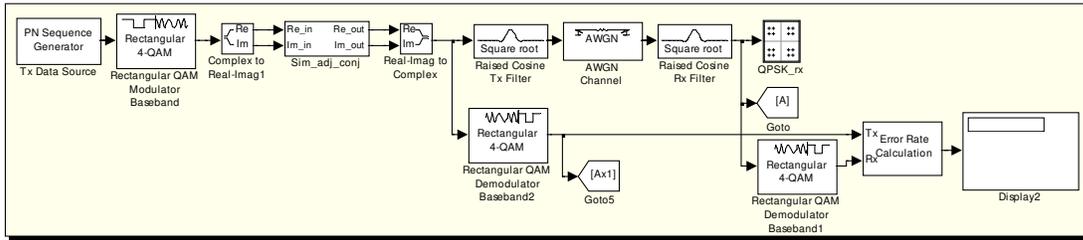
Figura 4.15: Sinal de passeio aleatório (a) sinal gerado para introduzir o ruído de fase, (b) sinal estimado pelo algoritmo $V&V$.



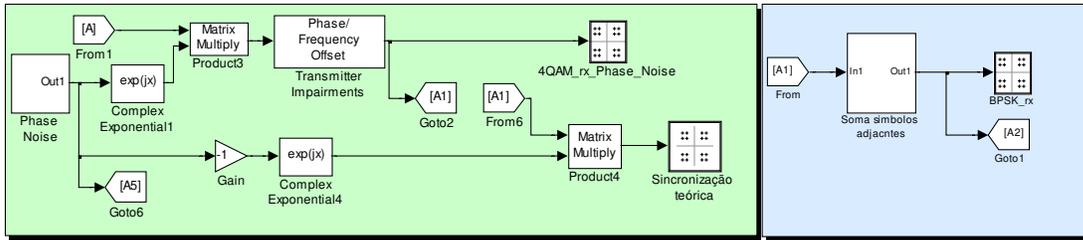
Figura 4.16: Ampliação e comparação entre o passeio aleatório gerado e o sinal estimado do algoritmo $V&V$.

estabilização da portadora. Entretanto, quando comparado ao resultado do algoritmo $V&V$, apresentado pelas Figuras 4.12 e 4.13, nota-se que o algoritmo $V&V$ tem um ganho aproximado de 1 dB. Isso significa dizer que, por exemplo, quando se começa a trabalhar com o algoritmo de Cálculo por Decisão Suave em 5 dB, tem-se um problema na estimação e é preciso aumentar a OSNR para 6 dB. Desta forma, o algoritmo $V&V$ tem uma vantagem sobre o algoritmo de Cálculo por Decisão Suave na estimação da fase. Além disso, o algoritmo $V&V$ tem uma

**Recuperação de portadora 4QAM
símbolos modificados
Cálculo por Rebatimento**

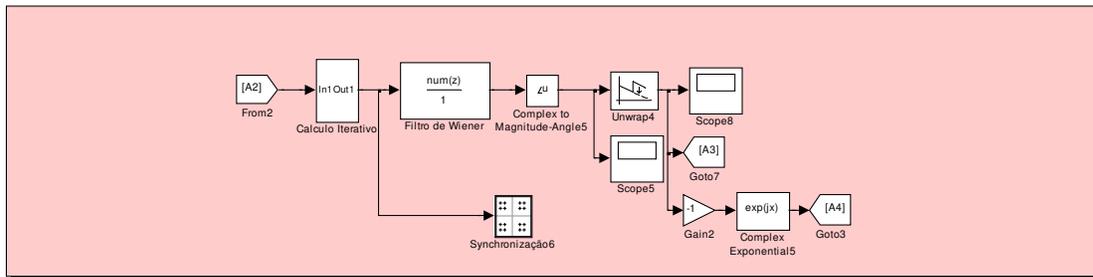


Sistema de transmissão 4QAM com símbolos modificados.

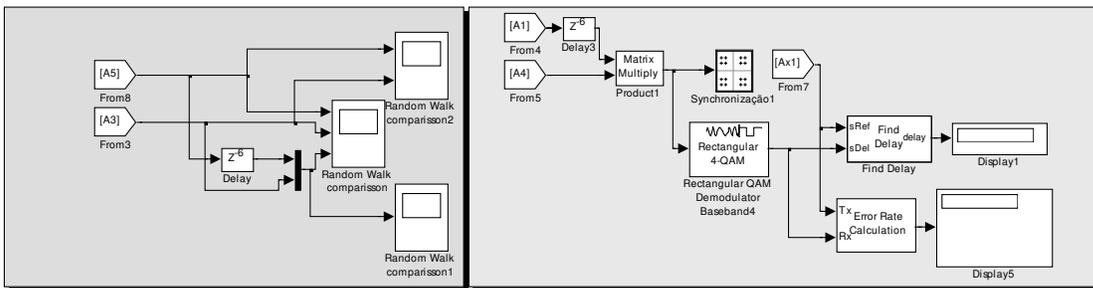


Criação do ruído de fase.

4QAM a BPSK.



Procesamento com Algoritmo de Cálculo por Rebatimento.



Rastreo do passeio aleatório

Recuperação de símbolo 4QAM.

Figura 4.17: Modelo de simulação do sistema com o algoritmo de Cálculo por Decisão Suave para recuperação de portadora.

maior sensibilidade no que se refere a BER, podemos conferir comparando os resultados por os algoritmos *V&V* e Cálculo por Decisão Suave na Figura 4.21, muito embora a diferença seja mínima. Por outro lado, quando aumenta-se o ruído de fase para a ordem de $\Delta\nu T_s = 10^{-2}$, ambos algoritmos não conseguem estabilizar a portadora, exceto com o aumento de OSNR. Para o algoritmo do Cálculo por Decisão Suave, por exemplo, consegue-se atingir a estabilização na ordem de 19 dB, enquanto para o algoritmo *V&V* consegue-se a estabilização na ordem de 27

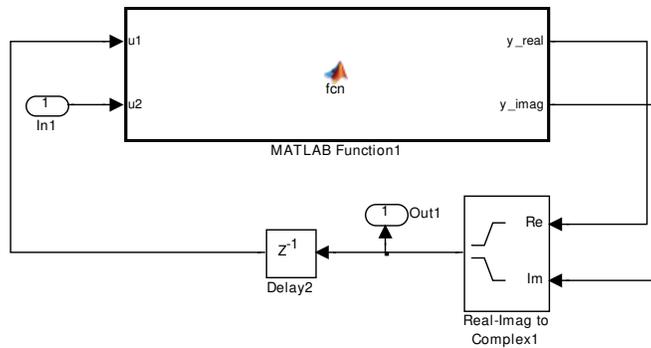


Figura 4.18: Implementação em *Matlab-Simulink* do algoritmo de Cálculo por Decisão Suave para recuperação de portadora.

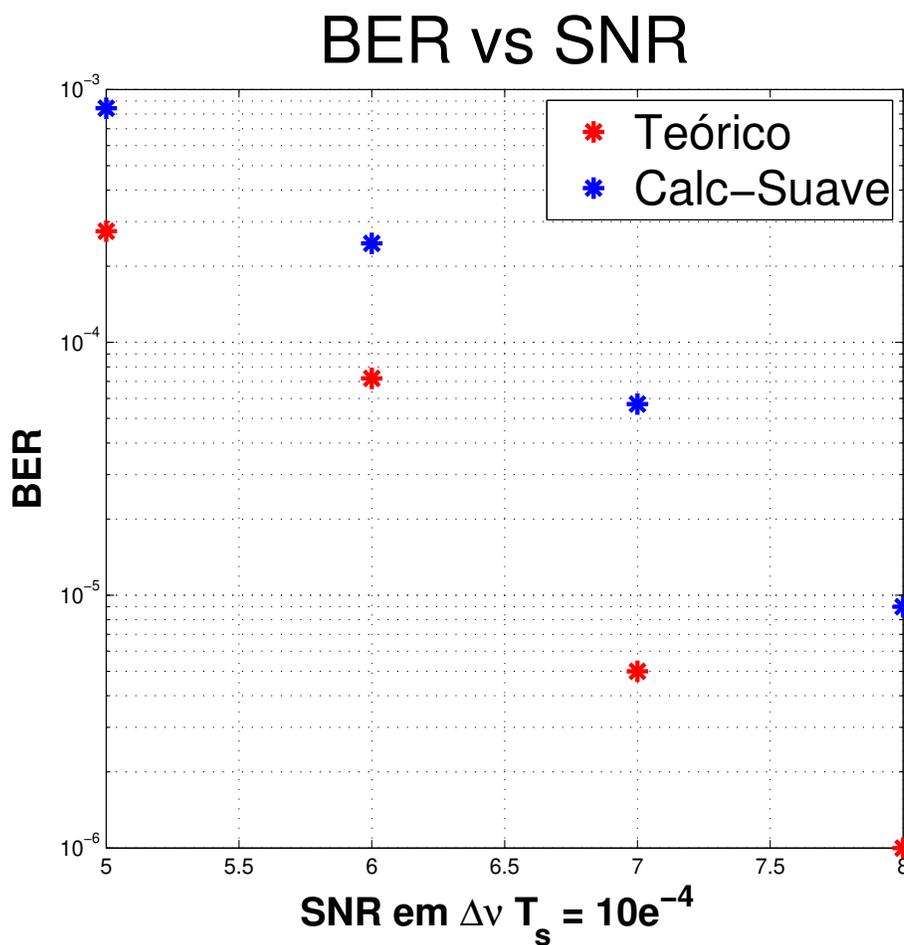


Figura 4.19: Curva de BER versus OSNR para o algoritmo de Cálculo por Decisão Suave $\Delta\nu T_s = 10^{-4}$.

dB. Isso mostra que o algoritmo de Cálculo por Decisão Suave, em condições de ruído de fase mais extremas, é um sistema mais robusto ao fenômeno de *cycle slips*. Na Figura 4.22 é exibido

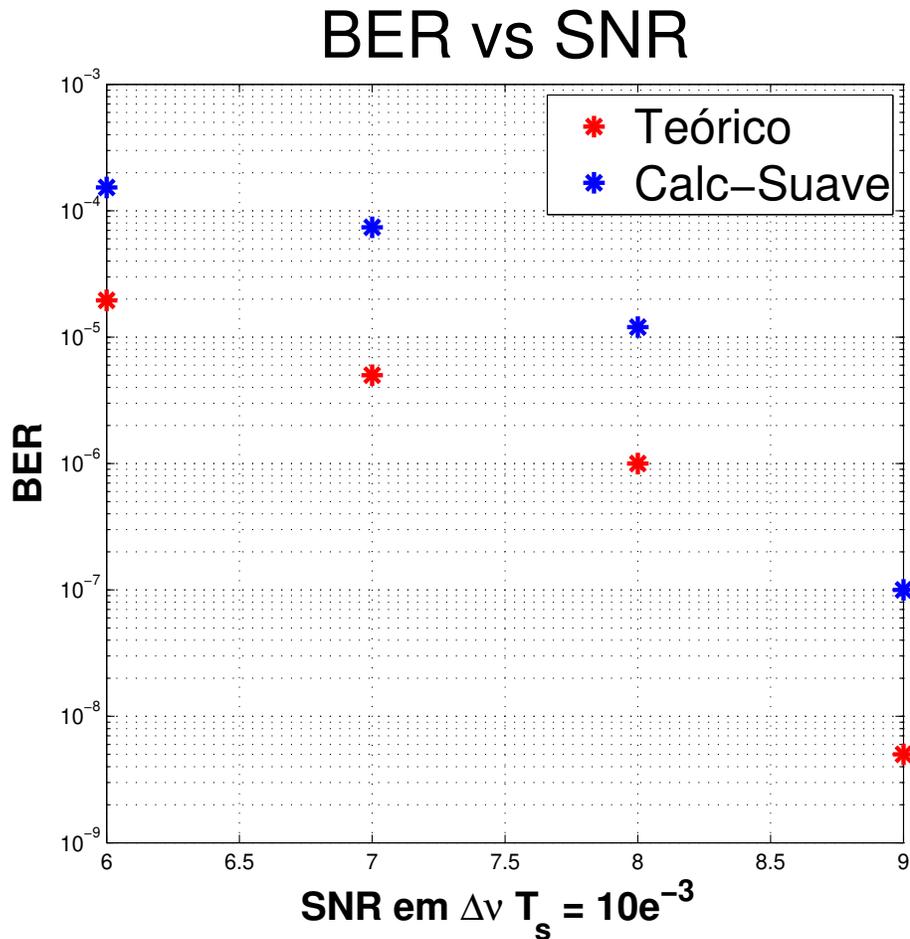


Figura 4.20: Curva de BER versus OSNR para o algoritmo de Cálculo por Decisão Suave $\Delta\nu T_s = 10^{-3}$.

o efeito de *cycle slips* para o algoritmo de *V&V* para uma OSNR de 26 dB, onde vê-se que na amostra $2,12 \times 10^5$ ocorre esse “pulo” de fase. Embora o algoritmo continue tentando rastrear a fase, este fenômeno é combatido com a aplicação de codificação diferencial [1].

4.2.5 Algoritmo BPS para Recuperação de Fase

O algoritmo *V&V* é tradicionalmente usado para formatos de modulação PSK, por conterem módulo constante para todos os símbolos. No entanto, para trabalhar em formatos de modulação tipo 16-QAM, é preciso fazer um processamento no sinal como, por exemplo, procedimentos de particionamento. Desta forma, é explorado também realizar a recuperação de fase por meio do algoritmo BPS (*Blind Phase Search*), analisado previamente na Seção 2.4.2.

A Figura 4.23 apresenta a implementação do algoritmo BPS em *Matlab-Simulink*, onde 32 blocos são utilizados para as fases de prova. É pertinente lembrar que cada um desses blocos de prova busca o valor de fase mais próximo à constelação ideal, sendo que esta distância é buscada

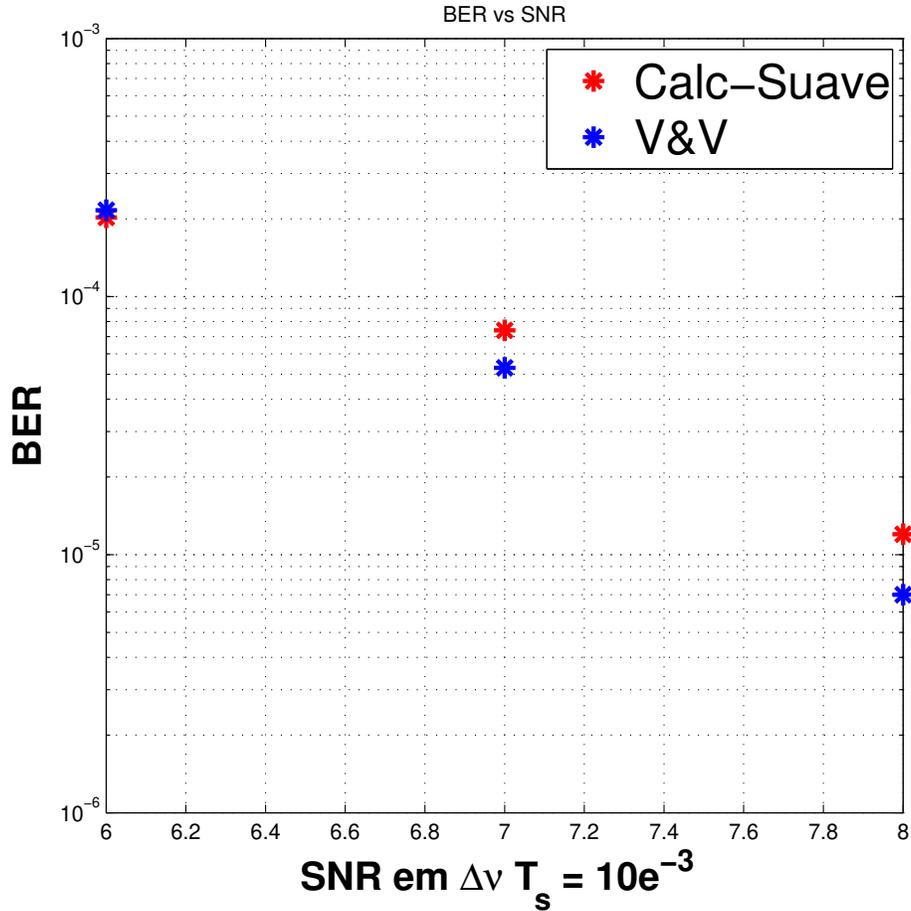


Figura 4.21: Comparação da Curva de BER versus OSNR para algoritmos de $V\&V$ e de Cálculo por Decisão Suave $\Delta\nu T_s = 10^{-3}$.

por meio da matriz no bloco embarcado (*Mini*), a qual gera a posição indexada e o valor da distância mínima encontrada. Posteriormente, com o valor indexado de mínima distância, pode ser usado o comutador (*Mux*) para a escolha da fase correta.

Internamente, os blocos das fases de prova implementam a Equação 2.52. Cada um desses blocos faz uma rotação da fase através de valores constantes previamente calculados, por meio da Equação 2.50. Na Figura 4.24, é apresentado o bloco para a primeira fase, que tem a constante de rotação $0\ rad$, precisamente por ser a primeira fase. Os ângulos de rotação poderiam ser implementados, futuramente, por meio do algoritmo CORDIC, o qual é um sistema especializado na rotação angular e ajuda a reduzir a quantidade de recursos necessários em uma aplicação de hardware embarcado, por exemplo. O número de blocos do algoritmo BPS depende da intensidade do ruído de fase e do formato de modulação empregado. Obviamente que, aumentando o número de blocos de busca, aumenta-se igualmente a complexidade do algoritmo.

Na Figura 4.24 o sistema embutido identificado com o nome “*slicer_16QAM*” refere-se a um decisor de decisão abrupta (*hard decision*), implementado por meio de valores limiares.

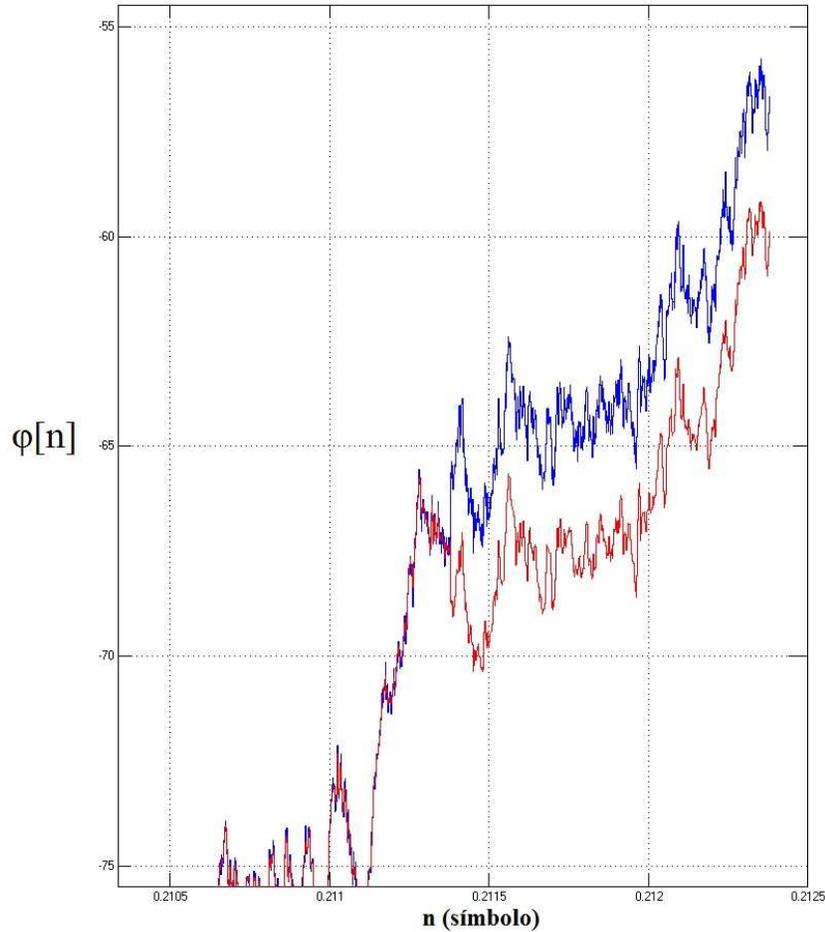


Figura 4.22: Fenômeno de *cycle slips* na estimação de fase com o algoritmo *V&V* e OSNR = 26 dB e $\Delta\nu T_s = 10^{-2}$.

Neste caso, valores calculados para o formato de modulação 16-QAM. Ademais, o subsistema embarcado na parte final desse bloco é um filtro simples de média móvel. Também, é possível fazer implementações de algoritmos especialmente combinados para reduzir o número de blocos de rotação de fase, reduzindo, por exemplo, o número para 8 ou 16 blocos.

4.2.6 Resultados do Algoritmo BPS

As provas para o algoritmo BSP foram feitas, primeiramente, no ambiente de simulação *Matlab-Simulink*. Também, foram utilizados traços (séries temporais) obtidos por meio do simulador VPI *photonics*, para validar os resultados desse algoritmo. Foram empregados dados de um cenário com desvio de frequência de 10 MHz, enlace óptico de 30 km de fibra monomodo padrão, compensação de PMD (*Polarization Mode Dispersion*) e CD (*Chromatic Dispersion*). A largura de linha (*linewidth*) tanto do laser transmissor quanto do laser oscilador local foi de $1.4 \times 10^4 \text{ Hz}$. O algoritmo BPS usa 32 fases de prova e *unwrapping* (PU). Como não é usada a codificação diferencial, usou-se um valor elevado de OSNR, da ordem de 30 dB. A constelação

Algoritmo de Sincronização BPS 32 fases de prova

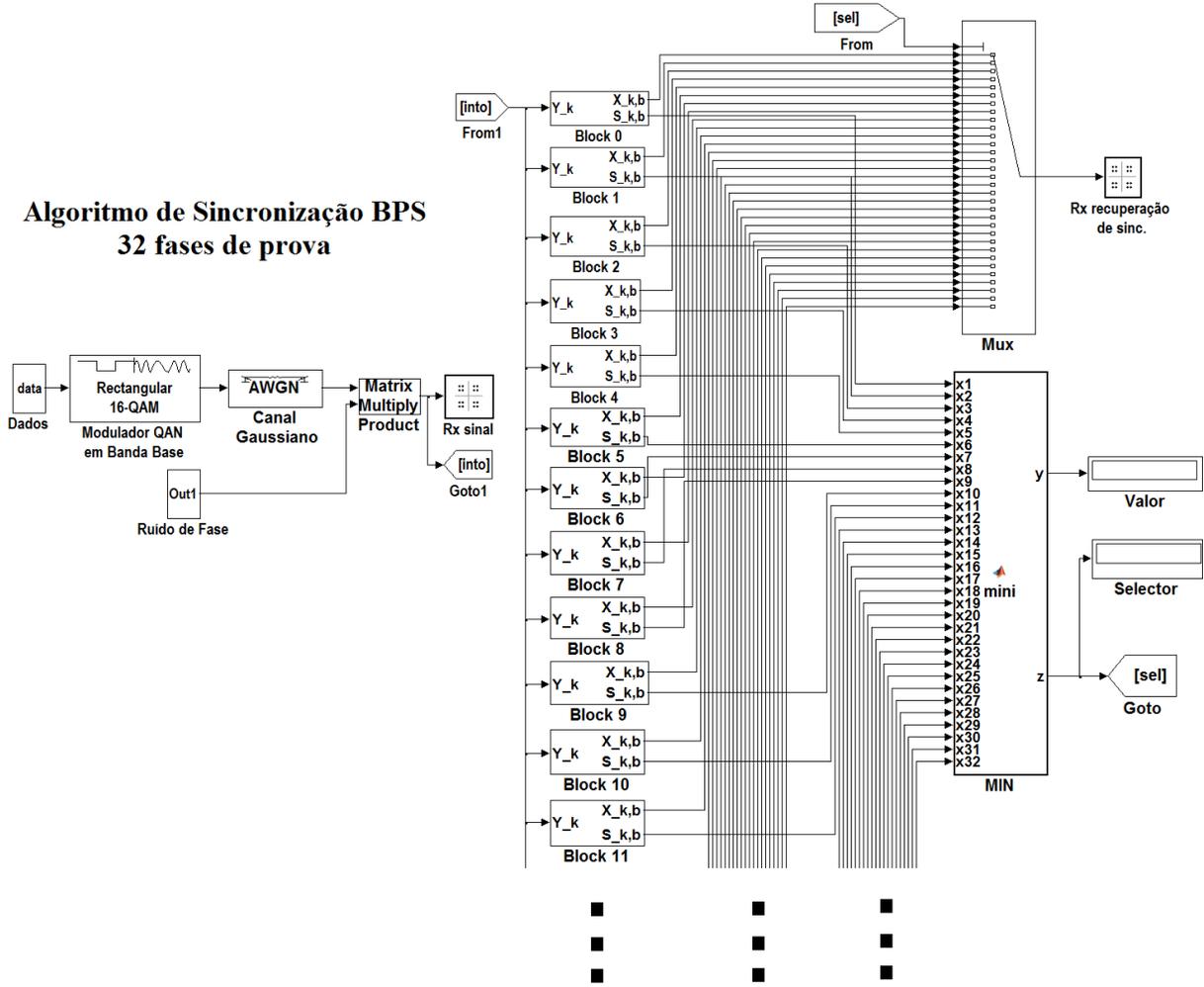


Figura 4.23: Algoritmo BPS para recuperação de portadora desenvolvido em *Matlab-Simulink*.

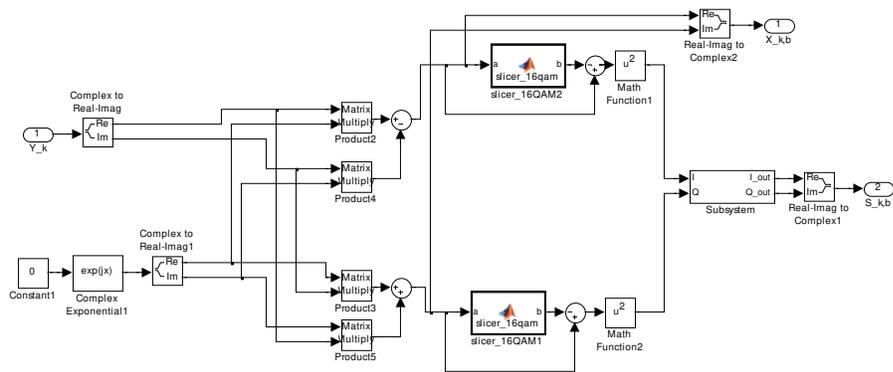


Figura 4.24: Bloco de processamento interno de uma fase de prova (bloco 0) do algoritmo BPS.

resultante é apresentada na Figura 4.25.

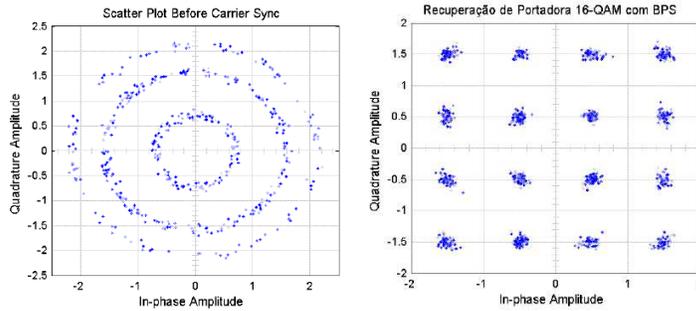


Figura 4.25: Constelações com estabilização dos símbolos em um formato de Modulação 16-QAM com algoritmo BPS.

O resultado da curva de BER versus OSNR foi obtido com o método de Monte Carlo, com modulação 16-QAM, ruído de fase de $\Delta\nu T_s = 1,9345 \times 10^{-5}$ e sem o uso de codificação diferencial. Como o algoritmo é muito funcional, especialmente para operações com formatos de modulação superiores ao QPSK, ele poderia ser usado no segmento de dados, posterior ao segmento de preâmbulo, para manter a estabilidade da fase. Esse resultado é exibido pela Figura 4.26.

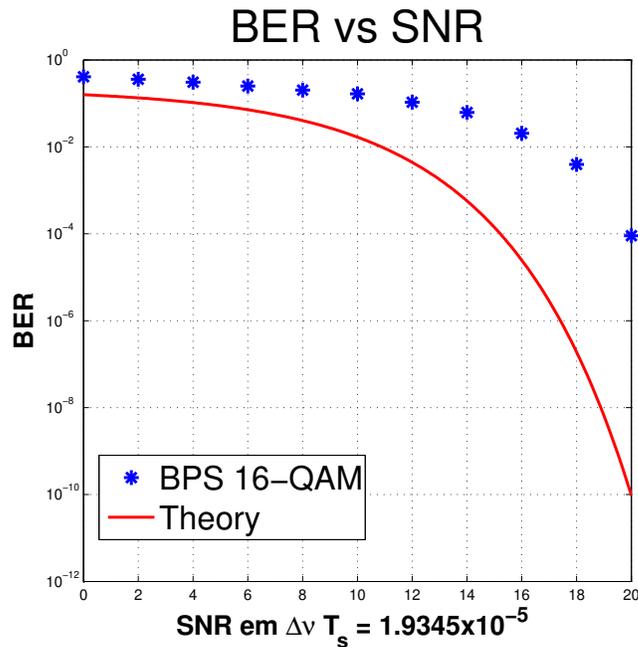


Figura 4.26: Curva de OSNR versus BER para o algoritmo BPS.

4.2.7 Algoritmo de MMSE

O método de MMSE (*Minimum Mean-Square Error*) é o algoritmo implementado, na verdade, para combater o problema do desvio de frequência durante o segmento de preâmbulo. Posteriormente, usou-se o algoritmo de *V&V* para estimar o ruído de fase e o desvio de frequência residual.

Na Figura 4.27, apresenta-se o desenvolvimento do algoritmo MMSE. No primeiro bloco da Figura 4.27, na cor amarela, é exibido o sistema de transmissão, com modulação BPSK. Nas implementações finais deste algoritmo, também foi empregado um formato de modulação do tipo CW (*Continuous Wave*) diretamente, sendo este o formato de melhor desempenho. Nesse bloco, é adicionado o ruído de fase, logo, os símbolos ficam “dançando” na saída desse bloco.

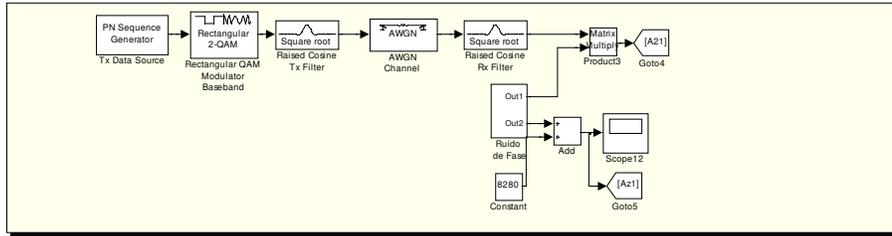
No segundo bloco da Figura 4.27, na cor verde, é desenvolvido a principal etapa do algoritmo. Inicialmente, os dados recebidos do primeiro bloco são degradados com o desvio de frequência. O sistema de desvio de frequência foi concebido com uma entrada constante e, por meio de um algoritmo integrador, é obtido um sinal do tipo rampa, que passa por componentes de ajuste. Finalmente, por meio de uma exponencial-complexa, é criada a simulação do desvio da frequência. A saída do bloco interno do desvio da frequência passa pelo algoritmo do conjugado complexo, que faz o cálculo da posição dos símbolos, o qual foi apresentado como Sistema de Cálculo por Decisão Suave. Esse algoritmo é apresentado na Figura 4.24. De fato, está-se tentando modificar o formato de modulação de BPSK (com as degradações de ruído de fase e desvio da frequência) para um formato do tipo CW. Contudo, se o sinal de entrada fosse um sinal de tipo CW diretamente, se evitaria o uso do conjugado complexo e o sinal passaria diretamente ao processo correção do desvio de frequência.

Após o processamento realizado pelo algoritmo de Cálculo por Decisão Suave, o sinal é submetido ao modelo que traqueia a frequência por meio do método de máxima verosimilhança (ML). Esse método toma os dados do argumento de entrada e os passa para o sistema de *unwrapping*. Esse sinal é então somado a um valor constante de 2π , que é introduzido pela função *unwrapping*. Neste ponto, essa é a entrada do algoritmo MMSE, baseado-se na Equação 3.20.

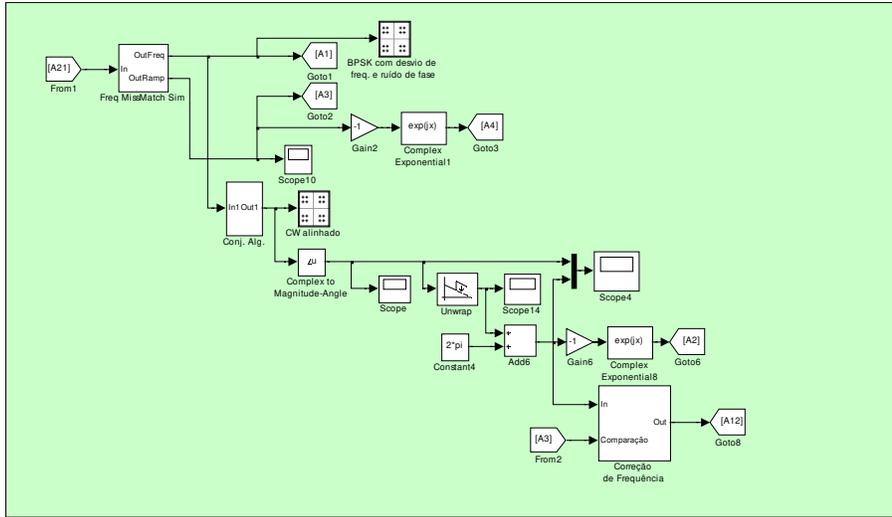
Na Figura 4.28, apresenta-se o algoritmo principal, onde é feito o cálculo do desvio da frequência. Neste caso, têm-se vários blocos que utilizam sinais discretos no tempo, com índice $[n]$, como na Equação 3.20. Assim, é preciso criar os sinais que acompanham o sinal de entrada (tipo rampa), além do ruído de fase e do ruído gaussiano. Os sinais discretos no tempo são criados nos sistemas acumulativos, que são usados como sinais de treinamento para o algoritmo MMSE. Esses dados criados nos acumuladores servirão como referência no sistema principal de cálculo do desvio da frequência. O bloco central da Figura 4.28, denominado “*Matriz de Equações*”, contém as equações que fazem o cálculo do desvio da frequência. O algoritmo implementado nesse bloco é descrito a seguir.

```
1 function [y1 , y2] = matriz_mmse(n , b1 , b2)
```

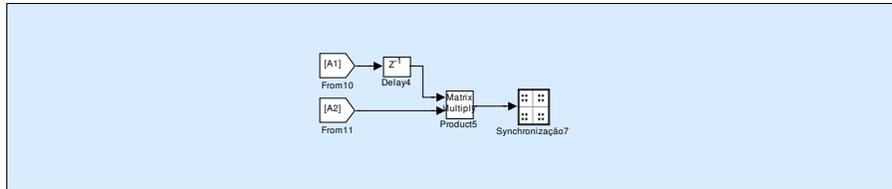
Sincronização BPSK Algoritmo MMSE



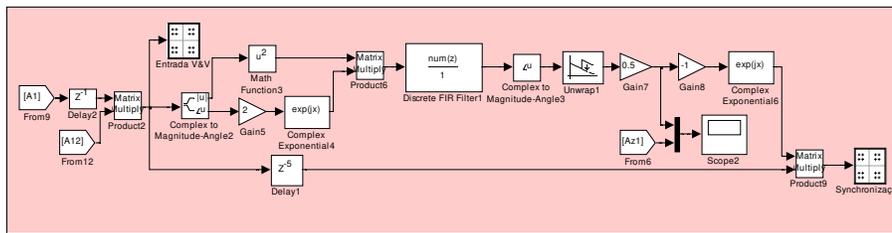
Sistema de transmissão BPSK com Ruído de Fase



Sistema de correção de frequência



Comparação sem recuperação de frequência.



Processamento com o Algoritmo de Viterbi - Viterbi.

Figura 4.27: Implementação em *Matlab-Simulink* do algoritmo MMSE para correção de frequência no segmento de preâmbulo.

- 2 $d0 = (n*(n+1)*(2*n + 1))/(6);$
- 3 $d1 = (n*(n+ 1))/(2);$
- 4 $d2 = d1;$
- 5 $d3 = n;$
- 6 $A = [d0 \ d1; \ d2 \ d3];$
- 7 $B = [b1 \ b2]';$

```

8 C = inv(A)*B;
9 y1 = C(1);
10 y2 = C(2)+C(1);

```

O algoritmo descrito usa duas saídas, mas, por enquanto, se está trabalhando apenas com o cálculo do desvio da frequência ($y1$). Isso é devido ao fato do ruído de fase e a fase inicial serem estimados logo após, usando-se o algoritmo $V&V$, o qual faz um cálculo mais fino das degradações residuais. A saída é multiplicada por um sinal do tipo rampa, usado como referência no tempo discreto, $[n]$. A parte final da Figura 4.28 mostra uma série de *scopes*. Na verdade, esses últimos são usados para realizar-se o controle visual do desenvolvimento do algoritmo, durante a etapa de provas. Na parte final, o sinal que contém a estimação da frequência, é multiplicado por uma exponencial-complexa para que esse sinal seja a entrada do último bloco.

O bloco na cor azul, na Figura 4.27, é usado para verificação e controle no diagrama de constelações que não tem o processamento do algoritmo MMSE. Este bloco é desenvolvido para fins didáticos.

Por fim, no último bloco da Figura 4.27, na cor rosa, o sinal oriundo da estimação da frequência é multiplicado pelo sinal de entrada que está degradado com ruído de fase e desvio da frequência. Essa multiplicação cria um efeito de compensação do desvio da frequência, de forma que o novo sinal terá apenas um desvio de frequência residual e o ruído de fase. No entanto, nesse estágio, o sinal está na faixa em que o algoritmo $V&V$ pode efetuar a correção e, finalmente, estabilizar os símbolos no formato de modulação de entrada BPSK.

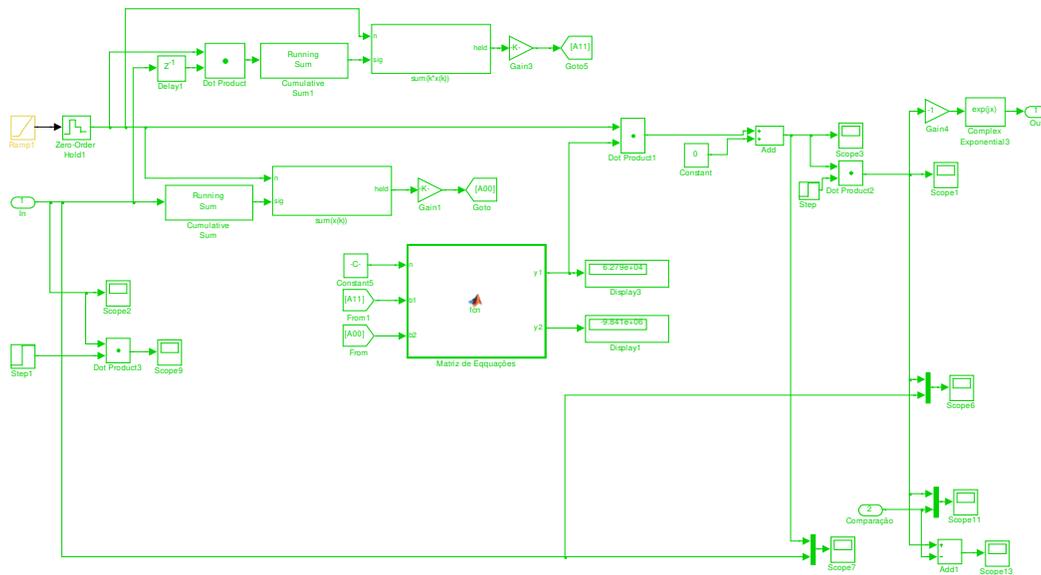


Figura 4.28: Implementação em *Matlab-Simulink* do algoritmo MMSE.

4.2.8 Resultados do Algoritmo de MMSE

A aplicação dos conceitos de préambulo e do método MMSE estão baseados nas atuais tecnologias disponíveis de laser, especialmente, acerca da estabilidade de frequência de curto prazo (*short-term stability*), na largura de linha espectral e nos processos de simulação extensiva (experimentos para vários cenários de simulação).

Nesta seção, são revisados alguns dos resultados das simulações, especialmente para a validação das implementações realizadas com o método de MMSE, para estimação da frequência e com uma segunda etapa de estimação de frequência residual e ruído de fase como algoritmo *V&V*. As simulações foram feitas no ambiente *Matlab-Simulink*.

A Figura 4.29 exhibe a convergência do algoritmo na estimação do desvio de frequência $\hat{\phi}$, em função do tempo, representado pelo número de símbolos processados. A simulação foi realizada para uma única polarização, com um tom CW, com dados combinados das degradações de desvio de frequência e fase. Como se pode observar, a convergência é rápida e atingida, aproximadamente, entre 250 e 300 símbolos.

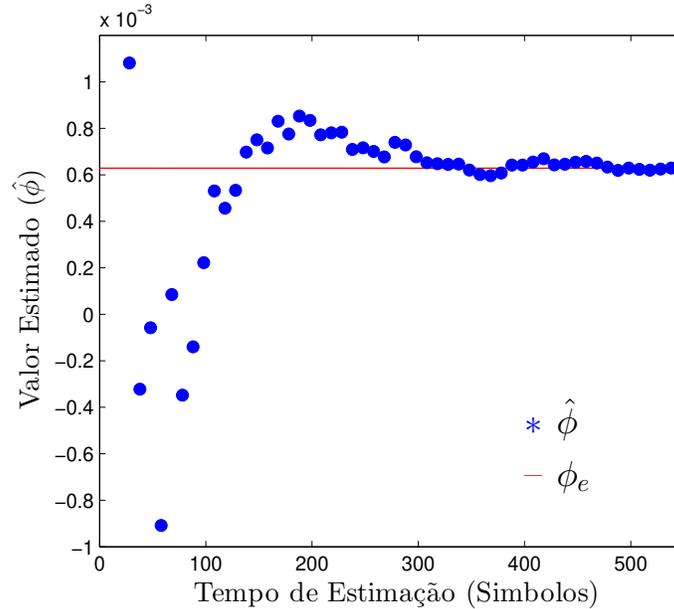


Figura 4.29: Desvio de frequência estimado, ($\hat{\phi}$), em função do número de símbolos processados

A Figura 4.30 exhibe o número de símbolos (iterações) necessários para atingir-se a convergência do desvio de frequência, num cenário mais severo de degradações. Nesse cenário, tem-se o desvio normalizado de frequência da ordem de $\phi_e = 6,28 \times 10^{-2} \text{ rad}$, uma grande quantidade de ruído de fase ($\Delta\nu T_s = 2,5 \times 10^{-3}$) e manteve-se o mesmo nível de OSNR de 11 dB. Desta forma, pode-se perceber que o efeito do ruído de fase faz com que o algoritmo necessite de um número bem maior de símbolos processados para atingir uma resposta satisfatória, em torno de

4000 símbolos.

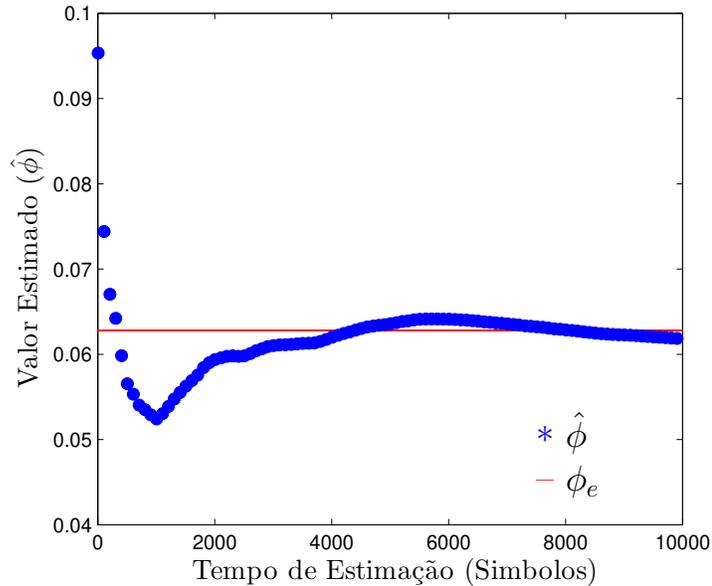


Figura 4.30: Desvio de frequência estimado, ($\hat{\phi}$), em função do número de símbolos processados para OSNR = 11 dB, desvio de frequência $\phi_e = 6,28 \times 10^{-2} \text{ rad}$ e ruído de fase $\Delta\nu T_s = 2 \times 10^{-3}$.

Finalmente, os resultados quanto à convergência do algoritmo na estimação do desvio de frequência $\hat{\phi}$, em função do tempo, representado pelo número de símbolos processados, é exibido para um terceiro cenário na Figura 4.31. Nesse cenário, a convergência ocorreu por volta dos 100 símbolos processados. O presente cenário apresenta OSNR de 15 dB, desvio de frequência normalizado da ordem de $\hat{\phi}_e = 1.055 \text{ rad}$ e ruído de fase de nível intermediário igual a $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-4}$. Assim, pode-se concluir que o nível de ruído de fase tem um impacto direto no método de estimação MMSE. Conforme esperado, quanto maior é o ruído, mais o algoritmo necessitará de dados de entrada para fazer uma estimação confiável do valor de desvio.

Uma outra forma bastante interessante de analisar os resultados é por meio do *curve fitting*, exibido na Figura 4.32. Nessa figura, é mostrado como o algoritmo MMSE faz a estimação das degradações. A curva na cor azul refere-se ao desvio de frequência somado ao ruído de fase e ao ruído gaussiano dos dados de entrada, enquanto a curva na cor vermelha exhibe o *curve fitting* dos dados de entrada. É igualmente interessante perceber que a diferença entre as curvas nas cores azul e vermelha representa o desvio de frequência residual somado ao ruído de fase dos lasers. Neste cenário, foi utilizada OSNR de 11 dB, $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-3}$ e ϕ de $6,28 \times 10^{-2} \text{ rad}$ e de $1,005 \text{ rad}$.

O resultado final do algoritmo MMSE é apresentado pela Figura 4.33. Nessa figura, tem-se o resultado do desvio de frequência corrigido pelo algoritmo e, finalmente, restando um ruído de fase e um desvio de frequência residual, que são estimados pelo algoritmo de *V&V*.

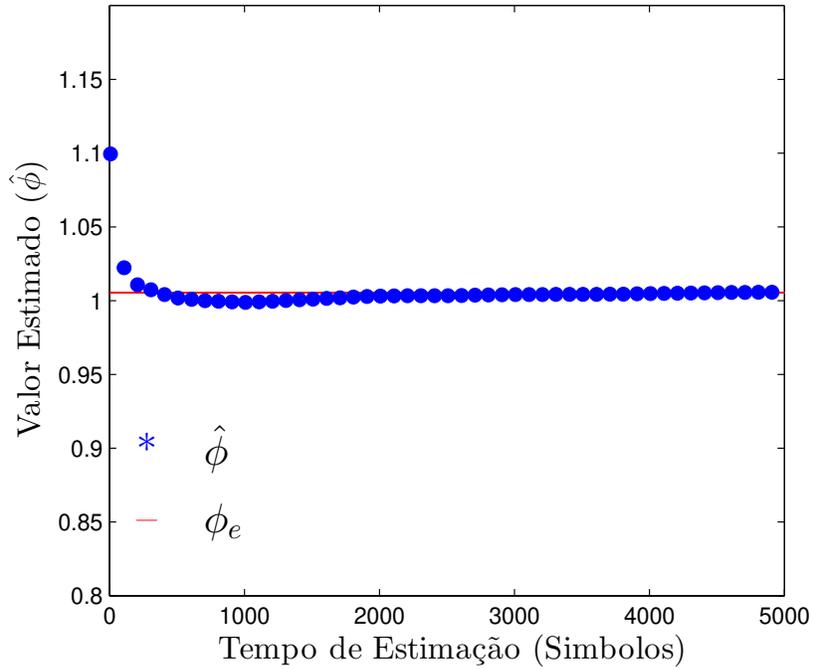


Figura 4.31: Desvio de frequência estimado, ($\hat{\phi}$), em função do número de símbolos processados para OSNR = 15 dB, desvio de frequência $\phi_e = 1,055 \text{ rad}$ e ruído de fase $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-4}$.

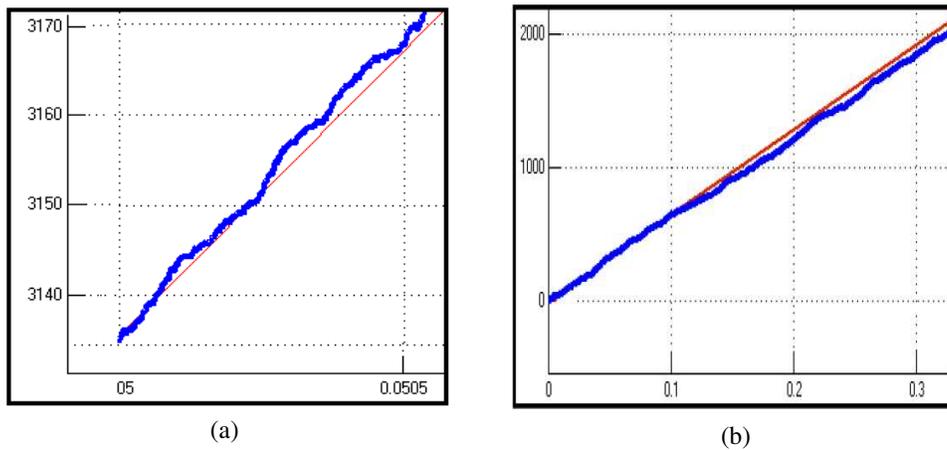


Figura 4.32: *Curve fitting* realizado com MMSE para OSNR = 11 dB, $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-3}$, (a) $\phi = 6,28 \times 10^{-2}$, (b) $\phi = 1,005 \text{ rad}$.

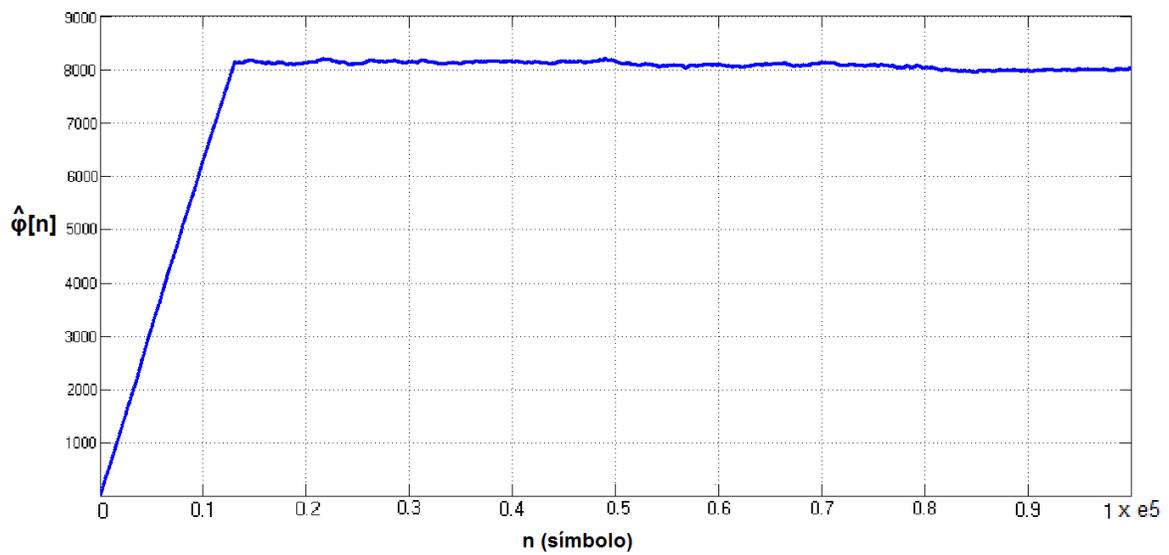


Figura 4.33: Traqueamento fino do sinal com recuperação de frequência, com correção de desvio de fase dado pelo algoritmo de $V&V$, para $OSRN = 18$ dB, $\phi_e = 6,28 \times 10^{-3}$ rad e $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-2}$.

Conclusões

Este trabalho apresentou um método para recuperação do desvio da frequência realizado por meio da aplicação do MMSE (*Minimum Mean-Square Error*). Com este método, foi feita uma estimativa grosseira do desvio da frequência e, em seguida, uma segunda etapa para a estimativa fina do desvio de frequência residual e do ruído de fase. Foram apresentadas expressões analíticas para o estimador MMSE ideal no modo rajada para receptores ópticos coerentes. Dessa forma, obteve-se uma redução dos parâmetros de complexidade temporal para $O(n)$ e de complexidade espacial para $O(\log(n))$, onde n é o tamanho do bloco de estimação. Os resultados obtidos por meio de simulações foram apresentados, comprovando a rápida convergência do estimador, bem como a comutação suave com o algoritmo $V&V$ (Viterbi-Viterbi) para rastreamento de fase e filtro de Wiener para a segunda etapa de recuperação de portadora.

Também, foram explorados outros métodos de estimação da portadora, por meio da aplicação do algoritmo DPLL (*Digital Phase Locked Loop*), o qual usou o algoritmo CORDIC (*COordinate Rotational DIgital Computer*) para a implementação do DDS (*Direct Digital Synthesizer*). Acerca disso, resultados indicam que existem algumas limitações no processamento realizado por meio de retroalimentação, dado que apenas foi possível rastrear valores de ruído de fase muito baixos, da ordem de $\Delta\nu T_s = 1,0 \times 10^{-6}$. Contudo, em trabalhos futuros pode-se considerar a hipótese de implementação desses algoritmos em cascata, de forma a realizar uma estimativa grosseira de portadora, combinado com algoritmos como o BPS (*Blind Phase Search*) ou $V&V$ para a estimativa fina de portadora. Com isso, é possível obter e uma redução do número de blocos de prova utilizados pelo algoritmo BPS.

Acerca da estabilização da frequência (portadora) por meio do uso de preâmbulo, foram utilizados tanto os formatos de modulação QPSK e BPSK, com a aplicação do processo de pares conjugados adjacentes (Operação de Alinhamento), quanto um tom de tipo CW (*Continuous Wave*) diretamente. Como alguns desses formatos de modulação são do tipo PSK, desenhou-se soluções para estabilização de portadora por meio do algoritmo $V&V$, o qual, usando a forma generalizada, conseguiu corrigir de maneira robusta valores de ruído de fase mais elevados, da ordem de $\Delta\nu T_s = 1,0 \times 10^{-3}$. Por outro lado, quando submetidos a ruídos de fase da ordem de $\Delta\nu T_s = 1,0 \times 10^{-2}$, problemas de *cycle slips* foram percebidos. Além disso, com ruídos de fase

ainda mais elevados, o algoritmo de Cálculo por Decisão Suave, desenvolvido neste trabalho, apresentou melhor sensibilidade que o algoritmo *V&V*. Com o aumento da potência do sinal, é possível controlar o problema de *cycle slips*, tendo o algoritmo de Cálculo de Decisão Suave apresentado bom desempenho para uma relação OSNR de 19 dB.

Como é natural, quando ocorre a comutação do segmento de preâmbulo para uma transmissão tipo rajada, os dados trabalharão em formatos de modulação de ordem superior como, por exemplo, 16-QAM ou 64-QAM. Portanto, para o traqueamento do ruído de fase, não poderia ser mais empregado o algoritmo *V&V* original. Para isso, foi estudada a aplicação do algoritmo BPS para rastrear a portadora nesses formatos mais eficientes de modulação, um algoritmo eficiente que faz uso do método de distância mínima. Com formatos de modulação como 16-QAM, o número de fases de prova é da ordem de 32 blocos. Quanto mais é aumentada a ordem da modulação, maior será também o número de fases de prova. Por esta razão, vislumbrou-se a aplicação do algoritmo CORDIC, buscando a redução da quantidade de elementos de processamento, almejando à implementação dessa solução em sistemas embarcados.

No que se refere a trabalhos futuros, existem boas perspectivas. Primeiro, deve-se considerar a correção do problema de *cycle slips* por meio de implementação de codificação diferencial, o que possibilitaria a operação com OSNRs de ordem menores no sistema de transmissão coerente, o que é muito importante para diminuição dos níveis de potência empregados e consequente viabilização de implementação em dispositivos móveis. Também, sugere-se um estudo acerca da otimização e resultante diminuição da quantidade de blocos no sistema BPS. Por exemplo, pode-se empregar sistemas em cascata que façam um cálculo grosseiro das degradações na portadora, utilizando o algoritmo BPS para uma estimativa fina. Além disso, sugere-se a implementação do sistema completo, com diferentes cenários, por meio de ferramentas como o simulador VPI *photonics*, para validar as simulações por meio da emulação ainda mais realista dos cenários ópticos. Finalmente, sugere-se a integração do sistema desenvolvido em *hardware*, principalmente por meio de ferramentas de prototipagem rápida e o emprego de FPGAs, visando a obtenção de uma prova de conceito.

Referências Bibliográficas

- [1] T. Pfau, *Development and Real-Time Implementation of Digital Signal Processing Algorithm for Coherent Optical Receivers*. PhD thesis, Paderborn University., 2009.
- [2] E. Ip and J. M. Kahn, “Feedforward Carrier Recovery for Coherent Optical Communications,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, pp. 2675–2692, Sept. 2007.
- [3] M. Forzati, *Phase Modulation for On-Off Keying in Optical Fiber*. PhD thesis, Chalmers University of Technology, 2007.
- [4] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communications Systems*, vol. 6. New York: John Wiley and Sons, Inc, third ed., 2002.
- [5] A. Selvarajan, S. Kar, and T. Srinivas, *Optical fiber communication: principles and systems*. Tata McGraw-Hill, first ed., 2002.
- [6] D. K. Mynbaev and L. L. Scheiner, *Fiber-optic Communication Technology*. Prentice Hall, first ed., 2000.
- [7] W. F. Giozza, E. Conforti, and H. Waldman, *Fibras Ópticas: Tecnologias e Projetos de Sistemas*. São Paulo: Makron: Embratel, first ed., 1991.
- [8] K. Kikuchi, “Coherent optical communications - history, state-of-the-art technologies, and challenges for the future,” *Opto-Electronics and Communications Conference and Australian Conference on Optical Fiber Technology - OECC/ACOFT 2008*, pp. 1–4, 2008.
- [9] T. Okoshi and K. Kikuchi, *Coherent Optical Fiber Communications (Advances in Opto-Electronics)*. Tokyo: KTC Scientific Publishers, first ed., 1988.
- [10] K. Kikuchi, “Coherent Transmission Systems,” *European Conference on Optical Communications - ECOC 2008*, no. Th.2.A.1, 2008.
- [11] S. Tsukamoto, D. S. Ly-Gagnon, K. Katoh, and K. Kikuchi, “Coherent demodulation of 40-Gbit/s polarization-multiplexed QPSK signals with 16-GHz spacing after 200-km transmission,” *Optical Fiber Communication Conference - OFC/NFOEC 2005*, p. 29, 2005.

- [12] R. Noe, "PLL-Free Synchronous QPSK Polarization Multiplex / Diversity Receiver Concept With Digital I & Q Baseband Processing," vol. 17, no. 4, pp. 2004–2006, 2005.
- [13] A. J. Viterbi, "Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier Phase with Application to Burst Digital Transmission," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. I, no. 4, pp. 543–551, 1983.
- [14] N. Alic and S. Radic, "Emerging Signal Processing Techniques in Optical Communications," *32nd Australian Conference on Optical Fibre Technology. COIN-ACOFT 2007*, no. June, pp. 12–13, 2007.
- [15] S. J. Savory, "Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, pp. 1164–1179, Sept. 2010.
- [16] T. Pfau and S. Hoffmann, "Hardware-Efficient Coherent Digital Receiver Concept With Feedforward Carrier Recovery for -QAM Constellations," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 8, pp. 989–999, 2009.
- [17] T. Pfau and R. Noe "Phase-Noise-Tolerant Two-Stage Carrier Recovery Concept for Higher Order QAM Formats", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 1210-1216, Sep 2010.
- [18] F. A. d. C. Garcia, "“Caracterização Espectral e Avaliação de Desempenho para Formatos Avançados de Modulação Digital Óptica em 40 Gb / s”, Dissertação de Mestrado, Universidade de Campinas, 2009.”
- [19] I. Fatadin, D. Ives, and S. J. Savory, "Compensation of Frequency Offset for Differentially Encoded 16- and 64-QAM in the Presence of Laser Phase Noise," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, pp. 176–178, Feb. 2010.
- [20] I. Fatadin, D. Ives, and S. J. Savory, "Laser Linewidth Tolerance for 16-QAM Coherent Optical Systems Using QPSK Partitioning," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, pp. 631–633, May 2010.
- [21] P. Winzer, A. Gnauck, C. Doerr, M. Magarini, and L. Buhl, "Spectrally Efficient Long-Haul Optical Networking Using 112-Gb/s Polarization-Multiplexed 16-QAM," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, pp. 547–556, Feb. 2010.
- [22] X. Li, Y. Cao, S. Yu, W. Gu, and Y. Ji, "A Simplified Feedforward Carrier Recovery Algorithm for Coherent Optical QAM System," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, pp. 801–807, Mar. 2011.
- [23] C. R. H. C. P. Gianni, G. Corral-Brines and M. Hueda, "A New Parallel Carrier Recovery Architecture for Intradynic Coherent Optical Receivers in the Presence of Laser Frequency Fluctuations," *IEEE Globecom 2011 proceeding*, vol. 1, pp. 1–6, Dec. 2011.

- [24] T. F. Portela, B.-E. Olsson, C. Larsson, and D. Mello, “Experimental Demonstration of Joint-Polarization Phase Recovery Algorithms for Dual-Polarization 16-QAM Transmission,” *National Fiber Optic Engineers Conference*, p. JW2A.60, 2012.
- [25] C. Xie, P. Winzer, and G. Raybon, “Adaptive Carrier Phase Estimation in Coherent Systems,” *Optical Fiber Communication Conference*, p. OTu2G.5, 2012.
- [26] J. H. Ke, K. P. Zhong, Y. Gao, J. C. Cartledge, A. S. Karar, and M. A. Rezaia, “Linewidth-Tolerant and Low-Complexity Two-Stage Carrier Phase Estimation for Dual-Polarization 16-QAM Coherent Optical Fiber Communications,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, pp. 3987–3992, Dec. 2012.
- [27] K. P. Zhong, J. H. Ke, Y. Gao, and J. C. Cartledge, “Linewidth-Tolerant and Low-Complexity Two-Stage Carrier Phase Estimation Based on Modified QPSK Partitioning for Dual-Polarization 16-QAM Systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, pp. 50–57, Jan. 2013.
- [28] D. Lavery, S. Member, R. Maher, D. S. Millar, B. C. Thomsen, P. Bayvel, S. J. Savory, and S. Member, “Digital Coherent Receivers for Long-Reach Optical Access Networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 4, pp. 609–620, 2013.
- [29] M. Seimetz, *High-order modulation for optical fiber transmission: Transmitters, Receivers, System Performance*. New Jersey: Springer series in optical Sciences, 2009.
- [30] M. Seimetz, “Laser Linewidth Limitations for Optical Systems with High-Order Modulation Employing Feed Forward Digital Carrier Phase Estimation,” *OFC/NFOEC 2008 - 2008 Conference on Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 1–3, Feb. 2008.
- [31] E. Ip, A. P. T. Lau, D. J. F. Barros, and J. M. Kahn, “Coherent detection in optical fiber systems,” *Optics Express*, vol. 16, no. 2, p. 753, 2008.
- [32] I. Fatadin, D. Ives, and S. J. Savory, “Blind Equalization and Carrier Phase Recovery in a 16-QAM Optical Coherent System,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 15, pp. 3042–3049, 2009.
- [33] D. V. Souto, “Recuperação de Fase usando Diversidade de Polarização e de Portadora para Sistemas Multiportadora para Sistemas DP-16-QAM, Dissertação de Mestrado, Universidade de Brasília, 2012.”
- [34] S. Haykin, *Communication Systems*. New Jersey: John Wiley and Sons Inc, fourth ed., 2000.
- [35] R. Ramaswami, K. Sivarajan, and G. Sasaki, *Optical Networks - A Practical Perspective*. Morgan Kaufmann Publishers, third ed., 2010.

- [36] V. B. Ribeiro, “*Filtros Digitais para Recepção Coerente em 112 Gb/s de Sinais Ópticos com Modulação QPSK e Multiplexação por Divisão em Polarização*, Dissertação de Mestrado, Universidade de Campinas, 2012.”
- [37] E. S. Rosa, “*Separação Cega de Sinais em Sistemas Ópticos com Multiplexação de Polarização*, Dissertação de Mestrado, Universidade de Campinas, 2010.”
- [38] O. I. Forum, “Implementation Agreement for Integrated Dual Polarization Intradyne Coherent Receivers,” 2010.
- [39] F. F. Dai, “Electronic equalizations for optical fiber dispersion compensation,” *Optical Engineering*, vol. 46, p. 035006, Mar. 2007.
- [40] S. D. S. C. W. E. van de Borne, T. and C. Duthel, “Coherent Equalization and POLMUX-RZ-DQPSK for Robust 100-GE Transmission,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, pp. 64–72, Jan. 2010.
- [41] S. J. Savory, G. Gavioli, R. I. Killey, and P. Bayvel, “Electronic compensation of chromatic dispersion using a digital coherent receiver.,” *Optics express*, vol. 15, pp. 2120–6, Mar. 2007.
- [42] S. J. Savory, “Digital filters for coherent optical receivers.,” *Optics express*, vol. 16, pp. 804–17, Jan. 2008.
- [43] M. Mussolin, “*Digital Signal Processing Algorithms for High-Speed Coherent Transmission in Optical Fibers*, Dissertação de Mestrado, Università degli studi di Padova, 2010.”
- [44] M. Kushchnerov, *Signal Processing for Coherent Optic Receivers*. Berlin: Verlag;Koester, first ed., 2011.
- [45] Corning, “An Introduction to the Fundamentals of PMD in Fibers,” *Corning Incorporated White Paper*, 2010.
- [46] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. New Jersey: Prentice-Hall Inc, fourth ed., 2002.
- [47] J. P. LeBlanc, *Effects of Source Distribution and Correlation on Fractionally Spaced Blind Constant Modulus Algorithm Equalizers*. PhD thesis, Cornell University, 1995.
- [48] D. P. Montazeri, M. and K. Hilal, “Classical adaptive algorithms (LMS, RLS, CMA, decision directed) seen as recursive structures,” *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1993. ICASSP-93., 1993 IEEE International Conference*, vol. 3, pp. 496–499, Apr. 1993.
- [49] B. Widrow and M. Hoff, “Adaptive switching circuits,” *Proceedings of WESCON Convention*, vol. 3, pp. 96–140, July 1960.
- [50] N. K. Jablon, “Ill-Convergence of Godard Blind Equalizers in data Communications,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 40, no. 6, pp. 1383–1398, 1992.
- [51] F. C. C. Castro, *Desconvolução Autodidata Concorrente para Equalização de Canais de Comunicações*. PhD thesis, Universidade de Campinas., 2001.

- [52] D. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 28, no. 11, pp. 1867–1875, 1980.
- [53] S. U. H. Qureschi, "Adaptive Equalization," *Proceeding of the IEEE*, vol. 73, no. 9, pp. 1349–1387, 1985.
- [54] M. J. Ready, R. P. Gooch, and S. Way, "Blind Equalization Based on Radius Directed Adaptation," *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing - ICASSP-1990*, pp. 1699–1702, 1990.
- [55] H. Zhang, Z. Tao, L. Liu, S. Oda, T. Hoshida, and J. C. Rasmussen, "Polarization Demultiplexing Based on Independent Component Analysis in Optical Coherent Receivers," *34th European Conference on Optical Communication - ECOC 2008*, vol. 1, no. September, pp. 41–42, 2008.
- [56] P. J. Winzer, A. H. Gnauck, B. Labs, and H.-k. Road, "112-Gb / s Polarization-Multiplexed 16-QAM on a 25-GHz WDM Grid," *34th European Conference on Optical Communication - ECOC 2008*, vol. 7, no. September, pp. 33–34, 2008.
- [57] H. Zhu, X. Chen, W. Zhou, Z. Li, X. Zhou, and Z. Zhang, "A modified CMA for blind equalization and phase recovery in optical coherent receivers," *OSA Asia Communications and Photonics Conference - ACP 2009*, vol. 1, pp. 76320J–76320J–6, Nov. 2009.
- [58] X. Zhou, X. Chen, W. Zhou, Y. Fan, H. Zhu, and Z. Li, "Digital timing recovery combined with adaptive equalization for optical coherent receivers," *OSA Asia Communications and Photonics Conference - ACP 2009*, pp. 76320I–76320I–6, Nov. 2009.
- [59] C. Remmersmann, M. Westhäuser, and S. Pachnicke, "Equalization of first and second order PMD in 100 GBit / s PolMux Transmission using Optical Butterfly FIR Filters," *Conference on Optic Engineers - 2010*, pp. 7–9, 2010.
- [60] J. C. Diniz, "*Estimador de Desvio de Frequência para Receptores Ópticos Coerentes Digitales*, Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas, 2013."
- [61] O. Optical Internetworking Forum, "Integrable Tunable Laser Assembly MSA," *OIF-ITLA-MSA-01.2*, 2008.
- [62] R. G. Lyons, *Understanding Digital Signal Processing*, vol. 1. New York: Prentice Hall, third ed., 2012.
- [63] U. Mengali and A. D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*. Berlin: Springer, first ed., 1997.
- [64] K.-T. Wu and H. Sun, "Techniques in Carrier Recovery for Optical Coherent Systems," *OFC/NFOEC Tech, Digest OSA - 2012*, 2012.

- [65] V. J. J. T.-K. S. K. Meher, P. and M. K., “50 Years of CORDIC: Algorithms, Architectures, and Applications,” *IEEE Transactions: Circuits and Systems I*, vol. 56, pp. 1893 – 1907, June 2009.
- [66] J. Volder, “The CORDIC Trigonometric Computing Technique,” *IRE Transactions. Elect. Comp*, vol. 8, pp. 330 – 334, July 1959.
- [67] C.-B. G. R.-C. Gianni, P. and M. R. Hueda, “Compensation of Laser Frequency Fluctuations and Phase Noise in 16-QAM Coherent Receivers,” *IEEE Phot. Technol. Lett*, pp. 442–445, 2013.
- [68] M. Taylor, “Phase Estimation Methods for Optical Coherent Detection Using Digital Signal Processing,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, pp. 901–914, Apr. 2009.
- [69] M. Papoulis and S. Pillai, *Probability, Random Variables, and Stochastic Process*. New York: McGraw-Hill Higher Education, third ed., 2002.
- [70] T. S.-K. K. Ly-Gagnon, D.-S. and K. K., “Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signal with carrier phase estimation,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, pp. 12–21, Feb. 2006.
- [71] C.-B. M. B. Rice, F. and M. Rice, “Cramer Rao Lower Bounds for QAM Phase and Frequency Estimation,” *IEEE Trnas. on Comm.*, vol. 49, pp. 1582–1591, Feb. 2001.
- [72] S.-B. Kuschnerov, M. and B. Lankl, “Low complexity carrier recovery for coherent QAM using superscalar parallelization,” *Optical Communication (ECOC), 2010 36th European Conference.*, no. 9, pp. 1–3, 2010.
- [73] F. L. Garcia, *Compensação eletrônica de degradações ópticas em receptores coerentes: contribuições ao sincronismo de portadora, equalização e simulação*. PhD thesis, Universidade de Campinas, 2013.
- [74] I. Fatadin, D. Ives, and S. J. Savory, “Compensation of Frequency Offset for Differentially Encoded 16- and 64-QAM in the Presence of Laser Phase Noise,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, pp. 176–178, Feb. 2010.
- [75] . D Crivelli et al, “A 40nm CMOS single-chip 50Gb/s DP-QPSK/BPSK transceiver with electronic dispersion compensation for coherent optical channels,” *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC)*, pp. 328 – 330, Feb. 2012.
- [76] L. L. Cao, Y. and Z. Yong, “Analysis of the Short-Term Stability of High Precise Atomic Frequency Transfer over Telecommunication Networks,” *Symposium on Photonics and Optoelectronics (SOPO)*, pp. 1 – 4, May 2011.
- [77] H. M. H. G.-S. N. Crivelli, D. and P. Voois, “,” *Conference San Francisco, CA*, pp. 328 – 330, Feb. 2012.

- [78] L. J. H. M. Hrabina, J. and O. Cip, “Analysis of the Short-Term Stability of High Precise Atomic Frequency Transfer over Telecommunication Networks,” *Measurement Science Review*, vol. 13, pp. 63 – 69, Mar. 2013.
- [79] MATLAB, *version 7.8.0.347 (R2009a)*. Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc., 2009.
- [80] M. Rice, *Digital Communications - A discrete-Time Approach*. New Jersey: Pearson, first ed., 2009.

Função Embutida no Sistema de Cálculo de Decisão Suave

```

1 %% Código Matlab, para a função embarcada
2 % do procesamento dos símbolos com o método de decisão suave
3 function [y_real,y_imag] = iterative(u1,u2)
4 x1 = real(u1);
5 x2 = imag(u1);
6 x11 = real(u2);
7 x22 = imag(u2);
8 y1_real = x1 - x11;
9 y1_imag = x2 - x22;
10 y2_real = x1 + x11;
11 y2_imag = x2 + x22;
12 sim1 = sqrt(y1_real^2 + y1_imag^2);
13 sim2 = sqrt(y2_real^2 + y2_imag^2);
14 if sim1 <= sim2
15     y_real = x11;
16     y_imag = x22;
17 else
18     y_real = -x11;
19     y_imag = -x22;
20 end

```