

Francisco Augusto da Costa Garcia

**Caracterização Espectral e Avaliação de
Desempenho para Formatos Avançados de
Modulação Digital Óptica em 40 Gb/s**

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Helio Waldman
Co-orientador: Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello

Campinas, SP
2009

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

G165c Garcia, Francisco Augusto da Costa
Caracterização espectral e avaliação de desempenho
para formatos avançados de modulação digital óptica em
40 Gb/s / Francisco Augusto da Costa Garcia. --
Campinas, SP: [s.n.], 2009.

Orientadores: Helio Waldman, Darli Augusto de
Arruda Mello.

Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Comunicações óticas. 2. Modulação de fase. 3.
Ótica coerentes. I. Waldman, Helio. II. Mello, Darli
Augusto de Arruda. III. Universidade Estadual de
Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação. IV. Título.

Título em Inglês: Spectral characterization and performance evaluation for advanced
digital optical modulation formats at 40 Gb/s

Palavras-chave em Inglês: Optical communications, Phase modulation, Optical
coherent

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Joaquim Ferreira Martins Filho, Paulo Cardieri

Data da defesa: 07/08/2009

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Francisco Augusto da Costa Garcia

Data da Defesa: 7 de agosto de 2009

Título da Tese: "Caracterização Espectral e Avaliação de Desempenho para Formatos Avançados de Modulação Digital Óptica em 40 Gb/s"

Prof. Dr. Hélio Waldman (Presidente): Hélio Waldman

Prof. Dr. Joaquim Ferreira Martins Filho: Joaquim Martins

Prof. Dr. Paulo Cardieri: Paulo Cardieri

*Aí onde estão os nossos irmãos, os homens, aí onde estão as nossas aspirações, o nosso trabalho, os nossos amores, aí está o lugar do nosso encontro cotidiano com Cristo. Deus nos espera cada dia: no laboratório, na sala de operações de um hospital, no quartel, na cátedra universitária, na fábrica, na oficina, no campo, no seio do lar e em todo o imenso panorama do trabalho (Homilia Amar o mundo apaixonadamente).
– São Josemaria Escrivá*

Agradecimentos

A Deus.

À minha mãe, Albertina Paula Costa, ao meu irmão Fillipe Augusto, à minha Tia Gracimar Vieira, e a toda família.

Ao Professor Helio Waldman, ao Professor e co-orientador Darli A. A. Mello. Aos amigos do Optinet Gustavo Pavani, Divanilson Campelo, Michel Troyano, Marconi Fardin e Eduardo Rosa.

A Adriana Fustinoni pela paciência durante todo o período do mestrado, carinho e compreensão mesmo distante, e pelo coração grande que fez o trabalho difícil ter sentido.

À República que me acolheu em Campinas como minha família. Luiz Gustavo Ywata, Gabriel Castiglione, Ednei Amaral, Leonardo e Roger Novaes, Valdir Assis, Fernando Kronbauer, Andre Asti, Fábio Lumertz e Wellington Salomão.

Aos amigos Sérgio, Gentil, Miguel, Valter, Francesco, Evandro, Elber, Ernesto, Luís Paulo, Caio, Cesário e Bruno.

Aos amigos da Unicamp, Michele da Costa, Rafael Krummenauer, Cristina Wada, Grace Deaecto, Alexandre Anzai, Leonardo Gomes, Ariadne Arrais, Veruska Rodrigues, André Rayol e Tarciana Lopes, Jeferson Stenico, Maria Leopoldina Gonçalves, Renata Viti, Marcos Covre, Ugo Dias, Vanessa Testoni. Em especial ao Prof. Romis Attux.

Aos amigos de Brasília, André e Flávio Calmon, Nathalie Pinheiro, Maice Costa e Renata Valverde, Rafael Fontes, Luís Gustavo Yamaguti e Guilherme Rabelo.

Aos amigos em Brasília.

À FAPESP, pelo apoio financeiro.

Resumo

Comparamos o desempenho de quatro arquiteturas de recuperação de portadora tipo *feedforward* em receptores QPSK e 8-PSK coerentes com multiplexação de polarização e decodificação diferencial. Analisamos os cenários que apresentam desequilíbrio entre as SNRs nas duas polarizações, tal como ocorre em sistemas com PDL. Usando simulações de Monte Carlo, observamos que o método de estimação conjunta proposto apresenta penalidade em SNR de 1,1 dB de penalidade em SNR para uma razão *largura de linha/ taxa de símbolo* = 5×10^{-3} , enquanto as outras três arquiteturas investigadas têm penalidade de 1,8 dB, 2,0 dB, e 3,9 dB para o formato de modulação QPSK. Para o formato 8-PSK, a arquitetura de recuperação conjunta apresenta 1,1 dB para uma razão *largura de linha/ taxa de símbolo* = $7,5 \times 10^{-4}$, enquanto as outras três arquiteturas têm penalidade 1,5 dB, 1,7 dB e 2,8 dB, para BER = 10^{-3} e um desequilíbrio em SNR de 3 dB.

Palavras-chave: comunicações ópticas, detecção coerente, modulação de fase.

Abstract

This work compares the performance of four feedforward carrier recovery architectures in coherent QPSK and 8-PSK receivers, with polarization multiplexing and differential decoding. We focused on the scenarios showing an SNR imbalance between orthogonal polarizations, as in PDL impaired systems. Using Monte Carlo simulations, we observed that the proposed joint estimation method yields an SNR penalty of 1.1 dB, for a *laser linewidth/ baudrate* ratio of 5×10^{-3} , while the other three investigated architectures 1.8 dB, 2.0 dB and 3.9 dB, for the QPSK modulation format. As for 8-PSK, the proposed joint feedforward carrier recovery architecture exhibits a 1.1 dB SNR penalty for a *laser linewidth/ baudrate* ratio of 7.5×10^{-4} , while the other three architectures 1.5 dB, 1.7 dB and 2.8 dB, for a BER = 10^{-3} and 3 dB SNR imbalance.

Keywords: optical communication, coherent receiver, phase modulation.

Sumário

Lista de figuras	viii
Glossário	x
Trabalhos publicados pelo autor	xiii
1 Introdução	1
2 Formatos avançados de modulação	4
2.1 Representação de sinais digitais modulados em banda passante	4
3 Receptores coerentes com diversidade de polarização	10
3.1 Recepção coerente	10
3.2 Ruído de fase	11
3.3 Modelo do sistema	13
4 Recuperação de portadora tipo <i>feedforward</i>	17
4.1 Uma polarização	17
4.2 Duas polarizações	21
4.2.1 Estimação individual	21
4.2.2 Estimação média	22
4.2.3 Estimação com filtro plano	23
4.2.4 Estimação conjunta	23
4.3 Estimação adaptativa do ruído aditivo	26
5 Simulações	29
5.1 Configuração da simulação	29
5.2 Resultados e discussões	32
6 Conclusão	35
6.1 Trabalhos futuros	35
Referências bibliográficas	37

Lista de Figuras

3.1	Curva de taxa de erro de bit (BER) em função da relação sinal-ruído (SNR) para dois formatos de modulação multi-nível e três arquiteturas diferentes para cada formato.	13
3.2	Sistema de multiplexação de polarização em um receptor homódino.	14
3.3	Modelo para PDL	14
3.4	Modelo de um receptor coerente homódino ideal com um módulo de recuperação de portadora do tipo <i>feedforward</i> baseado em DSP e um algoritmo de decisão de distância mínima.	16
4.1	Recuperação de portadora do tipo <i>feedforward</i> para um sistema com única polarização	18
4.2	500 amostras do ruído de fase estimado (a) antes do elemento <i>phase unwrapping</i> – PU, e (b) depois do elemento PU (para QPSK com $\Delta\nu T_s = 10^{-3}$).	19
4.3	Estimação individual do ruído de fase para um sistema com diversidade de polarização.	21
4.4	Média dos ângulos após o PU. Essa arquitetura não funciona, pois permite que ocorram erros catastróficos.	22
4.5	Estimação média de recuperação de portadora do tipo <i>feedforward</i> em sistemas PolMux.	23
4.6	Recuperação de portadora do tipo <i>feedforward</i> para duas polarizações fazendo uso de um filtro plano finito.	24
4.7	Recuperação de portadora por meio de estimação conjunta das amostras nas duas polarizações.	25
4.8	Pesos do filtro para as polarizações V e H para $\text{SNR}_V = 7$ dB (curvas à esquerda) e $\text{SNR}_H = 4$ dB (curvas à direita). Curva tracejada: estimação individual. Curva contínua: estimação conjunta. A diferença do ruído de fase entre amostras adjacentes é um processo gaussiano com variância $\sigma_\Delta^2 = 2\pi\Delta\nu T_s = 2\pi 10^{-4}$. O tamanho do filtro é de $N = 10$. O eixo das abcissas representa a k -ésima amostra e o eixo das ordenadas o peso normalizado dos coeficientes.	26
4.9	resultado do rastreamento do ruído de fase em 5000 amostras, com $\Delta\nu T_s = 10^{-3}$, para SNR de 7 dB para a polarização V e 4 dB para a polarização H . Para todas as figuras, as linhas azuis, mais escuras, são o ruído de fase, e as curvas vermelhas, mais claras, representa o rastreamento para cada arquitetura apresentada. (a) é a estimação individual para a polarização vertical V , (b) é a estimação individual para a polarização horizontal H , (c) é a estimação com a média, (d) a estimação a partir de um filtro plano, e (e) é a estimação conjunta.	28

5.1	5000 símbolos QPSK recebidos, corrompidos por ruído AWGN e de fase (processo de Wiener) com $\Delta\nu T_s = 10^{-3}$. As figuras à esquerda são os sinais recebidos para a polarização vertical e horizontal anteriores à recuperação de portadora, e as da direita são as mesmas após a recuperação de portadora utilizando-se da estimação individual. Nas curvas superiores a SNR é 3 dB maior (7 dB) do que para as inferiores (4 dB).	30
5.2	5000 símbolos 8-PSK recebidos, corrompidos por ruído AWGN e de fase (processo de Wiener) com $\Delta\nu T_s = 1,5 \times 10^{-3}$. As figuras à esquerda são os sinais recebidos para a polarização vertical e horizontal anteriores à recuperação de portadora, e as da direita são as mesmas após a recuperação de portadora utilizando-se da estimação individual. Nas curvas superiores a SNR é 3 dB maior (7 dB) do que para as inferiores (4 dB).	31
5.3	Penalidade da SNR versus razão <i>largura de linha/taxa de símbolo</i> para quatro arquiteturas FFCR (para QPSK, 3 dB de desequilíbrio na SNR devido à PDL, polarização com menor SNR considerada e BER = 10^{-3}).	32
5.4	Penalidade da SNR versus razão <i>largura de linha/taxa de símbolo</i> para quatro arquiteturas FFCR (para 8-PSK, 3 dB de desequilíbrio na SNR devido à PDL, polarização com menor SNR considerada e BER = 10^{-3}).	33

Glossário

Δ_k , λ_m e μ_m variáveis aleatórias gaussianas, média nula, $\sigma_\Delta^2 = \sigma_\lambda^2 = \sigma_\mu^2 = 2\pi\Delta\nu T_s$

σ_w^2 variância do ruído aditivo

σ_Δ^2 variância do ruído de fase

θ_k ruído de fase no instante k

M -PSK modulação de fase M -ária

s_k símbolo transmitido no instante k

T_s tempo de símbolo

w_k ruído aditivo AWGN, média nula e $\sigma_w^2 = N_0$

y_k símbolo recebido no instante k corrompido por ruído de fase e ruído aditivo

ASE *amplified spontaneous emission* – ruído aditivo de emissão espontânea amplificada

AWGN *additive white gaussian noise* – ruído aditivo gaussiano branco

BER *bit error rate* – taxa de erro de bit

BPSK *binary phase-shift keying* – modulação por comutação fase binária

CD *chromatic dispersion* – dispersão cromática

CPE *carrier phase estimator* – estimador de fase de portadora

DB doubinário

DBPSK *differential binary phase-shift keying* – modulação binária por comutação de fase em quadratura

DCQPSK *differentially coherent quadrature phase-shift keying* – modulação por comutação de fase em quadratura diferencialmente coerente

DFB *distributed-feedback laser*

DLL *digital delay lock loop*

- DQPSK *differential quadrature phase-shift keying* – modulação diferencial por comutação de fase em quadratura
- DSB *double sideband* – banda lateral dupla
- DSP *digital signal processing* – processamento digital de sinais
- EDFA *erbium-doped fiber amplifiers* – amplificadores a fibra dopada com érbio
- FEC *forward-error correction*
- FFCR *feedforward carrier recovery* – recuperação de portadora do tipo *feedforward*
- FPGA *field-programable gate array* – matriz de portas lógicas reconfiguráveis
- FSK *frequency shift keying* – modulação por comutação de frequência
- FWM *four-wave mixing* – mistura de quatro ondas
- LO *local oscillator* – oscilador local
- ML *maximum likelihood* – máxima verossimilhança
- MLSE *maximum-likelihood sequence estimation* – estimador seqüencial de máxima verossimilhança
- MZM *Mach-Zehnder modulator* – modulador Mach-Zehnder
- PAM *pulse amplitude modulation* – modulação de amplitude por pulso
- PBC *polarization beam combiner* – combinador de polarização
- PBS *polarization beam splitter* – divisor de polarização
- PDL *polarization-dependent loss* – atenuação dependente de polarização
- PLL *phase-locked loop*
- PMD *polarization mode dispersion* – dispersão de modo de polarização
- PolMux *polarization multiplexed signal* – sinal multiplexado em polarização
- PSK *phase-shift keying* – modulação por comutação de fase
- PU *phase unwrapping*
- QAM *quadrature amplitude modulation* – modulação de amplitude em quadratura
- QPSK *quadrature phase-shift keying* – modulação por comutação de fase em quadratura
- SNR *signal-to-noise ratio* – relação sinal-ruído
- SPM *self-phase modulation* – auto-modulação de fase

SSB *single sideband* – banda lateral simples

VOA *variable optical attenuator* – atenuador óptico variável

WDM *wavelength division multiplexing* – multiplexação por divisão de comprimento de onda

XPM *cross-phase modulation* – modulação cruzada de fase

Trabalhos Publicados Pelo Autor

1. Francisco A. C. Garcia, Darli A. A. Mello e Helio Waldman “Recuperação de Portadora Tipo *Feedforward* para Sistemas 8-PSK com Multiplexação de Polarização”, in Proc. SBrT 2009, Blumenau, Brasil, Out. 2009.
2. Francisco A C Garcia, Darli A A Mello, Helio Waldman, “Feedforward Carrier Recovery for Polarization Demultiplexed Signals with Unequal Signal to Noise Ratios,” Opt. Express, **17**, 7958–7969 (2009), <http://www.opticsinfobase.org/oe/abstract.cfm?uri=oe-17-10-7958>.
3. Darli A. A. Mello, Eduardo S. Rosa, Francisco A. C. Garcia and Helio Waldman “42.8-Gb/s metro transmission using DPSK and joint-decision MLSE”, in Proc. ICTON’08, Athens, Greece, Jun. 2008.

Capítulo 1

Introdução

A detecção coerente de sinais ópticos em sistemas com multiplexação por divisão por comprimento de onda (*wavelength division multiplexing* – WDM) torna-se imprescindível à medida que aumentam as taxas de transmissão por canal.

Há três motivos essenciais. O primeiro é o aumento da sensibilidade do receptor, apresentando a melhor sensibilidade para formatos de modulação de fase dentre todos os formatos de modulação, expresso em fótons/bit [1]. Em segundo lugar aparece a compensação eficiente de efeitos lineares intrínsecos à transmissão pela fibra óptica por meio de técnicas de processamento digital de sinais (*digital signal processing* – DSP). Os algoritmos de processamento digital de sinais podem ser usados principalmente para compensar a dispersão cromática (*chromatic dispersion* – CD), [2, 3, 4], e a dispersão de modo de polarização (*polarization mode dispersion* – PMD) [5, 6]. Por fim, o terceiro motivo é a separação linear de sinais multiplexados em polarizações ortogonais. Essa multiplexação de polarização diz respeito à utilização de duas polarizações ortogonais na transmissão para enviar sinais independentes ao mesmo tempo, aumentando a eficiência espectral do sistema.

Um componente importante do detector coerente é a recuperação de portadora, responsável por compensar a diferença de fase resultante de processos ruidosos nos lasers transmissor e oscilador local. Como exemplo, pode-se usar um *digital delay lock loop* (DLL) ou alguma arquitetura de *feedforward carrier recovery* (FFCR). Essa última é preferível, principalmente, por não apresentar

uma realimentação no sistema, fonte de instabilidade, e apresentar maior imunidade a ruído de fase. [7, 8].

Para tanto, propusemos nesta dissertação um mecanismo de recuperação de portadora em uma arquitetura do tipo FFCR que utiliza conjuntamente informações sobre o ruído de fase nas duas polarizações ortogonais. O mecanismo é especialmente interessante em sistemas onde a relação sinal-ruído (*signal-to-noise ratio* – SNR) nas duas polarizações é desigual (assumindo a separação perfeita das duas polarizações) [9], como pode acontecer em sistemas sujeitos a atenuação dependente de polarização (*polarization-dependent loss* – PDL) [10]. Além de propor o novo método, avaliamos seu desempenho em sinais com modulação por comutação de fase em quadratura (*quadrature phase-shift keying* – QPSK) [9] e 8-PSK, para a qual a influência do ruído de fase é mais severa [11].

Além de analisar o desempenho das arquiteturas FFCR, posteriormente será necessário aprofundar-se nos estudos do elemento de *phase unwrapper*, responsável por converter o argumento da portadora recuperada de $-\pi/M$ a π/M para $-\infty$ a ∞ [12]. A modelagem desse componente é analiticamente difícil por sua não-linearidade, o que justifica o uso de simulações.

Um dos primeiros trabalhos tratando de receptores do tipo FFCR após o reaparecimento dos sistemas com recepção coerente foi apresentado por Noé [13]. O caso proposto foi o uso de lasers do tipo DFB em sistemas QPSK. Para a recuperação de portadora, usou-se um filtro plano finito. O resultado foi comparado com modelos analíticos que por sua vez desconsideravam o elemento do *phase unwrapper*. Uma outra contribuição, dada por Kazovsky, Kalogerakis e Shaw [7], revisa os receptores coerentes e o desempenho do FFCR e de um sistema com PLL. Esse desempenho foi medido por meio de simulações de Monte Carlo assumindo também um filtro plano finito para a arquitetura FFCR. Ainda sobre FFCR e recepção coerente, Ip and Kahn [8, 14] publicaram estudos para sistemas com uma polarização e duas polarizações (sistema com diversidade de polarização).

Kuschnerov et al. [15] propuseram uma arquitetura FFCR para sistemas QPSK (*quadrature phase-shift keying*) com diversidade de polarização com canais adjacentes com modulação binária e limitado pelos efeitos da modulação cruzada de fase (*cross-phase modulation* – XPM). O modelo usa um filtro plano passa-baixas e um fator de acoplamento para as duas polarizações obtido

experimentalmente. Outro trabalho sobre o impacto da PDL sobre sistemas coerentes PolMux-NRZ-DQPSK foi apresentado por Duthel et al. em [10], em que é mostrado que a orientação do sinal com multiplexação de polarização (PolMux) e a PDL têm grande influência na SNR. No entanto, não foram discutidas ou investigadas as técnicas de FFCR e um filtro plano foi assumido. El-Darawy et al. investigaram um algoritmo de rastreamento rápido e adaptativo para sistemas com PDL em um protótipo em FPGA (*field-programable gate array*) [16]. Também foi usado um esquema com um filtro plano finito e mostrou-se que é possível reduzir a penalidade devida à variação de polarização.

Esta dissertação está assim dividida: no Capítulo 3 trataremos de uma revisão teórica de receptores coerentes, diversidade de polarização e ruído de fase. Ainda formularemos o modelo sistêmico usado daí em diante. No Capítulo 4 estudaremos quatro propostas de recuperação da fase da portadora óptica, sendo uma delas uma contribuição deste trabalho [9]. Além disso, trataremos da formulação analítica da estimação de parâmetros do sistema, como energia de símbolo e variância do ruído aditivo. No Capítulo 5 mostraremos os desempenhos observados para as arquiteturas estudadas no Capítulo 4. Por último, o Capítulo 6 traz as conclusões do trabalho e algumas perspectivas de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Formatos avançados de modulação

Os formatos de modulação óptica podem ser classificados de acordo com as características do campo elétrico que transportam a informação, como a intensidade, a fase e a polarização.

2.1 Representação de sinais digitais modulados em banda passante

No caso de uma modulação digital, há um número discreto e finito de valores para os quais as características do campo elétrico da portadora serão alteradas. Para tanto, em uma transmissão em banda passante, o processo de modulação desloca o sinal em banda básica para uma região perto da frequência de uma dada portadora, e o desmodulador realiza a operação inversa a fim de recuperar o sinal transmitido. Sinais modulados que tenham largura de banda comparativamente menor que a frequência da portadora são sinais de faixa estreita em banda passante. A representação de um sinal modulado $s(t)$, com frequência de portadora f_c pode ser descrito como

$$s(t) = a(t)\cos(2\pi f_c t + \theta(t)). \quad (2.1)$$

A amplitude é $a(t)$ e $\theta(t)$ é a fase do sinal $s(t)$. Assim, $s(t)$ é um sinal em banda passante com

uma frequência de portadora f_c . Da mesma forma,

$$s(t) = \text{Re}[u(t)e^{j2\pi f_c t}], \quad (2.2)$$

no qual $u(t)$, a envoltória complexa da informação em banda básica, pode ser definida como

$$u(t) = a(t)e^{j2\pi\theta(t)}. \quad (2.3)$$

Para todos os casos descritos daqui para frente, $u(t)$ procede de um sinal digital [17]. A representação de $u(t)$ depende basicamente do formato de modulação adotado.

Modulação PAM/DSB:

$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I_n g(t - nT_s). \quad (2.4)$$

Para uma modulação de intensidade ou modulação de amplitude por pulso (*pulse amplitude modulation* – PAM) com duas bandas laterais (*double sideband* – DSB), $u(t)$ pode ser da forma da Eq. 2.4. Tem-se que $\{I_n\}$ é a seqüência dos M -ésimos níveis possíveis tomados a partir de $\log_2 M$ bits da seqüência desejada $\{a_n\}$, e $g(t)$ é uma função contínua que confere formato aos pulsos transmitidos. A escolha adequada de $g(t)$ deve levar em consideração as limitações de banda do canal no qual a informação será transmitida.

Modulação PAM/SSB:

$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I_n [g(t - nT_s) \pm j\hat{g}(t - nT_s)]. \quad (2.5)$$

Para um sinal PAM com uma única banda lateral (*single sideband* – SSB), tem-se a Eq. 2.5, com $\hat{g}(t)$ sendo a transformada de Hilbert de $g(t)$. A escolha do sinal aditivo ou subtrativo escolhe entre manter a banda superior ou inferior do sinal $u(t)$. Como a modulação PAM/SSB suprime uma das bandas laterais, a eficiência espectral desse formato de modulação é o dobro quando comparado à modulação PAM/DSB.

Ao se tomar duas portadoras ortogonais moduladas por duas seqüências $\{I_{nr}\}$ e $\{I_{ni}\}$, pode-se ter uma maior eficiência espectral. Esse mapeamento bidimensional é fruto de uma modulação de amplitude em quadratura (*quadrature amplitude modulation* – QAM). Nesse sinal QAM, temos que tanto a parte real quanto a parte imaginária de $\{I_n\}$ são portadoras moduladas separadamente em intensidade. O número de níveis em cada portadora não precisa ser igual, mas normalmente é. Assim, os símbolos transmitidos são pontos em um plano complexo. O conjunto desses possíveis símbolos transmitidos descrevem a constelação da modulação M -QAM, onde $\log_2 M$ é o número de bits transmitidos por símbolo e M , o número de símbolos da constelação.

Modulação QAM:

$$\begin{aligned} u(t) &= \sum_{n=0}^{\infty} (I_{nr} + jI_{ni})g(t - nT_s), \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} I_n g(t - nT_s). \end{aligned} \quad (2.6)$$

A modulação QAM, vista como duas modulações em amplitude, acaba por gerar um sinal modulado em amplitude e fase. Além dos formatos de modulação em amplitude, pode-se obter uma modulação de fase alterando a fase de $g(t)$ a partir da seqüência desejada. Para tanto, escolhe-se um θ em um conjunto de $2\pi(m-1)/M$, $m = 1, 2, 3, \dots, M$, e faz-se por definição $I_n = e^{j\theta_n}$. Esse formato de modulação é conhecido como modulação por comutação de fase (*phase shift keying* – PSK).

Modulação PSK:

$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I_n g(t - nT_s). \quad (2.7)$$

Para uma modulação por comutação de freqüência (*frequency shift keying* – FSK), tem-se que:

Modulação FSK:

$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} e^{j\pi\Delta f_t I_n} g(t - nT_s). \quad (2.8)$$

Esse formato de modulação em freqüência escolhe dentre M possíveis variações de freqüência Δf_t para serem aplicadas sobre a freqüência da portadora f_c . O FSK tem fase contínua.

Pode-se perceber que, dependendo da contenção temporal de $g(t)$, para cada instante de tempo t , $u(t)$ pode ser influenciado por símbolos anteriormente enviados. Essa interferência intersimbólica pode ser levada em conta na recepção do sinal e na decisão do símbolo transmitido, que pode ser feita de forma conjunta, como o faz o estimador seqüencial de máxima verossimilhança (*maximum-likelihood sequence estimation* – MLSE), obtendo um melhor desempenho.

Se $g(t)$ é um pulso limitado no tempo, de duração T_s , e o canal é ilimitado em frequência, os símbolos transmitidos em intervalos de T_s não são afetados pelos símbolos adjacentes, podendo, então, ser feita a estimação símbolo a símbolo, na decisão, sem prejuízo. Para os casos nos quais não há interferência intersimbólica, $s(t)$ pode se resumir a

$$s(t) = \text{Re}[I_m g(t) e^{j2\pi f_c t}]. \quad (2.9)$$

Pulsos que tenham nulos temporais em múltiplos de T_s não introduzem, semelhantemente ao caso acima citado, interferência intersimbólica, mesmo para canais limitados. Estes pulsos são conhecidos como Pulsos de Nyquist.

O formato de modulação binário é o formato mais simples e mais utilizado atualmente. Outros formatos, como o duobinário (DB), apresentam o espectro menor que a modulação binária, com o custo de um pequeno acréscimo em complexidade. Por ser espectralmente mais eficiente, apresenta também uma maior robustez à dispersão. Sua desvantagem, no entanto, é a reduzida imunidade ao ruído.

O código de modulação duobinário (DB) resulta do uso de um alfabeto $\{-1/2, 1/2\}$ com um pulso $g(t)$. A escolha deste alfabeto em cima de uma seqüência pré-codificada tem como objetivo apresentar um nulo espectral na frequência de Nyquist, que corresponde à metade da taxa de símbolos transmitidos. Certamente, este nulo garante uma redução considerável na banda necessária. Este nulo é conseguido confinando a soma digital corrida (*running digital sum* – RDS) alternada da seqüência de símbolos pares e ímpares, que é a diferença de uma pela outra. Por causa da redução do espectro, o DB reduz a diafonia (*crosstalk*) entre canais vizinhos [18, 19].

Assim, para o sinal DB,

$$g'(t) = [m(t) + m(t - T_s)], \quad (2.10)$$

onde $m(t)$ é um pulso de Nyquist carregando um símbolo do alfabeto $\{-1/2, 1/2\}$ e $g'(t)$ é uma seqüência pseudoternária.

É possível também gerar nulos espectrais nas frequências zero e de Nyquist simultaneamente. Esse é o caso do código duobinário modificado. Para isso, confina-se também a RDS direta. O DB impõe certas restrições sobre as seqüências de dígitos, com a finalidade de obter determinadas propriedades espectrais, por isso são chamados de códigos de conformação espectral [20]. Para um alfabeto ternário resultante e um pulso $g(t)$, a modulação fica reduzida a:

Modulação DB:

$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I_n g(t - nT_s), \quad (2.11)$$

em que

$$I_n \in \{1, 0, -1\}. \quad (2.12)$$

Mais objetivamente, as marcas positivas de uma seqüência $\{0, 1\}$ passam a ter um acréscimo de fase de π quando separadas por um número ímpar de zeros. Essa regra é que reduz o espectro total por causa do nulo espectral na frequência de Nyquist, simplesmente cuidando da alocação de fases zero ou π . Após a detecção quadrática nos fotodiodos, naturalmente, a propriedade duobinária é perdida. O estreitamento espectral na fibra facilita a filtragem óptica do sinal e reduz a incidência de efeitos não-lineares. Entretanto, o diagrama de olho de um sinal DB é mais fechado que o do OOK, o que reduz sua tolerância ao ruído.

A modulação de fase PSK, como descrita na Eq. 2.7 codifica a informação na fase do sinal. Como a amplitude do sinal é constante, a energia é uniformemente distribuída no período T_s , o que reduz os efeitos não-lineares dependentes da variação de intensidade. Para a mesma potência óptica média, a potência óptica de pico é 3 dB mais baixa para os formatos de modulação de fase do que para as modulações em intensidade.

Na falta de uma referência de fase, o mais conveniente é usar uma codificação e detecção diferencial, onde o símbolo anterior é referência de fase para o símbolo atual e assim por diante. Esse formato diferencial de modulação de fase (*differential phase shift keying* – DPSK) possui uma tolerância maior ao ruído de 3 dB ao ser comparada à modulação em intensidade quando usado detecção balanceada. Esta tolerância pode ser utilizada para estender a distância de transmissão, reduzir a potência óptica ou relaxar especificações de componentes. Sistemas com modulação DPSK são os maiores candidatos para transmissão de longa distância com canais espaçados de 100 GHz, no entanto sua largura espectral é semelhante ao formato OOK.

De forma geral, contudo, a detecção de sinais modulados com DPSK exige receptores mais caros e complexos em comparação aos usados na detecção de sinais modulados em intensidade.

O DQPSK é o formato multi-nível de modulação de fase mais simples, transmitindo dois bits por símbolo, com um aumento da eficiência espectral. Pode ser detectado com receptores coerentes e não-coerentes, usando decodificação diferencial. A diminuição da taxa de símbolos (20 Gbaud para 40 Gb/s) confere maior imunidade à interferência intersimbólica causada, por exemplo, pela dispersão cromática ou pela PMD. O espectro reduzido permite também altíssima imunidade à filtragem.

Capítulo 3

Receptores coerentes com diversidade de polarização

3.1 Recepção coerente

No receptor óptico, deseja-se obter, a partir das características ópticas do campo elétrico do sinal, a informação transmitida. A utilização convencional de um fotodiodo é capaz de recuperar somente a intensidade do sinal óptico, mas não a sua fase. Esse tipo de recepção é dita detecção direta. Uma desvantagem de seu uso é a baixa eficiência espectral dos formatos de modulação detectados por esse tipo de receptor.

Já os receptores diferenciais, não-coerentes, conseguem veicular informação na diferença de fase entre símbolos adjacentes. Os exemplos mais comuns são o DBPSK (*differential binary phase-shift keying*) (1 bit/símbolo) e o DQPSK (*differential quadrature phase-shift keying*) (2 bits/símbolo). O DBPSK tem tolerância superior de 3 dB ao ruído aditivo de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission* – ASE) quando comparado ao tradicional formato de modulação binário. Quando associado a pulsos de retorno-a-zero (RZ-DPSK ou RZ-DQPSK), o formato de modulação de fase ainda oferece maior robustez às não-linearidades na fibra.

Os receptores coerentes são aqueles que, na recepção, fazem o batimento do sinal com um os-

oscilador local (*local oscillator* – LO). O resultado da interferência do sinal com o oscilador local gera componentes em fase e em quadratura em banda básica que podem ser usados para descrever completamente o sinal recebido. Comparativamente com o QPSK, a modulação por comutação de fase em quadratura diferencialmente coerente (*differentially coherent quadrature phase-shift keying* – DCQPSK), em que a decodificação é diferencial, mas a detecção não o é, precisa de uma SNR/bit 2 dB maior. O QPSK, além disso, possui a mesma taxa de erro de bit (bit error rate – BER) que a modulação por comutação fase binária (*binary phase-shift keying* – BPSK) com a metade da largura de banda para a mesma SNR [21, 17].

3.2 Ruído de fase

Todo oscilador usado em comunicações sofre de instabilidade em sua fase, chamado de ruído de fase do oscilador. Para os sistemas de comunicações ópticas coerentes, o ruído de fase do laser é um fator limitante [8, 22, 13], degradando severamente o desempenho do sistema. Isso porque os lasers apresentam um espectro com distribuição Lorentziana [23] com uma banda típica, para os lasers DFB, entre 100 kHz a 10 MHz [21].

O método tradicional de desmodulação de sinais coerentes, elétricos ou ópticos, usa um PLL (*phase-locked loop*) para sincronizar a frequência e a fase do LO com a portadora da fonte. O desempenho de receptores coerentes ópticos baseados em PLL, tanto para a modulação por comutação de fase (*phase-shift keying* – PSK) quanto para a modulação de amplitude em quadratura (*quadrature amplitude modulation* – QAM), foi estudado por [24, 25]. Os PLLs são sensíveis ao atraso dentro do laço de repetição. Para o caso de um sistema a 10 Gb/s, mostrou-se que o atraso de poucas dezenas de nanossegundos torna o laço instável. E mesmo dentro dessa restrição, esse elemento é fortemente dependente da largura de linha do laser.

Após a conversão do sinal complexo recebido em fase (I) e quadratura (Q) para o domínio digital, vários tipos de processamento podem compensar efeitos outrora limitantes, sejam eles lineares, como a CD [26, 4] e a PMD [5, 12], ou não-lineares.

Além do uso do PLL para sincronismo da fase do LO, há uma forma de fazer isso digitalmente, com arquiteturas do tipo *feedforward* (*feedforward carrier recovery* – FFCR). Esta técnica de recuperação de fase da portadora pode estar conjugada com um método de estimação e tratamento do ruído de fase do transmissor. Se não compensado, o ruído de fase degrada o sinal rotacionando a constelação M -QAM ou M -PSK, causando erros na detecção. Essa rotação, para o caso não diferencial, acaba por impedir a recuperação da informação de forma correta, pois, para um dado limiar de decisão fixo, a rotação provoca erros.

É nesse sentido que se buscou abarcar os estudos e implementação em simuladores dos formatos xQPSK – DQPSK, QPSK e DCQPSK.

Freqüentemente, as técnicas de DSP não eram utilizadas para sistemas ópticos, principalmente pela necessidade de conversores analógico-digitais impraticáveis para uma elevada taxa de bits. No entanto, a evolução da eletrônica de semicondutores propiciou o aparecimento de pastilhas de circuito integrado (*chips*) de alto desempenho, amostragem de sinais a altas taxas, e alto poder de processamento. Pode-se pensar em utilizar tais *chips* para compensar efeitos lineares e não-lineares, gerar formatos avançados de modulação [27] ou, ainda, melhorar o resultado da detecção dos símbolos por meio de uma estimação seqüencial de máxima verossimilhança (*maximum likelihood sequence estimation* – MLSE). (*maximum likelihood sequence estimation* – estimador seqüencial de máxima verossimilhança).

O desmodulador digital recupera o k -ésimo símbolo de um conjunto de M possíveis formas de onda, e o decodificador do canal recupera l bits a partir do símbolo, sendo $l = \log_2 M$. A diferença do sinal recebido e do transmitido é uma medida da distorção introduzida pelo sistema. Uma medida do desempenho do sistema é por meio da taxa de erro de bit (BER) ao final do processo de recepção.

Na Fig. 3.1, temos o desempenho dado pela BER em função da SNR de dois formatos de modulação de fase multi-nível, o QPSK e o 8-PSK, para três arquiteturas de transmissão/recepção. As três curvas pretas, mais abaixo, referem-se ao QPSK e as três azuis, mais acima, ao 8-PSK. As curvas pontilhadas dizem respeito ao sistema não-coerente com codificação/decodificação diferencial dos símbolos, enquanto as curvas tracejadas são sistemas de recepção coerente e codificação/decodificação

diferencial. As curvas contínuas referem-se a sistemas com recepção coerente sem descodificação diferencial.

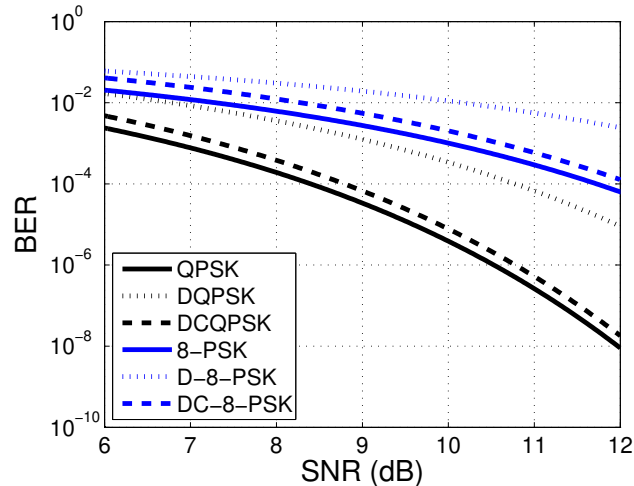


Figura 3.1: Curva de taxa de erro de bit (BER) em função da relação sinal-ruído (SNR) para dois formatos de modulação multi-nível e três arquiteturas diferentes para cada formato.

Percebe-se, a partir da Fig. 3.1, que para um mesmo formato de modulação, seja ele o QPSK ou o 8-PSK, para uma dada BER, os sistemas coerentes apresentam uma menor SNR necessária. Ou que para uma mesma SNR, o sistema coerente apresenta uma menor BER frente ao sistema não-coerente. Além disso, fica evidente que o formato QPSK tolera uma SNR menor para uma dada BER.

Com base no desempenho apresentado na Fig. 3.1 e a literatura apresentada no Capítulo 1, os estudos se concentraram em sistemas ópticos coerentes com descodificação diferencial, tratados daqui para frente simplesmente como QPSK e 8-PSK. Na Seção 3.3 faremos a modelagem do sistema estudado e no Capítulo 4 estudaremos especificamente técnicas de recuperação da fase da portadora.

Para sistemas não-coerentes, a ausência de detecção diferencial leva a erros catastróficos.

3.3 Modelo do sistema

No transmissor, Fig. 3.2, dois sinais complexos modulam o laser transmissor por meio de dois moduladores Mach-Zehnder I+Q (I+Q MZM) em fase e em quadratura, a fim de produzir dois sinais

com modulação de fase multi-nível. Esses sinais são então acoplados em um combinador de polarização (*polarization beam combiner* – PBC), resultando em um sinal multiplexado em polarização (*polarization multiplexed signal* – PolMux). A representação complexa do sinal PolMux em banda base é dada por:

$$\mathbf{s}_k = \begin{bmatrix} s_k^V \\ s_k^H \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

em que s_k^V e s_k^H são os símbolos transmitidos nas polarizações vertical (V) e horizontal (H).

Em seu percurso pela fibra, o sinal PolMux é corrompido pela PDL e pelo ruído aditivo ASE advindo dos estágios de amplificação. No receptor, o sinal é misturado ao LO por um conjunto de híbridas de 90°. O sinal é então detectado nos fotodetectores balanceados, seguindo para um banco de filtros casados aos sinais transmitidos. Assume-se amostragem perfeita.

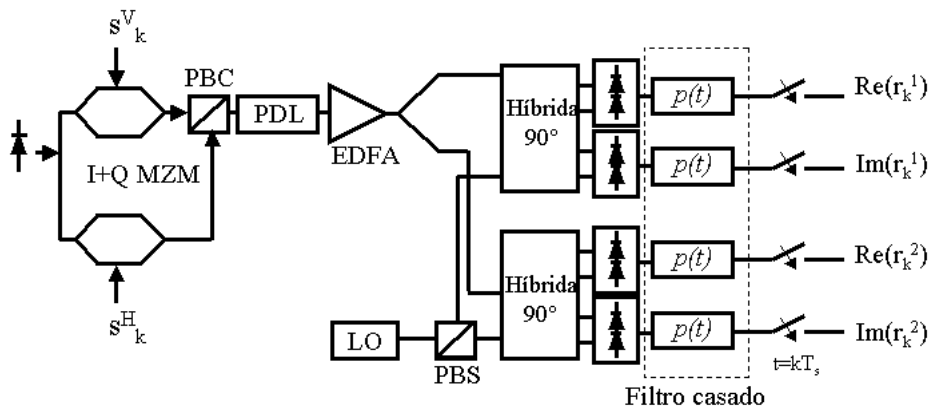


Figura 3.2: Sistema de multiplexação de polarização em um receptor homódino.

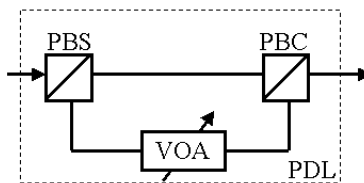


Figura 3.3: Modelo para PDL

A PDL, Fig. 3.3, pode ser representada com um elemento divisor de polarização (polarization beam splitter – PBS), um atenuador óptico variável (*variable optical attenuator* – VOA) e um elemento combinador de polarização (PBC) como na Fig. 3.3. Após a recuperação ideal de polarização feita digitalmente juntamente com a equalização (Fig. 3.4), o sinal obtido no receptor pode ser representado como o sinal distorcido pela PDL, o ruído de fase e o ruído resultante dos amplificadores ópticos EDFAs (*erbium-doped fiber amplifiers* – amplificadores a fibra dopada com érbio):

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}\mathbf{s}_k \exp(j\theta_k) + \mathbf{n}_k, \quad (3.2)$$

em que \mathbf{H} é a matriz de transmissão da PDL, θ_k é a diferença de fase do LO e do laser do transmissor no instante k , e \mathbf{n}_k é o vetor bidimensional com o ruído aditivo gaussiano branco complexo (*additive white gaussian noise* – AWGN) resultante dos amplificadores. A matriz \mathbf{H} é usualmente apresentada em função do coeficiente de PDL $\Gamma(\text{dB}) = 10 \log \frac{1+\gamma}{1-\gamma}$:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{1-\gamma} & 0 \\ 0 & \sqrt{1+\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta & -\sin \beta \\ \sin \beta & \cos \beta \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

sendo que a primeira e a última matrizes são rotações referentes ao elemento gerador de PDL (Fig. 3.3), e a matriz central é responsável pela atenuação em uma das polarizações ortogonais rotacionadas.

Após a recepção coerente, os sinais são equalizados (Fig. 3.4). No modelo da equalização, a matriz de separação \mathbf{W} compensa idealmente o descasamento de polarização entre o sinal recebido e a orientação do LO:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k = \mathbf{W}\mathbf{r}_k &= \mathbf{W}[\mathbf{H}\mathbf{s}_k \exp(j\theta_k) + \mathbf{n}_k] \\ &= \mathbf{W}\mathbf{H}\mathbf{s}_k \exp(j\theta_k) + \mathbf{W}\mathbf{n}_k, \end{aligned} \quad (3.4)$$

sendo $\mathbf{w}_k = \mathbf{W}\mathbf{n}_k$.

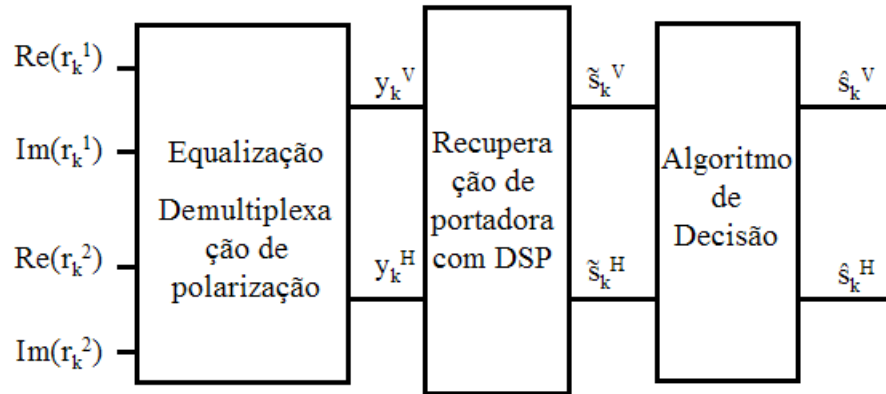


Figura 3.4: Modelo de um receptor coerente homódino ideal com um módulo de recuperação de portadora do tipo *feedforward* baseado em DSP e um algoritmo de decisão de distância mínima.

Após a devida equalização e separação de polarização, os sinais podem ser representados por:

$$\mathbf{y}_k \approx \mathbf{s}_k \exp(j\theta_k) + \mathbf{w}_k, \quad (3.5)$$

em que \mathbf{y}_k é um vetor com os sinais nas duas polarizações, \mathbf{s}_k é o vetor dos sinais transmitidos, θ_k o ruído de fase (escalar), e \mathbf{w}_k é um vetor de ruídos aditivos. Embora os ruídos aditivos sejam processos independentes em cada polarização, o ruído de fase, por sua vez, é o mesmo.

Sendo o deslocamento de fase θ_k o mesmo para as duas polarizações, resulta, para cada polarização, em:

$$y_k^{V/H} \approx s_k^{V/H} \exp(j\theta_k) + w_k^{V/H}. \quad (3.6)$$

em que σ_w^{2H} , a variância de \mathbf{w}_k para a polarização horizontal (H), pode ser diferente de σ_w^{2V} , a variância de \mathbf{w}_k para a polarização vertical (V), (por exemplo, na presença de PDL).

Capítulo 4

Recuperação de portadora tipo *feedforward*

Foram investigados métodos de recuperação de portadora do tipo *feedforward* (*feedforward carrier recovery* – FFCR) em sistemas PolMux com relação sinal-ruído (SNR) desigual em cada polarização, como acontece em sistemas acometidos com atenuação dependente de polarização (*polarization-dependent loss* – PDL). Foi proposto um mecanismo de estimação FFCR conjunta com amostras das duas polarizações que foi comparado com outros três métodos alternativos. A penalidade em SNR para cada arquitetura foi medida a partir de simulações de Monte Carlo.

4.1 Uma polarização

A recuperação de portadora usando o esquema de FFCR para um sistema com uma única polarização é capaz de estimar θ_k a partir de um sinal y_k corrompido com ruído aditivo ASE e um ruído de fase descrito por um processo de Wiener [28], tal que:

$$y_k = s_k \exp(j\theta_k) + w_k, \quad (4.1)$$

em que w_k é um processo aleatório AWGN complexo com média nula e variância $\sigma_w^2 = N_0$.

Um modelo clássico proposto por Viterbi e Viterbi [29] para estimação da portadora por meio

do esquema FFCR para uma única polarização é o algoritmo que aparece na Fig. 4.1. O primeiro passo do algoritmo é remover a dependência dos dados. Em sistemas M -PSK, isso pode ser obtido elevando o sinal complexo à M -ésima potência. Depois disso, filtra-se a seqüência para mitigar o papel do ruído aditivo. Em seguida, toma-se o argumento desse sinal dividido por M . Segue-se, então, um dispositivo de *phase unwrapping* (PU) para permitir que a fase estimada possa excursionar de $-\infty$ a $+\infty$ em vez de $-\pi/M$ a $+\pi/M$, no caso sem o PU [6], resultando em:

$$PU(\cdot) = (\cdot) + \left(\left\lfloor \frac{1}{2} + \frac{\hat{\theta}_{k-1} - (\cdot)}{2\pi/M} \right\rfloor \right) \frac{2\pi}{M}. \quad (4.2)$$

A Fig. 4.2a mostra a estimação de fase antes do elemento PU, resultando em uma descontinuidade na fase para valores de $-\pi/M$ e $+\pi/M$. O mesmo não acontece para as amostras da Fig. 4.2b posteriores ao elemento PU.

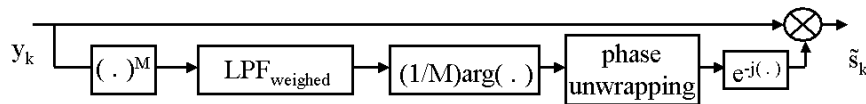


Figura 4.1: Recuperação de portadora do tipo *feedforward* para um sistema com única polarização

O modelo de θ_k obedece a um processo discreto de Wiener, em que o elemento no instante k é resultado da soma do ruído no instante $k - 1$ e uma variável aleatória de média nula Δ_k :

$$\begin{aligned} \theta_k &= \theta_{k-1} + \Delta_k; \\ \theta_{k-i} &= \theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \lambda_m; \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\theta_{k+i} = \theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \mu_m. \quad (4.4)$$

Nas equações acima, Δ_k , λ_m e μ_m são variáveis aleatórias com distribuições gaussianas de média nula e variância $\sigma_{\Delta}^2 = \sigma_{\lambda}^2 = \sigma_{\mu}^2 = 2\pi\Delta\nu T_s$. A largura de banda $\Delta\nu$ é a soma das bandas de 3 dB do laser transmissor e do LO e T_s é o período de símbolo. De maneira análoga, a Eq. e a Eq. 4.3 O vetor

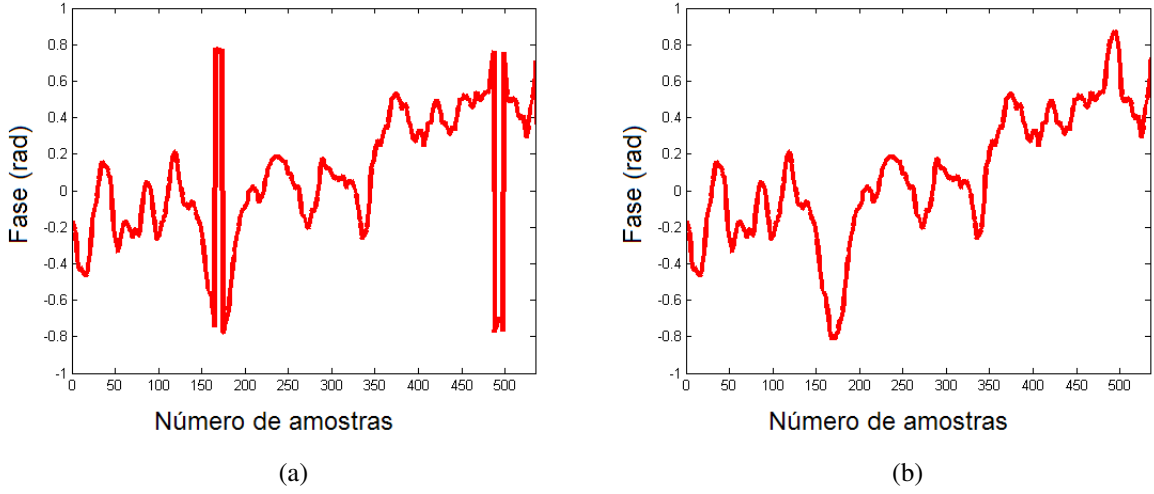


Figura 4.2: 500 amostras do ruído de fase estimado (a) antes do elemento *phase unwrapping* – PU, e (b) depois do elemento PU (para QPSK com $\Delta\nu T_S = 10^{-3}$).

com as amostras recebidas, após o primeiro bloco do diagrama da Fig. 4.1, y_k^M , pode ser representado em função de suas amostras passadas. Essas amostras, y_{k-i}^M , podem ser escritas como [9, 28]:

$$\begin{aligned} y_{k-i}^M &= \{s_{k-i} \exp[j(\theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \lambda_m)] + w_{k-i}\}^M; \\ &= s_{k-i}^M \exp[jM(\theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \lambda_m)] + z_{k-i}, \end{aligned} \quad (4.5)$$

em que z_{k-i} , resultado de todos os termos da operação da potência de M a exceção do primeiro, é uma variável aleatória (VA) gaussiana com média nula e variância $\sigma_z^2 = M^2 E_s^{M-1} \sigma_w^2$, e $E_s = |s_k|^2$. Assumindo que o ruído de fase seja suficientemente pequeno, podemos escrever que:

$$y_{k-i}^M \approx E_s^{M/2} \exp(jM\theta_k) \left(1 + jM \sum_{m=0}^{i-1} \lambda_m\right) + z_{k-i}. \quad (4.6)$$

De forma análoga, os símbolos futuros podem ser escritos como:

$$y_{k+i}^M \approx E_s^{M/2} \exp(jM\theta_k) \left(1 + jM \sum_{m=0}^{i-1} \mu_m\right) + z_{k+i}. \quad (4.7)$$

Deseja-se obter a estimação de máxima verossimilhança (ML) de θ_k . A função densidade de probabilidade do vetor recebido $\mathbf{r} = [y_{k-N}^M, \dots, y_{k-1}^M, y_k^M, y_{k+1}^M, \dots, y_{k+N}^M]^T$, que agrega amostras passadas e futuras para um dado θ_k , pode ser escrita como:

$$f_{\mathbf{r}|\theta_k}(\mathbf{r}|\theta_k) = \frac{1}{(\pi)^{L/2}(\det \mathbf{C})^{1/2}} \exp [-(\mathbf{r} - \mathbf{m}_{\mathbf{r}})^H \mathbf{C}^{-1}(\mathbf{r} - \mathbf{m}_{\mathbf{r}})], \quad (4.8)$$

em que $\mathbf{m}_{\mathbf{r}} = E\{\mathbf{r}\} = E_s^{M/2} \exp(jM\theta_k) \mathbf{1}$, e \mathbf{C} é a matriz de covariância:

$$\mathbf{C} = E_s^M M^2 \mathbf{K} \sigma_{\Delta}^2 + E_s^{M-1} M^2 \mathbf{K}_n. \quad (4.9)$$

Para a matriz \mathbf{C} , $\mathbf{K}_n = \sigma_w^2 \mathbf{I}_{L \times L}$ para um filtro de comprimento $L = 2N + 1$, e \mathbf{K} dado por:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} N & \cdots & 2 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 2 & \cdots & 2 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 1 & \cdots & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 1 & 2 & \cdots & 2 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 1 & 2 & \cdots & N \end{bmatrix}. \quad (4.10)$$

A partir da Eq. 4.8 é possível derivar a função de verossimilhança:

$$\Lambda_{\ln} = \ln \left(\frac{1}{(\pi)^{L/2}(\det \mathbf{C})^{1/2}} \right) - (\mathbf{r} - \mathbf{m}_{\mathbf{r}})^H \mathbf{C}^{-1}(\mathbf{r} - \mathbf{m}_{\mathbf{r}}), \quad (4.11)$$

que deve ser maximizada, resultando em:

$$\tilde{\theta}_k = \frac{1}{M} \arctan \frac{\Im\{\mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{r}\}}{\Re\{\mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{r}\}}. \quad (4.12)$$

Levando em conta o esquema de FFCR da Fig. 4.1, $\hat{\theta}_k$ é dado por:

$$\hat{\theta}_k = PU \left\{ \frac{1}{M} \arg (\mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{r}) \right\}. \quad (4.13)$$

4.2 Duas polarizações

Para o caso em que haja diversidade de polarização, ou seja, em cada polarização, V e H , há um sinal independente, quatro arquiteturas de recuperação de portadora foram investigadas e comparadas. As diferenças entre elas estão essencialmente nos pesos do filtro passa-baixas e na localização do PU.

4.2.1 Estimação individual

Essa arquitetura, mais intuitiva a partir do modelo para uma polarização da Fig. 4.1, utiliza as amostras em cada polarização individualmente (Fig. 4.3). As estimações de $\hat{\theta}_k^V$ e $\hat{\theta}_k^H$ resultam da filtragem dos símbolos recebidos elevados à M -ésima potência nas polarizações V e H :

$$\hat{\theta}_k^V = PU \left\{ \frac{1}{M} \arg [\mathbf{1}^T (\mathbf{C}^V)^{-1} \cdot \mathbf{r}^V] \right\}, \quad (4.14)$$

$$\hat{\theta}_k^H = PU \left\{ \frac{1}{M} \arg [\mathbf{1}^T (\mathbf{C}^H)^{-1} \cdot \mathbf{r}^H] \right\}. \quad (4.15)$$

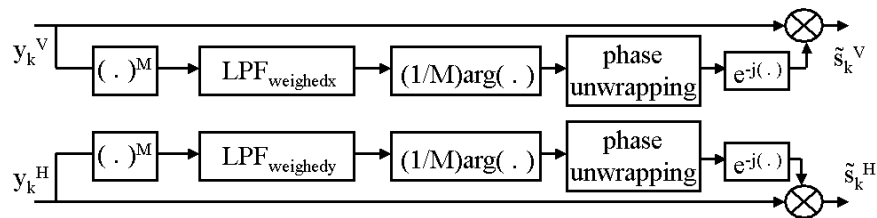


Figura 4.3: Estimação individual do ruído de fase para um sistema com diversidade de polarização.

4.2.2 Estimação média

A estimação de fase pela média usa dos mesmos filtros da estimação individual com os pesos $LPF_{weighedx}$ e $LPF_{weighedy}$. No entanto, é calculada a média aritmética dos fasores complexos, gerando uma única estimação para as duas polarizações dada por $\hat{\theta}_k$. Percebe-se que, se o PU for colocado equivocadamente em outro lugar, pode acarretar em uma situação que gera erros catastróficos. O elemento PU, não linear, acrescenta múltiplos de $2\pi/M$ à fase estimada a fim de que esta possa excursionar de $-\infty$ a $+\infty$, em vez de $-\pi/M$ a $+\pi/M$. No entanto, dependendo da magnitude do ruído de fase ou do ruído aditivo, podem acontecer *cycle slips*.

Cycle slips são deslocamentos de $2\pi/M$ na fase do sinal que podem potencialmente induzir erros ao valor estimado. Esse problema pode ser minimizado usando descodificação diferencial, imune a deslocamentos de fase, permitindo que ocorra somente um par de erros nas fronteiras dos *cycle slips*. Um exemplo de equívoco ao posicionar o PU é mostrado na Fig. 4.4. A média aritmética realizada após o PU é equivocada, pois se ocorrer um *cycle slip* apenas em um dos ramos de polarização, a recuperação de fase fica totalmente comprometida.

A arquitetura apropriada é apresentada na Fig. 4.5, sendo o PU posicionado após a média aritmética dos fasores complexos. Assim, a estimação $\hat{\theta}_k$ é obtida por:

$$\hat{\theta}_k = PU \left\{ \frac{1}{M} \arg \left[\frac{\mathbf{1}^T (\mathbf{C}^V)^{-1} \cdot \mathbf{r}^V + \mathbf{1}^T (\mathbf{C}^H)^{-1} \cdot \mathbf{r}^H}{2} \right] \right\}. \quad (4.16)$$

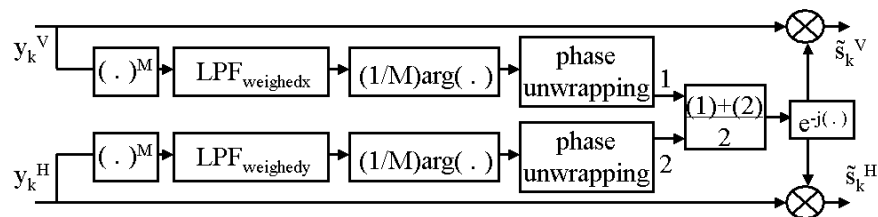


Figura 4.4: Média dos ângulos após o PU. Essa arquitetura não funciona, pois permite que ocorram erros catastróficos.

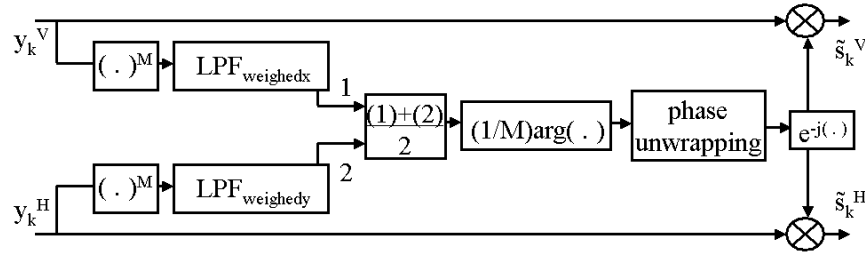


Figura 4.5: Estimação média de recuperação de portadora do tipo *feedforward* em sistemas PolMux.

4.2.3 Estimação com filtro plano

Essa arquitetura usa um filtro plano finito para realizar a mitigação do ruído aditivo. A estimação por meio de um filtro plano tem sido largamente utilizada em laboratórios e experimentos em campo, com comprimento do filtro ótimo obtido experimentalmente. Um dos motivos é a sua relativa facilidade de implementação. Com o auxílio de algum algoritmo adaptativo, o tamanho do filtro pode ser alterado a fim de minimizar a taxa de erro de bit (BER). Por exemplo, o uso de FEC (*forward-error correction*) pode ser adequado para isso. A estimação de fase pode ser dada por:

$$\hat{\theta}_k = PU \left\{ \frac{1}{M} \arg \left(\frac{\sum_{i=-N}^N (y_{k+i}^V)^M + \sum_{i=-N}^N (y_{k+i}^H)^M}{2} \right) \right\}, \quad (4.17)$$

sendo N escolhido para minimizar a BER. A Fig. 4.6 apresenta o diagrama de recuperação de fase para o modelo com um filtro plano.

Uma expressão analítica para o tamanho ótimo desse filtro pode ser encontrada em [30].

4.2.4 Estimação conjunta

Propomos neste trabalho um método que usa conjuntamente as amostras recebidas nas duas polarizações foi proposta e publicada em [9]. A estimação conjunta busca encontrar θ_k , tal que a função

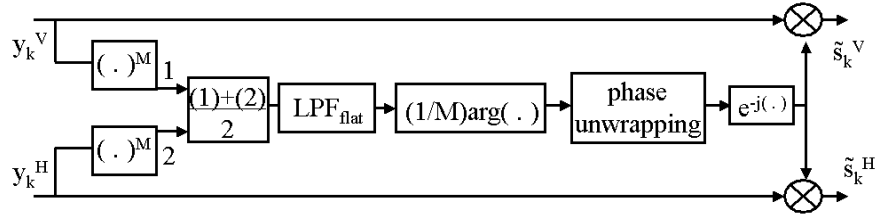


Figura 4.6: Recuperação de portadora do tipo *feedforward* para duas polarizações fazendo uso de um filtro plano finito.

$f_{\mathbf{r}'|\theta_k}(\mathbf{r}'|\theta_k)$ seja máxima, sendo:

$$\mathbf{r}' = [(y_{k-N}^V)^M, \dots, (y_k^V)^M, \dots, (y_{k+N}^V)^M, (y_{k-N}^H)^M, \dots, (y_k^H)^M, \dots, (y_{k+N}^H)^M]^T. \quad (4.18)$$

Note que \mathbf{r}' inclui amostras das polarizações verticais e horizontais. A matriz \mathbf{C}' associada ao vetor \mathbf{r}' pode ser descrita como:

$$\mathbf{C}' = E_s^M M^2 \mathbf{K}' \sigma_\Delta^2 + E_s^{M-1} M^2 \mathbf{K}'_n, \quad (4.19)$$

em que \mathbf{K}' e \mathbf{K}'_n podem ser obtidas da matriz \mathbf{K} e \mathbf{K}_n definida na Seção 4.1:

$$\mathbf{K}' = \begin{bmatrix} \mathbf{K} & \mathbf{K} \\ \mathbf{K} & \mathbf{K} \end{bmatrix}; \quad (4.20)$$

$$\mathbf{K}'_n = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{L \times L} \sigma_{w_n^V}^2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I}_{L \times L} \sigma_{w_n^H}^2 \end{bmatrix}. \quad (4.21)$$

A formulação da matriz \mathbf{K}' é baseada no fato de que os símbolos recebidos nas polarizações V e H são corrompidos pelo mesmo ruído de fase. Assim, a estimação conjunta do ruído de fase é calculada pesando as amostras conjuntamente das duas polarizações:

$$\hat{\theta}_k = PU \left\{ \frac{1}{M} \arg [\mathbf{1}^T \mathbf{C}'^{-1} \cdot \mathbf{r}'] \right\}. \quad (4.22)$$

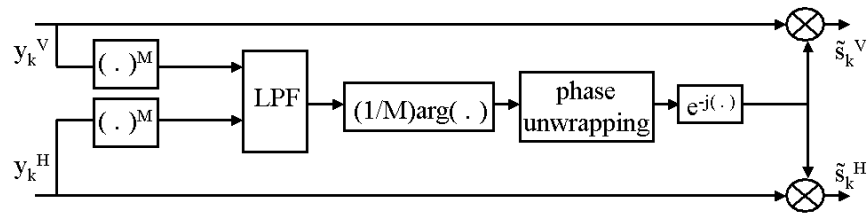


Figura 4.7: Recuperação de portadora por meio de estimação conjunta das amostras nas duas polarizações.

A Fig. 4.8 mostra, para efeitos de ilustração, os coeficientes de um filtro com $N = 10$ usado para a estimação individual e conjunta para um cenário em que $\text{SNR}_V = 7$ dB e $\text{SNR}_H = 4$ dB, e o ruído de fase é um processo de Wiener gerado pelo acúmulo de um processo gaussiano com média zero e $\sigma_\Delta^2 = 2\pi\Delta\nu T_s = 2\pi 10^{-4}$.

A curva vermelha, tracejada, é obtida dos coeficientes do filtro, calculados, individualmente, para cada polarização (polarização V à esquerda, e polarização H à direita). De fato, a forma ótima do filtro depende da significância do ruído aditivo e do ruído de fase de Wiener. Como esperado, a forma do filtro para a polarização H é mais suave, já que a SNR é menor e o ruído aditivo se torna relativamente mais importante. Para a polarização V o filtro é mais afiado, pois para uma SNR mais alta, o ruído de fase se torna mais proeminente.

A curva contínua mostra os coeficientes do filtro para a estimação conjunta. Nota-se que tanto para a polarização V quanto para a polarização H , o filtro de estimação conjunta tem forma diferente do filtro de estimação individual, assim como o filtro da polarização H , com menor SNR, apresenta coeficientes mais atenuados que o filtro da polarização V .

A Fig. 4.9 mostra o resultado do rastreamento do ruído de fase para os quatro estimadores apresentados: estimação individual para cada polarização, V (Fig. 4.9a) e H (Fig. 4.9b), estimação média (Fig. 4.9c), estimação com um filtro plano (Fig. 4.9d), e estimação conjunta com os sinais das duas polarizações (Fig. 4.9e). São apresentadas 5000 amostras de ruído para um produto $\Delta\nu T_s = 10^{-3}$. Da Fig. 4.9, podemos observar que para todos os métodos de estimação, a fase consegue ser rastreada

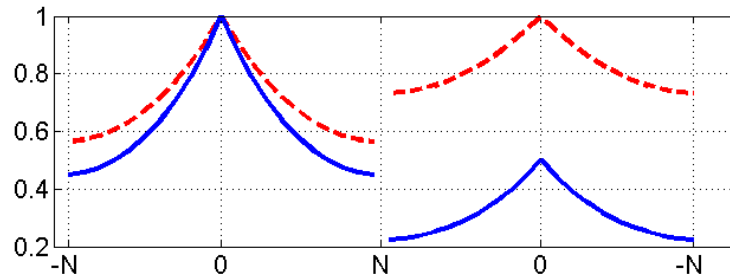


Figura 4.8: Pesos do filtro para as polarizações V e H para $\text{SNR}_V = 7$ dB (curvas à esquerda) e $\text{SNR}_H = 4$ dB (curvas à direita). Curva tracejada: estimação individual. Curva contínua: estimação conjunta. A diferença do ruído de fase entre amostras adjacentes é um processo gaussiano com variância $\sigma_\Delta^2 = 2\pi\Delta\nu T_s = 2\pi 10^{-4}$. O tamanho do filtro é de $N = 10$. O eixo das abcissas representa a k -ésima amostra e o eixo das ordenadas o peso normalizado dos coeficientes.

satisfatoriamente. A ocorrência de *cycle slips* é observada em todos os casos diferentes da estimação individual para a polarização V . No entanto, a ocorrência de dois *cycle slips* para a estimação conjunta, o que não acontece para as demais, fez a estimação coincidir novamente com o ruído de fase.

4.3 Estimação adaptativa do ruído aditivo

A estimação do ruído de fase apresentada assume que as variâncias do ruído aditivo, $\sigma_{w_n^V}^2$ e $\sigma_{w_n^H}^2$, e a energia de símbolo, E_s , sejam parâmetros conhecidos. No entanto, em um ambiente real, é desejável estimar também esses parâmetros a partir, simplesmente, do vetor de símbolos recebidos. Thomas Benedict e T. Soong [31] propuseram três métodos de estimação conjunta do sinal e do ruído a partir do envelope do sinal. O primeiro é um estimador de máxima verossimilhança que, embora apresente convergência ótima, necessita de cálculos numéricos iterativos envolvendo funções de Bessel. O segundo e o terceiro métodos são baseados no método de momentos, com solução mais simples.

Considere um vetor de N símbolos independentes recebidos em cada polarização de acordo com a seguinte função densidade de probabilidade:

$$p(y) = (y/\sigma^2)I_0(Py/\sigma^2) \exp[-(y^2 + P^2)/2\sigma^2] \quad y \geq 0, \quad (4.23)$$

sendo y o símbolo recebido, σ^2 a variância do ruído aditivo, P^2 a energia do símbolo e I_0 a função modificada de Bessel de ordem zero de primeiro tipo.

Quando utilizamos o segundo e o quarto momento, descritos por:

$$E[y^2] = P^2 + 2\sigma^2, \quad (4.24)$$

e

$$E[y^4] = P^4 + 8P^2\sigma^2 + 8\sigma^4, \quad (4.25)$$

as estimações da energia e do ruído podem ser reduzidas a:

$$\hat{P}^2 = [2(\overline{y^2})^2 - \overline{y^4}]^{1/2}, \quad (4.26)$$

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{2}(\overline{y^2} - \hat{P}^2). \quad (4.27)$$

Todos os resultados apresentados do Capítulo 5 assumiram conhecimento perfeito da energia do símbolo e da variância do ruído aditivo nas duas polarizações.

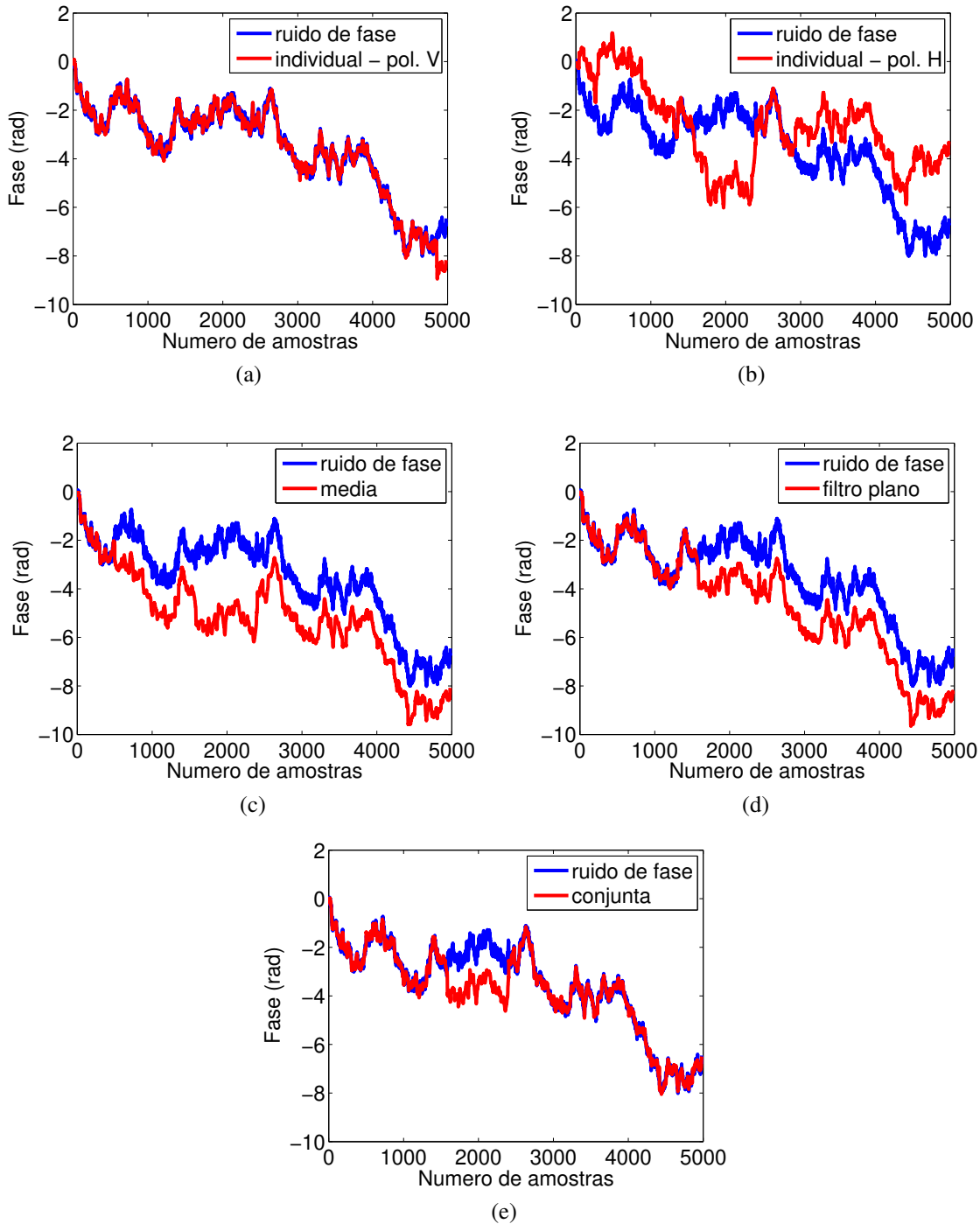


Figura 4.9: resultado do rastreamento do ruído de fase em 5000 amostras, com $\Delta\nu T_s = 10^{-3}$, para SNR de 7 dB para a polarização V e 4 dB para a polarização H . Para todas as figuras, as linhas azuis, mais escuras, são o ruído de fase, e as curvas vermelhas, mais claras, representa o rastreamento para cada arquitetura apresentada. (a) é a estimação individual para a polarização vertical V , (b) é a estimação individual para a polarização horizontal H , (c) é a estimação com a média, (d) a estimação a partir de um filtro plano, e (e) é a estimação conjunta.

Capítulo 5

Simulações

5.1 Configuração da simulação

Para avaliar o desempenho dos quatro métodos de recuperação de portadora foi necessário um intenso processo de simulações de Monte Carlo. Todas as simulações foram feitas para dois formatos de modulação multi-nível com diversidade de polarização, receptores coerentes e decodificação diferencial. Os formatos de modulação utilizados foram o QPSK e o 8-PSK.

No transmissor, dois sinais com modulação multi-nível com multiplexação de polarização (vertical V e horizontal H) são gerados aleatoriamente pelo modulador, que são frutos de quatro seqüências pseudo-aleatórias codificadas com código de Gray. Para incorporar ao sinal gerado, ainda sem ruído aditivo, o descasamento de fase resultante dos lasers do transmissor e do LO, os sinais V e H são multiplicados igualmente pelo ruído de fase de Wiener com $\sigma_{\Delta}^2 = 2\pi\Delta\nu T_s$, em que $\Delta\nu$ é a soma das bandas de 3 dB do transmissor e do LO no receptor, e T_s é o período de símbolo.

Assumindo uma perfeita separação das fontes, adiciona-se, por conseguinte, o ruído aditivo gaussiano branco complexo (*additive white gaussian noise* – AWGN) com 3 dB de desequilíbrio em cada polarização, que apresenta $\sigma_w^2 H = 2\sigma_w^2 V$. Por exemplo, a Fig. 5.1 mostra a constelação dos sinais recebidos para as duas polarizações, V e H , antes e depois da recuperação de portadora, para uma modulação QPSK. Da mesma forma, a Fig. 5.2 mostra a constelação dos sinais recebidos para as

duas polarizações, V e H , antes e depois da recuperação de portadora, para uma modulação 8-PSK. O produto $\Delta\nu T_s$ é tal que representa uma taxa de 40 Gb/s e banda de laser equivalente total de 10 MHz.

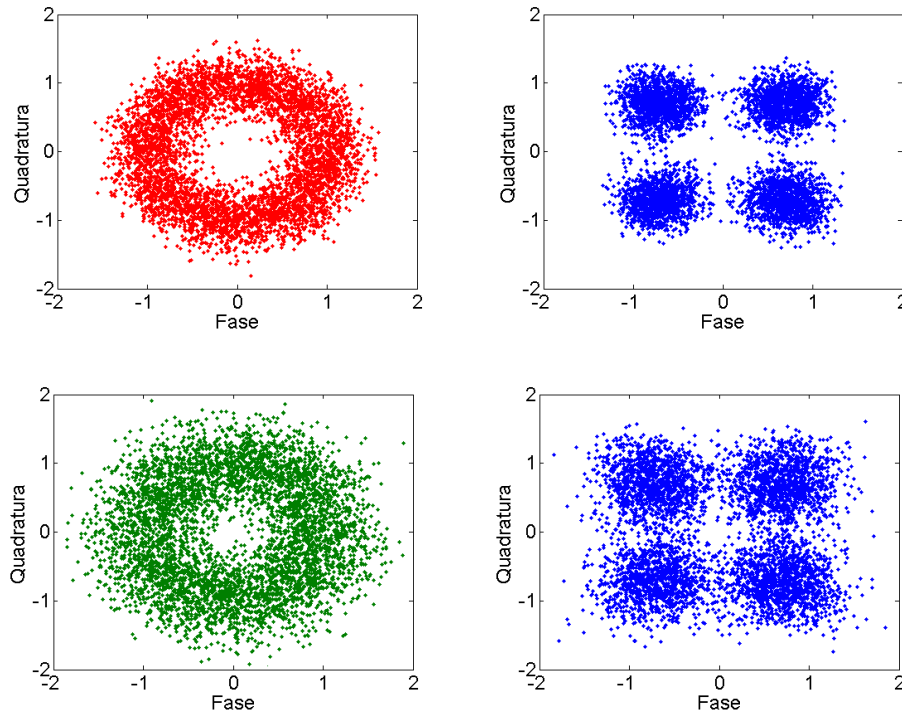


Figura 5.1: 5000 símbolos QPSK recebidos, corrompidos por ruído AWGN e de fase (processo de Wiener) com $\Delta\nu T_s = 10^{-3}$. As figuras à esquerda são os sinais recebidos para a polarização vertical e horizontal anteriores à recuperação de portadora, e as da direita são as mesmas após a recuperação de portadora utilizando-se da estimação individual. Nas curvas superiores a SNR é 3 dB maior (7 dB) do que para as inferiores (4 dB).

O receptor consiste em uma das quatro arquiteturas de recuperação de portadora seguido de um estimador de distância mínima e uma posterior decodificação diferencial. A BER, para cada polarização, é calculada com pelo menos 2×10^6 bits transmitidos (10^6 em fase mais 10^6 em quadratura) para a modulação QPSK e mais de 3×10^6 bits transmitidos para a modulação 8-PSK para cada largura de linha $\Delta\nu$. Foram simulados 10 valores de $\Delta\nu$.

Todas as simulações foram feitas para 40 Gb/s. Para o QPSK (2 bits/símbolo), $T_s = 10^{-10}$ s. Para o 8-PSK (3 bits/símbolo), $T_s = 1,5 \cdot 10^{-10}$ s.

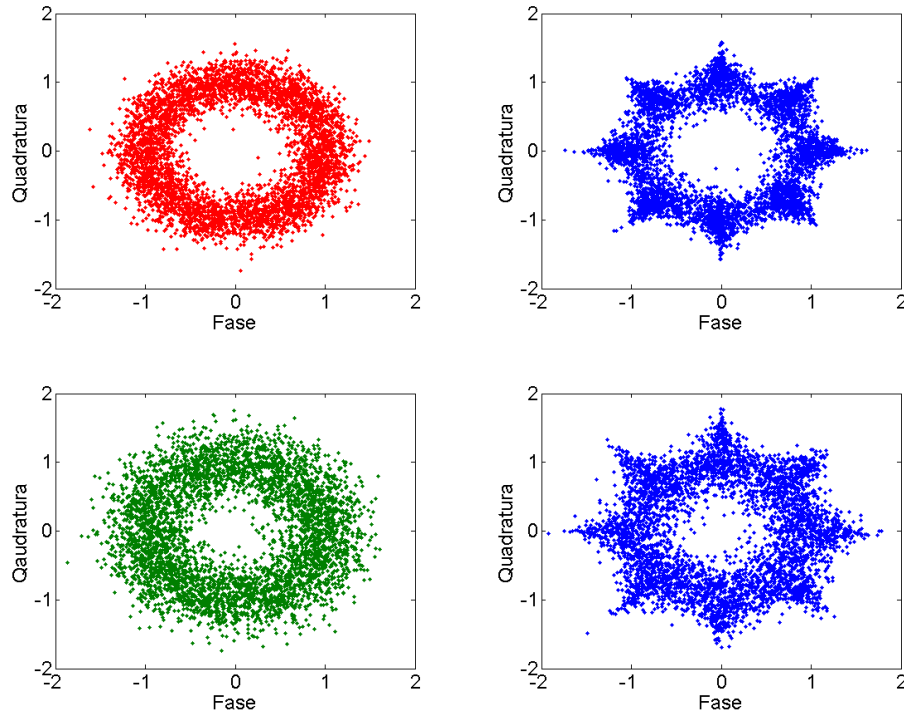


Figura 5.2: 5000 símbolos 8-PSK recebidos, corrompidos por ruído AWGN e de fase (processo de Wiener) com $\Delta\nu T_s = 1,5 \times 10^{-3}$. As figuras à esquerda são os sinais recebidos para a polarização vertical e horizontal anteriores à recuperação de portadora, e as da direita são as mesmas após a recuperação de portadora utilizando-se da estimação individual. Nas curvas superiores a SNR é 3 dB maior (7 dB) do que para as inferiores (4 dB).

À medida que o valor de $\Delta\nu$ aumenta, uma maior penalidade de SNR é percebida com relação ao valor teórico da BER sem a presença de ruído de fase. As Figs. 5.3 e 5.4 mostram a penalidade da SNR em dB em função da razão *largura de linha/taxa de símbolo*. O valor das penalidades foi obtido pela diferença (para BER= 10^{-3}) entre os valores experimentais e os valores teóricos de SNR.

O valor teórico para a taxa de erro de bit (BER) em função da SNR para formatos de modulação multi-nível, como o QPSK e o 8-PSK, é dada pela Eq. 5.1 [28]:

$$BER \left(SNR = \frac{E_b}{N_0} \right) \approx \frac{1}{\log_2 M} 2Q \left[\sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{N_0}} \right]. \quad (5.1)$$

Usou-se um passo máximo de 0,06 dB de SNR para o QPSK e 0,1 para o 8-PSK. O tamanho do filtro na recuperação de portadora usando ML foi de $L = 2N + 1 = 21$ para os dois casos. Para o

caso de estimação com o filtro plano finito, o tamanho deste é tal que minimize a BER até o máximo de $L = 2N + 1 = 21$. Isso é feito da seguinte maneira: 10 rodadas de simulações com mais de 10^5 símbolos (o que equivale a 2×10^5 bits para o QPSK e 3×10^5 bits para o 8-PSK) são feitas para cada valor de N (N variando de 1 até 10, e conseqüentemente, L variando de 3 a 21). Tomou-se o valor de N que apresentou a menor BER média das 10 rodadas e conseqüentemente a menor penalidade de SNR.

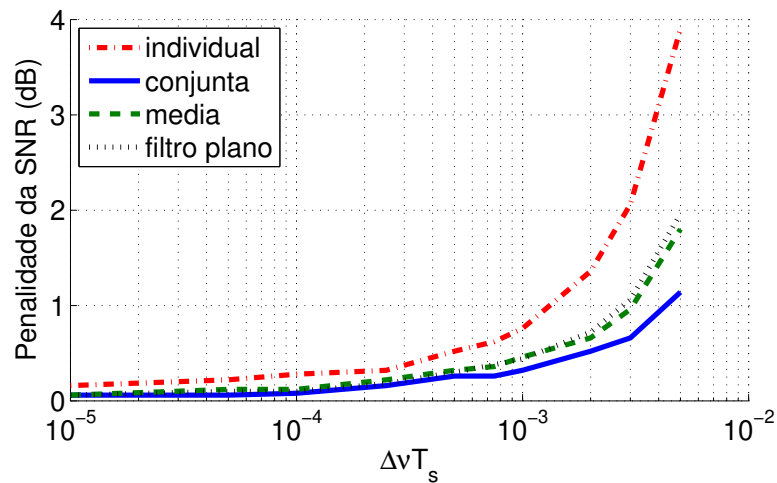


Figura 5.3: Penalidade da SNR versus razão *largura de linha/taxa de símbolo* para quatro arquiteturas FFCR (para QPSK, 3 dB de desequilíbrio na SNR devido à PDL, polarização com menor SNR considerada e $BER = 10^{-3}$).

5.2 Resultados e discussões

Simulou-se um sistema PolMux com PDL de 3 dB. A SNR da polarização H foi suposta 3 dB menor que a SNR da polarização V . As curvas das Figs. 5.3 e 5.4 correspondem ao pior caso, o da polarização H , que será o fator limitante do sistema como um todo. Como a polarização H tem uma SNR 3 dB menor, a taxa de erro é maior para essa polarização comparativamente à polarização V . Embora para a polarização V a estimação individual obtenha um bom resultado, é esperado que, para a polarização H , a estimação individual apresente a maior penalidade de todas as arquiteturas devido à menor SNR. As curvas para estimação individual são apresentadas como curvas traço-ponto

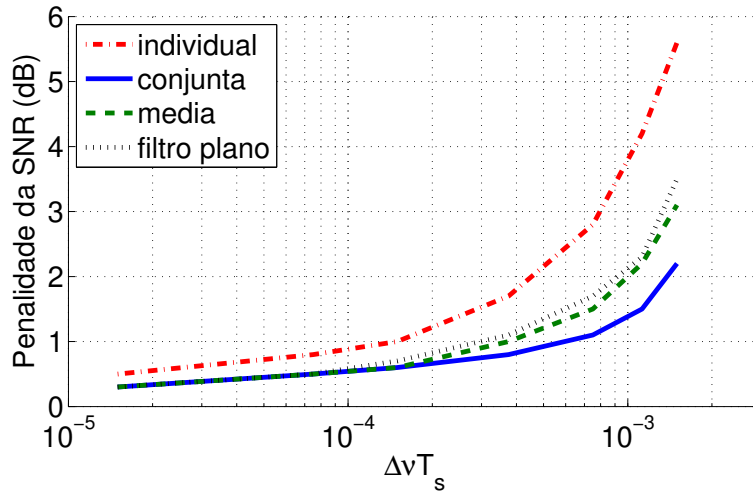


Figura 5.4: Penalidade da SNR versus razão *largura de linha/taxa de símbolo* para quatro arquiteturas FFCR (para 8-PSK, 3 dB de desequilíbrio na SNR devido à PDL, polarização com menor SNR considerada e $\text{BER} = 10^{-3}$).

vermelhas. As curvas pretas pontilhadas correspondem à penalidade devida ao filtro plano finito de tamanho ótimo.

As curvas tracejadas em verde e as sólidas em azul correspondem ao uso da média dos fasores complexos e da estimação conjunta, respectivamente. Na Fig. 5.3 percebe-se que para um dado laser do transmissor e um LO no receptor, a estimação conjunta consegue quase dobrar a taxa de bits possível atingindo no máximo 1 dB de penalidade de SNR para uma $\text{BER} = 10^{-3}$, quando comparada com a arquitetura do filtro plano. Para o QPSK e uma razão *largura de linha/taxa de símbolo* de 5×10^{-3} , a estimação conjunta apresenta uma penalidade de 1,1 dB de SNR, enquanto a média apresenta 1,8 dB, o filtro plano 2,0 dB e a estimação individual 3,9 dB. A escolha do valor máximo tolerado do produto $\Delta\nu T_s$ implica inevitavelmente na escolha e uma banda dos lasers do sistema para uma dada taxa de transmissão desejada. Idealmente, escolheríamos o menor valor possível para o produto $\Delta\nu T_s$. No entanto, o custo de um laser com uma largura de banda especialmente pequena ainda é proibitivo. Por isso tolera-se uma penalidade máxima para uma dada taxa de transmissão. A alteração do método de recuperação de portadora para um que tenha menor penalidade mantendo-se as outras variáveis é desejável e necessária à medida que se requeira uma maior taxa de transmissão.

Considerando o custo computacional requerido, tanto a arquitetura média quanto a conjunta levam em conta o sinal nas duas polarizações. Já a estimação com filtro plano necessita do cálculo da BER. De fato, uma estimação imperfeita da SNR e uma variação rápida da PDL podem diminuir o desempenho das estimações média e conjunta frente ao filtro plano. No entanto, usualmente, a variação da PDL é muito mais lenta que a duração do símbolo [16].

Para a FFCR conjunta e média, a complexidade computacional é dominada pela etapa de filtragem do sinal. Quando comparados entre si, a estimação conjunta apresenta menor penalidade de SNR à custa da inversão de uma matriz maior, porém esparsa. Essas considerações tornam o seu uso atrativo para o projetista de sistemas.

Afora um aumento geral da suscetibilidade ao ruído de fase, os resultados do 8-PSK, Fig. 5.4, indicam um comportamento semelhante àquele observado com modulação QPSK [9]. A arquitetura FFCR com estimação conjunta apresenta uma penalidade de 1,1 dB de SNR para uma razão *largura de linha/ taxa de símbolo* de $7,5 \times 10^{-4}$, enquanto as outras arquiteturas têm penalidade de 1,5 dB (média), 1,7 dB (filtro plano) e 2,8 dB (individual).

Capítulo 6

Conclusão

O estimador de fase de portadora (*carrier phase estimator* – CPE) é um elemento central em sistemas coerentes com sinais multi-nível, como é o caso de sinais M -PSK. À medida que M aumenta, mais importante se torna o CPE, como visto para o QPSK e 8-PSK. Um algoritmo CPE adequado reduz potencialmente os requisitos de projeto quanto à largura de linha do laser do transmissor e do oscilador local. Em sistemas com diversidade de polarização (PolMux), os métodos CPE podem obter proveito dessa diversidade, haja vista que o ruído de fase é igual nas duas polarizações. Esse receptor que leve em conta a diversidade de polarização deve, no entanto, se preocupar com um possível desequilíbrio na SNR nas duas polarizações, no momento de calcular os coeficientes do filtro do CPE. Propôs-se nesse trabalho um CPE que faz uso de uma arquitetura FFCR conjunta em um ambiente sujeito a PDL. Esta arquitetura foi comparada a outras três arquiteturas. Dessa forma, foi observado que em alguns casos essa arquitetura proposta quase que dobrou a razão *largura de linha/ taxa de símbolo* tolerável comparada à arquitetura que usa um filtro plano finito.

6.1 Trabalhos futuros

Como observado na Seção 4.3, em um sistema real, pode-se desconhecer a SNR em cada polarização, sendo necessário um algoritmo de estimação do ruído aditivo nas duas polarizações para obter

um desempenho adequado da arquitetura FFCR. Da mesma forma, em um sistema qualquer, pode ser necessário estimar a energia de símbolo do sinal. Outro ponto importante é o tratamento do sinal no *front-end* a fim de prover a separação de fontes das duas polarizações e a equalização necessária para o tratamento do sinal.

Todos esses pontos deverão ser tratados em um outro momento, não tendo sido objeto primeiro desse trabalho. O estudo dos formatos avançados de modulação foi a motivação inicial para tratarmos de sistemas coerentes, formatos de modulação multi-nível e arquiteturas de recuperação de fase da portadora.

Um modelo analítico do PU permite um melhor entendimento das equações do sistema, sendo possível trabalhar com mais ferramentas que as simulações.

À medida que se aumenta a taxa de transmissão nos sistemas ópticos, vários efeitos não-lineares começam a serem percebidos. Todo um grupo de efeitos como o SPM, XPM e FWM, em sistemas WDM devem ser estudados.

Referências Bibliográficas

- [1] T. Pfau, S. Hoffmann, O. Adamczyk, R. Peveling, V. Herath, M. Pörrmann and R. Noé. Coherent optical communication: Towards realtime systems at 40 Gbit/s and beyond. *Opt. Express*, 16:866–872, 2008.
- [2] S. Tsukamoto, K. Katoh and K. Kikuchi. Unrepeated transmission of 20-Gb/s optical quadrature phase-shift-keying signal over 200-km standard single-mode fiber based on digital processing of homodyne-detected signal for group-velocity dispersion compensation.
- [3] S. Tsukamoto, K. Katoh and K. Kikuchi. Coherent Demodulation of Optical Multilevel Phase-shift-keying Signals Using Homodyne Detection and Digital Signal Processing.
- [4] Michael G. Taylor. Coherent Detection Method Using DSP for Demodulation of Signal and Subsequent Equalization of Propagation Impairments. *IEEE Photonics Technology Letters*, 16(2):674–676, February 2004.
- [5] M. Secondini, E. Forestieri, G. Prati. PLC Optical Equalizer for Chromatic and Polarization-Mode Dispersion Compensation Based on MSE Control. *IEEE Photonics Technology Letters*, 16(4):1173–1175, April 2004.
- [6] E. Ip, J. M. Kahn. Digital equalization of chromatic dispersion and polarization mode dispersion. *J. Lightwave Technol.*, 25:2033–2043, 2007.
- [7] L. G. Kazovsky, G. Kalogerakis, W.-T. Shaw. Homodyne phase-shift-keying systems: past challenges and future opportunities. *Journal of Lightwave Technology*, 24:4876–4884, 2006.

- [8] E. Ip, J. M. Kahn. Feedforward carrier recovery for coherent optical communications. *J. Lightwave Technol.*, 25:2675–2692, 2007.
- [9] Francisco A. C. Garcia, Darli A. A. Mello, Helio Waldman. Feedforward Carrier Recovery for Polarization Demultiplexed Signals with Unequal Signal to Noise Ratios. *Optics Express*, 17(10):7958–7969, May 2009.
- [10] J. Geyer C. Schulien T. Duthel, C.R.S. Fludger. Impact of polarisation dependent loss on coherent polmux-nrz-dqpsk. In *Proceedings of Optical Fiber Communications conference OFC, Paper OThU5*, San Diego, USA, 2008.
- [11] Francisco A. C. Garcia, Darli A. A. Mello, Helio Waldman. Recuperação de Portadora Tipo *Feedforward* para Sistemas 8-PSK com Multiplexação de Polarização. In *SBrT*, Blumenau, Brasil, Outubro 2009.
- [12] E. Ip, J. M. Kahn. Digital Equalization of Chromatic Dispersion and Polarization Mode Dispersion. *Journal of Lightwave Technology*, 25(8):2033–2043, August 2007.
- [13] R. Noé. Phase noise-tolerant synchronous QPSK/BPSK baseband-type intradyne receiver concept with feedforward carrier recovery. *Journal of Lightwave Technology*, 23:802–808, 2005.
- [14] E. Ip, A. P. T. Lau, D. J. F. Barros, J. M. Kahn. Coherent detection in optical fiber systems. *Opt. Express*, 16:753–791, 2008.
- [15] K. Piyawanno F.N. Hauske C.R.S. Fludger T. Duthel T. Wuth J.C. Geyer C. Schulien B. Spinnler E.-D. Schmidt B. Lankl M. Kuschnerov, D. van den Borne. Joint-polarization carrier phase estimation for xpm-limited coherent polarization-multiplexed qpsk transmission with ook-neighbors. In *ECOC 2008*, 2008.
- [16] M. El-Darawy, T. Pfau, S. Hoffmann, R. Peveling, C. Wördehoff, B. Koch, M. Pormann, O. Adamczyk, R. Noé. Fast adaptive polarization and PDL tracking in a realtime FPGA based coherent PolDM-QPSK receiver. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 20:1796–1798, 2008.

- [17] John G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1983.
- [18] G. May, A. Solheim, J. Conradi. Extended 10 gb/s fiber transmission distance at 1538 nm using a duobinary receiver. *IEEE Photonics Technology Letters*, 6(5):648650, May 1994.
- [19] M. M. El Said, J. Sitch, and M. I. Elmasry. An electrically pre-equalized 10-gb/s duobinary transmission system. *Journal of Lightwave Technology*, 23(1):388–400, January 2005.
- [20] H. Waldman, C. A. M. Pingarilho. Coding for spectral shaping. In *IEEE GLOBECOM94*, pages 132–135, San Francisco, USA, December 1994.
- [21] Dany-Sebastian Ly-Gagnon, Satoshi Tsukamoto, Kazuhiro Katoh and Kazuro Kikuchi. Coherent Detection of Optical Quadrature Phase-Shift Keying Signals With Carrier Phase Estimation. *Journal of Lightwave Technology*, 24(1):12–20, January 2006.
- [22] R. Noé, S. Hoffmann, T. Pfau, O. Adamczyk, V. Herath, R. Peveling, M. Pormann, . Realtime Digital Polarization and Carrier Recovery in a Polarization-Multiplexed Optical QPSK Transmission. 2008.
- [23] G. P. Agrawal. *Fiber-Optic Communication Systems*. Wiley-Interscience, 3rd edition, 2002.
- [24] John R. Barry, Joseph M. Kahn. Carrier Synchronization for Homodyne and Heterodyne Detection of Optical Quadriphase-Shift Keying. *Journal of Lightwave Technology*, 10(12):1939–1951, December 1992.
- [25] E. Ip, J. M. Kahn. Carrier Synchronization for 3- and 4-bit-per-Symbol Optical Transmission. *Journal of Lightwave Technology*, 23(12):4110–4124, December 2005.
- [26] Satoshi Tsukamoto, Kazuhiro Katoh, Kazuro Kikuchi. Coherent Demodulation of Optical Multilevel Phase-Shift-Keying Signals Using Homodyne Detection and Digital Signal Processing. *IEEE Photonics Technology Letters*, 18(10):1131–1133, May 2006.

- [27] Philip Watts, V. Mikhailov, Madeleine Glick, Polina Bayvel, Robert Killey. Single sideband optical signal generation and chromatic dispersion compensation using digital filters . *Electronic Letters*, 40(15), July 2004.
- [28] E. Alpman. Estimation of oscillator phase noise for *M*PSK-based communication systems over AWGN channels. Theses for degree of master of science, theses for degree of master of science – Chalmers University of Technology, <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/summary?doi=10.1.1.2.8940>, 2004.
- [29] A. J. Viterbi, A. M. Viterbi. Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier Phase with Application to Burst Digital Transmission. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 29:543–551, 1983.
- [30] G. Goldfarb and G. Li. BER estimation of QPSK homodyne detection with carrier phase estimation using digital signal processing. *Opt. Express*, 14:8043–8053, 2006.
- [31] Thomas R. Benedict and T. T. Soong. The joint estimation of signal and noise from the sum envelope. *IEEE Transactions on Information Theory*, 13(3):447–454, July 1967.