

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

TÉCNICAS DE RECUPERAÇÃO DE RELÓGIO PARA  
SISTEMAS DP-QPSK

THIAGO FERREIRA PORTELA

ORIENTADOR: DARLI AUGUSTO DE ARRUDA MELLO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

PUBLICAÇÃO: PPGENE.DM - 504/12

BRASÍLIA/DF: NOVEMBRO - 2012

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

TÉCNICAS DE RECUPERAÇÃO DE RELÓGIO PARA  
SISTEMAS DP-QPSK

THIAGO FERREIRA PORTELA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO  
DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS  
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM EN-  
GENHARIA ELÉTRICA.

APROVADA POR:

---

Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello (ENE-UnB)  
(Orientador)

---

Prof. Dr. Leonardo Aguayo (UnB)  
(Examinador Interno)

---

Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto (UFES)  
(Examinador Externo)

---

Prof. Dr. Ugo Silva Dias (ENE-UnB)  
(Suplente)

BRASÍLIA/DF, 09 DE NOVEMBRO DE 2012

## **FICHA CATALOGRÁFICA**

PORTELA, THIAGO FERREIRA

TÉCNICAS DE RECUPERAÇÃO DE RELÓGIO PARA SISTEMAS DP-QPSK

[Distrito Federal] 2012.

xix, 123p., 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2012).

Dissertação de Mestrado - Universidade de Brasília.

Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

- |                           |                              |
|---------------------------|------------------------------|
| 1. Comunicações ópticas   | 2. Recepção coerente         |
| 3. Recuperação de relógio | 4. Equalizadores adaptativos |
| I. ENE/FT/UnB             | II. Título (série)           |

## **REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA**

PORTELA, T. F. (2012). Técnicas de recuperação de relógio para sistemas DP-QPSK. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.DM - 504/12, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 123p.

## **CESSÃO DE DIREITOS**

NOME DO AUTOR: Thiago Ferreira Portela.

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO: TÉCNICAS DE RECUPERAÇÃO DE RELÓGIO PARA SISTEMAS DP-QPSK.

GRAU / ANO: Mestre / 2012

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem a autorização por escrito do autor.

---

Thiago Ferreira Portela  
Avenida 76, Lote 13  
CEP: 73780-000 Água Fria de Goiás - GO - Brasil.

*Dedico este trabalho aos meus pais Homéδιο e Antônia e irmãs Joelma e Juliana pelo carinho, apoio e amor dados para mim ao longo da vida.*

*Thiago Ferreira Portela*

## AGRADECIMENTOS

*Agradeço a Deus pelas oportunidades concedidas; ao meu professor e orientador Darli Augusto, à minha família e a todos amigos pelos incentivos e apoio constantes*

*Thiago Ferreira Portela*

## RESUMO

Este trabalho propõe um novo método de estimação de erros de temporização para sistemas ópticos com multiplexação em polarização, detecção coerente e modulação de fase por chaveamento em quadratura (*dual-polarization quadrature phase-shift keying* - DP-QPSK). Em tais sistemas, a recuperação de relógio e a equalização são operações cruciais do processo de recuperação da informação transmitida e possuem uma relação de interdependência: a equalização depende da correta amostragem do sinal, enquanto a recuperação de relógio requer a pré-compensação das distorções lineares para obter desempenho satisfatório. O algoritmo proposto resolve esse problema por meio da cooperação entre equalização e recuperação de relógio, utilizando os coeficientes de um equalizador adaptativo para estimar o erro de temporização do sinal recebido.

O desempenho do algoritmo proposto foi validado e comparado ao desempenho do algoritmo de Gardner utilizando dados experimentais gerados por um sistema óptico DP-QPSK, operando à taxa de 112 Gb/s. Os dados experimentais foram cedidos pela Ericsson-Alemanha e processados de modo *offline*, utilizando o *software* de simulação Matlab. O algoritmo proposto conseguiu sincronizar o relógio em todos os casos avaliados, inclusive nas situações em que o algoritmo de Gardner se mostrou incapaz. No entanto, apresentou uma leve penalidade em comparação ao mesmo sinal sem erro de temporização. Ademais, constatou-se que o período de convergência da sincronização realizada pelo algoritmo está diretamente relacionado ao comprimento do equalizador. O algoritmo proposto se mostrou uma alternativa interessante para sistemas ópticos DP-QPSK.

## ABSTRACT

This work proposes a novel method of timing error estimation in polarization multiplexed quadrature phase-shift keying (DP-QPSK) optical systems that employ coherent detection. In these systems, clock recovery and equalization are two crucial operations of the information recovery process that are interdependent: equalization depends on the correct signal sampling, whereas clock recovery requires a previous linear distortions' compensation for a satisfactory performance. The proposed algorithm solves this problem by collaboration between equalization and clock recovery processes, using the equalizer coefficients to estimate the received signal timing error.

The performance of the proposed algorithm was validated and compared to the performance of the Gardner algorithm using experimental data, generated by DP-QPSK optical systems, transmitting at 112 Gb/s. These data were provided by Ericsson-Germany and processed offline, using Matlab simulation software. The proposed algorithm managed to synchronize the clock in all evaluated cases, including the cases where the Gardner algorithm failed. However, it presented a slight penalty comparing to the same signal without the timing error. Also, it was found that the synchronization convergence time is directly related to the equalizer length. Thus, the proposed algorithm is an interesting alternative for DP-QPSK optical systems.

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO . . . . .	1
1.2	MOTIVAÇÕES E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA . . . . .	3
1.3	CONTRIBUIÇÕES E ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO . . . . .	4
<b>2</b>	<b>RECEPTOR ÓPTICO COERENTE</b>	<b>6</b>
2.1	DETECÇÃO COERENTE . . . . .	6
2.2	MULTIPLEXAÇÃO EM POLARIZAÇÕES ORTOGONAIS . . . . .	8
2.3	PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS . . . . .	10
2.4	<i>FRONT-END</i> ÓPTICO . . . . .	12
2.5	NORMALIZAÇÃO E ORTOGONALIZAÇÃO . . . . .	15
2.6	RECUPERAÇÃO DE RELÓGIO . . . . .	17
2.7	EQUALIZAÇÃO E DEMULTIPLEXAÇÃO DE POLARIZAÇÃO . . . . .	18
2.7.1	Equalização estática . . . . .	19
2.7.2	Equalização dinâmica . . . . .	21
2.8	RECUPERAÇÃO DE FREQUÊNCIA DA PORTADORA . . . . .	26
2.9	RECUPERAÇÃO DE FASE . . . . .	27
2.10	DECISÃO E DECODIFICAÇÃO . . . . .	30
<b>3</b>	<b>RECUPERAÇÃO DE RELÓGIO</b>	<b>33</b>
3.1	INTRODUÇÃO À RECUPERAÇÃO DE RELÓGIO . . . . .	33
3.2	TIPOS DE ERROS, ESTRUTURA E REQUISITOS . . . . .	35
3.2.1	Erro de temporização . . . . .	36
3.2.2	Esquemas de recuperação de relógio . . . . .	38
3.2.3	Requisitos . . . . .	39
3.3	RECUPERAÇÃO DE RELÓGIO TOTALMENTE DIGITAL . . . . .	41
3.4	INTERPOLADOR . . . . .	42
3.5	DETECTOR DE ERRO DE TEMPORIZAÇÃO . . . . .	45
3.5.1	Algoritmo de Gardner . . . . .	47
3.6	FILTRO DE MALHA . . . . .	49



3.6.1	Filtro de malha do tipo proporcional . . . . .	49
3.6.2	Filtro de malha do tipo proporcional-integral . . . . .	50
3.7	OSCILADOR CONTROLADO NUMERICAMENTE . . . . .	51
3.8	ALGORITMO PROPOSTO . . . . .	54
3.9	PARÂMETROS SELECIONADOS DA DPLL . . . . .	61
3.9.1	Sincronização sem erro de frequência . . . . .	62
3.9.2	Influência da largura de banda da DPLL . . . . .	63
3.9.3	Sincronização com erro de frequência . . . . .	65
3.9.4	Sincronização com erro de frequência, TED-EQ . . . . .	66
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E ANÁLISE</b>	<b>69</b>
4.1	SIMULAÇÕES E RESULTADOS . . . . .	69
4.1.1	Simulador . . . . .	69
4.1.2	Algoritmos utilizados no processamento dos dados simulados . .	73
4.1.3	Resultados simulados e análise . . . . .	74
4.2	EXPERIMENTO . . . . .	78
4.2.1	Aparato experimental . . . . .	78
4.2.2	Algoritmos utilizados no pós-processamento . . . . .	80
4.2.3	Resultados experimentais e análise . . . . .	82
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES</b>	<b>88</b>
5.1	TRABALHOS FUTUROS . . . . .	89
	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>91</b>
	<b>APÊNDICES</b>	<b>96</b>
<b>A</b>	<b>CÁLCULO DOS PONTOS-BASE E INTERVALOS FRACIONÁRIOS NA RECUPERAÇÃO DE RELÓGIO</b>	<b>97</b>
<b>B</b>	<b>ESCOLHA DO TIPO DE FILTRO DE MALHA</b>	<b>101</b>
<b>C</b>	<b>PARÂMETROS IMPORTANTES DO PACOTE DE SIMULAÇÃO PHOTOSS</b>	<b>103</b>

## LISTA DE TABELAS

2.1	Funcionalidade de cada bloco de um receptor DP-QPSK. . . . .	12
2.2	Imperfeições inseridas pelo <i>front-end</i> óptico. . . . .	16
3.1	Polinômios interpoladores. . . . .	44
4.1	Tabela dos Acrônimos utilizados nas Figuras 4.7 e 4.8. . . . .	79

## LISTA DE FIGURAS

2.1	Ilustração da transmissão e detecção dos sinais multiplexados em polarizações ortogonais. . . . .	9
2.2	Subsistemas básicos de um receptor coerente para sistemas DP-QPSK. . . . .	11
2.3	<i>Front-end</i> óptico de um receptor coerente com diversidade de polarização. . . . .	13
2.4	Híbrida 90° empregada em um receptor óptico coerente. . . . .	14
2.5	Constelações antes e depois do procedimento de ortonormalização. . . . .	17
2.6	A equalização é realizada em duas etapas: primeiro a compensação da CD por um equalizador estático, em seguida a compensação de imperfeições dependentes da polarização do sinal por um equalizador adaptativo. . . . .	19
2.7	Filtros equalizadores arrançados em uma estrutura borboleta. . . . .	23
2.8	Constelações antes e depois da equalização e demultiplexação de polarização. . . . .	25
2.9	Efeito da fase residual da portadora na estimativa do ruído de fase. . . . .	27
2.10	Constelações antes e depois da recuperação de frequência. . . . .	28
2.11	Processo discreto de Wiener para um laser com largura de linha igual a 2 MHz. . . . .	29
2.12	Estágios da recuperação de fase <i>feedforward</i> V&V. . . . .	29
2.13	Constelações antes e depois da recuperação de fase. . . . .	31
2.14	Exemplo de QPSK com decodificação diferencial. . . . .	32
3.1	Estrutura básica de uma malha para captura de fase, PLL. . . . .	34
3.2	Modelo básico de um sistema com recuperação de relógio, adaptado de [1]. . . . .	35
3.3	Efeito do erro de fase na amostragem do sinal recebido. . . . .	36
3.4	Efeito do erro de frequência na amostragem do sinal recebido. A taxa de amostragem é menor que a taxa de símbolos. . . . .	37
3.5	Estruturas básicas para recuperação de relógio, adaptado de [2]. . . . .	38
3.6	a) Sequência de dados moduladas por pulsos NRZ sem limitação de banda, b) com limitação de banda. . . . .	40
3.7	Recuperação de relógio com amostragem assíncrona utilizando uma DPLL. . . . .	41
3.8	Relações entre o período de amostras antes e depois do interpolador. . . . .	43

3.9	Modelo de um TED discreto no tempo linearizado, adaptado de [3]. . .	46
3.10	$S$ -curve obtida para o algoritmo de Gardner e sua derivada como função de $\Delta T_S/T_S$ . . . . .	47
3.11	Sinal erro do algoritmo de Gardner para as três possíveis situações de erro de temporização. . . . .	48
3.12	Filtro de malha do tipo proporcional. . . . .	49
3.13	Filtro de malha do tipo proporcional-integral. . . . .	51
3.14	Relação entre o período de amostras antes e depois do interpolador. . .	53
3.15	Erro de fase ocasionado por um $\Delta f_{ADC}$ constante. . . . .	58
3.16	Efeito do $\Delta f_{ADC}$ nos <i>taps</i> do equalizador. . . . .	58
3.17	Algoritmo proposto. . . . .	59
3.18	Evolução dos parâmetros utilizados na DPLL: sinal erro $\chi(m_k)$ produzido no TED; palavra de controle $v(m_k)$ na saída do LF; pontos-base $m_k$ ; e intervalo fracionário $\mu_k$ . . . . .	63
3.19	Constelações recuperadas após o equalizador. . . . .	63
3.20	Evolução dos parâmetros utilizados na DPLL: sinal erro $\chi(m_k)$ produzido no TED; palavra de controle $v(m_k)$ na saída do LF; pontos-base $m_k$ ; e intervalo fracionário $\mu_k$ . . . . .	64
3.21	Constelações recuperadas após o equalizador. . . . .	64
3.22	Evolução do intervalo fracionário $\mu_k$ para diferentes $B_L$ . . . . .	65
3.23	Evolução dos parâmetros utilizados na DPLL: sinal erro $\chi(m_k)$ produzido no TED; palavra de controle $v(m_k)$ na saída do LF; pontos-base $m_k$ ; e intervalo fracionário $\mu_k$ . . . . .	66
3.24	Constelações recuperadas após o equalizador. . . . .	66
3.25	Evolução dos parâmetros utilizados na DPLL: sinal erro $\chi(m_k)$ produzido no TED; palavra de controle $v(m_k)$ na saída do LF ; pontos-base $m_k$ ; e intervalo fracionário $\mu_k$ . . . . .	67
3.26	Constelações recuperadas após o equalizador. . . . .	67
3.27	Evolução dos parâmetros utilizados na DPLL: sinal erro $\chi(m_k)$ produzido no TED; palavra de controle $v(m_k)$ na saída do LF ; pontos-base $m_k$ ; e intervalo fracionário $\mu_k$ . . . . .	68
3.28	Constelações recuperadas após o equalizador. . . . .	68
4.1	Esquemático do sistema óptico DP-QPSK implementado no pacote de simulação Photoss. . . . .	70
4.2	Transmissor QPSK implementado no pacote de simulação Photoss. . .	71
4.3	Demodulador QPSK implementado no pacote de simulação Photoss. . .	72

4.4	BER versus OSNR e SNR estimada versus OSNR para o sistema DP-QPSK a 112 Gb/s implementado no pacote de simulação Photoss. . . . .	75
4.5	BER versus erro de fase, OSNR = 16,5 dB. . . . .	75
4.6	BER versus SCO, OSNR = 16,5 dB. . . . .	76
4.7	Aparato experimental. . . . .	79
4.8	Bloco emulador do canal óptico. . . . .	80
4.9	Cadeia de algoritmos de DSP utilizada no pós-processamento. . . . .	80
4.10	BER versus OSNR e SNR estimada versus OSNR para o sistema DP-QPSK a 112 Gb/s experimental. . . . .	82
4.11	Desempenho dos algoritmos como função da dispersão cromática, OSNR = 18 dB. . . . .	83
4.12	Desempenho dos algoritmos como função do atraso diferencial de grupo, OSNR = 18 dB. . . . .	84
4.13	Sensibilidade do algoritmo de Gardner, $k_d$ , como função do DGD e do ângulo de rotação (SOP), simulado. . . . .	85
4.14	BER para várias sequências de dados, OSNR = 18 dB. Os círculos azuis e os quadrados vermelhos indicam as BER para TED-EQ e algoritmo de Gardner, respectivamente. . . . .	85
4.15	BER para várias sequências de dados, OSNR = 18 dB. Os círculos azuis indicam as BER para o TED-EQ. . . . .	86
4.16	Fase de convergência do erro de fase normalizado $ \tau/T_S $ , em que $\tau = T_I - T_S$ . . . . .	87
A.1	Cálculo dos pontos-base e intervalos fracionário durante o procedimento de recuperação de relógio. . . . .	99
A.2	Evolução do ponto-base e do intervalo fracionário durante o processo de recuperação de relógio. . . . .	100
B.1	Diagrama em blocos da DPLL usada na recuperação de relógio. . . . .	101
B.2	Diagrama em blocos de um LF do tipo proporcional-integral. . . . .	102
C.1	Parâmetros de simulação empregados no pacote de simulação Photoss. . . . .	104

# LISTA DE SÍMBOLOS E SIGLAS

## SÍMBOLOS

### Símbolos latinos

<b>J</b>	Matriz de Jones
<b>r</b>	Vetor de sinais recebidos
<b>s</b>	Vetor de sinais transmitidos
<b>P</b>	Potência
<b><math>E(t)</math></b>	Campo elétrico
<b>R</b>	Responsividade do fotodiodo
<b><math>i</math></b>	Corrente
<b>A</b>	Amplitude do sinal
<b><math>u</math></b>	Componente de ruído aditivo
<b><math>E[.]</math></b>	Valor esperado de $[.]$
<b>G</b>	Ganho do amplificador
<b><math>S_{sp}</math></b>	Densidade espectral do ruído ASE
<b><math>h</math></b>	Constante de Planck
<b>E</b>	Energia
<b>f</b>	Frequência
<b><math>N_1</math></b>	População atômica do estado fundamental
<b><math>N_2</math></b>	População atômica do estado excitado
<b>L</b>	Distância de propagação
<b>c</b>	constante da velocidade da luz ou coeficientes do equalizador
<b>D</b>	Parâmetro de dispersão da fibra
<b><math>T_{(.)}</math></b>	Período entre $(.)$
<b>t</b>	tempo
<b>k</b>	Índice instante de interpolação ou tempo discreto
<b>n</b>	Índice de temporização
<b>m</b>	Índice de amostragem ou ponto-base
<b><math>i</math> e <math>l</math></b>	Índice de contagem
<b>A</b>	Matriz misturadora
<b>W</b>	Matriz separadora

$L_a$	Quantidades de atrasos
$\mathbf{y}$	Vetor de sinais equalizados e demultiplexados
$F_{res}$	Frequência residual
$arg$	Função argumento
$\mathbf{w}$	Filtro equalizador
$\mathbf{r}$	Vetor de amostras do sinal recebido
$PS$	função desvio de fase acumulado
$\mathbf{C}$	Matriz de covariância
$h(t)$	Resposta impulsional do canal
$w(t)$	Resposta impulsional do filtro
$R_{(.)}$	Taxa de (.)
$N$	Quantidade de amostras por símbolo
$sinc$	Função sinc
$k_d$	Parâmetro de sensibilidade do TED
$I$	Componente em fase
$Q$	Componente em quadratura
$\mathbf{c}$	Vetor de coeficientes do filtro
$\mathbf{Z}$	Matriz de autocorrelação
$\mathbf{b}$	Vetor de autocorrelação cruzada
$k_P$	Elemento proporcional
$k_I$	Elemento integral
$B_L$	Largura de banda da DPLL
$\mathbf{e}$	Vetor de sinais erros

### Símbolos gregos

$\alpha$	Relação de divisão de potência ou parâmetro de interpolação
$\gamma$	Diferença de fase entre os dois modos de polarização
$\theta$	Ângulo de rotação
$\omega$	Frequência angular
$\Re(.)$	Parte real de (.)
$\Im(.)$	Parte imaginária de (.)
$\phi$	Informação codificada na fase da portadora óptica
$\Delta$	Varição entre duas grandezas similares
$\beta$	Constante de propagação do campo eletromagnético
$\beta_2$	Derivada segunda de $\beta$ em relação a frequência

$\lambda$	Comprimento de onda
$\mu$	Passo de adaptação do equalizador ou intervalo fracionário de símbolo
$\nu$	Largura de linha dos lasers ou palavra de controle na saída do LF
$\pi$	Número pi
$\psi$	Instante estimado
$\tau$	Erro de temporização
$\chi$	Sinal de erro de temporização
$\rho$	Função característica do TED ou <i>S-curve</i>
$\varsigma$	Fator de amortecimento
$\omega_n$	Frequência natural
$\eta$	Valor assumido pelo NCO
$\sigma_{(.)}^2$	Variância de (.)

### Sobrescritos

$(.)^H$	Componente de polarização horizontal
$(.)^V$	Componente de polarização vertical
$(.)^T$	Operador transposto
$(.)^{-1}$	Inverso de (.)
$(.)^*$	Conjugado complexo de (.)
$(.)^{He}$	Transposto conjugado da matriz (.)
$\widehat{(.)}$	Estimativa de (.)
$(.)^{ort}$	Representa a componente ortonormalizada

### Subscritos

$(.)_R$	Representa o sinal recebido
$(.)_{Lo}$	Representa o sinal do oscilador local
$(.)_I$	Representa a componente em fase ou tempo entre interpolação
$(.)_Q$	Representa a componente quadratura
$(.)_a$	Representa amostra
$(.)_S$	Representa símbolo
$(.)_k$	Relaciona os pontos-base e os intervalos fracionários à amostra $k$
$(.)_b$	Representa bit
$(.)_{ADC}$	(.) do conversor A/D



## SIGLAS

A/D	<i>Analog/Digital</i>	analógico/digital
All-DPLL	<i>All Digital Phase-Locked Loop</i>	Malha de captura de fase totalmente digital
ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>	Emissão Espontânea Amplificada
BER	<i>Bit Error Rate</i>	Taxa de erro de bit
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>	Chaveamento por desvio de fase binário
CD	<i>Chromatic Dispersion</i>	Dispersão Cromática
CMA	<i>Constant Modulus Algorithm</i>	Algoritmo do módulo constante
DA	<i>Data Aided</i>	Ajuda de Dados
DGD	<i>Differential Group Delay</i>	Atraso diferencial de grupo
DP-QPSK	<i>Dual-Polarization QPSK</i>	Multiplexação em polarizações ortogonais com modulação QPSK
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>	Processamento digital de sinais
EDFA	<i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i>	Amplificador de fibra dopada com érbio
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>	Resposta ao impulso finita
GbE	<i>Gigabit Ethernet</i>	
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>	Instituto dos engenheiros elétricos e eletrônicos
LF	<i>Filter Loop</i>	Filtro de malha
LMS	<i>Least Mean Square</i>	Média quadrática mínima
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>	Múltiplas entradas e múltiplas saídas
MSE	<i>Mean Square Error</i>	Erro quadrático médio
NCO	<i>Number-Controlled Oscillator</i>	Oscilador controlado numericamente
NDA	<i>Non Data Aided</i>	Sem ajuda de dados
NRZ	<i>Non-Return-to-Zero</i>	Não-retorno ao zero
OOK	<i>On-Off Keying</i>	Chaveamento por liga-desliga
OSNR	<i>Optical SNR</i>	SNR Óptica
PBC	<i>Gigabit Ethernet</i>	Combinador de feixes de polarização

PBS	<i>Polarization Beam Splitter</i>	Divisor de feixes de polarização
PC	<i>Pulse Carver</i>	Esculpido de pulsos
PD	<i>Phase Detector</i>	Detector de fase
pdf	<i>Probability Density Function</i>	Função densidade de probabilidade
PDL	<i>Polarization Dependent Loss</i>	Perda de polarização dependente
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>	Malha de captura de fase
PMD	<i>Polarization Mode Dispersion</i>	Dispersão dos modos de polarização
PMF	<i>Polarization Maintaining Fiber</i>	Fibra mantedora de polarização
PRBS	<i>Pseudo Random Binary Sequence</i>	Sequência binária pseudo aleatória
PU	<i>Phase Unwrapper</i>	Desempacotador de fase
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>	Chaveamento por desvio de fase em quadratura
RZ	<i>Return-to-Zero</i>	Retorno ao zero
SCO	<i>Sampling Clock Offset</i>	Desvio de relógio da amostragem
SNR	<i>Signal Noise Ratio</i>	Razão sinal ruído
SOP	<i>State of Polarization</i>	Estado de polarização
TED	<i>Timing Error Detector</i>	Detector de erro de temporização
V&V	<i>Virtebi &amp; Virtebi</i>	
VCO	<i>Voltage-Controlled Oscillator</i>	Oscilador controlado por tensão

## TRABALHOS PUBLICADOS PELO AUTOR

### CONFERÊNCIAS

- PORTELA, T. F.; SOUTO, D. V.; ROZENTAL, V. N.; FERREIRA, H. B.; GRIESSER, H. and MELLO, D. A. A. Analysis of Signal Processing Techniques for Optical 112 Gb/s DP-QPSK Receivers with Experimental Data, in *Proc. Momag 2010*, 2010, Vitória, Brazil, Aug. 2010.
- MELLO, D. A. A.; MULLER, R. R.; PORTELA, T. F. and OLSSON, B. E. Joint-polarization phase recovery algorithms for DP-16-QAM coherent optical systems, in *Proc. ICTON 2011* (Invited), Stockholm, Sweden, Jun. 2011
- PORTELA, T. F.; OLSSON, B. E.; LARSSON, C. and MELLO, D. A. A. Experimental demonstration of joint-polarization phase recovery algorithms for dual-polarization 16-QAM Transmission, in *Proc. OFC 2012*, Los Angeles, Mar. 2012.

### PERIÓDICOS

- PORTELA, T. F.; SOUTO, D. V.; ROZENTAL, V. N.; FERREIRA, H. B.; MELLO, D. A. A. and GRIESSER, H. Analysis of signal processing techniques for optical 112 Gb/s DP-QPSK receivers with experimental data. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, v. 10, p. 155-164, 2011.
- ROZENTAL, V. N.; PORTELA, T. F.; SOUTO, D. V.; ROZENTAL, V. N.; FERREIRA, H. B. and MELLO, D. A. A. Experimental analysis of singularity-avoidance techniques for CMA equalization in DP-QPSK 112-Gb/s optical systems. *OSA Optics Express*, v. 19, p. 18655, 2011.
- PORTELA, T. F. and MELLO, D. A. A. Novel non-data-aided clock recovery method for DP-QPSK systems with CMA equalizers. Aceito para publicação em *IEEE Photonics Technology Letters*, 2012.

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Atualmente, a demanda por maior capacidade de transmissão em sistemas de comunicações de longa distância cresce de maneira exponencial. Essa demanda é alimentada pela popularização da Internet e a ampliação de serviços baseados em IP. A penetração e a expansão da banda larga na rede ocasionada, principalmente, pela inclusão de novas formas de acesso móvel, tais como 3G, Wi-Fi, dentre outras, também são fatores que contribuem para essa tendência. Desse modo, atender a essa demanda requer que os sistemas ópticos atuais, baseados no padrão 10 GbE (padrão ethernet, 10 Gb/s) com modulação por chaveamento liga-desliga (*on-off-keying* - OOK), sejam substituídos por sistemas com maior eficiência espectral. Porém, essa substituição deve satisfazer alguns pré-requisitos dos quais um dos principais é o aproveitamento da infraestrutura instalada. Uma arquitetura que atende a esses pré-requisitos e vem se tornando consenso para substituir tais sistemas é a multiplexação em polarizações ortogonais com modulação por chaveamento quartenário de fase (*dual-polarization quaternary phase shift keying* - DP-QPSK) [4, 5, 6, 7].

Dentre os meios de propagação utilizados pelos sistemas de comunicações, a fibra óptica é o que apresenta o maior produto entre distância de propagação e banda disponível. Essa propriedade da fibra acompanhada de algumas inovações tecnológicas, como os amplificadores ópticos à fibra dopada com érbio (*erbium doped fiber amplifiers* - EDFA) e a multiplexação em comprimentos de onda (*wavelength division multiplexing* - WDM), permitiram que os sistemas ópticos se tornassem um padrão para a transmissão a longa distância. Esses sistemas transmitem o sinal por centenas de quilômetros a taxas de transmissão de mais de 1 Tb/s por fibra, com taxas de 10 Gb/s por canal. A grande capacidade de transmissão disponibilizada pelos sistemas ópticos WDM possibilitou que formatos de modulação com baixa eficiência espectral como o OOK fossem suficientes para atender a demanda da época. Entretanto, com a demanda por maiores taxas de transmissão crescendo de maneira exponencial, tais sistemas podem chegar a seu limite em breve, caso nada seja feito. Simplesmente aumentar a taxa de símbolos de tais sistemas não é uma alternativa viável, uma vez que há limitações físicas e estruturais [8, 9]. Portanto, fornecer maior capacidade de trans-

missão requer, necessariamente, novos padrões de transmissão e formatos de modulação para os sistemas ópticos. O primeiro passo foi dado com a conclusão, em meados de 2010, das diretrizes de implantação dos padrões 40 GbE e 100 GbE pela OIF (*Optical Internetworking Forum*). Essas diretrizes estão descritas no padrão IEEE P802.3ba.

A nova técnica de modulação deve ser escolhida levando em conta a configuração da rede, o desempenho óptico necessário e as tecnologias disponíveis. O grande desafio é aproveitar toda a infraestrutura existente de modo que as mudanças ocorram apenas nos transceptores da rede. Entre esses desafios se encontra o de aumentar a capacidade de transmissão sem alterar o espaçamento entre canais de 50 GHz utilizado pelos sistemas atuais. Nesse sentido, uma alternativa viável e que provavelmente será usada nos sistemas ópticos de nova geração combina detecção coerente, multiplexação em polarização e processamento digital de sinais.

A combinação entre detecção coerente, multiplexação em polarização e processamento digital de sinais (*digital signal processing* - DSP) resulta em uma poderosa ferramenta para se obter sistemas ópticos espectralmente mais eficientes. A detecção coerente melhora a sensibilidade dos receptores ópticos e habilita o uso de DSP na restauração do sinal sem exigir tarefas adicionais dos detectores ópticos [10], reduzindo a complexidade do *front-end* óptico do receptor. A multiplexação em polarização combinada a formatos de modulação multinível permite aumentar a taxa de transmissão de bits sem aumentar a largura de banda exigida. Conseqüentemente, melhora a robustez do sistema a distorções lineares, visto que essa tolerância diminui com o aumento da taxa de símbolos do sistema. Além disso, a redução da taxa de símbolos facilita o uso de técnicas de DSP no receptor porque mantém a taxa de amostragem requerida em um patamar na qual os modernos conversores analógicos digitais, atualmente disponíveis, são capazes de operar [4]. Por possuírem todas as características e pré-requisitos citados há pouco, os sistemas DP-QPSK se consagraram como um padrão de mercado para a transmissão de dados a 40 Gb/s e 100 Gb/s. Esses sistemas permitem atingir uma taxa de bits de 100 Gb/s a uma taxa de símbolos de 25 Gbaud.

Uma importante inovação introduzida por essa nova geração de sistemas ópticos é a compensação eletrônica de distorções lineares, tais como a dispersão dos modos de polarização (*polarization mode dispersion* - PMD) e a dispersão cromática (*chromatic dispersion* - CD). Ademais, recuperação de relógio, correção de consequências indesejadas do uso de detecção coerente e a compensação de outros efeitos que prejudicam a recuperação do sinal podem ser realizadas eletronicamente por meio de técnicas de DSP. Neste trabalho, é considerada uma taxa de transmissão de 112 Gb/s, a qual resulta os 100 Gb/s líquidos exigidos pelo padrão 100 GbE.

## 1.2 MOTIVAÇÕES E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Em sistemas ópticos DP-QPSK, equalizadores adaptativos fracionalmente espaçados, atualizados pelo algoritmo do módulo constante (*constant modulus algorithm* - CMA), realizam a demultiplexação de polarização com o benefício adicional de compensar distorções lineares inseridas pelo canal óptico. Entretanto, a eficiência da equalização é fortemente dependente da precisa temporização das amostras entregues ao equalizador. Isso demanda o uso de alguma técnica de recuperação de relógio antes do processo de equalização do sinal. A finalidade da recuperação de relógio, também conhecida como recuperação de temporização, sincronização de relógio ou sincronização de bits [1], é determinar o melhor instante para amostrar o sinal. Geralmente, são preferidas técnicas de recuperação de relógio no modo sem auxílio de dados (*non data aided*-NDA), pois não requerem largura de banda ou potência adicionais [1]. Porém, essas técnicas têm seu desempenho afetado por interferência intersimbólica, o que requer alguma pré-compensação das distorções para obter desempenho satisfatório [11, 12, 13].

Portanto, equalização e recuperação de relógio são tarefas cruciais em qualquer sistema de comunicação digital e possuem uma relação de interdependência. A equalização requer que o sinal a ser equalizado esteja com a amostragem sincronizada à taxa de símbolo do sinal recebido, enquanto técnicas de recuperação de relógio no modo NDA precisam que as distorções lineares sejam pré-compensadas para que possam operar corretamente.

Na recuperação de relógio, o sucesso da sincronização está diretamente relacionado ao desempenho do detector de erro de temporização (*timing error detector* - TED). Como demonstrado em [13] e [14], distorções residuais típicas de sistemas ópticos afetam a operabilidade do algoritmo de Gardner<sup>1</sup> [15]. Ademais, para determinadas combinações do atraso de grupo diferencial (*differential group delay* - DGD) e do estado de polarização (*state of polarization* - SOP) do sinal recebido, técnicas convencionais de recuperação de relógio em modo NDA são incapazes de realizar a sincronização entre a taxa de amostragem e a taxa de símbolo [11].

O problema de recuperar a temporização nas situações em que o sinal esteja corrompido por distorções é abordado de diversas maneiras. Em [12], um controlador baseado no CMA é proposto. Nele, a atualização do equalizador é realizada com amostras sincronizadas, selecionadas de acordo com o monitoramento da sensibilidade do algoritmo de Gardner<sup>2</sup>. O algoritmo foi validado sob a influência de PMD de primeira

---

<sup>1</sup>O algoritmo de Gardner é um TED largamente usado em sistemas digitais.

<sup>2</sup>Parâmetro que indica a capacidade do TED de estimar o erro de temporização.

ordem e CD, mas não foi testado para valores críticos de SOP em que o algoritmo de Gardner falha.

Mais recentemente, [16] propôs um detector de fase no domínio da frequência para o algoritmo de Gardner. O efeito degradante da CD foi superado pela adição de uma rampa de fase linear no detector de fase. Entretanto, o algoritmo requer a computação da CD antes do equalizador adaptativo, o que nem sempre é possível, visto que ele é normalmente o resíduo não compensado de um equalizador estático. O mesmo artigo investiga o efeito da interação entre PMD de primeira ordem e valores críticos de SOP sobre a informação de temporização presente no sinal recebido. Porém, esse método pode ser ineficiente na presença de distorções que causem a despolarização do sinal, tal como a perda dependente da polarização (*polarization dependent loss* - PDL). Esse também pode ser o problema do interessante conceito proposto em [17], em que as orientações de polarização do sinal recebido são adaptativamente alinhadas no receptor de modo a evitar os valores de SOP que prejudiquem o funcionamento do TED.

Um TED inédito que usa a correlação entre a função densidade de probabilidade (*probability density function* - pdf) das amostras pares e ímpares do sinal e um método que explora a cooperação entre equalização e recuperação de relógio são apresentados em [18] e [19], respectivamente. Contudo, o desempenho desses métodos só foi avaliado na presença da CD. Inclusive, uma variação do método apresentado em [18] é proposto pelo mesmo autor em [20] com a finalidade de superar uma possível limitação durante a fase de convergência dos algoritmos. Desse modo, ainda não existe um consenso com relação ao algoritmo que deve ser empregado na recuperação de relógio para sistemas ópticos DP-QPSK. O principal desafio é efetuar a sincronização sob o elevado nível de distorções em que esses novos sistemas estão sendo projetados para operar.

### 1.3 CONTRIBUIÇÕES E ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho propõe um TED que usa os coeficientes de um equalizador fracionalmente espaçado para estimar o erro de temporização do sinal recebido. Com isso, o TED proposto, aqui chamado de TED-EQ, é capaz de realizar a recuperação de relógio em modo NDA em sistemas DP-QPSK. A cooperação entre equalização e recuperação de relógio é explorada pelo algoritmo para estimar corretamente o erro de temporização, mesmo em situações em que o sinal recebido esteja bastante corrompido por distorções inseridas pelo canal óptico. A recuperação de temporização em conjunto com a equa-

lização não é novidade e algumas soluções são propostas em [19] e [20]. Inclusive, o TED-EQ baseia-se no algoritmo proposto em [21].

Em [21], uma técnica de recuperação de temporização foi concebida baseada no deslocamento dos coeficientes mais significativos de um equalizador fracionalmente espaçado. O deslocamento é causado por um desvio entre a taxa de amostragem empregada pelo sistema e a taxa de amostragem ideal na qual o sinal recebido deve ser amostrado. O algoritmo usa como medida de deslocamento a assimetria dos coeficientes do filtro em relação ao *tap* central. Em princípio, a mesma ideia poderia ser aplicada a sistemas DP-QPSK, mas distorções inseridas pela fibra óptica, como a PMD de primeira ordem, podem alterar essa assimetria e, com isso, prejudicar o desempenho do algoritmo. Alternativamente, o TED-EQ explora o fato de os coeficientes das bordas do filtro serem próximos de zero para superar essa limitação. Essa solução é avaliada para diversos níveis e tipos de distorções e seu desempenho é comparado ao desempenho do algoritmo de Gardner. Nenhuma solução semelhante foi encontrada para sistemas ópticos DP-QPSK.

O trabalho está organizado da seguinte forma. No Capítulo 2, são apresentados e descritos os principais conceitos e algoritmos utilizados em um típico receptor coerente DP-QPSK. O foco desse capítulo são as principais técnicas de DSP empregadas por tais receptores e alguns estudos acerca dos temas centrais abordados neste trabalho. No Capítulo 3, uma visão geral da recuperação de relógio é apresentada. O esquema escolhido para realizar a sincronização emprega uma malha de captura de fase totalmente digital e todos os detalhes de sua implementação são analisados. Nesse mesmo capítulo também é apresentado o TED-EQ e algumas de suas principais características são analisadas. Em seguida, no Capítulo 4, o desempenho do TED-EQ é comparado ao desempenho do algoritmo de Gardner utilizando dados experimentais de um sistema óptico DP-QPSK a 112 Gb/s. Nesse capítulo, também são descritos o aparato experimental utilizado para a geração dos dados experimentais e um simulador do mesmo sistema. Finalmente, no Capítulo 5, as conclusões acerca do estudo realizado e as perspectivas de trabalhos futuros são apresentadas.



## 2 RECEPTOR ÓPTICO COERENTE

A combinação entre detecção coerente, multiplexação em polarização e processamento digital de sinais resulta em uma poderosa ferramenta que possibilita obter sistemas ópticos espectralmente mais eficientes. Nesse sentido, sistemas ópticos com multiplexação em polarizações ortogonais com modulação por chaveamento quartenário de fase (*dual-polarization quartenary phase shift keying* - DP-QPSK) estão se consolidando como provável padrão para o transporte de dados a 100 Gb/s. Este capítulo provê uma descrição detalhada dos principais conceitos envolvidos na concepção de tais sistemas.

### 2.1 DETECÇÃO COERENTE

A detecção coerente é caracterizada pela utilização da informação de fase da portadora na detecção do sinal. Para isso, a fase de um oscilador local deve ser utilizada como referência na recepção. Recentemente, a detecção coerente tornou-se um tópico bastante abordado e estudado em sistemas ópticos [4, 8, 22, 23]. Detectar a informação de fase da portadora óptica no receptor torna possível que a informação seja codificada na fase e na amplitude da portadora óptica, habilitando o emprego de formatos de modulação mais complexos.

Atualmente, a maioria dos sistemas ópticos implantados emprega detecção não-coerente e o formato de modulação por chaveamento liga-desliga (*on-off keying* - OOK) [4]. Apesar de transmitir apenas um bit por símbolo, o OOK possui a vantagem de permitir a detecção do sinal com um simples fotodiodo, reduzindo os custos do receptor. Porém, como mencionado em [8], a detecção não-coerente possui algumas desvantagens:

- Detectar apenas a energia do sinal óptico permite codificar apenas um grau de liberdade por portadora e por polarização. Isso limita a eficiência espectral do sistema;
- Perder a informação de fase durante a detecção impede a completa equalização de distorções lineares como a dispersão cromática (*chromatic dispersion* - CD) e

a dispersão dos modos de polarização (*polarization mode dispersion* - PMD) por filtros lineares.

Em sistemas ópticos, a detecção coerente é realizada pelo batimento entre os sinais ópticos da portadora e do oscilador local na recepção [24]. Esse batimento permite que o sinal óptico seja completamente descrito, pois é capaz de produzir as componentes em fase e quadratura do sinal. O correto funcionamento do receptor coerente depende da sincronização entre a frequência do oscilador local e a frequência da portadora. Essa sincronização pode ser realizada tanto de forma digital quanto analógica [22] e pode envolver a detecção do sinal óptico em uma selecionada frequência intermediária. Nesse caso, a frequência intermediária é obtida pela diferença entre a frequência da portadora e a frequência do oscilador local. Dependendo do valor da frequência intermediária, o receptor pode ser classificado como homódino ou heteródino [24]. Se a frequência intermediária for zero, o receptor é classificado em homódino. Caso a diferença seja um valor diferente de zero, o receptor é classificado em heteródino.

Em sistemas ópticos, atuar diretamente na frequência do laser local para realizar a sincronização é uma alternativa viável, porém complexa [22]. Por isso, o sinal a ser processado pelo receptor possui uma frequência residual da portadora óptica a qual é compensada por processamento digital de sinais, eliminando, assim, a necessidade de um mecanismo de sincronização na recepção. Por existir essa frequência residual da portadora, esses sistemas às vezes são chamados de *intradyn*e. Um sistema é dito *intradyn*e se a diferença entre a frequência da portadora e do oscilador local for menor que a taxa de transmissão empregada no sistema.

Os sistemas ópticos de nova geração irão empregar a detecção coerente [8]. As principais razões para isso são listadas a seguir:

- A informação presente na portadora óptica é completamente descrita em fluxos elétricos os quais contêm as informações de fase e amplitude (mais detalhes na Seção 2.4);
- Possibilita a flexibilização dos formatos de modulação que podem ser empregados, uma vez que a informação pode ser codificada na fase e na amplitude da portadora óptica;
- A informação pode ser transmitida em polarizações ortogonais, aumentando a eficiência espectral do sistema;
- A compensação de distorções lineares, tais como CD e PMD, e a demultiplexação de polarização podem ser realizadas por processamento digital de sinais.

A detecção coerente possui a desvantagem de exigir um receptor mais complexo, o que aumenta os custos do receptor se comparado a um receptor não-coerente. Além disso, o emprego da detecção coerente insere ruído de fase no sinal, o qual pode ser facilmente compensado por técnicas de processamento digital de sinais [10, 25] (detalhes na Seção 2.9).

O batimento entre os sinais ópticos exige que as orientações de polarização dos sinais da portadora e do oscilador estejam alinhadas. Nos primeiros sistemas ópticos com detecção coerente, essa exigência era satisfeita por uma malha de controle de polarização, o que aumentava a complexidade do receptor. Atualmente, esse problema é contornado facilmente com a inclusão de um receptor com diversidade de polarização. Esse receptor garante que as orientações de polarização dos sinais estejam alinhadas durante o batimento e dobra a eficiência espectral do sistema porque a informação passa a ser transmitida em polarizações ortogonais utilizando o mesmo comprimento de onda [4]. A transmissão em polarizações ortogonais é denominada de multiplexação em polarização e é explicada na próxima seção.

## 2.2 MULTIPLEXAÇÃO EM POLARIZAÇÕES ORTOGONAIS

A multiplexação em polarizações ortogonais cria dois canais simultâneos e independentes utilizando o mesmo comprimento de onda. Consequentemente, a multiplexação em polarização dobra a capacidade do sistema. Diminuir a taxa de símbolos requerida para transmitir uma determinada taxa de bits aumenta a tolerância do sinal a interferência intersimbólica [10]. Além disso, devido às elevadas taxas de transmissão utilizadas em sistemas ópticos, aumentar a capacidade do sistema sem aumentar a taxa de símbolos é fundamental para que a taxa de amostragem exigida esteja dentro do que é atualmente atingido por modernos conversores analógico/digital (A/D), o que facilita o uso de técnicas de processamento digital de sinais [4].

A multiplexação em polarização é justificada pelo fato de o modo de propagação fundamental em uma fibra monomodo poder ser decomposto em dois modos de propagação degenerados [26]. Esses dois modos degenerados são ortogonais entre si e podem ser modulados de forma independente. A multiplexação em polarização usa esses dois modos degenerados para a transmissão da informação. Neste trabalho, os dois modos degenerados usados para a transmissão da informação são chamados de polarização “H” e polarização “V”.

A Figura 2.1 ilustra a transmissão dos sinais nas polarizações “H” e “V”, e a detecção deles no receptor. A ilustração da esquerda, na Figura 2.1, mostra os dois sinais multiplexados em polarizações ortogonais em uma secção transversal da fibra. Como mostrado na ilustração, a referência adotada na transmissão dos sinais não guarda nenhuma relação com a referência adotada na detecção porque os sinais estão sujeitos a rotações arbitrárias durante a transmissão [4, 8]. Essas rotações são efeitos aleatórios e podem ser causadas por PMD, choques mecânicos, variações de temperatura ao longo da fibra, entre outros [10].

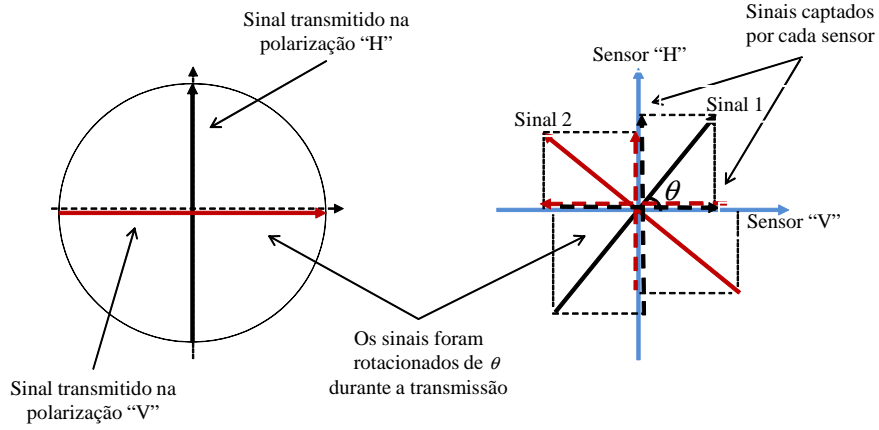


Figura 2.1: Ilustração da transmissão e detecção dos sinais multiplexados em polarizações ortogonais.

A ilustração da direita, na Figura 2.1, mostra como os dois sinais são detectados na recepção. Cada sensor, chamados de “H” e “V”, detecta as projeções dos sinais. Desse modo, o que os sensores capturam é uma combinação linear dos dois sinais multiplexados em polarizações ortogonais. Caso os sinais não estejam contaminados por nenhum tipo de distorção, a combinação linear pode ser modelada como um sistema linear instantâneo com duas entradas e duas saídas, cuja expressão matemática matricial é:

$$\mathbf{r}(k) = \mathbf{J} \times \mathbf{s}(k), \quad (2.1)$$

em que  $\mathbf{J}$  é uma matriz de Jones de ordem  $2 \times 2$  [27],  $\mathbf{r}(k)$  é o vetor com os sinais captados em cada sensor  $[r^H(k), r^V(k)]^T$  e  $\mathbf{s}(k)$  é o vetor dos sinais transmitidos  $[s^1(k), s^2(k)]^T$ . Os índices sobrescritos  $T$ ,  $H$  e  $V$  representam o operador transposto e as polarizações “H” e “V”, respectivamente. Expandindo a Expressão 2.1, a combinação linear dos sinais é descrita por [27]:

$$\begin{pmatrix} r^H(k) \\ r^V(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\alpha}e^{j\gamma} & -\sqrt{1-\alpha} \\ \sqrt{1-\alpha} & \sqrt{\alpha}e^{-j\gamma} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} s^1(k) \\ s^2(k) \end{pmatrix}, \quad (2.2)$$

em que  $\alpha$  e  $\gamma$  denotam a relação de divisão de potência e a diferença de fase entre os dois modos de polarização, respectivamente.

A matriz de Jones é um operador linear e a partir dela é possível obter o estado de polarização do sinal recebido (*state of polarization* - SOP). Durante a transmissão, os sinais multiplexados em polarização podem chegar desalinhados em relação aos sensores do receptor [28]. O ângulo entre os sinais e os sensores, aqui chamado de ângulo de rotação  $\theta$ , pode ser usado para descrever o SOP dos sinais recebidos (veja a Figura 2.1). Para isso, basta considerar na matriz de Jones que a diferença de fase entre os dois modos de polarização é igual a zero e fazer  $\alpha = \cos^2\theta$ . Dessa maneira, tem-se:

$$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix}, \quad (2.3)$$

em que  $\theta$  é o ângulo de rotação das polarizações. Demultiplexar ou separar os sinais consiste, basicamente, em inverter a matriz 2.3 [27], ou seja,

$$\mathbf{J}^{-1} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix}. \quad (2.4)$$

Essa operação pode ser realizada por um equalizador arranjado em uma estrutura borboleta [4]. Encontrar a matriz  $\mathbf{J}^{-1}$  requer um equalizador adaptativo, porque o ângulo  $\theta$  é variante no tempo [29]. As técnicas envolvidas na demultiplexação de polarização para sistemas DP-QPSK são descritas na Seção 2.7.

## 2.3 PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS

Multiplexação em polarização combinada com a modulação QPSK para a transmissão a 112 Gb/s resulta em uma taxa de símbolos de 28 Gbaud. Essa taxa de símbolos facilita o uso de técnicas de processamento digital de sinais (*digital signal processing* - DSP) porque requer uma taxa de amostragem ao alcance dos modernos conversores A/D [4]. Além disso, a utilização de detecção coerente torna possível que as distorções lineares inseridas pelo canal óptico sejam tratadas de forma eletrônica [10, 30].

Geralmente, o aumento da taxa de transmissão diminui a tolerância do sistema a distorções lineares. Porém, o uso de avançadas técnicas de DSP consegue compensar as distorções lineares, realizar a demultiplexação de polarização e resolver problemas típicos da utilização de detecção coerente. Outro benefício do uso de DSP em sistemas ópticos é a flexibilização dos requerimentos de projetos de uma rede óptica, uma vez que o gerenciamento da compensação da CD ao longo da transmissão deixa de ser um

requerimento crítico de projeto. Portanto, a utilização de DSP em sistemas ópticos possui duas importantes vantagens: flexibilização dos requerimentos de projeto de sistemas ópticos e a compensação de distorções lineares [8].

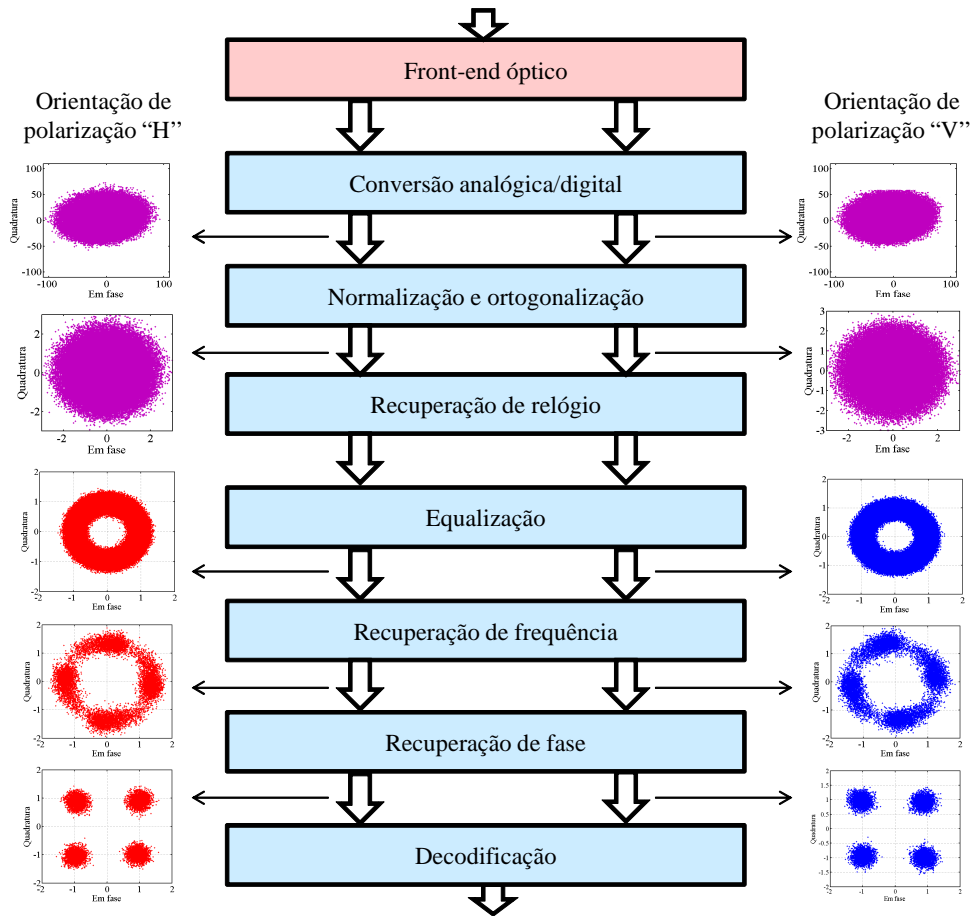


Figura 2.2: Subsistemas básicos de um receptor coerente para sistemas DP-QPSK.

A Figura 2.2 mostra o diagrama em blocos de um receptor coerente com diversidade de polarização para sistemas DP-QPSK. Os blocos em vermelho representam os subsistemas ópticos, enquanto os blocos em azul representam os subsistemas eletrônicos. Ao longo do diagrama são mostradas as constelações resultantes após cada etapa do DSP. As constelações com pontos roxos representam os sinais recebidos no receptor. Essas constelações são os resultados da mistura entre os sinais das orientações de polarização “H” e “V” e da contaminação por distorção e ruído inseridos pelo canal óptico. As constelações com pontos azuis e as constelações com pontos vermelhos representam os sinais das orientações de polarização “H” e “V” recuperados, respectivamente. A Tabela 2.1 mostra a funcionalidade de cada bloco mostrado na Figura 2.2.

Cada bloco mostrado na Figura 2.2 está associado a uma determinada etapa do processo de recuperação da informação transmitida. Nas próximas seções, são apresentados os algoritmos associados a cada etapa. Por uma melhor organização das ideias

Tabela 2.1: Funcionalidade de cada bloco de um receptor DP-QPSK.

<b>Etapa</b>	<b>Funcionalidade</b>
<i>Front-end</i> óptico	Mapeia o sinal óptico recebido em fluxos elétricos
Normalização	Garante que o sinal tenha a amplitude correta
Ortogonalização	Compensa eventuais imperfeições inseridas pelo <i>front-end</i> óptico
Recuperação de relógio	Sincroniza o relógio do receptor à taxa de símbolo do sinal recebido
Equalização	Compensa distorções lineares e realiza a demultiplexação de polarização
Recuperação de frequência	Compensa a frequência residual da portadora
Recuperação de fase	Compensa o ruído de fase
Decisão e decodificação	Estima o símbolo recebido e decodifica-o em bits

apresentadas, as próximas seções estão divididas de acordo com o diagrama mostrado na Figura 2.2. Em cada seção, primeiro são apresentadas as imperfeições associadas a cada etapa, para depois descrever os algoritmos que as compensam.

## 2.4 *FRONT-END* ÓPTICO

Em um receptor coerente óptico com diversidade de polarização, o *front-end* óptico é o responsável por [4, 31]:

- Transformar o sinal óptico recebido em quatro fluxos que correspondem às componentes em fase e quadratura dos sinais detectados nos sensores “H” e “V”;
- Efetuar o batimento entre o sinal óptico recebido e o sinal proveniente do oscilador local;
- Realizar a conversão do sinal óptico em sinal elétrico.

A Figura 2.3 apresenta o esquemático básico do *front-end* de um receptor coerente com diversidade de polarização. O esquemático é composto de um oscilador local; dois divisores de feixe de polarização (*polarization beam splitter* - PBS), duas híbridas 90° e quatro pares de fotodetectores balanceados.

A finalidade dos PBSs é dividir o sinal óptico recebido e o sinal óptico proveniente do oscilador local em duas orientações de polarização ortogonais. As orientações de polarização nas quais o sinal recebido e o sinal do oscilador local são separadas não são variadas. Isso garante que as polarizações estejam alinhadas para a realização do batimento entre os sinais ópticos. Na híbrida 90°, os sinais ópticos são misturados, resultando na geração das componentes em fase e quadratura. Por fim, o batimento entre os sinais ópticos e a conversão optoeletrônica são realizados nos quatro pares de fotodetectores balanceados. Embora o foco deste trabalho seja os sistemas DP-QPSK, o *front-end* apresentado na Figura 2.3 também pode ser empregado em sistemas ópticos que empreguem outros formatos de modulação.

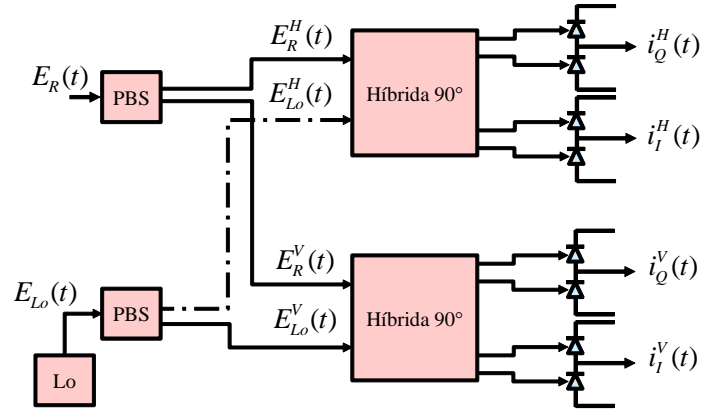


Figura 2.3: *Front-end* óptico de um receptor coerente com diversidade de polarização.

Na Figura 2.3,  $E_R(t)$  e  $E_{Lo}(t)$  representam os campos elétricos dos sinais ópticos. Os subscritos  $R$  e  $Lo$  representam o sinal recebido e o sinal proveniente do oscilador local, respectivamente. Os campos elétricos  $E_R(t)$  e  $E_{Lo}(t)$  podem ser escritos como a soma das componentes das duas orientações de polarização ortogonais [24], assim, tem-se:

$$E_R(t) = E_R^H(t)\hat{h} + E_R^V(t)\hat{v}, \quad (2.5)$$

$$E_{Lo}(t) = E_{Lo}^H(t)\hat{h} + E_{Lo}^V(t)\hat{v}. \quad (2.6)$$

A Figura 2.4 mostra um esquemático da híbrida 90° empregada na orientação de polarização “H”. No esquemático, a híbrida 90° é composta por dois acopladores de 3 dB de entrada; um defasador o qual introduz uma defasagem de 90°; e dois acopladores 3 dB de saída. Os dois acopladores 3 dB de entrada dividem os sinais ópticos enquanto os dois acopladores 3 dB de saída misturam os sinais ópticos.



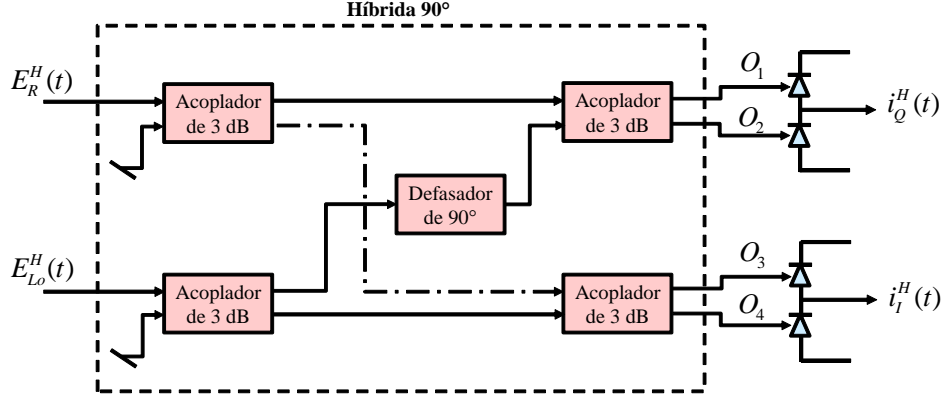


Figura 2.4: Híbrida  $90^\circ$  empregada em um receptor óptico coerente.

A híbrida pode ser modelada como um sistema com duas entradas e quatro saídas. Considerando apenas a orientação de polarização “H”, a função de transferência é dada por [24, 32]:

$$\begin{pmatrix} O_1 \\ O_2 \\ O_3 \\ O_4 \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & e^{j\frac{\pi}{2}} \\ 1 & -e^{j\frac{\pi}{2}} \\ 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} E_R^H(t) \\ E_{Lo}^H(t) \end{pmatrix}. \quad (2.7)$$

Os fotodetectores detectam o quadrado do módulo da soma das entradas [31]. Com isso, as correntes que correspondem às componentes em fase e quadratura são dadas por:

$$i_I^H(t) = \frac{R}{4} [ |O_3|^2 - |O_4|^2 ], \quad (2.8)$$

$$i_Q^H(t) = \frac{R}{4} [ |O_1|^2 - |O_2|^2 ], \quad (2.9)$$

em que  $R$  é a responsividade do fotodetector e os subscritos  $I$  e  $Q$  representam as componentes em fase e quadratura, respectivamente. Desenvolvendo a Expressão 2.7 e utilizando as Equações 2.8 e 2.9, tem-se:

$$i_I^H(t) = \frac{R}{4} [ |E_R^H(t) + E_{Lo}^H(t)|^2 - |E_R^H(t) - E_{Lo}^H(t)|^2 ], \quad (2.10)$$

$$i_Q^H(t) = \frac{R}{4} [ |E_R^H(t) + E_{Lo}^H(t)e^{j\frac{\pi}{2}}|^2 - |E_R^H(t) - E_{Lo}^H(t)e^{j\frac{\pi}{2}}|^2 ]. \quad (2.11)$$

Os campos elétricos da orientação de polarização “H” e do sinal óptico proveniente do oscilador local podem ser representados por [24]:

$$E_R^H(t) = [A_R^H(t)e^{j\phi_R^H} + u_R^H(t)] e^{j\omega_R t}, \quad (2.12)$$

$$E_{Lo}^H(t) = [A_{Lo}^H(t) + u_{Lo}^H(t)] e^{j\omega_{Lo} t}, \quad (2.13)$$

em que  $A$  é a amplitude,  $\phi$  é a informação de fase,  $\omega$  é a frequência angular e  $u$  representa o ruído de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission*)

- ASE). A densidade espectral de potência do ruído ASE,  $u$ , é dada por [26]:

$$S_{sp} = (G - 1)hf \frac{N_2}{N_2 - N_1}, \quad (2.14)$$

em que  $f$  é a frequência óptica,  $G$  é o ganho do amplificador,  $h$  é a constante de Planck,  $N_1$  é a população atômica do estado fundamental e  $N_2$  é a população do estado excitado. A densidade espectral de potência,  $S_{sp}$ , é aproximadamente constante na banda do canal, por esse motivo o ruído ASE geralmente é modelado como um ruído aditivo branco Gaussiano.

Considerando  $u_R^H u_{Lo}^H \approx 0$ , detecção homódina e utilizando a propriedade [33]:

$$|x + y|^2 = a^2 + b^2 + 2\Re \{xy^*\}, \quad (2.15)$$

pode-se demonstrar que as correntes produzidas pela orientação de polarização “H” são [31]:

$$i_I^H(t) = RA_R^H(t)A_{Lo}^H \cos [\phi_R^H(t)] + R\Re \left\{ \left[ A_{Lo}^H u_R^H(t) + A_R^H(t)u_{Lo}^H(t)e^{j\phi_R^H(t)} \right] \right\}, \quad (2.16)$$

$$i_Q^H(t) = RA_R^H(t)A_{Lo}^H \sen [\phi_R^H(t)] + R\Re \left\{ \left[ A_{Lo}^H u_R^H(t) + A_R^H(t)u_{Lo}^H(t)e^{j\phi_R^H(t)} \right] e^{j(\frac{\pi}{2})} \right\}. \quad (2.17)$$

Para encontrar as correntes da orientação de polarização “V”, basta realizar o mesmo procedimento. Por fim, assumindo que:

$$A_{Lo}^H u_R^H(t) + A_R^H(t)u_{Lo}^H(t)e^{j\phi_R^H(t)} \approx A_{Lo}^H u_R^H(t), \quad (2.18)$$

ou seja, a amplitude do oscilador local é muito maior que a amplitude do sinal recebido, as correntes que correspondem às componentes em fase e quadratura das orientações de polarização “H” e “V” resultam em:

$$i_I^H(t) \approx RA_R^H(t)A_{Lo}^H \cos [\phi_R^H(t)] + R\Re \{ [A_{Lo}^H u_R^H(t)] \}, \quad (2.19)$$

$$i_Q^H(t) \approx RA_R^H(t)A_{Lo}^H \sen [\phi_R^H(t)] + R\Re \{ [A_{Lo}^H u_R^H(t)] e^{j(\frac{\pi}{2})} \}, \quad (2.20)$$

$$i_I^V(t) \approx RA_R^V(t)A_{Lo}^V \cos [\phi_R^V(t)] + R\Re \{ [A_{Lo}^V u_R^V(t)] \}, \quad (2.21)$$

$$i_Q^V(t) \approx RA_R^V(t)A_{Lo}^V \sen [\phi_R^V(t)] + R\Re \{ [A_{Lo}^V u_R^V(t)] e^{j(\frac{\pi}{2})} \}. \quad (2.22)$$

Essas expressões não consideram o ruído *shot* e o ruído térmico, visto que são irrelevantes frente ao ruído ASE [26].

## 2.5 NORMALIZAÇÃO E ORTOGONALIZAÇÃO

Os objetivos da normalização e ortogonalização são garantir uma amplitude adequada à equalização e compensar as distorções inseridas pelo *front-end* óptico. As

correntes descritas nas Expressões 2.19, 2.20, 2.21 e 2.22 não consideram eventuais imperfeições do *front-end* óptico. Essas imperfeições causam prejuízo à recuperação do sinal, uma vez que podem inserir distorções, ruídos e artefatos que penalizam o desempenho dos subseqüentes algoritmos de DSP [34, 35]. A Tabela 2.2 relaciona algumas possíveis imperfeições a suas consequência para o processo de recuperação do sinal. Um estudo detalhado do impacto de cada uma das imperfeições listadas na Tabela 2.2 pode ser encontrado em [31].

Tabela 2.2: Imperfeições inseridas pelo *front-end* óptico.

Dispositivo	Imperfeição	Consequência
Acopladores 3 dB de entrada	Não divide a potência igualmente	Desbalanceamento entre as componentes em fase e quadratura
Acopladores 3 dB de saída	Não divide a potência igualmente	Desbalanceamento entre as componentes em fase e quadratura e adição de ruído
Defasador	O ângulo de defasagem é diferente de $90^\circ$	O ângulo entre as corrente $i_I^H$ e $i_Q^H$ é diferente de $90^\circ$
Fotodetectores	Desvios entre a responsividade do par de fotodetectores	Desbalanceamento entre as componentes em fase e quadratura e adição de ruído

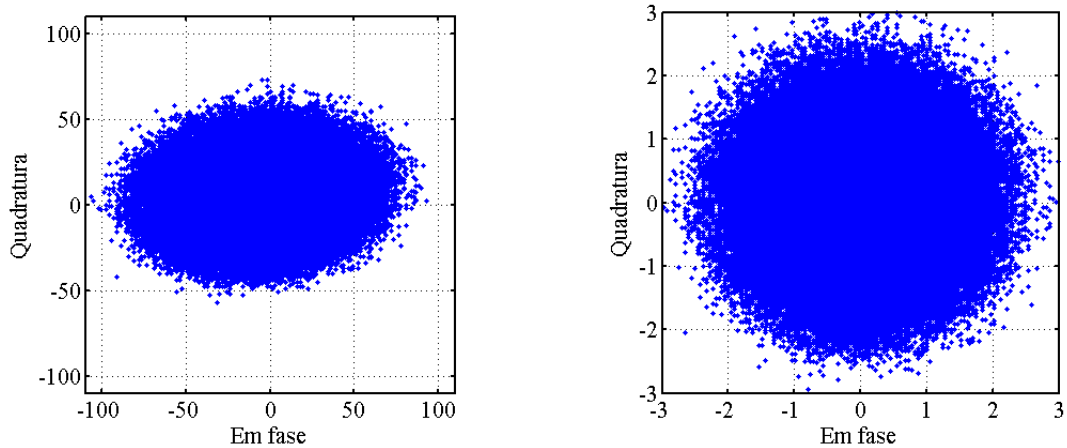
A Figura 2.5(a) mostra o efeito das imperfeições citadas na constelação do sinal após o *front-end* óptico. Nota-se que, além do desbalanceamento a constelação está deslocada da origem do plano cartesiano. A correção desse deslocamento é realizada pela subtração do sinal pelo seu valor médio. Em seguida, o desbalanceamento entre as componentes em fase e quadratura pode ser compensado pela ortogonalização *Gram-Schmidt* [36]:

$$i_I^{ort}(t) = \frac{i_I^2(t)}{\sqrt{E[i_I^2(t)]}}, \quad (2.23)$$

$$i_Q^{ort}(t) = \frac{i_Q(t) - \frac{E[i_I(t) \times i_Q(t)] \times i_I(t)}{\sqrt{E[i_I^2(t)]}}}{\sqrt{E \left[ \left( i_Q(t) - \frac{E[i_I(t) \times i_Q(t)] \times i_I(t)}{\sqrt{E[i_I^2(t)]}} \right)^2 \right]}}, \quad (2.24)$$

em que  $i_I^{ort}(t)$  e  $i_Q^{ort}(t)$  são as componentes em fase e quadratura ortonormalizada e  $E(.)$  representa o valor esperado de  $(.)$ . Esse procedimento é empregado em cada orientação

de polarização de forma independente e pode ser realizado de maneira analógica ou digital [22]. A Figura 2.5(b) mostra os sinais resultantes do processo de ortonormalização. O algoritmo de *Gram-Schmidt* compensa o desbalanceamento porque maximiza a independência entre as componentes em fase e quadratura [36], resultando em um conjunto de vetores mutuamente ortogonais. Porém, conforme mostrado em [31], esse algoritmo não compensa eventuais ruídos adicionados por imperfeições do *front-end* óptico.



(a) Constelação após o *front-end* e antes do procedimento de ortonormalização

(b) Constelação após o procedimento de ortonormalização

Figura 2.5: Constelações antes e depois do procedimento de ortonormalização.

## 2.6 RECUPERAÇÃO DE RELÓGIO

A finalidade da recuperação de relógio é estabelecer o instante ideal para amostrar o sinal recebido. Em sistemas ópticos DP-QPSK, a recuperação de relógio é realizada de forma totalmente digital, o que implica em não atuar diretamente na taxa de amostragem empregada no conversor A/D. Por isso, a taxa de amostragem no receptor é fixada, geralmente, na taxa nominal do sistema. Como o sinal recebido pode sofrer variações em sua taxa de transmissão devido a atrasos inseridos pelo canal, a recuperação da informação transmitida acaba sendo prejudicada, visto que os subsequentes algoritmos de DSP requerem que a amostragem seja realizada nos instantes corretos. Devido a isso, o processo de recuperação de relógio consiste em duas tarefas básicas: medição de temporização e ajuste de temporização.

A primeira etapa é medir o erro de temporização. Essa tarefa é realizada por um detector de erro de temporização (*timing error detector* - TED). A segunda tarefa é o

ajuste de temporização e consiste em, tendo como referência o sinal de erro produzido pelo TED, sincronizar o sinal recebido à taxa de amostragem desejada. Para isso, pode-se utilizar uma malha de captura de fase e um interpolador. A malha de captura de fase e o TED fornecem uma indicação do instante ideal de amostragem do sinal e, a partir dessa informação, o interpolador efetiva a sincronização ao interpolar as amostras nos instantes corretos. A função do interpolador é produzir uma amostra no instante ideal por meio da interpolação de um selecionado conjunto de amostras dessincronizadas fornecidas pelo amostrador.

Outrossim, a recuperação de relógio totalmente digital é a única forma de sincronização para dados que precisam ser armazenados para depois serem processados, caso dos dados experimentais utilizados neste trabalho. Uma descrição detalhada do esquema de recuperação de relógio citado a pouco é apresentada no Capítulo 3. Ademais, o mesmo capítulo propõe um algoritmo de detecção de erro de temporização que soluciona alguns problemas típicos da recuperação de relógio em sistemas ópticos DP-QPSK.

## 2.7 EQUALIZAÇÃO E DEMULTIPLEXAÇÃO DE POLARIZAÇÃO

Em um receptor coerente de um sistema DP-QPSK, o equalizador possui duas importantes funções: demultiplexar sinais multiplexados em polarizações ortogonais e compensar distorções lineares inseridas pelo canal óptico. A equalização normalmente é dividida em duas etapas, como ilustrado na Figura 2.6 [30]. Ambas as funções podem ser desempenhadas por filtros lineares com resposta ao impulso finita (*finite impulse response* - FIR) no tempo.

O primeiro bloco mostrado na Figura 2.6 compensa a dispersão cromática. A dispersão cromática é relativamente estável durante a transmissão, o que torna um equalizador estático capaz de compensá-la. O mesmo filtro pode ser aplicado a ambas as polarizações de maneira independente. Por isso é dito que o primeiro bloco compensa distorções lineares que são independentes de polarização. O segundo bloco mostrado na Figura 2.6 demultiplexa sinais multiplexados em polarizações ortogonais e compensa a PMD. As rotações de polarização e a PMD acontecem aleatoriamente ao longo da transmissão [4, 22, 37]. Por isso a necessidade de se utilizar um equalizador adaptativo, ou seja, equalização dinâmica. Como as rotações e a PMD podem afetar cada sinal multiplexado em polarização de forma diferente, o segundo bloco é o responsável por

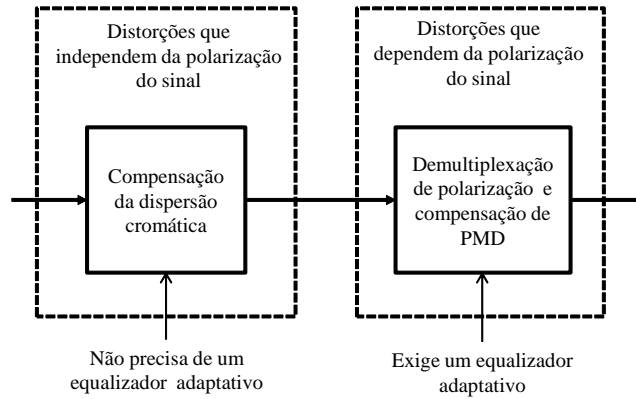


Figura 2.6: A equalização é realizada em duas etapas: primeiro a compensação da CD por um equalizador estático, em seguida a compensação de imperfeições dependentes da polarização do sinal por um equalizador adaptativo.

compensar efeitos lineares que são dependentes da polarização.

Os filtros FIR utilizados em cada etapa da equalização e os efeitos que são compensados por eles são explicados nas próximas seções. A Seção 2.7.1 descreve como obter os coeficientes do filtro empregado na compensação da CD. A Seção 2.7.2 apresenta o algoritmo utilizado para atualizar os coeficientes do filtro equalizador adaptativo e os efeitos compensados por ele. Neste trabalho, foi desconsiderado efeitos não lineares presentes no canal óptico.

### 2.7.1 Equalização estática

A dispersão cromática é causada pela dependência do índice de refração da fibra em relação ao comprimento de onda, o que faz com que as diversas componentes espectrais se propaguem na fibra com velocidades diferentes. A dispersão cromática pode ser atribuída a duas componentes: a dispersão do material e a dispersão do guia de onda [26]. A dispersão do material é causada por uma propriedade da sílica que torna o índice de refração dependente da frequência, enquanto que a dispersão do guia de onda está associada a variações nas dimensões do núcleo e no perfil do índice de refração ao longo da fibra. Esses dois efeitos tornam a velocidade de grupo dependente da frequência.

Como os pulsos transmitidos são formados por um conjunto de frequências, a CD provoca o alargamento do pulso, resultando em interferência intersimbólica. Considerando  $\Delta\omega$  como a largura espectral do pulso, a medida do alargamento do pulso,  $\Delta T$ , é dada por [26]:

$$\Delta T = L\beta_2\Delta\omega, \quad (2.25)$$

em que  $L$  é a distância de propagação, e o parâmetro  $\beta_2 = \frac{d^2\beta}{d\omega^2}$  é a derivada segunda da constante de propagação do campo eletromagnético,  $\beta$ , em relação à frequência. A Equação 2.25 pode ser reescrita como:

$$\Delta T = LD\Delta\lambda, \quad (2.26)$$

em que  $\lambda$  é o comprimento de onda da luz,  $D = \frac{-2\pi c}{\lambda^2}\beta_2$  é o parâmetro de dispersão expresso em ps/(km·nm) e  $c$  é a velocidade de propagação da luz. O parâmetro  $D$  depende do comprimento de onda.

O filtro estático, ou não adaptativo, utilizado na primeira etapa da equalização explora a propriedade da CD ser razoavelmente comportada ao longo da transmissão em relação ao tempo de símbolo. Para obter os coeficientes do filtro, devem-se considerar os efeitos da dispersão cromática sobre o pulso enviado. Os efeitos lineares da CD na envoltória do sinal podem ser modelados por [38]:

$$\frac{\partial A(L, t)}{\partial L} = j \frac{D\lambda^2}{4\pi c} \frac{\partial^2 A(L, t)}{\partial t^2}, \quad (2.27)$$

em que  $A(L, t)$  representa a envoltória do pulso. Na Equação 2.27, efeitos não lineares são desconsiderados. Aplicando a transformada de Fourier na Equação 2.27 e resolvendo-a, pode-se mostrar que [30]:

$$A(L, \omega) = G(L, \omega)A(0, \omega), \quad (2.28)$$

em que

$$G(L, \omega) = \exp\left(-j \frac{D\lambda^2 L}{4\pi c} \omega^2\right), \quad (2.29)$$

o que mostra que o sinal transmitido pode ser recuperado do sinal contaminado pela distorção cromática.

Invertendo o expoente da exponencial da Equação 2.29 e aplicando a transformada de Fourier inversa se obtém o filtro que, por meio de uma convolução, compensa a CD. A resposta ao impulso do filtro que compensa a CD é dada por:

$$g(L, t) = \sqrt{j \frac{c}{D\lambda^2 L}} \exp\left(-j \frac{\pi c}{D\lambda^2 L} t^2\right). \quad (2.30)$$

Implementar a resposta ao impulso dada pela Equação 2.30 em um filtro digital FIR requer o truncamento dela para uma duração finita. Para evitar *aliasing*, o truncamento deve satisfazer [30]:

$$-\frac{|D|\lambda^2 L}{2cT_a} \leq t \leq \frac{|D|\lambda^2 L}{2cT_a}, \quad (2.31)$$

em que  $T_a$  é o tempo entre amostras. Assumindo que o tamanho do filtro,  $N_{taps}$ , é suficientemente grande para tornar a resposta ao impulso amostrada aproximadamente contínua no tempo, tem-se que os coeficientes do filtro FIR que compensa a CD

resultam em:

$$c_i = \sqrt{j \frac{cT_a^2}{D\lambda^2 L}} \exp\left(-j \frac{\pi cT_a^2}{D\lambda^2 L} i^2\right), \quad (2.32)$$

em que  $i$  é

$$-\left\lfloor \frac{N_{taps}}{2} \right\rfloor \leq i \leq \left\lfloor \frac{N_{taps}}{2} \right\rfloor \text{ e } N_{taps} = 2 \left\lfloor \frac{|D| \lambda^2 L}{2cT_a^2} \right\rfloor + 1. \quad (2.33)$$

Portanto, a CD é compensada na recepção ao fazer a convolução do sinal recebido com o filtro FIR obtido por meio da Expressão 2.32. Como a CD independe do SOP do sinal, o mesmo filtro pode ser aplicado de forma independente a ambas as orientações de polarização. Um detalhe importante sobre o filtro estático definido pela Equação 2.32 são certas oscilações nas respostas em magnitude e fase nas bordas do filtro. Essas oscilações são causadas pelo truncamento da resposta no tempo e amplificam componentes de ruído, penalizando a taxa de erro bit do sistema [30, 39].

### 2.7.2 Equalização dinâmica

A finalidade do segundo bloco é compensar distorções dependentes da polarização do sinal e demultiplexar os sinais multiplexados em polarizações ortogonais. A compensação da CD por um filtro estático permite que a equalização dinâmica seja realizada com um conjunto de filtros relativamente pequeno, resultando em benefícios em sua implementação [30]. Além da demultiplexação de polarização, a equalização dinâmica compensa distorções lineares, dentre as quais a principal é a PMD.

A PMD é causada pela existência de uma pequena diferença entre os índices de refração de duas particulares orientações de polarização ortogonais da fibra mono-modo [26]. Essa diferença entre os índices de refração é definida como o efeito de birrefringência. A birrefringência da fibra faz com que os dois modos de polarização ortogonais possuam velocidades de propagação levemente diferentes. Velocidades diferentes para os dois modos de polarização causam o alargamento do pulso em um efeito denominado PMD de primeira ordem. O atraso total entre os dois modos de propagação é chamado atraso de grupo diferencial (*differential group delay* - DGD) e pode ser quantificado como:

$$DGD = \frac{\Delta\beta}{\omega} \sqrt{L}, \quad (2.34)$$

em que  $L$  é a distância percorrida pelo pulso e  $\Delta\beta$  é a diferença entre as constantes de propagação dos dois modos de propagação ortogonais.

A compensação da PMD e da dispersão cromática residual podem ser realizadas simultaneamente à demultiplexação de polarização por um arranjo de filtros FIR.



Assumindo-se a existência apenas de distorções lineares e que a mistura entre os sinais multiplexados em polarização ocorre de forma linear, pode-se modelar o canal óptico como um sistema linear com múltiplas entradas e múltiplas saídas (*multiple input multiple output* - MIMO) dado por [28]:

$$\mathbf{r}(k) = \sum_{l=0}^{L_a-1} \mathbf{A}(l)\mathbf{s}(k-l) + \mathbf{u}(k), \quad (2.35)$$

em que  $\mathbf{A}_{2 \times 2}(l)$  é uma matriz de mistura no instante  $l$  e  $L_a$  é a quantidade de atrasos inseridos pelo canal. Na equação 2.35, os vetores  $\mathbf{r}(k) = [r^H(k), r^V(k)]^T$ ,  $\mathbf{s}(k-l) = [s^1(k-l), s^2(k-l)]^T$  e  $\mathbf{u}(k) = [u^H(k), u^V(k)]^T$  contêm os sinais recebidos, os sinais transmitidos e o ruído aditivo, respectivamente. A matriz misturadora  $\mathbf{A}$  engloba a matriz de Jones, mencionada na Seção 2.2. A recuperação dos sinais consiste em estimar a inversa da matriz  $\mathbf{A}$  [40]. Definindo  $\mathbf{W}_{2 \times 2}$  como a inversa da matriz  $\mathbf{A}$ , a recuperação dos sinais se resume a:

$$\mathbf{y}(k) = \sum_{l=0}^{N_{taps}-1} \mathbf{W}(l)\mathbf{r}(k-l), \quad (2.36)$$

em que  $N_{taps}$  é a quantidade de atrasos necessária para recuperar uma versão confiável da informação transmitida em cada orientação de polarização. Na Equação 2.36, o vetor  $\mathbf{y}(k) = [y^H(k), y^V(k)]^T$  contém os sinais demultiplexados e equalizados. Na forma matricial, a matriz separadora pode ser representada como:

$$\mathbf{W}(k) = \begin{pmatrix} \mathbf{w}_{HH}(k) & \mathbf{w}_{HV}(k) \\ \mathbf{w}_{VH}(k) & \mathbf{w}_{VV}(k) \end{pmatrix},$$

em que  $\mathbf{w}_{i,l}(k) = [c^{i,l}(k), c^{i,l}(k-1), \dots, c^{i,l}(k-N_{taps}+1)]$  é o filtro FIR que inverte a resposta impulsional do canal entre a fonte  $i$  e o sensor  $l$ . Os coeficientes associados a cada *tap* do filtro são representados por  $c^{i,l}$ . Portanto, as tarefas de demultiplexar os sinais multiplexados em polarizações ortogonais e compensar as distorções lineares consiste em encontrar a matriz filtros FIR separadora  $\mathbf{W}$ .

Estimar a matriz separadora requer algoritmos de equalização adaptativa porque a PMD e as rotações de polarização são variantes no tempo. A matriz  $\mathbf{W}$  pode ser estimada e atualizada pelo algoritmo da média quadrática mínima (*least mean square* - LMS). O LMS é um algoritmo que atualiza os coeficientes dos filtros FIR da matriz  $\mathbf{W}$  com a finalidade de minimizar o erro quadrático médio de uma selecionada função custo [41]. Em sistemas DP-QPSK, o canal óptico pode ser modelado como um sistema MIMO com duas entradas e duas saídas descrito pela Equação 2.35. Com isso, as atualizações dos filtros, de acordo com o algoritmo LMS, são dadas pela seguinte expressão:

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + \mu \times \mathbf{e}(k) \times \mathbf{R}^{He}(k), \quad (2.37)$$

em que o vetor  $\mathbf{e}_{2 \times 1}$  representa os sinais de erro produzidos pela função custo selecionada para estimar  $\mathbf{W}(k)$  e  $\mathbf{R}^{He}(k)$  é a matriz transposta conjugada de

$$\mathbf{R}(k) = \begin{pmatrix} \mathbf{r}^H(k) \\ \mathbf{r}^V(k) \end{pmatrix}.$$

Os vetores coluna  $\mathbf{r}^H(k)$  e  $\mathbf{r}^V(k)$  possuem tamanho  $N_{taps}$  e representa os sinais recebidos nos sensores “H” e “V”, respectivamente.

Portanto, um conjunto de quatro filtros FIR arranjados em uma estrutura em borboleta, conforme mostrado na Figura 2.7, são capazes de realizar a demultiplexação de polarização e a compensação da PMD e da CD residual simultaneamente. Conseqüentemente, o procedimento de equalização e demultiplexação descrito pela Equação 2.36, no instante  $k$ , se resume a:

$$y^H(k) = \mathbf{w}_{HH}(k)\mathbf{r}^H(k) + \mathbf{w}_{VH}(k)\mathbf{r}^V(k), \quad (2.38)$$

$$y^V(k) = \mathbf{w}_{HV}(k)\mathbf{r}^H(k) + \mathbf{w}_{VV}(k)\mathbf{r}^V(k), \quad (2.39)$$

em que  $y^H(k)$  e  $y^V(k)$  são os sinais equalizados e demultiplexados da orientação de polarização “H” e “V”, respectivamente.

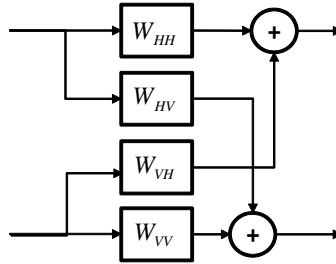


Figura 2.7: Filtros equalizadores arranjados em uma estrutura borboleta.

Conforme mencionado, o algoritmo LMS minimiza o erro produzido por uma selecionada função custo. A função custo que se estabeleceu como um padrão para sistemas DP-QPSK pertence ao conjunto de algoritmos baseados na função custo proposta por Godard [42]:

$$J_{Godard} = E \left[ (R_p - |y(k)|^p)^2 \right], \quad (2.40)$$

em que a constante  $R_p$  é

$$R_p = \frac{E [|s(k)|^{2p}]}{E [|s(k)|^p]}. \quad (2.41)$$

A combinação entre o LMS e a função custo definida por  $p = 2$  na Equação 2.40 resulta no algoritmo do módulo constante (*constant modulus algorithm* - CMA) [43].

O algoritmo é aplicado, tipicamente, em sinais que possuem módulo constante, como sinais QPSK. Fazendo  $|s(k)| = 1$ , a função custo do CMA se resume a:

$$J_{CM} = E \left[ (1 - |y(k)|^2)^2 \right]. \quad (2.42)$$

A utilização do CMA permite que a equalização ocorra no modo cego, ou seja, sem o auxílio de sequências de treinamento [44]. Expandindo a Expressão 2.37 e substituindo os sinais de erros presentes no vetor  $\mathbf{e}$  pela derivada da função custo 2.42, os sinais de erros produzidos pelo CMA resultam em:

$$\mathbf{e} = \begin{pmatrix} 2(1 - |y^H(k)|^2)y^H(k) \\ 2(1 - |y^V(k)|^2)y^V(k) \end{pmatrix}. \quad (2.43)$$

Com isso, as atualizações dos filtros são realizadas de acordo com as seguintes expressões:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{HH}(k+1) &= \mathbf{w}_{HH}(k) + \mu(1 - |y^H(k)|^2)y^H(k) (\mathbf{r}^H(k))^{He}, \\ \mathbf{w}_{VH}(k+1) &= \mathbf{w}_{VH}(k) + \mu(1 - |y^H(k)|^2)y^H(k) (\mathbf{r}^V(k))^{He}, \\ \mathbf{w}_{HV}(k+1) &= \mathbf{w}_{HV}(k) + \mu(1 - |y^V(k)|^2)y^V(k) (\mathbf{r}^H(k))^{He}, \\ \mathbf{w}_{VV}(k+1) &= \mathbf{w}_{VV}(k) + \mu(1 - |y^V(k)|^2)y^V(k) (\mathbf{r}^V(k))^{He}, \end{aligned}$$

em que  $\mu$  é o passo de adaptação. O termo 2 dos sinais de erro foram absorvidos pelo  $\mu$  das expressões acima. O CMA padrão, quando utilizado na demultiplexação de polarização, pode produzir singularidades, ou seja, apresentar em suas saídas versões do mesmo sinal, geralmente o de maior potência. Existem diferentes maneiras de contornar esse problema [45]. Nos experimentos apresentados neste trabalho, as singularidades são combatidas com a inserção de uma restrição, proposta em [27], durante a convergência dos filtros FIR. O método consiste em inicializar os filtros com a técnica *single-spike*:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{HH} &= [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0], \\ \mathbf{w}_{HV} &= [0, \dots, 0, 0, 0, \dots, 0], \\ \mathbf{w}_{VH} &= [0, \dots, 0, 0, 0, \dots, 0], \\ \mathbf{w}_{VV} &= [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0], \end{aligned}$$

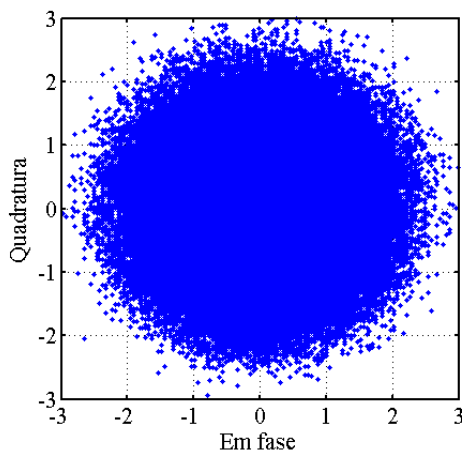
e durante a fase de convergência, os filtros do equalizador recebem a seguinte restrição:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{VV}(k) &= \mathbf{w}_{HH}^*(-k), \\ \mathbf{w}_{HV}(k) &= -\mathbf{w}_{VH}^*(-k), \end{aligned}$$

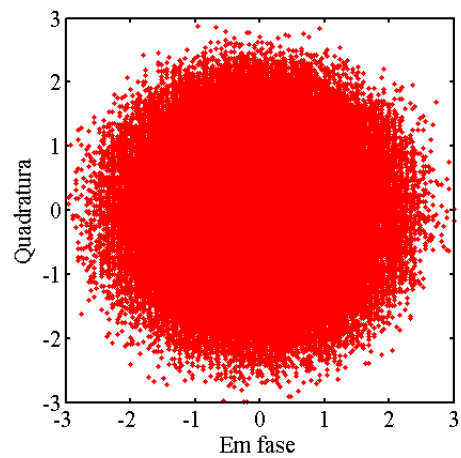
que, após um determinado período, são liberados para que atualizem-se independentemente. Nas equações acima,  $(\cdot)^*$  representa o operador conjugado.

O CMA é robusto e demanda baixa complexidade em sua implementação. Ademais, como pode ser observado na função custo  $J_{CM}$ , o CMA penaliza apenas desvios no módulo do sinal equalizado. Com isso, empregá-lo em sistemas DP-QPSK torna a equalização independente da fase residual da portadora e do ruído de fase.

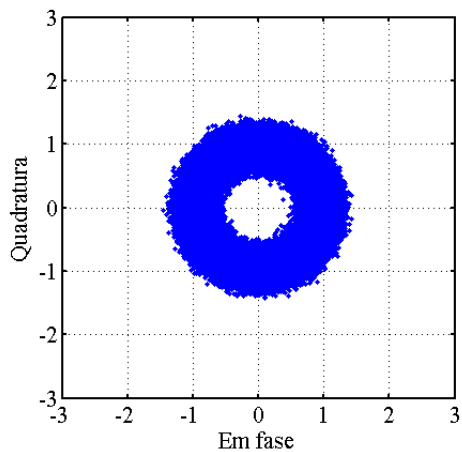
As Figuras 2.8(a), 2.8(b), 2.8(c) e 2.8(d) mostram as constelações do sinal antes e depois do equalizador. As Figuras 2.8(a) e 2.8(b) mostram as constelações capturadas na orientação de polarização “H” e “V”, respectivamente, resultantes da mistura entre as polarizações e da contaminação por ruído e distorções. As figura 2.8(c) e 2.8(d) mostram as constelações recuperadas. As constelações estão na forma anelar devido à contaminação pelo ruído de fase e pela fase residual da portadora.



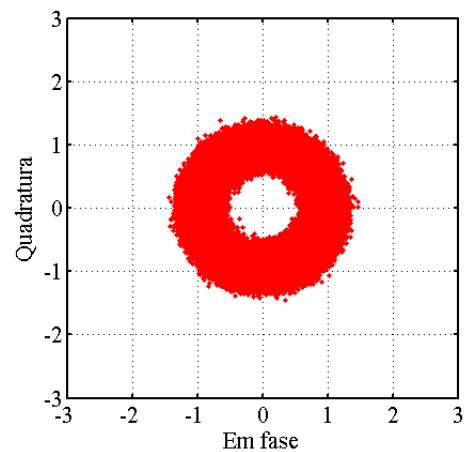
(a) Constelação na orientação de polarização “H”, antes do equalizador.



(b) Constelação na orientação de polarização “V”, antes do equalizador.



(c) Constelação na orientação de polarização “H”, após o equalizador.



(d) Constelação na orientação de polarização “V”, após o equalizador.

Figura 2.8: Constelações antes e depois da equalização e demultiplexação de polarização.

Em sistemas DP-QPSK, a equalização emprega equalizadores  $T_S/2$ -espaçados [4],

ou seja, duas amostras por símbolo. A utilização de duas amostras por símbolo é suficiente para que o equalizador obtenha um desempenho ótimo [43] e torna o procedimento de equalização do sinal tolerante a erros de temporização produzidos na amostragem do sinal [21]. Essa tolerância é uma característica importante para o método de estimação de erro de temporização proposto neste trabalho.

## 2.8 RECUPERAÇÃO DE FREQUÊNCIA DA PORTADORA

A diferença entre a frequência do oscilador local e a frequência da portadora do sinal recebido implica em uma frequência residual,  $\Delta F_{res}$ , no sinal percebido pelo receptor. Como nem sempre o desvio de frequência é conhecido, a tarefa de corrigi-lo envolve sua estimação antecipada. A finalidade do bloco de recuperação de portadora é a estimação e a compensação de  $\Delta F_{res}$ . Essas operações são facilitadas se o equalizador emprega o CMA, pois podem ser realizadas com o sinal equalizado e de maneira independente ao processo de equalização.

Considerando uma orientação de polarização arbitrária, o sinal após a equalização pode ser expresso como:

$$y(k) = s(k) \exp(j\phi(k) + 2\pi\Delta F_{res}kT_S) + u(k), \quad (2.44)$$

em que  $s(k)$  é o símbolo enviado,  $T_S$  é o tempo de símbolo,  $u(k)$  é o ruído branco Gaussiano aditivo e  $y(k)$  é o sinal equalizado contaminado pelo ruído de fase,  $\phi(k)$ , e desvio de frequência,  $\Delta F_{res}$ . Como se pode depreender da Equação 2.44, o  $\Delta F_{res}$  produz um desvio de fase de natureza quase constante entre símbolos adjacentes. A Figura 2.9 mostra o efeito ocasionado por  $\Delta F_{res}$  na estimativa do ruído de fase.

O desvio de frequência pode ser estimado a partir de  $y(k)$ . Para a modulação QPSK, tem-se [22]:

$$[y^*(k) \times y(k-1)]^4 \propto \exp(4j\Delta\phi(k)). \quad (2.45)$$

Na ausência de ruído aditivo,  $4\Delta\phi$  assume uma distribuição gaussiana circular, cuja função densidade de probabilidade (*probability density function* - pdf) é dada por [22]:

$$f(4\Delta\phi) = \frac{\exp(\kappa \cos(4\Delta\phi - 8\pi\Delta F_{res}T_S))}{2\pi I_0(\kappa)}, \quad (2.46)$$

em que  $\kappa$  está relacionado com a largura de linha do laser e  $I_0$  é a função de Bessel de ordem 0 modificada. Por meio da pdf mostrada na Equação 2.46, o  $\Delta F_{res}$  pode ser

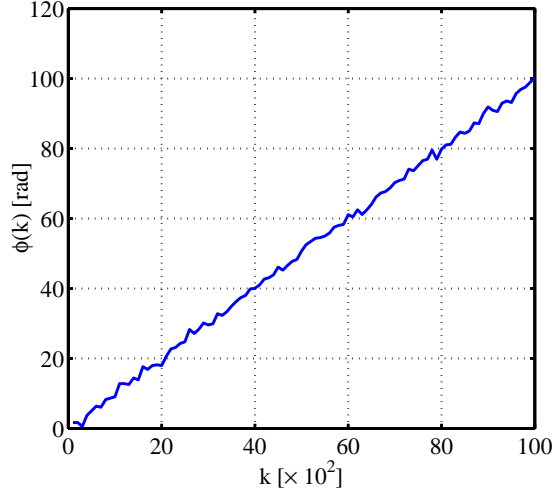


Figura 2.9: Efeito da fase residual da portadora na estimativa do ruído de fase.

estimado utilizando a técnica de máxima verossimilhança [46], resultando em:

$$\Delta\hat{F}_{res} = \frac{1}{8\pi T_S} \arg \left[ \sum_{k=1}^N (y^*(k) \times y(k-1))^4 \right], \quad (2.47)$$

em que  $\arg(\cdot)$  é a função argumento.

Uma vez estimado o desvio de frequência, ele pode ser facilmente compensado multiplicando os símbolos equalizados pelo desvio de fase acumulado dado por [39]:

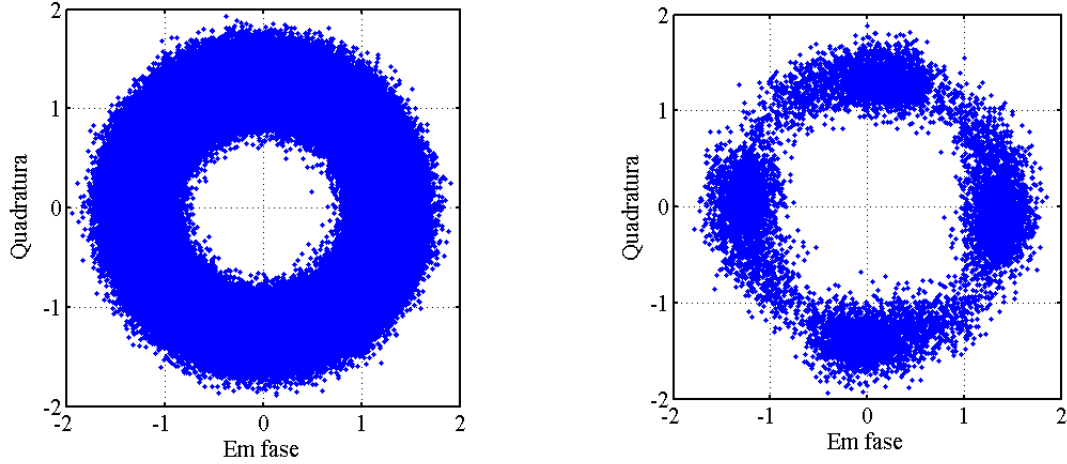
$$PS(k) = \exp(-j2\pi\Delta\hat{F}_{res}T_S k) = PS^k(1). \quad (2.48)$$

Geralmente, a estimação e a compensação da fase residual da portadora são realizadas para cada orientação de polarização de forma independente.

As Figuras 2.10(a) e 2.10(b) mostram a constelação do sinal antes e depois da compensação do desvio de frequência. Na Figura 2.10(a), a constelação está contaminada pela fase residual da portadora. Na Figura 2.10(b), a fase acumulada está compensada.

## 2.9 RECUPERAÇÃO DE FASE

O laser do transmissor e o oscilador local exibem uma flutuação aleatória dentro de uma largura de linha finita em torno de uma frequência central. Essas flutuações podem ser vistas no domínio do tempo como um ruído de fase, modelado por um



(a) Constelação corrompida pelo desvio de frequência, antes da recuperação de frequência.

(b) Constelação sem desvio de frequência, depois da recuperação de frequência.

Figura 2.10: Constelações antes e depois da recuperação de frequência.

processo de Wiener [46]. O ruído de fase pode ser escrito como:

$$\phi(k) = \phi(k-1) + \Delta\phi_k = \sum_{m=0}^k \Delta\phi_m, \quad (2.49)$$

em que  $\phi(k)$  é o desvio de fase referente ao símbolo  $k$ . Na Equação 2.49,  $\Delta\phi_m$  é uma variável aleatória com distribuição Gaussiana de média nula e variância  $\sigma_{\Delta\phi_m}^2 = 2\pi\Delta\nu T_S$ ,  $\Delta\nu$  é a soma da largura de linha dos lasers do transmissor e oscilador local. O desvio de fase provoca uma rotação no símbolo  $k$  recebido, impossibilitando a decisão correta do símbolo enviado:

$$y(k) = s(k)\exp(j\phi(k)) + u(k), \quad (2.50)$$

em que  $u(k)$  é o ruído branco Gaussiano aditivo. A evolução do desvio de fase é mostrado na Figura 2.11.

A finalidade da recuperação de fase é estimar o desvio de fase,  $\phi(k)$ , e compensá-lo. Neste trabalho, a recuperação de fase usa o algoritmo *feedforward* Virtebi & Virtebi (V&V) com filtro ponderado [47]. A Figura 2.12 mostra um diagrama de bloco com as etapas do algoritmo V&V. O seu funcionamento consiste, primeiramente, em remover a dependência dos dados elevando o sinal à quarta potência, o que resulta em [48]:

$$y^4(k-i) \approx s^4(k-i)\exp\left[j4\left(\phi(k) + \sum_{m=0}^{i-1} \Delta\phi_m\right)\right] + \bar{u}(k-i), \quad (2.51)$$

em que  $\bar{u}(k)$  é uma variável aleatória Gaussiana com média zero e variância  $\sigma_{\bar{u}}^2 = 16E_S^3\sigma_u$ ,  $E_S = |s(k)|^2$ . A aproximação na Equação 2.51 é consequência da eliminação

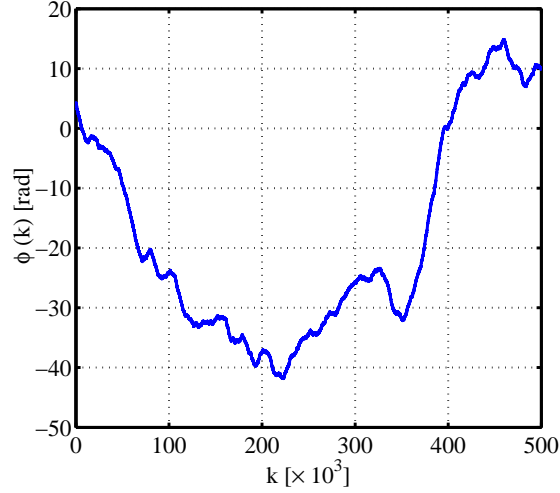


Figura 2.11: Processo discreto de Wiener para um laser com largura de linha igual a 2 MHz.

dos termos de ruído com expoente superior a dois. Assumindo que o termo  $4 \sum_{m=0}^{i-1} \Delta\phi_m$  é suficientemente pequeno, a Expressão 2.51 pode ser aproximada pelos primeiros dois termos da série de Taylor [47], o que resulta em

$$y^4(k-i) \approx E_S^2 \exp[j4\phi(k)] \left( 1 + j4 \sum_{m=0}^{i-1} \Delta\phi_m \right) + \bar{u}(k-i). \quad (2.52)$$

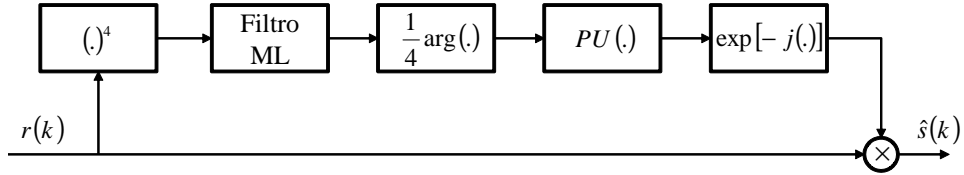


Figura 2.12: Estágios da recuperação de fase *feedforward* V&V.

Em seguida, obtém-se uma estimativa de  $\phi(k)$  ao submeter as amostras  $y^4(k-i)$  a um filtro ponderado. Esse filtro utiliza amostras futuras e passadas para estimar  $\phi(k)$ . Para encontrar os coeficientes desse filtro que produzem a melhor estimativa de  $\phi(k)$ , considera-se que a função densidade de probabilidade condicional do vetor  $\mathbf{y}$  para um dado  $\phi(k)$  é dada pela função distribuição Gaussiana multivariável [47]:

$$f_{\mathbf{y}|\phi(k)}(\mathbf{y}|\phi(k)) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{2N+1}|\mathbf{C}|}} \exp \left[ -\frac{1}{2} (\mathbf{y} - \mathbf{m}_{\mathbf{y}})^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{y} - \mathbf{m}_{\mathbf{y}}) \right], \quad (2.53)$$

em que

$$\mathbf{y} = [y^4(k-N) \dots y^4(k-1), y^4(k), y^4(k+1) \dots y^4(k+N)], \quad (2.54)$$

de tamanho  $2N+1$ , e

$$\mathbf{m}_{\mathbf{y}} = E[\mathbf{y}] = E_S^2 \exp(j4\phi(k)) \mathbf{1}. \quad (2.55)$$



Na equação 2.55,  $\mathbf{1} = [1, 1 \dots 1, 1]_{2N+1}^T$ , e  $\mathbf{C}$  é a matriz covariância:

$$\mathbf{C} = 16E_S^4 \sigma_{\Delta\phi_m}^2 \begin{pmatrix} N & \dots & 2 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 2 & \dots & 2 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & \dots & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 1 & 2 & \dots & 2 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 1 & 2 & \dots & N \end{pmatrix} + 16E_S^3 \sigma_u^2 \mathbf{I}_{(2N+1) \times (2N+1)}. \quad (2.56)$$

A estimativa de  $\phi(k)$  é encontrada pelo critério de máxima verossimilhança ao maximizar a pdf definida na Equação 2.53 a partir de  $\mathbf{y}$ . Com isso, pode-se mostrar que [47]

$$\hat{\phi}(k) = \frac{1}{4} \arg(\mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1} \mathbf{y}). \quad (2.57)$$

Portanto, os coeficientes do filtro, segundo o critério de máxima verossimilhança, que produzem a melhor estimativa de  $\phi(k)$  são iguais a  $\mathbf{C}^{-1} \mathbf{1}^T$ .

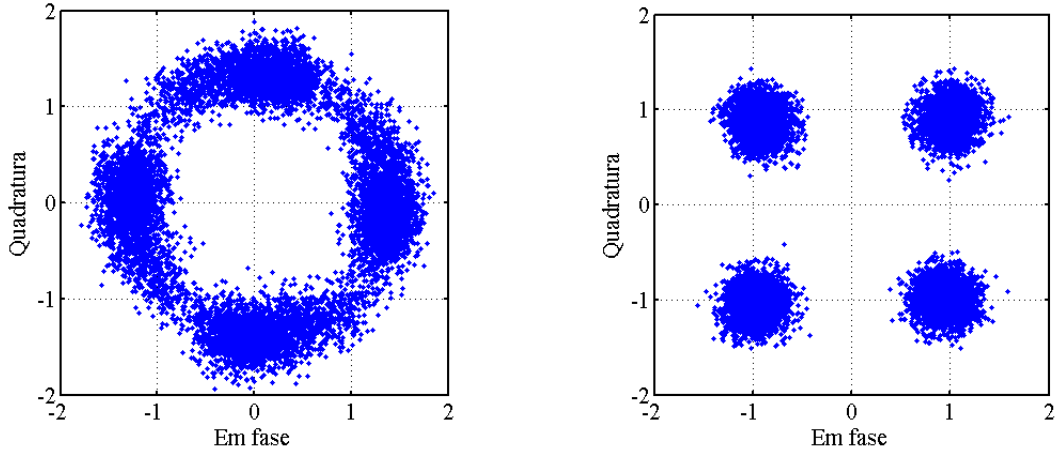
Por fim, as estimativas obtidas pela Expressão 2.57 são encaminhadas a um algoritmo de variação contínua de fase (*phase unwrapper* - PU) [37]

$$PU(.) = (.) + \left( \left[ \frac{1}{2} + \frac{\hat{\phi}(k-1) - (.)}{\pi/2} \right] \right) \frac{\pi}{2} \quad (2.58)$$

para retirar as discontinuidades de fase, visto que a função  $\arg(.)$  trabalha entre os limites de  $-\pi/4$  a  $+\pi/4$ . A compensação do ruído de fase é realizada ao multiplicar o sinal original pela exponencial com expoente igual à fase estimada negativa. As Figuras 2.13(a) e 2.13(b) mostram as constelações antes e depois da recuperação de fase, respectivamente.

## 2.10 DECISÃO E DECODIFICAÇÃO

A finalidade da decodificação é prover uma estimativa confiável da informação transmitida a partir do sinal entregue pelas demais etapas de DSP. O sinal entregue pela etapa de recuperação de fase à etapa de decodificação contém ruído aditivo. Portanto, antes de recuperar a sequência de bits é necessário obter uma estimativa confiável do



(a) Constelação corrompida pelo ruído de fase, antes da recuperação de fase.

(b) Constelação sem ruído de fase, depois da recuperação de fase.

Figura 2.13: Constelações antes e depois da recuperação de fase.

símbolo transmitido. Portanto, a função do bloco de decisão e decodificação pode ser resumida em:

- Estimar o símbolo enviado;
- Mapear o símbolo estimado em bits.

Para a modulação QPSK, os símbolos contaminados por ruído aditivo complexo devem ser mapeados no conjunto  $S : \left\{ s_i = \sqrt{E_s} \exp \left( j \frac{(2i-1)\pi}{4} \right), i = 1, 2, 3, 4 \right\}$ . Se os símbolos transmitidos são equiprováveis, o critério da menor distância euclidiana dos pontos da constelação do sinal recebido aos pontos da constelação pertencentes a  $S$  é um critério ótimo para minimizar a probabilidade de erro [49]. A regra consiste em escolher os pontos da constelação  $S$  de acordo com a região em que se encontra o ponto da constelação do sinal recebido. Para a modulação QPSK, as regiões de decisão são determinadas pelos quadrantes definidos pelas componentes em fase e quadratura.

Uma vez estimado o símbolo recebido, a segunda etapa do processo de decodificação consiste em mapear os símbolos estimados em uma sequência de bits. Para isso, devem-se considerar dois problemas. O primeiro é com relação à equalização utilizando o CMA, pois a constelação é recuperada com uma rotação arbitrária. Embora essa rotação altere a fase absoluta da constelação recuperada, ela preserva a fase relativa em relação a um referencial fixo [43]. O segundo são possíveis rotações, múltiplas de  $90^\circ$ , a que a constelação está sujeita durante a transmissão devido à combinação ruído de fase, ruído aditivo complexo e fase residual da portadora. Essas rotações não são detectadas no procedimento de recuperação de fase, visto que as transições entre símbolos também são múltiplas de  $90^\circ$ . Se a informação estiver apenas na fase absoluta do sinal, tais

rotações causariam uma sequência catastrófica de erros, impedindo a recuperação da informação transmitida. Esses dois problemas são resolvidos por meio de decodificação diferencial.

Na decodificação diferencial, a informação está veiculada na diferença de fase entre símbolos adjacentes. Assim, uma rotação múltipla de  $90^\circ$  da constelação implicará em apenas um erro e não em uma sequência de erros. Porém, caso não haja uma rotação da constelação, para uma mesma razão sinal ruído (*signal noise ratio* - SNR), a taxa de erro de bit (*bit error rate* - BER) de um sistema QPSK com codificação diferencial será sempre maior que um sistema QPSK. Como a informação está na diferença de fase, um erro na fase absoluta do sinal recebido acarreta em dois erros de símbolos se decodificados diferencialmente. Devido a isso, a probabilidade de erro de bit para um sistema QPSK com decodificação diferencial pode ser aproximada como o dobro da probabilidade de erro de bit de um sistema QPSK.

Por fim, o mapeamento dos símbolos em bit é realizado por meio do código de Gray. O código de Gray minimiza a probabilidade de erro de bit porque diminui a probabilidade de errar os dois bits correspondentes a um determinado símbolo. Na Figura 2.14, são apresentadas as quatro regiões de decisão e o mapeamento em código de Gray para a decodificação diferencial. Após a decisão dos símbolos, se a diferença de fase entre dois símbolos adjacentes for 0, são decodificados os bits 00. Se essa diferença for  $\pi/2$ ,  $-\pi/2$  e  $\pm\pi$ , são decodificados os bits 01, 10 e 11, respectivamente.

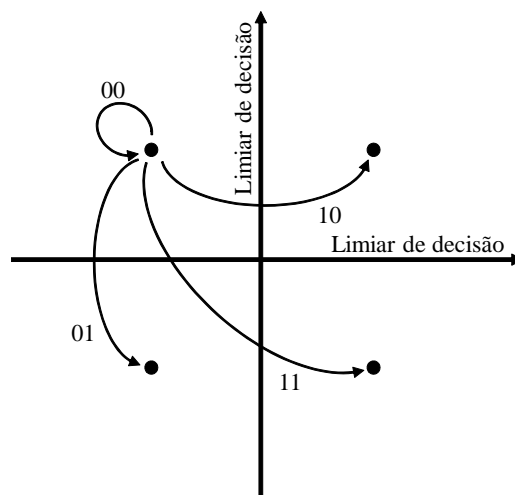


Figura 2.14: Exemplo de QPSK com decodificação diferencial.

### 3 RECUPERAÇÃO DE RELÓGIO

Em sistemas de comunicação digital, a sincronização entre a taxa de amostragem e o tempo de símbolo do sinal recebido é uma operação crucial para a correta recuperação da informação transmitida. A esse procedimento é dado o nome de recuperação de relógio, recuperação de temporização ou de sincronização [1]. A amostragem do sinal nos instantes incorretos acarreta em prejuízos à recuperação de uma versão confiável do sinal. O objetivo da recuperação de relógio é determinar com a máxima precisão possível o início e o fim de cada símbolo recebido e, assim, determinar o instante ideal para amostrar o sinal recebido.

A finalidade deste capítulo é fornecer uma visão geral da recuperação de relógio totalmente digital. As técnicas de sincronização digital apresentadas e analisadas neste capítulo empregam uma malha de captura de fase digital. Portanto, as etapas da recuperação de relógio totalmente digital apresentadas e analisadas ao longo do capítulo se restringem a técnicas pertencentes a essa categoria. Como o foco deste trabalho é no sistema óptico DP-QPSK com detecção coerente, na Seção 3.8 é proposto um algoritmo de detecção de erros de temporização, aqui chamado de TED-EQ, que visa resolver alguns problemas típicos de tais sistemas. Por fim, na Seção 3.9, por meio de simulação, é mostrado como os parâmetros de uma malha de captura de fase totalmente digital respondem às diversas situações de sincronização de relógio em um sistema óptico DP-QPSK com detecção coerente.

#### 3.1 INTRODUÇÃO À RECUPERAÇÃO DE RELÓGIO

A finalidade da recuperação de relógio é sincronizar a taxa de amostragem do receptor à taxa de símbolo do sinal recebido. Algumas soluções de sincronização envolvem a transmissão de um sinal de relógio ou de uma sequência de bits pré-determinada [1]. Entretanto, essas soluções exigem potência ou largura de banda adicionais o que nem sempre é possível ou desejável. Outra solução largamente utilizada e que não precisa dos requerimentos adicionais mencionados anteriormente é a autossincronização. Na autossincronização, o receptor utiliza apenas a informação de temporização existente

no próprio sinal recebido para efetivar a recuperação de relógio. Por esse motivo, o sucesso da autossincronização depende diretamente da quantidade de informação de relógio presente no sinal recebido. Fatores que corrompem o sinal como limitação de banda, interferência intersimbólica, baixa SNR, entre outros, tendem a prejudicar a autossincronização.

Geralmente, a autossincronização emprega uma malha de captura de fase [50] (*phase locked loop* - PLL) para realizar a sincronização. Neste trabalho, todos os métodos analisados são do tipo autossincronização e utilizam uma PLL para realizar a recuperação de relógio. Malha de captura de fase é um sistema de controle com realimentação capaz de sincronizar a frequência instantânea do sinal de saída à frequência de referência do sinal de entrada. A PLL é composta de três elementos essenciais [50, 51]: detector de fase (*phase detector* - PD), filtro de malha (*loop filter* - LF) e oscilador controlado por tensão (*voltage-controlled oscillator* - VCO). O PD compara o sinal de entrada com o sinal produzido pelo VCO e produz um sinal de erro em sua saída dado pela diferença em fase entre os dois. O sinal de erro é filtrado pelo LF e aplicado ao VCO. O controlador de tensão é responsável por alterar a frequência do oscilador na direção que minimiza o erro de fase produzido pelo PD, veja a Figura 3.1.

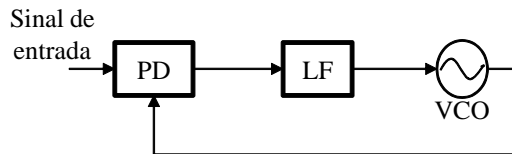


Figura 3.1: Estrutura básica de uma malha para captura de fase, PLL.

Quando a PLL se estabiliza, o VCO produz um sinal com uma frequência média exatamente igual à frequência média do sinal de entrada [50]. Convergência não implica em erro de fase igual a zero. O erro se estabiliza em um determinado valor podendo exibir pequenas flutuações em torno deste. Grandes flutuações podem tornar a PLL instável.

Em sistemas de comunicação, a PLL é capaz de gerar um sinal de referência que possui a mesma frequência da taxa de transmissão do sinal entregue ao receptor. Logo, a PLL é um mecanismo que possibilita ao receptor sincronizar a taxa de amostragem do conversor analógico-digital (A/D) à taxa de transmissão do sinal recebido. A Figura 3.2 mostra um esquema básico de recuperação de relógio realizada por uma PLL. Uma sequência de dados  $s_k$  produzida a taxa de  $1/T_S$  é inserida em um canal com resposta impulsional  $h(t)$  e ruído aditivo  $u(t)$ . Em seguida, o sinal  $r(t)$  é filtrado com o objetivo de equalizar ou limitar ruído. O detector utiliza o sinal resultante da filtragem  $y(t)$  para produzir as estimativas  $\hat{s}_k$  dos dados transmitidos  $s_k$ . O esquema,

mostrado na Figura 3.2, emprega uma PLL composta por um VCO, um LF e um detector de erro de temporização (*timing error detector* - TED). A finalidade da PLL é realizar a amostragem do sinal nos instantes ideais tendo como referência o sinal de erro produzido pelo TED.

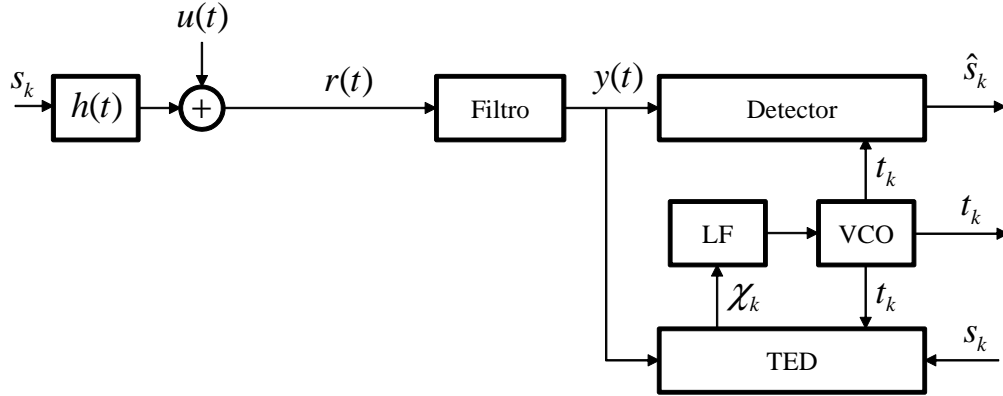


Figura 3.2: Modelo básico de um sistema com recuperação de relógio, adaptado de [1].

O TED é o responsável por extrair a informação de relógio e, com isso, estimar o erro de temporização. A efetividade da sincronização está diretamente ligada ao seu desempenho. Há dois modos de operação para o TED: modo com auxílio de dados (*data aided* - DA) e modo sem auxílio de dados (*non data aided* - NDA). No modo DA, o TED usa uma sequência de dados pré-definida  $s_k$  ou as estimativas  $\hat{s}_k$  para computar o erro de temporização. Já no modo NDA, o TED estima o erro de temporização sem conhecimento da sequência de dados transmitida. Portanto, técnicas de autossincronização realizam a recuperação de relógio com o TED em modo NDA. Nas próximas seções, são descritos como o TED estima o erro de temporização e como essa informação é usada na PLL para realizar a sincronização.

### 3.2 TIPOS DE ERROS, ESTRUTURA E REQUISITOS

Nesta seção são apresentados os tipos de erros relacionados à tarefa de recuperar o relógio, as diferentes estruturas que o circuito de realimentação pode assumir e alguns fatores limitantes que diminuem a informação de relógio existente no sinal recebido.

### 3.2.1 Erro de temporização

A recuperação de relógio deve garantir que o sinal analógico recebido no receptor seja amostrado nos instantes corretos. Como mencionado anteriormente, a recuperação de relógio é etapa fundamental em qualquer sistema de comunicação digital, visto que eventuais erros de temporização existentes no processo de amostragem podem prejudicar a recuperação de uma versão confiável da informação transmitida. Dois erros básicos estão associados ao problema de definir o instante ideal para amostrar o sinal recebido: o erro de fase e o erro de frequência.

O erro de fase acontece quando o instante em que o sinal é amostrado está deslocado do instante ideal apenas por um atraso constante  $\tau$ . A Figura 3.3 ilustra a necessidade da correta sincronização para esse tipo de erro. Na situação apresentada, um sinal binário modulado em retorna a zero (*return to zero - RZ*) é enviado por um canal com limitação de banda. Na recepção, o relógio do amostrador está atrasado em relação ao relógio do sinal recebido. Claramente, a taxa de erro de bit é penalizada, uma vez que a amplitude do sinal amostrado foi significadamente reduzida. Além disso, caso o sinal esteja contaminado por ruído, a SNR vista pelo receptor será menor.

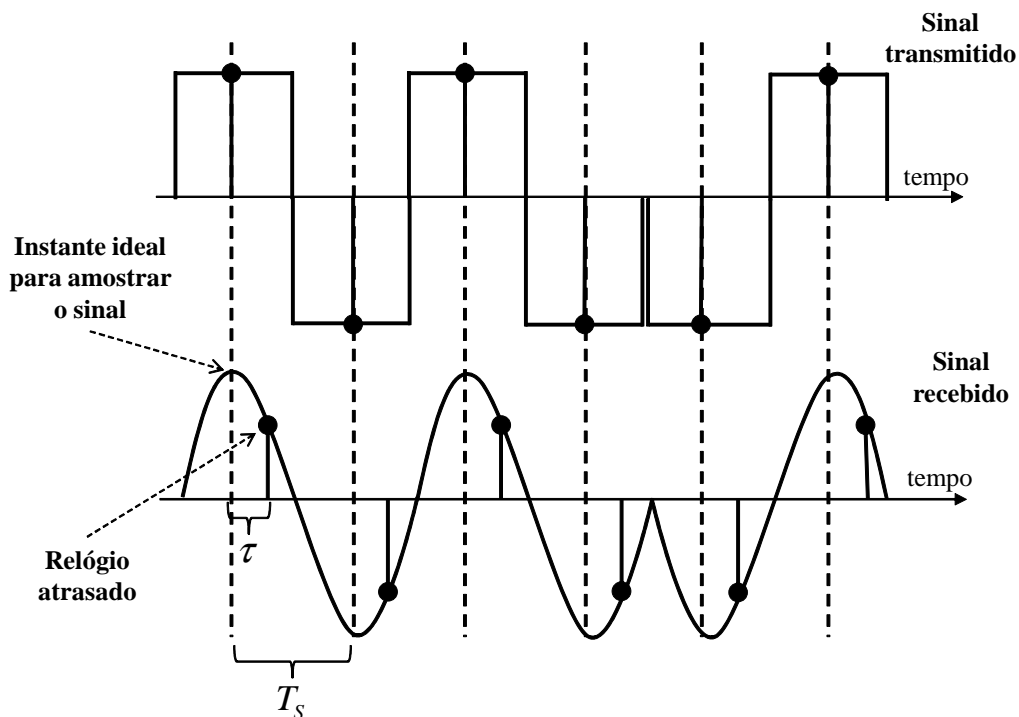


Figura 3.3: Efeito do erro de fase na amostragem do sinal recebido.

O segundo tipo é o erro de frequência. O erro de frequência é ocasionado por um desvio entre a taxa de símbolo do sinal recebido,  $R_S$ , e a taxa de amostragem,

$R_{ADC}$ , requerida na recepção. A Figura 3.4 mostra o efeito de um erro de frequência em que a taxa de amostragem é menor que a taxa de símbolo. Nesse caso, o tempo entre amostras  $T_a$  é maior que o tempo de símbolo  $T_S$ . Assim, alguns símbolos serão descartados durante a amostragem. Se  $T_a$  for menor que  $T_S$ , ou seja,  $R_{ADC}$  maior que  $R_S$ , alguns símbolos serão amostrados duas vezes. Nas duas situações, a recuperação de uma versão confiável do sinal é prejudicada. Além do mais, o desvio entre as taxas de símbolo e a taxa de amostragem faz com que a resposta impulsional vista pelo equalizador seja variante no tempo, prejudicando a equalização.

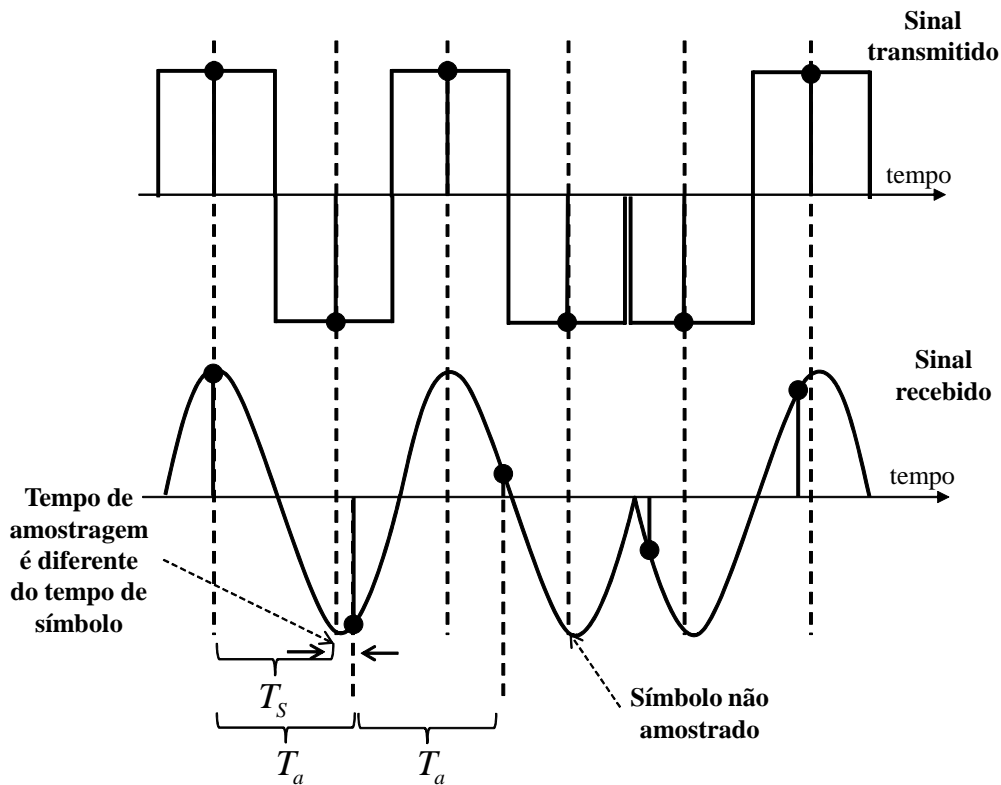


Figura 3.4: Efeito do erro de frequência na amostragem do sinal recebido. A taxa de amostragem é menor que a taxa de símbolos.

Na prática, os erros de frequência e de fase acontecem simultaneamente. Fatores como atrasos inseridos pelo canal, características não ideais do conversor A/D, entre outros podem provocar uma flutuação do erro de fase, aqui chamado de *jitter*. Entretanto, se o *jitter* possuir frequências menores que 0,1 % da taxa de símbolo, não é preciso rastreá-los pois são toleráveis [1].



### 3.2.2 Esquemas de recuperação de relógio

Os esquemas de recuperação de relógio podem ser classificados de acordo com sua estrutura e tipo de amostragem empregada. Quanto à sua estrutura, os esquemas de recuperação de relógio podem ser classificados em dois tipos, relacionados ao local do qual a informação de relógio é extraída, se antes ou depois do amostrador. Se toda a informação é extraída antes do amostrador, o esquema é dedutivo, se toda a informação é extraída depois do amostrador, o esquema é indutivo [3]. As Figuras 3.5(a) e 3.5(b) mostram esquemas de recuperação dedutivo e indutivo, respectivamente. Como mencionado em [1], estruturas dedutivas favorecem uma implementação de relógio analógica enquanto estruturas indutivas favorecem uma implementação digital.

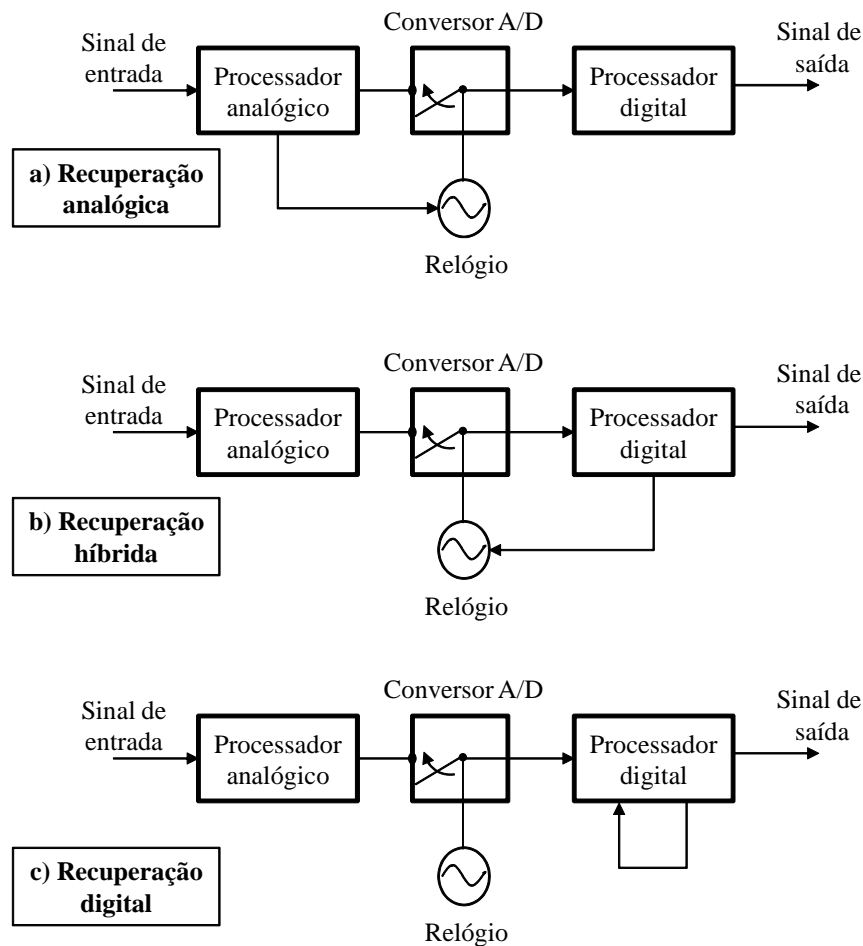


Figura 3.5: Estruturas básicas para recuperação de relógio, adaptado de [2].

Nos esquemas indicados nas Figuras 3.5(a) e 3.5(b), o conversor A/D pode ser sincronizado à taxa de símbolo do sinal recebido. Atuar diretamente no conversor A/D permite, na maioria das vezes, uma rápida sincronização. Porém, ela sofre com certas desvantagens. A principal desvantagem é a pobre precisão exibida na fase de rastreamento do

erro de temporização, uma vez que o relógio do conversor A/D exhibe certas flutuações ocasionadas por variações de temperatura ou envelhecimento de seus componentes que impedem uma sincronização mais precisa.

No processamento digital de sinais dessincronizados multiplexados em frequência ou nos casos em que os dados devem ser guardados para pós-processamento, não é possível agir diretamente no conversor A/D [2]. Desse modo, uma configuração em que o conversor A/D funcione livremente é a única opção (veja a Figura 3.5(c)).

Com relação ao tipo de amostragem empregada, as técnicas de recuperação de relógio podem ser divididas em dois grupos:

- Síncrona - a amostragem está associada ao sinal recebido, veja as Figuras 3.5(a) e 3.5(b);
- Assíncrona - a amostragem acontece independente do sinal recebido e o relógio do conversor A/D está fixo, veja a Figura 3.5(c).

O único esquema que permite a recuperação de relógio totalmente digital é a amostragem assíncrona. Nessa situação, a amostragem é fixada na taxa nominal do sistema e a sincronização dos dados recebidos é realizada em um interpolador [52]. Neste trabalho, os algoritmos analisados empregam amostragem assíncrona e operam em modo NDA.

### 3.2.3 Requisitos

Como mencionado anteriormente, a autossincronização extrai a informação de relógio do sinal recebido e não necessita de requisitos adicionais de largura de banda ou de potência. Porém, o desempenho satisfatório de técnicas de autossincronização exige uma quantidade mínima de informação de relógio presente no sinal recebido. Dessa maneira, algumas exigências são necessárias com relação à transmissão da informação. Fatores como a sequência da informação transmitida, largura de banda e equalização imperfeita podem comprometer o processo de sincronização.

A informação de temporização está na transição dos símbolos, ou seja, nas componentes de alta frequência dos dados transmitidos. Se durante a transmissão for enviada uma sequência longa de dados em que não haja transições de símbolos, o receptor não será capaz de efetivar a sincronização corretamente. Nessa situação, nenhuma nova informação de relógio é produzida e, conseqüentemente, o receptor não conseguirá rastrear variações do erro de fase, o que pode causar a perda da sincronização. Uma maneira de contornar esse problema é utilizar um embaralhador na transmissão, garantindo que o sinal transmitido tenha a quantidade de transições necessárias.

Já que a maior parte da informação de relógio se encontra nas componentes de alta frequência do sinal transmitido, limitações na largura de banda também afetam a correta recuperação de relógio. A Figura 3.6 descreve um exemplo de como esse efeito pode afetar a recuperação de relógio. Nesse caso, dois sinais modulados em não-retorna a zero (*non-return-to-zero* - NRZ) são recebidos sem interferência intersimbólica. Na Figura 3.6(a), é possível diferenciar claramente onde começa e termina cada símbolo transmitido, pois as transições estão bem determinadas. Já na Figura 3.6(b), a limitação de banda suaviza as transições dos símbolos. Mesmo não havendo interferência intersimbólica, não é possível definir sem ambiguidade qual foi a informação transmitida. Portanto, o correto funcionamento da maioria das técnicas de autossincronização exige uma de largura de banda mínima para a transmissão dos dados.

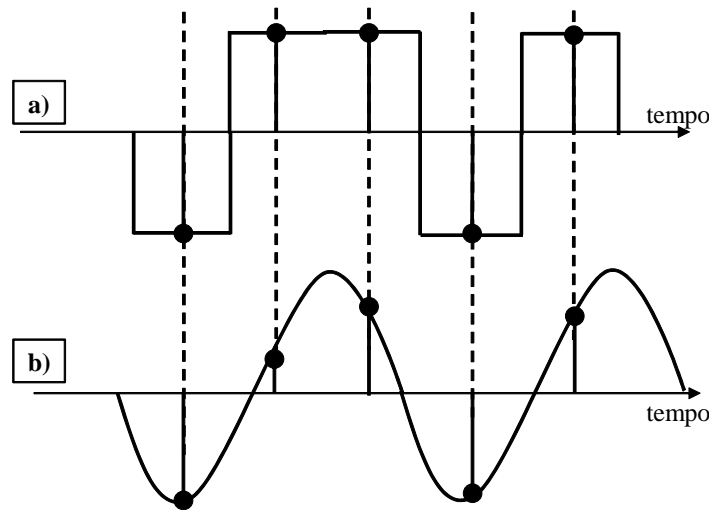


Figura 3.6: a) Sequência de dados moduladas por pulsos NRZ sem limitação de banda, b) com limitação de banda.

Outro fator que altera a operabilidade do TED são as perturbações que podem ser inseridas ao sinal se a equalização é imperfeita. Isso é inevitável em situações práticas. Os erros inseridos, durante o procedimento de equalização, podem provocar perturbações na fase do sinal que a recuperação de relógio usa para rastrear o erro de temporização [1]. Com isso, o *jitter* pode ser incrementado levando à perda da sincronização.

### 3.3 RECUPERAÇÃO DE RELÓGIO TOTALMENTE DIGITAL

A mesma estrutura básica de uma PLL pode ser estendida a uma PLL totalmente digital (*all digital phase-locked loop* - All-DPLL) e usada na recuperação de relógio (veja a Figura 3.7). Nesse caso, o conversor A/D deve ter sua taxa de amostragem fixada na taxa de transmissão nominal do sistema. A diferença entre a frequência de amostragem empregada pelo conversor A/D e a frequência instantânea de símbolos é chamada desvio de relógio da amostragem (*sampling clock offset* - SCO) e pode ser compensada por um interpolador. Outra mudança importante é a substituição do VCO por um oscilador controlado numericamente (*number-controlled oscillator* - NCO).

Um sistema de recuperação de relógio implementado utilizando um All-DPLL é composto por: TED, LF, NCO e interpolador. O TED extrai a informação de relógio do sinal recebido. O LF converte o sinal de erro produzido pelo TED em um sinal de controle para o NCO e garante a estabilidade do sistema. Por fim, o NCO utiliza o sinal de controle para determinar ao interpolador os instantes em que uma nova amostra deve ser produzida. A Figura 3.7 descreve um esquema geral de recuperação de relógio totalmente digital.

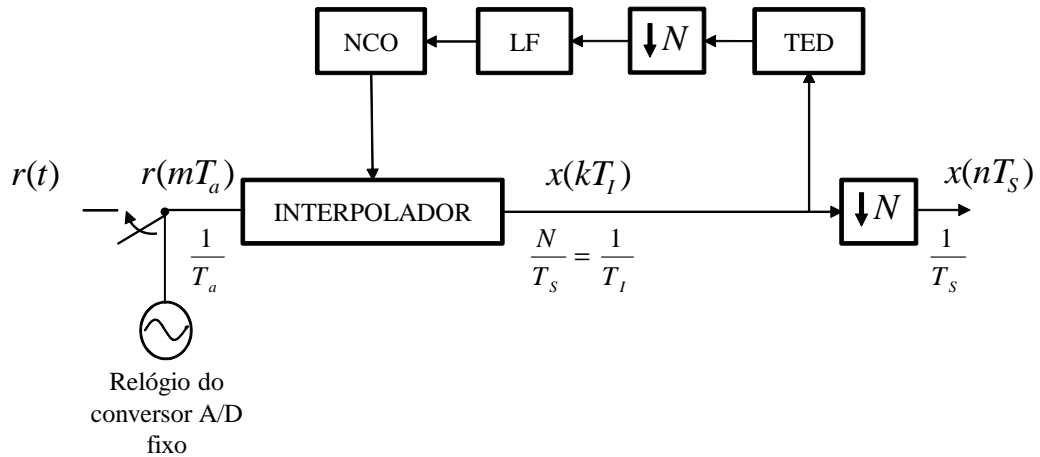


Figura 3.7: Recuperação de relógio com amostragem assíncrona utilizando uma DPLL.

Na Figura 3.7, o conversor A/D recebe um sinal  $r(t)$  em banda base, à taxa de símbolo de  $1/T_S$ , e o amostra a uma taxa de  $1/T_a$ . Em seguida, o interpolador gera em sua saída, a partir de  $r(mT_a)$ , amostras em instantes  $T_I$ , que são aplicadas ao TED. O TED produz um sinal de erro a cada  $T_S$  segundos que, após processado pelo LF e o NCO, é capaz de indicar se o interpolador deve aumentar ou diminuir o tempo de interpolação. Normalmente,  $T_a/T_S$  é um número irracional, pois o relógio do

transmissor é independente do relógio do receptor. A recuperação de relógio ocorre em duas etapas:

- Medição de temporização;
- Ajuste de temporização.

A medição de temporização é realizada no TED. É ela que indica o instante ideal para amostrar o sinal. Já o ajuste de temporização é efetuado pelo NCO e o interpolador. Nas próximas seções é descrito o procedimento realizado em cada etapa da recuperação de relógio com uma All-DPLL.

### 3.4 INTERPOLADOR

Em um esquema de recuperação de relógio totalmente digital, a sincronização é efetivada de forma digital por um interpolador. Basicamente, o que o interpolador faz é obter um novo conjunto de amostras sincronizadas a partir das amostras dessincronizadas produzidas pelo conversor A/D. Para que isso seja possível, é necessário que as amostras interpoladas sejam produzidas nos instantes corretos de modo a compensar o erro de relógio. Ademais, é preciso que a função interpoladora utilizada exiba uma boa relação de compromisso entre o desempenho desejado e a complexidade requerida. A seguir, são descritas algumas importantes funções interpoladoras e como o interpolador, a partir das informações fornecidas pelo NCO, produz as amostras nos instantes ideais.

Como se pode observar na Figura 3.7, cada índice está relacionado a um instante: de amostragem ( $m$ ), de interpolação ( $k$ ) e de temporização ( $n$ ). O intervalo de interpolação  $T_I$  não é constante, porém ele possui uma média igual a  $T_S/N$ , em que  $N$  é a quantidade de amostras por símbolo. Não é possível relacionar  $m$  e  $k$ , visto que, normalmente,  $T_a/T_S$  é irracional. Contudo,  $n$  e  $k$  estão associados por  $n = \lfloor k/N \rfloor$ , em que  $\lfloor x \rfloor$  é o maior inteiro menor que  $x$ .

Pelo teorema da amostragem e considerando  $N \geq 2$ , pode-se recuperar a forma de onda  $r(t)$  a partir de  $r(mT_a)$  por:

$$r(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} r(iT_a) \operatorname{sinc} \left( \frac{t - iT_a}{T_S} \right) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} r(iT_a) h_I(t - iT_a), \quad (3.1)$$

em que  $\text{sinc}(t) = \frac{\text{sen}(t)}{t}$  e  $h_I(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T_s}\right)$ . Na Figura 3.8, seja  $m_k T_a$  o instante imediatamente anterior ao instante  $k T_I$  que procuramos. Assim,

$$m_k = \left\lfloor \frac{k T_I}{T_a} \right\rfloor, \quad (3.2)$$

desse modo, o instante de interpolação se torna:

$$k T_I = m_k T_a + \mu_k T_a = (m_k + \mu_k) T_a, \quad (3.3)$$

em que  $m_k$  é inteiro e  $\mu_k \in [0, 1)$ .  $m_k$  é chamado ponto-base e  $\mu_k$  é o intervalo fracionário dado por:

$$\mu_k = \frac{k T_I}{T_a} - m_k. \quad (3.4)$$

Nas Equações 3.2 e 3.4, tanto o ponto-base,  $m_k$ , quanto o intervalo fracionário,  $\mu_k$ , estão associados a um instante de interpolação  $k$ . Essa observação é importante porque, dependendo do erro de frequência, a interpolação nos instantes corretos pode exigir que o interpolador use um mesmo ponto-base para duas interpolações consecutivas ou salte um selecionado ponto-base em um determinado instante (veja o Apêndice A).

Por meio das Equações 3.1 e 3.3 é possível relacionar  $x(k T_I)$  com  $r(m T_a)$  por:

$$x(k T_I) = x((m_k + \mu_k) T_a) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} r(m T_a) h_I((m_k - i) T_a + \mu_k T_a). \quad (3.5)$$

A implementação da Equação 3.5 é pouco prática. Porém, se a *sinc* for substituída por

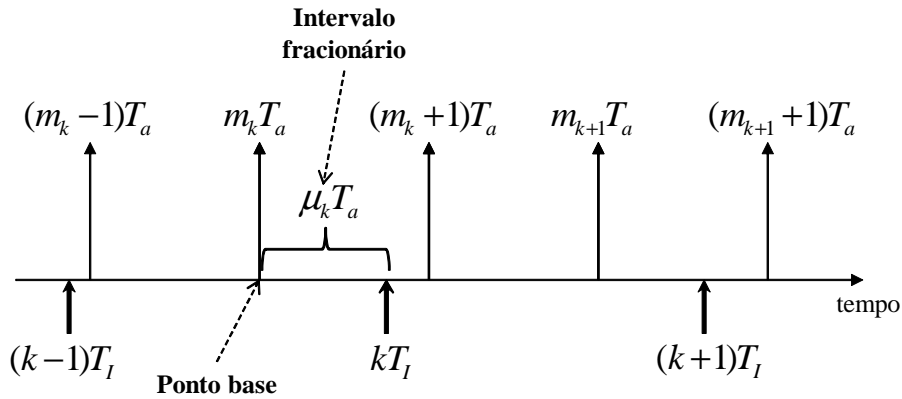


Figura 3.8: Relações entre o período de amostras antes e depois do interpolador.

determinadas funções interpoladoras, é possível reduzir o erro de interpolação e usar um número finito de parcelas no somatório. Em [2] e [52], é demonstrado que funções polinomiais exibem bons resultados práticos. Essas funções polinomiais realizam a interpolação por meio de um filtro em que a resposta impulsional são os coeficientes de um polinômio. Como descrito em [52], filtros baseados em funções polinomiais não são

inerentemente ótimos, mas são facilmente descritos e apresentam boas características. Outra vantagem é o fato de precisarem de poucas amostras dessincronizadas, entre 2 e 4, para produzir uma nova amostra sincronizada.

Assim, se o intervalo de tempo utilizado para interpolar o sinal for  $(I_1 + I_2 + 1)T_s$ ,  $I_1, I_2 \in \mathbb{N}$ , apenas as amostras  $r(m_k T_a)$  com índice entre  $m_k - I_1$  e  $m_k + I_2$  contribuem para o somatório. Com isso, a Equação 3.5 se reduz a:

$$x(kT_I) = \sum_{i=m_k-I_1}^{m_k+I_2} r(m_k T_a) h_I((m_k - i)T_a + \mu_k T_a). \quad (3.6)$$

A fórmula fundamental do interpolador pode ser obtida fazendo  $\iota = m_k - i$  e definindo  $c_\iota(\mu_k) = h_I(\iota T_a + \mu_k T_a)$  [53]:

$$x(kT_I) = \sum_{\iota=I_1}^{I_2} c_\iota(\mu_k) r((m_k - \iota)T_a), \quad (3.7)$$

desse modo, são necessários  $I_1 + I_2 + 1$  pontos-base e coeficientes para calcular uma amostra  $x(kT_I)$ . Portanto, os coeficientes do polinômio são função apenas de  $\mu_k$ .

Tabela 3.1: Polinômios interpoladores.

Coeficientes	Interpolador linear	Interpolador quadrático	Interpolador cúbico
$c_{-2}(\mu)$	.	$\alpha\mu^2 - \alpha\mu$	$\frac{\mu^3}{6} - \frac{\mu}{6}$
$c_{-1}(\mu)$	$\mu$	$-\alpha\mu^2 + (1 + \alpha)\mu$	$-\frac{\mu^3}{2} + \frac{\mu^2}{2} + \mu$
$c_0(\mu)$	$1 - \mu$	$-\alpha\mu^2 - (1 - \alpha)\mu + 1$	$\frac{\mu^3}{2} - \mu^2 - \frac{\mu}{2} + 1$
$c_1(\mu)$	.	$\alpha\mu^2 - \alpha\mu$	$-\frac{\mu^3}{6} + \frac{\mu^2}{2} - \frac{\mu}{3}$

A Tabela 3.1 apresenta alguns polinômios amplamente citados na literatura e que apresentam um desempenho satisfatório na maioria dos casos [52]. O parâmetro  $\alpha$  do interpolador quadrático é definido em projeto, geralmente é utilizado  $\alpha = 0, 5$ . Observe que se  $\alpha = 0$ , a interpolação se torna linear. A interpolação linear utiliza apenas dois pontos-base enquanto as interpolações quadráticas e cúbicas utilizam quatro. Em todos esses casos, independentemente de  $\mu$ , a soma de todos os coeficientes deve ser igual a 1.

### 3.5 DETECTOR DE ERRO DE TEMPORIZAÇÃO

Na recuperação de relógio, o TED é o responsável por extrair a informação de relógio do sinal recebido. Sua finalidade é fornecer uma indicação do erro de temporização. Por essa razão, o TED é considerado um dos blocos mais importantes da recuperação de relógio, visto que a capacidade de realizar a sincronização está diretamente ligada a sua capacidade em detectar corretamente o erro de relógio. O sinal de erro produzido pelo TED não precisa indicar o valor exato do erro de relógio, mas somente sua tendência [1]. Devido a características não ideais do relógio local, o erro de temporização exibe um *jitter*. Dessa maneira, detectar apenas a tendência do erro é uma importante característica do TED.

Uma etapa crucial no desenvolvimento de um TED é a determinação de uma função objetivo da qual a informação de relógio possa ser obtida sem qualquer ambiguidade [3]. Em [1] são descritas diversas técnicas de autossincronização que consistem em minimizar, maximizar ou encontrar a raiz de uma determinada função objetivo para obter o erro de temporização. Nesta dissertação, apenas duas técnicas de detecção de erro de temporização são analisadas: o algoritmo de Gardner [15] e um novo algoritmo, proposto neste trabalho. Ambos os algoritmos utilizam a técnica de autossincronização e operam em modo NDA. Antes de apresentá-los, são descritas algumas características importantes do sinal de erro produzido pelo TED.

No domínio do tempo, o erro de temporização do sinal pode ser escrito como [1]:

$$\tau_k = \phi_k - \psi_k, \quad (3.8)$$

em que o  $\tau_k$  é o erro de temporização, o  $\phi_k$  é o instante ideal e o  $\psi_k$  é o instante em que o sinal está sendo amostrado, todos normalizados por  $T_S$ . Assim, utilizando a definição dada na Equação 3.8, pode-se escrever a saída do TED como uma expressão que é função de  $\tau_k$ :

$$\chi_k = \rho(\tau_k) + u_k, \quad (3.9)$$

em que  $u_k$  é a componente de ruído na saída do TED que é convertida em ruído de fase pela DPLL. A função  $\rho(\tau_k)$ , mostrada na Equação 3.9, é denominada função característica do TED, função de temporização ou *S-curve*. Idealmente, a *S-curve* deve ser zero se o erro de temporização é igual a zero. Porém, isso depende da função objetivo adotada para projetar o TED. Além disso, na prática, a curva pode ser deslocada por distorções de fase inseridas pelo canal, artefatos inseridos pelo receptor, entre outros. Outra característica importante, é o fato de a *S-curve* apresentar zeros para valores múltiplos de  $\tau_k = l$ ,  $l \in \mathbb{Z}$ , o que na verdade indica que a sequência original está



deslocada de  $l$  da amostra em que  $\tau_k = 0$  [3].

O desempenho da recuperação de relógio é determinado pelo valor médio de  $\chi_k$ , sinal erro produzido pelo TED. O valor esperado de  $\chi_k$ ,  $E[\chi_k]$ , pode ser escrito como uma função do erro de temporização normalizado pelo tempo de símbolo. Essa função é a definição de  $\rho(\tau_k)$ , mostrada na Equação 3.9.

Um parâmetro importante que pode ser obtido da *S-curve* é a sensibilidade do TED,  $k_d$ . A sensibilidade é obtida pela taxa de variação da *S-curve* em torno do ponto onde o erro é igual a zero:

$$k_d = \left. \frac{\partial (E[\chi_k])}{\partial (\tau/T_S)} \right|_{\tau/T_S=0}. \quad (3.10)$$

Para pequenos erros de temporização, utilizando o parâmetro  $k_d$ , pode-se linearizar a *S-curve* como

$$\rho(\tau) \approx k_d \tau. \quad (3.11)$$

Como se pode supor da Equação 3.11, o parâmetro  $k_d$  também é um indicativo da capacidade do TED de extrair a informação de relógio. Ademais, o  $k_d$  possui um papel importantíssimo no projeto de um esquema de recuperação de relógio, pois é ele que define o TED na função de transferência da DPLL. A Figura 3.9 descreve um modelo de um TED discreto no tempo linearizado.

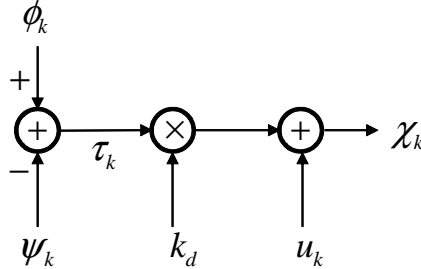
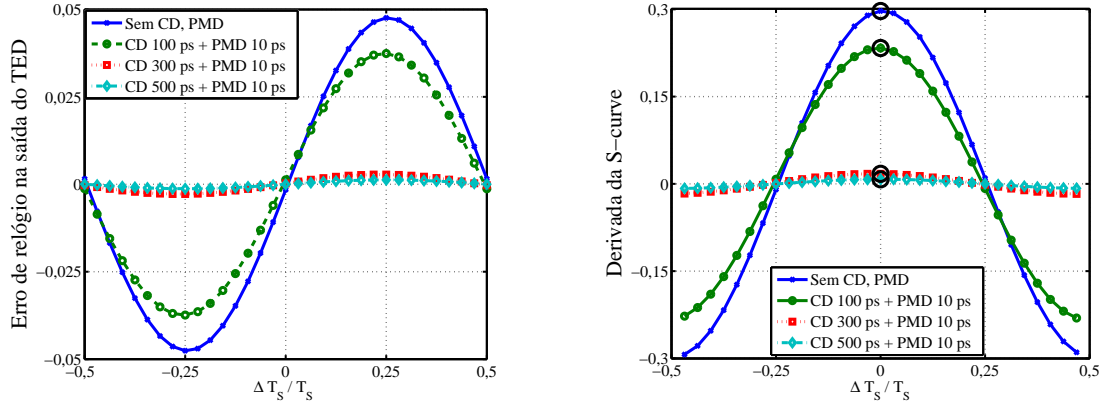


Figura 3.9: Modelo de um TED discreto no tempo linearizado, adaptado de [3].

Fatores como o formato dos pulsos enviados, potência do sinal recebido, distorções residuais, entre outros modificam a capacidade do TED de realizar a sincronização [11]. Esse impacto na capacidade do TED pode ser quantificado pelo  $k_d$ . Como exemplo, a Figura 3.10(a) mostra como diferentes níveis de distorção afetam a *S-curve* e o  $k_d$  do algoritmo de Gardner [15], um TED largamente utilizado em sistemas digitais que é descrito na próxima seção. Na Figura 3.10(a), à medida que a dispersão cromática (*chromatic dispersion* - CD) aumenta para um selecionado valor de dispersão dos modos de polarização (*polarization mode dispersion* - PMD), a quantidade de informação de relógio extraída pelo algoritmo de Gardner diminui.



(a)  $S$ -curve obtida para o algoritmo de Gardner.

(b) Derivada da  $S$ -curve como função de  $\Delta T_S/T_S$ .

Figura 3.10:  $S$ -curve obtida para o algoritmo de Gardner e sua derivada como função de  $\Delta T_S/T_S$ .

### 3.5.1 Algoritmo de Gardner

O algoritmo de Gardner é um detector de erro de temporização usado em sinais em banda base modulados por chaveamento de fase binário (*binary phase shift keying* - BPSK) ou QPSK. Ele usa apenas duas amostras por símbolo das quais uma dessas amostras é utilizada para a estimação do símbolo transmitido. Devido à sua baixa complexidade e bom desempenho, é bastante utilizado em receptores digitais [15]. O erro de temporização, produzido pelo algoritmo de Gardner, para sinais modulados em BPSK é dado por:

$$\chi(n) = \Re \{x(n - 1/2)\} [\Re \{x(n)\} - \Re \{x(n - 1)\}], \quad (3.12)$$

em que  $\chi(n)$  é a estimativa do erro de relógio do  $n$ -ésimo símbolo;  $\Re \{.\}$  representa a componente real;  $n - 1$ ,  $n - 1/2$  e  $n$  são os índices de três amostras na saída do interpolador. As variáveis  $n$  e  $n - 1/2$  são os índices de duas amostras do  $n$ -ésimo símbolo. Se o relógio é recuperado, a amostra de índice  $n - 1/2$  tende a zero, o que torna o erro próximo de zero. Observe que ao forçar a amostra de índice  $n - 1/2$  a zero, o algoritmo também força as amostras de índice  $n - 1$  e  $n$  ao ponto de amostragem ótimo. Consequentemente, as amostras de índices  $n - 1$  e  $n$  podem ser utilizadas para estimar o símbolo transmitido. A Equação 3.12 pode ser expandida para sinais modulados em QPSK, bastando adicionar o termo imaginário do sinal:

$$\begin{aligned} \chi(n) = & \Re \{x(n - 1/2)\} [\Re \{x(n)\} - \Re \{x(n - 1)\}] \\ & + \Im \{x(n - 1/2)\} [\Im \{x(n)\} - \Im \{x(n - 1)\}], \end{aligned} \quad (3.13)$$

em que  $\Im \{.\}$  é a componente imaginária do sinal QPSK.

A Figura 3.11 ilustra o comportamento do sinal erro,  $\chi(n)$ , produzido pelo algoritmo de Gardner para a parte real de um sinal QPSK ou para sinais BPSK. Resumindo:

- $\chi(n) > 0$ : o interpolador deve demorar um pouco mais para produzir a próxima amostra;
- $\chi(n) = 0$ : o interpolador está produzindo as amostras no tempo correto;
- $\chi(n) < 0$ : o interpolador deve produzir a amostra um pouco antes.

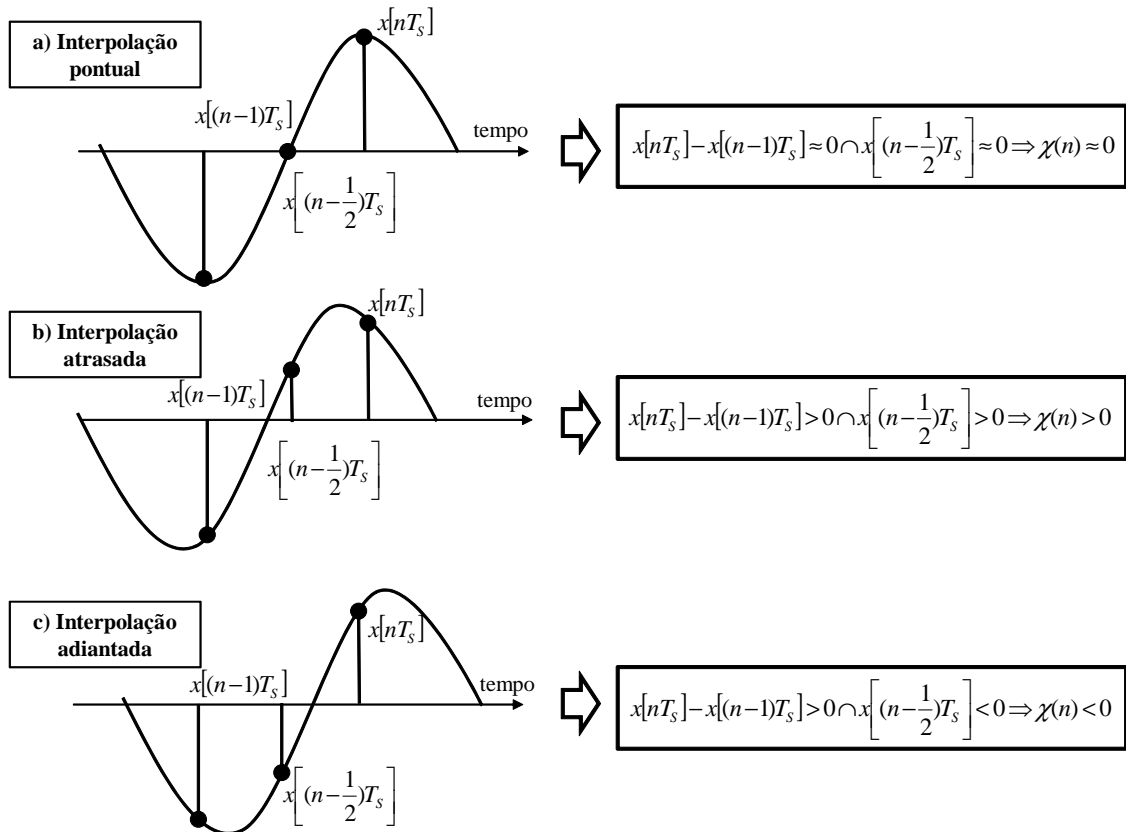


Figura 3.11: Sinal erro do algoritmo de Gardner para as três possíveis situações de erro de temporização.

Uma vez que o algoritmo de Gardner usa apenas o sinal recebido para estimar o erro de temporização, seu desempenho é afetado por distorções residuais [50] (veja a Figura 3.10(a)). Além disso, a velocidade de convergência e o sucesso da sincronização dependem da quantidade de transições de símbolos do sinal transmitido, uma vez que o algoritmo só produz uma nova informação de relógio quando há uma transição de símbolo.

O algoritmo de Gardner consegue estimar erros de fase e de frequência. O que define a capacidade de compensar determinado erro é o tipo do filtro de malha empregado na DPLL. Um filtro de malha do tipo proporcional compensa apenas erros de fase,

enquanto um filtro de malha do tipo proporcional-integral compensa tanto o erro de fase quanto o erro de frequência (mais detalhes sobre filtros de malha na Seção 3.6).

### 3.6 FILTRO DE MALHA

O LF filtra o ruído do sinal na saída do TED com a finalidade de extrair um sinal estável para controlar o NCO. É o LF que garante a estabilidade da DPLL e determina a velocidade de realização da sincronização. Outra característica do LF é o de determinar a ordem da DPLL e, conseqüentemente, a capacidade de compensar efeitos não lineares ocasionados por características não ideais do sistema ou do sinal [50]. Um exemplo de efeito não linear presente em um sistema digital é a quantização. Se a ordem do LF for  $p-1$ , a ordem da DPLL será  $p$  [51]. Aumentar a ordem da DPLL melhora sua capacidade de compensar efeitos não lineares. Porém, também aumenta sua complexidade. Portanto, é a ordem do LF que define a ordem da DPLL, e com isso, sua capacidade de compensar determinado efeito linear ou não linear. Nas próximas seções são apresentados os LFs do tipo proporcional e o do tipo proporcional-integral. Esses dois LFs determinam uma DPLL de primeiro e segundo grau, respectivamente.

#### 3.6.1 Filtro de malha do tipo proporcional

O LF do tipo proporcional é o mais simples. Basicamente, consiste na multiplicação do sinal pelo elemento proporcional  $k_P$ ,

$$v(n) = k_P \chi(n), \quad (3.14)$$

em que  $v(n)$  é o sinal produzido pelo LF. O TED-EQ requer um LF desse tipo na DPLL (veja a Figura 3.12). O valor de  $k_P$  determina a estabilidade do sistema e o erro do regime permanente [51].

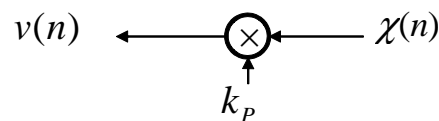


Figura 3.12: Filtro de malha do tipo proporcional.

### 3.6.2 Filtro de malha do tipo proporcional-integral

O emprego de um LF do tipo proporcional-integral permite que a função de transferência da DPLL seja totalmente descrita pelo conhecimento de apenas dois selecionados parâmetros do sistema [50]. Dentre os parâmetros, os que melhor descrevem todas as propriedades do sistema são a frequência natural  $w_n$  e o fator de amortecimento  $\zeta$ . Com esses parâmetros e utilizando as propriedades da transformada de Laplace, a função de transferência da PLL se resume a [50]

$$H(s) = \frac{2\zeta w_n s + w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2}. \quad (3.15)$$

O conhecimento da frequência natural e do fator de amortecimento permite determinar os pólos e zeros da Equação 3.15 e com isso delimitar a região de estabilidade do sistema. Embora a Equação 3.15 descreva uma PLL contínua no tempo, a mesma teoria pode facilmente ser estendida a uma DPLL [50].

Geralmente, na etapa inicial de projeto, as DPLLs com filtro proporcional-integral são preferíveis. Isso acontece porque o uso de um LF do tipo proporcional-integral apresenta bons resultados práticos e, conforme dito anteriormente, permite que todas as propriedades da DPLL sejam facilmente analisadas. A Figura 3.13 mostra um LF do tipo proporcional-integral, também chamado de filtro proporcional-integral. Ele possui dois elementos que operam em paralelo: o elemento proporcional,

$$LF_P(n) = k_P \chi(n), \quad (3.16)$$

e o elemento integral,

$$LF_I(n) = k_I \chi(n) + LF_I(n-1), \quad (3.17)$$

em que  $k_I$  é o ganho do elemento integral. A saída do LF é dada por:

$$v(n) = LF_P(n) + LF_I(n). \quad (3.18)$$

Na DPLL, apenas os parâmetros  $k_P$  e  $k_I$  precisam ser calculados. Para isso é necessário, em princípio, apenas o  $\zeta$  e a largura de banda da DPLL,  $B_L$ . A partir desses dois parâmetros é possível calcular os valores de  $k_P$  e  $k_I$  que garantem a estabilidade da DPLL e sua capacidade de compensar o erro de temporização. Para isso, calcula-se a frequência natural

$$w_n = \frac{8B_L\zeta}{1 + 4\zeta^2}, \quad (3.19)$$

o ganho do elemento integral

$$k_I = \frac{w_n^2}{k_d} \quad (3.20)$$

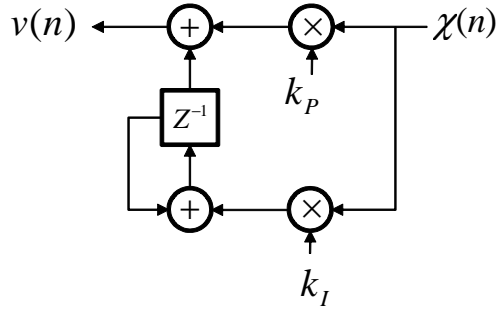


Figura 3.13: Filtro de malha do tipo proporcional-integral.

e o ganho do elemento proporcional

$$k_P = 2\zeta \sqrt{\frac{k_I}{k_d}}, \quad (3.21)$$

em que  $k_d$  é um parâmetro que depende do TED empregado na DPLL. Tipicamente, o valor de  $\zeta$  situa-se entre 0,5 e 2, sendo 0,707 um valor preferencial na maioria dos casos [50]. A largura de banda da DPLL,  $B_L$ , é um parâmetro importantíssimo e determina a velocidade e a precisão da sincronização. Um  $B_L$  pequeno não é capaz de compensar um desvio de relógio da amostragem (*sampling clock offset* - SCO) grande, enquanto um  $B_L$  grande para uma SCO pequeno pode causar instabilidade do sistema devido a pobre precisão. Mais detalhes dessa propriedade são mostrados na Seção 3.9.

### 3.7 OSCILADOR CONTROLADO NUMERICAMENTE

O NCO é o responsável por prover ao interpolador as informações necessárias ao cálculo da  $k$ -ésima amostra,  $x(kT_I)$ . Para isso, o interpolador necessita de um selecionado conjunto de amostras adjacentes à  $m$ -ésima amostra do sinal recebido,  $r(m_k T_a)$ , e de um selecionado conjunto de coeficientes. O conjunto correto de amostras utilizado pelo interpolador é identificado pelo ponto-base  $m_k$  e o conjunto correto de coeficientes do polinômio é obtido por meio do intervalo fracionário  $\mu_k$ . A notação  $m_k$  e  $\mu_k$  é para deixar claro que cada ponto-base e cada intervalo fracionário utilizados em um determinado instante estão associados a uma amostra de índice  $k$  produzida pelo interpolador. A tarefa do NCO é determinar  $m_k$  e  $\mu_k$  e tornar disponível esta informação ao interpolador [2].

A taxa de operação do NCO deve estar sincronizada à taxa de amostras entregue ao interpolador, conseqüentemente, se as amostras chegam ao interpolador com uma

taxa de  $1/T_a$ , o NCO deve ter seu relógio sincronizado à taxa de  $1/T_a$ . Em [2], o NCO é projetado de modo que  $\eta(m) \in [0, 1)$ , em que  $\eta(m)$  é o  $m$ -ésimo valor assumido pelo NCO. A equação utilizada para computar  $\eta$  é dada por:

$$\eta(m) = [\eta(m-1) - v(m-1)] \text{ mod}(1), \quad (3.22)$$

em que  $v(m)$  é o sinal produzido pelo filtro de malha. Como pode ser depreendido da Equação 3.22, o NCO é ajustado pela palavra de controle  $v(m)$ . Uma vez que o sinal de erro é calculado a cada símbolo, a palavra de controle será atualizada somente a cada símbolo. Por isso, o valor disponível de  $v(m)$  ao NCO será o mesmo nos instantes  $n = \lfloor m/N \rfloor$ , em que  $N$  é a quantidade de amostras por símbolo.

Quando o sistema atinge uma condição de equilíbrio, o valor de  $v(m)$  é praticamente constante. O  $\eta(m)$  será decrementado por  $v(m)$  a cada  $T_a$  e produzirá um valor  $|\eta(m) - v(m)| > 1$  a cada  $1/v(m)$ -ésima iteração do NCO, na média. Desse modo, o NCO possui um período de  $T_I \approx T_a/v(m)$  e, assim, tem-se

$$v(m) \approx \frac{T_a}{T_I}. \quad (3.23)$$

Pode-se dizer que  $v(m)$  é a estimativa do tempo médio entre amostras  $T_a$  expressa em relação ao tempo entre amostras  $T_I$ , em que  $T_a$  é o tempo entre amostras produzidas pelo conversor A/D e  $T_I$  o tempo entre amostras produzidas pelo interpolador.

O ponto-base  $m_k$  relaciona uma amostra de índice  $m$ , entregue ao interpolador, a uma amostra interpolada de índice  $k$ , produzida pelo interpolador (veja a Figura 3.7). É o ponto-base que determina o conjunto correto de amostras que devem ser utilizadas pelo interpolador para realizar a interpolação em um determinado instante. Normalmente, a interpolação de uma amostra de índice  $k$  emprega de duas a quatro amostras adjacentes ao ponto-base  $m_k$ . O ponto-base  $m_k$ , utilizado para calcular a  $k$ -ésima amostra pelo interpolador, pode ser calculado pelo NCO da seguinte maneira:

1. Se  $-1 \leq \eta(m) - v(m) < 0 \Rightarrow m_{k+1} = m_k + 1$ . Nesse caso, o interpolador apenas incrementa o índice da amostra que está sendo usada como ponto-base, ou seja, utiliza como ponto-base a amostra de índice  $m+1$  para a interpolação da amostra de índice  $k+1$ . Resumindo, o próximo ponto-base é a próxima amostra adjacente à amostra que está sendo usada como ponto-base;
2. Se  $\eta(m) - v(m) > 0 \Rightarrow m_{k+1} = m_k + 2$ . O interpolador precisa saltar a próxima amostra adjacente a amostra que está sendo usada como ponto-base. Nessa situação, o valor do intervalo fracionário  $\mu_k$  está sendo incrementado. Porém, por definição,  $0 \leq \mu_k < 1$ . Portanto, quando  $\mu_k \geq 1$ , ou seja, o erro temporização superou o tempo entre amostras  $T_S/N$ , zerar o valor de  $\mu_k$  equivale a saltar a





Portanto,  $\mu_k$  pode ser obtido realizando a divisão de  $\eta(m_k)$  por  $v(m_k)$ .

Outra maneira alternativa de encontrar  $m_k$  e  $\mu_k$  sem usar um NCO é apresentada em [54]. Nesse método, duas interpolações são realizadas no mesmo instante, resultando nas expressões

$$kT_I = (m_k + \mu_k)T_a \quad (3.27)$$

e

$$(k+1)T_I = (m_{k+1} + \mu_{k+1})T_a. \quad (3.28)$$

Subtraindo a Expressão 3.27 da 3.28 e isolando  $m_{k+1}$ , encontra-se a expressão recursiva para  $m_k$ ,

$$m_{k+1} = m_k + \frac{T_I}{T_a} + \mu_k - \mu_{k+1}. \quad (3.29)$$

Como, por definição,  $m_k$  é inteiro e  $0 \leq \mu_k < 1$ , tem-se que

$$m_{k+1} + \mu_{k+1} = m_k + \frac{T_I}{T_a} + \mu_k < \mu_{k+2} \quad (3.30)$$

$$m_{k+1} - m_k = \frac{T_I}{T_a} + \mu_k - \mu_{k+1} \quad (3.31)$$

$$m_{k+1} = m_k + \left\lfloor \frac{T_I}{T_a} + \mu_k \right\rfloor \quad (3.32)$$

Como  $v(m_k)$  é uma estimativa de  $T_a/T_I$ , o incremento do ponto-base para a próxima interpolação se torna

$$m_{k+1} = m_k + \left\lfloor \frac{1}{v(m_k)} + \mu_k \right\rfloor \quad (3.33)$$

e a fórmula recursiva para o intervalo fracionário

$$\mu_{k+1} = \left[ \frac{1}{v(m_k)} + \mu_k \right] \text{mod}(1). \quad (3.34)$$

As vantagens e desvantagens dos dois métodos apresentados para computar  $m_k$  e  $\mu_k$  podem ser encontradas em [2] e [54].

### 3.8 ALGORITMO PROPOSTO

Técnicas de sincronização em modo NDA têm seu desempenho prejudicado na presença de interferência intersimbólica. Isso representa um enorme problema para o uso de técnicas deste tipo nos sistemas de comunicação óptica de nova geração, visto que esses novos sistemas estão sendo projetados para operar sob níveis elevados de distorção [10, 19]. Embora se possa usar equalizadores estáticos para compensar a dispersão

cromática residual (veja a Seção 2.7.1), determinadas combinações de SOP e DGD tornam tradicionais técnicas de recuperação de relógio em modo NDA incapazes de estimar corretamente o erro de relógio [13, 17]. Desse modo, a recuperação de relógio requer a equalização antecipada do sinal. Porém, o processo de equalização exige que o sinal esteja amostrado corretamente para obter desempenho aceitável.

Existe, portanto, uma relação de dependência entre equalização e recuperação de relógio. A equalização depende da sincronização das amostras para obter desempenho satisfatório e a recuperação de relógio precisa que o sinal esteja equalizado para que possa operar corretamente. A técnica proposta neste trabalho é um detector de erro de temporização que usa a cooperação entre a equalização e a recuperação de relógio para superar essa limitação. O algoritmo proposto, aqui chamado de TED-EQ, foi desenvolvido para sistemas DP-QPSK e opera em cooperação com equalizadores adaptativos fracionalmente espaçados que utilizem o CMA.

O princípio utilizado pelo TED-EQ é demonstrado matematicamente a seguir. Por simplicidade, assume-se um sinal contínuo no tempo em banda base na entrada do equalizador dado por [21]:

$$r(t) = \sum_i s_i h(t - iT_S) + u(t), \quad (3.35)$$

em que  $s_i$  é a sequência de símbolos transmitidos,  $h(t)$  é a resposta ao impulso do canal e  $u(t)$  é o ruído Gaussiano aditivo complexo. É assumido que a sequência de símbolos transmitida é decorrelacionada e possui potência média unitária:

$$E[s_i^* s_l] = 1, \text{ para } i = l, \quad (3.36)$$

$$E[s_i^* s_l] = 0, \text{ para } i \neq l, \quad (3.37)$$

em que  $(.)^*$  indica o operador conjugado. Como mostrado na Seção 2.7.2, a equalização de um símbolo requer uma determinada quantidade de amostras. Desse modo, considerando um sinal amostrado a cada  $T_S/2$ , no instante de amostragem  $nT_S + \tau_S$ , o vetor de sinais utilizados para equalizar o  $n$ -ésimo símbolo é dada por:

$$\mathbf{r}_n(\tau_S) : \left\{ r_n = r \left[ nT_S - i\frac{T_S}{2} + \tau_S \right], 0 \leq i \leq N_{taps} - 1 \right\}, \quad (3.38)$$

em que  $\tau_S$  é o erro de fase do símbolo e  $N_{taps}$  é a quantidade de *taps* do equalizador. Os coeficientes associados aos *taps* do equalizador são representados por  $\mathbf{c} : \{c_i, 1 \leq i \leq N_{taps}\}$ . Com isso, o sinal equalizado é expresso como:

$$y_n(\tau_S) = \mathbf{c}^T \times \mathbf{r}_n(\tau_S). \quad (3.39)$$

Na Expressão 3.38 e na Equação 3.39, tanto as amostras de  $r_n(\tau_S)$  quanto o sinal

equalizado  $y_n(\tau_S)$  estão associados ao erro de fase da amostragem do símbolo  $\tau_S$ . Considerando um sinal erro<sup>1</sup> dado por:

$$\epsilon_n(\tau_S, \mathbf{c}) = y_n(\tau_S) - s_n(\tau_S), \quad (3.40)$$

o conjunto de coeficientes que minimizam o erro quadrático médio (*mean square error* - MSE),  $E[|\epsilon^2(\tau_S, \mathbf{c})|]$ , é [41]:

$$\mathbf{c}_{\acute{o}timo} = \mathbf{Z}^{-1} \times \mathbf{b}, \quad (3.41)$$

em que  $\mathbf{Z}_{N_{taps} \times N_{taps}}$  é a matriz de autocorrelação das amostras do sinal recebido:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}(\tau_S) &: \{ \\ z_{i,l} &= E[r_{i,n}^* r_{l,n}] \\ &= \sum_m h^* \left( \tau_S - i \frac{T_S}{2} - mT_S \right) h \left( \tau_S - l \frac{T_S}{2} - mT_S \right) \\ &+ Z_u \left( (i-l) \frac{T_S}{2} \right), 0 \leq i, l \leq N_{taps} - 1 \}, \end{aligned} \quad (3.42)$$

e  $\mathbf{b}_{N_{taps} \times 1}$  é o vetor de correlação cruzada:

$$\mathbf{b}(\tau_S) : \left\{ b_i = E[r^* s_n] = h^* \left( \tau_S - i \frac{T_S}{2} \right), 0 \leq i \leq N_{taps} - 1 \right\}. \quad (3.43)$$

Na Equação 3.42,  $Z_u(\tau)$  é a função de autocorrelação do ruído Gaussiano aditivo complexo  $u(t)$ :

$$Z_u(\tau) = E[u^*(t)u(t-\tau)]. \quad (3.44)$$

A partir das Equações 3.39 e 3.41, o MSE mínimo é dada por [41]:

$$E[|\epsilon_n^2(\tau_S, \mathbf{c})|]_{\mathbf{c}=\mathbf{c}_{\acute{o}timo}} = 1 - \mathbf{b}^{He}(\tau_S) \times \mathbf{Z}^{-1}(\tau_S) \times \mathbf{b}(\tau_S), \quad (3.45)$$

em que  $(.)^{He}$  indica o operador transposto e conjugado. Nota-se que o sinal erro produzido pelo CMA é representado por:

$$\epsilon_n(\tau_S, \mathbf{c}) = y_n(\tau_S) - g(y_n(\tau_S)), \quad (3.46)$$

em que  $g(\cdot)$  é uma função não linear sem memória. Para evitar a multimodalidade do CMA devido à função não linear  $g(\cdot)$ , a demonstração é realizada com o sinal de erro produzido pelo LMS em uma abordagem supervisionada. Porém, não há perda de generalidade, visto que, como mencionado em [43, 44], o CMA consegue obter um desempenho equivalente ao LMS supervisionado caso opere com duas amostras por símbolo.

---

<sup>1</sup>Considerando uma abordagem supervisionada, ou seja, um LMS com sequência de treinamento.

A Equação 3.45 mostra que o MSE ótimo é função do erro de temporização. Se há apenas erros de fase no sinal, o  $\tau_S$  é um valor constante. Com isso, um equalizador  $T_S/2$ -espaçado consegue se comportar como um interpolador e compensa o erro de fase do sinal recebido. Minimizar o erro da Equação 3.45 equivale a minimizar o efeito do erro de fase sobre o sinal.

Entretanto, se a dessincronização for produzida por um erro de frequência causado por um desvio dado por:

$$\Delta f_{ADC} = 2R_S - R_{ADC}, \quad (3.47)$$

em que  $\Delta f_{ADC} \neq 0$ , o equalizador não saberá distinguir se as variações do sinal erro são devidas ao erro de temporização ou a variações do canal. Na Equação 3.47, supõe-se duas amostras por símbolo. O equalizador requer uma quantidade inteira de amostras por símbolo para seu correto funcionamento. Na Equação 3.47,  $\Delta f_{ADC}$  é o desvio de frequência,  $R_S$  é a taxa de símbolo e  $R_{ADC}$  é a taxa de amostragem. O efeito de  $\Delta f_{ADC}$  nos coeficientes do equalizador pode ser interpretado como um erro de fase que se acumula ao longo do tempo. Esse erro de fase acumulado faz os coeficientes mais significativos do equalizador serem empurrados para as bordas do filtro. Assim, mesmo para um  $\Delta f_{ADC}$  pequeno, a equalização se desestabiliza quando o erro de fase acumulado supera a quantidade de *taps* do equalizador.

Os efeitos de um erro de frequência podem ser melhor entendidos no seguinte exemplo. Suponha uma situação em que o sinal é amostrado a uma taxa ligeiramente superior a taxa de amostragem desejada. Um  $\Delta f_{ADC} < 0$  implica em um  $T_a < T_S/2$ , o que significa que há mais de duas amostras por símbolo. Nessa situação, compensar o erro de temporização exige que o intervalo fracionário exiba um comportamento semelhante ao mostrado na Figura 3.15.

As transições de 1 para 0 exibidas na curva dente de serra (veja a Figura 3.15), indicam os instantes em que o erro de temporização supera  $T_S/2$ . Com isso, uma amostra deve ser descartada para que o erro produzido por um  $\Delta f_{ADC} < 0$  seja efetivamente compensado. O período dessas transições e a forma da função dente de serra dependem do valor e do sinal de  $\Delta f_{ADC}$  (mais detalhes na Seção 3.9). Se um equalizador adaptativo  $T_S/2$ -espaçado equalizar um sinal amostrado dessa maneira, ele interpretará o efeito resultante da amostragem errada como uma variação do canal. Nesse caso, os coeficientes do equalizador se comportariam de uma maneira semelhante a um interpolador para tentar compensar e acompanhar as variações do sinal erro. Em um interpolador, o descarte das amostras é realizado diretamente da sequência de dados e consiste, basicamente, em saltar a amostra indesejada. Já no caso do equalizador, como não é possível atuar diretamente na sequência de dados, são os coeficientes do equalizador que se deslocam na tentativa de descartar a amostra indesejada.

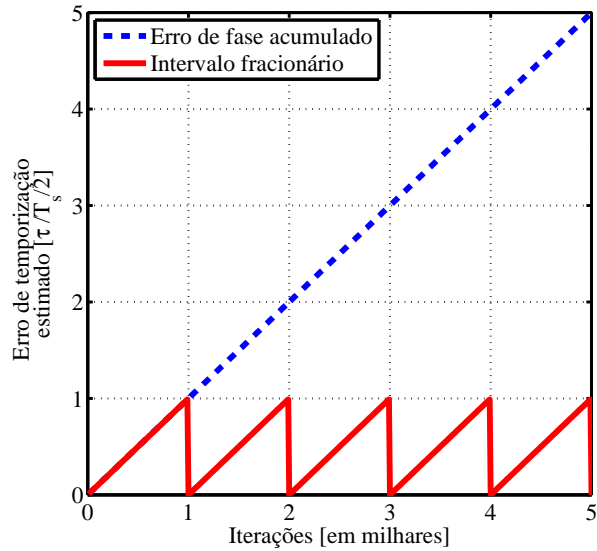
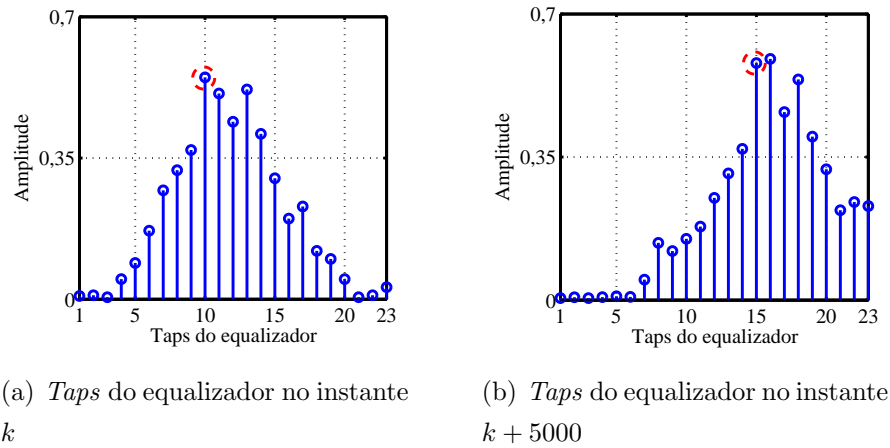


Figura 3.15: Erro de fase ocasionado por um  $\Delta f_{ADC}$  constante.



(a) *Taps* do equalizador no instante  $k$

(b) *Taps* do equalizador no instante  $k + 5000$

Figura 3.16: Efeito do  $\Delta f_{ADC}$  nos *taps* do equalizador.

As Figuras 3.16(a) e 3.16(b) ilustram o que acontece com os coeficientes de um equalizador  $T_S/2$ -espaçado quando submetidos a um erro de frequência igual ao mostrado na Figura 3.15. Nota-se que o *tap* de referência do equalizador, destacado com um círculo vermelho, deslocou 5 posições após 5000 amostras. É o sinal de  $\Delta f_{ADC}$  que define para qual das duas bordas será o deslocamento. Assim, se  $\Delta f_{ADC}$  fosse maior que zero, o deslocamento seria para o lado oposto do mostrado na Figura 3.16(b).

No exemplo citado, se corretamente sincronizado, o interpolador deve saltar um ponto-base a cada mil pontos-base para que a interpolação seja bem sucedida. No caso do equalizador, o deslocamento sofrido por seus coeficientes é exatamente igual ao erro de fase acumulado. Portanto, mesmo para pequenos desvios, o equalizador se desestabiliza se o erro de fase acumulado supera o número de *taps*. Se  $\Delta f_{ADC}$  é zero, os *taps* mais significativos, maiores pesos, tendem a se concentrar no centro do

filtro equalizador. O TED-EQ utiliza o fato de os coeficientes mais significativos se concentrarem no centro do filtro e a propriedade de deslocamento para obter uma estimativa da tendência de  $\Delta f_{ADC}$ . O algoritmo foi desenvolvido para operar em sistemas DP-QPSK e usa apenas os coeficientes de um equalizador adaptativo  $T_S/2$ -espaçado para estimar o erro de temporização.

Definindo  $\mathbf{W}_{HH}$ ,  $\mathbf{W}_{HV}$ ,  $\mathbf{W}_{VH}$  e  $\mathbf{W}_{VV}$  como sendo os  $N_{taps}$  taps de um filtro FIR de um equalizador adaptativo  $T_S/2$ -espaçado arranjado em uma típica estrutura em borboleta (veja a Figura 3.17). Denotando-se  $c_i^{XX}(n)$  o  $i$ -ésimo coeficiente do filtro  $\mathbf{W}_{XX}$  no instante de tempo  $n$ , em que  $XX = HH, HV, VH$  ou  $VV$ . O TED-EQ computa a estimativa do erro de temporização como:

$$\chi(n) = (L(n))^2 - (R(n))^2, \quad (3.48)$$

em que  $L(n)$  e  $R(n)$  são:

$$L(n) = \sum_{i=1}^{\lfloor \frac{N_{taps}}{3} \rfloor} (|c_i^{HH}(n)| + |c_i^{VH}(n)| + |c_i^{HV}(n)| + |c_i^{VV}(n)|), \quad (3.49)$$

$$R(n) = \sum_{i=\lfloor \frac{2N_{taps}}{3} \rfloor}^{N_{taps}} (|c_i^{HH}(n)| + |c_i^{VH}(n)| + |c_i^{HV}(n)| + |c_i^{VV}(n)|). \quad (3.50)$$

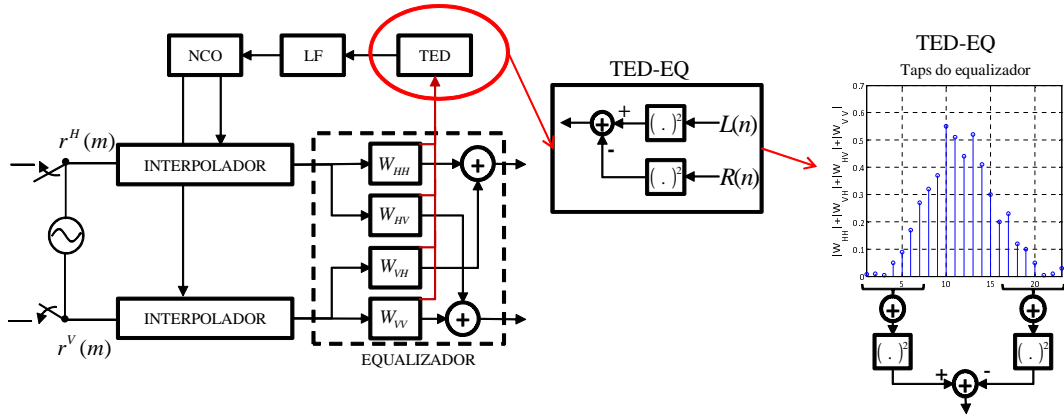


Figura 3.17: Algoritmo proposto.

Em uma situação de amostragem perfeita, os taps das bordas do filtro possuem coeficientes próximos de zero. Entretanto, se  $\Delta f_{ADC} \neq 0$ , os coeficientes mais significativos do filtro são deslocados para uma das bordas do filtro. Dessa maneira, a Equação 3.48 é capaz de prover uma tendência de  $\Delta f_{ADC}$ :

$$\begin{cases} \chi(n) > 0 & \rightarrow R_{ADC} < 2R_S, \\ \chi(n) < 0 & \rightarrow R_{ADC} > 2R_S. \end{cases} \quad (3.51)$$

Com essa informação, o TED-EQ é capaz de controlar o interpolador e evitar o deslocamento dos coeficientes do filtro equalizador. O sinal de erro produzido pelo TED-EQ exige um LF do tipo proporcional na DPLL. O TED-EQ usa informação de todos os quatro filtros equalizadores. O desempenho da sincronização e a velocidade de convergência do algoritmo dependem da quantidade de *taps* do equalizador. Uma quantidade maior de *taps* resulta em um maior tempo para a realização da sincronização. Ademais, é necessário que  $N_{taps}$  seja suficientemente grande de modo a tornar os coeficientes dos *taps* situados nas bordas do filtro equalizador próximos de zero.

### 3.9 PARÂMETROS SELECIONADOS DA DPLL

A finalidade desta seção é demonstrar como os parâmetros da DPLL respondem às diversas situações de sincronização. Para isso, simulou-se um sistema DP-QPSK à taxa de 112 Gb/s (detalhes do simulador na Seção 4.1.1). O sistema implementado no simulador é semelhante ao descrito em [4]. Em todas as simulações mostradas nesta seção, o ângulo de rotação das orientações de polarização foi fixado em  $45^\circ$  com intuito de promover a maior mistura entre os sinais multiplexados em polarização na recepção. Ademais, o canal óptico foi simulado com 100 ps/nm de CD residual, 10 ps de DGD e 16,5 dB de OSNR (em 0,1 nm), semelhante ao realizado em [19]. O ruído de fase, as imperfeições do *front-end* óptico e a fase residual da portadora foram desconsiderados. Devido a isso, as etapas de processamento digital de sinais, realizadas por meio do *software* Matlab, consistiram em três procedimentos:

- Reamostragem : nesta etapa é gerada a dessincronização das amostras;
- Recuperação de relógio: sincronização das amostras para o correto funcionamento do equalizador;
- Equalização e demultiplexação: realizada com um equalizador adaptativo  $T_S/2$ -espaçado ajustado pelo CMA;

A recuperação de relógio empregou uma DPLL composta de: interpolador cúbico; TED; LF e um NCO para controlar o interpolador (veja a Figura 3.7). Foi utilizado um LF do tipo proporcional-integral se o TED empregado era o algoritmo de Gardner e um LF do tipo proporcional se o TED empregado era o TED-EQ. O uso de um equalizador adaptativo  $T_S/2$ -espaçado exigiu que o bloco de recuperação de relógio produzisse 2 amostras por símbolo para que a sincronização de temporização fosse efetivada.

O SCO foi quantificado em partes por milhão (ppm). Por exemplo: uma dessincronização de 2,002 amostras por símbolo produz um  $SCO = 1.000$  ppm, ou seja, 1.000.000 símbolos amostrados a 2,002 amostras por símbolo resulta em 2.002.000 amostras. Foram analisadas quatro situações:

- 1º: Sincronização sem erros de frequência;
- 2º: Influência da largura de banda do ruído na estabilidade da DPLL;
- 3º: Sincronização com erros de frequência;
- 4º: Sincronização com erro de frequência (com o TED-EQ).



Como o algoritmo de Gardner possui uma teoria bem estabelecida, a recuperação de relógio nas três primeiras situações foi realizada com o algoritmo de Gardner e um LF do tipo proporcional-integral. Para essas situações considerou-se na DPLL um  $\zeta = 0,707$  e  $k_d = 0,2336$ , estimado na Figura 3.10(a). A largura de banda da DPLL,  $B_L$ , foi determinada de acordo com o *SCO* utilizado. Por fim, na quarta situação, o TED e o LF utilizados nas três primeiras situações foram trocados pelo TED-EQ e um LF do tipo proporcional (veja o Apêndice B). Todos os parâmetros utilizados na DPLL, com exceção do sinal de erro  $\chi$ , se comportaram de forma equivalente em todas as situações analisadas. Os resultados obtidos são apresentados nas próximas seções e descrevem em detalhes o comportamento dos parâmetros da recuperação de relógio em um sistema DP-QPSK a 112 Gb/s.

### 3.9.1 Sincronização sem erro de frequência

Na primeira situação analisada, o sinal é amostrado corretamente a 2 amostras por símbolo. Como o sinal está sincronizado, a recuperação de relógio apenas estima o intervalo fracionário,  $\mu_k$ , que minimiza o erro de temporização. Consequentemente, o  $\mu_k$  estimado se estabiliza em torno de 0,7, indicando que não há nenhum erro de frequência no sinal recebido. A palavra de controle,  $v$ , oscila em torno do valor 1, o que está de acordo com a teoria mostrada na Seção 3.7, visto que  $v$  deve ser aproximadamente  $T_a/T_I = R_S/R_{ADC} = 2/2$ . A Figura 3.18 mostra a evolução dos principais parâmetros da DPLL envolvidos na recuperação de relógio. A Figura 3.19 mostra as constelações recuperadas de ambas polarizações. A largura de banda da DPLL,  $B_L$ , foi fixada em  $2 \times 10^{-5}$ . Esse valor está normalizado por  $1/T_S$ .

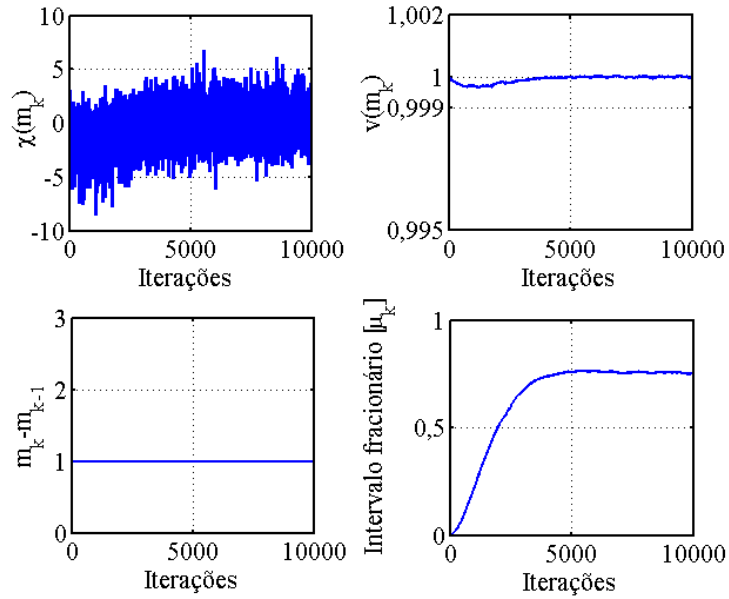


Figura 3.18: Evolução dos parâmetros utilizados na DPLL: sinal erro  $\chi(m_k)$  produzido no TED; palavra de controle  $v(m_k)$  na saída do LF; pontos-base  $m_k$ ; e intervalo fracionário  $\mu_k$ .

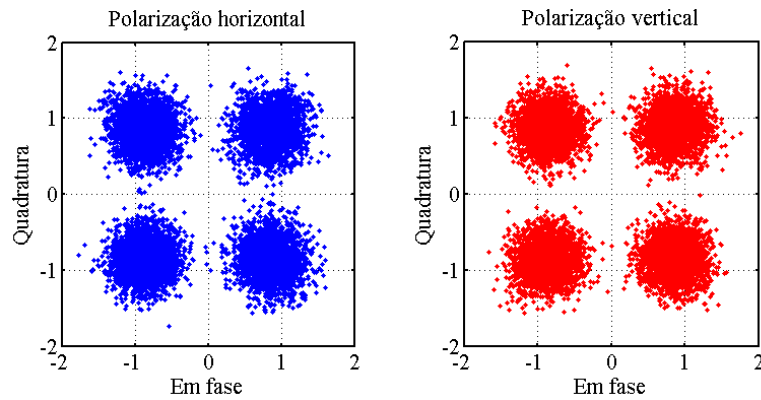


Figura 3.19: Constelações recuperadas após o equalizador.

### 3.9.2 Influência da largura de banda da DPLL

Na segunda situação analisada, foi inserido um  $SCO = 1.000$  ppm. Para um sistema que opera à taxa de 28 Gbaud, caso do DP-QPSK a 112 Gb/s, isso equivale a um desvio de relógio igual a +56 MHz. A Figura 3.20 foi obtida mantendo os parâmetros utilizados na situação na qual não havia erro de frequência. Devido à pequena  $B_L$  utilizada, a DPLL não se estabilizou e, assim, não foi capaz de realizar a sincronização. As constelações na saída do equalizador são mostradas na Figura 3.21.

Como comentado na Seção 3.6.2, a  $B_L$  determina a velocidade e a precisão da sincronização. Na situação apresentada, a  $B_L = 2 \times 10^{-5}$  foi pequena para um  $SCO = 1.000$  ppm.

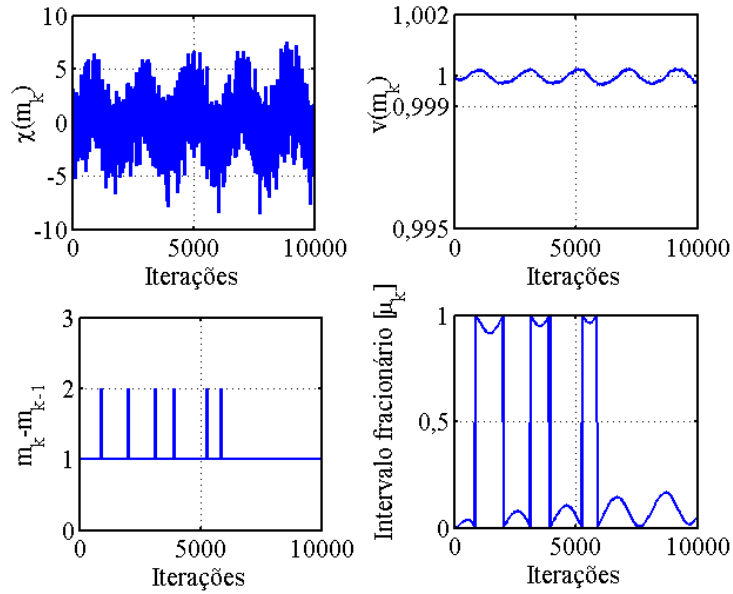


Figura 3.20: Evolução dos parâmetros utilizados na DPLL: sinal erro  $\chi(m_k)$  produzido no TED; palavra de controle  $v(m_k)$  na saída do LF; pontos-base  $m_k$ ; e intervalo fracionário  $\mu_k$ .

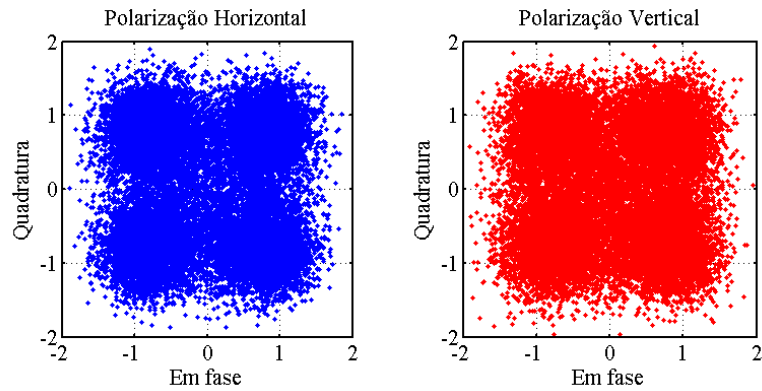


Figura 3.21: Constelações recuperadas após o equalizador.

A Figura 3.22 ilustra a evolução do intervalo fracionário para diferentes valores de  $B_L$ ,  $SCO = 0$ . À medida que o valor de  $B_L$  aumenta, a velocidade de convergência aumenta e a precisão da estimativa diminui.

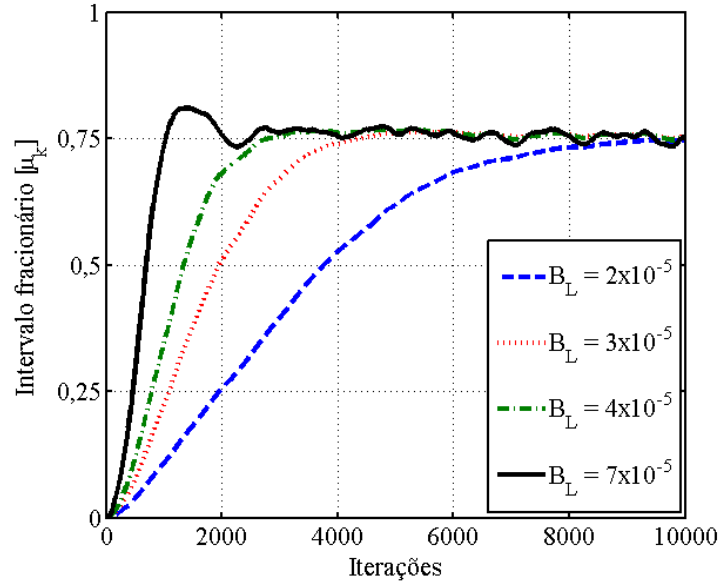


Figura 3.22: Evolução do intervalo fracionário  $\mu_k$  para diferentes  $B_L$ .

### 3.9.3 Sincronização com erro de frequência

Desta vez, a  $B_L$  foi fixada em  $8 \times 10^{-5}$ . Desse modo, a DPLL foi capaz de sincronizar o relógio do receptor para um  $\text{SCO} = 1.000$  ppm. No projeto de um esquema de recuperação de relógio, a  $B_L$  deve ser estipulada de modo a obter um desempenho satisfatório dentro da faixa de erro de temporização na qual o sistema deve ser capaz de operar. A recuperação de relógio do sinal com um  $\text{SCO} = 1.000$  ppm requer que o NCO descarte uma amostra a cada 1.000 amostras. O intervalo fracionário  $\mu_k$  deve ser sempre incrementado e a palavra de controle  $v$  deve convergir para  $0,999 = R_S/R_{ADC} = 2/2,002$ . Como pode ser visto na Figura 3.23 e na Figura 3.24, a sincronização foi bem sucedida.

Para um  $\text{SCO} = -1.000$  ppm, o NCO deve manter o mesmo ponto-base para duas diferentes amostras interpoladas a cada 1.000 amostras processadas porque a quantidade de amostras geradas é inferior a 2 amostras por símbolo (1,998 amostras por símbolo). Ademais, o intervalo fracionário deve ser decrementado e  $v$  deve convergir para  $1,001 = R_S/R_{ADC} = 2/1,998$ . As Figuras 3.25 e 3.26 mostram os resultados obtidos.

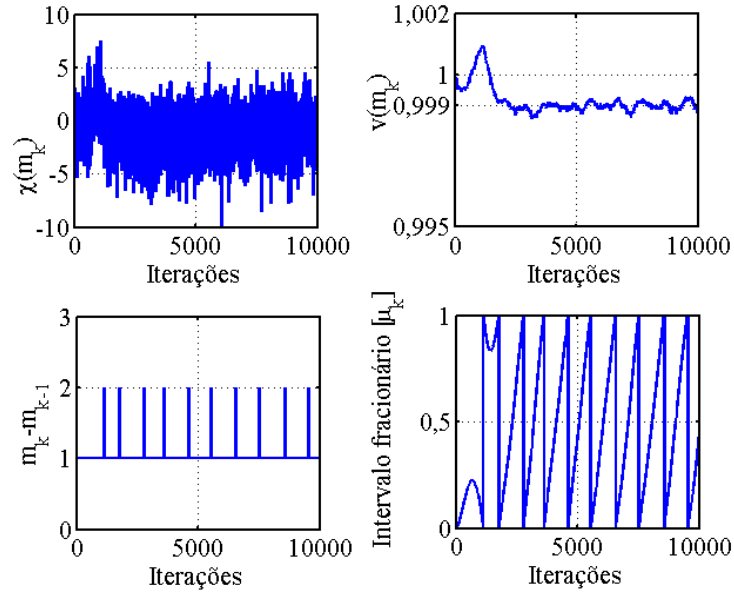


Figura 3.23: Evolução dos parâmetros utilizados na DPLL: sinal erro  $\chi(m_k)$  produzido no TED; palavra de controle  $v(m_k)$  na saída do LF; pontos-base  $m_k$ ; e intervalo fracionário  $\mu_k$ .

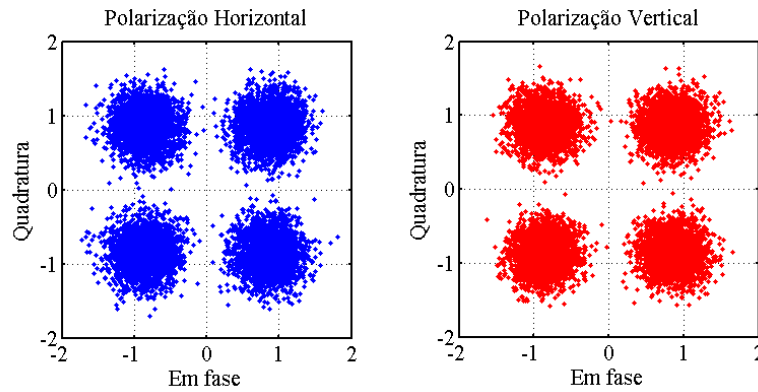


Figura 3.24: Constelações recuperadas após o equalizador.

### 3.9.4 Sincronização com erro de frequência, TED-EQ

Por fim, a evolução dos parâmetros da DPLL é analisada com o TED-EQ. Diferentemente do algoritmo de Gardner, o TED-EQ requer um LF do tipo proporcional o que impossibilita conhecer determinados parâmetros, como por exemplo, a largura de banda  $B_L$ . Outra diferença é quanto à convergência do sinal de erro  $\chi(m_k)$ . No caso do TED-EQ, o sinal de erro se estabiliza em um determinado valor diferente de zero quando os coeficientes mais significativos do equalizador param de ser puxados para as bordas do filtro. Se a sincronização é bem sucedida, o TED-EQ age na DPLL de modo a impedir o deslocamento dos coeficientes do equalizador.

A Figura 3.27 mostra a evolução dos parâmetros da DPLL durante a recuperação

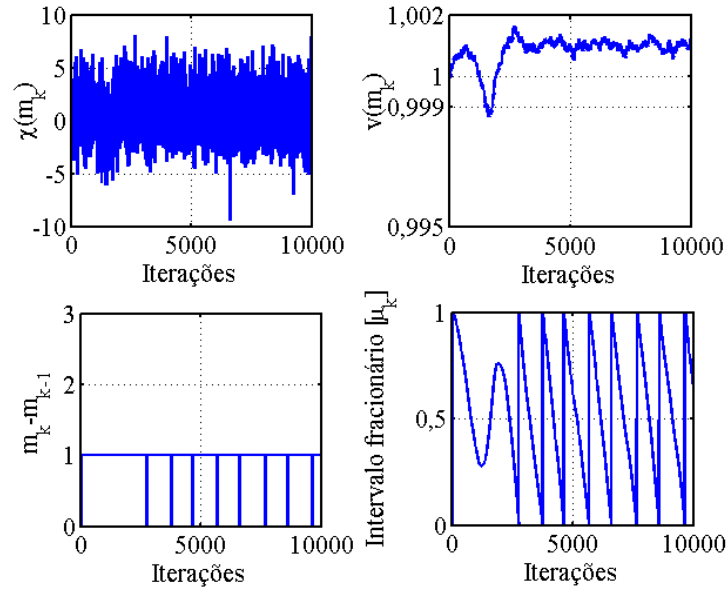


Figura 3.25: Evolução dos parâmetros utilizados na DPLL: sinal erro  $\chi(m_k)$  produzido no TED; palavra de controle  $v(m_k)$  na saída do LF ; pontos-base  $m_k$ ; e intervalo fracionário  $\mu_k$ .

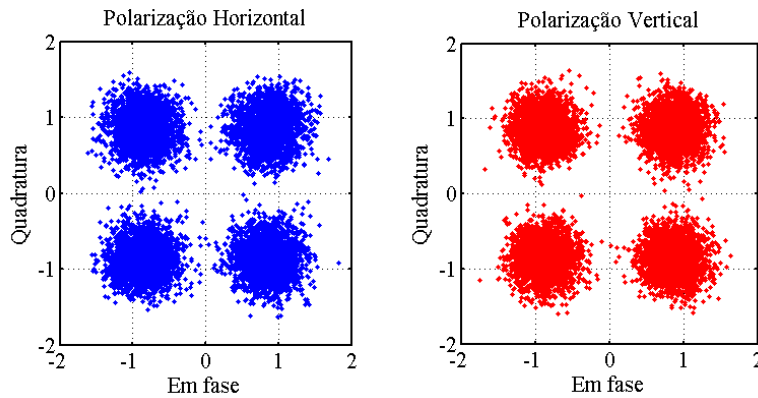


Figura 3.26: Constelações recuperadas após o equalizador.

de relógio. O sinal de erro produzido pelo TED-EQ se estabiliza após 23.000 símbolos, indicando que os coeficientes do equalizador pararam de ser empurrados para as bordas do filtro.

Durante a inicialização dos algoritmos, a recuperação de relógio e a equalização interagem. Embora os parâmetros da DPLL tenham convergido após aproximadamente 23.000 símbolos, o equalizador ainda precisou de alguns símbolos para que as imperfeições presentes no sinal fossem efetivamente compensadas. Isso ocorre porque a equalização depende da correta sincronização das amostras para conseguir compensar as imperfeições presentes no sinal. O período de convergência total do sistema exigiu aproximadamente 30.000 símbolos, valor seis vezes maior que o exigido pelo algoritmo de Gardner. Por fim, na Figura 3.27, o intervalo fracionário indica o descarte das

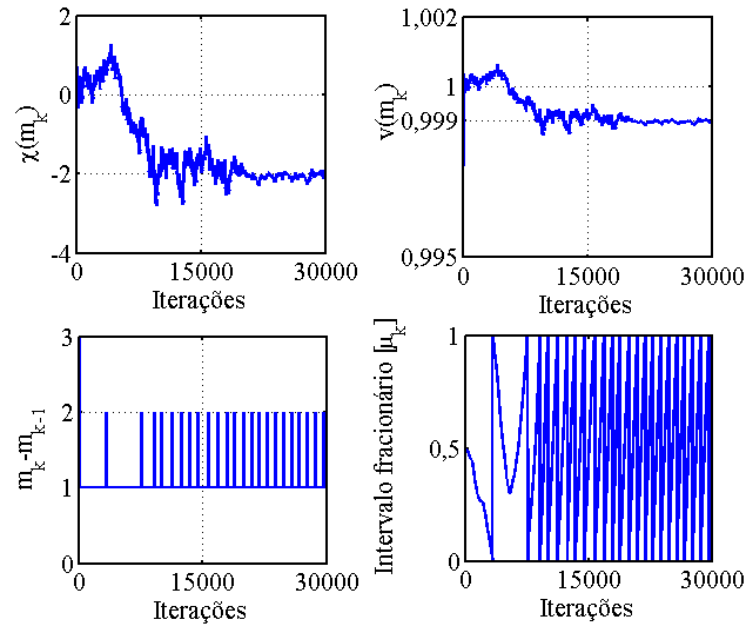


Figura 3.27: Evolução dos parâmetros utilizados na DPLL: sinal erro  $\chi(m_k)$  produzido no TED; palavra de controle  $v(m_k)$  na saída do LF; pontos-base  $m_k$ ; e intervalo fracionário  $\mu_k$ .

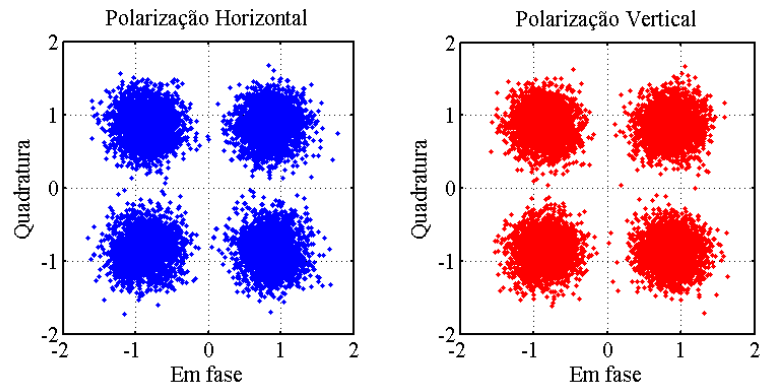


Figura 3.28: Constelações recuperadas após o equalizador.

amostra no tempo correto, uma amostra a cada 1.000 amostras. A palavra de controle  $v$  converge para  $R_S/R_{ADC} = 2/2,002$ . Portanto, a Figura 3.28 e a evolução dos parâmetros da DPLL confirmam a recuperação de relógio do sinal.

## 4 RESULTADOS E ANÁLISE

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos com o algoritmo de Gardner e o TED-EQ. O desempenho de ambos foi avaliado em um sistema DP-QPSK a 112 Gb/s e consistiu em realizar a recuperação de relógio sob diversos níveis de distorção. O capítulo está dividido em duas partes. Na primeira parte, um simulador implementado no pacote de simulação Photoss é descrito e os resultados obtidos por ele são analisados. Em seguida, na segunda parte, a descrição do *setup* experimental e os resultados obtidos pelo pós-processamento dos dados experimentais por ele produzido. Em todos os casos, o processamento digital de sinais foi realizado em computadores utilizando o *software* de simulação Matlab.

### 4.1 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Nesta seção é descrito o simulador de um sistema óptico DP-QPSK implementado no pacote de simulação Photoss. O uso do simulador foi fundamental para entender a interação entre recuperação de relógio e equalização durante o processo de sincronização entre os relógios do receptor e do sinal recebido (veja a Seção 3.9). O simulador permitiu o controle total de diversos efeitos, como por exemplo, o SOP do sinal recebido, facilitando a análise dos efeitos ocasionados pelo erro de temporização. Nas próximas seções são apresentados o simulador e os resultados obtidos.

#### 4.1.1 Simulador

A Figura 4.1 mostra o esquemático do simulador de um sistema DP-QPSK implementado no pacote de simulação Photoss. O simulador é dividido em três partes básicas: transmissor DP-QPSK composto de dois moduladores ópticos QPSK; emulador do canal óptico composto de fibra padrão, gerador de PMD de primeira ordem e módulo para inserir ruído; e receptor coerente óptico com diversidade de polarização.



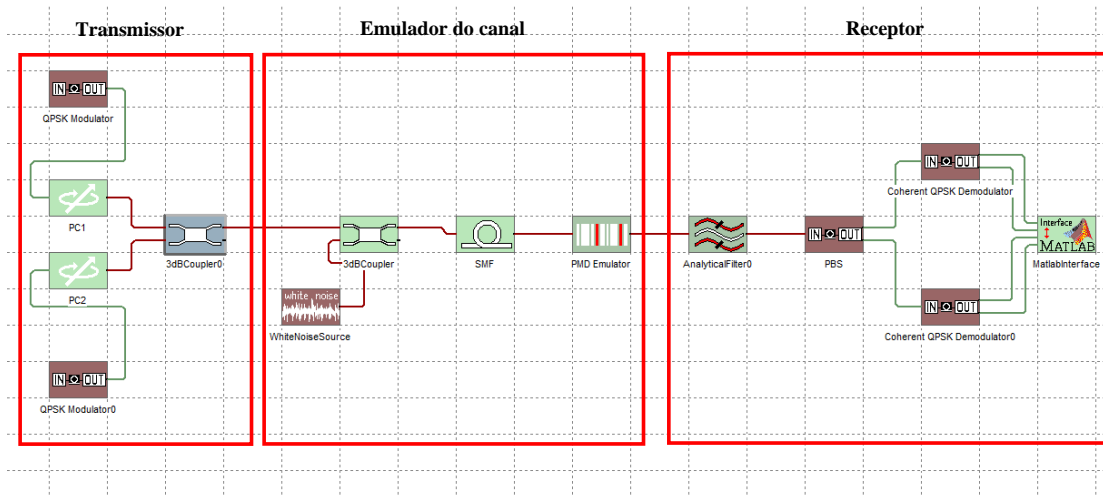


Figura 4.1: Esquemático do sistema óptico DP-QPSK implementado no pacote de simulação Photoss.

O modulador óptico QPSK é mostrado na Figura 4.2. Na saída do laser, uma interface Photoss/Matlab insere ruído de fase no sinal óptico. Essa interface permite a manipulação no Matlab dos dados produzidos pelo Photoss, possibilitando a geração de distorções não disponíveis no Photoss, como o ruído de fase. O sinal óptico na saída da interface Photoss/Matlab é aplicado a dois moduladores I/Q Mach-Zehnder para gerar as componentes em fase e quadratura do sinal QPSK. A componente em fase é produzida por um modulador Mach-Zehnder controlado por uma sequência binária pseudo aleatória (*pseudo random binary sequence* - PRBS) de  $2^{11} - 1$  bits, à taxa de 28 GHz, enquanto a componente quadratura é produzida por outro modulador Mach-Zehnder controlado por uma versão atrasada em 51 bits da PRBS original. Esse atraso maximiza a decorrelação dos símbolos QPSK resultantes. As componentes em fase e quadratura são combinadas em um acoplador de 3 dB para produzir o sinal QPSK óptico à taxa de 28 Gbaud. Em seguida, o sinal óptico resultante é modulado em RZ por um terceiro modulador Mach-Zehnder. A multiplexação em polarizações ortogonais é produzida pela combinação de dois sinais QPSK em um acoplador de 3 dB. O sinal QPSK da outra orientação de polarização é produzido em um segundo modulador, semelhante ao primeiro, com a diferença que suas componentes em fase e quadratura são geradas por uma versão atrasada da PRBS original em 101 e 151 bits, respectivamente. Esses atrasos maximizam a decorrelação dos símbolos QPSK resultantes. O sistema emprega um QPSK com decodificação diferencial.

Dando sequência a descrição do esquemático mostrado na Figura 4.1, o próximo bloco é o emulador do canal óptico. O bloco de emulação do canal óptico consiste em uma fibra padrão para a geração da CD, um gerador de PMD de primeira ordem e um módulo para inserir ruído de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous*

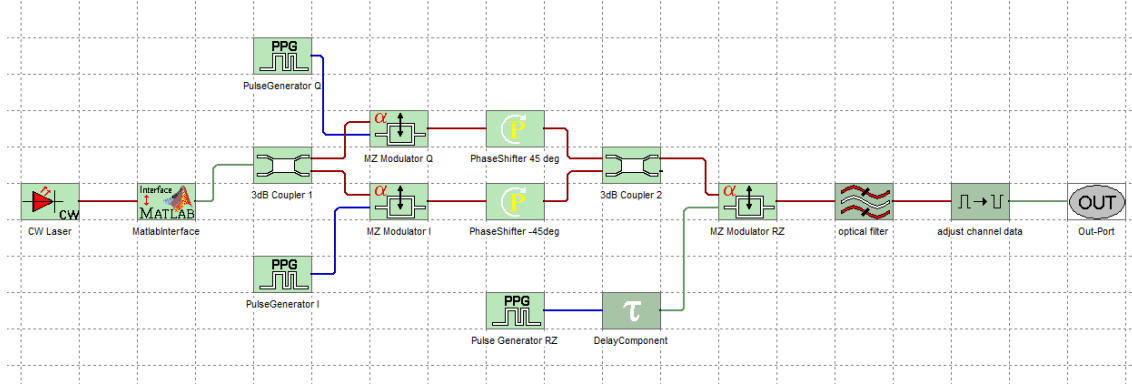


Figura 4.2: Transmissor QPSK implementado no pacote de simulação Photoss.

*emission* - ASE). Embora o Photoss possua um bloco que simule o ruído ASE, a OSNR obtida com esse bloco não coincidiu com os resultados mostrados na literatura para o sistema em questão, valores esses utilizados para a validação do simulador. Basicamente, o que é realizado no simulador para obter a OSNR de interesse é utilizar um bloco gerador de ruído branco. Esse bloco insere ruído Gaussiano branco complexo, simulando o ruído ASE.

Os procedimentos para obter a OSNR desejada são descritos a seguir. O ruído térmico e o ruído *shot* são desconsiderados por serem irrelevantes frente ao ruído ASE. A OSNR é definida por

$$OSNR = \frac{P_{sinal}}{P_{ruído_{B_{ref}}}}, \quad (4.1)$$

em que  $P_{sinal}$  é a potência do sinal e  $P_{ruído_{B_{ref}}}$  é a potência do ruído em uma banda de referência,  $B_{ref}$ . Diferente da SNR elétrica, a OSNR é definida pela potência do ruído em uma determinada banda de referência. Devido a isso, a potência do ruído fornecida pelo bloco que insere ruído deve estar relacionada com a potência do ruído na banda de referência de modo a produzir a OSNR desejada. Na Equação 4.1, a obtenção da OSNR de interesse requer o cálculo apenas da  $P_{ruído_{B_{ref}}}$  requerida, já que a  $P_{sinal}$  é constante, uma vez que nenhum parâmetro dos moduladores QPSK são alterados na simulação. Com isso, tem-se:

$$P_{ruído_{B_{ref}}} = \frac{P_{sinal}}{OSNR}. \quad (4.2)$$

O bloco de geração de ruído insere ruído em toda banda de simulação, por isso é necessário calcular a potência do ruído a ser inserida na banda total para que se tenha a potência do ruído desejada na banda de referência utilizada. A potência do ruído,  $P_{ruído_{B_{sim}}}$ , que deve ser inserida pelo bloco de geração de ruído para obter a potência de ruído desejada na banda de referência é calculada pela relação:

$$\frac{P_{ruído_{B_{ref}}}}{P_{ruído_{B_{sim}}}} = \frac{B_{ref}}{B_{sim}}, \quad (4.3)$$

isolando  $P_{ruído_{B_{sim}}}$ , tem-se

$$P_{ruído_{B_{sim}}} = \frac{P_{ruído_{B_{ref}}} \times B_{sim}}{B_{ref}}, \quad (4.4)$$

substituindo a Equação 4.2 na Equação 4.4, a potência do ruído que deve ser inserida para se obter a OSNR desejada na banda de referência resulta em

$$P_{ruído_{B_{sim}}} = \frac{P_{sinal} \times B_{sim}}{OSNR \times B_{ref}}. \quad (4.5)$$

O Apêndice C mostra como se ajusta a banda de simulação no Photoss.

Por fim, a última parte a ser detalhada é o receptor óptico coerente com diversidade de polarização. O sinal óptico recebido é separado em duas orientações de polarização ortogonais, aqui chamadas de “H” e “V”, por um divisor de feixe de polarização (*polarization beam splitter* - PBS). Além de produzir a diversidade de polarização, o PBS tem a função de garantir que as polarizações dos sinais ópticos recebidos estejam alinhadas às polarizações do sinal óptico produzido pelo laser local. Após o PBS, os sinais ópticos são encaminhados a dois demoduladores ópticos QPSK.

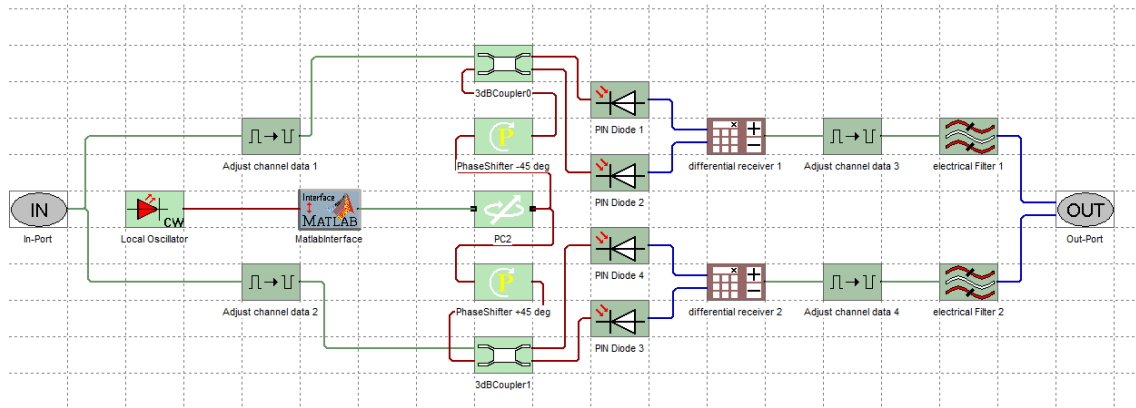


Figura 4.3: Demodulador QPSK implementado no pacote de simulação Photoss.

No demodulador, o sinal de uma das polarizações recebidas é misturado ao sinal produzido pelo oscilador local em uma híbrida  $90^\circ$  (veja a Figura 4.3). A híbrida  $90^\circ$  é composta de um defasador de fase e um acoplador de 3 dB e possui a função de misturar o sinal recebido e o sinal do oscilador local. Os sinais resultantes correspondem às componentes em fase e quadratura do sinal recebido. A conversão ópto/elétrica e o batimento entre os sinais ópticos são realizados por fotodetectores balanceados. O mesmo procedimento é realizado com a outra orientação de polarização produzida pelo PBS. Finalmente, as componentes em fase e quadratura das orientações de polarização “H” e “V” são salvas por uma interface Photoss/Matlab para serem processadas no *software* de simulação Matlab. É importante destacar que o pacote de simulação Photoss é utilizado apenas para simular a parte óptica do simulador.

#### 4.1.2 Algoritmos utilizados no processamento dos dados simulados

Os algoritmos de processamento digital de sinal empregados no processamento dos dados produzidos no simulador foram implementados no *software* de simulação Matlab. Em todas as simulações realizadas, foram processadas sequências de dados com 106.486 símbolos, resultando em 425.984 bits.

Os algoritmos implementados no *software* de simulação Matlab para mitigar as imperfeições do sinal foram:

1. Normalização: a finalidade da normalização é garantir a amplitude adequada ao procedimento de equalização do sinal. A etapa de ortogonalização não é necessária, uma vez que o *front-end* óptico do simulador não insere nenhum tipo de imperfeição;
2. Reamostragem: nas simulações em questão, o pacote de simulação Photoss salva em um arquivo Matlab uma sequência de dados com 32 amostras por símbolo. Na etapa de reamostragem, a sequência é reamostrada para as duas amostras por símbolo requerida pelo equalizador. Ademais, é nessa etapa que o erro de relógio é inserido artificialmente;
3. Equalização e demultiplexação: esses dois procedimentos são realizados simultaneamente em um equalizador adaptativo  $T_S/2$ -espaçado arranjado em uma estrutura borboleta e atualizado pelo CMA;
4. Recuperação da fase residual da portadora: algoritmo diferença de fase estima a fase residual da portadora.
5. Recuperação de fase: algoritmo *feedforward* V&V com filtro ponderado estima o ruído de fase.
6. Decisão, decodificação e contagem de erro: decide o símbolo e decodifica-o diferencialmente com o código de Gray.

A OSNR foi definida em uma banda de referência de 12,5 GHz, ou seja, 0,1 nm. Os lasers foram fixados em 193,1 THz com uma largura de linha de 1 MHz cada.

### 4.1.3 Resultados simulados e análise

A BER teórica para um sistema DP-QPSK a 112 Gb/s é obtida a partir da expressão:

$$P_{erro} = \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right), \quad (4.6)$$

em que  $\text{erfc}(\ast)$  representa a função erro complementar,  $E_b$  é a energia por bit,  $N_0$  é a densidade espectral de potência do ruído e  $P_{erro}$  é a probabilidade de erro de bit. Aplicar a Expressão 4.6 em sistemas ópticos requer que a SNR e a OSNR sejam relacionadas. Essa relação, obtida em [32], é dada por:

$$OSNR = \frac{p \times R_S}{2B_{ref}} SNR, \quad (4.7)$$

em que  $p$  indica a quantidade de polarizações em que a informação está sendo transmitida. Observe que, na Equação 4.6, a probabilidade de erro de bit está relacionada à energia de bit,  $E_b$ , enquanto que na Equação 4.7 a OSNR está associada à taxa de símbolo,  $R_S$ . Para substituir a Equação 4.7 na Equação 4.6 e obter a probabilidade de erro como função da OSNR, considera-se que

$$E_b = \frac{E_S}{\log_2 M}, \quad (4.8)$$

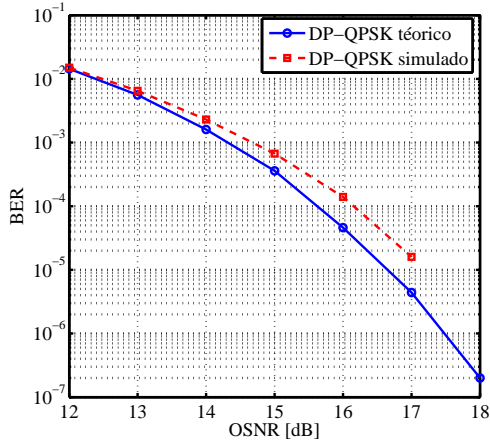
em que  $M$  é a quantidade de símbolos presentes na constelação do formato de modulação utilizado. No caso da modulação QPSK, tem-se  $M = 4$ , o que resulta em  $E_b = E_S/2$ . Assim, a probabilidade de erro teórica resulta em:

$$P_{erro} = \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{B_{ref} \times OSNR}{p \times R_S \times N_0}} \right). \quad (4.9)$$

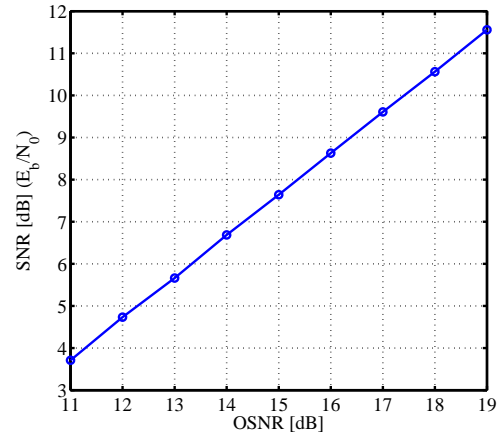
A Figura 4.4(b) mostra a SNR,  $E_b/N_0$ , em função da OSNR. A SNR é estimada na saída do equalizador pela expressão [55]:

$$SNR = \frac{\sqrt{2 \left( \text{E} [|y(n)|^2] \right)^2 - \text{E} [|y(n)|^4]}}{\text{E} [|y(n)|^2] - \sqrt{2 \left( \text{E} [|y(n)|^2] \right)^2 - \text{E} [|y(n)|^4]}}. \quad (4.10)$$

As Figuras 4.4(a) e 4.4(b) mostram as curvas de BER versus OSNR e SNR estimada versus OSNR obtidas para o simulador descrito na Seção 4.1.1. As curvas são referentes a um sistema DP-QPSK operando à taxa de 112 Gb/s. A Figura 4.4(a) mostra a curva da BER em função da OSNR obtida com o simulador e a probabilidade de erro teórica, ambas para um sistema DP-QPSK com decodificação diferencial. A curva simulada está bem próxima da curva teórica. Para OSNRs maiores que 17 dB, a informação é recuperada livre de erros.



(a) BER versus OSNR



(b) SNR estimada versus OSNR

Figura 4.4: BER versus OSNR e SNR estimada versus OSNR para o sistema DP-QPSK a 112 Gb/s implementado no pacote de simulação Photoss.

A Figura 4.5 mostra a BER versus o erro de fase. Para simular o erro de fase, são gerados no pacote de simulação Photoss seqüências de dados com 32 amostras por símbolo. O erro de fase é produzido artificialmente ao selecionar a amostra a ser equalizada de acordo com o erro de fase que se deseja inserir no sinal. Esse erro é quantificado em relação ao ponto de amostragem ótimo. Conforme mostrado na Figura 4.5, valores em que o erro de fase são iguais a zero ou são múltiplos do tempo de símbolo implicam em uma leve melhora da BER. Nota-se que, mesmo nos casos em que o erro de fase é máximo, aproximadamente  $T_S/2$ , a BER praticamente não se altera. Portanto, erros de fase não prejudicam significativamente a recuperação da informação se o sistema empregar equalizadores adaptativos  $T_S/2$ -espaçados.

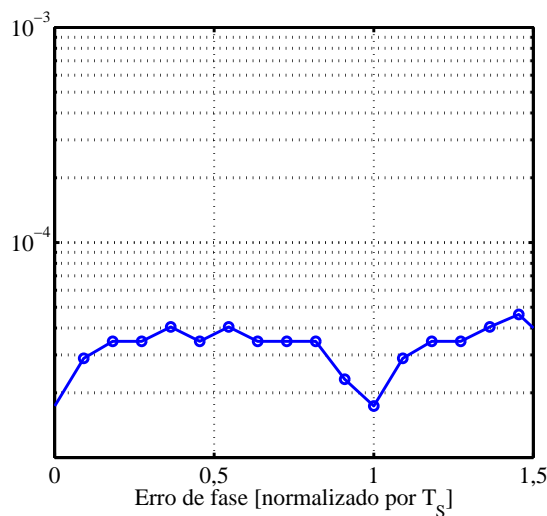


Figura 4.5: BER versus erro de fase, OSNR = 16,5 dB.

A tolerância do equalizador a erros de frequência também foi investigada. A Figura

4.6 mostra a BER versus o erro de frequência para selecionadas quantidades de *taps* do equalizador. O desvio de relógio da amostragem (*sampling clock offset* - SCO) é quantificado em partes por milhão (ppm) e representa a quantidade de erros inseridas por um determinado  $\Delta f_{ADC}$  constante. Se o sinal está sujeito a um SCO diferente de zero, os coeficientes do equalizador são empurrados para as bordas do filtro. Quando o erro de fase acumulado produzido por  $\Delta f_{ADC}$  extrapola uma das bordas do filtro, o equalizador se desestabiliza e requer uma nova etapa de convergência. Na Figura 4.6, os pontos da curva em que a BER repentinamente se eleva representam os instantes em que o equalizador se desestabilizou. O período na qual o equalizador consegue tolerar o erro de frequência é diretamente proporcional à quantidade de *taps* do filtro.

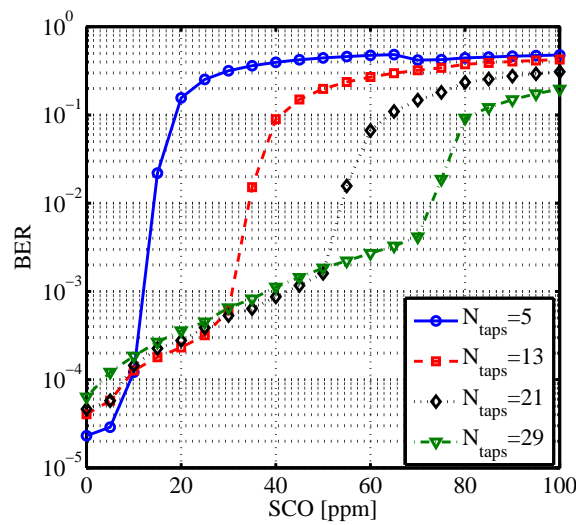


Figura 4.6: BER versus SCO, OSNR = 16,5 dB.

Vale ressaltar que mesmo SCOs pequenos fazem o equalizador se desestabilizar depois de um determinado período. Basta que a sequência de dados processada seja grande o suficiente para proporcionar o tempo necessário para que os coeficientes cheguem às bordas do filtro equalizador. Na simulação, foi utilizada uma sequência com a quantidade de 106.486 símbolos os quais não produzem uma sequência grande o suficiente para que um  $SCO = 5$  ppm desestabilize a equalização. Caso o sinal esteja contaminado por pequenos erros de frequência, aumentar a quantidade de taps do equalizador garante um maior tempo de operação da equalização porque esses erros são compensados temporariamente pelo equalizador. Entretanto, conforme mostrado na Figura 4.6, a tolerância do equalizador a erros de frequência é limitada. Valores de SCO maiores que 40 ppm, não permitem atingir uma BER<sup>1</sup> menor que  $10^{-3}$ . Portanto, equalizadores adaptativos  $T_S/2$ -espaçado são tolerantes a erros de fase, mas são

<sup>1</sup>BERs menores que  $10^{-3}$  permitem que códigos corretores de erros atinjam BER menores que  $10^{-12}$ , exigida pelo padrão IEEE 802.3ba para o 100 GbE.

sensíveis a erros de frequência.

Por fim, os resultados obtidos por simulação para o algoritmo de Gardner e para o TED-EQ frente a CD acumulada e o DGD foram equivalentes aos obtidos com os dados experimentais. Por isso, toda a análise e discussão sobre os efeitos dessas distorções na recuperação de relógio se concentram nos resultados obtidos com os dados experimentais mostrados na Seção 4.2.3. Ademais, para proporcionar uma análise completa de determinados efeitos do canal óptico na recuperação de relógio, alguns resultados obtidos por meio de simulação são mostrados com os resultados experimentais.



## 4.2 EXPERIMENTO

O desempenho do TED-EQ é comparado ao desempenho do algoritmo de Gardner utilizando dados gerados em um sistema experimental DP-QPSK à taxa de 112 Gb/s. Esses dados foram cedidos pela Ericsson-Alemanha e pós-processados em computadores utilizando o *software* de simulação Matlab. Nesta seção, são apresentados o aparato experimental utilizado na geração dos dados, os algoritmos utilizados no pós-processamento e os resultados experimentais obtidos.

### 4.2.1 Aparato experimental

A Figura 4.7 mostra o aparato experimental que consistiu em um sistema óptico DP-QPSK operado à taxa de 112 Gb/s. Todos os acrônimos utilizados nas figuras estão listados na Tabela 4.1. No transmissor, uma PRBS de tamanho igual a  $2^{11} - 1$  bits é produzida à taxa de 28 GHz. A sequência de bit controla a componente em fase de um modulador I/Q Mach-Zehnder, enquanto uma versão atrasada em 52 bits da sequência original produz a componente quadratura do sinal QPSK. Na sequência, o sinal QPSK é modulado por um esculpador de pulsos (*pulse carver* - PC) em RZ. O sinal óptico resultante é separado em duas orientações de polarização ortogonais por um PBS. Os sinais das duas orientações de polarização são descorrelacionados um do outro por uma fibra que mantém a polarização (*polarization maintaining fiber* - PMF). A PMF insere um atraso de 300 símbolos entre os dois sinais. Finalmente, a multiplexação em polarização é obtida pela combinação dos dois sinais em um combinador de feixes de polarização (*polarization beam combiner* - PBC).

A Figura 4.8 descreve como o canal óptico é emulado. O canal é emulado utilizando um gerador de PMD, um embaralhador de polarização e um gerador de CD. A função do embaralhador é alterar o ângulo de rotação dos sinais percebidos pelo receptor. O sinal resultante é amplificado em um amplificador a fibra dopada por érbio (*erbium doped fiber amplifier* - EDFA). O ruído óptico é produzido por dois amplificadores. A amplificação do ruído apenas na faixa óptica de interesse é obtida por um filtro óptico passa-banda de 100 GHz. O ruído óptico é inserido ao sinal óptico utilizando um acoplador de 3 dB. Por fim, um atenuador óptico ajusta a OSNR.

A recepção do sinal é realizada por um típico receptor com diversidade de polarização. Nele, um *front-end* óptico, composto por duas híbridas  $90^\circ$ , mistura o sinal recebido com o sinal produzido pelo oscilador local e conduz o sinal resultante a quatro

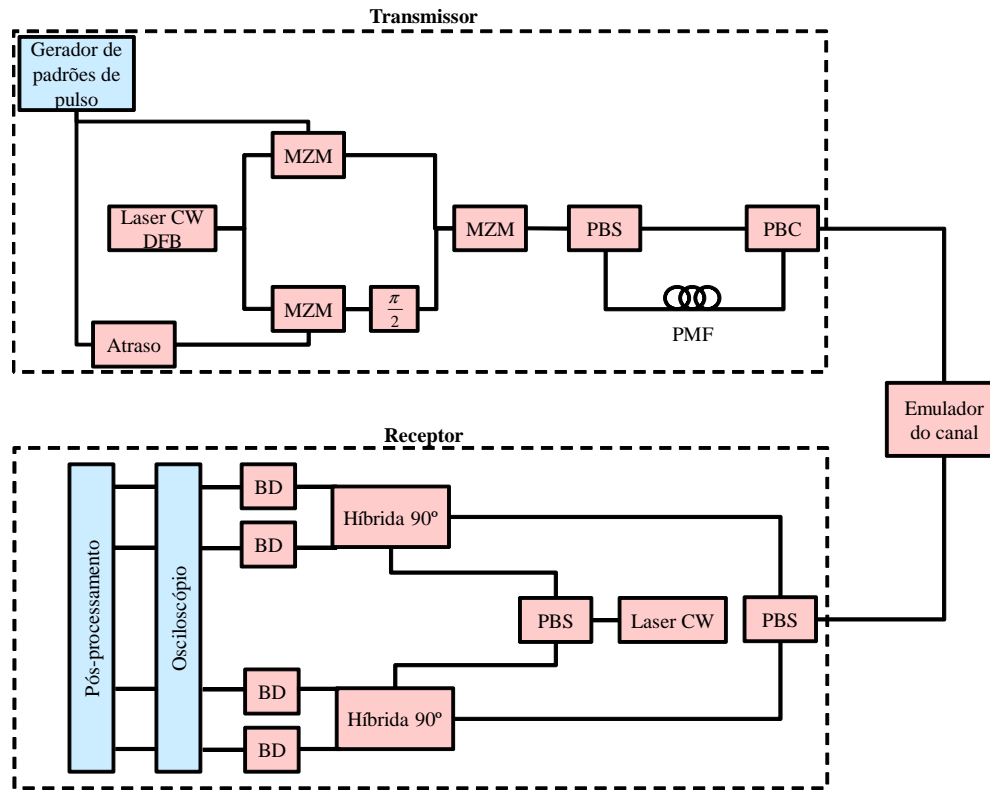


Figura 4.7: Aparato experimental.

Tabela 4.1: Tabela dos Acrônimos utilizados nas Figuras 4.7 e 4.8.

BD	Fotodetectores balanceados
CD	Dispersão cromática - <i>chromatic dispersion</i>
CW	Onda contínua - <i>continuous wave</i>
DFB	Realimentação distribuída - <i>distributed feedback</i>
EDFA	Amplificador a fibra dopada por érbio - <i>erbium doped fiber amplifier</i>
MZM	Mach-Zehnder
PBC	Combinador de feixes de polarização - <i>polarization beam combiner</i>
PBS	Divisor de feixe de polarização - <i>polarization beam splitter</i>
PMD	Dispersão dos modos de polarização - <i>polarization mode dispersion</i>
PMF	Fibra que mantém polarização - <i>polarization maintaining fiber</i>

fotodetectores balanceados. Os sinais elétricos produzidos pelos fotodetectores correspondem às componentes em fase e quadratura das duas orientações de polarização recebidas. Em seguida, a conversão A/D é realizada por um osciloscópio de alto desempenho (Tektronix DPO72004), à taxa de 50 Gamostras/s, que armazena a sequência de amostras para o pós-processamento. Em todos os casos, o osciloscópio captura

$10^6$  amostras, o que equivale a aproximadamente  $560 \times 10^3$  símbolos QPSK para cada orientação de polarização.

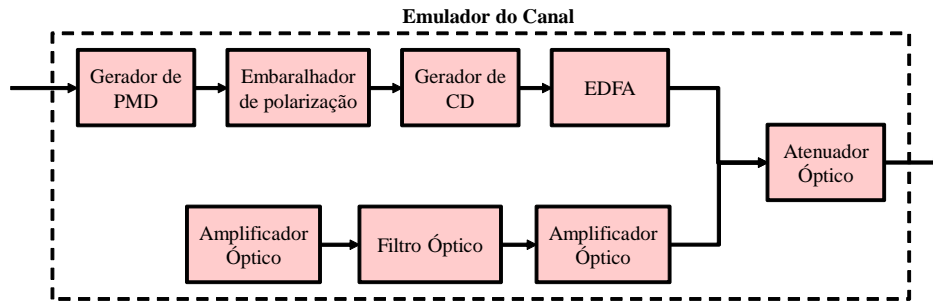


Figura 4.8: Bloco emulador do canal óptico.

#### 4.2.2 Algoritmos utilizados no pós-processamento

A Figura 4.9 mostra a cadeia de algoritmos de processamento de sinais usada no pós-processamento dos dados experimentais. A reamostragem, primeiro bloco da cadeia, ajusta a taxa de amostragem usada pelo osciloscópio à taxa requerida pelos consecutivos algoritmos. Como o processo de equalização emprega um equalizador  $T_S/2$ -espaçado e a amostragem é realizada por um osciloscópio a 50 Gamostras/s, a superamostragem requer uma taxa de  $56/50$ . Em seguida, o bloco de normalização e ortogonalização compensa possíveis desbalanceamentos inseridos no *front-end* óptico e garante uma amplitude adequada para o procedimento de equalização do sinal.

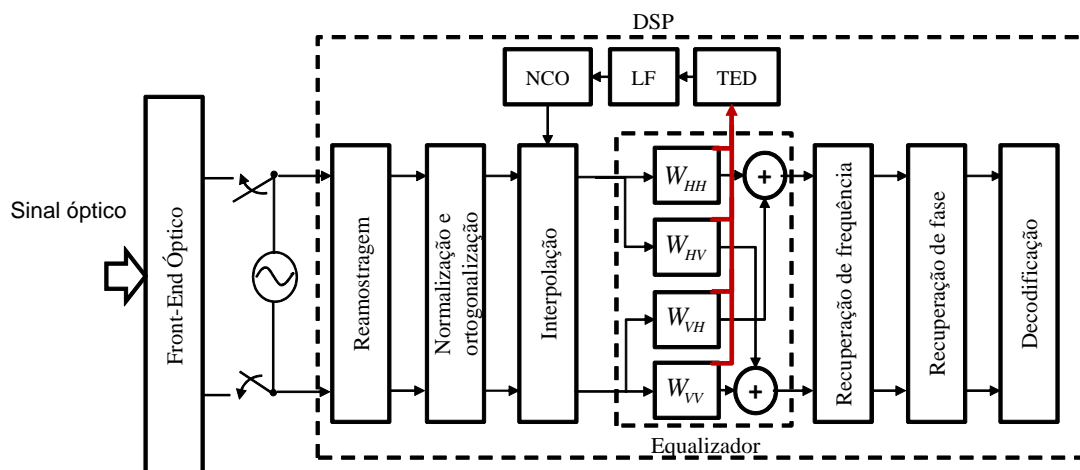


Figura 4.9: Cadeia de algoritmos de DSP utilizada no pós-processamento.

A demultiplexação de polarização e a compensação de DGD e CD são realizadas por um equalizador em estrutura de borboleta. A atualização do equalizador é controlada

pelo CMA. No esquema de cooperação entre a recuperação de relógio e a equalização, o procedimento de sincronização envolveu uma DPLL composta de TED-EQ, interpolador cúbico, LF do tipo proporcional e NCO (veja a Figura 4.9). Finalmente, os algoritmos diferença de fase e *feedforward* V&V [48] realizam a recuperação de frequência e de fase, respectivamente.

A dessincronização entre a taxa de amostragem do receptor e o sinal recebido foi produzida artificialmente pela reamostragem do sinal recebido a 2,002 amostras por símbolo. A amostragem ideal é realizada em 2 amostras por símbolo. O desvio de frequência resultante,  $\Delta f_{ADC} = 56$  MHz, é equivalente a um erro de 1.000 ppm. Um importante detalhe da cooperação entre equalização e recuperação de relógio é que o passo de adaptação do equalizador,  $\mu$  (não confundir com o intervalo fracionário  $\mu_k$ ), determina uma relação de compromisso entre a velocidade de convergência, a acurácia da equalização e a estabilidade dos algoritmos. Devido a isso, a atualização foi realizada em duas etapas: na inicialização, um  $\mu = 4 \times 10^{-3}$  foi usado para rápida convergência e, depois de  $15 \times 10^3$  amostras, o  $\mu$  é trocado para  $8 \times 10^{-4}$  com a finalidade de melhorar a acurácia da equalização e garantir a estabilidade do processo. Os filtros FIR do equalizador foram inicializados pela técnica *single-spike*, e a quantidade de *taps* foi calculada de acordo com a seguinte regra [30]:

$$N_{taps} = 2 \times \left\lfloor \frac{|D| \lambda^2 L}{2cT_a^2} \right\rfloor + 1 + 6, \quad (4.11)$$

o termo 6, não está presente na fórmula original mostrada em [30]. Ele foi arbitrariamente adicionado como forma de garantir que as bordas do filtro equalizador tivessem coeficientes próximos de zero. Na Equação 4.11,  $D$  é o coeficiente de dispersão da fibra,  $T_a$  é o tempo de amostragem,  $\lambda$  é o comprimento de onda,  $L$  é o comprimento da fibra e  $c$  é a velocidade da luz. É verdade que a inserção de *taps* adicionais aumenta a complexidade do equalizador. Entretanto, é esperado que a dispersão residual a ser compensada pelo filtro adaptativo esteja na ordem de algumas dezenas ou centenas de ps/nm [56], e essa margem na quantidade de *taps* do filtro seria de qualquer maneira desejável para uma operação estável do receptor.

Como mencionado na Seção 3.9, o TED-EQ e o algoritmo de Gardner requerem um LF do tipo proporcional e proporcional-integral na DPLL, respectivamente. Em todas as situações analisadas, os parâmetros da DPLL foram otimizados para a melhor BER. É importante mencionar que os parâmetros ótimos do LF podem variar de acordo com o desvio de frequência a ser compensado. Isso é uma propriedade tanto do TED-EQ quanto do algoritmo de Gardner (veja a Tabela I de [19]). Neste trabalho, o desvio de relógio da amostragem foi fixado em 1.000 ppm para todos os cenários investigados, o que equivale a um desvio de frequência de 56 MHz. A dependência dos parâmetros do

LF com relação ao desvio de relógio não foi investigada.

Os parâmetros da recuperação de frequência da portadora e da recuperação de fase, uma vez otimizados, não foram alterados. Na média, a fase de convergência dos algoritmos utilizados na recuperação de relógio e equalização conjunta exigiu 55.000 símbolos. Com o objetivo de garantir que os erros produzidos na fase de convergência não influenciassem a BER, foram descartados os primeiros 60.000 símbolos.

### 4.2.3 Resultados experimentais e análise

Como referência, as Figuras 4.10(a) e 4.10(b) mostram as curvas de BER versus OSNR e SNR estimada versus OSNR obtidas para os dados experimentais produzidos por um sistema DP-QPSK à taxa de 112 Gb/s. Os dados experimentais apresentaram uma penalidade de aproximadamente 1 dB em OSNR para uma BER de  $10^{-3}$ , se comparado ao desempenho obtido por simulações para o mesmo sistema.

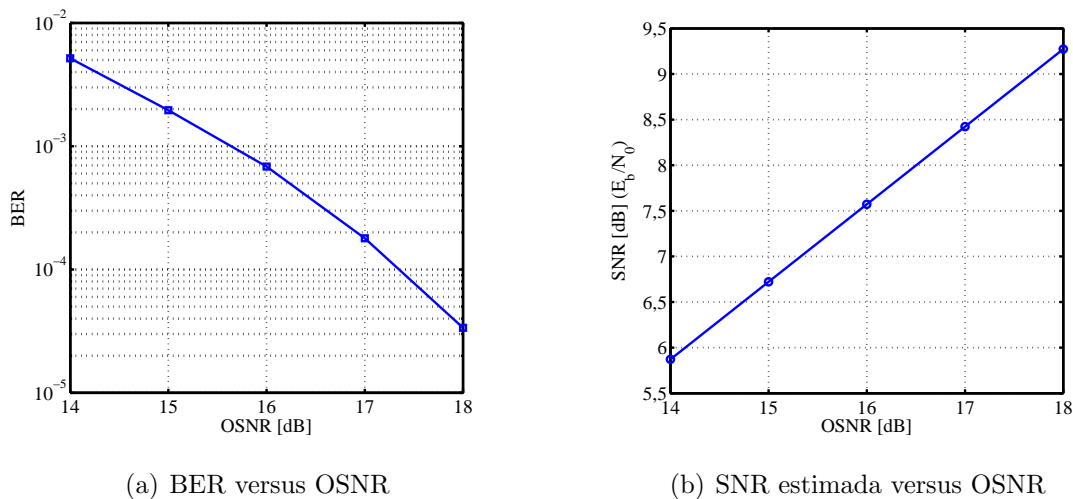
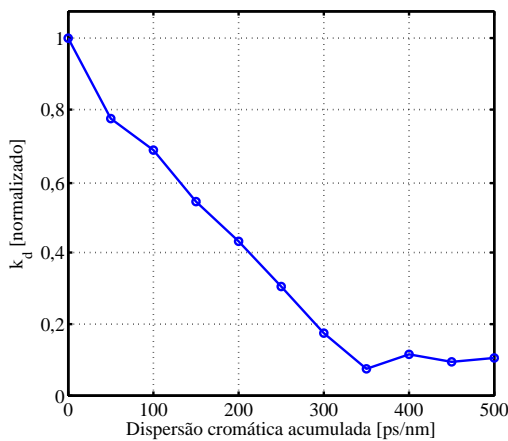


Figura 4.10: BER versus OSNR e SNR estimada versus OSNR para o sistema DP-QPSK a 112 Gb/s experimental.

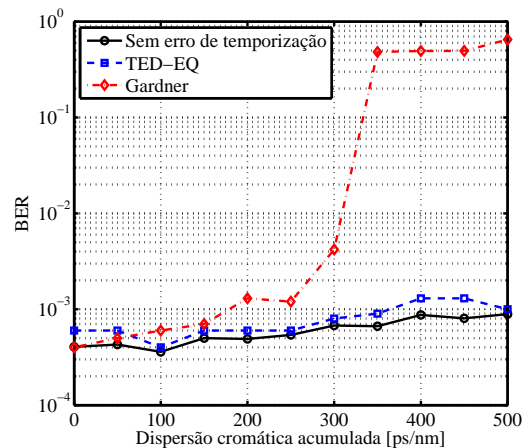
Primeiramente, a convergência dos algoritmos foi analisada na presença de CD acumulada e de DGD. O desempenho para um sinal sem erro de temporização, ou seja, com sincronização perfeita, também foi avaliado. Nas situações analisadas, foi considerado uma OSNR igual a 18 dB (em 0,1 nm) e a BER foi calculada em uma sequência de 108.000 símbolos para cada polarização. O ângulo de rotação das polarizações foi fixado em aproximadamente  $45^\circ$ , SOP que produz a maior mistura entre as duas polarizações.

As Figuras 4.11(a) e 4.11(b) mostram o desempenho do TED-EQ, do algoritmo de Gardner e do mesmo sinal sem erro de temporização como função da CD acumulada e

um  $DGD = 10$  ps. A Figura 4.11(b) mostra que a BER para o algoritmo de Gardner é severamente afetada para valores de CD acumulada maiores que 300 ps/nm. Isso indica que o algoritmo se tornou incapaz de extrair a informação de relógio, o que implica no fracasso da sincronização. Esse fato pode ser confirmado na Figura 4.11(a), na qual o parâmetro sensibilidade do algoritmo de Gardner,  $k_d$ , foi relacionado a CD acumulada. As situações em que o algoritmo de Gardner se tornou incapaz de estimar corretamente o erro de temporização estão relacionadas à região em que os valores de  $k_d$  são menores que 0,3. Esses resultados experimentais corroboram os resultados mostrados em [10, 16, 18, 19].



(a)  $k_d$  versus CD, DGD = 10 ps.



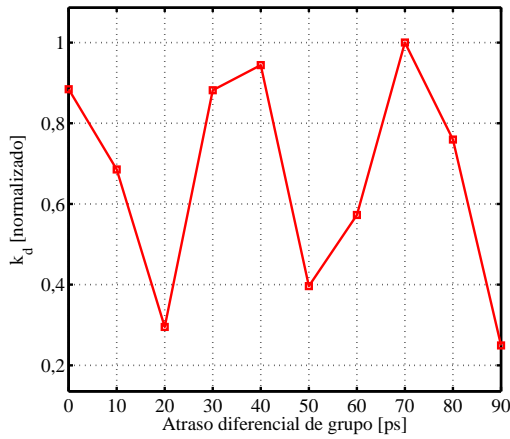
(b) BER versus CD, DGD = 10 ps.

Figura 4.11: Desempenho dos algoritmos como função da dispersão cromática, OSNR = 18 dB.

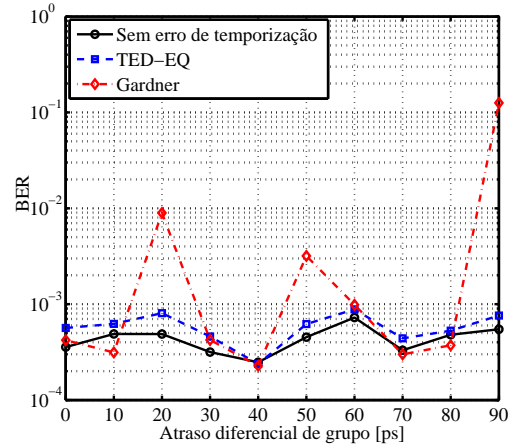
O TED-EQ, algoritmo proposto neste trabalho, foi capaz de realizar a recuperação de relógio para valores de CD acumulada superiores a 300 ps/nm. Porém, apresentou um desempenho levemente inferior ao mesmo sinal sem erro de temporização. Tal penalidade é devida a incapacidade do TED-EQ em detectar o erro de fase do sinal. Conforme mostrado por simulações, esse tipo de erro penaliza levemente a BER.

As Figuras 4.12(a) e 4.12(b) apresentam os desempenhos dos algoritmos como função do DGD. Nesse caso, a CD está fixada em 50 ps/nm. O TED-EQ conseguiu efetivar corretamente a recuperação de relógio em todas as situações. Entretanto, mais uma vez o TED-EQ apresentou um desempenho levemente inferior ao mesmo sinal sem erro de temporização. Já o algoritmo de Gardner apresentou desempenho insatisfatório para os pontos em que o  $DGD \approx nT_S/2, n = 1, 3, 5, \dots$ . Esses resultados corroboram os mostrados em [11, 13].

Uma explicação plausível para um desempenho inferior nas situações em que o DGD é múltiplo de  $T_S/2$  é devido a possível maximização da interferência intercanal (entre os dois sinais das duas polarizações). Nota-se que o desempenho do TED-EQ e



(a)  $k_d$  versus DGD, CD = 50 ps.



(b) BER versus DGD, CD = 50 ps/nm.

Figura 4.12: Desempenho dos algoritmos como função do atraso diferencial de grupo, OSNR = 18 dB.

do sinal sem erro de temporização também é penalizado. A Figura 4.13, gerada por simulação, descreve a relação entre a sensibilidade do algoritmo de Gardner, o DGD e o ângulo de rotação das polarizações do sinal recebido. Como descrito na Seção 3.5, o  $k_d$  pode ser interpretado como um indicativo da capacidade do TED de estimar o erro de temporização. Uma vez que sua capacidade pode ser afetada por interferência intersimbólica, o  $k_d$  é uma medida indireta da interferência intersimbólica. Valores de DGD próximos aos valores críticos, aproximadamente iguais a  $nT_S/2, n = 1, 3, 5, \dots$ , em combinação com ângulos de aproximadamente  $45^\circ$  e  $135^\circ$ , afetam severamente o valor de  $k_d$ . Os pontos de mínimos da superfície descrevem as situações em que o algoritmo de Gardner é totalmente incapaz de operar.

Outro problema que pode ser associado à superfície apresentada na Figura 4.13 é o fato de o DGD e do SOP serem aleatórios ao longo da transmissão. Na prática, os parâmetros da DPLL são definidos em projetos para um determinado  $k_d$  de referência e, conseqüentemente, variações do  $k_d$  durante a sincronização levam à instabilidade da DPLL. Com a finalidade de verificar essa propriedade, o DGD foi fixado em torno de  $T_S/2$  (20 ps) e o SOP foi variado com um embaralhador de polarizações durante a transmissão. Nesse experimento, a BER foi calculada para uma sequência de dados mais longa, 560.000 símbolos. O TED-EQ, marcado por círculos azuis na Figura 4.14, foi capaz de realizar a sincronização satisfatoriamente, enquanto o algoritmo de Gardner, marcado por quadrados vermelhos na Figura 4.14, mostrou desempenho aceitável apenas para alguns pontos. Provavelmente as variações do SOP durante a transmissão alteraram o valor de  $k_d$ , resultando no fracasso da sincronização.

Finalmente, a última análise é referente ao efeito do comprimento do filtro equalizador na sincronização realizada com o TED-EQ. A Figura 4.15 mostra o desempenho

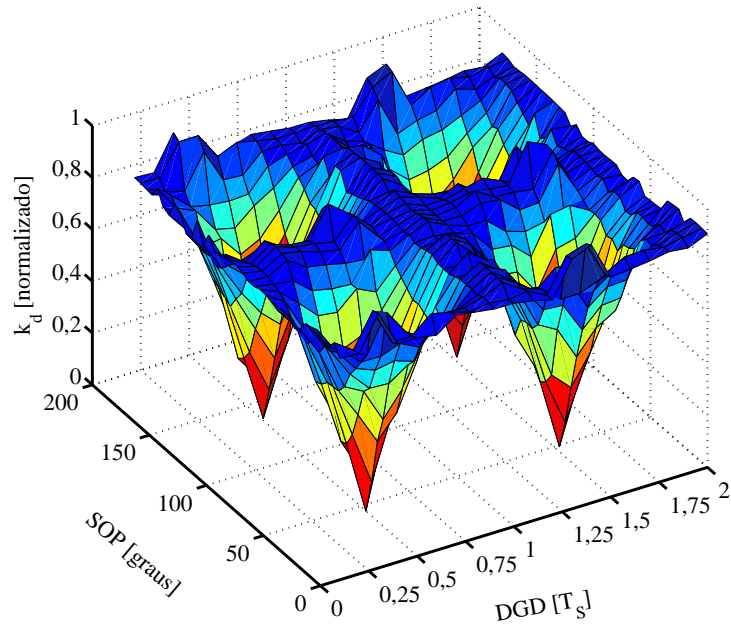


Figura 4.13: Sensibilidade do algoritmo de Gardner,  $k_d$ , como função do DGD e do ângulo de rotação (SOP), simulado.

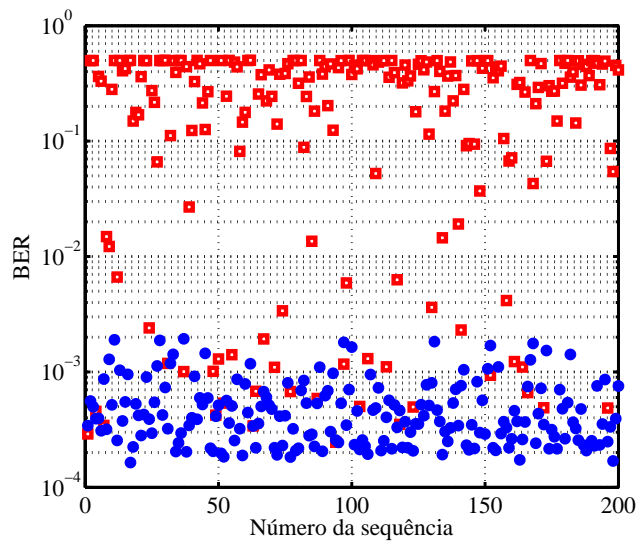


Figura 4.14: BER para várias sequências de dados, OSNR = 18 dB. Os círculos azuis e os quadrados vermelhos indicam as BER para TED-EQ e algoritmo de Gardner, respectivamente.

do algoritmo TED-EQ para a mesma configuração utilizada no experimento anterior, porém sem qualquer tipo de distorção. O desempenho do algoritmo de Gardner foi omitido porque é conhecido que ele se comporta bem em situações em que o sinal não esteja contaminado por distorções. A mesma configuração para um sinal sem distorção aumentou o período de convergência de 60.000 símbolos para 520.000 símbolos. A ausência de distorção atrasou a convergência do esquema de recuperação conjunta.

A fase de convergência é mostrada na Figura 4.16, a qual apresenta o erro de amos-



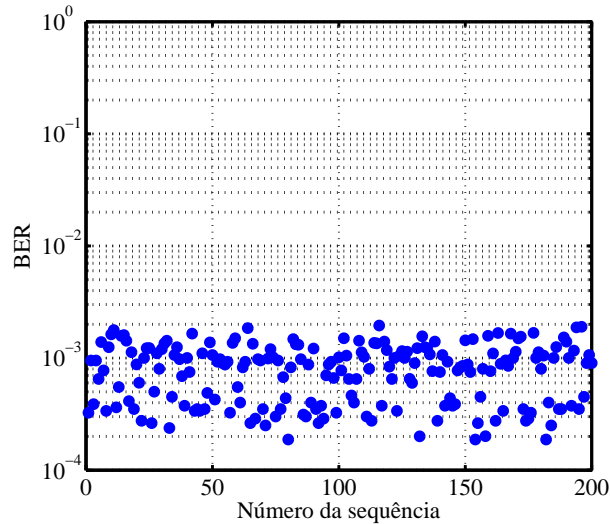


Figura 4.15: BER para várias sequências de dados, OSNR = 18 dB. Os círculos azuis indicam as BER para o TED-EQ.

tragem normalizado,  $|\tau/T_S|$ , em que  $\tau = T_I - T_S$ . Se o sinal não está contaminado por distorção, a fase de convergência pode ser dividida em duas etapas. Primeiro o algoritmo CMA pré-converge para um mínimo local (por volta de 20.000 símbolos), mas não consegue atingir a convergência total, porque a sincronização de relógio ainda não foi plenamente realizada. Devido a isso, os coeficientes começam a deslizar para as bordas do filtro mais lentamente. Por volta de 200.000 símbolos, a recuperação de relógio é finalmente efetivada e o equalizador converge para um mínimo global. É importante destacar que, embora o canal não possua qualquer tipo de distorção, a quantidade de *taps* do equalizador foi fixado em 7. Portanto, a velocidade de convergência pode ser incrementada com um filtro mais curto. Se o sinal está contaminado por distorções, os coeficientes mais significativos alcançam facilmente as bordas do filtro equalizador e, com isso, a equalização e a recuperação de relógio convergem em um processo combinado.

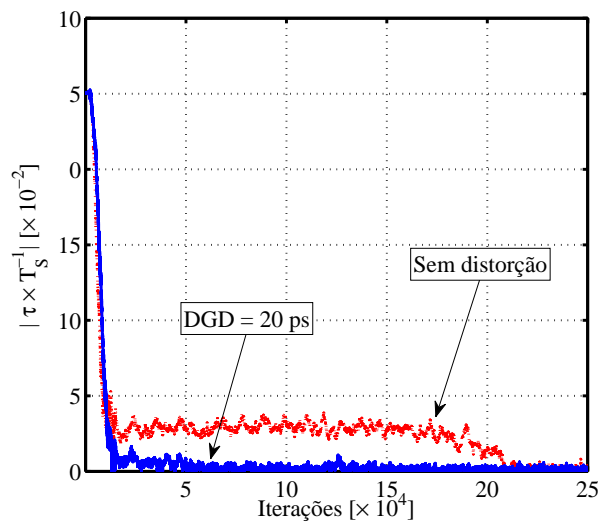


Figura 4.16: Fase de convergência do erro de fase normalizado  $|\tau/T_S|$ , em que  $\tau = T_I - T_S$ .

## 5 CONCLUSÕES

Este trabalho propõe um novo método de detecção de erros de temporização, aqui chamado de TED-EQ, para sistemas ópticos com multiplexação em polarização, detecção coerente e modulação de fase por chaveamento em quadratura (*dual-polarization quadrature phase-shift keying* - DP-QPSK) (veja a Seção 3.8). O desempenho do TED-EQ foi validado e comparado ao desempenho do algoritmo de Gardner utilizando dados experimentais gerados por um sistema óptico DP-QPSK, operando à taxa de 112 Gb/s. Essa é a taxa requerida para obter os 100 Gb/s líquidos exigidos pelo padrão 100 GbE. Os dados experimentais foram cedidos pela Ericsson-Alemanha e processados de modo *offline*, utilizando o *software* de simulação Matlab.

Em qualquer sistema de comunicação digital, a tarefa de determinar o momento ideal para amostrar o sinal é uma operação crucial do processo de recuperação de uma versão confiável da informação transmitida. A essa tarefa é dada o nome de recuperação de relógio ou recuperação de temporização. Geralmente, técnicas de recuperação de relógio em modo sem auxílio de dados (*non data aided*-NDA) são preferíveis. Porém, essas técnicas dependem de uma pré-equalização das distorções do sinal que, no caso de sistemas DP-QPSK, é realizada por um equalizador adaptativo fracionalmente espaçado. Entretanto, o equalizador depende da correta amostragem do sinal para obter um desempenho aceitável. Existe, portanto, uma relação de interdependência entre equalização e recuperação de relógio. Para contornar esse problema, o TED-EQ explora a cooperação entre essas duas tarefas. Ele utiliza apenas os coeficientes de um equalizador fracionalmente espaçado para obter uma estimativa do erro de temporização e, assim, efetivar a sincronização e equalização do sinal simultaneamente. Um método semelhante é proposto em [21].

Para analisar e comparar o desempenho dos dois algoritmos, foi necessário programar todas as etapas de processamento digital de sinais de um receptor óptico DP-QPSK. Essas etapas incluem: reamostragem, devido a uma limitação experimental; normalização e ortogonalização, para compensação de imperfeições inseridas pelo *front-end* óptico; recuperação de relógio, para sincronizar as amostras do sinal recebido à taxa de símbolo; equalização, para demultiplexação e compensação das distorções inseridas pelo canal; recuperação de frequência, para correção da fase residual da portadora; recuperação de fase, para compensação do ruído de fase; e decodificação, para conversão de símbolos em bits e posterior contagem de erros. Ademais, um simulador de um

sistema DP-QPSK foi implementado no pacote de simulação Photoss com a finalidade de auxiliar no esclarecimento da interação entre equalização e recuperação de relógio.

A reamostragem foi consequência de uma limitação experimental. O osciloscópio, utilizado para realizar a conversão analógica/digital (A/D) do sinal, amostra a 50 Gamostras/s, enquanto a taxa de operação do sistema é de 28 Gbaud, o que resulta em 1,78 amostras por símbolo. Além disso, é nessa etapa que os erros de temporização são artificialmente inseridos. A configuração escolhida para efetivar a recuperação de relógio empregou uma malha de captura de fase.

Constatou-se que equalizadores fracionalmente espaçados são tolerantes a erros de fase e que são severamente afetados por erros de frequência. O algoritmo de Gardner se mostrou incapaz de estimar corretamente o erro de temporização para CD superiores a 300 ps/nm e para determinadas combinações de SOPs do sinal recebido e DGD. Esses resultados corroboram os resultados mostrados na literatura. O TED-EQ conseguiu realizar a sincronização de relógio em todos os casos avaliados, inclusive nas situações em que o algoritmo de Gardner se mostrou incapaz. Porém, apresentou uma leve penalidade em comparação ao mesmo sinal sem erro de temporização, possivelmente devido à incapacidade do TED-EQ em detectar erros de fase. Além disso, mostrou-se que a velocidade de convergência da sincronização de relógio realizada com ele é fortemente dependente da quantidade de *taps* do equalizador. O comprimento do equalizador deve ser suficientemente grande para tornar os coeficientes das bordas do filtro próximos de zero. No entanto, o período de convergência é diretamente proporcional à quantidade de *taps*. Isso acontece porque as convergências dos algoritmos de recuperação de relógio e de equalização deixam de acontecer em um processo combinado. Logo, a quantidade de *taps* do equalizador é um parâmetro importantíssimo do esquema de recuperação conjunta e define a velocidade de convergência da sincronização. Por fim, o TED-EQ se mostrou uma alternativa interessante em sistemas ópticos DP-QPSK.

## 5.1 TRABALHOS FUTUROS

A aplicação de técnicas de recuperação de relógio em sistemas ópticos DP-QPSK com detecção coerente é um tema recente. Consequentemente, existem problemas práticos que ainda não estão ao alcance do método de detecção de erros de temporização proposto neste trabalho. Uma aplicação prática desse método ainda requer alguns estudos, dentre os quais três devem ser destacados. O primeiro é quanto à automação

e otimização dos parâmetros do filtro de malha empregado na malha de captura de fase utilizada para realizar a sincronização. O segundo é a investigação da estabilidade do algoritmo em um ambiente de operação em tempo real. Por fim, o terceiro é com relação à complexidade exigida pelo algoritmo, algo indispensável para que se torne uma alternativa viável para sistemas ópticos com detecção coerente que empregam altíssimas taxas de transmissão.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BERGMANS, J. W. M. *Digital baseband transmission and recording*. EUA: Kluwer, 1996.
- [2] GARDNER, F. Interpolation in digital modems. I. fundamentals. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 41, n. 3, p. 501–507, Mar. 1993. ISSN 0090-6778.
- [3] WANG, J. *Timing Recovery Techniques for Digital Recording Systems*. 190 p. Tese (Doutorado) — Technische Universiteit Eindhoven, Dec. 2002.
- [4] FLUDGER, C. S. et al. Coherent equalization and POLMUX-RZ-DQPSK for robust 100-GE transmission. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 26, n. 1, p. 64–72, Jan. 2008.
- [5] SLEIFFER, V. et al. Dispersion management in long-haul 111-Gb/s POLMUX-RZ-DQPSK transmission systems. *LEOS Annual Meeting Conference Proceedings, 2009. LEOS '09. IEEE*, p. 569–570, 2009. ISSN 1092-8081.
- [6] ALFIAD, M. et al. Effect of carrier phase estimation for 111 Gb/s POLMUX-RZ-DQPSK equalization in presence of 10.7 Gbit/s OOK neighbours. *IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, 2008 Digest of the*, p. 175 –176, 2008. ISSN 1099-4742.
- [7] ODA, S. et al. 112 Gb/s DP-QPSK transmission using a novel nonlinear compensator in digital coherent receiver. *Optical Fiber Communication - includes post deadline papers, 2009. OFC 2009. Conference on*, p. 1–3, 2009.
- [8] IP, E. et al. Coherent detection in optical fiber systems. *Opt. Express*, OSA, v. 16, n. 2, p. 753–791, Jan. 2008.
- [9] CAI, Y. Coherent detection in long-haul transmission systems. *OFC/NFOEC 2008. Conference on*, p. 1–3, 2008.
- [10] KUSCHNEROV, M. et al. DSP for coherent single-carrier receivers. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 27, n. 16, p. 3614–3622, Aug. 2009.

- [11] HEBEBRAND, C. et al. Digital clock recovery with adaptive loop gain to overcome channel impairments in 112 Gbit/s CP-QPSK receivers. *Optical Communication (ECOC), 2010 36th European Conference and Exhibition on*, p. 1–3, Sep. 2010.
- [12] LIU, L. et al. Controlled adaptive equalization for dual-polarization coherent receivers with simple clock recovery. *Optical Communication, 2008. ECOC 2008. 34th European Conference on*, p. 1–2, Sep. 2008.
- [13] ZIBAR, D. et al. Analysis and dimensioning of fully digital clock recovery for 112 Gb/s coherent polmux QPSK systems. *Optical Communication, 2009. ECOC '09. 35th European Conference on*, p. 1–2, Sep. 2009.
- [14] HAUSKE, F. et al. Impact of optical channel distortions to digital timing recovery in digital coherent transmission systems. *Transparent Optical Networks (ICTON), 2010 12th International Conference on*, p. 1–4, Jul. 2010.
- [15] GARDNER, F. A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 34, n. 5, p. 423–429, May 1986. ISSN 0090-6778.
- [16] SUN, H.; WU, K.-T. A novel dispersion and PMD tolerant clock phase detector for coherent transmission systems. *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, p. 1–3, Mar. 2011.
- [17] ZIBAR, D. et al. Experimental investigation and digital compensation of DGD for 112 Gb/s PDM-QPSK clock recovery. *Opt. Express, OSA*, v. 19, n. 26, p. 429–439, Dec. 2011.
- [18] KUSCHNEROV, M. et al. Digital timing recovery for coherent fiber optic systems. *Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, 2008. OFC/NFOEC 2008. Conference on*, p. 1–3, Feb. 2008.
- [19] ZHOU, X. et al. All-Digital Timing Recovery and Adaptive Equalization for 112 Gbit/s POLMUX-NRZ-DQPSK Optical Coherent Receivers. *J. Opt. Commun. Netw., OSA*, v. 2, n. 11, p. 984–990, Nov. 2010.
- [20] KUSCHNEROV, M. et al. Joint equalization and timing recovery for coherent fiber optic receivers. *Optical Communication, 2008. ECOC 2008. 34th European Conference on*, p. 1–2, Sep. 2008.

- [21] UNGERBOECK, G. Fractional tap-spacing equalizer and consequences for clock recovery in data modems. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 8, p. 856–864, Aug. 1976. ISSN 0090-6778.
- [22] SAVORY, S. Digital coherent optical receivers: Algorithms and subsystems. *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, v. 16, n. 5, p. 1164–1179, 2010.
- [23] ROUDAS, I. et al. Compensation of coherent DQPSK receiver imperfections. *IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, 2007 Digest of the*, Lasers and Electro-Optics Society, p. 19–20, 2007.
- [24] HO, K. P. *Phase-Modulated Optical Communication Systems*. New York: Springer, 2005.
- [25] IP, E.; KAHN, J. M. Feedforward carrier recovery for coherent optical communications. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 25, n. 9, p. 2675–2692, 2007.
- [26] AGRAWAL, G. P. *Fiber-Optic Communication Systems*. 3<sup>a</sup> ed. EUA: John Wiley & Sons, 2005.
- [27] KIKUCHI, K. Polarization-demultiplexing algorithm in the digital coherent receiver. *IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, 2008 Digest of the*, Lasers and Electro-Optics Society, p. 101–102, 2008.
- [28] SOUTO, D. V.; PORTELA, T. F. *Análise de Técnicas de Processamento Digital de Sinais para Receptores Ópticos DP-QPSK a 112 Gb/s*. Monografia (Graduação): Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília - UnB, Brasília-DF, Brasil, 2010.
- [29] ROUDAS, I. et al. Optimal polarization demultiplexing for coherent optical communications systems. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 28, n. 7, p. 1121–1134, 2010.
- [30] SAVORY, S. J. Digital filters for coherent optical receivers. *Opt. Express*, OSA, v. 16, n. 2, p. 804–817, Jan. 2008.
- [31] NETO, L. A. P. *Impacto de Imperfeições do Front-end Óptico no desempenho de sistemas DP-QPSK*. Dissertação (Mestrado): Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília - UnB, Brasília-DF, Brasil, 2011.
- [32] ESSIAMBRE, R.-J. et al. Capacity limits of optical fiber networks. *Lightwave Technology, Journal of*, OSA, v. 28, n. 4, p. 662–701, 2010.



- [33] ANDREESCU, T.; ANDRICA, D. *Complex Numbers from A to...Z*. 1<sup>a</sup> ed. Boston: Birkhäuser, 2006.
- [34] PETROU, C. et al. Impact of transmitter and receiver imperfections on the performance of coherent optical QPSK communication systems. *IEEE Lasers and Electro-Optics Society, 2008. LEOS 2008. 21st Annual Meeting of the, Lasers and Electro-Optics Society*, p. 410–411, 2008.
- [35] PAINCHAUD, Y. et al. Performance of balanced detection in a coherent receiver. *Opt. Express*, OSA, v. 17, n. 5, p. 3659–3672, 2009.
- [36] FATADIN, I.; SAVORY, S.; IVES, D. Compensation of quadrature imbalance in an optical QPSK coherent receiver. *Photonics Technology Letters, IEEE*, v. 20, n. 20, p. 1733–1735, Oct. 2008.
- [37] IP, E.; KAHN, J. M. Digital equalization of chromatic dispersion and polarization mode dispersion. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 25, n. 8, p. 2033–2043, 2007.
- [38] AGRAWAL, G. P. *Nonlinear Fiber Optics*. EUA: Academic Press, 2001. Cap. 3 p.
- [39] PORTELA, T. F. et al. Analysis of signal processing techniques for optical 112 Gb/s DP-QPSK receivers with experimental data. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, v. 10, n. 1, p. 155–164, Jun. 2011.
- [40] LAMBERT, R. H. *Multichannel Blind Deconvolution: FIR Matrix Algebra and Separation of Multipath Mixtures*. Tese (PhD thesis, University of Southern California) — University of Southern California, May 1996.
- [41] HAYKIN, S. *Adaptive Filter Theory*. EUA: 4th Ed. , Prentice Hall, 2001.
- [42] GODARD, D. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 11, p. 1867–1875, Nov. 1980. ISSN 0090-6778.
- [43] JOHNSON R., J. et al. Blind equalization using the constant modulus criterion: a review. *Proceedings of the IEEE*, v. 86, n. 10, p. 1927 –1950, Oct. 1998. ISSN 0018-9219.
- [44] HAYKIN, S. *Unsupervised Adaptive Filtering*. EUA: Wiley-Interscience, 2000.
- [45] ROZENTAL, V. N. et al. Experimental analysis of singularity-avoidance techniques for CMA equalization in DP-QPSK 112-Gb/s optical systems. *Opt. Express*, OSA, v. 19, n. 19, p. 18655–18664, Sep. 2011.

- [46] TREES, H. L. V. *Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I*. EUA: Wiley Interscience, 2001.
- [47] GARCIA, F. A.; MELLO, D. A.; WALDMAN, H. Feedforward carrier recovery for polarization demultiplexed signals with unequal signal to noise ratios. *Opt. Express*, OSA, v. 17, n. 10, p. 7958–7969, 2009.
- [48] VITERBI, A. Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission. *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 4, p. 543–551, Jul. 1983. ISSN 0018-9448.
- [49] HAYKIN, S. *Communication Systems*. EUA: 4th Ed., John Wiley & Sons, 2000.
- [50] GARDNER, F. M. *Phaselock Techniques*. EUA: John Wiley & Sons, 2004.
- [51] ROLAND, E. B. *Phase-Locked Loops, Theory, Design, and Applications*. EUA: Roland, 1984.
- [52] ERUP, L.; GARDNER, F.; HARRIS, R. Interpolation in digital modems. II. implementation and performance. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 41, n. 6, p. 998–1008, Jun. 1993. ISSN 0090-6778.
- [53] ABRANTES, S. A. *Recuperação digital da temporização com amostragem assíncrona - Parte 1: transmissão em banda-base*. Apostila: Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Universidade do Porto, Porto, Portugal, 2010.
- [54] MEYR, H.; MOENECLAEY, M.; FECHTEL, S. A. *Digital Communication Receivers*. [S.l.]: Wiley, 1998.
- [55] BENEDICT, T.; SOONG, T. The joint estimation of signal and noise from the sum envelope. *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 13, n. 3, p. 447–454, Jul. 1967. ISSN 0018-9448.
- [56] QI, S.; LAU, A. P. T.; LU, C. Fast and robust chromatic dispersion estimation using auto-correlation of signal power waveform for DSP based-coherent systems. *Optical Fiber Communication Conference*, p. 1–3, Mar. 2012.

## APÊNDICES

## A CÁLCULO DOS PONTOS-BASE E INTERVALOS FRACIONÁRIOS NA RECUPERAÇÃO DE RELÓGIO

Em um esquema de recuperação de relógio totalmente digital, a sincronização das amostras é realizada por um interpolador. A sincronização de relógio do sinal requer que o interpolador realize as interpolações nos instantes corretos de modo a compensar o erro de relógio. Para isso, o interpolador necessita de um selecionado conjunto de amostras adjacentes à  $m$ -ésima amostra do sinal recebido e de um selecionado conjunto de coeficientes. O conjunto correto de amostras utilizado pelo interpolador é identificado pelo ponto-base  $m_k$  e o conjunto correto de coeficientes é obtido por meio do intervalo fracionário  $\mu_k$ . A notação  $m_k$  e  $\mu_k$  é para deixar claro que cada ponto-base e cada intervalo fracionário utilizados em um determinado instante estão associados a uma amostra de índice  $k$  produzida pelo interpolador. O ponto-base,  $m_k$ , pode ser calculado de forma recursiva pela expressão:

$$m_{k+1} = m_k + \left\lfloor \frac{T_I}{T_a} + \mu_k \right\rfloor, \quad (\text{A.1})$$

em que  $k$  é o índice de interpolação,  $T_I$  é o tempo entre interpolações,  $T_a$  é o tempo entre amostras produzidas pelo conversor A/D e o operador  $\lfloor x \rfloor$  representa o maior inteiro menor ou igual a  $x$ . Por definição, o intervalo fracionário  $\mu_k \in [0, 1)$ . Ele pode ser obtido por:

$$\mu_{k+1} = \left[ \frac{T_I}{T_a} + \mu_k \right] \text{mod}(1). \quad (\text{A.2})$$

O valor de  $T_I/T_a$  não é conhecido. Porém, o sinal de controle produzido pelo filtro de malha converge para  $T_a/T_I$  durante o processo de sincronização, podendo ser usado nas Equações A.1 e A.2. O procedimento para obter  $m_k$  e  $\mu_k$  que compensam o erro de temporização é ilustrado na Figura A.2. A Figura A.2(a) mostra um sinal modulado em RZ transmitido à taxa de  $1/T_S$ , em que  $T_S$  é o tempo de símbolo. O sinal recebido é amostrado à taxa de  $1/T_a$ , em que  $T_a = T_S \times 5/4$ . Amostrar o sinal a essa taxa impediria a recuperação da forma de onda. Entretanto, esse exemplo possui apenas fins didáticos. A recuperação da informação transmitida exige que o sinal seja interpolado nos instantes corretos e requer  $T_I = T_S$ . O processo de interpolação é mostrado na Figura A.2(b) e foi dividido em seis etapas que correspondem aos instantes de tempo dos símbolos transmitidos mostrados na Figura A.2(a). Utilizando as Equações A.1 e A.2, os valores de  $m_k$  e  $\mu_k$  que indicam o instante ideal para realizar a interpolação são mostrados a seguir:

**Instante 1:** o sinal está amostrado no instante correto. Desse modo,  $\mu_1 = 0$  e  $m_1 = 1$ .

**Instante 2:** substituindo  $\mu_1 = 0$  e  $m_1 = 1$  em A.1 e A.2, tem-se que:

$$m_2 = m_1 + \left\lfloor \frac{4}{5} + \mu_1 \right\rfloor = 1 + \left\lfloor \frac{4}{5} + 0 \right\rfloor = 1, \quad (\text{A.3})$$

$$\mu_2 = \left[ \frac{4}{5} + \mu_1 \right] \text{mod}(1) = \left[ \frac{4}{5} + 0 \right] \text{mod}(1) = \frac{4}{5}, \quad (\text{A.4})$$

como o conversor A/D ainda não produziu uma nova amostra, a interpolação precisa utilizar o mesmo ponto-base da última interpolação.

**Instante 3:**

$$m_3 = m_2 + \left\lfloor \frac{4}{5} + \mu_2 \right\rfloor = 1 + \left\lfloor \frac{4}{5} + \frac{4}{5} \right\rfloor = 2, \quad (\text{A.5})$$

$$\mu_3 = \left[ \frac{4}{5} + \mu_2 \right] \text{mod}(1) = \left[ \frac{4}{5} + \frac{4}{5} \right] \text{mod}(1) = \frac{3}{5}. \quad (\text{A.6})$$

**Instante 4:**

$$m_4 = m_3 + \left\lfloor \frac{4}{5} + \mu_3 \right\rfloor = 2 + \left\lfloor \frac{4}{5} + \frac{3}{5} \right\rfloor = 3, \quad (\text{A.7})$$

$$\mu_4 = \left[ \frac{4}{5} + \mu_3 \right] \text{mod}(1) = \left[ \frac{4}{5} + \frac{3}{5} \right] \text{mod}(1) = \frac{2}{5}. \quad (\text{A.8})$$

**Instante 5:**

$$m_5 = m_4 + \left\lfloor \frac{4}{5} + \mu_4 \right\rfloor = 3 + \left\lfloor \frac{4}{5} + \frac{2}{5} \right\rfloor = 4, \quad (\text{A.9})$$

$$\mu_5 = \left[ \frac{4}{5} + \mu_4 \right] \text{mod}(1) = \left[ \frac{4}{5} + \frac{2}{5} \right] \text{mod}(1) = \frac{1}{5}. \quad (\text{A.10})$$

**Instante 6:**

$$m_6 = m_5 + \left\lfloor \frac{4}{5} + \mu_5 \right\rfloor = 4 + \left\lfloor \frac{4}{5} + \frac{1}{5} \right\rfloor = 5, \quad (\text{A.11})$$

$$\mu_6 = \left[ \frac{4}{5} + \mu_5 \right] \text{mod}(1) = \left[ \frac{4}{5} + \frac{1}{5} \right] \text{mod}(1) = 0. \quad (\text{A.12})$$

A Figura A.1(c) mostra o sinal resultante da interpolação. Observe que as interpolações são produzidas a cada  $T_S$  e nos instantes corretos, o que permite recuperar os símbolos transmitidos. A Figura A.2(a) mostra a evolução de  $\mu_k$  durante o processo de sincronização das amostras. O  $\mu_k$  assume o comportamento de uma função dente de serra para compensar o erro de temporização. A Figura A.2(b) mostra os instantes em que o interpolador precisa usar o mesmo ponto-base para duas interpolações consecutivas. Caso o sinal fosse amostrado a uma taxa superior a ideal, a evolução dos parâmetros assumiria um comportamento inverso ao mostrado nas figuras. Nesse caso, o intervalo fracionário seria incrementado e o ponto-base precisaria saltar determinadas amostras.

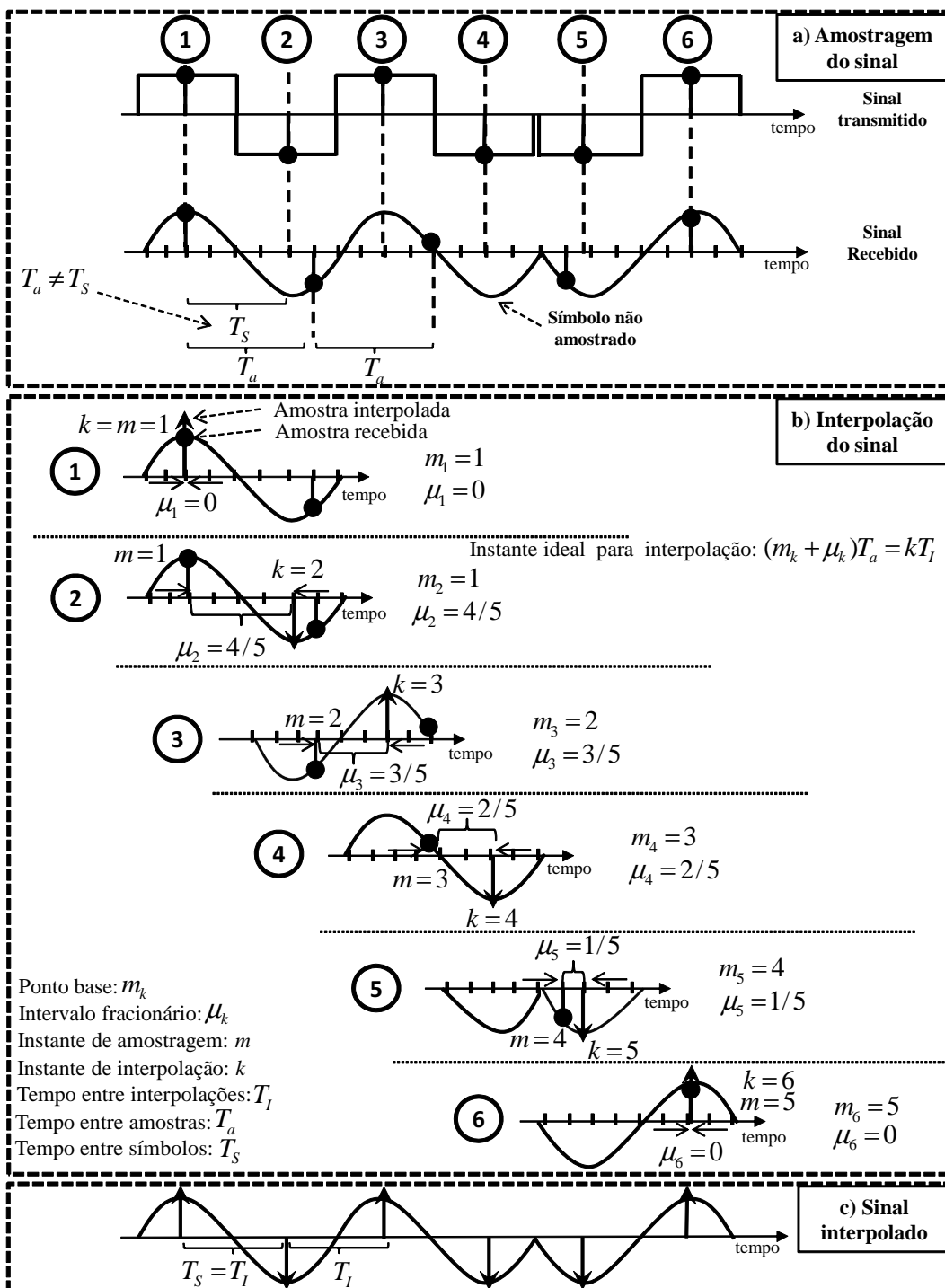


Figura A.1: Cálculo dos pontos-base e intervalos fracionário durante o procedimento de recuperação de relógio.

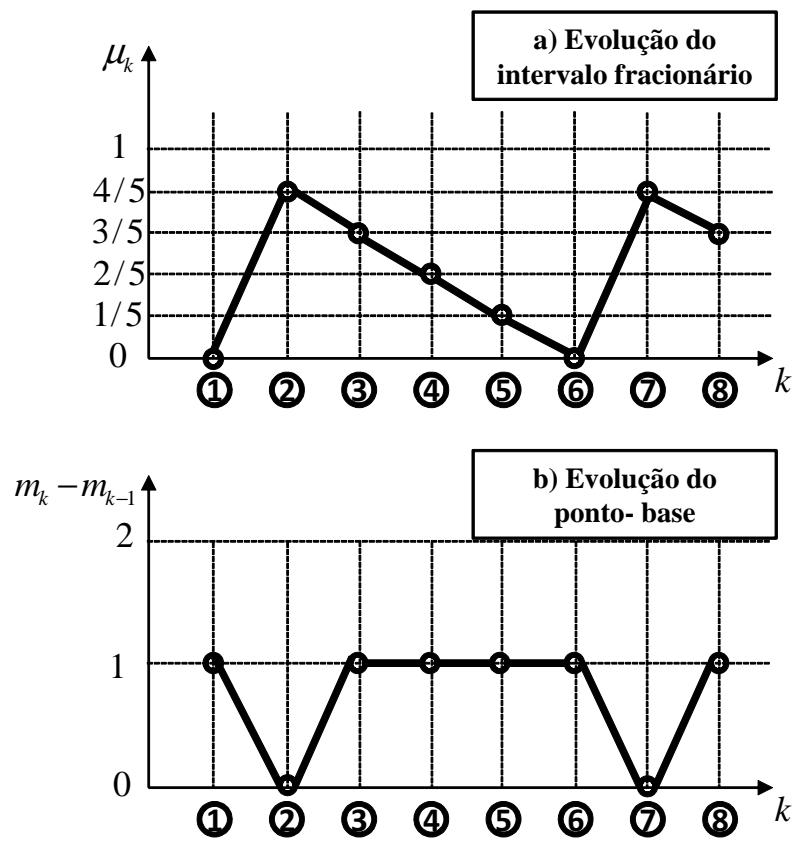


Figura A.2: Evolução do ponto-base e do intervalo fracionário durante o processo de recuperação de relógio.

## B ESCOLHA DO TIPO DE FILTRO DE MALHA

A Figura B.1 apresenta um esquemático básico de recuperação de relógio digital. Na figura,  $T_a$  é o tempo entre amostras produzidas pelo conversor A/D e  $T_I$  é o tempo entre amostras produzidas pelo processo de sincronização. Cada índice está associado a um instante de: amostragem ( $m$ ); interpolação ( $k$ ) e temporização ( $n$ ). O bloco “processo” realiza a sincronização e engloba, normalmente, um interpolador e um oscilador controlado numericamente (*number-controlled oscillator* - NCO). A finalidade da recuperação de relógio no esquema apresentado é produzir as amostras sincronizadas,  $x(kT_I)$ , a partir das amostras dessincronizadas,  $x(mT_a)$ , produzidas pelo conversor A/D. O sinal de erro,  $\chi(n)$ , produzido pelo detector de erro de temporização (*timing error detector* - TED) fornece uma estimativa do erro de temporização. O filtro de malha (*loop filter* - LF) filtra o ruído de  $\chi(n)$  para extrair um sinal estável capaz de controlar o processo de sincronização. Nesse procedimento, o LF produz uma palavra de controle,  $v(n)$ , que dita o ritmo em que as amostras  $x(kt_I)$  devem ser produzidas para compensar o erro de temporização ocasionado pela amostragem do sinal nos instantes incorretos. Se os parâmetros do LF estiverem corretamente dimensionados,  $v(n)$  converge para  $T_a/T_I$ . Portanto, o LF atua como um mecanismo de controle na malha digital de recuperação de fase (*digital phase-locked loop* - DPLL) empregada na sincronização de relógio.

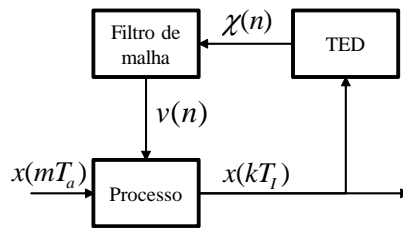


Figura B.1: Diagrama em blocos da DPLL usada na recuperação de relógio.

Os TEDs utilizados neste trabalho necessitam de LFs do tipo proporcional ou proporcional-integral na DPLL. A Figura B.2 mostra o diagrama de blocos de um LF do tipo proporcional-integral. Esse tipo de LF opera com dois blocos em paralelo. O bloco com o elemento proporcional  $k_P$  é responsável pela ação proporcional do controlador e o bloco abaixo dele é responsável pela ação integral. Um LF do tipo proporcional possui em sua saída um sinal dado por:

$$v(t) = k_P \chi(t), \quad (\text{B.1})$$



enquanto que um LF do tipo proporcional-integral produz um sinal:

$$v(t) = k_P \chi(t) + k_I \int \chi(t) dt. \quad (\text{B.2})$$

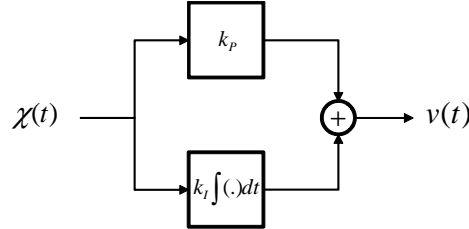


Figura B.2: Diagrama em blocos de um LF do tipo proporcional-integral.

A escolha do LF que deve ser utilizado no esquema depende das características do sinal de erro produzido pelo TED. O detector de erros de temporização proposto neste trabalho, aqui chamado de TED-EQ, estima o erro de temporização por meio do deslocamento dos coeficientes de um equalizador fracionalmente espaçado. Esse deslocamento ocorre apenas na presença de erros de frequência. Devido a isso, o TED-EQ detecta apenas erros de frequência. A sincronização é efetivada quando o deslocamento dos coeficientes do equalizador cessa. Quando isso acontece, o sinal de erro produzido pelo TED-EQ converge para um determinado valor diferente de zero (veja a Figura 3.27, Seção 3.9.4). Nesse caso, se fosse utilizado um LF do tipo proporcional-integral, o sinal  $v(n)$  crescería indefinidamente devido à integração do erro pelo bloco responsável pela ação integral do controlador.

O algoritmo de Gardner [15] detecta o erro de fase do sinal. Por isso, se ele for o TED empregado na DPLL, a compensação do erro de frequência exigirá um LF do tipo proporcional-integral. Erros de frequência provocam variações no erro de fase. Desse modo, a compensação do erro de frequência exige a integração do sinal de erro produzido pelo algoritmo de Gardner, visto que esse sinal de erro é uma estimativa do erro de fase do sinal. A evolução do erro de fase na presença do erro de frequência pode ser verificado na Figura 3.18, Seção 3.9.1, e na Figura 3.23, Seção 3.9.3. Se o sinal está contaminado por erros de frequência, o valor do intervalo fracionário,  $\mu_k$ , deve acompanhar as variações do erro de fase ocasionadas pelo erro de frequência.

## C PARÂMETROS IMPORTANTES DO PACOTE DE SIMULAÇÃO PHOTOSS

Os círculos vermelhos destacados na Figura C.1 mostram a banda de simulação (*Frequency range*), o tempo de amostragem (*Sampling time*) e a taxa de referência (*Reference bitrate*) do simulador. A banda de simulação e o tempo de amostragem são funções da taxa de referência empregada no simulador e todos são parâmetros da simulação e não do sistema implementado. Consequentemente, mesmo que a taxa empregada nos geradores de bits do sistema não seja alterada, uma mudança na taxa de referência da simulação implicará em uma mudança tanto na quantidade de amostras por símbolo produzidas quanto na banda total utilizada na simulação. Por exemplo, para a configuração mostrada na Figura C.1, o sistema em questão possui 32 amostras por símbolo ao final. Mesmo mantendo os parâmetros do sistema implementado inalterados, caso a taxa de referência seja trocada de 28 GHz para 56 GHz, a quantidade de amostras por símbolo mudará de 32 para 64. Isso acontece porque dobrar a taxa de referência implica em reduzir pela metade o tempo de amostragem da simulação. Isso pode causar certa confusão, visto que a mudança na quantidade de amostras por símbolo não será detectada nem mostrada no parâmetro amostras por bit (*Samples per bit*) mostrado na Figura C.1. Resumindo, no pacote de simulação Photoss há dois tipos de parâmetros, o de simulação e o do sistema implementado. Caso ocorra uma mudança na taxa de referência é necessário checar a nova banda de simulação para que a Equação 4.5 mantenha a relação correta entre potência de ruído necessária e a OSNR de interesse. Além disso, para que a quantidade de amostras por símbolo da simulação seja exatamente igual a quantidade mostrada em *Samples per bit*, é necessário que a taxa de referência seja igual a taxa do sistema na posição em que as amostras estão sendo capturadas ou salvas. Os 28 Gb/s mostrados na Figura C.1 são consequência do sistema operar a 28 Gbaud para produzir uma taxa de 112 Gb/s.

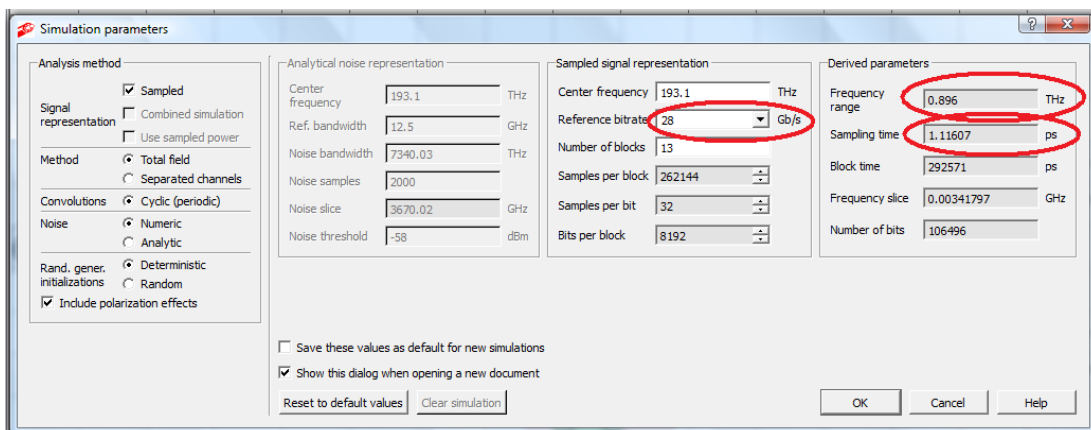


Figura C.1: Parâmetros de simulação empregados no pacote de simulação Photoss.