

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ALGORITMOS DE RECUPERAÇÃO DE FASE PARA
SISTEMAS ÓPTICOS COM MODULAÇÃO DP-QPSK

HUGO BORGES FERREIRA

ORIENTADOR: DARLI AUGUSTO DE ARRUDA MELLO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

PUBLICAÇÃO: PPGEE.DM-458/11

BRASÍLIA/DF: DEZEMBRO - 2011.

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ALGORITMOS DE RECUPERAÇÃO DE FASE PARA
SISTEMAS ÓPTICOS COM MODULAÇÃO DP-QPSK

HUGO BORGES FERREIRA

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

APROVADA POR:

Prof. Dr. Darli A. A. Mello. (ENE-UnB)
(Orientador)

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

Prof. Dr. Carmelo J. A. Bastos Filho (UPE)
(Examinador Externo)

BRASÍLIA/DF, 06 DE DEZEMBRO DE 2011.

FICHA CATALOGRÁFICA

FERREIRA, HUGO BORGES

Algoritmos de Recuperação de Fase para Sistemas Ópticos com Modulação DP-QPSK.

[Distrito Federal] 2011.

xvii, 72p., (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica 2011).

Dissertação de Mestrado - Universidade de Brasília.

Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

- | | |
|-------------------------|-----------------------------|
| 1. Comunicações Ópticas | 2. Detecção Coerente |
| 3. Ruído de Fase | 4. Recuperação de Portadora |
| I. ENE/FT/UnB | II. Título (série) |

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

Ferreira, H. B. (2011). Algoritmos de Recuperação de Fase para Sistemas Ópticos com Modulação DP-QPSK. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGEE.DM-458/11, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 72p.

CESSÃO DE DIREITOS

NOME DO AUTOR: Hugo Borges Ferreira.

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO: Algoritmos de Recuperação de Fase para Sistemas Ópticos com Modulação DP-QPSK.

GRAU / ANO: Mestre / 2011

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.

Hugo Borges Ferreira
SQN 407 BL P
70855-160 Brasília - DF - Brasil.

DEDICATÓRIA

Este trabalho é dedicado ao meu pai, Orlando Ferreira Amorim, à minha mãe, Ivete Borges Amorim, e a todos os mestres que me trouxeram até aqui.
Hugo Borges Ferreira

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao meu pai, mãe e irmãs pelo suporte familiar. Agradeço ao meu orientador, Darli A. A. Mello, pelo suporte científico e intelectual. Agradeço, também, aos meus amigos por terem me suportado durante os últimos anos.

Hugo Borges Ferreira

RESUMO

O crescimento na demanda por tráfego *Ethernet* tem motivado o desenvolvimento de novos sistemas de transporte de dados a altas taxas e longas distâncias. Um novo esquema de transmissão óptica aparece como solução, permitindo taxas de transmissão superiores a 100 Gb/s por canal óptico. Esse esquema utiliza a modulação QPSK e a multiplexação de sinais em polarizações ortogonais (*dual polarization QPSK* - DP-QPSK), então, um receptor coerente se faz necessário. Nesses sistemas aliam-se processamento digital de sinais aos detectores coerentes para a compensação de distorções ocorridas na transmissão e recepção.

A recuperação de fase é um tópico relevante no projeto de receptores coerentes e várias técnicas podem ser aplicadas. Analisaram-se três técnicas de recuperação de fase, as clássicas Viterbi & Viterbi (V&V) e algoritmo direcionado a decisão (DD), e uma técnica computacionalmente eficiente, chamada aqui de *hardware-efficient*. Aliado à recuperação de fase, um algoritmo de recuperação de portadora, responsável por estimar diferenças entre a frequência dos lasers transmissor e receptor, também foi estudado.

Nas simulações, concluiu-se que a técnica de recuperação de portadora avaliada foi capaz de recuperar desvios de até 3,125 GHz para um sistema DP-QPSK a 100 Gb/s com lasers de largura de linha de 1 MHz, sem penalidade significativa. As técnicas de recuperação de fase V&V e DD com filtro de máxima verossimilhança (*maximum-likelihood* - ML) (5 coeficientes) mostraram penalidades inferiores a 1 dB para o mesmo sistema, e inferiores a 0,5 dB com filtros mais longos (> 10 coeficientes). O algoritmo *hardware-efficient* mostrou boa aproximação ao desempenho do V&V para um filtro com 5 coeficientes. Simularam-se ainda os algoritmos V&V e DD com filtros planos e filtros complexos não lineares (*nonlinear complex filter* - NCF) para comparação de resultados.

Dados obtidos em um experimento com modulação DP-QPSK à taxa de 112 Gb/s também foram processados. Utilizaram-se técnicas de normalização, equalização e demultiplexação na recuperação do sinal, e os algoritmos de recuperação de fase e portadora foram testados. Uma técnica de estimação de SNR a partir do sinal ruidoso foi empregada, e o impacto sistêmico foi investigado. Mostrou-se que erros de estimação de -6 dB a 6 dB podem levar a até 1 dB de penalidade em um sistema DP-QPSK a 40 Gb/s. Para sistemas a 100 Gb/s, erros de estimação não levaram a penalidades significativas. O desempenho alcançado com o sistema experimental foi compatível ao simulado, validando o modelo teórico utilizado.

ABSTRACT

The increasing demand for Ethernet traffic has motivated the development of new long-haul and high transmission rates optical systems. A new scheme for optical transmission appeared as a solution, allowing transmission rates higher than 100 Gb/s per optical channel. This scheme uses QPSK modulation and dual polarization multiplexing (DP-QPSK), therefore, a coherent receptor is needed. These systems combine digital signal processing techniques with the coherent detector, thus, compensating for distortions generated in transmission and detection.

Phase recovery is an important subject in coherent receivers' development and several techniques may be applied. We analyzed three phase recovery algorithms, the classical Viterbi & Viterbi (V&V) and decision directed (DD), and a hardware-efficient algorithm. A carrier recovery algorithm was also studied. This technique estimates frequency mismatches between transmitter and receiver lasers, whilst the phase recovery estimates the phase noise affecting the system.

In our simulations, we concluded that the carrier recovery technique was able to compensating for a mismatch of up to 3,125 GHz in a 100 Gb/s DP-QPSK system with 1 MHz lasers linewidth without noteworthy penalty. The V&V and DD recovery algorithms with maximum-likelihood (ML) filters (5 taps) exhibited less than 1 dB SNR penalty to this system, and less than 0,5 dB for longer filters (> 10 taps). The hardware-efficient algorithm showed to be a good approximation of the V&V for a 5 taps filter. We also simulated the V&V and DD algorithms with flat filters and nonlinear complex filters (NCF) for comparison.

We have also processed data from an optical 112 Gb/s DP-QPSK experimental system. We used normalization, equalization and demultiplexing techniques for the signal recovery and tested the carrier recovery algorithms. An estimation scheme for the SNR was used, and the systemic impact was analyzed. We observed that estimation errors from -6 dB to 6 dB may lead to up to 1 dB SNR penalty for a 40 Gb/s DP-QPSK system. For a 100 Gb/s system, estimation errors have not caused noteworthy SNR penalty. The experimental system performance was compatible with the simulated system, thus, validating our theoretical model.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
2	CONTEXTUALIZAÇÃO BIBLIOGRÁFICA	5
3	CONCEITOS BÁSICOS PARA TRANSMISSÃO EM SISTEMAS DP-QPSK COM RECEPÇÃO COERENTE	9
3.1	Multiplexação de Sinais em Polarizações Ortogonais	9
3.2	Dispersão Cromática - CD	10
3.3	Dispersão dos Modos de Polarização - PMD	11
3.4	Ruído ASE, OSNR e SNR	13
3.5	Receptor Óptico Coerente	17
3.6	<i>Front-end</i> Óptico	18
3.6.1	Imperfeições no <i>Front-end</i> Óptico	21
3.7	Normalização e Equalização	23
3.7.1	Método de Ortogonalização de Gram-Schmidt - GSOP	23
3.7.2	Algoritmo do Módulo Constante - CMA	24
3.8	Modulação QPSK	27
3.8.1	Decisão e decodificação diferencial	27
3.8.2	Taxa de erro de bit teórica	28
4	RECUPERAÇÃO DE FASE E PORTADORA	31
4.1	Ruído de Fase	31
4.2	Desvio de Frequência	35
4.3	Recuperação de Fase	36
4.3.1	Viterbi & Viterbi <i>Feedforward</i> - V&V	38
4.3.2	Direcionado a Decisão - DD	43
4.3.3	<i>Hardware Efficient Feedforward</i>	46
4.4	Recuperação de Portadora	48
5	SISTEMA EXPERIMENTAL	50
5.1	Estimação de SNR	52

6	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	54
6.1	Análise da Estimção de SNR	54
6.2	Análise da Recuperação de Fase	56
6.3	Análise da Recuperação de Portadora	66
7	CONCLUSÃO	68
	REFERÊNCIAS	70

LISTA DE FIGURAS

3.1	Estrutura de um transmissor óptico com multiplexação de sinais em polarizações ortogonais.	9
3.2	Interferência intersimbólica causada pelo alargamento de pulsos.	11
3.3	Atraso de grupo diferencial (DGD) causado pela birrefringência.	12
3.4	Receptor composto por um par de correlatores.	14
3.5	Diagrama de um receptor coerente para sistemas DP-QPSK.	17
3.6	Front-end óptico com diversidade de fase e de polarização com fotodetectores balanceados.	18
3.7	Representação vetorial da decomposição de um sinal com multiplexação de polarização.	19
3.8	Front-end óptico mostrado apenas para uma polarização e com componentes com imperfeições.	22
3.9	Constelação QPSK com desbalanceamento de quadratura.	22
3.10	Constelação QPSK com desbalanceamento de quadratura e depois da ortogonalização de Gram-Schmidt.	24
3.11	Filtros em estrutura borboleta.	25
3.12	Diagrama de blocos do CMA.	25
3.13	Polarizações “h” e “v” antes da equalização (SNR = 9 dB).	26
3.14	Polarizações “x” e “y” depois da equalização (SNR = 9 dB).	27
3.15	Regiões de decisão e decodificação.	28
3.16	Curvas de desempenho de sistemas QPSK.	30
4.1	Processo discreto de Wiener para $\Delta\nu T_s = 8 \times 10^{-5}$	32
4.2	Constelação QPSK sem ruído de fase.	33
4.3	Constelação QPSK com ruído de fase (1000 símbolos).	33
4.4	Constelação QPSK com ruído de fase (10000 símbolos).	34
4.5	Constelação QPSK com ruído de fase (1000 símbolos).	34
4.6	Constelação QPSK com ruído de fase e ruído aditivo gaussiano complexo (10000 símbolos).	35
4.7	Evolução da fase do sinal quando há desvio de frequência (10000 símbolos).	37
4.8	Evolução da fase do sinal quando há desvio de frequência (250 símbolos).	37

4.9	Algoritmo Viterbi & Viterbi <i>feedforward</i>	38
4.10	Vetor de coeficientes α com ruído de fase fixo $\Delta\nu T_s = 4 \times 10^{-5}$	42
4.11	Vetor de coeficientes α com ruído aditivo fixo $N_0 = 0,05$	42
4.12	Descontinuidade de fase corrigida pelo PU.	43
4.13	Diagrama da recuperação de fase direcionada a decisão (DD).	43
4.14	Vetor de coeficientes α com ruído de fase fixo $\Delta\nu T_s = 4 \times 10^{-5}$	45
4.15	Vetor de coeficientes α com ruído aditivo fixo $N_0 = 0,05$	45
4.16	Esquema <i>hardware efficient feedforward</i>	46
4.17	Coefficientes normalizados α de filtros NCF.	47
4.18	Janela SMLPA para $M = 4$ e $N = 2$ (SML2).	47
5.1	Diagrama do sistema experimental.	50
5.2	<i>Linear feedback shift register</i> (LFSR) de ordem 11.	50
5.3	Função de auto-correlação entre sequências binárias pseudo-aleatórias.	51
5.4	BER x OSNR.	52
5.5	Relação entre OSNR e SNR.	53
6.1	Curvas de E_b/N_0 x BER para 10 Gbaud.	55
6.2	Curvas de E_b/N_0 x BER para 25 Gbaud.	55
6.3	Curvas de penalidade para os algoritmos com filtros de 5 coeficientes.	57
6.4	Detalhe das penalidades para os algoritmos com filtros de 5 coeficientes.	57
6.5	Curvas de penalidade para os algoritmos com filtros de 11 coeficientes.	59
6.6	Detalhe das penalidades para os algoritmos com filtros de 11 coeficientes.	59
6.7	Curvas de penalidade para os algoritmos com filtros de 21 coeficientes.	60
6.8	Detalhe das penalidades para os algoritmos com filtros de 21 coeficientes.	60
6.9	Curvas de penalidade para os algoritmos com filtros de 41 coeficientes.	61
6.10	Detalhe das penalidades para os algoritmos com filtros de 41 coeficientes.	61
6.11	Curvas de penalidade para os algoritmos para $\Delta\nu T_s = 10^{-5}$	62
6.12	Curvas de penalidade para os algoritmos para $\Delta\nu T_s = 10^{-4}$	63
6.13	Curvas de penalidade para os algoritmos para $\Delta\nu T_s = 8 \times 10^{-4}$	63
6.14	Curvas de penalidade para os algoritmos para $\Delta\nu T_s = 1,5 \times 10^{-3}$	64
6.15	Curvas de penalidade para desvios de frequência.	66

LISTA DE SÍMBOLOS E SIGLAS

Símbolos

$ \cdot $	Módulo de (\cdot)
$(\cdot)^{\hat{h}} ; (\cdot)_{\hat{h}}$	Componente de polarização horizontal
$(\cdot)^{\hat{v}} ; (\cdot)_{\hat{v}}$	Componente de polarização vertical
$\hat{\cdot}$	Estimativa de (\cdot)
$(\cdot)^*$	Conjugado complexo de (\cdot)
$(\cdot)^T$	Transposto da matriz (\cdot)
$(\cdot)^H$	Transposto conjugado da matriz (\cdot)
$\Im(\cdot)$	Parte imaginária de (\cdot)
$\Re(\cdot)$	Parte real de (\cdot)
$E\{\cdot\}$	Valor esperado de (\cdot)
$\sigma_{(\cdot)}^2$	Variância de (\cdot)
s_k	Símbolo transmitido
r_k	Símbolo recebido
$N_0/2$	Densidade espectral de potência do ruído
J	Matriz de Jones
E_s	Energia de símbolo
E_b	Energia de bit
E_r	Campo elétrico do sinal óptico
A_s	Amplitude do sinal óptico
ϕ_s	Fase do sinal óptico
n_s	Ruído gaussiano complexo do sinal óptico
ω_c	Frequência angular da portadora óptica
E_{LO}	Campo elétrico do oscilador local
A_L	Amplitude do sinal óptico do oscilador local
n_L	Ruído do sinal óptico do oscilador local
ω_{LO}	Frequência angular do sinal óptico do oscilador local
ω_{IF}	Frequência intermediária
T_s	Período de um símbolo
Δ_ν	Largura de linha de um laser
$\Delta_\nu T_s$	Intensidade de ruído de fase

$\theta(k)$	Desvio de fase do símbolo k
Δ_k	Diferença entre os desvios de fase de símbolos adjacentes
Δ_ϕ	Desvio de frequência
i_I	Fotocorrente em fase
i_Q	Fotocorrente em quadratura
P_b	Probabilidade de erro de bit
P_s	Probabilidade de erro de símbolo
R_b	Taxa de bit
B_{ref}	Banda de referência
N_{ASE}	Densidade espectral de potência do ruído ASE
P_m	Potência média do sinal considerando-se os dois estados de polarização
Δ_τ	DGD
D_{PMD}	Parâmetro de PMD da fibra
D	Parâmetro de dispersão cromática
\mathbf{C}	Matriz de covariância
$\mathbf{1}$	Vetor unitário
erfc	Função erro complementar
$\mathcal{F}\{.\}$	Transformada de Fourier
$\mathcal{F}^{-1}\{.\}$	Transformada inversa de Fourier

Siglas

ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>	Emissão espontânea amplificada
A/D	<i>Analog-to-Digital</i>	Analógico/Digital
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>	Ruído gaussiano branco aditivo
BER	<i>Bit Error Rate</i>	Taxa de erro de bit
CD	<i>Chromatic Dispersion</i>	Dispersão Cromática
CMA	<i>Constant Modulus Algorithm</i>	Algoritmo do módulo constante
DCF	<i>Dispersion Compensating Fiber</i>	Fibra compensadora de dispersão
DCQPSK	<i>Differential Coherent QPSK</i>	QPSK com codificação diferencial e detecção coerente
DD	<i>Decision-Directed</i>	Direcionado a decisão
DFB	<i>Distributed Feedback</i>	Realimentação distribuída
DGD	<i>Differential Group Delay</i>	Atraso diferencial de grupo
DQPSK	<i>Differential QPSK</i>	QPSK diferencial
DP-QPSK	<i>Dual-Polarization QPSK</i>	Multiplexação em polarizações ortogonais com modulação QPSK
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>	Processamento digital de sinais
DWDM	<i>Dense WDM</i>	WDM denso
EDFA	<i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i>	Amplificador de fibra dopada com érbio
FF	<i>Feedforward</i>	Alimentado a posteriori
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>	Resposta ao impulso finita
FWM	<i>Four Wave Mixing</i>	Mistura de quatro ondas
GbE	<i>Gigabit Ethernet</i>	
GSOP	<i>Gram-Schmidt Orthogonalization Procedure</i>	Procedimento de ortogonalização de Gram-Schmidt
GVD	<i>Group Velocity Dispersion</i>	Atraso de velocidade de grupo
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>	Instituto dos engenheiros elétricos e eletrônicos
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>	União Internacional de Telecomunicações
LFSR	<i>Linear Feedback Shifter Register</i>	
LO	<i>Local Oscillator</i>	Oscilador local
LPF	<i>Low-Pass Filter</i>	Filtro passa baixas

M-PSK	<i>M-ary PSK</i>	PSK M-ário
ML	<i>Maximum-Likelihood</i>	Máxima verossimilhança
MZM	<i>Mach-Zender Modulator</i>	Modulador Mach-Zender
NCF	<i>Nonlinear Complex Filter</i>	Filtro não-linear complexo
OIF	<i>Optical Internetworking Forum</i>	Fórum sobre Interligação de Redes Ópticas
OOK	<i>On-Off Keying</i>	Chaveamento por liga-desliga
OSNR	<i>Optical SNR</i>	SNR Óptica
PBC	<i>Polarization Beam Combiner</i>	Combinador de polarizações
PBS	<i>Polarization Beam Splitter</i>	Divisor de feixes de polarização
PDL	<i>Polarization Dependent Loss</i>	Perda dependente da polarização
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 mantenedora de polarização
POLMUX	<i>Polarization Multiplexing</i>	Multiplexação de sinais em polarizações ortogonais
PRBS	<i>Pseudo-random Binary Sequence</i>	Sequência Binária Pseudo-aleatória
PSAM	<i>Pilot Symbol Assisted Modulation</i>	Modulação assistida por símbolos piloto
PSK	<i>Phase-Shift Keying</i>	Chaveamento por desvio de fase
PU	<i>Phase Unwrapper</i>	Algoritmo de desempacotamento de fase
QI	<i>Quadrature Imbalance</i>	Desbalanceamento de quadratura
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>	Chaveamento por desvio de fase em quadratura
RZ	<i>Return-to-Zero</i>	Retorna a zero
SBS	<i>Stimulated Brillouin Scattering</i>	Espalhamento estimulado de Brillouin
SMLPA	<i>Selective Maximum Likelihood Phase Approximation</i>	Aproximação da estimação de fase por máxima verossimilhança
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>	Razão sinal-ruído
SPM	<i>Self Phase Modulation</i>	Auto modulação de fase
SRS	<i>Stimulated Raman Scattering</i>	Espalhamento estimulado de Raman

SSMF	<i>Standard Single Mode Fiber</i>	Fibra monomodo
VOA	<i>Variable Optical Attenuator</i>	Atenuador óptico variável
V&V	Viterbi & Viterbi	
XPM	<i>Cross-Phase Modulation</i>	Modulação cruzada de fase

Trabalho Publicado pelo Autor

Ferreira, H. B.; Rozental, V. N.; Mello, D. A. A. Analysis of Phase Recovery Algorithms for DP-QPSK Optical Receivers. *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT)*. Curitiba, Brasil, outubro-2011.

1 INTRODUÇÃO

O tráfego IP cresceu 49% no ano de 2009 e irá quadruplicar até 2014 chegando ao volume movimentado de 176 exabytes por ano, segundo a fabricante de equipamentos de rede Cisco [1]. Este volume será composto principalmente por tráfego *peer-to-peer* (P2P), enquanto *streaming* de vídeo e as novas tecnologias de internet móvel apresentarão o crescimento mais relevante. Além do tráfego Internet, o *backbone* da rede ainda deve suprir a demanda por novos serviços de dados, como TV digital por assinatura e rádio digital. Este aumento sustentado da capacidade utilizada, e o crescimento da importância do tráfego de dados, motiva o desenvolvimento de novos padrões para transportar o tráfego Ethernet sobre redes ópticas a altas taxas de transmissão.

Em meados do ano de 2008, o IEEE criou uma força tarefa para o desenvolvimento e consolidação do padrão IEEE P802.3ba 40 Gb/s e 100 Gb/s Ethernet (GbE), que inclui 100 GbE (100 GbE > 100 Gb/s) para longas distâncias sobre fibra monomodo padrão (*standard single mode fiber* - SSMF). Para que sejam candidatas ao novo padrão, as novas tecnologias para transmissão óptica devem requerer o mínimo possível de modificações na estrutura de transmissão já implantada e a outros padrões já estabelecidos.

Grande parte dos sistemas ópticos de transporte em longas distâncias, implantados e comercialmente disponíveis, tem capacidade de 10 Gbit/s por canal espaçados de 50 GHz e podem empregar até 160 canais em uma SSMF. Estes sistemas operam com lasers na janela de 1550 nm e taxas de transmissão de 10 Gbaud com modulação por chaveamento liga-desliga (*on-off keying* - OOK) [2]. Tendo em vista este legado, os comitês de padronização, como a OIF (*optical internetworking forum*), e a comunidade científica vêm desenvolvendo métodos para alcançar a marca de 100 GbE em longas distâncias sobre um canal óptico único de 50 GHz.

Até então, o surgimento de amplificadores a fibra dopada com érbio (*erbium doped fiber amplifier* - EDFA) e fibras compensadoras de dispersão (*dispersion compensating fiber* - DCF) possibilitaram o aumento da capacidade de transmissão óptica em enlaces de longas distâncias com a utilização de formatos de modulação simples e receptores de detecção direta. Entretanto, as formas tradicionais de modulação binária e de detecção direta estão limitadas por efeitos lineares e não lineares intrínsecos à transmissão óptica. Sistemas com altas taxas de transmissão são mais sensíveis a distorções impostas pela fibra óptica que causam interferência intersimbólica. E, ainda que possível uma taxa de

100 Gb/s com modulação binária, seriam necessárias mudanças na largura do canal que levariam a incompatibilidades com equipamentos da rede óptica, além de complexos equalizadores digitais.

Técnicas de modulação mais complexas que a OOK tradicional, e a multiplexação de sinais em polarizações ortogonais, aparecem como solução, garantindo maior eficiência espectral e, assim, possibilitando aumentar a taxa bruta de transmissão, mantendo-se a mesma taxa de símbolo. A multiplexação de sinais em polarizações ortogonais é a primeira técnica candidata a reduzir a taxa símbolo do enlace, transmitindo informação independente em cada polarização ortogonal. Aliada a esta técnica, podem-se agregar formatos de modulação multinível, o que em princípio requer um detector coerente, reduzindo ainda mais a taxa de símbolo.

Receptores com detecção coerente nunca foram amplamente empregados em sistemas ópticos pois apresentavam grande complexidade, e esquemas mais simples garantiam taxas suficientes para suprir a demanda por tráfego de dados. Atualmente, o avanço da optoeletrônica permite a implementação de transmissores ópticos e receptores coerentes que possam trabalhar com modulação por chaveamento de fase PSK (*phase shift keying* - PSK) a altas taxas de transmissão, tornando-se promissora a utilização do formato de modulação de fase em quadratura com multiplexação de polarização (*dual polarization quadrature phase shift keying* - DP-QPSK). Este esquema quadruplica a eficiência espectral se comparado ao OOK puro, e alcança a velocidade do padrão 100 GbE (112 Gb/s) com a taxa de aproximadamente 28 Gbaud, que é muito menor comparada à alternativa de um sistema com modulação OOK (112 Gbaud) por exemplo. Além disso, há um esforço para manter o padrão da união internacional de telecomunicações (*international telecommunications union* - ITU) com espaçamento entre canais ópticos de 50 GHz, mantendo a compatibilidade com os sistemas atuais e requerendo poucas modificações à estrutura implantada.

A transmissão óptica na SSMF está sujeita a efeitos lineares, como dispersão dos modos de polarização (*polarization mode dispersion* - PMD), dispersão cromática (*chromatic dispersion* - CD) e perda dependente de polarização (*polarization-dependent loss* - PDL), e a efeitos não-lineares, como modulação cruzada de fase (*cross-phase modulation* - XPM), auto-modulação de fase (*self-phase modulation* - SPM), mistura de quatro ondas (*four-wave mixing* - FWM), espalhamento estimulado de Brillouin (*stimulated Brillouin scattering* - SBS) e espalhamento estimulado de Raman (*stimulated Raman scattering* - SRS).

Nos efeitos lineares, a PMD é causada pela elipticidade no plano transversal da fibra, tornando-a birrefringente, ou seja, sinais lançados em polarizações ortogonais possuem diferentes constantes de propagação, causando alargamento temporal e inter-

ferência intersimbólica. A PDL faz com que as orientações de polarização apresentem perdas desiguais levando à perda da ortogonalidade entre os sinais multiplexados em polarizações ortogonais. A dispersão cromática alarga os pulsos transmitidos pela fibra causando interferência intersimbólica. A combinação do receptor coerente com pós-processamento eletrônico torna possível, não só a compensação de qualquer efeito linear que ocorra na transmissão, como também a demultiplexação de sinais multiplexados em orientações de polarizações ortogonais. Algoritmos adaptativos e equalizadores digitais podem ser aplicados, eliminando a necessidade de complexos controladores de polarização. A dispersão cromática pode ser completamente compensada tornando possível até excluir DCFs do projeto de enlaces ópticos.

A detecção coerente homódina é muito sensível ao sincronismo de fase, o que faz necessária a utilização de lasers com largura de linha muito fina e controle de sincronismo entre o transmissor e o receptor. A largura de linha dos lasers utilizados, e diferenças entre a frequência do laser transmissor e do laser do receptor, adicionam desvios na fase dos símbolos transmitidos. Efeitos não-lineares, como a XPM e a SPM, também inserem distorções à fase da portadora. Todos estes efeitos são relevantes e devem ser considerados no projeto do receptor digital. Técnicas de processamento de sinais podem ser empregadas para compensar estes efeitos e eliminar a necessidade de malhas de captura de fase (*phase-locked loop* - PLL), controles de temperatura muito sofisticados ou a utilização de lasers muito caros.

Um receptor óptico coerente é composto por uma interface opto-eletrônica chamada de *front-end* óptico que é responsável pela conversão opto-elétrica e amostragem do sinal. Já no domínio eletrônico digital, o receptor coerente deve processar o sinal para mitigação dos efeitos ocorridos na transmissão e recepção óptica. Primeiramente, o sinal deve ser normalizado e equalizado para compensação dos efeitos dispersivos da transmissão. Um equalizador adaptativo pode ser empregado para demultiplexação dos sinais. Após a demultiplexação dos sinais, um algoritmo de recuperação de fase e portadora deve ser utilizado. Chama-se de recuperador de portadora o dispositivo capaz de compensar o descasamento de frequência entre os lasers transmissor e receptor. Aliado a este esquema, o recuperador de fase deve estimar e compensar o ruído de fase proveniente dos lasers empregados no enlace óptico.

Este trabalho abordará alternativas para recuperação de fase e portadora no projeto de um receptor coerente para sistemas ópticos com modulação DP-QPSK. As técnicas que serão apresentadas são realizadas digitalmente via pós-processamento eletrônico do sinal. Três técnicas de recuperação de fase foram analisadas, duas clássicas, a técnica Viterbi & Viterbi *feedforward* (V&V) e direcionada a decisão (DD), e uma computacionalmente eficiente chamada de *hardware-efficient*. Avaliou-se também uma

técnica para recuperação de portadora. Foram simulados sistemas de recuperação de fase com filtros planos, filtros de máxima verossimilhança (*maximum-likelihood* - ML), e ainda, um filtro chamado de não linear complexo (*nonlinear complex filter* - NCF). O desempenho das técnicas foi medido sob o efeito de diversos níveis de ruído de fase, e comparado perante o limite teórico do formato de modulação utilizado. O desempenho do recuperador de portadora foi testado para desvios de frequência de até 3,125 GHz.

Para a implementação do filtro ML é necessária a informação da relação sinal ruído (*signal-to-noise ratio* - SNR), não disponível em sistemas reais, portanto, uma técnica de estimativa de SNR a partir do sinal ruidoso foi aplicada. O impacto sistêmico de estimativas erradas foi simulado forçando-se erros de estimação, e então, medindo a taxa de erros do sistema. Foram simulados sistemas a 40 Gb/s e a 100 Gb/s com lasers de 1 MHz de largura de linha com erros na estimativa da SNR de -6 dB a +6 dB.

Dados obtidos experimentalmente foram processados com as técnicas apresentadas no trabalho. Para normalização do sinal utilizou-se a técnica de Gram-Schmidt (*Gram-Schmidt orthogonalization procedure* - GSOP) apresentada na Seção 3.7.1. Para equalização e demultiplexação dos sinais aplicou-se o algoritmo do módulo constante (*constant modulus algorithm* - CMA) detalhado na Seção 3.7.2. Recuperou-se a portadora do sinal com a técnica apresentada na Seção 4.4. Enfim, os dados experimentais foram processados pelos algoritmos de recuperação de fase e os diversos filtros foram empregados. Os resultados obtidos com os dados experimentais mostraram-se compatíveis com os simulados, validando o modelo teórico utilizado.

2 CONTEXTUALIZAÇÃO BIBLIOGRÁFICA

No ano de 2006 um trabalho sobre recuperação de fase em sistemas ópticos com detecção coerente foi publicado por Ly-Gagnon *et al.* [3]. No artigo, as vantagens da detecção coerente foram ressaltadas e os autores concluíram que, com modulação QPSK, detecção coerente e recuperação de fase por meio de processamento digital de sinais, o melhor desempenho do receptor permitiria o aumento da taxa de 10 Gbit/s para 20 Gbit/s com alcance de 210 km sem reconstituição do sinal.

No início do ano de 2008, Ezra Ip *et al.* na Referência [4] fizeram um apanhado de várias tecnologias de transmissão, comparando técnicas de detecção coerente e não coerente. Multiplexação de sinais em polarizações ortogonais combinada a técnicas de modulação multinível foram testadas com receptores homódinos e heteródinos. A possibilidade de utilizar filtros digitais para compensação de efeitos lineares pós detecção óptica também foi investigada. Os autores mencionaram a importância do ruído de fase presente em sistemas com detecção coerente e analisaram duas técnicas de recuperação, ou sincronização, de fase. Começando por um sistema PLL (*phase locked loop*), que apenas retira a informação modulada na fase do sinal e utiliza o sinal de erro resultante como controle de fase do oscilador local (*local oscillator* - LO). Não é mencionado como o controle de fase do LO é feito, no entanto, pode-se utilizar controle de tensão de polarização do laser [5], esta técnica é ineficiente para altas taxas de transmissão. Já o esquema de recuperação de fase *feedforward* utiliza o erro de fase estimado digitalmente para desrotacionar os símbolos recebidos. O esquema de estimativa do erro de fase *feedforward* apresentado empregou um filtro desenhado sob o critério de máxima verossimilhança (*maximum likelihood* - ML). Os autores concluíram que a transmissão óptica coerente com multiplexação de polarização e formatos de modulação multinível não é somente possível, como apresenta inúmeros benefícios sobre a detecção direta. Os autores também mencionaram que a detecção coerente está condicionada à velocidade da eletrônica disponível, e que a evolução da tecnologia permitirá a implementação destes sistemas.

Um estudo aprofundado sobre a recuperação de portadora em sistemas ópticos com detecção coerente foi publicado por Ezra Ip *et al.* na Referência [6]. A referência modelou um receptor óptico coerente contaminado por ruído de fase e fez uma análise teórica da aplicação de algoritmos de recuperação de fase nestes sistemas. Eles assumiram um sistema multiplexado por polarização depois de ter sido perfeitamente equalizado, e

então aplicaram a recuperação de fase independentemente no sinal advindo de cada orientação de polarização. Neste artigo apareceu o princípio do recuperador de fase *feedforward* que é composto de dois estágios, o primeiro remove a dependência da informação dos dados recebidos, e o segundo realiza a estimativa do desvio de fase do respectivo símbolo. No primeiro estágio pode-se utilizar um esquema direcionado a decisão (*decision-directed* - DD), ou o esquema Viterbi & Viterbi para sistemas com modulação do tipo M-PSK. Quando o esquema direcionado a decisão foi usado na topologia *feedforward* ele foi chamado de *soft-decision DD*. Modelando o ruído de fase por um processo discreto de Wiener, os autores consideraram como estimador de fase ótimo um filtro definido sob o critério de máxima verossimilhança (*maximum likelihood* - ML). A rotação do sinal, então, pôde ser compensada com o desvio de fase estimado. Chegou-se à conclusão de que ambos algoritmos permitiram a transmissão em sistemas ópticos com detecção coerente, no entanto, necessitaram de um bloco de “desempacotamento de fase” (*phase-unwrapping* - PU). Um outro esquema, chamado de *hard-decision DD*, também direcionado por decisão, é capaz de fazer estimativas do desvio de fase total acumulado por um símbolo e, por isso, não necessita do bloco de PU. Os autores também investigaram um *offset* entre a frequência do laser transmissor e do laser receptor, que leva a um erro de fase muito grande porém de evolução lenta. Este *offset* de frequência deve ser compensado antes do sinal entrar no algoritmo recuperador de fase.

Erik Alpman na Referência [7] fez um estudo sobre diferentes estimadores de fase para sistemas com modulação por chaveamento de fase M-ária (*M-ary phase shift keying* - M-PSK) sobre canais AWGN. Na dissertação de mestrado, o autor modelou o ruído de fase dos osciladores por um processo discreto de Wiener e descreveu os estimadores do tipo DD, *feedforward* e ainda um esquema de modulação assistida por símbolos piloto (*pilot symbol assisted modulation* - PSAM). Por sua vez, estes algoritmos apresentaram tolerâncias compatíveis ao ruído de fase se utilizados o mesmo tipo de filtro e alta relação sinal ruído (*signal-to-noise ratio* - SNR) (> 6 dB) . Já o esquema PSAM pôde ser utilizado com um esquema de modulação sem codificação diferencial, mas apresentou desempenho melhor apenas para baixas SNRs (< 6 dB) além de diminuir a taxa aproveitável de bits.

Fludger *et al.*, nas Referências [8, 9], realizaram um experimento em que atingiram taxas de 27,75 Gbaud sobre 2375 Km de SSMF utilizando o esquema de modulação DP-QPSK, e a infra-estrutura atual para 10 Gb/s. Os algoritmos de processamento digital de sinais do receptor foram feitos *offline*, utilizaram-se equalizadores adaptativos para compensar as distorções do canal e realizar a demultiplexação das polarizações, e o algoritmo *feedforward* com filtro plano para recuperação de portadora. Eles ana-

lisaram o desempenho dos equalizadores digitais sob sinais distorcidos por dispersão dos modos de polarização (*polarization mode dispersion* - PMD) e dispersão cromática (*chromatic dispersion* - CD) e demonstraram transmissão a 1 Tb/s utilizando 10 canais DWDM sob filtragem de 5 *add-drops* ópticos. Na Referência [10], em um experimento parecido, também utilizando DP-QPSK, Borne *et al.* atingiram 111 Gb/s e mostraram desempenho comparável ao experimento anterior. Ambos experimentos mostram a robustez de um sistema DP-QPSK com detecção coerente combinado a técnicas de processamento digital de sinais.

No experimento analisado por Borne *et al.* na Referência [11], os autores mostraram a influência de canais vizinhos em um canal a 40 Gb/s empregando o esquema de modulação DP-QPSK. Neste experimento há *cross-talk* causado pela XPM, que por sua vez está presente por conta dos canais vizinhos. No artigo os autores tomaram a XPM como efeito principal e analisaram o desempenho do algoritmo *feedforward* na compensação do ruído de fase causado pelo *cross-talk*. Empregando um filtro plano com número de *taps* variável, o esquema foi capaz de mitigar o efeito do *cross-talk* permitindo a decisão correta dos símbolos.

Leven *et al.* na Referência [12] propuseram um esquema para compensação do *offset* de frequência. Em um sistema em que o desvio de frequência cause menos variação de fase que o próprio ruído de fase, não há necessidade de compensar este desvio separadamente, já que o recuperador de fase deve compensar este efeito. No entanto, se o desvio de frequência for relevante, é necessária sua compensação a priori. Neste artigo os autores isolaram o efeito do desvio de frequência multiplicando um símbolo recebido por seu antecessor conjugado, assim, o termo que aparece na fase do sinal pôde ser compensado. Com este esquema foi possível compensar desvios de até 1,6 GHz de um sistema a 10 Gbaud que utiliza lasers de realimentação distribuída (*distributed feedback* - DFB).

Na Referência [13], Garcia *et al.* desenvolveram uma técnica capaz de melhorar o desempenho do algoritmo *feedforward* na presença de perda dependente de polarização (*polarization-dependent loss* - PDL). Diferentemente dos outros esquemas, que fazem a recuperação de fase separadamente em cada polarização, Garcia propôs a utilização conjunta dos sinais transmitidos nas duas orientações de polarização para melhorar a estimação do ruído de fase. Sua solução parte do princípio que o ruído de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission* - ASE) é independente em cada polarização ortogonal, mas o ruído de fase é o mesmo. Se houver PDL, o desempenho do sistema será limitado pela polarização mais ruidosa. Já utilizando o estimador conjunto, a estimativa do ruído de fase será conjunta e os erros causados por ruído de fase devem ser reduzidos.

Para que o filtro de ML possa ser utilizado em sistemas reais, é preciso conhecer as propriedades estatísticas do ruído ASE no canal. Na Referência [14] Benedict *et al.* desenvolveram um método capaz de estimar a SNR a partir do sinal ruidoso. Com esta estimativa é possível realizar o filtro ML e investigar a intensidade da PDL.

A compensação do desvio de frequência e recuperação do ruído de fase foram agregadas na Referência [15]. No artigo, Hoffman *et al.* utilizaram um método que não faz uso de multiplicações complexas. Eles utilizaram um filtro com pesos que decaem simetricamente, chamado de filtro não linear complexo (*nonlinear complex filter* - NCF). Este filtro apresentou melhor desempenho que o filtro plano utilizado em referências anteriores e não requer conhecimento do canal como o filtro ML. O autor concluiu que este método é capaz de recuperar a portadora de um sistema a 10 Gbaud que utiliza lasers DFB com desvios de frequência de até 1,2 GHz.

Um grande problema dos algoritmos utilizados nas referências acima é a complexidade de implementação prática que exigem. Este problema foi abordado na Referência [16]. Hoffmann *et al.* sugeriram uma janela de filtragem definida empiricamente, que aproxima a estimativa de máxima verossimilhança com operações seletivas (*selective maximum likelihood phase approximation* - SMLPA) capaz de filtrar blocos de símbolos. Os filtros até então mencionados estimavam uma amostra de ruído de fase por vez. Neste artigo, a janela estima blocos por meio de paralelização de operações, tornando o processo de estimação mais eficiente computacionalmente. Os autores concluíram que a janela SMLPA oferece desempenho próximo ao filtro NCF com a vantagem de ser eficiente computacionalmente. Em um trabalho anterior [17], os autores implementaram o algoritmo SMLPA em hardware, comprovando sua eficiência prática.

3 CONCEITOS BÁSICOS PARA TRANSMISSÃO EM SISTEMAS DP-QPSK COM RECEPÇÃO COERENTE

A transmissão óptica em fibra monomodo padrão (*standard single-mode fiber* - SSMF) para sistemas de transporte a altas taxas em longas distâncias apresenta algumas particularidades. Neste capítulo, são abordados alguns aspectos teóricos importantes para o projeto de um sistema de transmissão óptica com modulação QPSK e multiplexação de sinais em polarizações ortogonais (DP-QPSK).

3.1 Multiplexação de Sinais em Polarizações Ortogonais

A multiplexação de sinais em polarizações ortogonais é uma técnica utilizada para o aumento da capacidade de transmissão de um canal. A Figura 3.1 mostra a estrutura de um transmissor óptico com multiplexação de sinais em polarizações ortogonais.

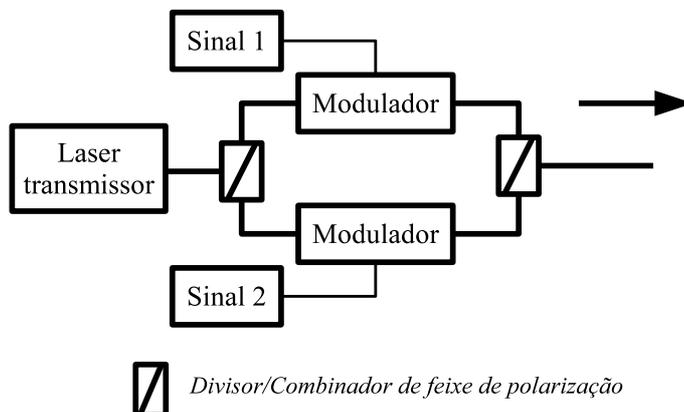


Figura 3.1: Estrutura de um transmissor óptico com multiplexação de sinais em polarizações ortogonais.

Um separador de feixes de polarização (*polarization beam splitter* - PBS) decompõe o sinal do laser transmissor em duas componentes ortogonais. Então, dois sinais elétricos modulam as portadoras ópticas ortogonais, e os sinais ópticos resultantes são combinados por um combinador de feixes de polarização (*polarization beam combiner* - PBC) e lançados na fibra para transmissão.

Dois sinais lançados em polarizações ortogonais não interferem entre si durante a transmissão. Contudo, os sinais lançados na fibra estão sujeitos a uma rotação de fase arbitrária, descrita pela função de transferência do canal óptico, que é modelada pela matriz de Jones [18]:

$$J = \begin{bmatrix} \cos \theta & e^{-j\phi} \sin \theta \\ -e^{j\phi} \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

em que θ é o ângulo de rotação e ϕ a diferença de fase entre as polarizações. A rotação das polarizações é aleatória, fazendo com que o receptor não esteja alinhado com a orientação do sinal recebido.

A aplicação de receptores coerentes, aliados a técnicas de processamento digital de sinais, permite recuperar a orientação das polarizações ortogonais, possibilitando a utilização desta técnica de multiplexação em sistemas a altas taxas de transmissão.

3.2 Dispersão Cromática - CD

Chama-se de dispersão cromática (*chromatic dispersion* - CD) o efeito no qual frequências diferentes se propagam com velocidades diferentes no canal óptico, gerando interferência intersimbólica. A constante de propagação β de um canal óptico é dependente da frequência de transmissão ω . Considerando um pulso a ser transmitido com largura espectral não nula $\Delta\omega$, pode-se dizer que o pulso é composto por um grupo de frequências. Define-se velocidade de grupo v_g a partir da Equação 3.2 [19]:

$$v_g = \left(\frac{\delta\beta}{\delta\omega} \right)^{-1}. \quad (3.2)$$

A dependência da velocidade de propagação com as componentes de frequência do pulso causam alargamento temporal de um símbolo transmitido, fazendo com que haja interferência intersimbólica. Um exemplo de interferência intersimbólica causada pelo alargamento de pulsos pode ser vista na Figura 3.2.

Sendo T o tempo de propagação de uma componente em frequência em um comprimento L , então $T = L/v_g$. Se $\Delta\omega$ é a largura espectral do pulso, o alargamento temporal ΔT resultante é [19]:

$$\Delta T = \frac{\delta T}{\delta\omega} \Delta\omega = \frac{\delta}{\delta\omega} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\omega = L \frac{\delta^2\beta}{\delta\omega^2} \Delta\omega = L\beta_2 \Delta\omega, \quad (3.3)$$

em que, $\beta_2 = \delta^2\beta/\delta\omega^2$ é conhecido como parâmetro de dispersão de velocidade de grupo (*group velocity dispersion* - GVD) e determina quanto um pulso será alargado durante

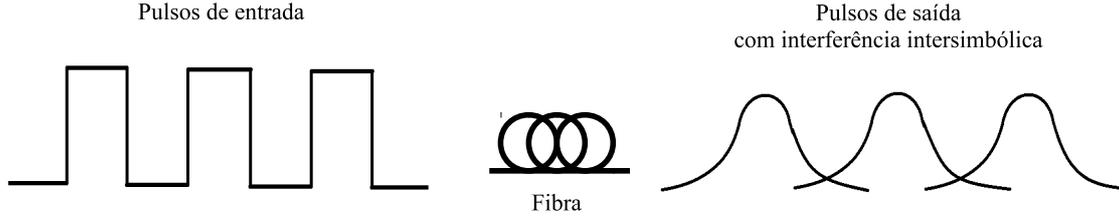


Figura 3.2: Interferência intersimbólica causada pelo alargamento de pulsos.

a transmissão. Na prática, as fibras são caracterizadas pelo coeficiente de dispersão D , definido como [19]:

$$D = -\beta_2 \frac{2\pi c}{\lambda^2}, \quad (3.4)$$

em que, c é a velocidade da luz e λ o comprimento de onda da portadora no vácuo. O coeficiente de dispersão D é medido em $ps/[nm \cdot km]$, e o alargamento temporal relacionam-se segundo a seguinte equação:

$$\Delta T = DL\Delta\lambda, \quad (3.5)$$

em que, $\Delta\lambda$ é a largura do pulso medida em nm .

O alargamento de pulsos causado pela CD é proporcional à distância viajada pela onda e à taxa de transmissão, que está relacionada à largura espectral do pulso transmitido. Por isto, a dispersão cromática torna-se um fator limitante para os sistemas atuais. Atualmente, este efeito é contornado com o uso de módulos de compensação de dispersão (*dispersion compensating module* - DCM), que empregam fibras compensadoras de dispersão (*dispersion compensating fibers* - DCFs) ou grades de Bragg (*fiber Bragg gratings* - FBG) [2].

As DCFs são fabricadas de maneira a ter o parâmetro D contrário ao da SSMF e então compensar o efeito dispersivo ocorrido na transmissão, porém, estas introduzem mais perdas ao sistema e a compensação não é precisa ao longo do espectro. A introdução de receptores coerentes e técnicas de processamento digital de sinais permitirão que a CD seja completamente compensada, podendo-se excluir DCMs do projeto de sistemas ópticos.

3.3 Dispersão dos Modos de Polarização - PMD

Fibras ópticas apresentam micro-irregularidades em sua estrutura. Produzidas durante seu processo de fabricação, essas imperfeições aparecem como variações no for-

mato e composição do núcleo da fibra ao longo de seu comprimento, tornando o núcleo elíptico em vez de cilíndrico além de variações no seu índice de refração. Estresses sofridos pela fibra também podem alterar sua estrutura, causando a chamada birrefringência. Para que ocorra birrefringência, basta que existam dois eixos ortogonais (“ x ” e “ y ”) com constantes de propagação diferentes β_x e β_y .

A birrefringência faz com que exista um modo de propagação ortogonal rápido e outro modo ortogonal de propagação mais lenta. A diferença de velocidade entre os dois modos de propagação ortogonais causa o efeito de dispersão dos modos de polarização (*polarization mode dispersion* - PMD). A birrefringência não é constante ao longo da fibra pois as variações no formato do núcleo são aleatórias, conseqüentemente, o atraso causado também é aleatório. Por isso define-se uma média de atraso Δ_τ [19]:

$$\Delta_\tau = D_{PMD}\sqrt{L}, \quad (3.6)$$

em que, Δ_τ é chamado de atraso de grupo diferencial (*differential group delay* - DGD), D_{PMD} é o parâmetro de PMD da fibra e L o tamanho da fibra. Neste caso a DGD é proporcional à raiz quadrada do comprimento L , e o parâmetro D_{PMD} é medido em ps/\sqrt{km} . Uma ilustração da ocorrência da DGD pode ser vista na Figura 3.3.

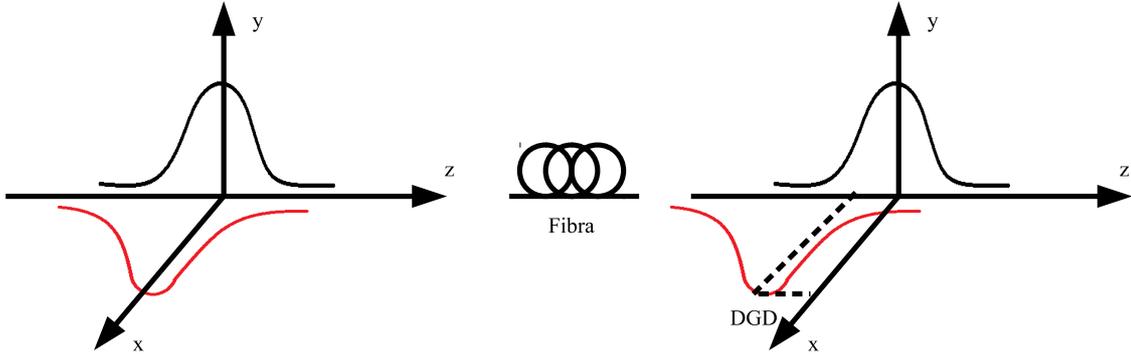


Figura 3.3: Atraso de grupo diferencial (DGD) causado pela birrefringência.

É possível a fabricação de fibras com alto índice de birrefringência, fazendo com que variações aleatórias sejam insignificantes. Esta característica é importante em aplicações em que se deseja manter a orientação dos modos de polarização ortogonais. Tais fibras são denominadas de *polarization-maintaining fibers* - PMF e garantem a manutenção da orientação de polarização durante a transmissão sobre curtas distâncias.

O efeito da PMD é menos severo que a CD em fibras monomodo padrão, contudo, a DGD pode variar durante a transmissão tornando difícil sua compensação por meios tradicionais. Por isso, a PMD torna-se um fator limitante para os sistemas atuais. A introdução de receptores coerentes facilita a compensação da DGD por meio de processamento digital de sinais, permitindo a elevação da capacidade dos sistemas futuros.

3.4 Ruído ASE, OSNR e SNR

Em enlaces de transmissão óptica amplificada, o ruído de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission* - ASE) é um importante limitante.

O processo de emissão espontânea é uma característica inerente ao sistema óptico que independe de condições externas. Chama-se de emissão espontânea o decaimento espontâneo de um átomo em um nível de energia excitado E_2 para um nível menos energético E_1 , neste processo um fóton é produzido. Pode-se definir o fator de emissão espontânea n_{sp} [19]:

$$n_{sp} = \frac{N_2}{N_2 - N_1}, \quad (3.7)$$

em que N_2 e N_1 são as populações atômicas em um estado excitado, e em um estado menos energético, respectivamente. Os fótons emitidos espontaneamente tem direção, polarização e fase aleatórias, por isso, a potência de emissão espontânea tem densidade espectral plana.

O campo eletromagnético criado pela emissão espontânea será amplificado juntamente com o sinal transmitido. A emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission* - ASE) aparece no sistema como um ruído aditivo, comumente chamado de ruído ASE. A densidade espectral de potência do ruído ASE, N_{ASE} , é definida como [19]:

$$N_{ASE}(\nu) = (G - 1)h\nu n_{sp}, \quad (3.8)$$

em que, h é a constante de Plank, ν a frequência de emissão e G é o ganho de amplificação.

Pode-se definir uma razão entre a potência do sinal óptico e a potência do ruído ASE (*optical signal-to-noise ratio* - OSNR) [20]:

$$OSNR = \frac{P}{2N_{ASE}B_{ref}}, \quad (3.9)$$

em que, P é a potência média do sinal, N_{ASE} a densidade espectral de potência do ruído ASE em apenas uma polarização e B_{ref} uma banda de referência. A densidade espectral do ruído ASE pode ser considerada constante apenas na largura de banda do canal de transmissão, pois a banda do canal é muito estreita se comparada a banda de ganho do amplificador. A banda de referência B_{ref} , comumente, corresponde à largura de 0,1 nm.

Não se deve confundir a OSNR com a relação sinal ruído no domínio elétrico (*signal-to-noise ratio* - SNR) que é definida como:

$$SNR = \frac{P_S}{P_N}, \quad (3.10)$$

em que, P_S é a potência média do sinal e P_N a potência média do ruído, ambas no domínio elétrico.

Assume-se um receptor coerente apresentado na Figura 3.4.

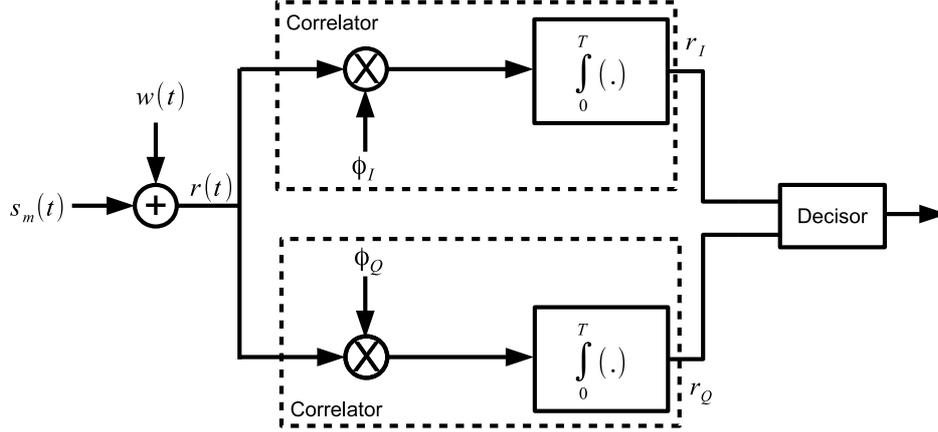


Figura 3.4: Receptor composto por um par de correladores.

Em que o sinal, QPSK, $s_m(t)$ é escrito como [21]:

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos \left[2\pi f_c t + (2m - 1) \frac{\pi}{4} \right], \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.11)$$

em que $m = 1, 2, 3, 4$; E_s é a energia por símbolo, T é o período do símbolo e f_c é a frequência da portadora. De maneira equivalente, a Equação 3.11 pode ser escrita como:

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos \left[(2m - 1) \frac{\pi}{4} \right] \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \sen \left[(2m - 1) \frac{\pi}{4} \right] \sen(2\pi f_c t). \quad (3.12)$$

As funções de base “ $\phi_I(t)$ ” e “ $\phi_Q(t)$ ” são as seguintes:

$$\phi_I(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.13)$$

$$\phi_Q(t) = -\sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.14)$$

em que $\sqrt{2/T}$ é um fator de escala para que a senóide tenha energia unitária no período $0 \leq t \leq T$ e f_c é a frequência da portadora, múltiplo inteiro de $1/T$.

O sinal ruidoso recebido pode ser escrito como:

$$r(t) = s_m(t) + w(t), \quad (3.15)$$

em que $w(t)$ é o ruído aditivo branco com densidade espectral de potência igual a $N_0/2$. Esse ruído tem potência infinita, e portando ainda não é gaussiano.

Analisando apenas uma componente de saída do receptor correlator, tem-se:

$$r_I = \int_0^T r(t)\phi_I(t)dt, \quad (3.16)$$

$$= \int_0^T [s_m(t) + w(t)]\phi_I(t)dt, \quad (3.17)$$

$$= \int_0^T s_m(t)\phi_I(t)dt + \int_0^T w(t)\phi_I(t)dt. \quad (3.18)$$

Analisando apenas o termo de sinal $s_m(t)$ com o oscilador local $\phi_I(t)$, tem-se:

$$S_{m_I} = \int_0^T s_m(t)\phi_I(t)dt, \quad (3.19)$$

$$= \int_0^T \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right] \cos(2\pi f_c t) \cdot \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) dt \\ - \int_0^T \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \operatorname{sen}\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right] \operatorname{sen}(2\pi f_c t) \cdot \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) dt, \quad (3.20)$$

$$= \frac{2}{T} \sqrt{E_s} \cos\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right] \int_0^T \cos^2(2\pi f_c t) dt, \quad (3.21)$$

$$= \frac{2}{T} \sqrt{E_s} \cos\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right] \cdot \frac{T}{2}, \quad (3.22)$$

$$= \sqrt{E_s} \cos\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right], \quad p/ m = 1, 2, 3, 4. \quad (3.23)$$

$$= \pm \sqrt{\frac{E_s}{2}}, \quad (3.24)$$

de maneira semelhante, pode-se calcular a outra componente na saída do receptor,

$$S_{m_Q} = \int_0^T s_m(t)\phi_Q(t)dt, \quad (3.25)$$

$$= \pm \sqrt{\frac{E_s}{2}}. \quad (3.26)$$

Pode-se então calcular a potência média de sinal em cada saída do receptor como:

$$P_{m_I} = E[|S_{m_I}|^2], \quad (3.27)$$

$$= \frac{E_s}{2}, \quad (3.28)$$

então, a potência média total do sinal recebido é:

$$P_S = 2 \frac{E_s}{2} = E_s. \quad (3.29)$$

Analisando apenas o termo de ruído da Equação 3.18:

$$w_I(t) = \int_0^T w(t)\phi_I(t)dt, \quad (3.30)$$

pode-se calcular a potência da componente do ruído como:

$$P_{N_I} = E [|w_I(t)|^2]; \quad (3.31)$$

$$= E \left[\frac{2}{T} \int_0^T \int_0^T w(t_1) \cos(2\pi f_c t_1) w(t_2) \cos(2\pi f_c t_2) dt_1 dt_2 \right], \quad (3.32)$$

$$= \frac{2}{T} \int_0^T \int_0^T E [w(t_1) w(t_2)] \cos(2\pi f_c t_1) \cos(2\pi f_c t_2) dt_1 dt_2, \quad (3.33)$$

$$= \frac{2}{T} \int_0^T \int_0^T R_W(t_1, t_2) \cos(2\pi f_c t_1) \cos(2\pi f_c t_2) dt_1 dt_2, \quad (3.34)$$

em que, $R_W(t_1, t_2)$ é a função de autocorrelação do ruído branco $w(t)$. A função de autocorrelação pode ser calculada como a transformada de Fourier inversa da densidade espectral de potência:

$$R_W(\tau) = \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{N_0}{2} \right\} = \frac{N_0}{2} \delta(\tau). \quad (3.35)$$

Substituindo este resultado na Equação 3.34, tem-se [21]:

$$P_{N_I} = \frac{N_0}{2} \frac{2}{T} \int_0^T \int_0^T \delta(t_1 - t_2) \cos(2\pi f_c t_1) \cos(2\pi f_c t_2) dt_1 dt_2, \quad (3.36)$$

$$= \frac{N_0}{2} \frac{2}{T} \int_0^T \cos^2(2\pi f_c t) dt, \quad (3.37)$$

$$= \frac{N_0}{2}. \quad (3.38)$$

Considerando as duas componentes do ruído, tem-se que a potência média total do ruído, P_N , é:

$$P_N = 2 \frac{N_0}{2} = N_0. \quad (3.39)$$

Então, pode-se reescrever a SNR como:

$$SNR = \frac{P_S}{P_N} = \frac{E_S}{N_0}. \quad (3.40)$$

Esta definição de SNR não leva em consideração quantos bits de informação são codificados por símbolo. Usualmente, define-se uma relação sinal ruído “binária”, escrita como:

$$SNR_b = \frac{E_b}{N_0}, \quad (3.41)$$

em que, E_b é a energia carregada por bit.

Também pode-se derivar a variância do processo gaussiano que modela o ruído branco. Calcula-se a variância de uma componente do ruído complexo como:

$$\sigma_{w_I}^2 = E [w_I(t)^2] + E^2 [w_I(t)], \quad (3.42)$$

como o ruído tem média nula, o segundo termo da equação é zerado, ficando:

$$\sigma_{w_I}^2 = E [w_I(t)^2], \quad (3.43)$$

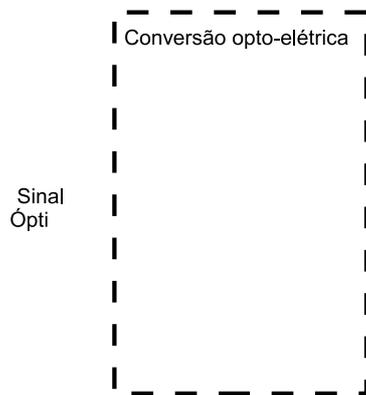
que é igual à potência já calculada na Equação 3.38, portanto:

$$\sigma_{w_I}^2 = \frac{N_0}{2}. \quad (3.44)$$

Nas simulações feitas no trabalho, considerou-se o ruído ASE como a única fonte de ruído aditivo no sistema. Modelou-se o ruído ASE em cada polarização como um ruído branco de média nula e distribuição gaussiana complexa.

3.5 Receptor Óptico Coerente

O receptor óptico coerente para um sistema com multiplexação de sinais em polarizações ortogonais é o componente mais complexo do sistema óptico. Nele se concentram os maiores desafios técnicos que devem permitir a transmissão óptica a taxas superiores a 100 Gbit/s por canal.



o *front-end* óptico é o componente responsável pela conversão opto-elétrica do sinal óptico. O *front-end* utilizado tem diversidade de polarização e será detalhado na Seção 3.6. Já no domínio elétrico, os sinais são processados para compensação dos efeitos ocorridos na transmissão e recepção do sinal. O primeiro bloco é responsável por compensar os efeitos ocorridos no *front-end* utilizando técnicas de normalização (Seção 3.7.1), equalizar e demultiplexar os sinais (Seção 3.7.2). O segundo bloco compreende a recuperação de fase e de portadora, foco do trabalho, que será discutido no Capítulo 4. Finalmente, o receptor faz a decisão e decodificação dos símbolos recebidos, estes temas serão abordados na Seção 3.8.1.

3.6 Front-end Óptico

O *front-end* óptico é o sub-sistema do receptor coerente que faz a conversão opto-elétrica do sinal, separando a componente em fase e a componente em quadratura de cada orientação de polarização (veja Figura 3.6).

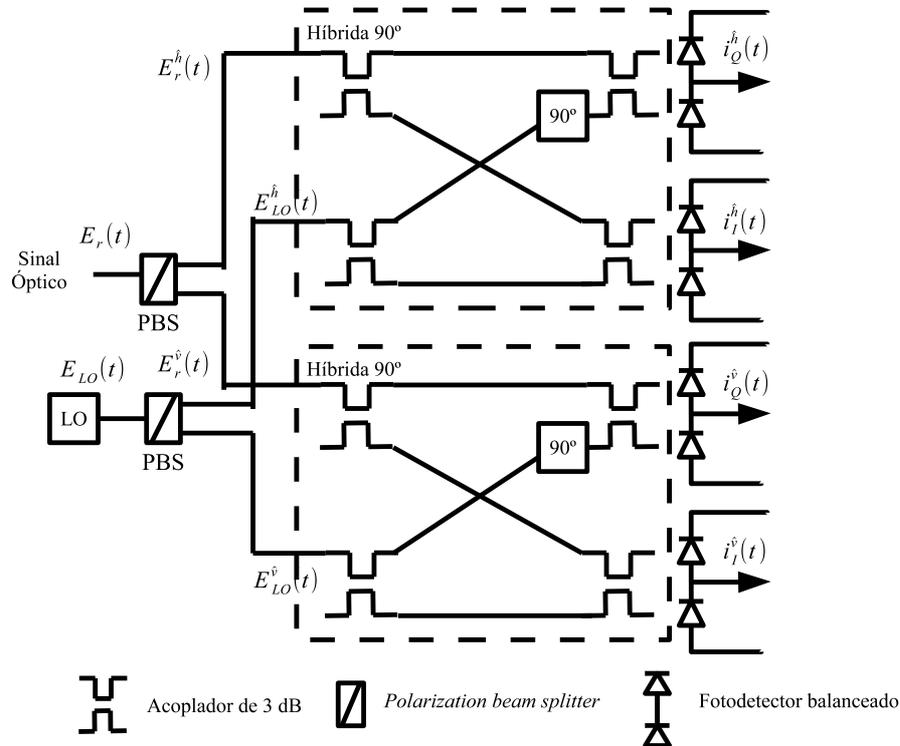


Figura 3.6: Front-end óptico com diversidade de fase e de polarização com fotodetectores balanceados.

A primeira etapa na conversão opto-elétrica é a decomposição das orientações de polarização do sinal recebido. Isto é feito por meio de um separador de feixe de pola-

rização (*polarization beam splitter* - PBS), que decompõe o sinal de entrada em duas componentes referentes às orientações de polarização ortogonais. A referência de separação das orientações de polarização do PBS no receptor não estarão necessariamente alinhadas à orientação do sinal originalmente transmitido, então as saídas do PBS serão combinações lineares dos dois sinais originalmente transmitidos. A Figura 3.7 exemplifica a decomposição de um sinal com diversidade de polarização.

Os vetores em cor azul representam a orientação dos sinais multiplexados, os vetores em cor vermelha são a referência do PBS e os vetores em cor preta são as projeções da orientação de polarização “y” na referência do PBS. Fica fácil perceber que as saídas do PBS serão uma combinação linear dos dois sinais originalmente multiplexados.

Neste trabalho, as orientações de polarização ortogonais do sinal original serão sempre nomeadas como “x” e “y”, enquanto as orientações de polarização obtidas após o *front-end* óptico serão chamadas de “h” e “v”.

Pode-se, então, modelar o campo elétrico do sinal óptico recebido $E_r(t)$ como a soma das componentes nas duas orientações de polarização do PBS [22]:

$$E_r(t) = E_r^{\hat{h}}(t) + E_r^{\hat{v}}(t), \quad (3.45)$$

em que,

$$E_r^{\hat{h}}(t) = [A_s^{\hat{h}}(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s^{\hat{h}}(t)]e^{j\omega_c t \hat{h}}, \quad (3.46)$$

e

$$E_r^{\hat{v}}(t) = [A_s^{\hat{v}}(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s^{\hat{v}}(t)]e^{j\omega_c t \hat{v}}. \quad (3.47)$$

Nas Equações 3.46 e 3.47, A_s é a amplitude e ϕ a fase do sinal na respectiva orientação de polarização, ω_c é a frequência angular da portadora e n_s representa o ruído gaussiano aditivo branco.

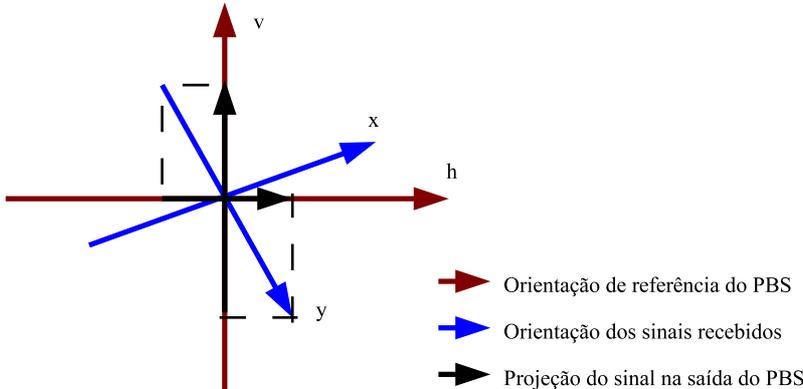


Figura 3.7: Representação vetorial da decomposição de um sinal com multiplexação de polarização.

Da mesma forma, o campo elétrico das orientações de polarização ortogonais do oscilador local pode ser representado por [22]:

$$E_{LO}^{\hat{h}}(t) = E_{LO}^{\hat{v}}(t) = [A_L + n_L(t)]e^{j\omega_{LO}t}, \quad (3.48)$$

em que, A_L é a amplitude do campo, que não varia com tempo, haja visto que o oscilador local não está modulado, n_L o ruído óptico presente no oscilador local, e ω_{LO} a frequência angular do oscilador local.

Um acoplador óptico de 3 dB é um dispositivo capaz de combinar dois sinais de entrada na mesma proporção ou dividir um sinal de entrada em dois sinais de potência iguais (3 dB *splitter*). A relação entre as entradas I_1 e I_2 e as saídas O_1 e O_2 de um acoplador de 3 dB é a seguinte [22]:

$$\begin{bmatrix} O_1 \\ O_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (3.49)$$

A relação entre entradas e saídas de uma híbrida de 90° pode, então, ser derivada:

$$\begin{bmatrix} O_1 \\ O_2 \\ O_3 \\ O_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\pi/2} \\ 1 & -e^{j\pi/2} \\ 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (3.50)$$

Fotodetectores realizam a conversão de potência óptica em corrente elétrica, ou seja, a corrente elétrica de saída é proporcional ao quadrado do módulo do campo elétrico do sinal óptico de entrada. Este *front-end* utiliza fotodetectores balanceados.

A corrente resultante na saída referente à polarização horizontal $i_Q^{\hat{h}}$ será [22]:

$$i_Q^{\hat{h}} = R \left| \frac{E_r^{\hat{h}}(t) + E_{LO}^{\hat{h}}(t)e^{j\pi/2}}{2} \right|^2 - R \left| \frac{E_r^{\hat{h}}(t) - E_{LO}^{\hat{h}}(t)e^{j\pi/2}}{2} \right|^2, \quad (3.51)$$

em que R é a responsividade dos fotodetectores, e indica a eficiência de conversão de potência óptica em corrente elétrica. A variável R deve ser idêntica nos dois fotodetectores para que eles sejam perfeitamente balanceados.

Substituindo as Equações 3.46 e 3.48 na Equação 3.51 e realizando as devidas operações, teremos [22]:

$$\begin{aligned} i_Q^{\hat{h}} &= RA_L A_s^{\hat{h}}(t) \text{sen}(\omega_{IF}t + \phi_s^{\hat{h}}(t)) \hat{h} + \\ &+ R\Re \left\{ \left[A_L n_s^{\hat{h}}(t) + A_s^{\hat{h}}(t) n_L^{\hat{h}}(t) e^{j\phi_s^{\hat{h}}(t)} \right] e^{j\omega_{IF}t + \pi/2} \right\} \hat{h}, \end{aligned} \quad (3.52)$$

em que ω_{IF} é uma frequência intermediária, que corresponde à diferença entre a frequência da portadora e do oscilador local. O primeiro termo da Equação 3.52 é

a componente de sinal amplificada pelo LO e está na frequência intermediária ω_{IF} . O segundo termo compreende o batimento entre ruído óptico do sinal e LO, e batimento do ruído do LO com sinal. Nesta equação estão omitidos os termos de ruído elétrico que ocorrem na fotodetecção, estes ruídos podem ser desprezados no caso de transmissão óptica amplificada, em que os termos de ruído óptico são muito maiores. O termo de ruído presente no LO, apesar de ser mantido na equação, também é muito pequeno se comparado ao ruído óptico do sinal recebido. Nas seções seguintes considerou-se o ruído ASE como a única fonte de ruído.

Pode-se derivar a corrente referente à componente em fase da polarização horizontal de forma semelhante, resultando em [22]:

$$\begin{aligned} i_I^{\hat{h}} &= RA_L A_s^{\hat{h}}(t) \cos(\omega_{IF}t + \phi_s^{\hat{h}}(t)) \hat{h} + \\ &+ R\Re \left\{ \left[A_L n_s^{\hat{h}}(t) + A_s^{\hat{h}}(t) n_L^{\hat{h}}(t) e^{j\phi_s^{\hat{h}}(t)} \right] e^{j\omega_{IF}t} \right\} \hat{h}. \end{aligned} \quad (3.53)$$

Finalmente, as correntes referentes às componentes em quadratura e em fase da polarização vertical são as seguintes[22]:

$$\begin{aligned} i_Q^{\hat{v}} &= RA_L A_s^{\hat{v}}(t) \sin(\omega_{IF}t + \phi_s^{\hat{v}}(t)) \hat{v} + \\ &+ R\Re \left\{ \left[A_L n_s^{\hat{v}}(t) + A_s^{\hat{v}}(t) n_L^{\hat{v}}(t) e^{j\phi_s^{\hat{v}}(t)} \right] e^{j\omega_{IF}t + \pi/2} \right\} \hat{v}; \end{aligned} \quad (3.54)$$

$$\begin{aligned} i_I^{\hat{v}} &= RA_L A_s^{\hat{v}}(t) \cos(\omega_{IF}t + \phi_s^{\hat{v}}(t)) \hat{v} + \\ &+ R\Re \left\{ \left[A_L n_s^{\hat{v}}(t) + A_s^{\hat{v}}(t) n_L^{\hat{v}}(t) e^{j\phi_s^{\hat{v}}(t)} \right] e^{j\omega_{IF}t} \right\} \hat{v}. \end{aligned} \quad (3.55)$$

Então, os quatro termos de corrente devem ser amostrados e quantizados por conversores analógicos/digitais (A/D). Já no domínio elétrico, os sinais podem ser processados digitalmente. Nas próximas seções do trabalho, as componentes de sinal digitalizado foram chamadas de $i^h(k)$ para componente de polarização no plano horizontal, e $i^v(k)$ para componente de polarização no plano vertical.

3.6.1 Imperfeições no *Front-end* Óptico

Na seção anterior, o *front-end* óptico foi apresentado sem nenhuma imperfeição. Contudo, os componentes utilizados no *front-end* geram efeitos indesejados no sinal. Os acopladores e defasadores empregados na construção do *front-end* podem apresentar comportamento não-ideal. Estes componentes causam um desbalanceamento entre as correntes elétricas que representam os termos em fase e em quadratura do sinal, isto é conhecido como desbalanceamento de quadratura (*quadrature imbalance* - QI) [23]. Este efeito pode ser melhor visualizado na constelação do sinal recebido, para isto, defeitos nos componentes indicados na Figura 3.8 foram simulados.

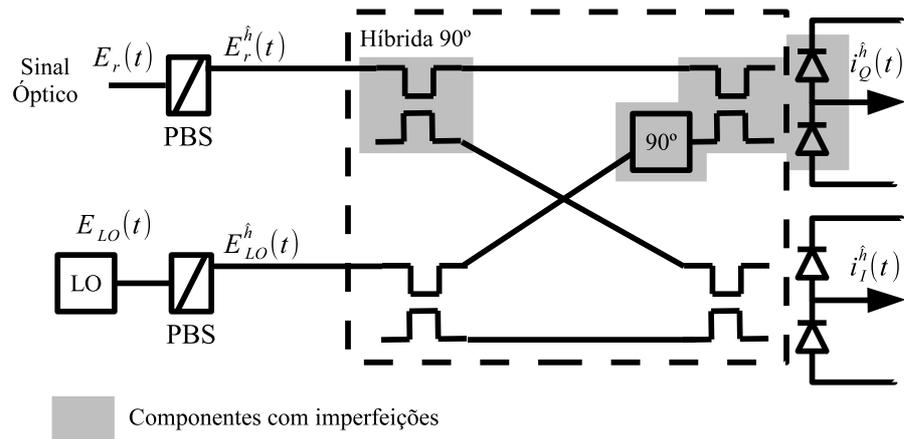


Figura 3.8: Front-end óptico mostrado apenas para uma polarização e com componentes com imperfeições.

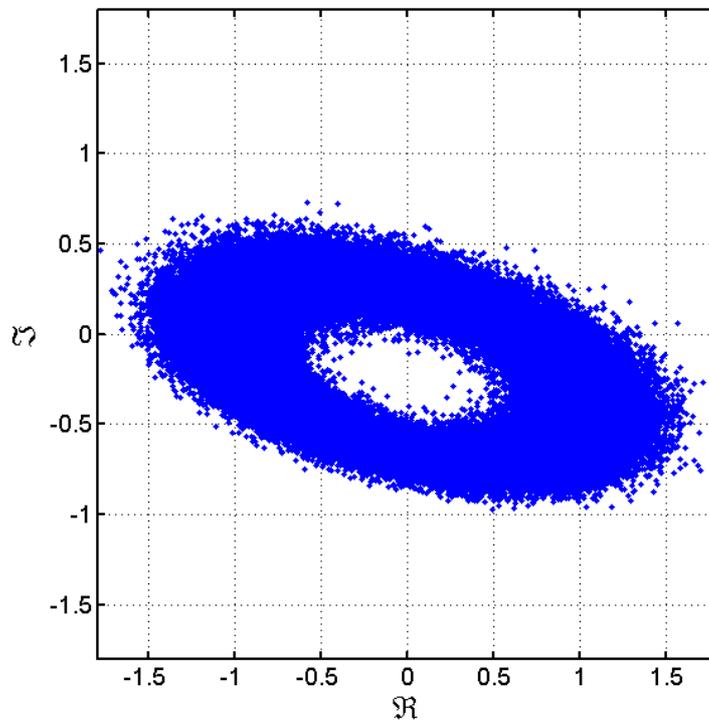


Figura 3.9: Constelação QPSK com desbalanceamento de quadratura.

Neste caso apenas uma polarização foi considerada e a constelação resultante aparece na Figura 3.9. Pode-se observar como estes efeitos desbalanceiam as componentes em fase e em quadratura do sinal, fazendo com que haja perda de ortogonalidade entre elas. Estes não são os únicos efeitos que podem ocorrer, e em um sistema real outros efeitos podem agravar o QI.

3.7 Normalização e Equalização

Depois que o sinal é digitalizado, pode-se processá-lo para redução dos efeitos ocorridos na transmissão e na detecção do sinal. Neste capítulo alguns algoritmos capazes de realizar esta função são apresentados.

3.7.1 Método de Ortogonalização de Gram-Schmidt - GSOP

O método de ortogonalização de Gram-Schmidt (Gram-Schmidt *orthogonalization procedure* - GSOP) possibilita que um conjunto de vetores ou amostras não-ortonormais seja transformado em amostras ortonormais. Esta técnica pode ser utilizada na compensação do QI ocorrido no *front-end* óptico, já que este causa a perda de ortogonalidade entre as componentes em fase e quadratura.

Considerando-se $i_I(t)$ e $i_Q(t)$ duas componentes não-ortonormais do sinal recebido, a ortogonalização de Gram-Schmidt resulta em um novo par de sinais ortonormais $I(t)$ e $Q(t)$ respectivamente [23]:

$$I(t) = \frac{i_I(t)}{\sqrt{\bar{P}_I}}; \quad (3.56)$$

$$Q'(t) = i_Q(t) - \frac{\rho i_I(t)}{\bar{P}_I}; \quad (3.57)$$

$$Q(t) = \frac{Q'(t)}{\sqrt{\bar{P}_Q}}, \quad (3.58)$$

em que, \bar{P}_I e \bar{P}_Q são a potência média do respectivo sinal dada por:

$$\bar{P}_I = E\{i_I^2(t)\}; \quad (3.59)$$

$$\bar{P}_Q = E\{i_Q^2(t)\}; \quad (3.60)$$

e $\rho = E\{i_I(t) \cdot i_Q(t)\}$.

O método utiliza um sinal de referência e faz com que o outro fique ortogonal ao primeiro, além disso, ambos componentes de sinal são normalizados.

A Figura 3.10 mostra o efeito da ortogonalização de Gram-Schmidt em uma constelação QPSK distorcida por desbalanceamento de quadratura no *front-end* óptico.

Após a normalização, a constelação já apresenta a sua forma característica, sem as distorções ocorridas no *front-end* óptico.

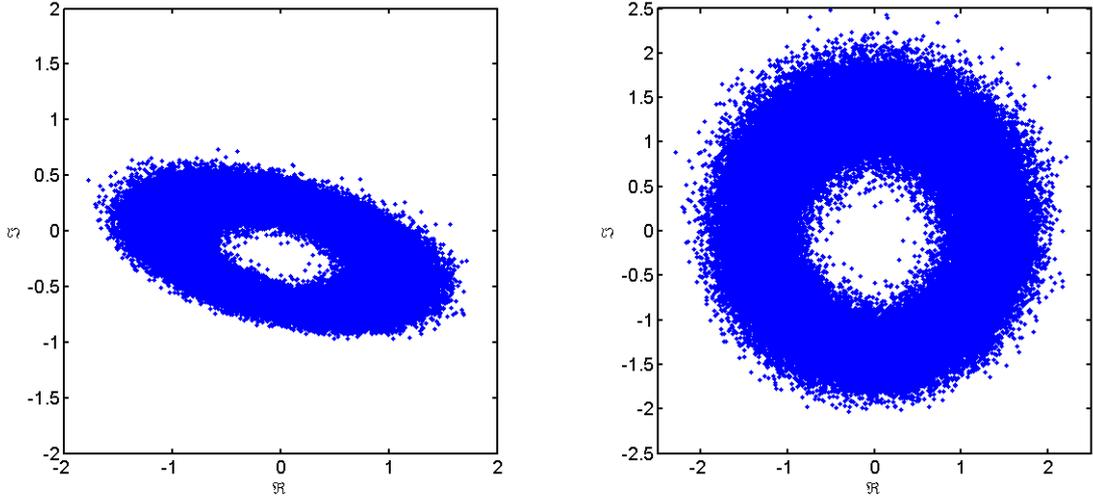


Figura 3.10: Constelação QPSK com desbalanceamento de quadratura e depois da ortogonalização de Gram-Schmidt.

3.7.2 Algoritmo do Módulo Constante - CMA

A equalização é a etapa responsável por compensar distorções lineares ocorridas durante a transmissão. Os efeitos lineares como CD e PMD causam interferência intersimbólica que pode ser compensada com filtros digitais de resposta finita (*finite impulse response* - FIR) [18].

A CD é uma distorção linear bem comportada, ela só depende do tipo e do comprimento da fibra utilizada. Para a compensação deste efeito, um filtro FIR estático que inverta a função transferência do canal, levando em conta apenas a CD, pode ser construído. Para a compensação da PMD e demultiplexação de polarização, um filtro adaptativo deve ser utilizado, já que estes efeitos variam com o tempo. Embora filtros adaptativos possam compensar distorções estáticas como a CD, um filtro estático e mais longo geralmente é utilizado para esta função pois estes apresentam menor complexidade computacional.

A equalização da PMD e a demultiplexação de polarização podem ser realizadas com um conjunto de filtros FIR arranjados em uma estrutura do tipo borboleta, como mostrado na Figura 3.11.

A seqüência de amostras complexas do sinal recebido $\mathbf{i}^h(k)$ e $\mathbf{i}^v(k)$ são a entrada da estrutura, \mathbf{w}_{xx} , \mathbf{w}_{xy} , \mathbf{w}_{yx} e \mathbf{w}_{yy} são filtros digitais FIR de dimensão $1 \times N$ e, finalmente, $r_x(k)$ e $r_y(k)$ são as seqüências de amostras do sinal equalizado e demultiplexado.

As saídas $r_x(k)$ e $r_y(k)$ podem ser descritas por:

$$\begin{bmatrix} r_x(k) \\ r_y(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{xx} & \mathbf{w}_{xy} \\ \mathbf{w}_{yx} & \mathbf{w}_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}^h(k) \\ \mathbf{i}^v(k) \end{bmatrix}, \quad (3.61)$$

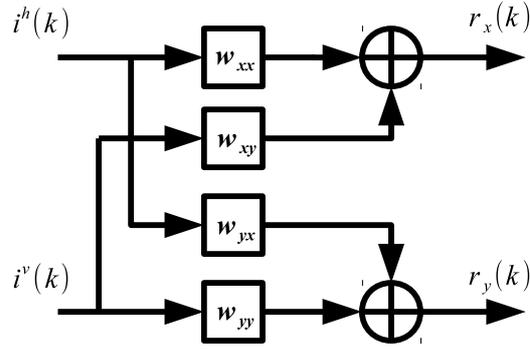


Figura 3.11: Filtros em estrutura borboleta.

ou,

$$r_x(k) = \mathbf{w}_{xx}\mathbf{i}^h + \mathbf{w}_{xy}\mathbf{i}^v; \quad (3.62)$$

$$r_y(k) = \mathbf{w}_{yx}\mathbf{i}^h + \mathbf{w}_{yy}\mathbf{i}^v. \quad (3.63)$$

Os vetores de entrada $\mathbf{i}^h(k)$ e $\mathbf{i}^v(k)$ têm dimensão $N \times 1$ e são compostos das amostras:

$$\mathbf{i}^h(k) = [i^h(k) \ i^h(k-1) \ \dots \ i^h(k-N)]^T; \quad (3.64)$$

$$\mathbf{i}^v(k) = [i^v(k) \ i^v(k-1) \ \dots \ i^v(k-N)]^T. \quad (3.65)$$

A matriz de filtros que representa a estrutura borboleta será chamada de matriz \mathbf{W} . Para que a matriz \mathbf{W} siga o comportamento do canal, ela deve ser atualizada periodicamente. Um algoritmo de atualização dos filtros que compõem a matriz deve ser empregado.

Neste caso pode-se utilizar o algoritmo do módulo constante (*constant modulus algorithm* - CMA), este algoritmo atualiza os filtros iterativamente de forma a manter o módulo das amostras equalizadas constante [24]. O diagrama de blocos da Figura 3.12 exemplifica o funcionamento do algoritmo.

Os coeficientes dos filtros \mathbf{w} , $\mathbf{w}(k)$, são atualizados segundo o algoritmo de erro

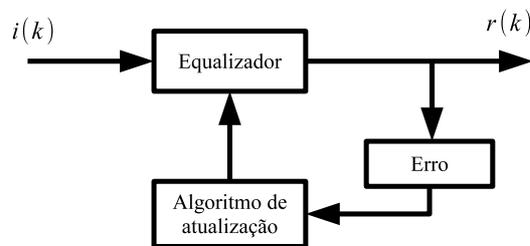


Figura 3.12: Diagrama de blocos do CMA.

quadrático mínimo (*least mean square* - LMS):

$$\mathbf{w}_{xx}(k+1) = \mathbf{w}_{xx}(k) + \mu e_x(k) \mathbf{i}^{hH}(k); \quad (3.66)$$

$$\mathbf{w}_{xy}(k+1) = \mathbf{w}_{xy}(k) + \mu e_x(k) \mathbf{i}^{vH}(k); \quad (3.67)$$

$$\mathbf{w}_{yx}(k+1) = \mathbf{w}_{yx}(k) + \mu e_y(k) \mathbf{i}^{hH}(k); \quad (3.68)$$

$$\mathbf{w}_{yy}(k+1) = \mathbf{w}_{yy}(k) + \mu e_y(k) \mathbf{i}^{vH}(k), \quad (3.69)$$

em que, $(\cdot)^H$ é o transposto conjugado, e μ é o passo de adaptação do algoritmo, que dita sua velocidade de conversão e estabilidade. A função $e(k)$, ou função erro, controla para onde o filtro deve convergir. Então, o CMA procura minimizar a função erro de forma iterativa [25].

As funções erro $e_x(k)$ e $e_y(k)$ ditadas pelo CMA são dadas por:

$$e_x(k) = (1 - |r_x(k)|^2) r_x(k); \quad (3.70)$$

$$e_y(k) = (1 - |r_y(k)|^2) r_y(k). \quad (3.71)$$

A função erro do CMA penaliza apenas desvios no módulo do sinal. Isso torna o algoritmo imune ao desvio de fase do sinal e especial para o uso em sinais com modulação do tipo M-PSK.

As Figuras 3.13 e 3.14 mostram, respectivamente, as constelações antes e depois da equalização feita pelo CMA. As amostras da Figura 3.13 sofrem com interferência intersimbólica, causada por PMD e mistura de polarizações. Na Figura 3.14 as polarizações foram equalizadas e demultiplexadas pelo CMA, então as amostras aparecem apenas com ruído de fase e ruído aditivo.

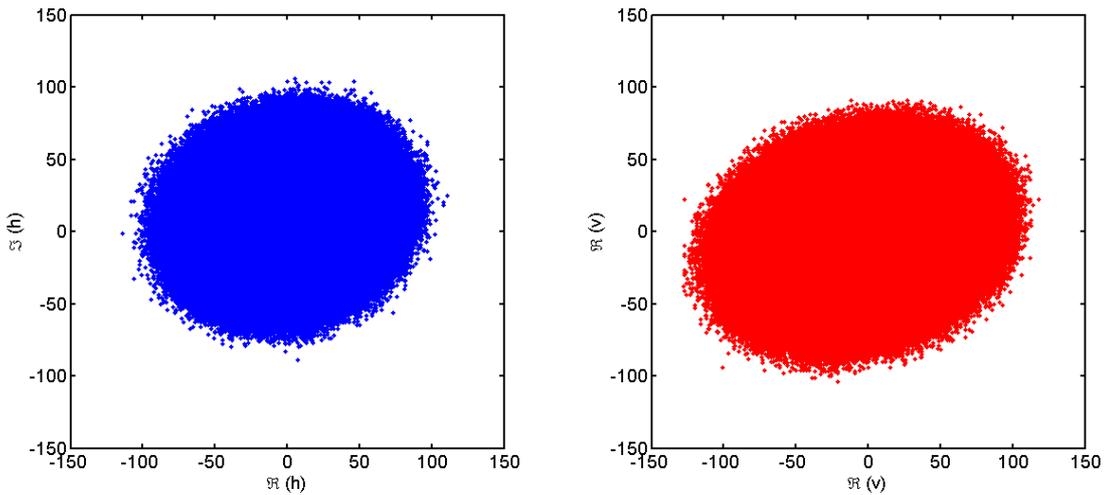


Figura 3.13: Polarizações “h” e “v” antes da equalização (SNR = 9 dB).

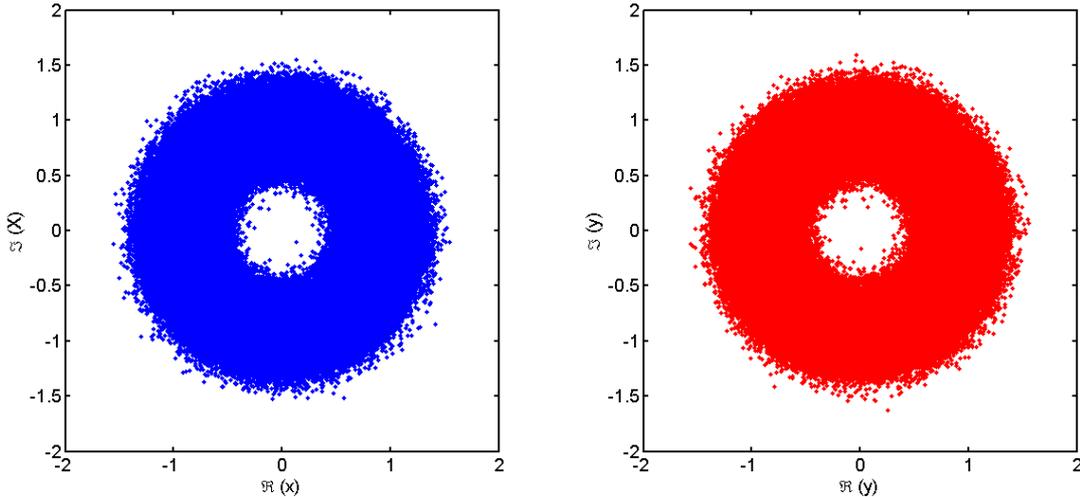


Figura 3.14: Polarizações “x” e “y” depois da equalização (SNR = 9 dB).

3.8 Modulação QPSK

Na modulação por chaveamento de fase em quadratura (*quadrature phase-shift keying* - QPSK) cada símbolo transmitido carrega dois bits de informação e a informação é codificada na fase absoluta do símbolo [21]. Pode-se também, codificar a informação na diferença de fase entre dois símbolos. Este esquema é geralmente utilizado por sistemas com receptores com detecção diferencial, onde é denominado chaveamento de fase em quadratura diferencial (*differential quadrature phase-shift keying* - DQPSK). Em detectores coerentes, apenas a decodificação diferencial (após a decisão) é realizada, e o esquema recebe o nome de chaveamento de fase em quadratura coerente diferencial (*differential coherent quadrature phase-shift keying* - DCQPSK). A codificação diferencial traz uma característica interessante para o uso em sistemas ópticos com multiplexação de polarização e detecção coerente. Nestes sistemas, a referência absoluta de fase não pode ser mantida sem o uso de símbolos piloto, e por isto a codificação diferencial é utilizada.

3.8.1 Decisão e decodificação diferencial

A informação carregada por um sistema DP-QPSK sem uso de símbolos piloto deve ser codificada diferencialmente, pois a referência de fase absoluta é perdida na demultiplexação de sinais e na recuperação de portadora. Com o receptor coerente, a

decisão de símbolo deve ser feita antes da decodificação diferencial para minimizar a taxa de erro de bit.

Decodifica-se a sequência de símbolos calculando a diferença entre símbolos adjacentes, ou seja [21]:

$$x_k = \hat{s}_k - \hat{s}_{k-1}; \quad (3.72)$$

em que, \hat{s}_k é o k -ésimo símbolo decidido e x_k o símbolo decodificado.

O processo de decisão com código de Gray associa os símbolos complexos de um quadrante a um código binário, como na Figura 3.15, em que Q1, Q2, Q3, Q4 são os quadrantes de decisão.

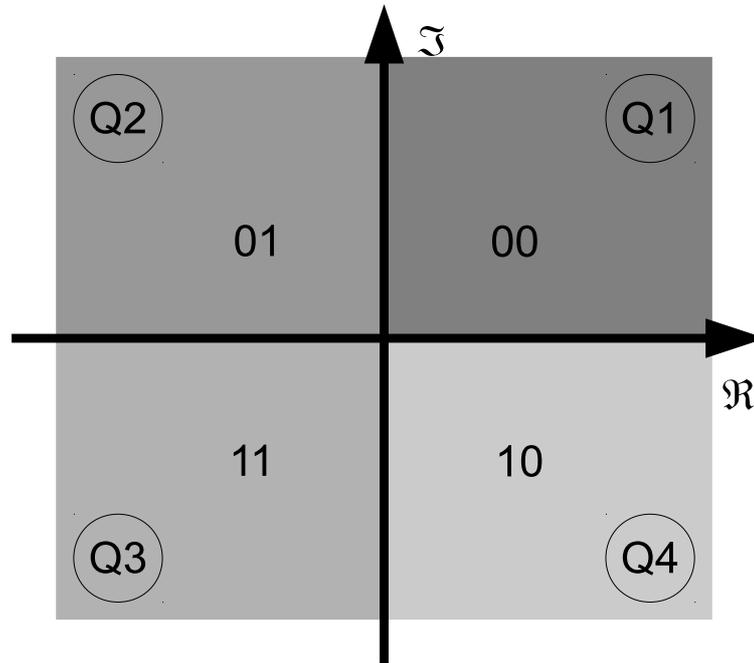


Figura 3.15: Regiões de decisão e decodificação.

3.8.2 Taxa de erro de bit teórica

Esta seção mostra a taxa de erro de bit teórica para sistemas DCQPSK. O resultado será utilizado como parâmetro de comparação de resultados deste trabalho.

A probabilidade teórica de erro de símbolo P_s para sistemas QPSK em canal AWGN é definida como [21]:

$$P_s = \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \right) - \frac{1}{4} \text{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \right), \quad (3.73)$$

em que, “**erfc**” é a função erro complementar. Quando $E_s/2N_0 \gg 1$ o termo quadrático à direita da equação pode ser desconsiderado, então pode-se escrever a Equação 3.73 como:

$$P_s \cong \mathbf{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \right). \quad (3.74)$$

A aproximação realizada na Equação 3.74 é válida para níveis de SNR praticados em sistemas práticos.

Sistemas QPSK com codificação diferencial apresentam maior taxa de erro de símbolo que sistemas QPSK com detecção de fase absoluta. Com codificação diferencial, um erro causado por ruído na detecção da fase de um símbolo, frequentemente resultará em erro na decodificação de dois símbolos. Isto ocorre pois um símbolo decidido é utilizado para a decodificação de dois símbolos consecutivos. A probabilidade de erro de símbolo de sistemas M-PSK com decodificação diferencial é então aproximadamente o dobro da probabilidade de erro de símbolo para sistemas M-PSK com detecção de fase absoluta. Todavia, em sistemas M-PSK com codificação diferencial não ocorre propagação de erros.

Logo, a probabilidade de erro de símbolo para sistemas QPSK com codificação diferencial e detecção coerente (DCQPSK) pode ser escrita como:

$$P_{s,DCQPSK} \cong 2\mathbf{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \right). \quad (3.75)$$

Quando utilizado o código de Gray para o mapeamento dos bits, a probabilidade de erro de bit P_b para sistemas M-PSK pode ser aproximada por:

$$P_b \cong \frac{1}{\log_2(M)} P_s. \quad (3.76)$$

Como em sistemas QPSK a energia de símbolo $E_s = 2E_b$, em que E_b é a energia de bit, a probabilidade de erro de bit P_b fica definida como:

$$P_{b,DCQPSK} \cong \mathbf{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right). \quad (3.77)$$

A Figura 3.16 mostra as curvas de desempenho para um sistema DQPSK com detecção diferencial, e para comparação, o desempenho dos sistemas QPSK e DCQPSK com decisão coerente.

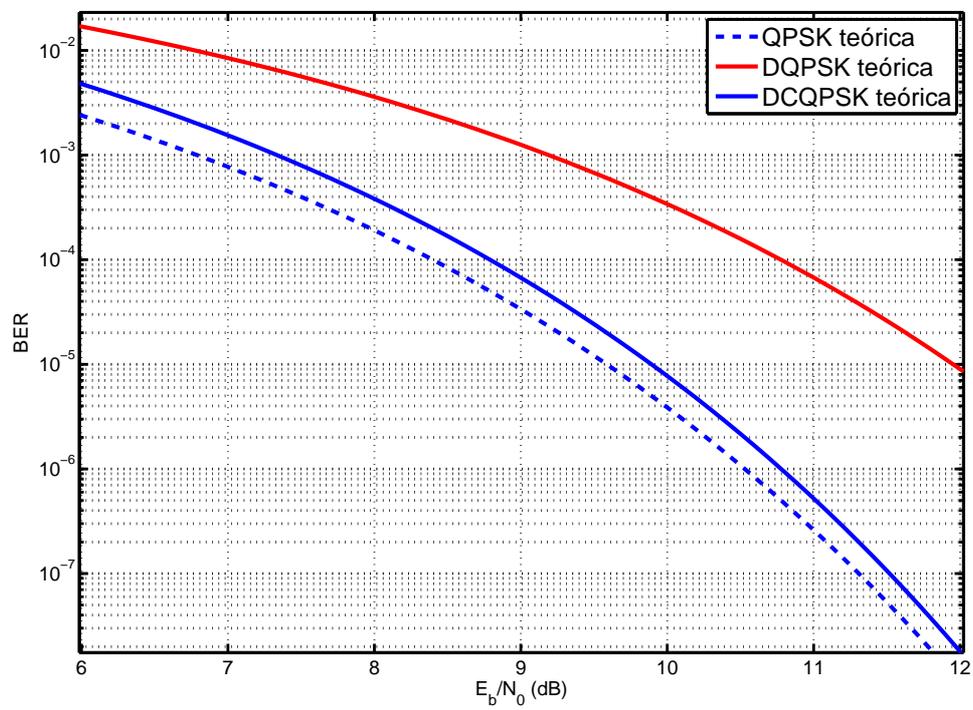


Figura 3.16: Curvas de desempenho de sistemas QPSK.

4 RECUPERAÇÃO DE FASE E PORTADORA

O recuperador de fase e portadora é o componente do receptor óptico coerente que deve sincronizar o sinal recebido, recuperando a referência de fase do sistema, trazendo os símbolos para a região de correta decisão.

Esta seção apresenta duas causas de perda de sincronismo de fase, diferentes formas de recuperação de fase para sistemas M-PSK e, ainda, uma estratégia de recuperação de portadora. As técnicas de recuperação de fase e portadora são todas do tipo *non-data aided* (NDA), ou seja, os algoritmos não dependem da informação transmitida.

4.1 Ruído de Fase

Sistemas ópticos com recepção coerente são particularmente sensíveis ao ruído de fase. Este ruído causa perda de sincronização entre a portadora e o oscilador local do receptor coerente. Os lasers, disponíveis atualmente, que serão utilizados como portadora e oscilador local têm uma banda espectral conhecida como largura de linha, definida como a largura espectral com potência 3 dB inferior à da frequência com máxima potência.

Pode-se interpretar o ruído de fase do sinal detectado como um processo aleatório do tipo “*random walk*”, e modelar o desvio de fase θ_k sofrido pelo k -ésimo símbolo como um processo discreto de Wiener [26]:

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \Delta_k = \sum_{m=0}^{k-1} \Delta_m; \quad (4.1)$$

$$\theta_{k-i} = \theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \Delta_m, \quad (4.2)$$

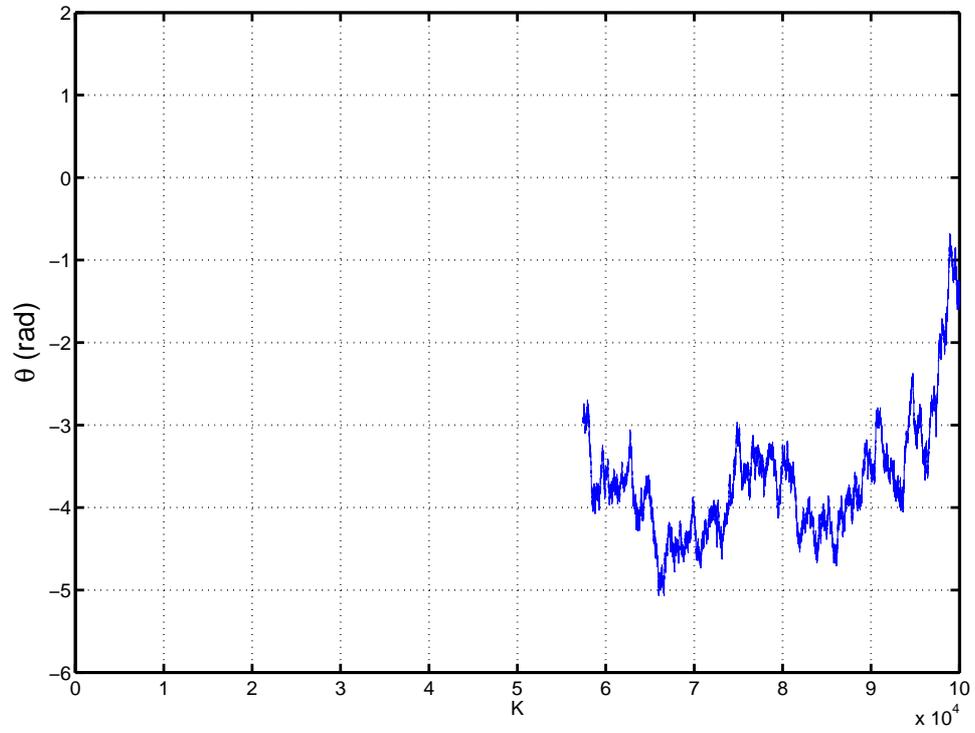
em que Δ_k e Δ_m são variáveis aleatórias com distribuição gaussiana de média nula e variância:

$$\sigma_{\Delta}^2 = 2\pi\Delta\nu T_s, \quad (4.3)$$

em que $\Delta\nu$ é a soma da largura de linha dos lasers portadora e oscilador local, e T_s o tempo de símbolo. O produto $\Delta\nu T_s$ pode ser interpretado como uma medida, ou

intensidade, de ruído de fase, e é diretamente proporcional à largura de linha dos lasers utilizados e inversamente proporcional a taxa de operação do sistema.

A Figura 4.1 ilustra a realização de um processo discreto de Wiener para um sistema que trabalhe a 25 Gbaud e empregue lasers com largura de linha de 1 MHz.



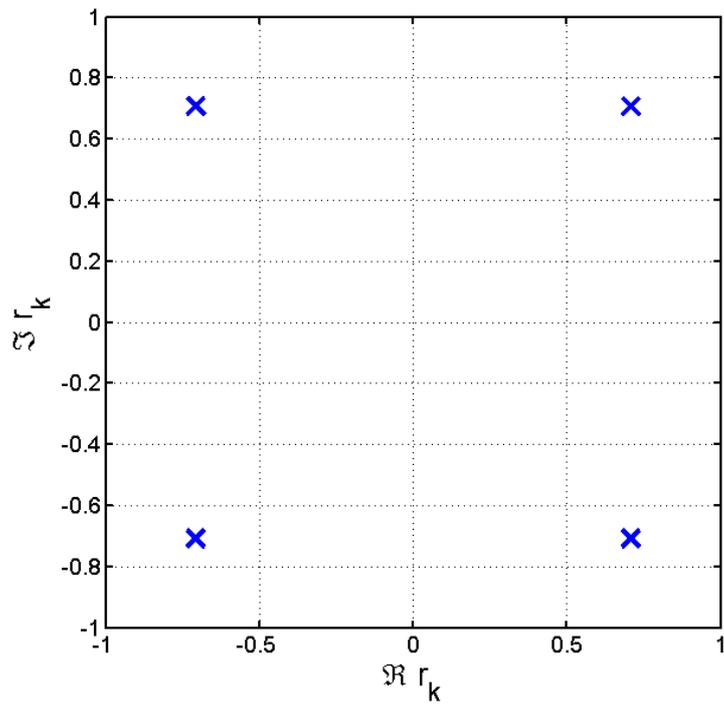


Figura 4.2: Constelação QPSK sem ruído de fase.

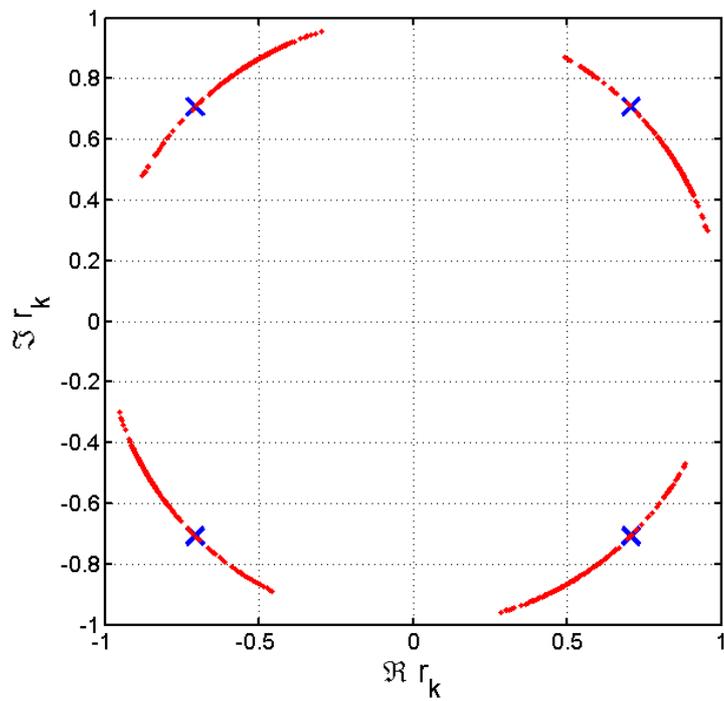


Figura 4.3: Constelação QPSK com ruído de fase (1000 símbolos).

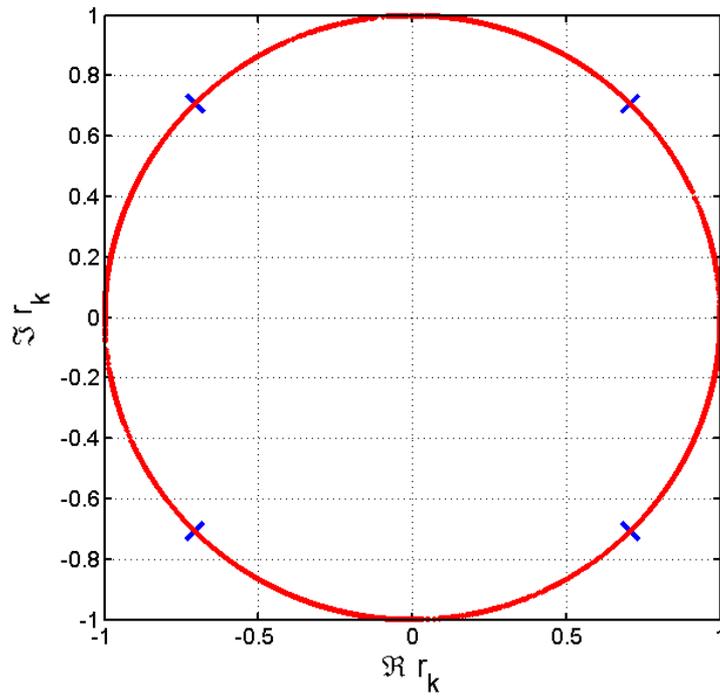


Figura 4.4: Constelação QPSK com ruído de fase (10000 símbolos).

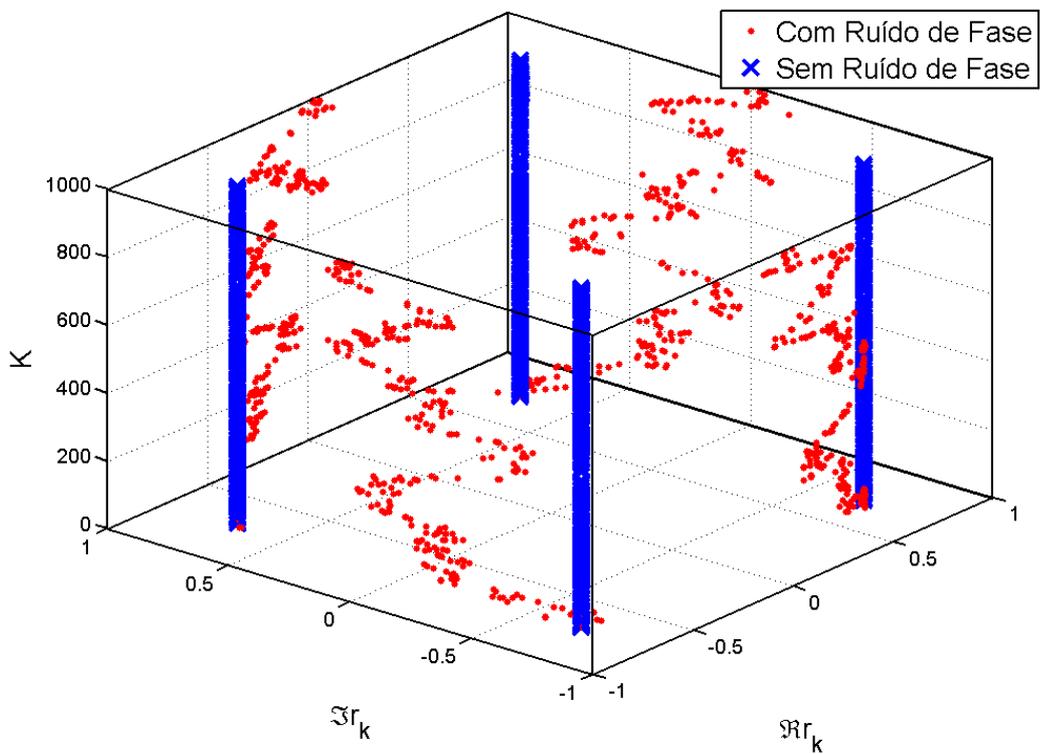


Figura 4.5: Constelação QPSK com ruído de fase (1000 símbolos).

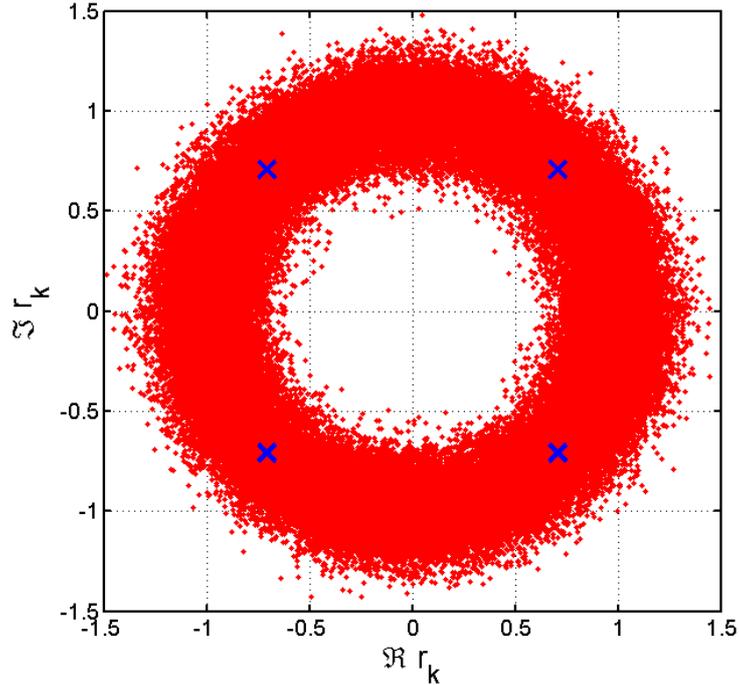


Figura 4.6: Constelação QPSK com ruído de fase e ruído aditivo gaussiano complexo (10000 símbolos).

Este efeito não pode deixar de ser abordado no projeto de um sistema de comunicação óptica, pois claramente leva a uma grande degradação do seu desempenho.

4.2 Desvio de Frequência

O desvio de frequência e o ruído de fase estão diretamente relacionados. Este efeito aparece do fato que dois lasers nunca terão exatamente a mesma frequência central de operação. Então, mesmo após a detecção coerente, o sinal recebido não estará perfeitamente em banda base.

Com os sistemas atuais empregando lasers que trabalham na faixa de 1550 nm, ou seja, ≈ 193 THz, desvios de frequência na casa de dezenas ou centenas de mega-Hertz são comuns.

Diferentemente do ruído de fase, o desvio de frequência causa um desvio de fase constante entre símbolos adjacentes. Pode-se escrever um sinal recebido na presença de ruído de fase e desvio de frequência da seguinte maneira [12]:

$$r_k = s_k e^{j(\theta_k + k\Delta\phi)} + w_k, \quad (4.5)$$

em que s_k é o sinal transmitido, θ_k o ruído de fase, w_k o ruído aditivo gaussiano complexo e Δ_ϕ o desvio de fase causado pelo desvio de frequência entre os símbolos k e $k + 1$. O termo Δ_ϕ pode ser definido como:

$$\Delta_\phi = 2\pi\Delta_f T_s, \quad (4.6)$$

em que, Δ_f é a diferença da frequência central dos lasers portadora e oscilador local, e T_s o tempo de símbolo.

As Figuras 4.7 e 4.8 mostram o desvio fase em um sistema a taxa de 25 Gbaud na presença de desvio de frequência de 25 MHz.

O desvio de frequência torna a perda de sincronização do sistema mais rápida, e sua intensidade faz com que os recuperadores de fase clássicos não tenham desempenho satisfatório. Por outro lado, por ser um desvio constante, ele é facilmente compensado.

4.3 Recuperação de Fase

Nas próximas seções três algoritmos recuperadores de fase serão apresentados, são eles: Viterbi & Viterbi *feedforward* (V&V), direcionado a decisão (DD) e *hardware efficient feedforward*.

Os algoritmos recuperadores de fase têm uma estrutura básica semelhante que consiste nos seguintes passos:

- Remoção da informação do sinal recebido;
- Filtragem;
- Compensação de fase do sinal recebido;

Assume-se o sinal recebido r_k contaminado com ruído de fase como:

$$r_k = s_k e^{j\theta_k} + w_k, \quad (4.7)$$

em que s_k é o símbolo transmitido, θ_k o desvio de fase com comportamento definido na Equação 4.2, e w_k o ruído aditivo gaussiano complexo. Modela-se o ruído aditivo como um processo aleatório de distribuição gaussiana complexa com média nula e variância $\sigma_w^2 = N_0$.

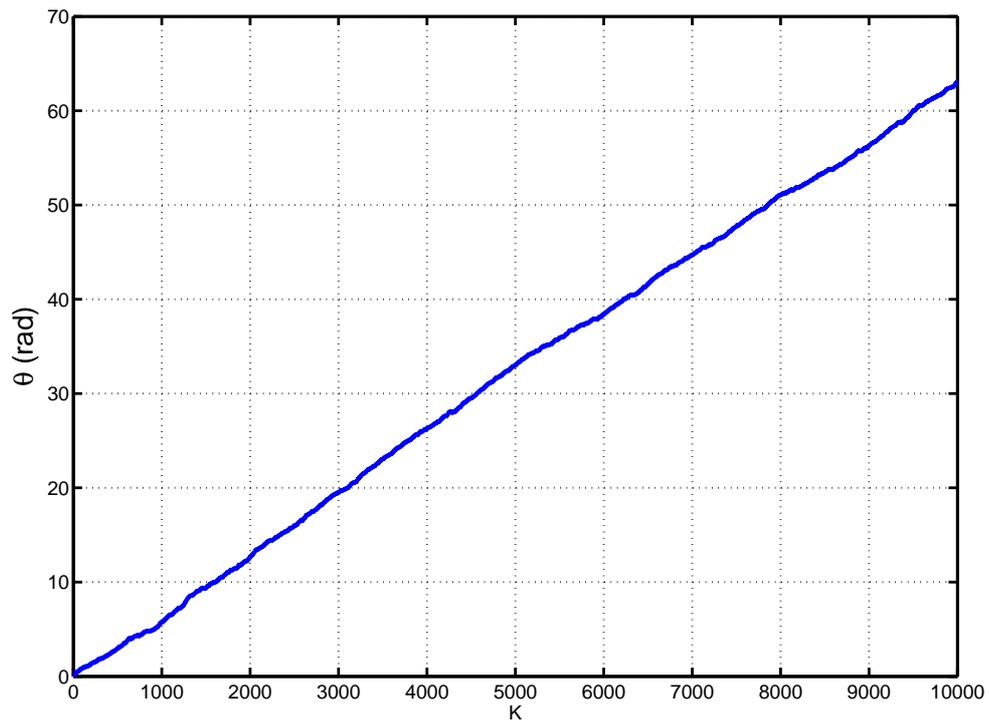


Figura 4.7: Evolução da fase do sinal quando há desvio de frequência (10000 símbolos).

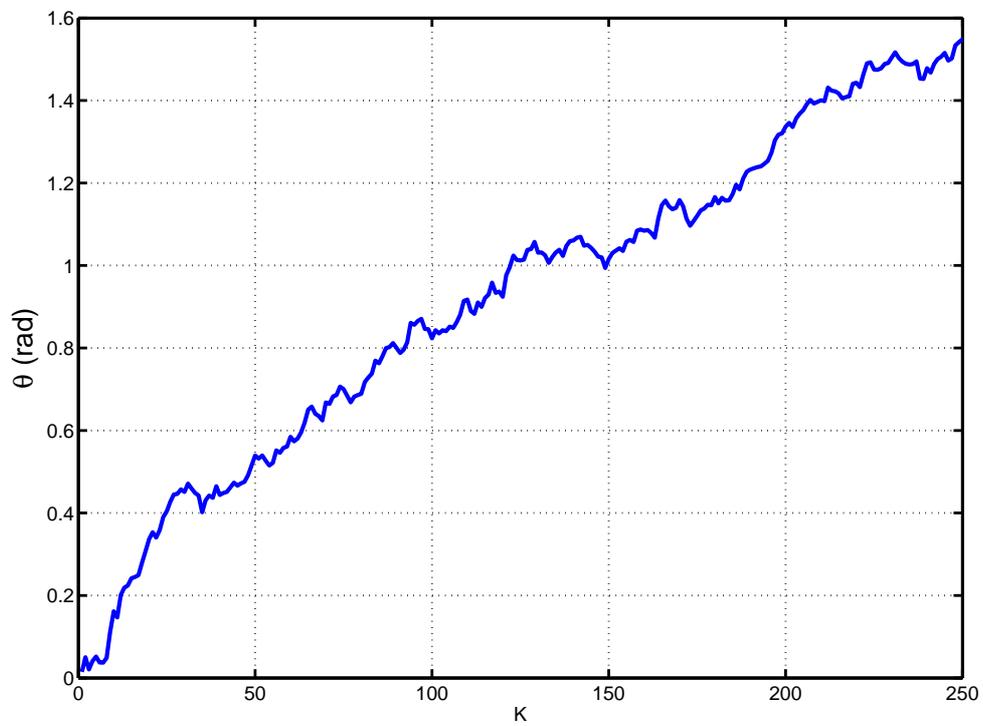


Figura 4.8: Evolução da fase do sinal quando há desvio de frequência (250 símbolos).

4.3.1 Viterbi & Viterbi *Feedforward* - V&V

A Figura 4.9 mostra o diagrama de blocos para o algoritmo V&V. Dá-se este nome ao algoritmo por conta da estratégia de remoção da informação que foi proposta por Viterbi & Viterbi em [27]. A técnica funciona para sinais modulados com formatos M-PSK e consiste em elevar o sinal à M-ésima potência.

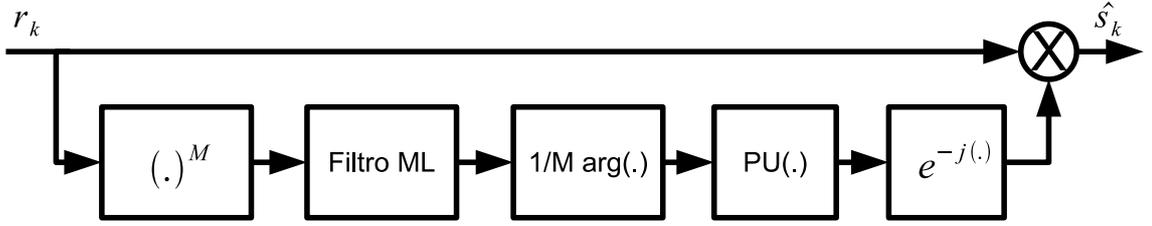


Figura 4.9: Algoritmo Viterbi & Viterbi *feedforward*.

Um símbolo QPSK qualquer s_k elevado a M -ésima potência pode ser escrito como:

$$s_k = \sqrt{E_s} e^{j(2\pi n/M + \pi/4)}, \quad p/ \quad n = 0, 1, \dots, 3; \quad (4.8)$$

$$s_k^M = E_s^{M/2} e^{j(2\pi n + M\pi/4)}, \quad p/ \quad n = 0, 1, \dots, 3; \quad (4.9)$$

em que, E_s é a energia de símbolo. Pode-se observar que qualquer símbolo, s_k^M , estará concentrado em apenas um ponto com fase igual a $M\pi/4$ qualquer que seja n . Elevando o sinal ruidoso recebido, r_k , à M -ésima potência tem-se:

$$r_k^M = (s_k e^{j\theta_k} + w_k)^M; \quad (4.10)$$

$$= \sum_{n=0}^M \binom{M}{n} s_k^{M-n} e^{j(M-n)(\theta_k)} w_k^n; \quad (4.11)$$

$$= s_k^M e^{jM\theta_k} + \sum_{n=1}^M \binom{M}{n} s_k^{M-n} e^{j(M-n)(\theta_k)} w_k^n; \quad (4.12)$$

$$= E_s^{M/2} e^{jM\theta_k} + \sum_{n=1}^M \binom{M}{n} s_k^{M-n} e^{j(M-n)(\theta_k)} w_k^n. \quad (4.13)$$

Observa-se que sinal r_k^M é composto por uma componente $E_s^{M/2} e^{jM\theta_k}$ e uma componente ruidosa que será chamada de z'_k :

$$z'_k = \sum_{n=1}^M \binom{M}{n} s_k^{M-n} e^{j(M-n)(\theta_k)} w_k^n; \quad (4.14)$$

$$z'_k = \binom{M}{1} s_k^{M-1} e^{j(M-1)(\theta_k)} w_k + \binom{M}{2} s_k^{M-2} e^{j(M-2)(\theta_k)} w_k^2 + \dots + w_k^M. \quad (4.15)$$

Assumindo uma relação sinal ruído para sistemas práticos (> 6 dB), $w_k \ll s_k$ então os termos w_k^n com $n = 2, 3, \dots, M$ podem ser desconsiderados:

$$z'_k \cong Ms_k^{M-1} e^{j(M-1)(\theta_k)} w_k. \quad (4.16)$$

Pode-se remover a componente de fase do ruído na Equação 4.16 introduzindo-se z_k :

$$z_k = ME_s^{(M-1)/2} w_k, \quad (4.17)$$

z_k é uma variável aleatória gaussiana complexa de média nula e variância $\sigma_z^2 = M^2 E_s^{M-1} \sigma_w^2$.

O sinal r_k^M já sem informação fica escrito como:

$$r_k^M \approx E_s^{M/2} e^{jM\theta_k} + z_k. \quad (4.18)$$

Define-se um vetor finito que contém amostras passadas e futuras de r_k^M :

$$\mathbf{r} = [r_{k-N}^M, \dots, r_{k-1}^M, r_k^M, r_{k+1}^M, \dots, r_{k+N}^M]^T. \quad (4.19)$$

A função densidade probabilidade do vetor \mathbf{r} para um dado θ_k tem distribuição gaussiana multivariada e é definida por [6]:

$$f_{\mathbf{r}|\theta_k}(\mathbf{r}|\theta_k) = \frac{1}{(2\pi)^{L/2} (|\mathbf{C}|^{1/2})} \exp \left[-\frac{1}{2} (\mathbf{r} - \mathbf{m}_r)^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{m}_r) \right], \quad (4.20)$$

em que o vetor de esperanças \mathbf{m}_r é:

$$\mathbf{m}_r = E\{\mathbf{r}\} = E_s^{M/2} e^{jM\theta_k} \mathbf{1}, \quad (4.21)$$

e a matriz de covariância \mathbf{C} é [6]:

$$\mathbf{C} = E_s^M M^2 \sigma_\Delta^2 \mathbf{K}_{L \times L} + E_s^{M-1} M^2 \sigma_w^2 \mathbf{I}_{L \times L}, \quad (4.22)$$

em que $\mathbf{I}_{L \times L}$ uma matriz identidade de tamanho $L = 2N + 1$ que é tamanho do vetor de amostras \mathbf{r} , e a matriz $\mathbf{K}_{L \times L}$ é a seguinte:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} N & \cdots & 2 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 2 & \cdots & 2 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 1 & \cdots & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 1 & 2 & \cdots & 2 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 1 & 2 & \cdots & N \end{bmatrix}. \quad (4.23)$$

É possível fazer uma estimativa de máxima verossimilhança (*maximum-likelihood* - ML) de θ_k a partir do vetor \mathbf{r} :

$$\hat{\theta}_{k_{ML}} = \arg \max_{\theta_k} (f_{\mathbf{r}|\theta_k}(\mathbf{r}|\theta_k)), \quad (4.24)$$

$$\hat{\theta}_{k_{ML}} \equiv \arg \max_{\theta_k} \ln (f_{\mathbf{r}|\theta_k}(\mathbf{r}|\theta_k)), \quad (4.25)$$

as duas expressões acima são equivalentes, já que a função que maximiza uma função exponencial é a mesma que maximiza a sua função logarítmica.

Substituindo a Equação 4.20 na Equação 4.25, tem-se:

$$\hat{\theta}_{k_{ML}} = \arg \max_{\theta_k} \left[\ln \left(\frac{1}{(2\pi)^{L/2} (|\mathbf{C}|^{1/2})} \right) - \frac{1}{2} (\mathbf{r} - \mathbf{m}_r)^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{m}_r) \right]. \quad (4.26)$$

Considerando apenas o segundo termo que é dependente de θ , tem-se:

$$\hat{\theta}_{k_{ML}} = \arg \min_{\theta_k} (\mathbf{r} - \mathbf{m}_r)^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{m}_r). \quad (4.27)$$

Faz-se então a derivada em relação a θ igualando-se a zero para minimizar o argumento:

$$\frac{d}{d\theta_k} \left[(\mathbf{r} - \mathbf{m}_r)^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{m}_r) \right] = 0. \quad (4.28)$$

Substituindo \mathbf{m}_r na equação acima obtém-se:

$$\frac{d}{d\theta[k]} \left[(\mathbf{r} - E_s^{M/2} e^{jM\theta_k} \mathbf{1})^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{r} - E_s^{M/2} e^{jM\theta_k} \mathbf{1}) \right] = 0. \quad (4.29)$$

Aplicando a derivada do produto e a regra da cadeia, e fazendo $M = 4$, tem-se:

$$\begin{aligned} & (-E_s^2 j4 e^{j4\theta_k} \mathbf{1})^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{r} - E_s^2 e^{j4\theta_k} \mathbf{1}) + \\ & + (\mathbf{r} - E_s^2 e^{j4\theta_k} \mathbf{1})^H \mathbf{C}^{-1} (-E_s^2 j4 e^{j4\theta_k} \mathbf{1}) = 0, \end{aligned} \quad (4.30)$$

$$\begin{aligned} & E_s^2 j4 e^{-j4\theta_k} \cdot \mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{r} - E_s^4 j4 \cdot \mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{1} - \\ & - E_s^2 j4 e^{j4\theta_k} \cdot \mathbf{r}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{1} + E_s^4 j4 \cdot \mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{1} = 0, \end{aligned} \quad (4.31)$$

$$e^{-j4\theta_k} (\mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{r}) = e^{j4\theta_k} (\mathbf{r}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{1}), \quad (4.32)$$

desenvolvendo,

$$e^{j4\theta_k} = \frac{e^{-j4\theta_k} (\mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{r})}{\mathbf{r}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{1}}, \quad (4.33)$$

$$e^{j8\theta_k} = \frac{\mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{r}}{\mathbf{r}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{1}}. \quad (4.34)$$

Multiplicando o numerador e o denominador da Equação 4.34 por $\mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{r}$ e desenvolvendo:

$$e^{j8\theta_k} = \frac{(\mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{r})^2}{\|\mathbf{r}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{1}\|^2}, \quad (4.35)$$

$$4\theta_k = \arg(\mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{r}). \quad (4.36)$$

$$\theta_k = \frac{1}{4} \arg(\mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{r}), \quad (4.37)$$

$$\theta_k \equiv \frac{1}{4} \arg(\mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{r}). \quad (4.38)$$

O vetor resultante do produto $\mathbf{1}^T \cdot \mathbf{C}^{-1}$ são os coeficientes de um filtro passa-baixas (*low-pass filter* - LPF) que será chamado de filtro de máxima verossimilhança ou filtro ML. O filtro pondera os elementos do vetor \mathbf{r} mitigando o efeito do ruído aditivo e melhorando a estimativa de θ_k .

As Figuras 4.11 e 4.10 mostram o comportamento do filtro ML em diversas situações, para isso foram plotados os seus coeficientes normalizados α para um filtro de tamanho $L = 101$.

Os coeficientes do vetor dependem da relação entre a intensidade do ruído AWGN e do ruído de fase. É interessante perceber que quanto maior a variância do ruído AWGN, maior precisa ser N . Já para variância do ruído de fase crescente, menor pode ser N , já que amostras distantes terão menor relevância na estimativa.

O resultado da Equação 4.38 está limitado entre $-\pi/4$ e $\pi/4$, isto provoca descontinuidades entre as estimativas realizadas. Os *cycle slips* como são chamadas estas descontinuidades, podem levar a erros na decodificação. Segue-se, então, um algoritmo de desempacotamento de fase (*phase unwrapping* - PU) para permitir que a fase estimada possa excursionar de $-\infty$ a $+\infty$ [6]:

$$PU(\cdot) = (\cdot) + \left(\left\lfloor \frac{1}{2} + \frac{\hat{\theta}_{k-1} - (\cdot)}{2\pi/M} \right\rfloor \right) \frac{2\pi}{M}. \quad (4.39)$$

A Figura 4.12 sobrepõe a estimativa obtida antes do PU e depois do PU. Na estimativa antes do PU, pode-se observar descontinuidades na fase (*cycle slips*), estas descontinuidades são detectadas e corrigidas pelo algoritmo de PU.

Depois de desempacotada, a fase estimada pode compensar o símbolo ruidoso recebido:

$$\hat{s}_k = (s_k e^{j\theta_k} + w_k) e^{-j\hat{\theta}_k}, \quad (4.40)$$

$$\hat{s}_k = s_k e^{j\theta_k - \hat{\theta}_k} + w'_k, \quad (4.41)$$

em que assumiu-se $w'_k = w_k e^{-j\hat{\theta}_k}$ e \hat{s}_k um símbolo QPSK estimado.

De maneira geral, o desempenho do algoritmo de *feedforward* depende da filtragem realizada, tamanho e formato do filtro ditam a qualidade da estimativa realizada.

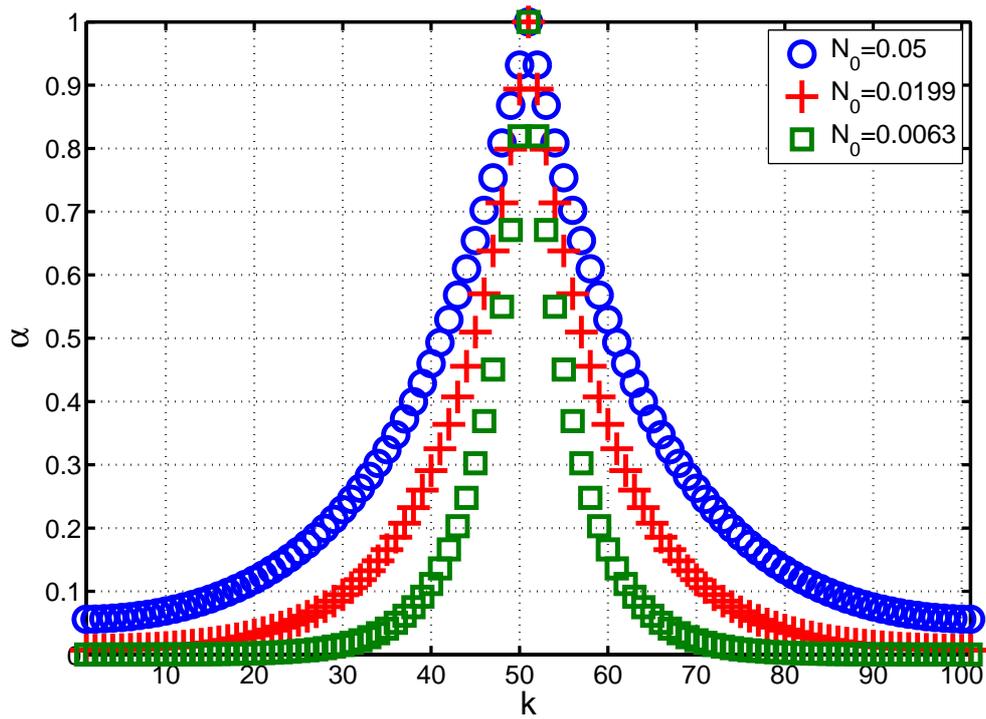


Figura 4.10: Vetor de coeficientes α com ruído de fase fixo $\Delta\nu T_s = 4 \times 10^{-5}$.

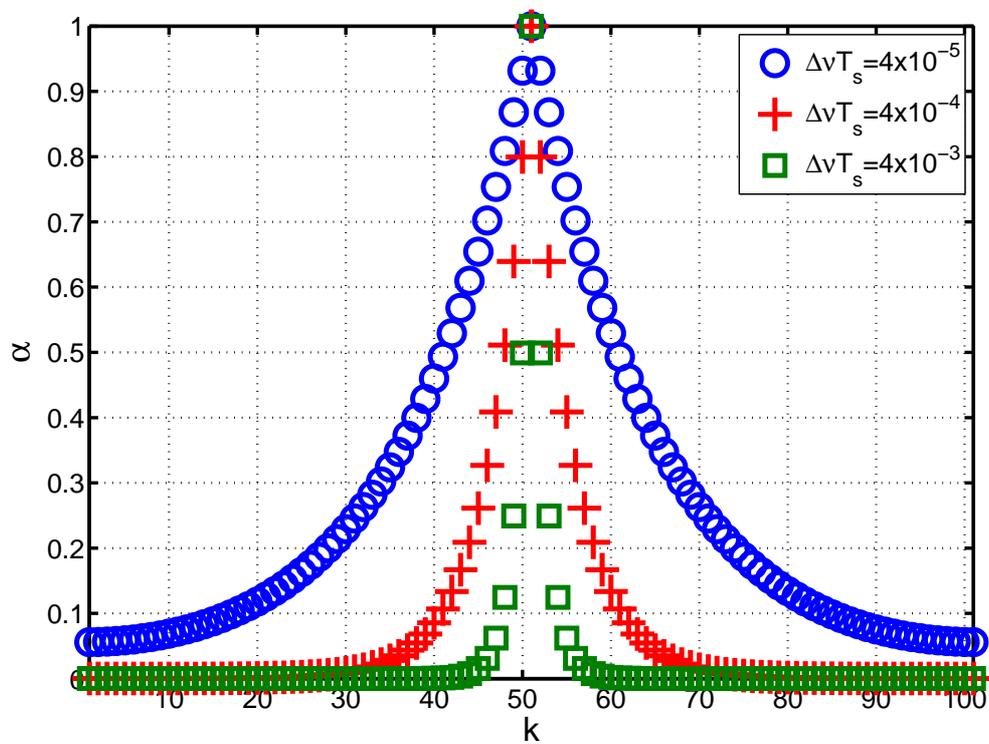


Figura 4.11: Vetor de coeficientes α com ruído aditivo fixo $N_0 = 0,05$.

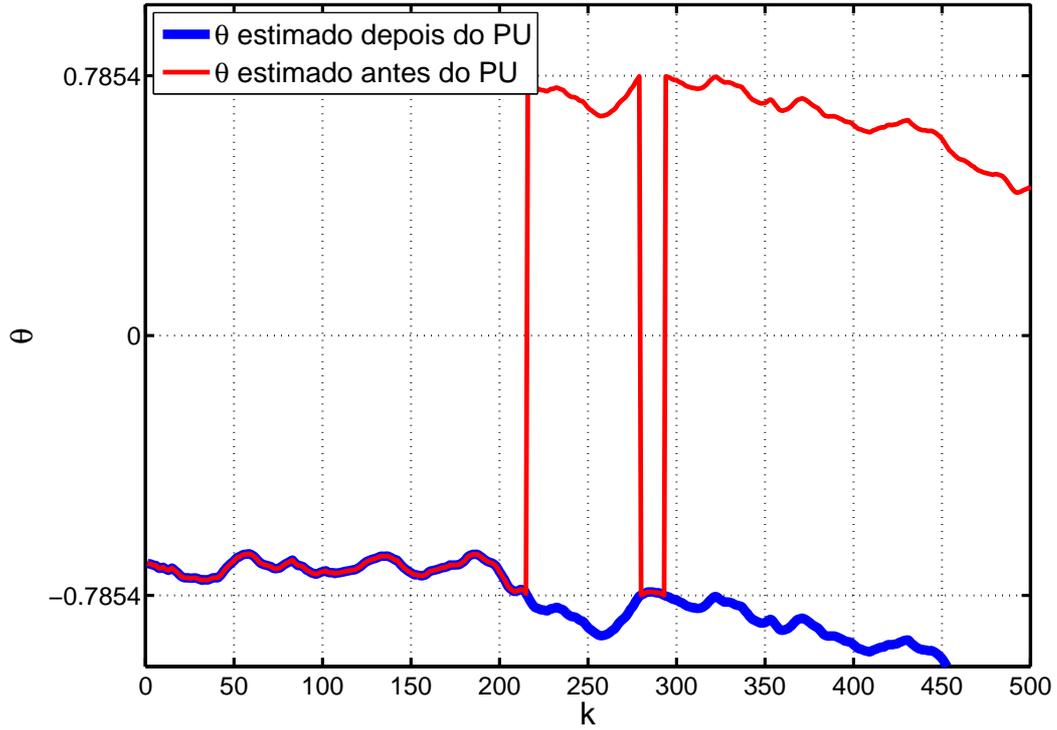


Figura 4.12: Descontinuidade de fase corrigida pelo PU.

4.3.2 Direcionado a Decisão - DD

O algoritmo de recuperação de fase direcionado a decisão utiliza um esquema de realimentação para a remoção da dependência da informação [6]. A Figura 4.13 mostra um esquemático do algoritmo.

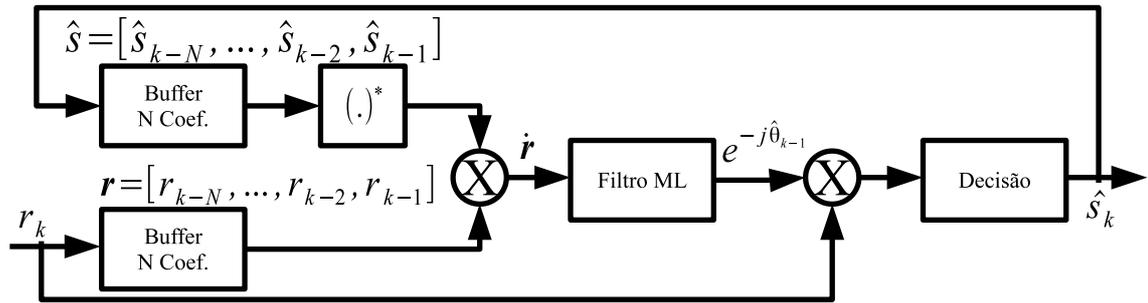


Figura 4.13: Diagrama da recuperação de fase direcionada a decisão (DD).

Multiplicando um símbolo recebido r_{k-i} pelo seu conjugado após a decisão \hat{s}_{k-i}^* [6], tem-se que:

$$\dot{r}_{k-i} = (s_{k-i} e^{j(\theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \Delta_m)} + w_{k-i}) \hat{s}_{k-i}^*, \quad (4.42)$$

$$= E_s e^{j(\theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \Delta_m)} + w_{k-i} \hat{s}_{k-i}^*, \quad (4.43)$$

em que θ_k é o desvio de fase do k -ésimo símbolo, Δ_m é o desvio de fase entre símbolos, que tem média nula e variância $\Delta\nu T_s$, E_s é a energia de símbolo. O termo de ruído, $w_{k-i}\hat{s}_{k-i}^*$, tem média nula e variância $E_s\sigma_w^2$.

Similarmente ao esquema de *feedforward*, um vetor $\dot{\mathbf{r}}$ é definido. Desta vez o vetor engloba apenas amostras passadas, pois as amostras de $\dot{\mathbf{r}}$ dependem de símbolos já decididos.

$$\dot{\mathbf{r}} = [\dot{r}_{k-N}, \dots, \dot{r}_{k-2}, \dot{r}_{k-1}]^T. \quad (4.44)$$

Mais uma vez faz-se a estimativa de máxima verossimilhança para a função densidade de probabilidade do vetor $\dot{\mathbf{r}}$ dado θ_{k-1} [6]:

$$f_{\dot{\mathbf{r}}|\theta_{k-1}}(\dot{\mathbf{r}}|\theta_{k-1}) = \frac{1}{(2\pi)^{L/2}(|\mathbf{C}|^{1/2})} \exp [(\dot{\mathbf{r}} - \mathbf{m}_{\dot{\mathbf{r}}})^H \mathbf{C}^{-1}(\dot{\mathbf{r}} - \mathbf{m}_{\dot{\mathbf{r}}})], \quad (4.45)$$

em que $\mathbf{m}_{\dot{\mathbf{r}}} = E\{\dot{\mathbf{r}}\} = E_s e^{j\theta_{k-1}} \mathbf{1}^T$, e \mathbf{C} é a matriz de covariância [6]:

$$\mathbf{C} = E_s^2 \sigma_\Delta^2 \mathbf{K}_{L \times L} + E_s \sigma_w^2 \mathbf{I}_{L \times L}, \quad (4.46)$$

em que $\mathbf{I}_{L \times L}$ é uma matriz identidade de tamanho $L = N$ que é tamanho do vetor de amostras $\dot{\mathbf{r}}$, e a matriz $\mathbf{K}_{L \times L}$ é a seguinte:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 0 & 1 & 2 & \cdots & 2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 1 & 2 & \cdots & N-1 \end{bmatrix}. \quad (4.47)$$

Derivando a função de máxima verossimilhança, obtém-se um resultado similar ao caso *feedforward*, em que a melhor estimativa do fador $e^{j\theta_{k-1}}$ é:

$$e^{j(\hat{\theta}_{k-1})} = \mathbf{1}^T \cdot \mathbf{C}^{-1} \cdot \dot{\mathbf{r}}. \quad (4.48)$$

em que $\mathbf{1}$ é um vetor linha de dimensão $1 \times L$. O produto $\mathbf{1}^T \cdot \mathbf{C}^{-1}$ resulta em um vetor que age da mesma forma do caso *feedforward*, e são os coeficientes do filtro ML.

As Figuras 4.14 e 4.15 mostram o comportamento do filtro ML em diversas situações, para isso foram plotados os seus coeficientes normalizados α para um filtro de tamanho $L = 50$. Como esperado, o filtro se comporta da mesma maneira que no caso *feedforward*, no entanto só possui a parte causal. O algoritmo direcionado a decisão utiliza a estimativa $e^{j(\hat{\theta}_{k-1})}$ para corrigir a fase do k -ésimo símbolo, levando em conta que o desvio de fase entre símbolos consecutivos é muito pequeno. Dada esta aproximação, o algoritmo deve apresentar desempenho satisfatório apenas em situações com baixo ruído de fase. Como o DD só pode utilizar amostras passadas, seu desempenho deve ser

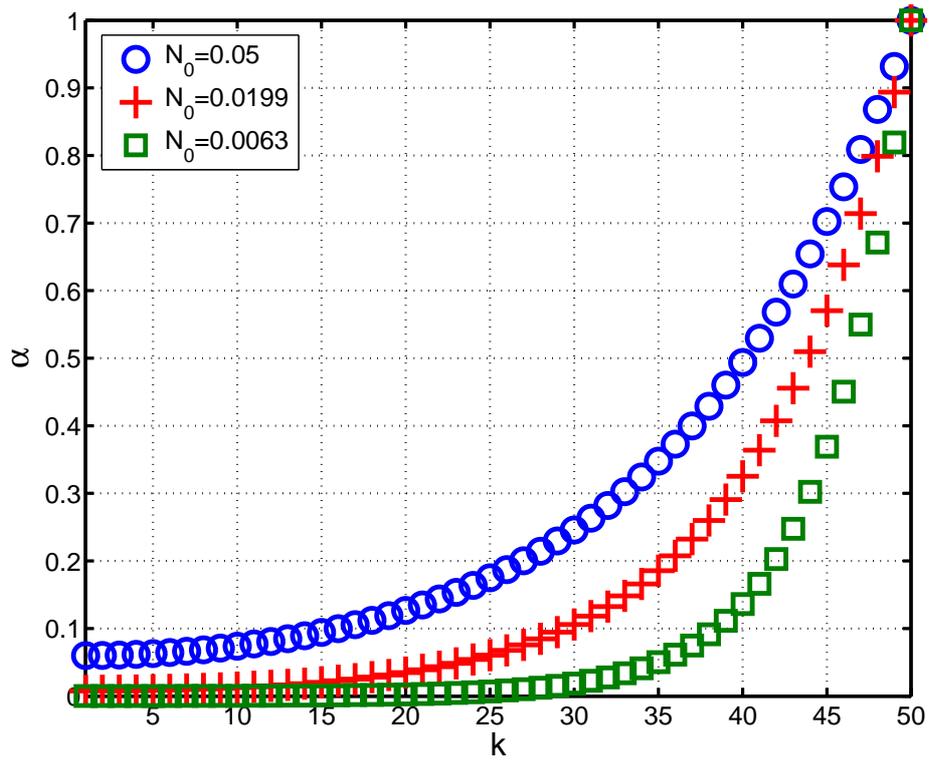


Figura 4.14: Vetor de coeficientes α com ruído de fase fixo $\Delta\nu T_s = 4 \times 10^{-5}$.

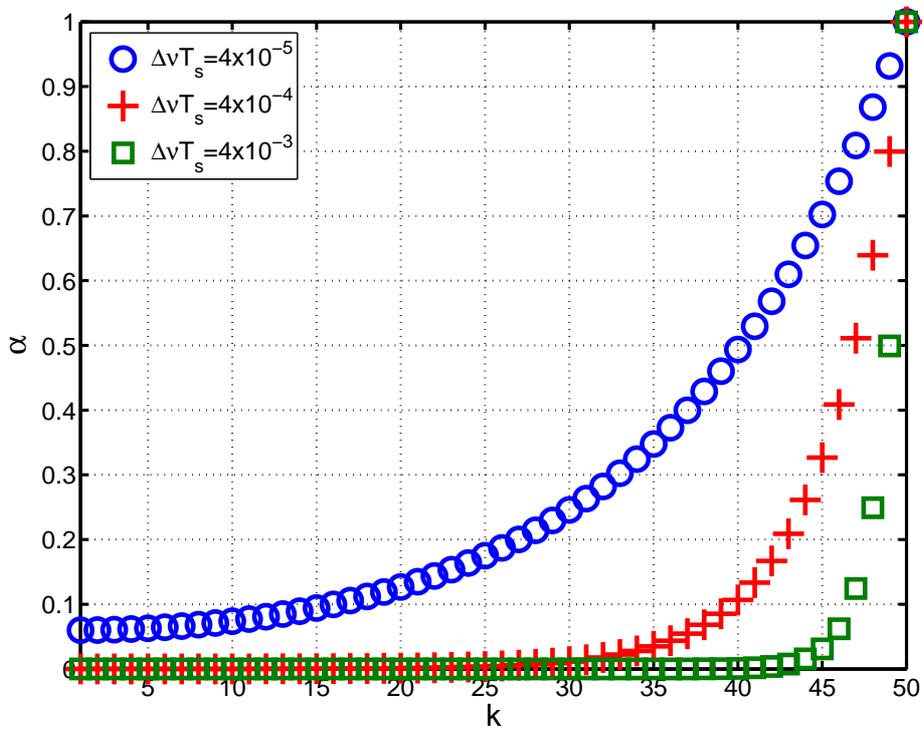


Figura 4.15: Vetor de coeficientes α com ruído aditivo fixo $N_0 = 0,05$.

pior frente ao algoritmo V&V para um mesmo tamanho de filtro. Percebe-se também que o desempenho do DD é altamente dependente da relação sinal ruído, uma vez que erros na decisão provocarão erros na estimativa de fase e conseqüentemente mais erros de decisão gerando um efeito cascata. Todavia, o algoritmo DD utiliza apenas uma multiplicação simples para remoção da dependência de informação, enquanto algoritmos que utilizam a técnica de Viterbi & Viterbi precisam elevar o sinal QPSK a quarta potência. Elevando o sinal a quarta potência o ruído é multiplicado, aumentando a penalidade imposta por este tipo de algoritmo em casos de baixa SNR.

4.3.3 *Hardware Efficient Feedforward*

Os algoritmos V&V *feedforward* e direcionado a decisão envolvem multiplicações complexas na estimativa do ruído de fase e só estimam uma amostra por iteração do algoritmo. Isto será um problema para a implementação em hardware desses esquemas.

A Figura 4.16 mostra o diagrama de blocos dos algoritmo *hardware efficient feedforward* proposto em [16]. A remoção da dependência da informação é semelhante ao do algoritmo V&V. Define-se o desvio de fase ϑ_k do k -ésimo símbolo recebido como:

$$\vartheta_k = 1/4(\arg(r_k^4)), \quad (4.49)$$

em que, r_k é o símbolo recebido.

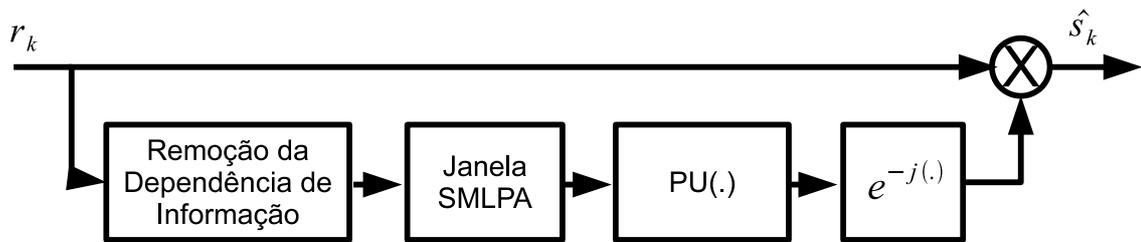


Figura 4.16: Esquema *hardware efficient feedforward*.

A diferença deste esquema para o V&V é o formato do filtro e a maneira que ele é utilizado. Este foi chamado de filtro complexo não linear (*nonlinear complex filter* - NCF) em [17]. A estratégia é utilizar um filtro simétrico em forma de pirâmide em torno do coeficiente central. O filtro apresenta formato parecido ao filtro ML com poucos coeficientes, e tem desempenho melhor se comparado a um simples filtro plano.

A Figura 4.17 mostra como seria um filtro NCF, para isto, foram plotados seus coeficientes normalizados para filtros de diversos tamanhos.

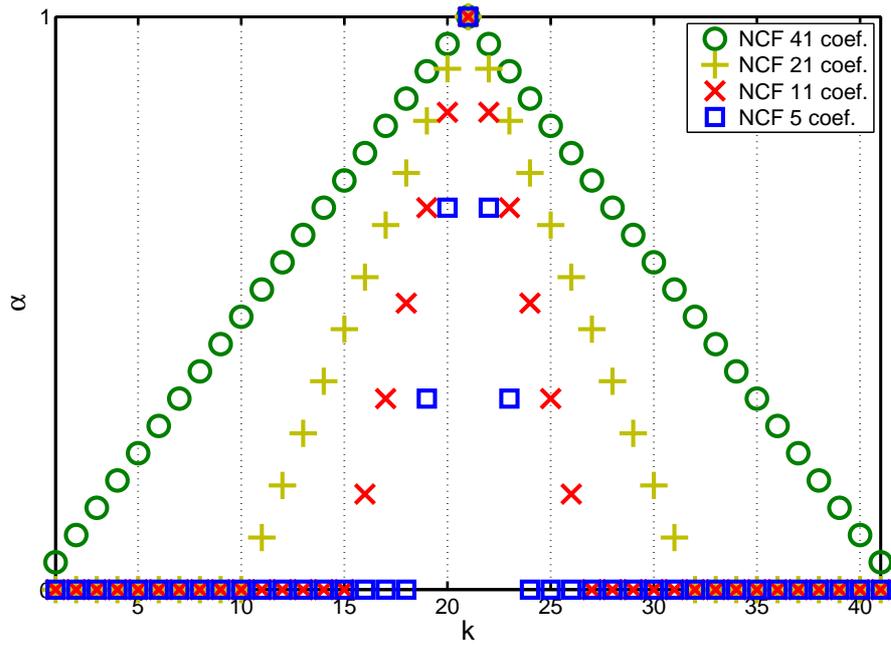


Figura 4.17: Coeficientes normalizados α de filtros NCF.

Uma rede de processamento foi implementada heurísticamente para desempenhar o papel do filtro NCF de maneira eficiente em *hardware*. O mecanismo faz uso de operações seletivas para a estimativa de fase e foi chamado de *selective maximum likelihood phase approximation* (SMLPA) em [16].

Uma janela SMLPA é capaz de fazer estimativas de fase simultâneas em blocos de M amostras, utiliza processamento paralelo e não requer multiplicações complexas ou realimentação. A Figura 4.18 mostra uma janela com $M = 4$ e que utiliza $N = 2$ amostras passadas e futuras para a estimativa de cada $\hat{\theta}_k$.

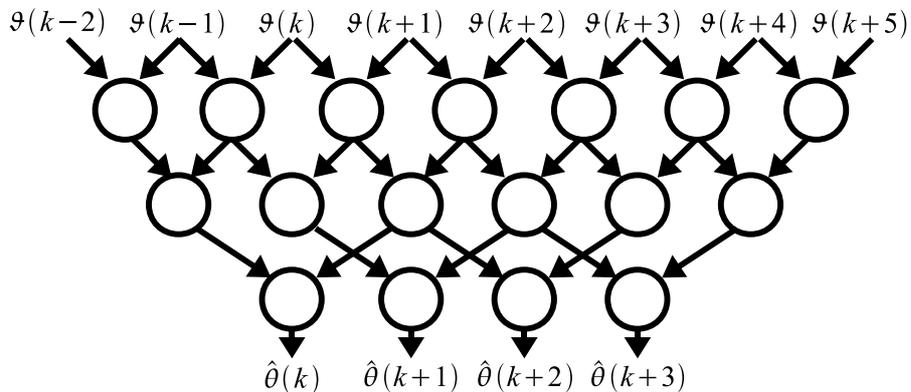


Figura 4.18: Janela SMLPA para $M = 4$ e $N = 2$ (SML2).

Cada célula da janela executa a seguinte operação:

$$\mu = 1/4(\arg(e^{j4\gamma} + e^{j4\beta})), \quad (4.50)$$

em que, γ e β são as entradas da célula e μ é a saída.

Desta forma, a rede pondera mais fortemente as amostras que passam pelo maior número de células, e mais levemente as que passam pelo menor número de células. A rede tem uma configuração tal que imita a resposta do filtro NCF. As células podem efetuar as operações sem fazer multiplicações complexas [16], e a rede reutiliza células na estimativa de desvios de fase adjacentes, permitindo a estimativa de bloco de forma eficiente para a implementação em *hardware*.

Após a estimativa de fase um algoritmo de PU deve ser aplicado, só então o desvio de fase estimado pode compensar o sinal recebido.

O algoritmo *hardware efficient feedforward* deve apresentar desempenho semelhante ao V&V para filtros com poucos coeficientes. Para filtros mais longos o NCF não aproxima bem um filtro ML e deve apresentar penalidades.

4.4 Recuperação de Portadora

Como visto na Seção 4.2, o desvio de frequência causa uma intensa rotação do sinal que os recuperadores de fase não são capazes de seguir. A recuperação de portadora deve ser feita antes da estimativa de fase dos recuperadores de fase. Um algoritmo de recuperação de portadora pode ser acoplado aos algoritmos de recuperação de fase, aproveitando a remoção de dependência da informação. A estratégia deste algoritmo é medir o desvio de fase entre dois símbolos adjacentes, com isto pode-se obter uma estimativa do desvio de frequência incidente no sinal [12]. O sinal recebido r_k com desvio de frequência pode ser descrito como:

$$r_k = s_k e^{j(\theta_k + k\Delta_\phi)} + w_k, \quad (4.51)$$

em que s_k é o sinal transmitido, θ_k o ruído de fase, Δ_ϕ o desvio de fase causado pelo desvio de frequência em cada símbolo k e w_k o ruído aditivo gaussiano complexo de média nula e variância $\sigma_w^2 = N_0$.

Quando o sinal r_k é elevado a M-ésima potência, a dependência da informação é removida. Chega-se a expressão:

$$r_k^M = E_s^{M/2} e^{jM(\theta_k + k\Delta_\phi)} + z_k. \quad (4.52)$$

em que, z_k é o termo de ruído definido na Equação 4.16.

Multiplicado uma amostra r_k^M por sua adjacente conjugada r_{k-1}^{M*} resultará o seguinte:

$$r_k^M \cdot r_{k-1}^{M*} \approx (E_s^{M/2} e^{jM(\theta_k + k\Delta_\phi)} + z_k) \cdot (E_s^{M/2} e^{jM[\theta_{k-1} + (k-1)\Delta_\phi]} + z_{k-1})^*; \quad (4.53)$$

$$\approx (E_s^{M/2} e^{jM(\theta_k + k\Delta_\phi)} + z_k) \cdot (E_s^{M/2} e^{-jM[\theta_{k-1} + (k-1)\Delta_\phi]} + z_{k-1}^*); \quad (4.54)$$

$$\approx E_s^M e^{jM(\Delta_m + \Delta_\phi)} + N_k, \quad (4.55)$$

em que se chamou de N_k os termos de ruído agregados cuja média é nula, e Δ_m a variável aleatória definida na Equação 4.2 também com média nula.

Pode-se estimar o desvio de fase causado pelo desvio de frequência entre símbolos, Δ_{θ_k} , da seguinte maneira:

$$\Delta_{\theta_k} = \frac{1}{M} \arg (r_k^M \cdot r_{k-1}^{M*}), \quad (4.56)$$

como este desvio é constante entre os símbolos, podem-se obter várias estimativas e então obter uma média para estimar Δ_ϕ . Então:

$$\hat{\Delta}_\phi = E \{ \Delta_{\theta_i} \}, \quad (4.57)$$

Com a estimativa, $\hat{\Delta}_\phi$, é possível compensar o desvio de fase causado pelo desvio de frequência no sinal recebido. Após esta compensação, os algoritmos de recuperação de fase podem ser empregados.

5 SISTEMA EXPERIMENTAL

Neste trabalho foram usados dados experimentais. O diagrama da Figura 5.1 mostra como eles foram gerados.

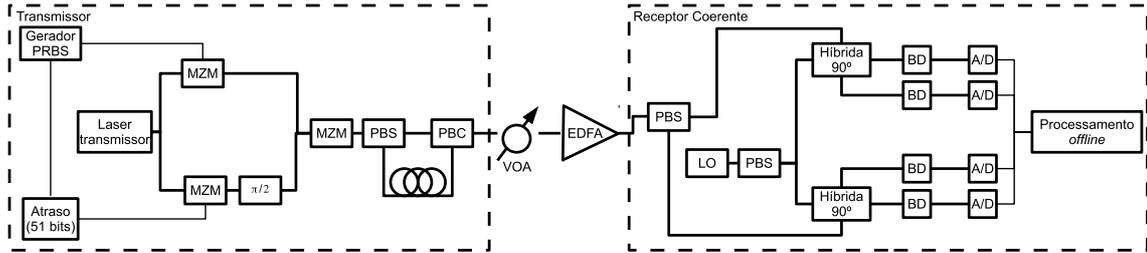


Figura 5.1: Diagrama do sistema experimental.

Utilizou-se um gerador de seqüências binárias pseudo-aleatórias (*pseudo random binary sequence* - PRBS) trabalhando à taxa de 28 Gbit/s. O gerador de PRBS é composto por um registrador chamado de *linear feedback shift register* (LFSR) de ordem 11, ou seja, o LFSR é composto por 11 elementos de atraso. A seqüência binária aleatória gerada tem tamanho $2^{11} - 1 = 2047$ bits. Ela é repetida indefinidamente. A Figura 5.2 mostra o LFSR de ordem 11 utilizado no experimento.

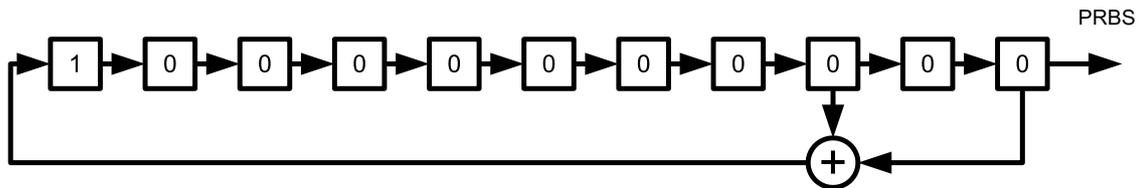
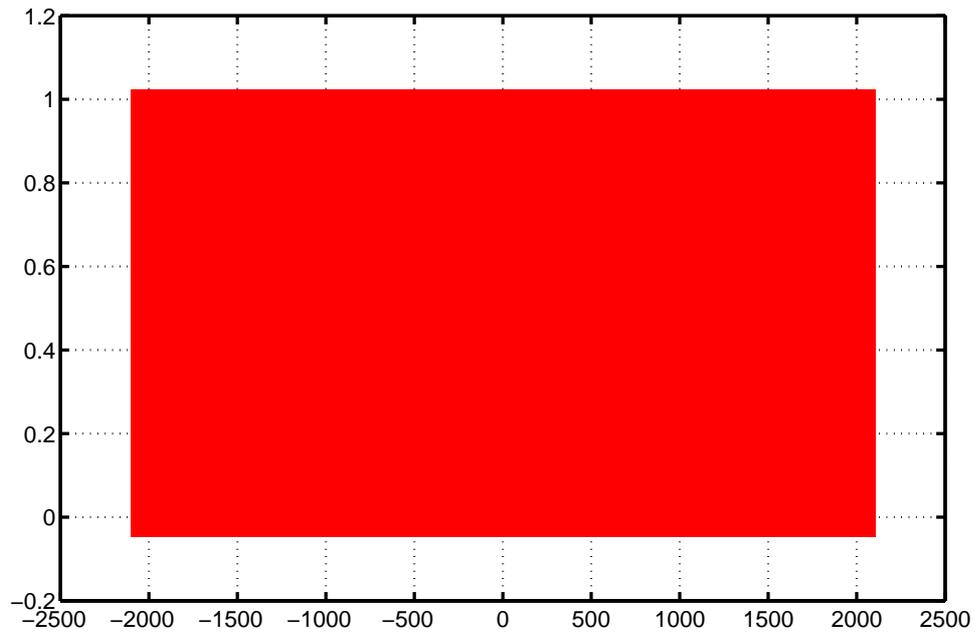


Figura 5.2: *Linear feedback shift register* (LFSR) de ordem 11.

Moduladores Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder modulator* - MZM) modulam a portadora óptica com a seqüência binária para a componente em fase e a mesma seqüência atrasada de 51 bits gera a componente em quadratura, os sinais combinados formam um sinal modulado QPSK. O modulador Mach-Zehnder seguinte é utilizado para formatação do pulso, neste experimento, foi utilizada a formatação de pulso retorna a zero (*return-to-zero* - RZ). Para a geração de duas polarizações ortogonais um separador de feixes de polarização (*polarization beam splitter* - PBS) separa o sinal em duas polarizações ortogonais, uma das polarizações é atrasada ao passar por um pedaço de fibra de manutenção de polarização (*polarization maintaining fiber* - PMF) e então as pola-

rizações ortogonais são combinadas por um combinador de feixes de polarização (*polarization beam combiner* - PBC), resultando em sinal DP-QPSK à taxa de 28 Gbaud.

O atraso de 51 bits entre as sequências binárias do sinal QPSK, e o atraso gerado entre as polarizações ortogonais, permitem a descorrelação dos sinais. A função de correlação apresentada na Figura 5.3 mostra que uma PRBS não tem correlação com esta mesma sequência atrasada.



Neste caso, utilizou-se o algoritmo V&V para a recuperação de fase com filtro ML de 41 coeficientes.

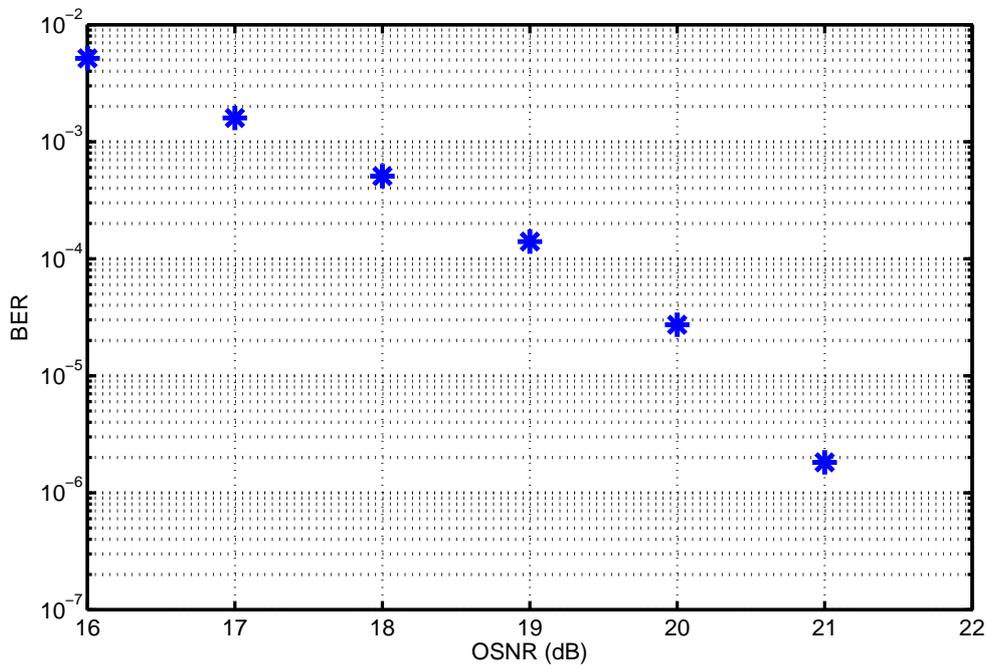


Figura 5.4: BER x OSNR.

A BER foi analisada a partir de uma sequência limitada a 2×10^6 bits para cada ponto. Não se detectou nenhum erro a partir de 22 dB de OSNR.

Partindo destes princípios, os diferentes tipos de recuperação de fase apresentados no trabalho puderam ser testados. Porém, a implementação dos filtros ML utilizados na recuperação de fase dos algoritmos V&V e DD requerem a relação sinal ruído observada no domínio elétrico (SNR). Em um receptor óptico real não é possível medir este parâmetro e por isso aplicou-se uma técnica de estimação.

5.1 Estimação de SNR

Para o processamento de dados experimentais, utilizou-se a técnica proposta em [14] para estimação da relação sinal ruído a partir do sinal ruidoso. A SNR no domínio elétrico é importante para a construção do filtro ML nos algoritmos de recuperação de fase, e também para comparação entre o desempenho do sistema e o limite de desempenho teórico.

Os parâmetros de energia de símbolo E_s e variância do ruído aditivo N_0 podem ser estimados da seguinte forma:

$$\hat{E}_s = \sqrt{2\overline{|r|^2}^2 - \overline{|r|^4}}, \quad (5.1)$$

$$\hat{N}_0 = \overline{|r|^2} - \hat{E}_s, \quad (5.2)$$

em que, $\overline{(\cdot)}$ é a esperança de (\cdot) e r é o sinal recebido.

A Figura 5.5 mostra a relação encontrada entre a OSNR e a SNR para este sistema. A SNR foi estimada em $0,5 \times 10^6$ símbolos para cada modo de polarização ortogonal do sinal.

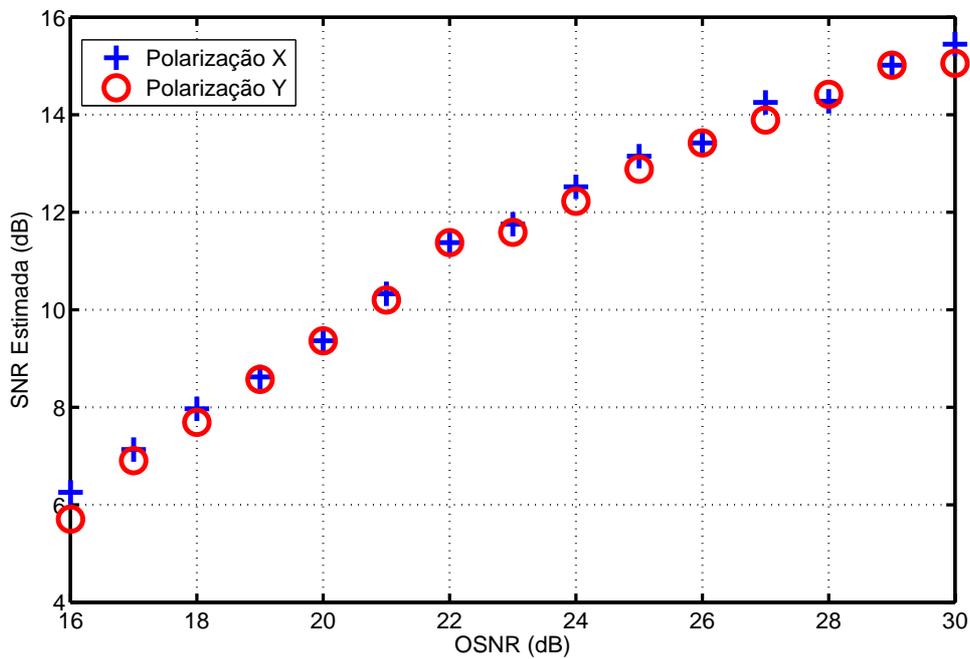


Figura 5.5: Relação entre OSNR e SNR.

Com a estimativa de SNR é possível a implementação do filtro ML para sinais experimentais. No entanto, uma estimativa errada da SNR interfere no formato do filtro ML, degradando seu desempenho. Esta situação será analisada na Seção 6.1.

6 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Nesta seção estão expostos todos os resultados e simulações realizados neste trabalho. Para validação das simulações, estão incluídos resultados obtidos a partir do processamento de dados experimentais.

Este capítulo é dividido da seguinte maneira: a Seção 6.1 faz uma análise do impacto de estimativas incorretas da SNR no desempenho das técnicas de recuperação de fase, a Seção 6.2 avalia as três técnicas de recuperação de fase investigadas nesta dissertação, e a Seção 6.3 verifica o desempenho do algoritmo de recuperação de portadora.

6.1 Análise da Estimação de SNR

Para analisar o impacto de estimativas de SNR ruins, dois sistemas foram simulados, e erros de ± 3 dB e ± 6 dB na estimativa de SNR foram forçados. Neste experimento o algoritmo V&V com filtro ML de 41 coeficientes foi empregado na recuperação de fase e 10^6 bits utilizados na contagem de erros. O filtro com 41 coeficientes foi escolhido por impor baixa penalidade para os casos testados ($< 0,5$ dB), e por exibir desempenho similar ($< 0,1$ dB de diferença) a filtros com desempenho mais longos (81 coeficientes), enquanto mantém a complexidade de simulação baixa.

A Figura 6.1 mostra a curva de SNR dada em E_b/N_0 versus taxa de erro de bit de um sistema DCQPSK simulado a taxa de 10 Gbaud e que utiliza lasers de 1 MHz de largura de linha.

A subestimação da SNR alarga a resposta do filtro ML fazendo amostras distantes mais significativas, reduzindo a seletividade do filtro ao ruído de fase. Por outro lado, a superestimação da SNR afina sua resposta penalizando a mitigação do ruído aditivo. Nesta simulação, percebe-se que erros de -3 dB e -6 dB causam a maior penalidade, enquanto o afinamento do filtro causado pelos erros de $+3$ dB e $+6$ dB não foi suficiente para causar grande penalidade. Este comportamento se deve ao filtro ML de 41 coeficientes empregado nesta simulação, ele é grande o suficiente para uma boa mitigação do ruído aditivo, mesmo com o afinamento de sua resposta.

A Figura 6.2 mostra a curva de SNR X BER para um sistema simulado que utiliza

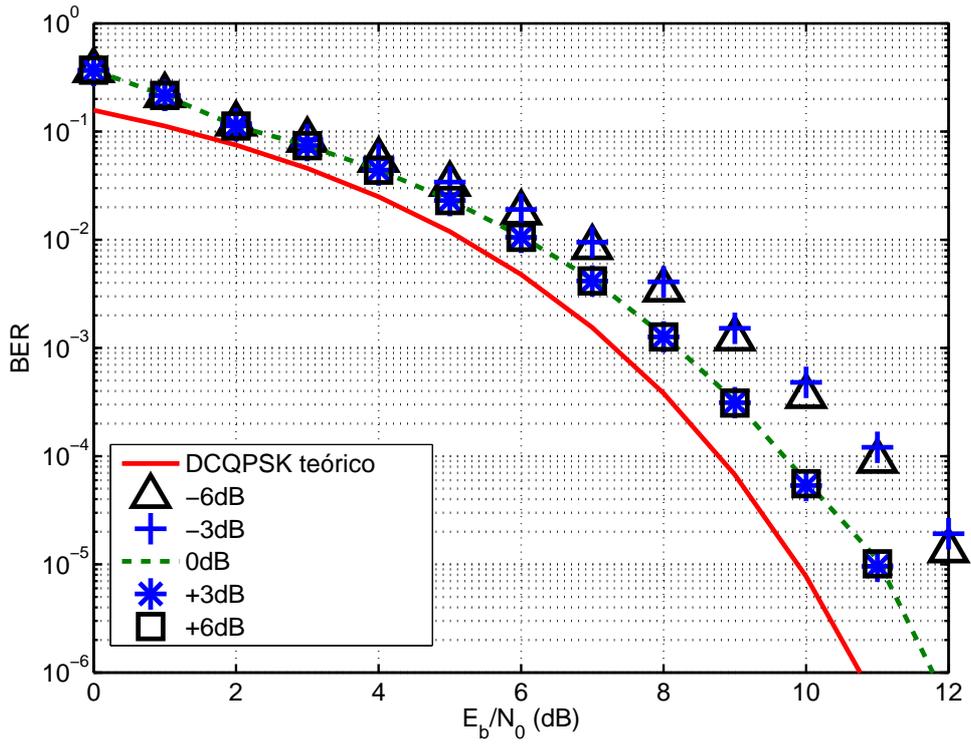


Figura 6.1: Curvas de E_b/N_0 x BER para 10 Gbaud.

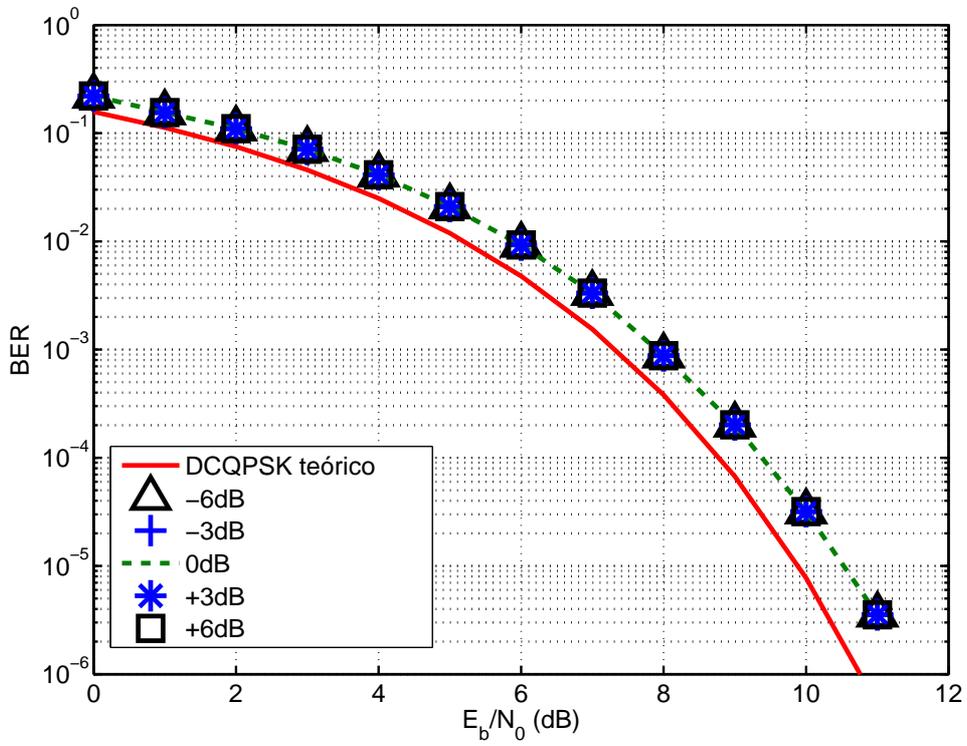


Figura 6.2: Curvas de E_b/N_0 x BER para 25 Gbaud.

modulação DCQPSK a taxa de 25 Gbaud e utiliza lasers de 1 MHz de largura de linha. Foram usados 10^6 bits para contagem de erros.

Aumentando a taxa de transmissão para 25 Gbaud, o algoritmo V&V com filtro ML de 41 coeficientes não mostra penalidades para erros de estimativa de SNR de -6 dB a $+6$ dB. Períodos de símbolo mais curtos fazem o ruído de fase menos importante e a estimativa de fase mais tolerante a mudanças no formato do filtro.

6.2 Análise da Recuperação de Fase

Nesta seção, os algoritmos de recuperação de fase apresentados no trabalho são analisados. Nas simulações variou-se o tamanho dos filtros utilizados, e suas tolerâncias ao ruído de fase foram comparadas. Sequências de 4×10^6 bits foram usadas em cada caso. Nas simulações foram levantadas as curvas de penalidade em dB versus o parâmetro de ruído de fase $\Delta\nu T_s$ para cada caso. A penalidade é referente à SNR teoricamente requerida pelo sistema para uma BER de 10^{-3} . O valor de $7,35$ dB foi utilizado, dado pela Equação 3.77. As simulações têm uma resolução de $0,05$ dB.

O desempenho do algoritmo V&V foi testado com os filtros ML, plano e NCF. Os algoritmos DD e *hardware efficient* também foram testados e estão indicados nos gráficos como DD e SML (uma redução da sigla SMLPA da Seção 4.3.3), respectivamente. Para cada caso, filtros com 5, 11, 21 e 41 coeficientes são comparados. A penalidade observada pelos algoritmos aplicados a dados experimentais também foi analisada, os dados experimentais são utilizados para validação das simulações. Para o levantamento da penalidade utilizando dados experimentais, fez-se a interpolação linear entre dois pontos com BER próxima a 10^{-3} , e então a penalidade é avaliada perante à SNR estimada em cada situação. Em cada ponto, a BER é calculada utilizando 10^6 bits.

As Figuras 6.3 e 6.4 mostram as curvas de penalidade para os algoritmos com filtros de 5 coeficientes. Observa-se que para $\Delta\nu T_s$ menores que 3×10^{-4} todos algoritmos mostram penalidades menores que 1 dB, e o DD apresenta penalidade menor que $0,5$ dB neste caso. Para $\Delta\nu T_s$ maiores que 3×10^{-4} os algoritmos se perdem rapidamente, o DD e o V&V com filtro plano mostram-se particularmente sensíveis a estes níveis de ruído de fase. O filtro plano pondera igualmente amostras mais distantes tornando-se inefetivo para sistemas com alto ruído de fase, enquanto o DD se perde por não utilizar amostras futuras. O algoritmo *hardware efficient* com a janela de filtragem SMLPA mostrou boa aproximação ao V&V com filtro NCF, que por sua vez mostrou

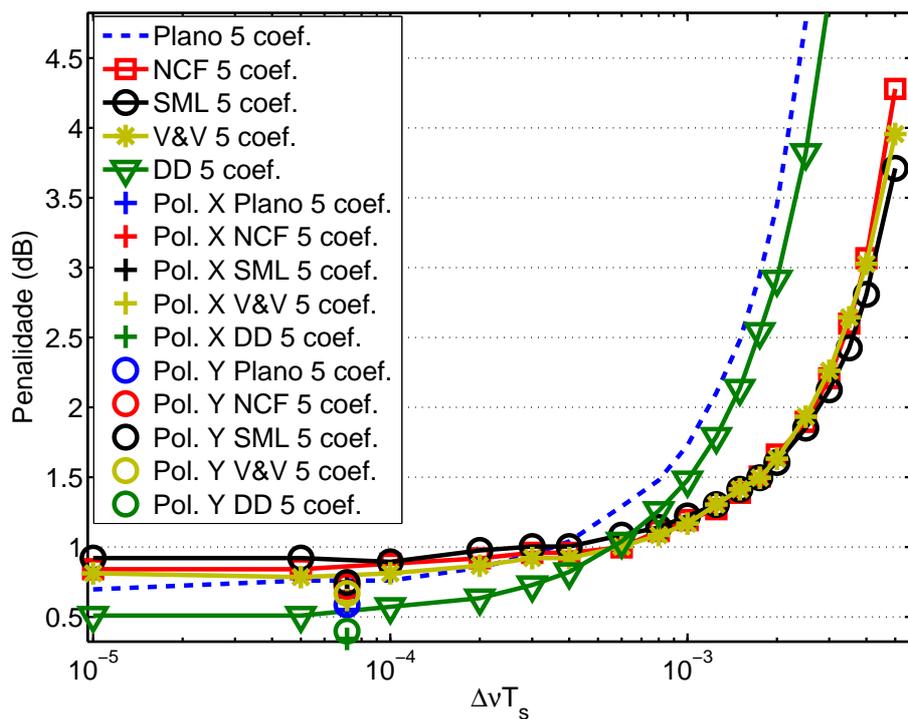


Figura 6.3: Curvas de penalidade para os algoritmos com filtros de 5 coeficientes.

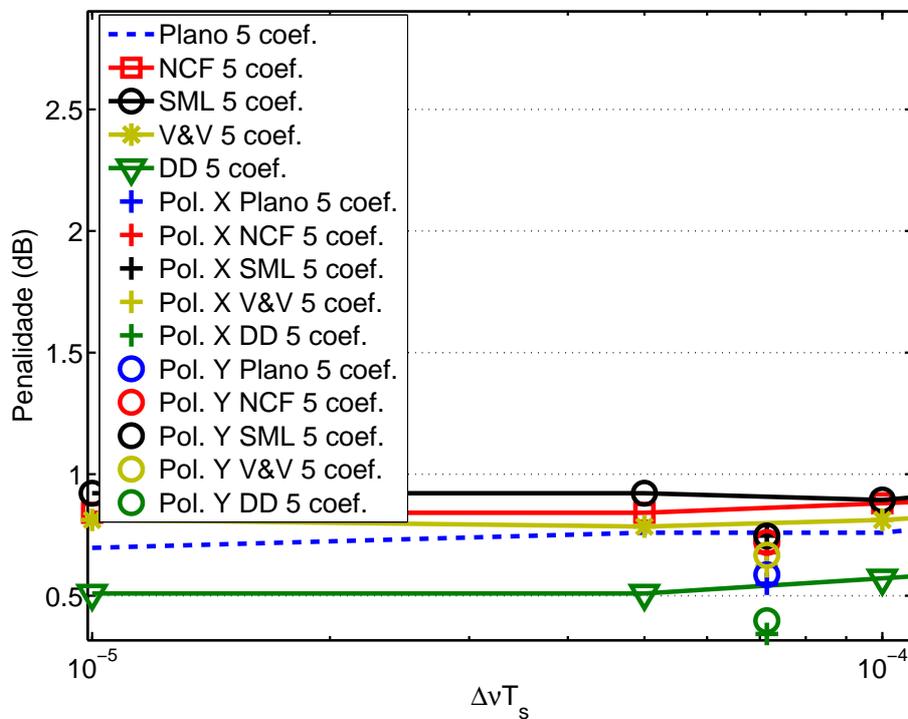


Figura 6.4: Detalhe das penalidades para os algoritmos com filtros de 5 coeficientes.

penalidades muito próximas ao V&V com filtro ML, nos três casos, diferenças menores que 0,1 dB foram observadas.

Na Figura 6.4 pode-se ver em maior detalhe os pontos obtidos com dados experimentais, em que o sinal “+” representa a orientação de polarização ortogonal X e o sinal “o” a orientação de polarização Y. Os pontos mostram o mesmo comportamento das curvas obtidas nas simulações, com diferenças menores que 0,2 dB entre os modelos. Lembrando que a resolução dos resultados simulados é de 0,05 dB e a penalidade calculada para os dados experimentais é estimada.

Na Figura 6.5 pode-se ver que o aumento do tamanho dos filtros para 11 coeficientes diminui a penalidade dos algoritmos para baixos $\Delta\nu T_s$, apresentando penalidades menores que 0,5 dB para $\Delta\nu T_s$ menores que 1×10^{-4} . O filtro NCF ainda mostra boa aproximação ao filtro ML com 11 coeficientes. Para $\Delta\nu T_s$ maiores que 1×10^{-4} , os algoritmos degradam-se rapidamente, no entanto, o V&V com filtros ML e NCF continua a apresentar penalidade menor que 0,5 dB até $\Delta\nu T_s = 3 \times 10^{-4}$.

Na Figura 6.6 pode-se ver em maior detalhe que os algoritmos apresentam o mesmo comportamento para um sistema real. Os pontos obtidos com dados experimentais apresentam menos de 0,3 dB de diferença para o sistema simulado. A penalidade calculada para os dados experimentais pode sofrer com a estimativa de SNR realizada. Caso a SNR seja subestimada os pontos aparecerão com uma penalidade menor que a real.

Na Figura 6.7, filtros com 21 coeficientes melhoram ainda mais o desempenho dos algoritmos. Para $\Delta\nu T_s$ menores que 5×10^{-5} , penalidades menores que 0,3 dB foram observadas em todos os casos. O algoritmo V&V com filtro ML mantém este desempenho até $\Delta\nu T_s = 2 \times 10^{-4}$ com o filtro NCF mostrando boa aproximação. Ambos mostram penalidade menor que 1 dB até $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-3}$, enquanto o DD e o V&V com filtro plano já se degradaram. Na Figura 6.8 pode-se observar que o incremento dos filtros para 21 coeficientes também melhorou o desempenho do sistema experimental, e este ainda apresenta diferença menor que 0,3 dB para o sistema simulado.

Na Figura 6.9 pode-se ver que os algoritmos chegam próximo ao limite teórico para $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-5}$, apresentando penalidade inferior a 0,2 dB para $\Delta\nu T_s$ menores que 2×10^{-5} . O algoritmo V&V com filtro ML e NCF mantém esta penalidade até $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-4}$. Para filtros com 41 coeficientes, o filtro NCF apresenta degradação mais rápida que o filtro ML a partir de $\Delta\nu T_s = 3 \times 10^{-4}$. Já o algoritmo DD e o V&V com filtro plano só se comportam bem para baixo ruídos de fase, neste caso eles degradam-se rapidamente a partir de $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-4}$. Em detalhe, a Figura 6.10 mostra que os algoritmos mantêm o mesmo comportamento para o sistema experimental.

De modo geral, observa-se que o incremento no tamanho do filtro ML melhora o

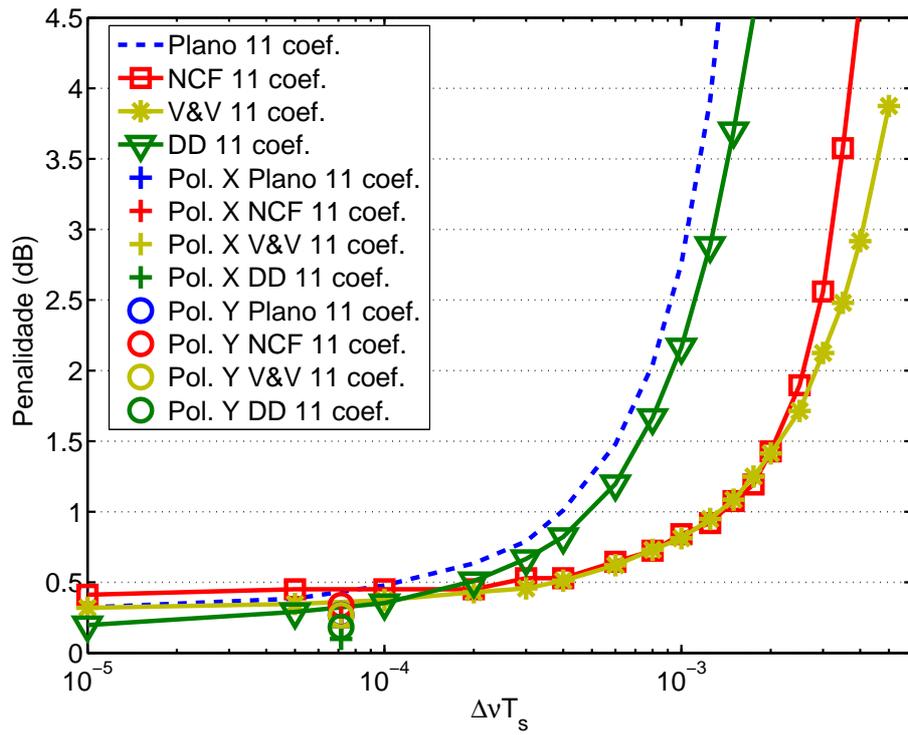


Figura 6.5: Curvas de penalidade para os algoritmos com filtros de 11 coeficientes.

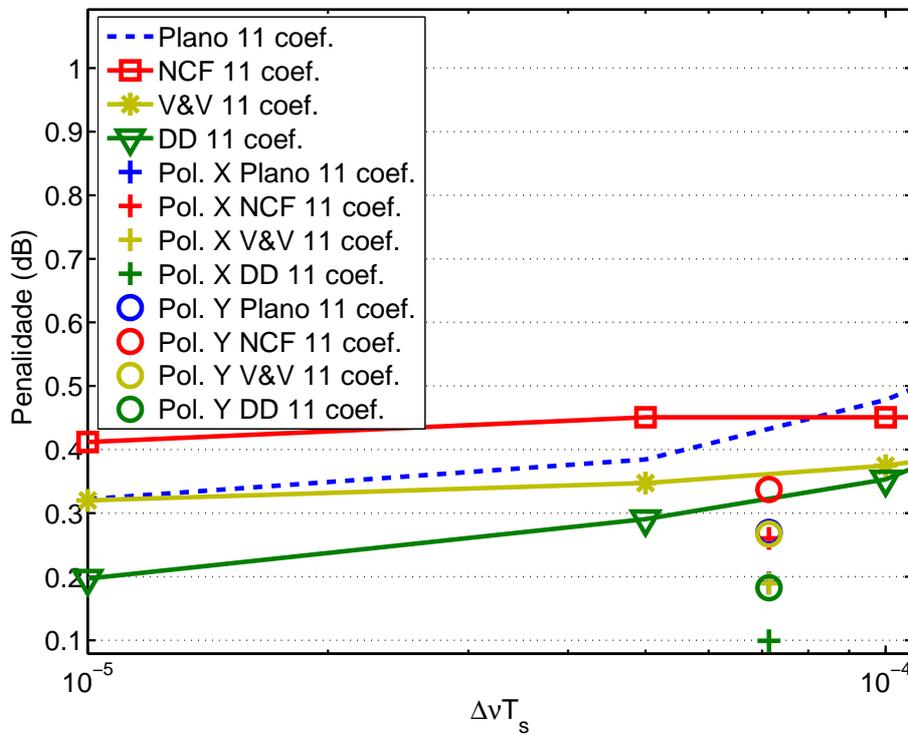


Figura 6.6: Detalhe das penalidades para os algoritmos com filtros de 11 coeficientes.

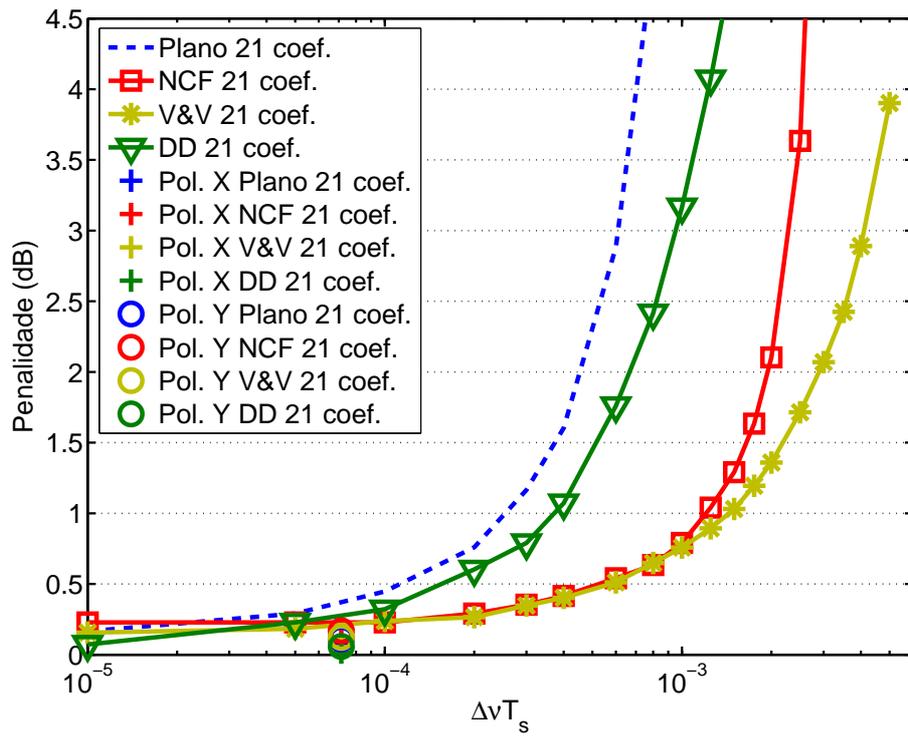


Figura 6.7: Curvas de penalidade para os algoritmos com filtros de 21 coeficientes.

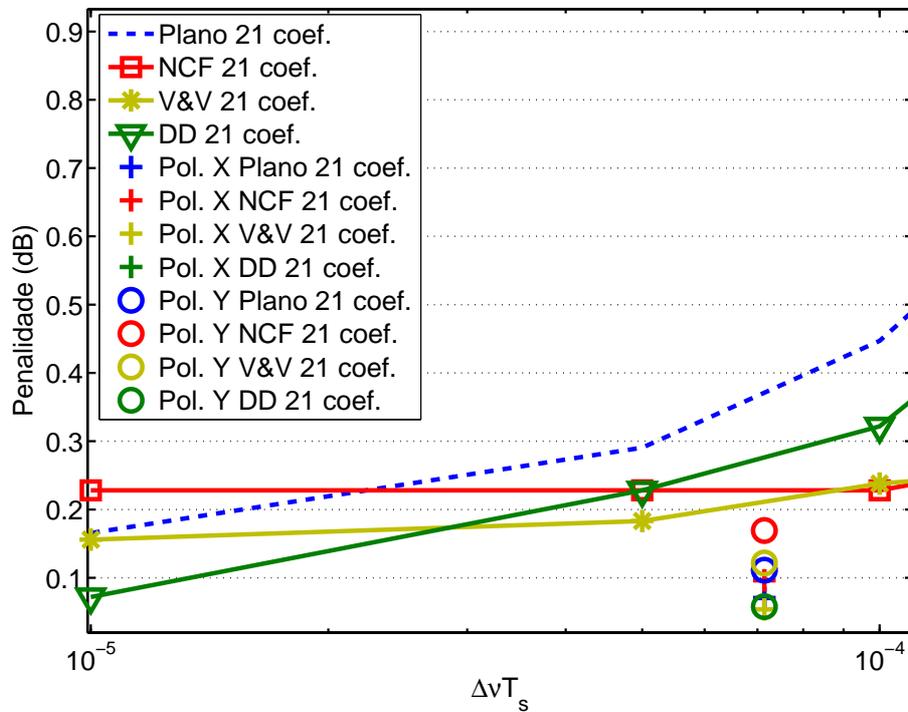


Figura 6.8: Detalhe das penalidades para os algoritmos com filtros de 21 coeficientes.

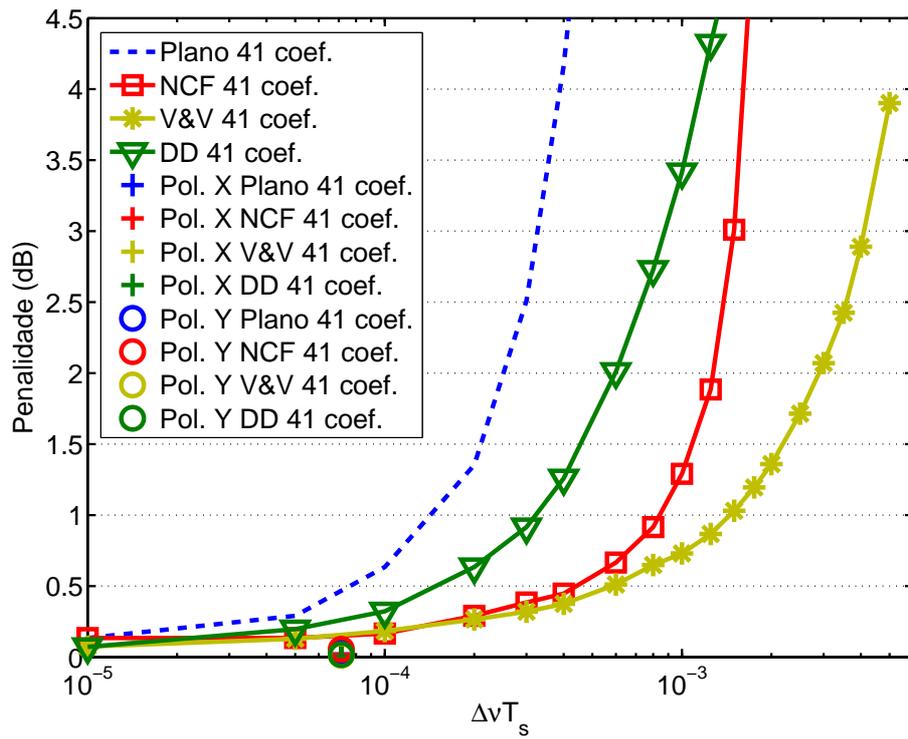


Figura 6.9: Curvas de penalidade para os algoritmos com filtros de 41 coeficientes.

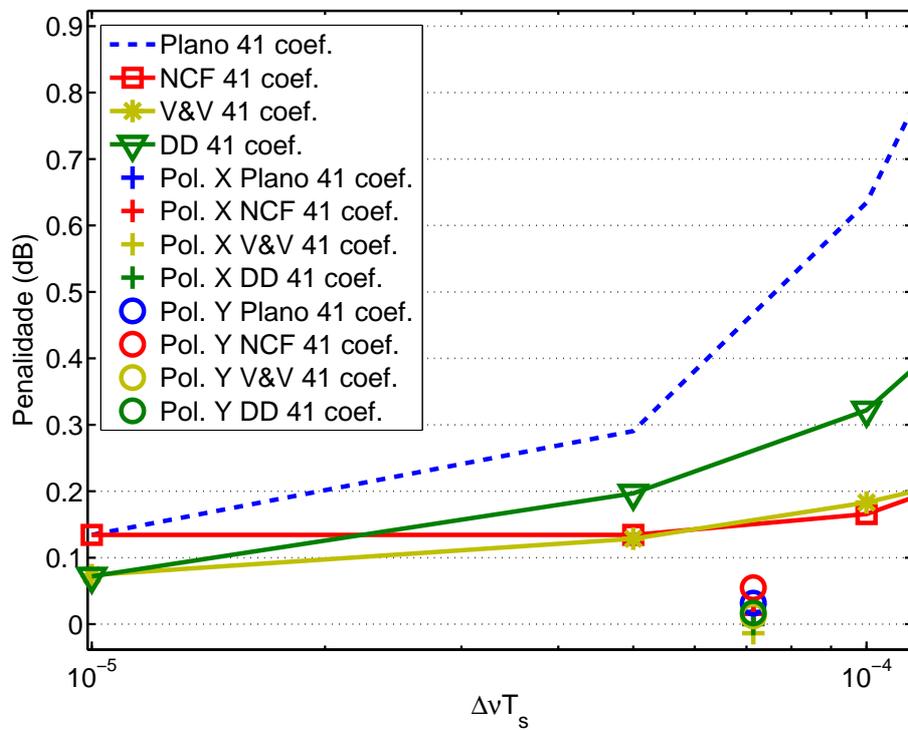


Figura 6.10: Detalhe das penalidades para os algoritmos com filtros de 41 coeficientes.

desempenho dos algoritmos V&V e DD apenas para ruídos de fase baixos ($\Delta\nu T_s < 10^{-3}$). Para ruídos de fase mais intensos, filtros maiores aumentam a complexidade, sem melhorar o desempenho. Para a região de baixo ruído de fase ($\Delta\nu T_s < 10^{-3}$) o efeito do ruído branco aditivo torna-se predominante, e o tamanho do filtro é claramente o principal fator para o bom desempenho dos algoritmos.

Particularmente, o algoritmo DD mostrou melhor desempenho para $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-5}$, neste ponto o efeito do ruído aditivo é predominante e o modo como é feita a remoção da informação mostra-se relevante. No caso do algoritmo V&V, a informação é removida elevando o sinal à quarta potência, multiplicando assim a intensidade do ruído aditivo, já no caso do DD isto não acontece. O filtro ML do DD com apenas amostras passadas mostra sua deficiência para $\Delta\nu T_s > 10^{-4}$, ainda que, para $\Delta\nu T_s > 10^{-3}$ a penalidade de todos os algoritmos aumenta rapidamente.

As Figuras 6.11 a 6.14 mostram a penalidade dos filtros Plano, NCF, ML V&V e ML DD para diversos casos de ruído de fase, mas desta vez os gráficos foram plotados em função do número de coeficientes. Na Figura 6.11, em que o parâmetro de ruído de fase é $\Delta\nu T_s = 10^{-5}$, todos os algoritmos melhoram seu desempenho com o aumento do número de coeficientes. Neste caso, o ruído de fase é brando então o ruído aditivo torna-se mais relevante, por isso, filtros com mais coeficientes mostram-se mais robustos.

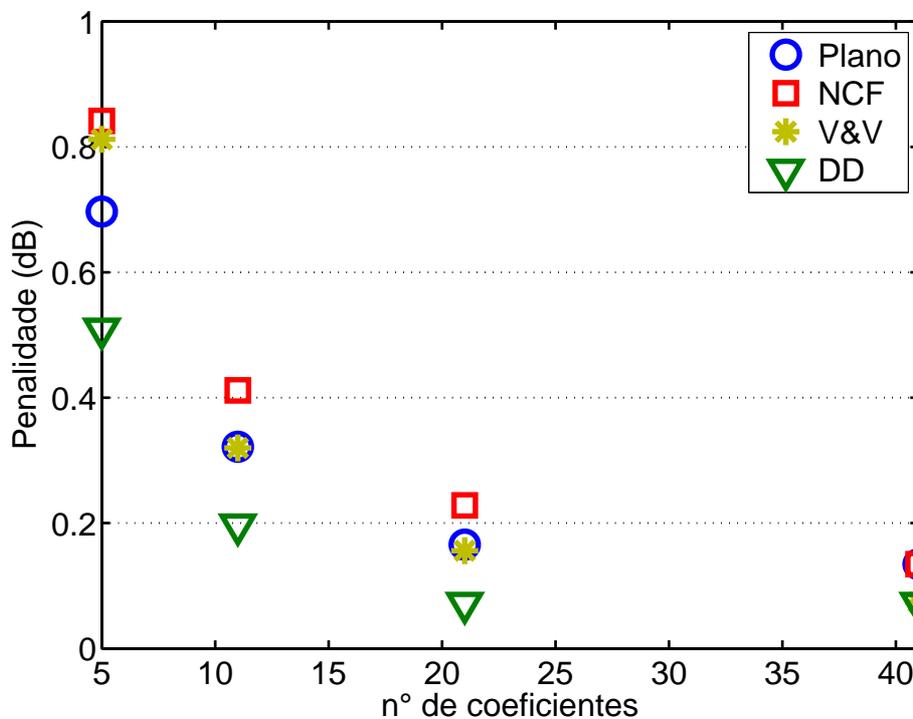


Figura 6.11: Curvas de penalidade para os algoritmos para $\Delta\nu T_s = 10^{-5}$.

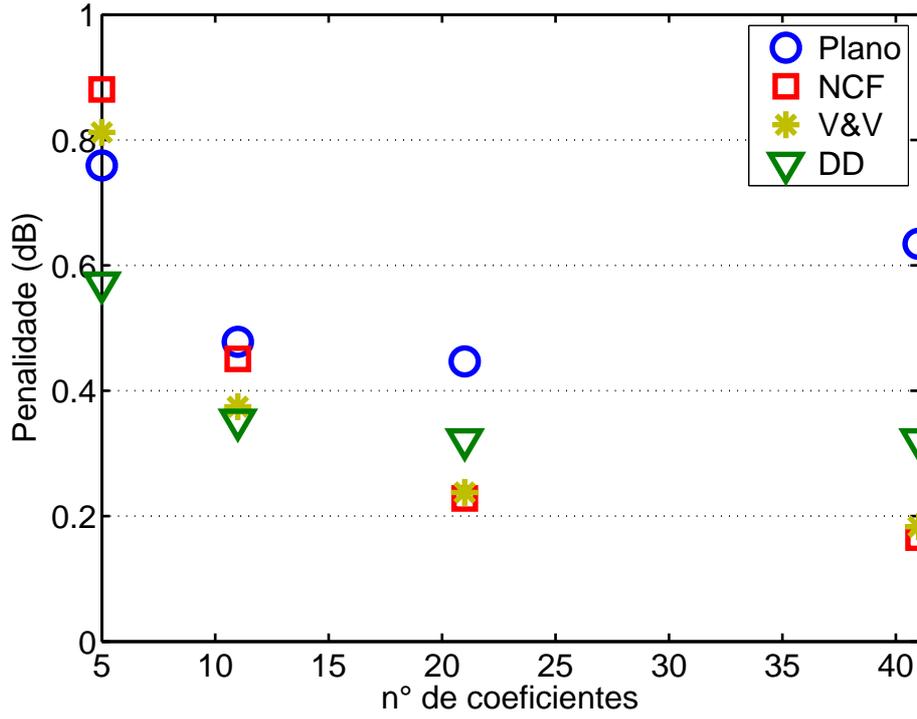


Figura 6.12: Curvas de penalidade para os algoritmos para $\Delta\nu T_s = 10^{-4}$.

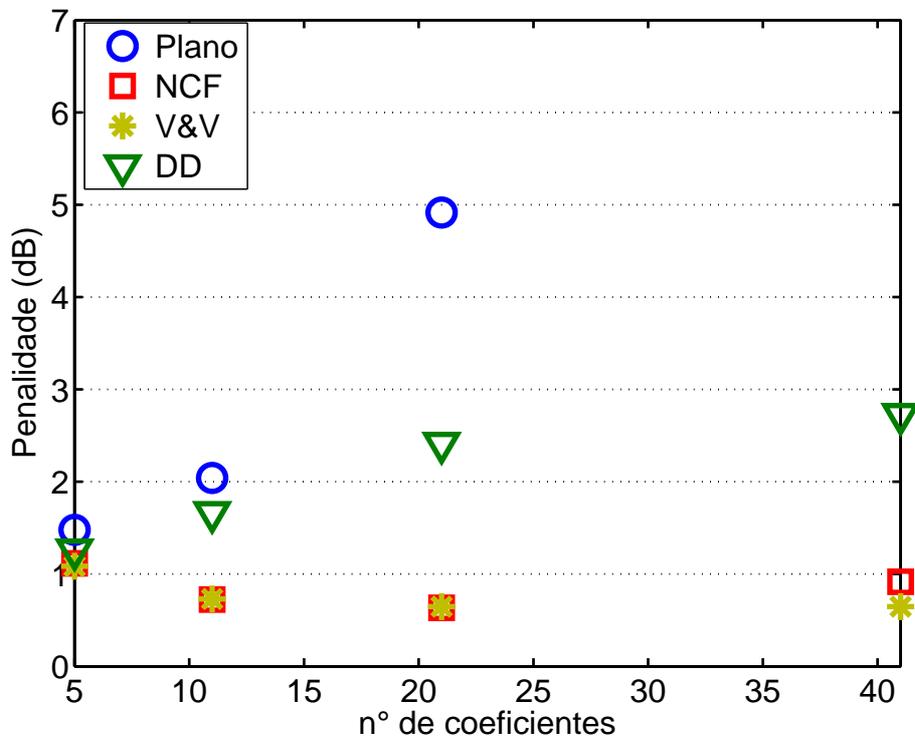


Figura 6.13: Curvas de penalidade para os algoritmos para $\Delta\nu T_s = 8 \times 10^{-4}$.

Na Figura 6.12 pode-se ver que o filtro plano apresenta crescimento de penalidade a partir de 21 coeficientes. Para este ruído de fase, agora maior ($\Delta\nu T_s = 10^{-4}$), o filtro plano já não consegue fazer uma boa estimativa do ruído de fase, penalizando o desempenho do sistema.

Na Figura 6.13 pode-se observar que algoritmo DD apresenta desempenho inferior ao algoritmo V&V com filtro ML ou NCF. Para um ruído de fase com parâmetro $\Delta\nu T_s = 8 \times 10^{-4}$, erros causados pelo ruído de fase prejudicam o funcionamento do DD, degradando seu desempenho.

Na Figura 6.14, pela primeira vez, o filtro NCF deixa de acompanhar o desempenho do filtro ML a partir de 21 coeficientes. A aproximação ao filtro ML com filtro NCF se mostrou muito boa até $\Delta\nu T_s = 8 \times 10^{-4}$. Para $\Delta\nu T_s = 1,5 \times 10^{-3}$, a aproximação para filtros com mais de 21 coeficientes mostra-se ineficiente.

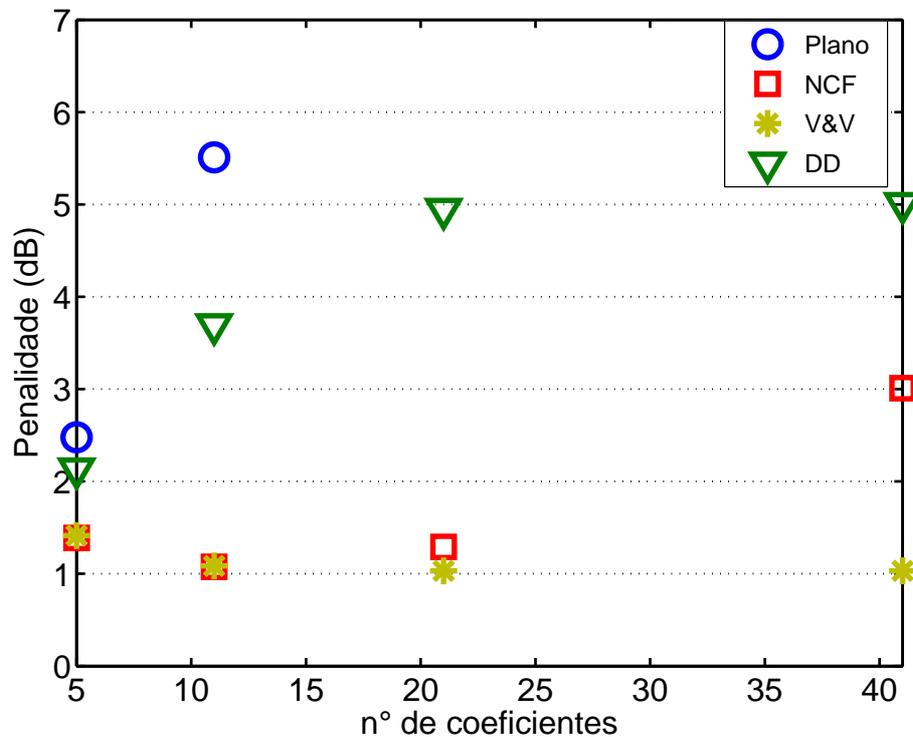


Figura 6.14: Curvas de penalidade para os algoritmos para $\Delta\nu T_s = 1,5 \times 10^{-3}$.

A Tabela 6.1 resume o comportamento dos algoritmos apresentados neste trabalho. Tendo o menor custo computacional, o algoritmo *hardware efficient feedforward* apresenta desempenho muito semelhante ao algoritmo V&V. Por isso, conclui-se que para sistemas ópticos DP-QPSK à 28 Gbaud (100 GBE) o algoritmo *hardware efficient feedforward* apresenta a melhor solução de compromisso entre custo computacional e desempenho.

Algoritmo	Prós	Contras	Comentário
Viterbi & Viterbi <i>feedforward</i> (V&V)	Filtro pode utilizar amostras passadas e futuras. Apresenta desempenho superior em situações de alto ruído de fase ($\Delta\nu T_s > 10^{-4}$). Não requer <i>feedback</i> .	Multiplica a intensidade do ruído aditivo. Requer utilização de um desempacotador de fase. Realiza multiplicações complexas.	Preferível em situações em que se deseja o máximo de desempenho e que o custo computacional seja menos importante.
Direcionado a Decisão (DD)	Melhor desempenho para situações de baixa SNR (< 6 dB) e filtros pequenos (< 10 coef.). Não necessita de desempacotamento de fase.	Necessita de <i>feedback</i> . Pode ocasionar erros em cascata. Não tem bom desempenho em situações de alto ruído de fase ($\Delta\nu T_s > 10^{-4}$)	Preferível quando o tamanho do filtro é limitado e a SNR é baixa.
<i>Hardware efficient feedforward</i>	Desempenho próximo ao V&V. Implementação computacionalmente eficiente.	Necessita de desempacotamento de fase. Desempenho inferior em situações de alto ruído de fase ($\Delta\nu T_s > 10^{-4}$) se comparado ao V&V.	Preferível quando o poder computacional é limitado e tolera-se até 0,2 dB a mais de penalidade.

Tabela 6.1: Tabela resumo das características dos algoritmos de recuperação de fase.

6.3 Análise da Recuperação de Portadora

Nesta seção, o impacto do desvio de frequência na estimativa do algoritmo V&V foi simulado em um sistema DP-QPSK que trabalhe a 100 Gbit/s e empregue lasers com largura de linha de 1 MHz. Neste experimento o filtro ML de 41 coeficientes foi empregado na recuperação de fase, e 10^6 bits foram utilizados na contagem de erros para todos os casos. Então, pôde-se calcular a penalidade imposta por desvios de frequência em um sistema sem recuperação de portadora e outro com recuperação de portadora. A resolução do experimento é de 0,05 dB.

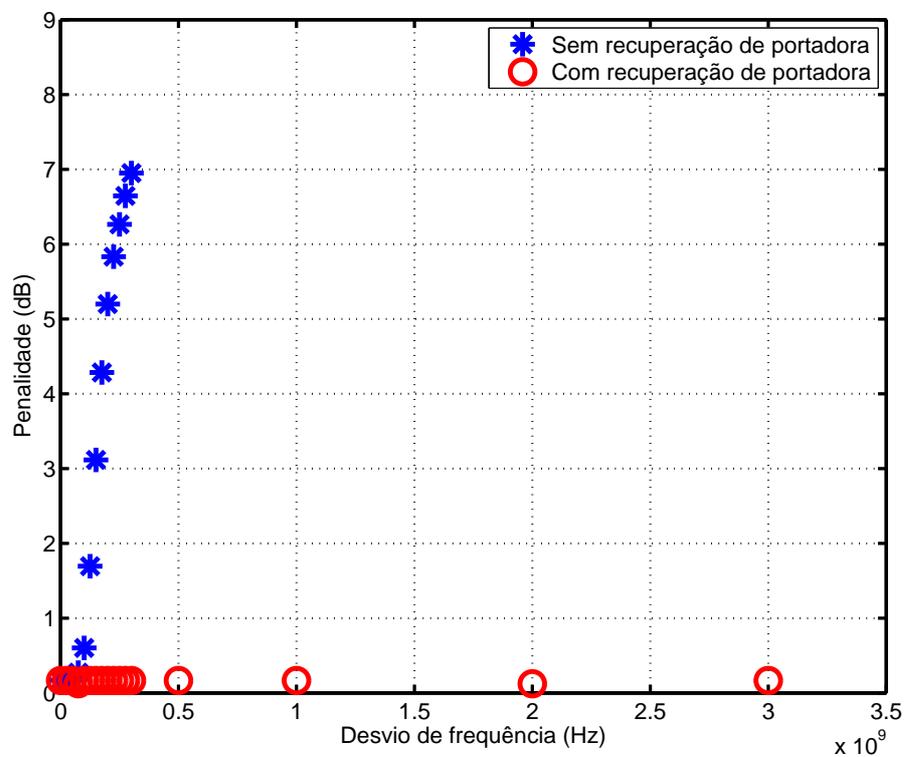


Figura 6.15: Curvas de penalidade para desvios de frequência.

A Figura 6.15 mostra que, sem o algoritmo de recuperação de portadora, o recuperador de fase V&V é capaz de recuperar desvios de frequência de até 50 MHz com penalidade menor que 0,2 dB. Desvios de frequência maiores que 150 MHz causam penalidade superior a 3 dB, impossibilitando o uso desta estratégia. Já com o algoritmo de recuperação de portadora, observa-se que o V&V apresenta penalidades menores que 0,2 dB para desvios de frequência de até 3 GHz.

Para desvios de frequência superiores a 3,125 GHz, o desvio de fase por símbolo su-

para $\pi/4$ radianos. Quando utilizado em conjunto com algoritmo de recuperação de fase V&V, o desvio de fase por símbolo supera π radianos após a remoção da dependência de informação. Isto causará erro na estimativa de todos os símbolos recebidos, fazendo com que o sistema não funcione.

Concluiu-se que esta estratégia de recuperação do desvio de frequência impõe penalidade inferior a 0,2 dB ao sistema até que o desvio de fase entre símbolos seja igual a $\pi/4$ radianos, a partir deste valor o comportamento do sistema é imprevisível.

7 CONCLUSÃO

A busca por taxas de transmissão mais altas em sistemas ópticos leva à procura de sistemas mais eficientes e que preservem ao máximo a estrutura física dos sistemas existentes. A taxa de 100 GbE exigida para os novos padrões de transmissão em longas distâncias pode ser alcançada com formatos de modulação mais eficientes e multiplexação de sinais em polarizações ortogonais. Utilizando o formato de modulação DP-QPSK e um receptor coerente, pode-se atingir a taxa de 112 Gb/s em um canal óptico padrão de 50 GHz. Isto faz com que este esquema possa ser implantado em uma rede atual utilizando os mesmos equipamentos de rede, fibras, amplificadores, filtros, etc.

O principal desafio deste sistema está no desenvolvimento do receptor óptico coerente, mais especificamente nos algoritmos de processamento digital de sinais. O avanço da eletrônica permitirá o processamento *online* do sinal a altas taxas, e cabe à comunidade científica o desenvolvimento de algoritmos eficientes para esta aplicação. Os algoritmos apresentados neste trabalho permitem a recuperação de um sinal DP-QPSK sob o efeito de ruído ASE, ruído de fase e distorções lineares, como a dispersão cromática, dispersão dos modos de polarização. As soluções tradicionais para esses problemas são geralmente penosas, requerendo sub-sistemas de controle, complicados para altas taxas. Particularmente, uma solução tradicional para a compensação do desvio de fase é utilizar um sistema de malha fechada (*phase locked loop* - PLL) [28]. Este sistema atuaria controlando o laser do receptor casando a fase deste com a fase do laser transmissor. Lasers que tenham largura de linha estreita são mais caros e requerem fino controle de temperatura, tornando a implementação do sistema complexa.

Nas simulações, os algoritmos para recuperação de fase apresentados no trabalho foram capazes de recuperar sinais com parâmetro $\Delta\nu T_s$ de até 2×10^{-4} com penalidades inferiores a 1 dB e filtro com apenas 5 coeficientes, valores estes mais que suficientes para operar sistemas DP-QPSK a taxa de 100 Gbits/s que empreguem lasers DFB comuns. Para filtros mais longos (> 10 coeficientes), os algoritmos V&V e DD mostram penalidades inferiores a 0,5 dB para mesma intensidade de ruído de fase anterior, ao custo de maior complexidade. Para filtros com 5 coeficientes, o algoritmo *hardware efficient* mostrou uma boa aproximação ao filtro ML do algoritmo V&V com a vantagem de ser eficiente para a implementação em *hardware*. Este algoritmo também realizou a recuperação de fase com penalidade inferior a 1 dB para $\Delta\nu T_s$ de até 2×10^{-4} . E

ainda, o algoritmo de recuperação de portadora mostrou-se capaz de recuperar sinais sobre o efeito de desvio de 3 GHz sem apresentar penalidade significativa.

Os algoritmos de recuperação de fase também obtiveram sucesso no processamento de dados experimentais, mostrando penalidades próximas às das penalidades obtidas com simulação. Mostrou-se também um esquema para estimativa de relação sinal ruído, utilizada na construção dos filtros ML para sinais experimentais. E ainda, que estimativas de SNR erradas de -6 dB a 6 dB não inserem penalidades em um sistema que trabalhe a taxa de 25 Gbaud, e podem inserir penalidade de até 1 dB em um sistema que trabalhe a 10 Gbaud.

A implementação destes algoritmos para o processamento *online* do sinal continua sendo um desafio, no entanto, a sua aplicação garantirá o futuro emprego desta tecnologia. As vantagens da utilização de técnicas de processamento digital de sinais em sistema ópticos são muitas, e o avanço da eletrônica deve permitir a utilização de algoritmos cada vez mais complexos a altas taxas, melhorando, simplificando e barateando os sistemas ópticos que empreguem esta tecnologia. Ainda não existe um estudo comparativo da complexidade computacional dos algoritmos de recuperação de fase e portadora. A análise da complexidade destes algoritmos e o desenvolvimento de algoritmos mais eficientes é um importante tema a ser estudado em trabalhos futuros.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] CISCO. Hyperconnectivity and the approaching zettabyte era. In: CISCO. *Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology*. http://www.cisco.com/en/US/solutions/collateral/ns341/ns525/ns537/ns705/ns827/white_paper_c11-481360_ns827_Networking_Solutions_White_Paper.html.
- [2] RAMASWAMI, K. S. R. *Optical Networks*. 3. ed. USA: Morgan Kaufmann, 2010.
- [3] LY-GAGNON, D. S. et al. Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signals with carrier phase estimation. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 24, n. 1, p. 12, 2006.
- [4] IP, E. et al. Coherent detection in optical fiber systems. *Opt. Express*, OSA, v. 16, n. 2, p. 753–791, 2008.
- [5] GARDNER, F. M. *Phase-lock Techniques*. 3. ed. USA: Wiley, 2005.
- [6] IP, E.; KAHN, J. M. Feedforward carrier recovery for coherent optical communications. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 25, n. 9, p. 2675–2692, 2007.
- [7] ALPMAN, E. *Estimation of Oscillator Phase Noise for MPSK-based Communication Systems over AWGN Channels*. Dissertação (Mestrado) — Chalmers University of Technology - Gothenburg, Sweden, 2004.
- [8] FLUDGER, C. R. et al. 10 x 111 Gbit/s, 50 GHz spaced, POLMUX-RZ-DQPSK transmission over 2375 km employing coherent equalisation. In: *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and The National Fiber Optic Engineers Conference*. Optical Society of America, 2007. p. 22. Disponível em: <<http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=OFC-2007-PDP22>>.
- [9] FLUDGER, C. et al. Coherent equalization and POLMUX-RZ-DQPSK for robust 100-GE transmission. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 26, n. 1, p. 64–72, janeiro, 2008. ISSN 0733-8724.

- [10] BORNE, D. et al. Coherent equalization versus direct detection for 111-Gb/s ethernet transport. In: *IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, 2007 Digest of the*. Lasers and Electro-Optics Society, 2007. p. 11–12. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4288306>.
- [11] BORNE, D. et al. Carrier phase estimation for coherent equalization of 43-Gb/s POLMUX-NRZ-DQPSK transmission with 10.7-Gb/s NRZ neighbours. *IET Seminar Digests*, IEE, v. 2007, n. 1, p. 723–723, 2007.
- [12] LEVEN, A. et al. Frequency estimation in intradyne reception. *Photonics Technology Letters, IEEE*, v. 19, n. 6, p. 366–368, março, 2007. ISSN 1041-1135.
- [13] 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.
- [14] 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, julho 1967. ISSN 0018-9448.
- [15] HOFFMANN, S. et al. Frequency and phase estimation for coherent QPSK transmission with unlocked DFB lasers. *Photonics Technology Letters, IEEE*, v. 20, n. 18, p. 1569–1571, setembro, 2008. ISSN 1041-1135.
- [16] HOFFMANN, S. et al. Multiplier-free real-time phase tracking for coherent QPSK receivers. *Photonics Technology Letters, IEEE*, v. 21, n. 3, p. 137–139, fevereiro, 2009. ISSN 1041-1135.
- [17] HOFFMANN, S. et al. Hardware-efficient and phase noise tolerant digital synchronous QPSK receiver concept. In: *Optical Amplifiers and Their Applications/Coherent Optical Technologies and Applications*. Optical Society of America, 2006. p. CThC6. Disponível em: <<http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=COTA-2006-CThC6>>.
- [18] SAVORY, S. Digital coherent optical receivers: Algorithms and subsystems. *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, v. 16, n. 5, p. 1164–1179, outubro, 2010. ISSN 1077-260X.
- [19] AGRAWAL, G. *Fiber-Optic Communication Systems*. 3. ed. USA: Wiley, 2005.
- [20] ESSIAMBRE, R. et al. Capacity limits of optical fiber networks. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 28, n. 4, p. 662–701, fevereiro, 2010. ISSN 0733-8724.

- [21] HAYKIN, S. *Communication Systems*. 4th. ed. USA: Wiley, 2001.
- [22] HO, K. P. *Phase-Modulated Optical Communication Systems*. XVI. USA: Springer, 2005.
- [23] 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, outubro, 2008.
- [24] 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, novembro, 1980.
- [25] KIKUCHI, K. Polarization-demultiplexing algorithm in the digital coherent receiver. *IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, 2008 Digest of the*, julho, 2008.
- [26] SALZ, J. Modulation and detection for coherent lightwave communications. *Communications Magazine, IEEE*, v. 24, n. 6, p. 38–49, junho, 1986. ISSN 0163-6804.
- [27] 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, julho, 1983. ISSN 0018-9448.
- [28] KAWANISHI, S.; SARUWATARI, M. Ultra-high-speed PLL-type clock recovery circuit based on all-optical gain modulation in traveling-wave laser diode amplifier. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 11, n. 12, p. 2123–2129, dezembro, 1993. ISSN 0733-8724.