

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

RECUPERAÇÃO DE FASE USANDO DIVERSIDADE DE
POLARIZAÇÃO E DE PORTADORA PARA SISTEMAS
MULTIPORTADORA DP-16-QAM

DIEGO VIEIRA SOUTO

ORIENTADOR: DARLI AUGUSTO DE ARRUDA MELLO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

PUBLICAÇÃO: PPGEE.DM - 513/12

BRASÍLIA/DF: DEZEMBRO - 2012

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

RECUPERAÇÃO DE FASE USANDO DIVERSIDADE DE
POLARIZAÇÃO E DE PORTADORA PARA SISTEMAS
MULTIPORTADORA DP-16-QAM

DIEGO VIEIRA SOUTO

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

APROVADA POR:

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

Prof. Dr. Judson Braga. (ENE-UnB)
(Examinador Interno)

Prof. Dr. Gustavo Fraidenraich. (UNICAMP)
(Examinador Externo)

Prof. Dr. William Ferreira Giozza. (ENE-UnB)
(Suplente)

BRASÍLIA/DF, 20 DE DEZEMBRO DE 2012

FICHA CATALOGRÁFICA

SOUTO, DIEGO VIEIRA

Recuperação de fase usando diversidade de polarização e de portadora para sistemas multiportadora DP-16-QAM. [Distrito Federal] 2012. xvii, 64p., 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2012).

Dissertação de Mestrado - Universidade de Brasília.

Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

- | | |
|-------------------------|----------------------|
| 1. Comunicações Ópticas | 2. Recepção Coerente |
| 3. Ruído de fase | 4. Multicanal |
| I. ENE/FT/UnB | II. Título (série) |

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

SOUTO, D. V. (2012). Recuperação de fase usando diversidade de polarização e de portadora para sistemas multiportadora DP-16-QAM. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGEE.DM - 513/12, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 64p.

CESSÃO DE DIREITOS

NOME DO AUTOR: Diego Vieira Souto.

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO: Recuperação de fase usando diversidade de polarização e de portadora para sistemas multiportadora DP-16-QAM.

GRAU / ANO: Mestre / 2012

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

Diego Vieira Souto
Condomínio Vivendas Lago Azul, Módulo J, Casa 16, Grande Colorado
73105-908 Sobradinho - DF - Brasil.

*Dedico este trabalho a todos que me apoiaram de alguma forma,
principalmente à minha família.*

Diego Vieira Souto

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha família pelo apoio em todos os sentidos, aos meus amigos pelos momentos de lazer, aos companheiros de laboratório pela ajuda na realização dessa conquista, ao meu orientador Darli por sua serenidade e dedicação na transmissão do seu conhecimento, à Ericsson pelo apoio financeiro e pelos dados experimentais disponibilizados. Acima de tudo, agradeço a Deus por ter me conduzido até aqui.

Diego Vieira Souto

RESUMO

Este trabalho propõe uma técnica de recuperação de fase para sistemas ópticos multiportadora multiplexados em polarizações ortogonais. A técnica utiliza sinais transmitidos nas duas orientações de polarização de cada portadora, dado que as portadoras foram originadas do mesmo laser, para melhorar o processo de estimação do desvio de fase causado pelo ruído de fase. O ruído de fase causa desvios aleatórios na fase do sinal, dificultando a identificação dos símbolos transmitidos, o que implica em um aumento na taxa de erro de bit. A recuperação de fase da portadora é responsável por reaver a referência de fase do sistema, perdida por causa deste efeito. A técnica foi avaliada em dados experimentais originados de um sistema multicanal multiplexado em polarizações ortogonais com detecção coerente. Os dados foram modulados com modulação de amplitude em quadratura com dezesseis níveis (16-QAM) à taxa total de 112 Gb/s. Para analisar seu desempenho, foram avaliadas adicionalmente arquiteturas de recuperação de fase da portadora sem diversidade e com diversidade de polarização. É mostrado que, em cenários com baixa intensidade de ruído de fase (200 kHz), as técnicas de recuperação de fase da portadora obtêm desempenho semelhante, pois o ruído de fase não é o principal efeito limitante. Em cenários com alta intensidade de ruído de fase (2,1 MHz), a técnica proposta obtém um ganho de 1-2 dB em relação à técnica com diversidade de polarização, para uma taxa de erro de bit de 10^{-3} . Isto permite utilizar lasers com maior largura de linha, o que propicia redução de custo. Para o correto funcionamento da técnica proposta, foi necessário desenvolver um algoritmo de recuperação de frequência da portadora que trabalhasse estimando e compensando o desvio de frequência a cada amostra, de maneira a manter o sincronismo entre as portadoras. Esse algoritmo pode ser aplicado a vários formatos de modulação uma vez que utiliza fases estimadas.

ABSTRACT

This thesis presents a technique for carrier phase estimation in dual polarization multicarrier optical systems. The technique uses transmitted signals in the two polarization orientations of each carrier, since the carriers were derived from the same laser, to enhance the phase noise estimation process. The phase noise causes random deviations in signal phase, difficulting the identification of the transmitted symbols, which implies an increase in the bit error rate. The carrier phase estimation is responsible for recovering the system phase reference, lost because of this effect. The technique was evaluated on experimental data obtained from a dual polarization multichannel system with coherent detection. The data were modulated with 16-ary quadrature amplitude modulation, resulting in a total rate of 112 Gb/s. To assess the system performance, we additionally evaluated carrier phase estimation architectures without diversity and with polarization diversity. It is shown that in scenarios with low phase noise intensity (200 kHz), all the techniques obtain similar performance because phase noise is not the main limiting effect. In scenarios with high phase noise intensity (2.1 MHz), the proposed technique obtains a gain of 1-2 dB compared to the polarization diversity technique, for a bit error rate of 10^{-3} . This allows the use of large linewidth lasers, which provides cost reductions. For the correct operation of the proposed technique, it was necessary to develop a new carrier frequency estimation algorithm that worked estimating and compensating the frequency offset at every sample to maintain synchronization between channels. This algorithm can be applied to several modulation formats since it uses estimated phases.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	1
1.2	MOTIVAÇÃO E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	3
1.3	CONTRIBUIÇÕES E ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	5
2	SISTEMA ÓPTICO COERENTE MULTIPORTADORA	7
2.1	TRANSMISSÃO ÓPTICA WDM	7
2.2	DETECÇÃO COERENTE	9
2.2.1	Classificação	10
2.2.2	Arquitetura de receptor	11
2.2.3	Multiplexação em polarizações ortogonais	14
2.2.4	Arquitetura de receptor com diversidade de polarização	16
2.2.5	Formatos de modulação multinível	17
2.3	EFEITOS DO CANAL ÓPTICO	18
2.3.1	Dispersão dos modos de polarização	18
2.3.2	Dispersão cromática	19
2.3.3	Perda dependente de polarização	20
2.3.4	Desvio de frequência	20
2.3.5	Ruído de fase	21
2.3.6	Ruído ASE	22
3	ALGORITMOS DE PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS	28
3.1	CONVERSÃO PARA BANDA BASE E FILTRAGEM	30
3.2	REAMOSTRAGEM E ORTOGONALIZAÇÃO	31
3.3	EQUALIZAÇÃO	32
3.4	RECUPERAÇÃO DE FREQUÊNCIA DA PORTADORA	35
3.5	RECUPERAÇÃO DE FASE DA PORTADORA	37
3.5.1	Estimador de fase da portadora direcionado a decisão	37
3.5.2	Algoritmo de recuperação de fase da portadora usando diversidade de polarização e de portadora	41

3.6	DECISÃO E DECODIFICAÇÃO	43
4	RESULTADOS	47
4.1	ARRANJO EXPERIMENTAL	47
4.2	RESULTADOS	50
5	CONCLUSÕES	58
5.1	TRABALHOS FUTUROS	59
	REFERÊNCIAS	60

LISTA DE FIGURAS

2.1	Espaçamento entre canais para sistemas DWDM, definido pelo ITU-T.	8
2.2	Esquemático de um transmissor óptico multiportadora.	9
2.3	Ilustração dos tipos de detecção coerente.	10
2.4	Arquitetura de um receptor óptico com detecção coerente.	11
2.5	<i>Front-end</i> de um receptor óptico com detecção coerente.	11
2.6	Sinais multiplexados em polarizações ortogonais.	14
2.7	Ilustração da captação dos sinais pelos sensores no final da fibra.	15
2.8	<i>Front-end</i> óptico com diversidade de polarização.	17
2.9	Exemplo da constelação 16-QAM tradicional.	18
2.10	Dispersão dos modos de polarização causa atraso na propagação do sinal em cada orientação de polarização.	19
2.11	Evolução da fase do sinal na presença de desvio de frequência de 50 MHz, após remover a dependência da informação transmitida.	21
2.12	Efeito do ruído de fase na constelação 16-QAM para $\Delta_\nu T = 1 \times 10^{-4}$.	23
2.13	Evolução da fase do sinal na presença de ruído de fase com $\Delta_\nu T = 1 \times 10^{-4}$.	24
2.14	Probabilidade de erro de bit em função da SNR_b para modulações com codificação Gray.	25
2.15	Probabilidade de erro de bit em função da OSNR para sistemas a 112 Gb/s modulados com codificação Gray.	27
3.1	Diagrama de um sistema com dois canais multiplexados em polarizações ortogonais.	29
3.2	Diagrama das etapas iniciais da cadeia de processamento digital de sinais.	29
3.3	Diagrama de blocos do processamento digital de sinais do sistema óptico multicanal com equalização $T/2$ espaçada direcionada à decisão.	30
3.4	Impacto do desbalanceamento de quadratura na constelação 16-QAM contaminada apenas com ruído AWGN.	32
3.5	Equalizador constituído por filtros em estrutura borboleta.	33
3.6	Esquemático da recuperação do sinal na polarização horizontal usando o LMS-DD.	34
3.7	Diagrama do algoritmo de recuperação de frequência da portadora.	36

3.8	Diagrama de blocos do estimador de fase da portadora direcionado a decisão.	38
3.9	Erro de previsão do estimador de fase da portadora direcionado a decisão.	38
3.10	<i>Offsets</i> de fase estimados.	42
3.11	Diagrama do algoritmo de estimação do <i>offset</i> de fase.	43
3.12	Diagrama do algoritmo de recuperação de fase da portadora.	44
3.13	Mapeamento de símbolos em bits pela codificação diferencial 16-QAM.	45
3.14	Probabilidade de erro de bit em função da relação sinal ruído para a modulação 16-QAM com codificação diferencial nos quadrantes.	46
4.1	Arranjo experimental do sistema com dois canais, ambos multiplexados em polarizações ortogonais, a taxa total de 112 Gb/s (7 Gbaud por canal).	47
4.2	Espectro óptico de potência obtido do transmissor com dois canais (resolução de 0.01 nm).	48
4.3	Taxa de erro de bit em função da quantidade de amostras utilizadas na recuperação de frequência da portadora por meio da técnica da FFT em blocos para o canal B.	51
4.4	Evolução do desvio de frequência para uma OSNR = 18 dB.	52
4.5	Taxa de erro de bit em função do parâmetro α_{freq}	53
4.6	Taxa de erro de bit em função do parâmetro α_{off}	53
4.7	Taxa de erro de bit em função do tamanho do filtro de recuperação de fase do sistema com oscilador local DFB para uma OSNR = 17 dB.	54
4.8	Evolução do <i>offset</i> de fase.	55
4.9	Evolução das fases estimadas para toda a sequência.	55
4.10	Evolução das fases estimadas para uma parte dos sinais.	56
4.11	Taxa de erro de bit versus OSNR para os canais A and B.	57

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)
$N_0/2$	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_L	Frequência angular do sinal óptico do oscilador local
ω_{IF}	Frequência intermediária
i_{sh}	Ruído <i>shot</i>
i_{th}	Ruído térmico
T_s	Período de um símbolo
Δ_ν	Largura de linha de um laser
$\theta(k)$	Desvio de fase do símbolo k
Δ_k	Diferença entre os desvios de fase de símbolos adjacentes
Δ_f	Desvio de frequência

i_I	Fotocorrente em fase
i_Q	Fotocorrente em quadratura
s_1 e s_2	Coefficientes de divisão do <i>splitter</i>
c_1 e c_2	Coefficientes de acoplamento do acoplador
α	<i>Offset</i> de fase do defasador
R_1 e R_2	Responsividades do fotodetectores
ε	Desbalanceamento de amplitude
φ	Desbalanceamento de fase
E	Coefficiente de ajuste
P	Coefficiente de rotação
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
D_M	Dispersão do material
D_W	Dispersão do guia de onda

Siglas

16-QAM	<i>16-ary quadrature amplitude modulation</i>	Modulação de amplitude em quadratura com dezesseis níveis
ADC	<i>Analog-to-digital converter</i>	Conversor analógico-digital
ASE	<i>Amplified spontaneous emission</i>	Emissão espontânea amplificada
ASK	<i>Amplitude-shift keying</i>	Modulação por chaveamento de amplitude
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
CPE	<i>Carrier phase estimation</i>	Recuperação de fase da portadora
DCF	<i>Dispersion compensating fiber</i>	Fibra de compensação de dispersão
DD	<i>Decision-directed</i>	Direcionado à 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	<i>Dual polarization</i>	Multiplexação em polarizações ortogonais
DSP	<i>Digital signal processing</i>	Processamento digital de sinais
DWDM	<i>Dense WDM</i>	WDM densa
FDM	<i>Frequency-division multiplexing</i>	Multiplexação por divisão de frequência
FFT	<i>Fast Fourier transform</i>	Transformada rápida de Fourier
FWM	<i>Four wave mixing</i>	Mistura de quatro ondas
GSOP	<i>Gram-Schmidt orthogonalization Procedure</i>	Procedimento de ortogonalização de Gram-Schmidt
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>	União Internacional de Telecomunicações
ITU-T	<i>ITU Telecommunication Standardization Sector</i>	Setor de padronização de telecomunicações do ITU
JP-CPE	<i>Joint-polarization CPE</i>	Recuperação de fase da portadora usando diversidade de polarização

JPJS-CPE	<i>Joint-polarization and joint-subchannel CPE</i>	Recuperação de fase da portadora usando diversidade de polarização e de canal
LMS-DD	<i>Decision-directed least mean square</i>	Algoritmo da média quadrática mínima direcionado à decisão
LO	<i>Local oscillator</i>	Oscilador local
MZM	<i>Mach-Zehnder modulator</i>	Modulador Mach-Zehnder
OADM	<i>Optical add-drop multiplexer</i>	Multiplexador óptico adiciona e retira
OCNLab	<i>Optical Communications and Networking Laboratory</i>	Laboratório de Redes e Comunicações Ópticas
OOK	<i>On-off keying</i>	Chaveamento liga-desliga
OSNR	<i>Optical signal-to-noise ratio</i>	Relação sinal ruído óptica
PBC	<i>Polarization beam combiner</i>	Combinador de feixe de polarização
PBS	<i>Polarization beam split</i>	Divisor de feixe de polarização
PDL	<i>Polarization dependent loss</i>	Perda dependente de polarização
PMD	<i>Polarization mode dispersion</i>	Dispersão dos modos de polarização
PRBS	<i>Pseudo-random binary sequence</i>	Sequência binária pseudo-aleatória
PSK	<i>Phase-shift keying</i>	Modulação por chaveamento de fase
QAM	<i>Quadrature amplitude modulation</i>	Modulação de amplitude em quadratura
QPSK	<i>Quadrature phase-shift keying</i>	Modulação por chaveamento de fase em quadratura
RDE	<i>Radius directed equalization</i>	Equalização direcionada ao raio
SBS	<i>Stimulated Brillouin scattering</i>	Espalhamento estimulado de Brillouin
SNR	<i>Signal-to-noise ratio</i>	Relação sinal ruído
SNR _b	<i>Signal-to-noise ratio</i>	Relação sinal ruído “binária”
SP-CPE	<i>single-polarization CPE</i>	Algoritmo sem diversidade
SPM	<i>Self-phase modulation</i>	Auto modulação de fase
SRS	<i>Stimulated Raman scattering</i>	Espalhamento estimulado de Raman

TECL	<i>Tunable external cavity laser</i>	Laser de cavidade externa ajustável
WDM	<i>Wavelength-division multiplexing</i>	Multiplexação por divisão do comprimento de onda
XPM	<i>Cross-phase modulation</i>	Modulação cruzada de fase

TRABALHOS PUBLICADOS PELO AUTOR

CONFERÊNCIA

- PORTELA, T. F.; SOUTO, D. V.; ROZENTAL, V. N.; FERREIRA, H. B.; GRIESSER, H. e MELLO, D. A. A. Analysis of Digital Polarization Demultiplexing Techniques for Optical 112 Gb/s DP-QPSK Receivers with Experimental Data. Em: *MOMAG 2010*, Vila Velha - ES, Brasil, agosto de 2010.

PERIÓDICOS

- PORTELA, T. F.; SOUTO, D. V.; ROZENTAL, V. N.; FERREIRA, H. B.; MELLO, D. A. A. e GRIESSER, H. Analysis of Signal Processing Techniques for Optical 112 Gb/s DP-QPSK Receivers with Experimental Data. Em: *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 10, no. 1, p. 155-164, junho de 2011.
- ROZENTAL, V. N.; PORTELA, T. F.; SOUTO, D. V.; ROZENTAL, V. N.; FERREIRA, H. B. e MELLO, D. A. A. Experimental Analysis of Singularity-Avoidance Techniques for CMA Equalization in DP-QPSK 112-Gb/s Optical Systems. Em: *Optics Express*, OSA, vol. 19, p. 18655-18664, setembro de 2011.
- SOUTO, D. V.; OLSSON, B.-E.; LARSSON, C.; MELLO, D. A. A. Joint-Polarization and Joint-Subchannel Carrier Phase Estimation for 16-QAM Optical Systems. Em: *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 30, no. 20, p. 3185–3191, 15 de outubro de 2012. ISSN 0733-8724.

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Recentemente, os serviços ofertados pela Internet têm se expandido com grande rapidez, provocando uma necessidade cada vez maior de banda no *backbone* da rede. As aplicações multimídia tornam-se cada vez mais comuns. A popularização de dispositivos móveis e os seus serviços disponíveis, principalmente aplicações de vídeo em alta definição, criam a necessidade de se transmitir informação a uma elevada taxa. A crescente demanda por tráfego motiva o uso de sistemas de comunicação a altas taxas. Apesar de a fibra óptica ser um meio eficiente de transmissão, devido ao maior produto entre banda disponível e alcance, a quantidade de informação é tanta que surge a necessidade de aumentar sua capacidade sistêmica. Nesse contexto, a comunidade científica vem pesquisando novas alternativas para sistemas ópticos, tanto para o meio físico (fibras multinúcleos [1, 2]) quanto para as condições sistêmicas. Um sistema eficiente deve apresentar alta taxa de transmissão aliada a um longo alcance com baixo custo em todas as etapas (fabricação, implantação e manutenção). Essas características apresentam uma relação de compromisso. Assim, um sistema não usufruirá do máximo de todas, ficando a cargo do engenheiro projetista escolher a melhor alternativa.

Estimativas revelam que o tráfego na rede cresce entre 40% e 60% ao ano, se aproximando cada vez mais da capacidade atual [3]. Dessa forma, mantendo-se o ritmo de crescimento, em poucas décadas ocorrerá a saturação. A quebra da capacidade é um tópico de pesquisa da comunidade científica [4]. Pesquisas recentes abordam a transmissão de informação a partir de múltiplas portadoras obtidas de uma mesma fonte de laser. Por meio do processamento paralelo de cada portadora a uma taxa mais moderada, é possível aumentar a capacidade sistêmica. Um sistema multiportadora que utiliza agrupamento de portadoras adjacentes para alcançar alta taxa de transmissão tem sido denominado supercanal. Dado que as portadoras podem ser originadas do mesmo laser, é possível utilizar informação adicional de ruído de fase de cada portadora para aprimorar a estimação do desvio de fase gerado por ele.

Atualmente, a indústria oferece sistemas a 100 Gb/s que aproveitam a infraestrutura dos atuais sistemas ópticos que operam em sua maioria à taxa de 10 Gb/s. Essa solução comercialmente disponível utiliza multiplexação em polarizações ortogonais

(*dual polarization* - DP) em conjunto com detecção coerente e modulação por chaveamento de fase em quadratura (*quadrature phase-shift keying* - QPSK) [5]. O formato de modulação QPSK veicula informação na fase do sinal óptico. Conseqüentemente, a detecção coerente se faz necessária. Nesse tipo de detecção, há um laser no receptor, denominado oscilador local (*local oscillator* - LO), que servirá como uma referência de fase para a recepção do sinal transmitido. Ao usar detecção coerente, necessita-se de uma menor relação sinal-ruído no receptor, e se permite utilizar técnicas de processamento digital de sinais para compensar eletronicamente efeitos lineares [6]. Além disso, a multiplexação em polarização permite dobrar a capacidade do sistema ao explorar a propriedade de decomposição da onda eletromagnética em duas polarizações ortogonais, enviando sinais em ambas as polarizações.

Sistemas com detecção coerente estão sujeitos ao ruído de fase gerado nos lasers transmissor e receptor. O ruído de fase causa desvios aleatórios na fase do sinal, dificultando a identificação dos símbolos transmitidos. Este efeito é compensado por algoritmos de recuperação de fase da portadora. Estudos atuais [7, 8, 9, 10] mostraram a possibilidade de melhorar a estimação deste ruído usando informação de fase disponível nos sinais em ambas as orientações de polarização.

Recentemente, surgiu o interesse na modulação de amplitude em quadratura com dezesseis níveis (*16-ary quadrature amplitude modulation* - 16-QAM) [11, 12] e também em sistemas com múltiplas portadoras [13, 14, 15]. Com a modulação 16-QAM, pode-se aumentar a eficiência espectral do sistema, porém diminui-se o alcance e robustez ao ruído de fase [16]. Ao utilizar múltiplas portadoras, pode-se reduzir a taxa de símbolos, contribuindo para que os conversores analógico-digital e a cadeia de processamento digital de sinais operem em menores taxas, diminuindo o custo do sistema. Essa alternativa é especialmente atraente para redes metropolitanas, em que custo e eficiência espectral são mais importantes do que atingir grandes distâncias [17].

Nesse contexto, com a baixa taxa de símbolos, o ruído de fase se torna ainda mais intenso [18]. Adicionalmente, a baixa tolerância da constelação 16-QAM a ele [19], o torna mais crítico. Para o funcionamento adequado dos sistemas DP-16-QAM, pode-se utilizar lasers com menor largura de linha¹, aumentando o custo, ou melhorar a etapa de recuperação de fase da portadora para não penalizar demasiadamente a taxa de erro de bit. Para o último caso, pode-se estender a ideia de utilizar diversidade de polarização apresentada em [7, 8] para melhorar a estimação do ruído de fase usando também diversidade de portadora, dado que as portadoras compartilhem o mesmo ruído de fase, reduzindo os requisitos sobre a largura de linha.

¹A largura de linha é a medida da largura espectral que está 3 dB abaixo da potência máxima do laser. Ela indica a intensidade do ruído de fase gerada por ele.

1.2 MOTIVAÇÃO E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O fato de as portadoras ópticas originadas do mesmo laser compartilharem o mesmo ruído de fase pode ser usado para aprimorar a estimação do desvio de fase causado pelo ruído de fase. Este efeito é importante nos sistemas ópticos coerentes, pois altera a fase dos símbolos transmitidos. A recuperação de fase da portadora, responsável por reaver a referência de fase da constelação, é de notável importância em sistemas que utilizam a fase do sinal para veicular informação. Caso ela não seja realizada adequadamente, ocasionará várias decisões incorretas de símbolos transmitidos, penalizando a taxa de erro de bit. Ela pode ser classificada em dois tipos: *feedforward*, em que não há realimentação no processo de estimação; e direcionada a decisão (*decision-directed* - DD), que utiliza decisões de símbolos recebidos anteriormente para alimentar o estimador de fase.

Em [20], é apresentado todo o desenvolvimento para o algoritmo *feedforward* para a modulação QPSK, fornecendo uma base teórica sobre recuperação de fase da portadora em sistemas ópticos coerentes. A técnica direcionada a decisão é desenvolvida em [21] para sistemas com canais contaminados por ruído gaussiano branco aditivo (*additive white gaussian noise* - AWGN). Em [22], a clássica técnica Viterbi & Viterbi, pertencente à categoria *feedforward*, e direcionada a decisão, são analisadas por meio de simulações computacionais e pelo processamento de dados experimentais de um sistema DP-QPSK à taxa de 112 Gb/s. Ambas obtiveram desempenho satisfatório, com destaque para a técnica *feedforward*, que teve vantagem quando o ruído de fase é mais intenso, pois utiliza amostras passadas e futuras no processo de estimação.

Em [12], é investigada, por meio de simulações, a recuperação de fase da portadora em uma arquitetura direcionada a decisão para um sistema 16-QAM à taxa de 14 Gbaud. O algoritmo de recuperação de fase foi avaliado em conjunto com um equalizador atualizado pelo algoritmo do módulo constante e pelo algoritmo de equalização direcionada ao raio. É mostrado que o algoritmo de recuperação de fase consegue recuperar a constelação para um produto entre largura de linha e tempo de símbolo de até aproximadamente 10^{-4} . Em [19], é mostrado um novo algoritmo para recuperação de fase da portadora para sistemas M -QAM. O algoritmo possui uma arquitetura do tipo *feedforward*, não apresentando nenhuma malha de realimentação. Além da descrição matemática dada no artigo, também é apresentada uma possível implementação eficiente em *hardware*, por meio de paralelismo. O algoritmo é avaliado por simulações de Monte Carlo.

Em [7], é demonstrada a ideia de utilizar sinais multiplexados em polarizações orto-

gonais, que apresentam o mesmo ruído de fase, para aprimorar a estimativa do desvio de fase. Em [9], é descrita em detalhes a arquitetura de um algoritmo direcionado a decisão usando diversidade de polarização para sistemas DP-16-QAM. O desempenho do algoritmo é avaliado por meio de dados experimentais transmitidos por 540 km em fibra monomodo padrão, comprovando seu potencial para reduzir requisitos sobre a largura de linha dos lasers. Para implementar o algoritmo apresentado em [9], é preciso compensar o desvio de fase existente entre as orientações de polarizações, que é denominado *offset* de fase. Ele ocorre devido a um mínimo desajuste no comprimento do caminho percorrido pelos sinais ópticos antes de serem multiplexados em polarizações ortogonais. O método para estimá-lo, proposto em [8], utiliza a propriedade de a constelação 16-QAM tradicional possuir duas constelações QPSK nos anéis interno e externo. A dependência da informação transmitida é removida elevando-se à quarta potência amostras pertencentes a esses anéis, como em uma típica arquitetura Viterbi & Viterbi [23].

O artigo [10] avalia experimentalmente a recuperação de fase usando diversidade de polarização para uma arquitetura *feedforward* em um sistema DP-16-QAM operando à taxa de 7 Gbaud. Os sinais, após serem equalizados pelo algoritmo de equalização direcionada ao raio, são encaminhados ao bloco de recuperação de fase da cadeia de processamento digital de sinais. São comparados os desempenhos das arquiteturas *feedforward* e direcionada a decisão, ambas com e sem diversidade. Em todos os cenários analisados pelo artigo, o melhor desempenho foi obtido pela arquitetura *feedforward* com diversidade, pois ela utiliza amostras futuras no processo de estimação.

O desvio de frequência é uma característica importante que deve ser tratada em sistemas ópticos coerentes, pois altera a fase dos símbolos transmitidos, dificultando sua identificação. A etapa da cadeia de processamento digital de sinais responsável por compensar esse feito é denominada recuperação de frequência da portadora. Em [24], é apresentada a técnica de recuperação de frequência da portadora usando transformada rápida de Fourier (*fast Fourier transform* - FFT), que consiste em avaliar o espectro de frequência do sinal elevado à quarta potência. A técnica pode não ser satisfatória, pois a estimação é realizada em blocos sob a hipótese de que o desvio de frequência é constante no bloco todo. Apesar de a técnica ter sido apresentada para a modulação QPSK, ela pode ser aplicada no formato de modulação 16-QAM, pois a constelação 16-QAM tradicional é constituída por duas constelações QPSK nos anéis interno e externo. Em [25], o processo de estimação é iterativo a cada amostra recebida. O método proposto consiste em elevar o produto de duas amostras adjacentes à quarta potência para remover a dependência da informação transmitida, e em seguida calcula-se o argumento do resultado. Esta técnica é aplicada iterativamente a cada amostra.

Para o formato de modulação 16-QAM, ela não irá funcionar, pois a dependência da informação não é removida ao se elevar símbolos 16-QAM à quarta potência. Em [26], é avaliado o desempenho de uma técnica *feedforward* para sistemas ópticos 16-QAM. A técnica utiliza símbolos pertencentes aos anéis interno e externo da constelação 16-QAM no processo de estimação. Porém, como a técnica é do tipo *feedforward*, ela não é adequada para ser utilizada em conjunto com equalização direcionada a decisão.

Um canal de maior taxa formado por várias portadoras adjacentes é denominado supercanal. A ideia é revisada nos artigos [27, 28]. Em [27], é trabalhada a geração e detecção dos supercanais, bem como desempenhos de transmissão e roteamento. Em [28], o trabalho se concentrou em identificar a relação de compromisso entre capacidade e alcance a partir de vários tipos de modulação.

Em [15], é apresentado um sistema com duas subportadoras como opção para redes metropolitanas, mais sensíveis ao custo. A ideia consiste em transmitir informação a uma taxa moderada com maior eficiência espectral nas portadoras para reduzir a taxa de operação dos componentes eletrônicos, reduzindo assim o custo do sistema. O processamento da informação é feito de forma paralela, pois cada subportadora é independente da outra. O artigo aborda a opção de gerar subportadoras tanto no domínio óptico quanto no domínio elétrico, porém a alternativa no domínio elétrico simplifica a parte óptica e potencialmente reduz o custo. No artigo [17], o sistema proposto foi testado em um enlace implantado com 542 km de fibra, originalmente projetado para transmissão a 10 Gb/s.

1.3 CONTRIBUIÇÕES E ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho apresenta uma técnica de recuperação de fase da portadora, que utiliza informação de ruído de fase proveniente de outro canal óptico, em uma arquitetura direcionada a decisão, ou seja, os símbolos decididos dos canais são usados para remover a dependência da informação transmitida. A técnica proposta foi avaliada em dados experimentais produzidos pela Ericsson e cedidos ao laboratório de Comunicações e Redes Ópticas (*Optical Communications and Networking Laboratory - OCNLab*). Os dados foram obtidos de um sistema experimental com dois canais, ambos multiplexados em polarizações ortogonais com modulação 16-QAM à taxa total de 112 Gb/s.

Com informação adicional de ruído de fase, obtém-se melhor desempenho em cenários compostos por lasers com maior largura de linha, conforme será demonstrado nos re-

sultados obtidos. Para o correto funcionamento da nova técnica, necessitou-se de um algoritmo de recuperação de frequência da portadora mais apurado para manter o sincronismo dos canais, estimando e compensando o desvio de frequência a cada símbolo recebido. Ele utiliza uma arquitetura direcionada a decisão no processo de estimação. Usando o mesmo conjunto de dados experimentais, o desempenho da nova técnica foi comparado ao de outros dois algoritmos: um que não trabalha com diversidade [15] e outro que utiliza apenas diversidade de polarização [9].

O trabalho está organizado da seguinte maneira: o Capítulo 2 retrata o sistema óptico coerente multicanal, sua estrutura, suas características e principais efeitos de transmissão aos quais está submetido; o Capítulo 3 aborda a cadeia de processamento digital de sinais para o sistema, detalhando algoritmos empregados em cada etapa do processo desde conversão para banda base até a decisão do símbolo recebido; o Capítulo 4 apresenta os resultados experimentais obtidos pela nova técnica de recuperação de fase da portadora a partir de dados fornecidos pela Ericsson e, por fim, o Capítulo 5 conclui o trabalho.

2 SISTEMA ÓPTICO COERENTE MULTIPORTADORA

Sistemas ópticos com detecção coerente permitem a transmissão de formatos de modulação de maior eficiência espectral, como M -PSK e M -QAM. Um sistema óptico multiportadora se caracteriza por utilizar diferentes portadoras para carregar informação. Isso possibilita aumentar a capacidade de transmissão pela simples adição de uma nova portadora óptica. Porém, há determinadas faixas de frequências da fibra que não são utilizadas para transmissão por apresentarem alta atenuação. Dessa forma, há um limite na quantidade de portadoras. Outro motivo para se adicioná-las é reduzir a taxa de símbolos mantendo a taxa total do sistema. Consequentemente, o processamento pode ser feito independentemente em cada portadora a uma taxa mais baixa, reduzindo os custos nos componentes eletrônicos do sistema. Ademais, há um fato conhecido como “gargalo eletrônico”, que é a limitação tecnológica na taxa de operação dos componentes eletrônicos, não conseguindo alcançar a velocidade dos elementos ópticos. Ou seja, a velocidade do processamento eletrônico de sinais é baixa, se comparada com a de dispositivos ópticos, restringindo a taxa de transmissão. Um sistema óptico coerente multiportadora alia várias portadoras ópticas à detecção coerente para aproveitar suas vantagens individuais. Neste capítulo, serão descritas as características desse sistema.

2.1 TRANSMISSÃO ÓPTICA WDM

A multiplexação por divisão de comprimento de onda (*wavelength-division multiplexing* - WDM) é uma técnica utilizada em sistemas ópticos que permite que sinais sejam transmitidos em diferentes comprimentos de onda em uma mesma fibra. Os sinais de dados modulam portadoras ópticas em determinados comprimentos de onda, definidos pelo setor de padronização de telecomunicações da União Internacional de Telecomunicações (*International Telecommunication Union Telecommunication Standardization Sector* - ITU-T). Os sinais ópticos resultantes são agrupados por um multiplexador para serem enviados pela fibra. Cada comprimento de onda da portadora constitui um canal. Pode-se considerar a WDM como uma variante da multiplexação por divisão de frequência (*frequency-division multiplexing* - FDM).

A regulamentação dos canais é feita pelo ITU-T. Ele define um espaçamento de 100 GHz na região do espectro de 1530 a 1612 nm. Com a evolução da WDM para a WDM densa (*dense* WDM - DWDM), o número de canais ópticos dentro de uma mesma largura de banda aumentou por causa da redução do espaçamento, agora de 50 GHz. A Figura 2.1 apresenta o espaçamento entre canais para sistemas DWDM. Segundo a recomendação G.694.1, o espaçamento pode ser reduzido para 25 GHz e até 12,5 GHz, o que facilita a criação de supercanais [28], que consistem no agrupamento de vários canais adjacentes para alcançar uma alta taxa. A redução do espaçamento também facilita a aplicação da técnica de recuperação de fase da portadora com diversidade de portadora, tema deste trabalho, devido à diminuição da velocidade de operação dos componentes eletrônicos do processamento digital de sinais.

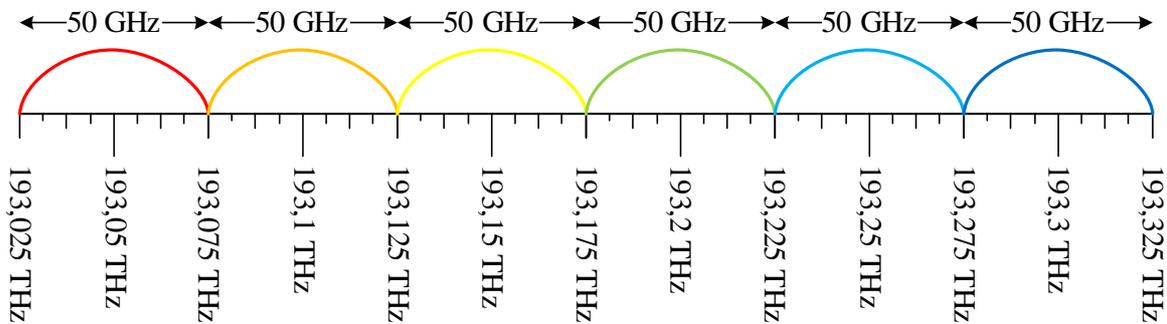


Figura 2.1: Espaçamento entre canais para sistemas DWDM, definido pelo ITU-T.

O supercanal é visto como uma entidade única, ou seja, ele se propaga e é detectado por completo. É constituído de vários canais adjacentes a taxas moderadas para compor uma unidade de maior taxa. Em geral, prefere-se trabalhar com canais a baixas taxas devido à maior flexibilidade na taxa final. Entretanto, há a desvantagem de intensificar o ruído de fase se comparado a um sistema monocanal a mesma taxa total, pois a intensidade do ruído de fase é quantificada pela sua variância, que é inversamente proporcional a taxa. Portanto, sistemas com supercanal necessitam de uma melhor técnica de recuperação de fase da portadora ou de melhores lasers. Os canais do supercanal podem ser gerados tanto no domínio elétrico como no domínio óptico, porém, a implementação no domínio elétrico é preferida por causa do custo.

O conceito WDM foi originalmente proposto em 1970 e em 1978 realizou-se em laboratório um experimento que consistiu da transmissão simultânea de apenas dois canais. Atualmente, a maioria dos sistemas ópticos em operação pode transmitir até 160 canais. Com a WDM, o uso da fibra óptica é otimizado pelo aproveitamento de sua grande largura de banda. O custo de transmissão por bit é reduzido, pois basta “acender” um novo canal para aumentar a capacidade, não necessitando instalar novas fibras. Porém, não se pode utilizar infinitos canais, pois a fibra apresenta algumas

regiões do espectro óptico ideais para transmissão, denominadas janelas de transmissão. As janelas são trechos de comprimento de onda em que a fibra apresenta baixa perda. Fora das janelas de operação, a atenuação é grande, impossibilitando transmissão de dados a longas distâncias. O comprimento de onda de 850 nm corresponde à chamada primeira janela. A segunda janela ocorre em torno de 1310 nm e a terceira em 1550 nm. Adicionalmente, amplificadores ópticos apresentam largura de banda finita em que promovem ganho uniforme, limitando o número de canais que podem ser amplificados. Sistemas WDM também apresentam desvantagens, uma delas é a interferência entre canais devido a efeitos não lineares, resultando na transferência de energia de um canal para outro.

A Figura 2.2 apresenta um esquema geral de um transmissor óptico multiportadora. Cada conjunto de dados modula individualmente uma portadora. Posteriormente, os sinais modulados são agrupados em um multiplexador óptico para serem transmitidos pela fibra. Para sistemas WDM, as portadoras ópticas constituem canais específicos. O mesmo não ocorre para os supercanais, em que a quantidade de portadoras e o espaçamento entre elas são definidos no projeto do sistema.

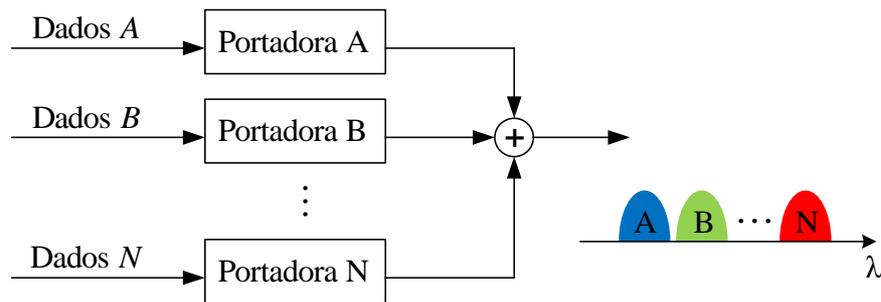


Figura 2.2: Esquemático de um transmissor óptico multiportadora.

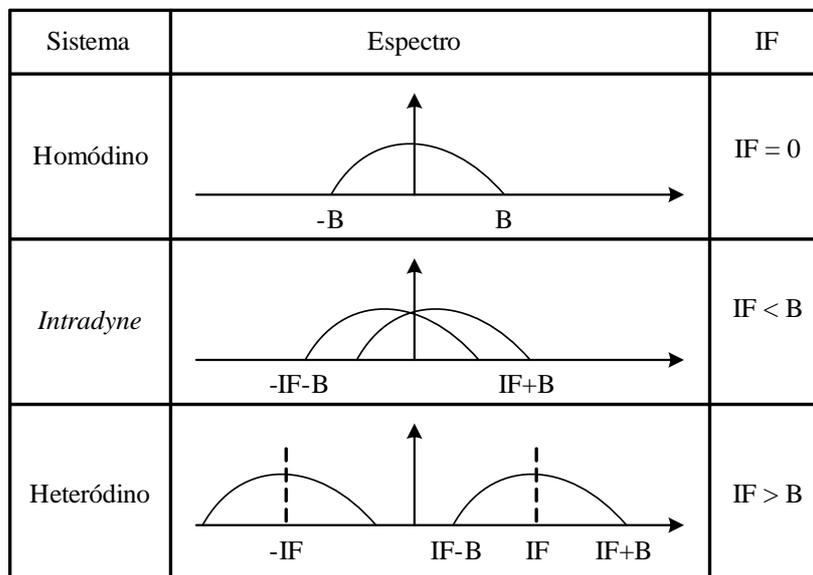
2.2 DETECÇÃO COERENTE

A detecção coerente se caracteriza pelo uso de um laser no receptor, denominado oscilador local (*local oscillator* - LO), que serve como referência de fase para recepção do sinal transmitido. Ao misturar o sinal óptico de entrada com o sinal proveniente do oscilador local, são geradas componentes em fase e quadratura [29]. Assim, a detecção coerente permite utilizar formatos de modulação multinível que veiculam informação na fase, possibilitando o uso mais eficiente do espectro pelo aumento da eficiência espectral

[6], o que não é possível pela detecção direta, que utiliza um diodo fotodetector para medir a intensidade do sinal. Tradicionalmente, o formato de modulação utilizado com a detecção direta é o chaveamento liga-desliga (*on-off keying* - OOK).

2.2.1 Classificação

A mistura do sinal recebido com o sinal do oscilador local produz um sinal resultante próximo à banda base com uma frequência intermediária dada pela diferença das frequências centrais do sinal recebido e do oscilador local. Tendo por base a frequência intermediária, existem três tipos de detecção coerente, a homódina, a heteródina e a *intradyn*e, veja a Figura 2.3. Na detecção homódina, o sinal recebido é trazido perfeitamente para a banda base, ou seja, a frequência intermediária é nula. Nas detecções heteródina e *intradyn*e, há uma diferença nas frequências do sinal recebido e do oscilador local. Quando essa diferença é menor que a largura de banda do sinal recebido, a detecção é denominada *intradyn*e, caso contrário, heteródina [30, 31]. Independentemente do tipo de detecção coerente utilizado, ela permite separar sinais multiplexados em polarizações ortogonais e também tratar distorções inseridas pela fibra no domínio eletrônico.



IF: frequência intermediária
B: largura de banda do sinal em banda base

Figura 2.3: Ilustração dos tipos de detecção coerente.

2.2.2 Arquitetura de receptor

A arquitetura de um receptor com detecção coerente é composta por um *front-end* óptico seguido por uma cadeia de processamento digital de sinais, conforme apresenta a Figura 2.4. A Figura 2.5 apresenta em detalhes o bloco referente ao *front-end* óptico,

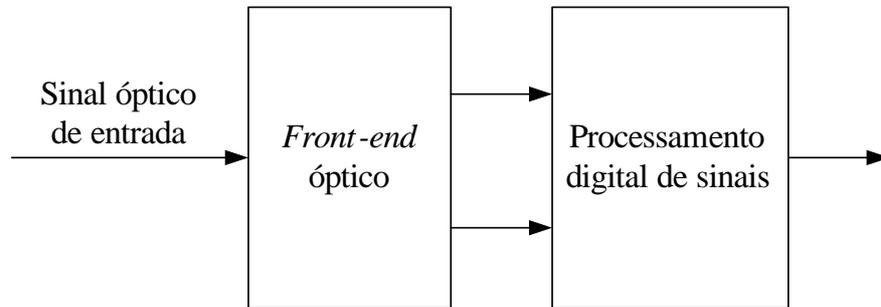


Figura 2.4: Arquitetura de um receptor óptico com detecção coerente.

cuja função é mapear linearmente o campo óptico de entrada no domínio elétrico [32].

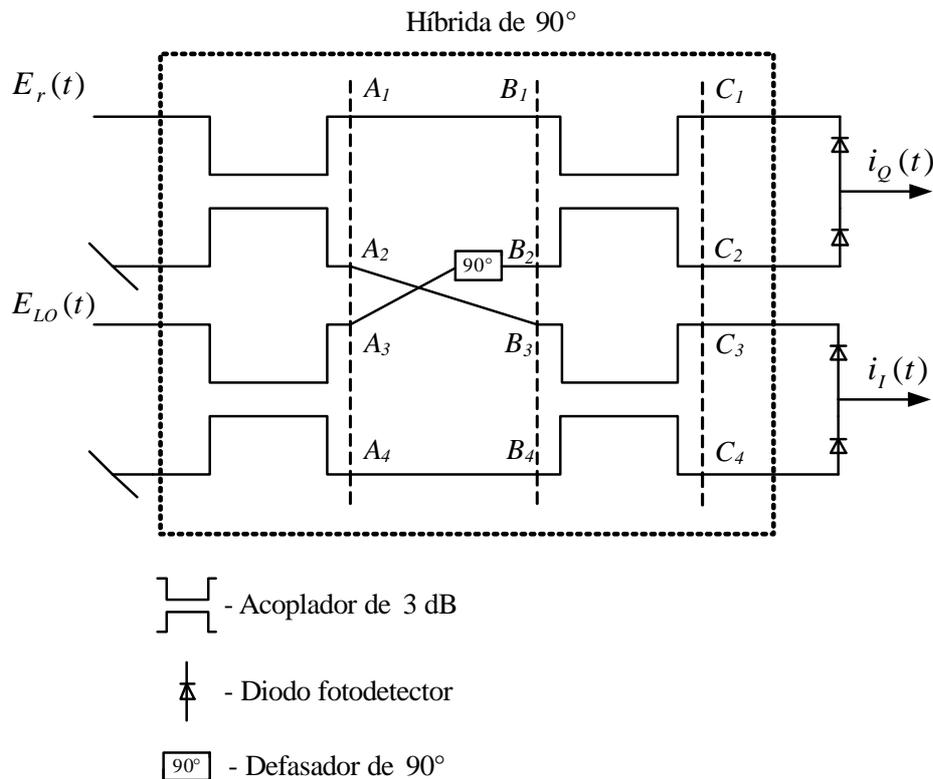


Figura 2.5: *Front-end* de um receptor óptico com detecção coerente.

A híbrida de 90° promove a mistura do sinal de entrada com o oscilador local, ela é composta por quatro acopladores de 3 dB e um defasador de 90°. Os fotodetectores

balanceados fazem a conversão opto-elétrica, ou seja, mapeiam o sinal óptico em sinal elétrico. Os sinais $E_r(t)$ e $E_{LO}(t)$ denotam os campos do sinal recebido e do oscilador local, respectivamente. A matriz de transferência dos acopladores de 3 dB é dada por [30]:

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

Dessa forma, as expressões dos campos para os nós A_1, A_2, A_3 e A_4 da Figura 2.5 são dadas por:

$$E_{A_1}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_r(t), \quad (2.2)$$

$$E_{A_2}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_r(t), \quad (2.3)$$

$$E_{A_3}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{LO}(t), \quad (2.4)$$

$$E_{A_4}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{LO}(t). \quad (2.5)$$

Continuando o percurso dos sinais, as expressões na fronteira B são dadas por:

$$E_{B_1}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_r(t), \quad (2.6)$$

$$E_{B_2}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{LO}(t) e^{j\frac{\pi}{2}}, \quad (2.7)$$

$$E_{B_3}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_r(t), \quad (2.8)$$

$$E_{B_4}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{LO}(t). \quad (2.9)$$

Em seguida, as expressões na fronteira C resultam em:

$$E_{C_1}(t) = \frac{1}{2} E_r(t) + \frac{1}{2} E_{LO}(t) e^{j\frac{\pi}{2}}, \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} E_{C_2}(t) &= \frac{1}{2} E_r(t) - \frac{1}{2} E_{LO}(t) e^{j\frac{\pi}{2}} \\ &= \frac{1}{2} E_r(t) + \frac{1}{2} E_{LO}(t) e^{j\frac{3\pi}{2}}, \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$E_{C_3}(t) = \frac{1}{2} E_r(t) + \frac{1}{2} E_{LO}(t), \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} E_{C_4}(t) &= \frac{1}{2} E_r(t) - \frac{1}{2} E_{LO}(t) \\ &= \frac{1}{2} E_r(t) + \frac{1}{2} E_{LO}(t) e^{j\pi}. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Os dois pares de fotodetectores balanceados produzem as correntes de saída

$$\begin{aligned} i_Q(t) &= R |E_{C_1}|^2 - R |E_{C_2}|^2 \\ &= R \left| \frac{1}{2} E_r(t) + \frac{1}{2} E_{LO}(t) e^{j\frac{\pi}{2}} \right|^2 - R \left| \frac{1}{2} E_r(t) + \frac{1}{2} E_{LO}(t) e^{j\frac{3\pi}{2}} \right|^2 \end{aligned} \quad (2.14)$$

e

$$\begin{aligned} i_I(t) &= R |E_{C_3}|^2 - R |E_{C_4}|^2 \\ &= R \left| \frac{1}{2} E_r(t) + \frac{1}{2} E_{LO}(t) \right|^2 - R \left| \frac{1}{2} E_r(t) + \frac{1}{2} E_{LO}(t) e^{j\pi} \right|^2, \end{aligned} \quad (2.15)$$

em que R é a responsividade do fotodetector.

Os campos elétricos do sinal de entrada e do oscilador local são definidos como [30]:

$$E_r(t) = [A_s(t) e^{j\phi_s(t)} + \eta_s(t)] e^{j\omega_c t}, \quad (2.16)$$

e

$$E_{LO}(t) = [A_{LO} + \eta_{LO}(t)] e^{j\omega_{LO} t}. \quad (2.17)$$

Nas Equações 2.16 e 2.17, A_s e A_{LO} representam as amplitudes do sinal óptico e do LO, respectivamente, ϕ_s é a fase do sinal óptico, ω_c e ω_{LO} são as frequências angulares da portadora óptica e do oscilador local, respectivamente. A amplitude A_{LO} é uma constante. η_{LO} é o ruído do oscilador local e η_s é o ruído gaussiano complexo do sinal óptico. Utilizando a relação:

$$|z + k|^2 = |z|^2 + |k|^2 + 2\Re\{zk^*\}, \text{ com } z, k \in \mathbb{Z}, \quad (2.18)$$

em que $\Re\{\cdot\}$ denota a parte real de $\{\cdot\}$, obtém-se:

$$\begin{aligned} i_Q(t) &= R A_{LO} A_s(t) \text{sen}(\omega_{IF} + \phi_s(t)) \\ &\quad + R \Re\{[A_{LO} \eta_s(t) + A_s(t) \eta_{LO}(t) e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF} + \frac{\pi}{2})}\}, \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} i_I(t) &= R A_{LO} A_s(t) \text{cos}(\omega_{IF} + \phi_s(t)) \\ &\quad + R \Re\{[A_{LO} \eta_s(t) + A_s(t) \eta_{LO}(t) e^{j\phi_s(t)}] e^{j\omega_{IF}}\}, \end{aligned} \quad (2.20)$$

em que ω_{IF} denota a frequência intermediária, dada como a diferença entre as frequências angulares da portadora e do oscilador local:

$$\omega_{IF} \triangleq \omega_c - \omega_{LO}. \quad (2.21)$$

Assumindo detecção homódina por simplicidade, as correntes nas saídas dos dois fotodetectores balanceados, descritas nas Equações 2.19 e 2.20, podem ser reescritas como:

$$\begin{aligned} i_Q(t) &= R A_{LO} A_s(t) \text{sen}(\phi_s(t)) \\ &\quad + R \Re\{[A_{LO} \eta_s(t) + A_s(t) \eta_{LO}(t) e^{j\phi_s(t)}] e^{j\frac{\pi}{2}}\}, \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} i_I(t) &= R A_{LO} A_s(t) \text{cos}(\phi_s(t)) \\ &\quad + R \Re\{[A_{LO} \eta_s(t) + A_s(t) \eta_{LO}(t) e^{j\phi_s(t)}]\}. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Assumindo também que a amplitude do oscilador local é muito maior que a amplitude do sinal recebido, o termo comum das Equações 2.22 e 2.23, destacado logo abaixo, resulta em:

$$A_{LO} \eta_s(t) + A_s(t) \eta_{LO}(t) e^{j\phi_s(t)} \approx A_{LO} \eta_s(t). \quad (2.24)$$

Portanto,

$$i_Q(t) \approx R A_{LO} A_s(t) \sin(\phi_s(t)) + R \Re \{ A_{LO} \eta_s(t) e^{j\frac{\pi}{2}} \}, \quad (2.25)$$

$$i_I(t) \approx R A_{LO} A_s(t) \cos(\phi_s(t)) + R \Re \{ A_{LO} \eta_s(t) \}. \quad (2.26)$$

Assim, a fase ϕ_s é mapeada na intensidade das correntes i_I e i_Q , correspondentes às componentes em fase (I) e quadratura (Q) do sinal.

2.2.3 Multiplexação em polarizações ortogonais

A multiplexação em polarizações ortogonais utiliza a propriedade de polarização da luz para criar dois canais simultâneos independentes usando o mesmo comprimento de onda (veja a Figura 2.6). A técnica possibilita dobrar a capacidade do sistema.

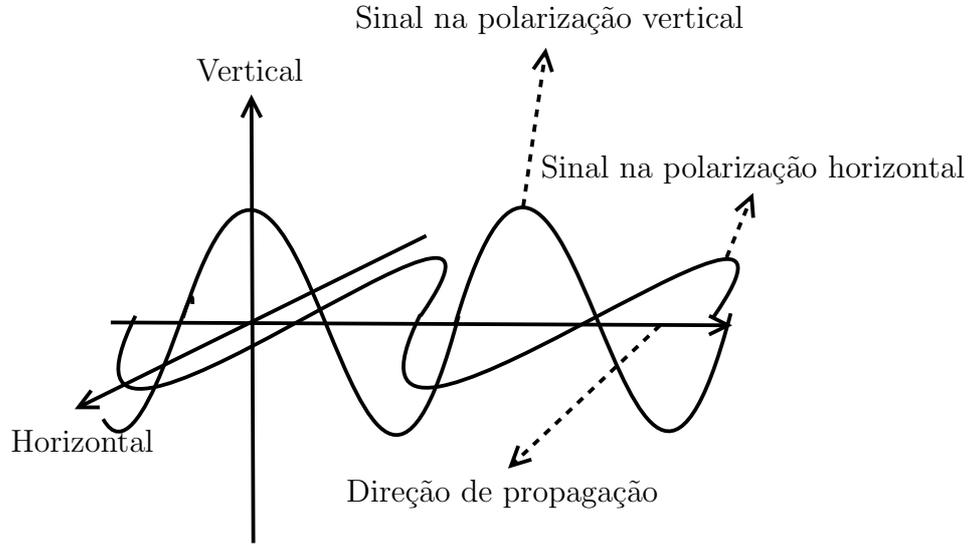


Figura 2.6: Sinais multiplexados em polarizações ortogonais.

Com a técnica, sinais são enviados em duas orientações ortogonais de polarização, o que torna a arquitetura do receptor, a ser detalhada na Seção 2.2.4, mais complexa, tendo em vista a necessidade de detectar as polarizações. Entretanto, a tarefa de separá-los ocorre, no domínio eletrônico, pelo equalizador, que também é responsável por compensar distorções geradas pela fibra.

A Figura 2.7 ilustra a forma de captar sinais multiplexados em polarizações ortogonais. Basicamente, sensores capturam projeções dos sinais em relação ao eixo de posicionamento dos sensores. Observe que, caso os sinais chegassem exatamente na mesma orientação do eixo de posicionamento, eles já estariam separados.

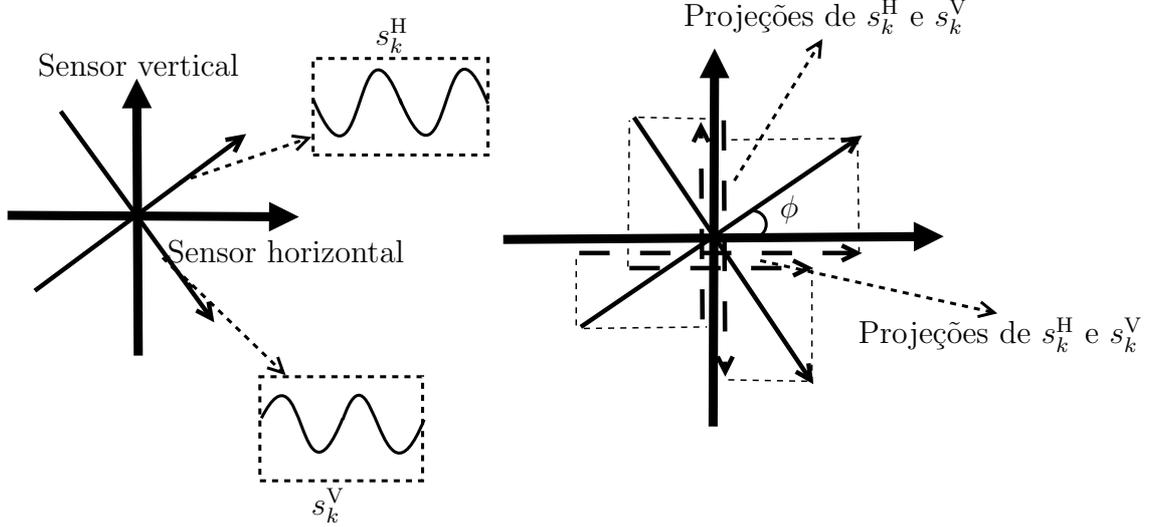


Figura 2.7: Ilustração da captação dos sinais pelos sensores no final da fibra.

Ao enviar sinais multiplexados em polarizações ortogonais, as orientações em que foram multiplexados se alteram ao longo da fibra, devido a variações de temperatura, choques mecânicos, entre outros fatores. Desta forma, o eixo de referência dos sensores do receptor não estará alinhado com o eixo de multiplexação, fazendo o receptor capturar, em cada sensor, uma mistura dos sinais transmitidos. Para contornar esse problema, são utilizadas técnicas de processamento digital de sinais, que serão apresentadas no Capítulo 3.

Pode-se modelar a mistura dos sinais multiplexados em polarizações no final da fibra como um sistema linear instantâneo com duas entradas e duas saídas, cuja expressão matemática matricial é:

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{J} \times \mathbf{s}_k, \quad (2.27)$$

em que \mathbf{J} é a matriz de Jones de ordem 2×2 , a qual descreve o estado de polarização no final da fibra, \mathbf{r}_k é o vetor dos sinais misturados recebidos de ordem 2×1 e \mathbf{s}_k é o vetor dos sinais transmitidos de ordem 2×1 .

A matriz de Jones, definida em [33], é dada por:

$$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} \sqrt{\alpha}e^{j\gamma} & -\sqrt{1-\alpha} \\ \sqrt{1-\alpha} & \sqrt{\alpha}e^{-j\gamma} \end{pmatrix}, \quad (2.28)$$

em que α e γ denotam a relação de divisão de potência e a diferença de fase entre os dois modos de polarização, respectivamente. Desta maneira, pode-se reescrever a

Equação 2.27 para detalhar a interação dos sinais nas duas orientações de polarização:

$$\begin{pmatrix} r_k^H \\ r_k^V \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\alpha}e^{j\gamma} & -\sqrt{1-\alpha} \\ \sqrt{1-\alpha} & \sqrt{\alpha}e^{-j\gamma} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} s_k^H \\ s_k^V \end{pmatrix}, \quad (2.29)$$

em que s_k^H e s_k^V são os sinais discretos no tempo transmitidos nas orientações de polarização horizontal e vertical, respectivamente, e r_k^H e r_k^V são os sinais detectados pelos sensores situados no eixo horizontal e vertical, respectivamente.

Observe que, considerando a defasagem entre os dois modos de polarização como sendo zero, o estado de polarização, no final da fibra, poderá ser descrito pela rotação das duas polarizações sobre o eixo que indica a direção de propagação do sinal. Neste caso, basta fazer $\alpha = \cos^2 \phi$, assim, tem-se:

$$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{pmatrix}, \quad (2.30)$$

em que ϕ é o ângulo de rotação das polarizações.

2.2.4 Arquitetura de receptor com diversidade de polarização

Como foi dito anteriormente, a função do *front-end* óptico é mapear linearmente o campo óptico de entrada para o domínio elétrico. Ao utilizar multiplexação em polarizações ortogonais, a complexidade do receptor aumenta, alterando sua estrutura. Dessa forma, nesses sistemas, o *front-end* deve ser capaz de detectar sinais transmitidos nas duas orientações de polarização. A Figura 2.8 apresenta a estrutura do *front-end* com diversidade de polarização, composta por dois *front-ends* simples, descritos na Seção 2.2, e dois divisores de feixe de polarização (*polarization beam splitter* - PBS). Cada *front-end* simples é responsável por detectar o sinal em uma orientação de polarização. De fato, cada um recebe uma mistura dos sinais transmitidos nas duas orientações de polarização, devido a uma rotação arbitrária ao longo da fibra. A função do PBS é dividir o sinal óptico em duas componentes ortogonais.

Em seguida, os sinais resultantes do *front-end* devem ser tratados pelas técnicas de processamento digital de sinais para demultiplexar as polarizações e compensar distorções lineares, como a dispersão dos modos de polarização (*polarization mode dispersion* - PMD) e a dispersão cromática (*chromatic dispersion* - CD), que serão apresentadas nas Seções 2.3.1 e 2.3.2, respectivamente.

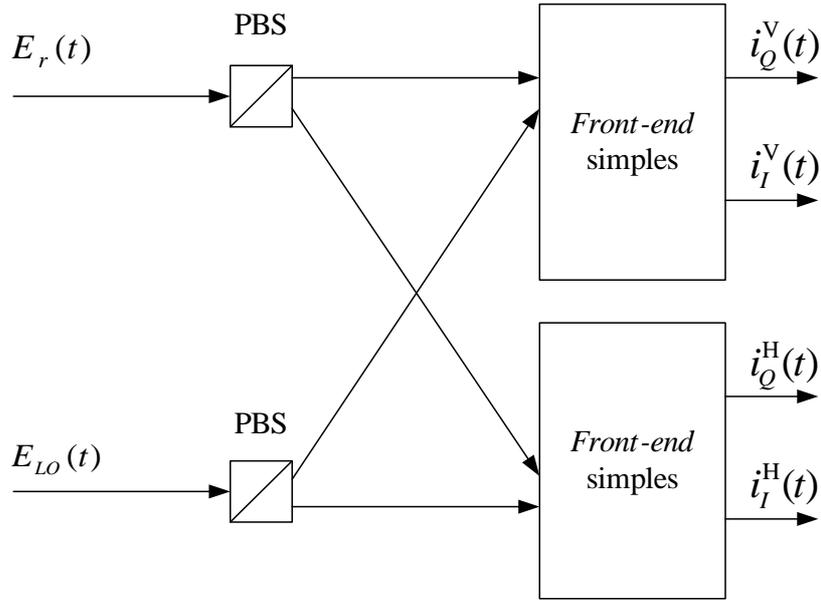


Figura 2.8: *Front-end* óptico com diversidade de polarização.

2.2.5 Formatos de modulação multinível

Formatos de modulação multinível visam aumentar a capacidade do sistema, pois veiculam mais bits por símbolo. O uso de modulação multinível permite aumentar a eficiência espectral e a robustez à interferência intersimbólica causada por fenômenos físicos de propagação na fibra.

Em um sistema QAM com dezesseis níveis (16-QAM), cada símbolo da constelação é formado a partir de quatro bits de informação. A Figura 2.9 apresenta uma constelação 16-QAM. A lei de formação dos símbolos é dada por [34]:

$$s_i = A_i + jB_i, \quad (2.31)$$

em que $i = 1, 2, \dots, 16$ indica a posição do símbolo na constelação, $A = \{\pm 1, \pm 3\}$ representa a amplitude da componente em fase, $B = \{\pm 1, \pm 3\}$ representa a amplitude da componente quadratura e j é a unidade imaginária com a propriedade $j^2 = -1$.

Este trabalho utiliza dados modulados em 16-QAM, obtendo maior eficiência espectral. Porém, com uma menor tolerância ao ruído de fase se comparado à modulação QPSK, devido à maior proximidade dos símbolos da constelação. O uso da modulação 16-QAM é justificado pela taxa reduzida de símbolos, pois ao se reduzir a taxa, reduz-se os requisitos de operação dos componentes eletrônicos, diminuindo o custo do sistema.

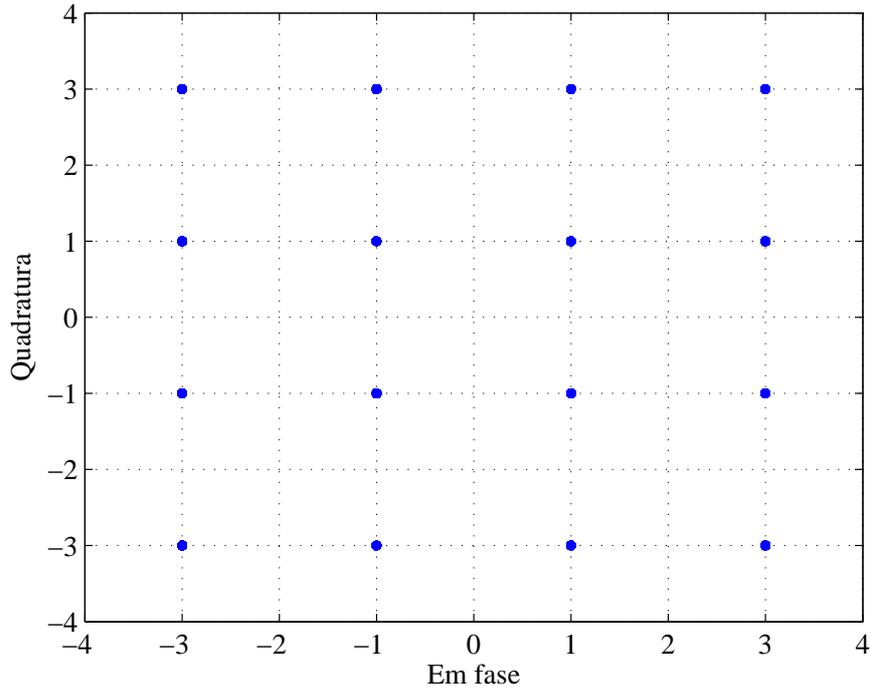


Figura 2.9: Exemplo da constelação 16-QAM tradicional.

2.3 EFEITOS DO CANAL ÓPTICO

Os efeitos do canal óptico podem degradar o desempenho do sistema. Portanto, eles devem ser compreendidos para serem devidamente compensados. Nesta seção, serão explicadas as origens e consequências dos efeitos do canal no sinal óptico.

2.3.1 Dispersão dos modos de polarização

A dispersão dos modos de polarização (*polarization mode dispersion* - PMD) é um efeito linear presente na fibra óptica. Ela ocorre devido à birrefringência, que é a existência de diferentes índices de refração para os dois modos ortogonais de polarização da luz [6]. A birrefringência é resultante da dificuldade prática de se fazer fibras perfeitamente cilíndricas, ou seja, as fibras apresentam uma assimetria circular em sua seção transversal ao longo do seu comprimento. Portanto, o tempo de propagação do sinal é diferente em cada modo de polarização. A esta diferença nos tempos de propagação é dada o nome de atraso diferencial de grupo (*differential group delay* - DGD) [6]. Este atraso provoca interferência intersimbólica, podendo penalizar a taxa

de erro de bit se não for compensado satisfatoriamente (veja a Figura 2.10). O elemento responsável por compensar este efeito é o equalizador, que será explicado na Seção 3.3.

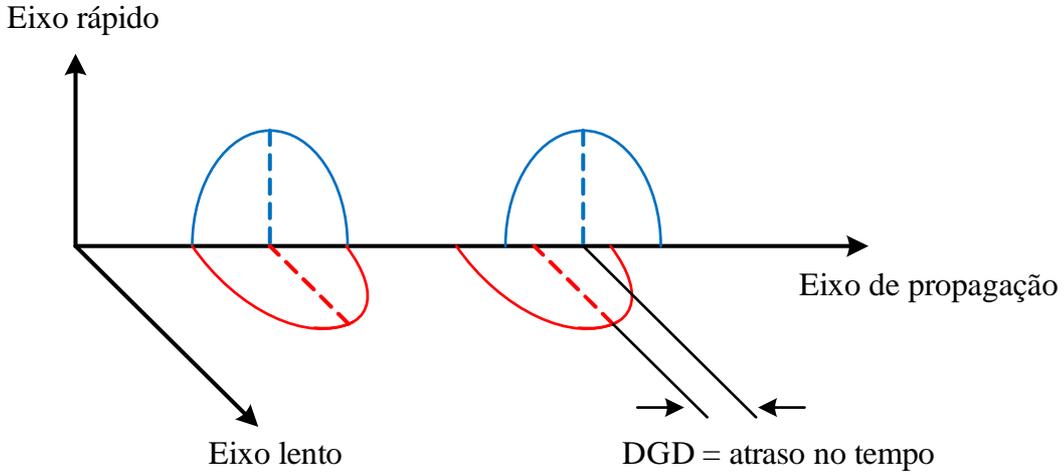


Figura 2.10: Dispersão dos modos de polarização causa atraso na propagação do sinal em cada orientação de polarização.

2.3.2 Dispersão cromática

A dispersão cromática (*chromatic dispersion* - CD) ou dispersão de velocidade de grupo é um efeito linear causado pela dependência do índice de refração da fibra em relação ao comprimento de onda da luz. Consequentemente, os diversos componentes da luz na fibra se propagarão com velocidades diferentes, implicando em vários tempos de chegada ao receptor, causando interferência intersimbólica. Considerando $\Delta\omega$ como a largura espectral do pulso do laser, a medida do alargamento do pulso ΔT , para uma fibra de comprimento L , é dada por [6]:

$$\Delta T = L\beta_2\Delta\omega, \quad (2.32)$$

em que o parâmetro

$$\beta_2 = \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \quad (2.33)$$

é a derivada segunda da constante de propagação do campo eletromagnético β em relação à frequência. Este parâmetro determina o quanto um pulso óptico se estenderá na propagação pela fibra. Pode-se reescrever a Expressão 2.32 em função do comprimento de onda, resultando na seguinte expressão [6]:

$$\Delta T = DL\Delta\lambda, \quad (2.34)$$

em que

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2}\beta_2 \quad (2.35)$$

é o parâmetro de dispersão e é expresso em ps/km/nm, c é a velocidade de propagação da luz no vácuo e λ é o comprimento de onda da luz. A compensação da dispersão cromática pode ser feita por meio de fibras de compensação de dispersão (*dispersion compensating fibers* - DCFs), que possuem o sinal do parâmetro de dispersão contrário ao da fibra de transmissão, ou seja, caso a dispersão da fibra de transmissão seja positiva, utiliza-se uma DCF com dispersão negativa. Dessa forma, o efeito da dispersão da fibra de transmissão é anulado pelo da fibra de compensação de dispersão. Outra forma de compensar a CD é no domínio eletrônico por meio de filtros digitais, para mais detalhes veja [24, 35].

2.3.3 Perda dependente de polarização

Vários materiais e componentes ópticos reagem de forma diferente aos modos ortogonais de polarização da luz. Assim, cada modo de polarização experimenta uma diferente atenuação ao se propagar no sistema óptico. Essa característica é denominada perda dependente de polarização (*polarization dependent loss* - PDL). Ela gera irregularidades na potência do sinal ao longo do enlace, e pode causar uma degradação na relação sinal ruído óptica. Conectores e emendas também apresentam essa característica.

2.3.4 Desvio de frequência

O desvio de frequência é causado pela frequência residual, Δ_f , dada pela diferença das frequências de operação dos lasers transmissor e receptor do sistema óptico. Em sistemas que utilizam complexos formatos de modulação, este efeito deve ser tratado, pois altera a fase dos símbolos transmitidos, degradando o desempenho do sistema. Uma vez que portadoras ópticas operam em frequências na casa dos *terahertz*, qualquer desarmonia entre elas e o oscilador local implica em frequências residuais da ordem de *megahertz*. O desvio de fase resultante do desvio de frequência possui uma natureza aproximadamente constante entre símbolos adjacentes. Pode-se modelar o sinal recebido r_k na presença de desvio de frequência como [25]:

$$r_k = s_k e^{jk\Delta\phi}, \quad (2.36)$$

em que s_k é o sinal transmitido, Δ_ϕ é o desvio de fase, causado pelo desvio de frequência, entre os símbolos k e $k + 1$. O termo Δ_ϕ é dado por:

$$\Delta_\phi = 2\pi\Delta_f T, \quad (2.37)$$

em que Δ_f é a diferença das frequências centrais do laser transmissor e do oscilador local, T é o tempo de símbolo. A Figura 2.11 apresenta a fase do sinal recebido, após remover a dependência da informação transmitida, na presença de um desvio de frequência de 50 MHz em um sistema operando a taxa de 7 Gbaud. A Seção 3.4

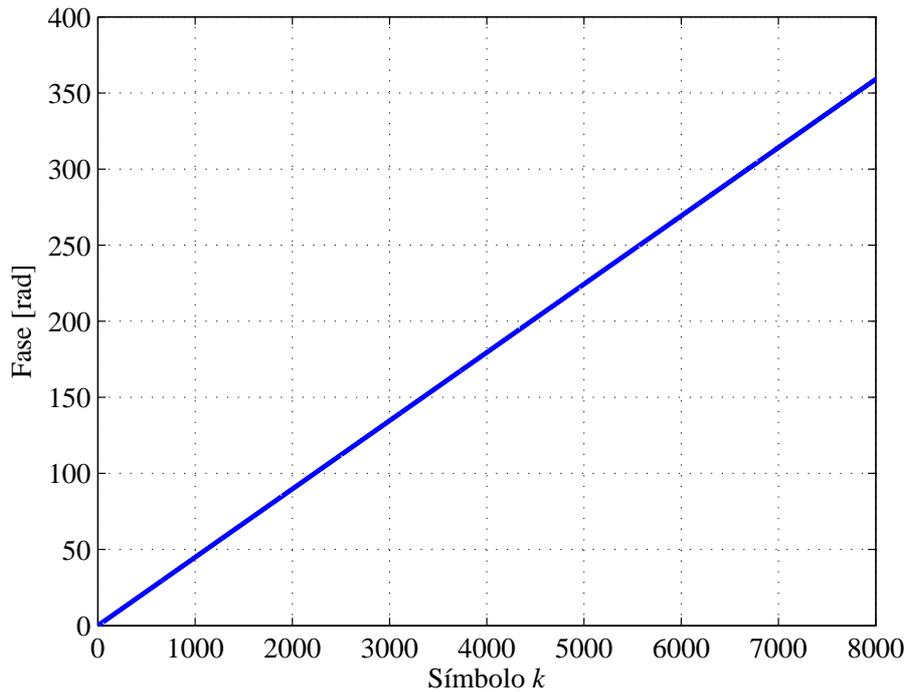


Figura 2.11: Evolução da fase do sinal na presença de desvio de frequência de 50 MHz, após remover a dependência da informação transmitida.

apresenta detalhadamente o algoritmo utilizado para compensar o desvio de frequência no âmbito deste trabalho. Este algoritmo opera de maneira autodidata, uma vez que não necessita de sequência de treinamento.

2.3.5 Ruído de fase

O ruído de fase promove a perda de sincronismo entre a portadora e o oscilador local resultando em desvios aleatórios na fase do sinal. A sua origem advém do fato do laser não ser perfeitamente monocromático, ou seja, ele produz um sinal em uma pequena faixa de frequências ao invés de uma frequência única. Por meio desta faixa de

frequências, defini-se a largura de linha do laser Δ_ν como a largura espectral que está 3 dB abaixo de sua potência máxima. Para lasers ajustáveis de cavidade externa (*tunable external cavity lasers* - TECLs), o valor fica na casa dos *kilohertz*, enquanto que para de realimentação distribuída (*distributed-feedback* - DFB), na casa dos *megahertz*. Dessa forma, os TECLs apresentam menor flutuação em torno da frequência central, porém possuem maior custo.

O ruído de fase do sistema pode ser modelado por um processo de Wiener [18], e quantificado pela largura de linha do laser transmissor e do oscilador local. As seguintes expressões representam o desvio de fase θ_k sofrido pelo k -ésimo símbolo [18]:

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \Delta_k = \sum_{m=0}^{k-1} \Delta_m, \quad (2.38)$$

$$\theta_{k-i} = \theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \Delta_m, \quad (2.39)$$

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

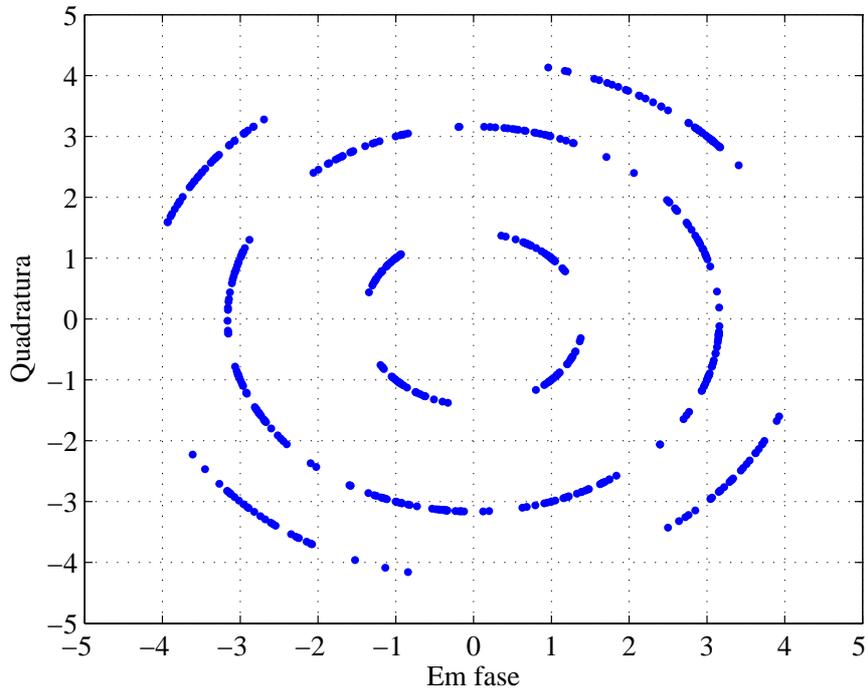
$$\sigma_\Delta^2 = 2\pi\Delta_\nu T, \quad (2.40)$$

em que Δ_ν é a soma da largura de linha do laser transmissor e do oscilador local, e T é o tempo de símbolo. O produto $\Delta_\nu T$ quantifica a intensidade do ruído de fase do sistema. Ao analisar o efeito do ruído de fase na constelação recebida, percebe-se a rotação aleatória da constelação até a perda completa da referência das componentes em fase e quadratura (veja a Figura 2.12). Note que se precisou de apenas 2.000 símbolos para a perda da referência da constelação. Quanto maior a ordem da modulação, menor é a tolerância ao ruído de fase [19]. A Figura 2.13 apresenta o efeito do ruído de fase (com parâmetro $\Delta_\nu T = 1 \times 10^{-4}$) na fase do sinal ao longo do tempo. Conforme esperado, a figura realça seu comportamento aleatório. A compensação do efeito, denominada recuperação de fase da portadora, é abordada na Seção 3.5, que apresenta o algoritmo encarregado dessa tarefa. O algoritmo é classificado como direcionado a decisão, pois utiliza símbolos decididos no processo de estimação.

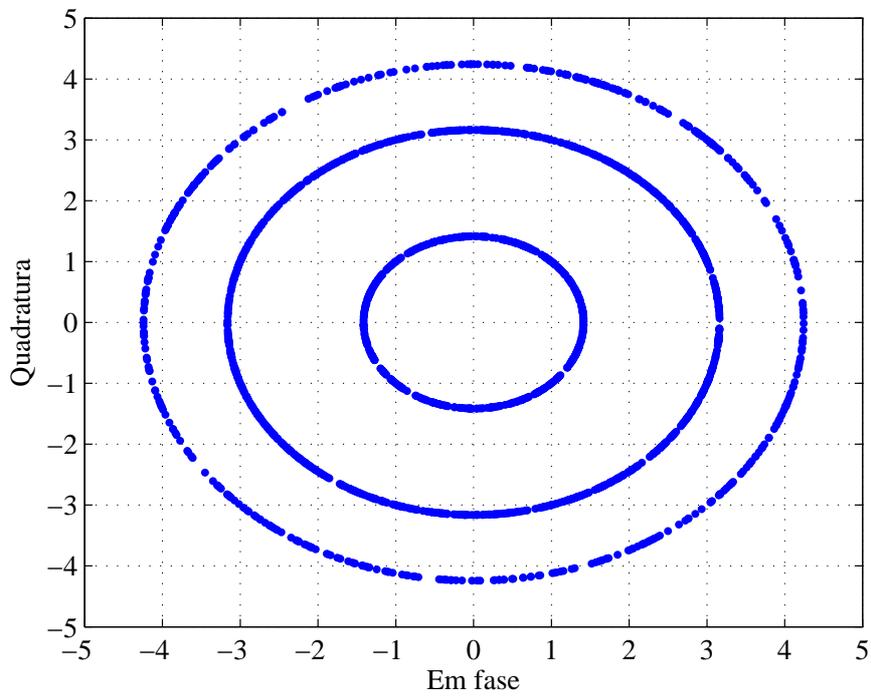
2.3.6 Ruído ASE

A relação sinal ruído (*signal-to-noise ratio* - SNR) é uma medida do nível do sinal em relação ao nível do ruído no domínio elétrico. Ela é definida como [36]:

$$\text{SNR} = \frac{E_s}{N_0}, \quad (2.41)$$



(a) Constelação com 500 símbolos.



(b) Constelação com 2.000 símbolos.

Figura 2.12: Efeito do ruído de fase na constelação 16-QAM para $\Delta_\nu T = 1 \times 10^{-4}$.

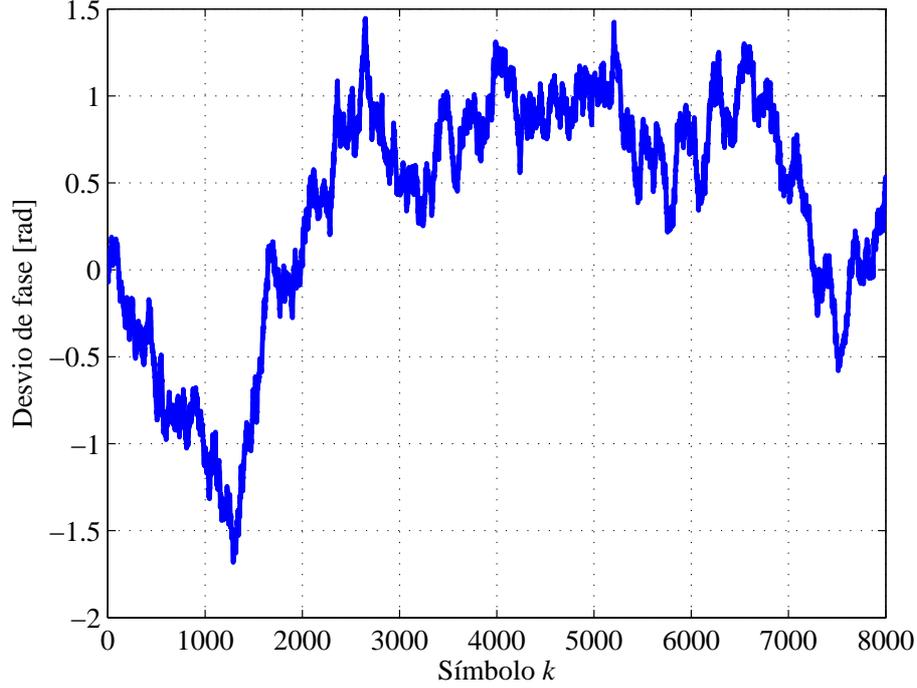


Figura 2.13: Evolução da fase do sinal na presença de ruído de fase com $\Delta_\nu T = 1 \times 10^{-4}$.

em que E_s é a energia de símbolo e $N_0/2$ é a densidade espectral de potência do ruído. Por meio da SNR, estima-se a probabilidade de erro de bit. A relação depende do formato de modulação. Como a definição de SNR não considera quantos *bits* de informação são codificados por símbolo, dificultando a comparação entre formatos de modulação, geralmente utiliza-se a energia de *bit* em vez de energia de símbolo, resultando em:

$$\text{SNR}_b = \frac{E_b}{N_0}, \quad (2.42)$$

em que E_b é a energia de *bit* e SNR_b é a relação sinal ruído “binária”. Para o caso do 16-QAM com mapeamento Gray, supondo um canal gaussiano, a probabilidade de erro de bit relaciona-se com a SNR_b por [37]:

$$P_b \approx \frac{3}{8} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{2}{5} \text{SNR}_b} \right), \quad (2.43)$$

em que P_b é a probabilidade de erro de bit, erfc é a função erro complementar e SNR_b é a relação sinal ruído “binária”. Enquanto que para a modulação QPSK com mapeamento Gray, supondo um canal gaussiano, a probabilidade de erro de bit é dada por [34]:

$$P_b = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\text{SNR}_b} \right). \quad (2.44)$$

A Figura 2.14 apresenta a curva de probabilidade de erro de bit em função da SNR_b para modulações QPSK e 16-QAM. Repare que para uma mesma probabilidade de erro

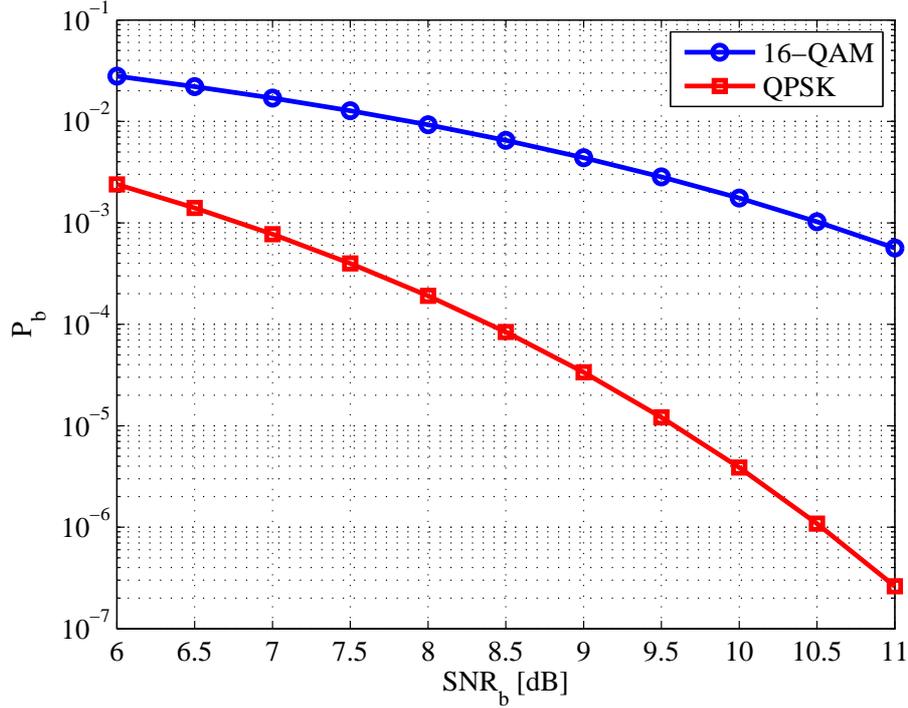


Figura 2.14: Probabilidade de erro de bit em função da SNR_b para modulações com codificação Gray.

de bit, a modulação 16-QAM requer uma maior relação sinal ruído “binária”. Especificamente para uma $P_b = 10^{-3}$, há uma penalidade na SNR_b do 16-QAM em relação a do QPSK de aproximadamente 4 dB. Caso se utilize codificação diferencial, que veicula informação na diferença de fase entre símbolos adjacentes, a probabilidade de erro de bit dobrará aproximadamente para ambas as modulações [34, 38]. Isso ocorre porque ao decidir erroneamente um símbolo, provoca-se a decodificação incorreta desse símbolo e também do próximo. A codificação diferencial é utilizada para tornar o sistema imune a escorregões na constelação, denominados *cycle slips*, que poderiam causar grandes sequências de erros caso a informação estivesse veiculada na fase absoluta do sinal. A Seção 3.6 apresentará o processo de codificação diferencial para o formato de modulação 16-QAM. Não se deve confundir codificação diferencial com detecção diferencial, que é caracterizada pela adição de um interferômetro óptico antes da fotodetecção.

Uma métrica importante na caracterização de sistemas ópticos é a relação sinal ruído óptica (*optical signal-to-noise ratio* - OSNR), definida como [36]:

$$OSNR = \frac{P}{2N_{ASE}B_{ref}}, \quad (2.45)$$

em que P é a potência total do sinal considerando as duas orientações de polarização, N_{ASE} é a densidade espectral do ruído de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission* - ASE) em uma única polarização, e B_{ref} é a banda de referência do ruído. Normalmente, usa-se $B_{ref} = 12,5$ GHz, o que corresponde a uma resolução

em largura de banda de 0,1 nm dos analisadores de espectro óptico operando em 1550 nm. O fator 2 no denominador pode ser interpretado como uma ponderação do ruído ASE na outra polarização. A emissão espontânea é uma particularidade dos sistemas ópticos. Ela origina-se do decaimento espontâneo de um átomo em um nível de energia mais excitado E_2 para um nível menos excitado E_1 , produzindo um fóton. Neste processo, pode-se definir o fator de emissão espontânea n_{sp} [6]:

$$n_{sp} = \frac{N_2}{N_2 - N_1}, \quad (2.46)$$

em que N_2 e N_1 são as populações atômicas para os estados mais excitado e menos, respectivamente. Os fótons produzidos espontaneamente têm direção, polarização e fase aleatórias. Em enlaces ópticos amplificados, o campo eletromagnético resultante da emissão espontânea será amplificado, originando a emissão espontânea amplificada, que será percebida como um ruído. Pode-se definir a densidade espectral de potência do ruído ASE como [6]:

$$N_{ASE}(\nu) = (G - 1)h\nu n_{sp}, \quad (2.47)$$

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

Em [36], é apresentada uma expressão que relaciona a OSNR com a SNR, dada por:

$$\text{OSNR} = \frac{pR_s}{2B_{\text{ref}}}\text{SNR}, \quad (2.48)$$

em que p é a quantidade de polarizações em que o sinal foi transmitido ($p = 1$ para uma única polarização e $p = 2$ para sinais multiplexados em polarizações ortogonais) e R_s é a taxa de símbolos. Porém, por meio da Equação 2.48, é um pouco trabalhosa a comparação de sistemas com diferentes formatos de modulação. Para isso, pode-se utilizar a seguinte equação que relaciona a OSNR com a SNR_b [36]:

$$\text{OSNR} = \frac{R_b}{2B_{\text{ref}}}\text{SNR}_b, \quad (2.49)$$

em que R_b é taxa de bit. Perceba que na Equação 2.49, a OSNR depende da taxa de bit e é independente do fato de se utilizar ou não multiplexação em polarizações ortogonais. Conseqüentemente, pode-se relacionar a OSNR com a probabilidade de erro de bit, veja a Figura 2.15.

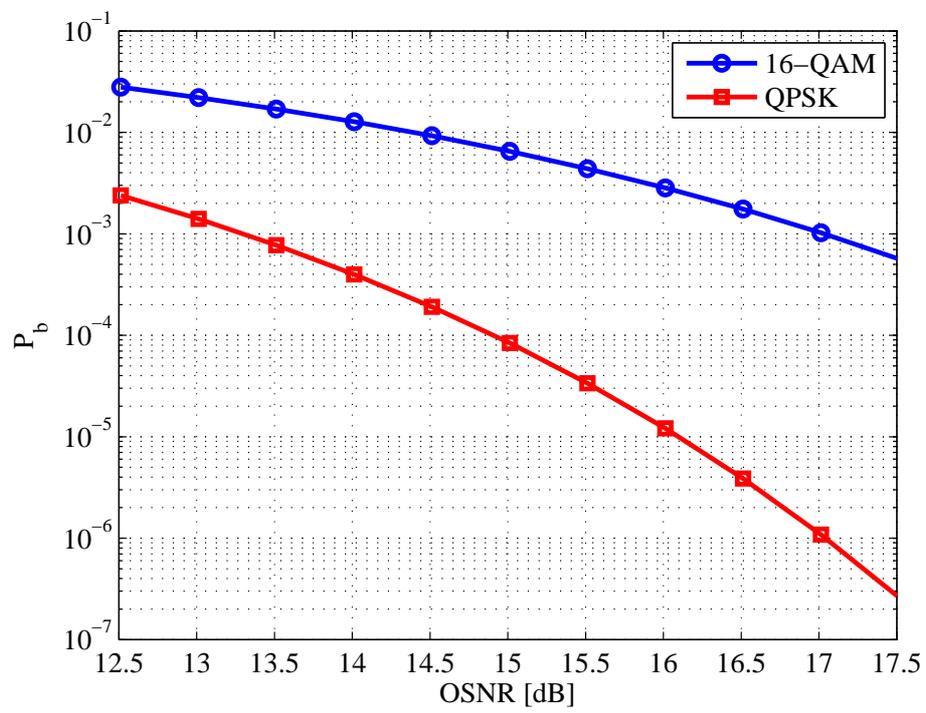


Figura 2.15: Probabilidade de erro de bit em função da OSNR para sistemas a 112 Gb/s modulados com codificação Gray.

3 ALGORITMOS DE PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS

Algoritmos de processamento digital de sinais (*digital signal processing* - DSP) aliados à detecção coerente permitem tratar a informação transmitida no domínio eletrônico. Suas responsabilidades compreendem a compensação de distorções inseridas pela fibra, tais como PMD, PDL, CD, e separação dos sinais multiplexados em polarizações ortogonais. O processo de recuperação da informação por meio de DSP pode ser dividido em etapas, a saber, conversão para banda base e filtragem, reamostragem e ortogonalização, equalização, recuperação de frequência da portadora, recuperação da fase da portadora, decisão e decodificação, que serão explicadas nas seções seguintes. Neste capítulo, são abordados e detalhados os algoritmos utilizados no processamento digital de sinais para um sistema experimental com dois canais multiplexados em polarizações ortogonais com modulação 16-QAM operando a uma taxa total de 112 Gb/s. A Figura 3.1 representa o sistema experimental utilizado para avaliar a técnica de recuperação de fase da portadora. No transmissor, sinais 16-QAM modulam portadoras ópticas nas duas orientações de polarização. Em seguida, os sinais modulados, em cada orientação de polarização, são agrupados por um combinador de feixe de polarização (*polarization beam combiner* - PBC) para serem transmitidos pela fibra. O receptor é composto por um *front-end* óptico com diversidade de polarização, descrito na Seção 2.2.4, seguido por uma cadeia de processamento digital de sinais. A recepção utilizada no sistema experimental foi a detecção coerente *intradynic* devido à limitação técnica na largura de banda do conversor analógico-digital (*analog-to-digital converter* - ADC). Outra alternativa seria empregar detecção heteródina em conjunto com circuitos elétricos para trazer os canais para a banda base.

A Figura 3.2 apresenta as etapas iniciais da cadeia de processamento digital de sinais: conversão para banda base, filtragem, reamostragem e ortogonalização. Cada canal é trazido para a banda base por meio de uma multiplicação por uma exponencial complexa. Para o sistema experimental analisado, o valor do deslocamento em frequência f_1 do canal A é -5 GHz, enquanto que para o canal B, o valor de f_2 é 5 GHz. Em seguida, ocorre a filtragem dos sinais por filtros passa baixa a fim de separar os canais. Posteriormente, cada canal é reamostrado para duas amostras por símbolo, pois a taxa de amostragem do conversor analógico-digital é de 50 Gamostras/s. Isso

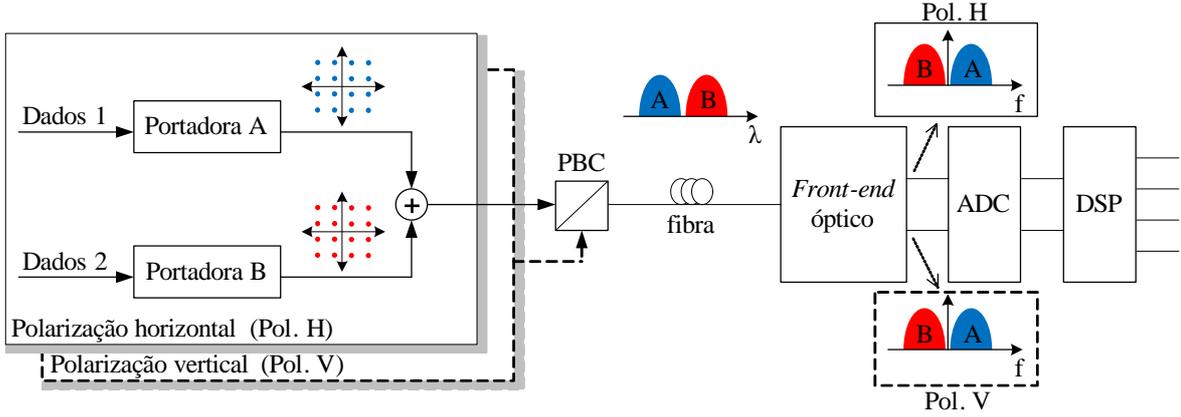


Figura 3.1: Diagrama de um sistema com dois canais multiplexados em polarizações ortogonais.

é necessário devido à utilização de equalizadores $T/2$ espaçados. Depois, acontece a etapa de ortogonalização, resultando nos sinais x_n^{HA} , x_n^{VA} , x_n^{HB} , x_n^{VB} .

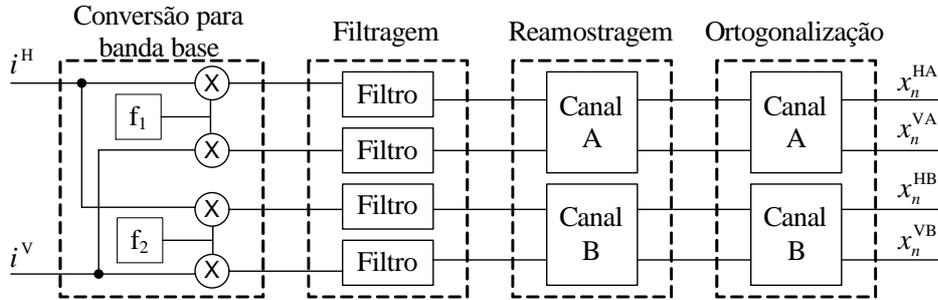


Figura 3.2: Diagrama das etapas iniciais da cadeia de processamento digital de sinais.

A Figura 3.3 apresenta o restante do diagrama de blocos da cadeia de processamento digital de sinais do sistema experimental. Os canais são identificados pelos sobrescritos A e B enquanto que as orientações de polarização por H e V. Note que o processamento de cada canal é independente e ocorre de forma paralela, com exceção da etapa de recuperação de fase da portadora, que é o foco do trabalho, que utiliza informação de fase proveniente de ambos os canais para melhorar a estimação do ruído de fase. Após as etapas iniciais, a cadeia de processamento compensa o desvio de frequência estimado previamente $\hat{\Delta}_{f_k}$, rotacionando as amostras x_n para uma sequência mais próxima da banda base y_n , pois a etapa de conversão para banda base não é perfeita. Então, o equalizador adaptativo separa os sinais multiplexados em polarizações ortogonais r_k e compensa distorções lineares. Os subscritos n e k indicam amostras $T/2$ e T espaçadas, respectivamente. Em seguida, o algoritmo de recuperação de fase da portadora trabalha nas amostras de ambos os canais para produzir estimativas de desvio de fase $\hat{\theta}_k$ resultantes do ruído de fase. As estimativas também são usadas para calcular o desvio de frequência Δ_{f_k} , compensado antes da equalização. Por fim, após compensar o desvio

de fase, o bloco de decisão produz símbolos decididos \hat{s}_k .

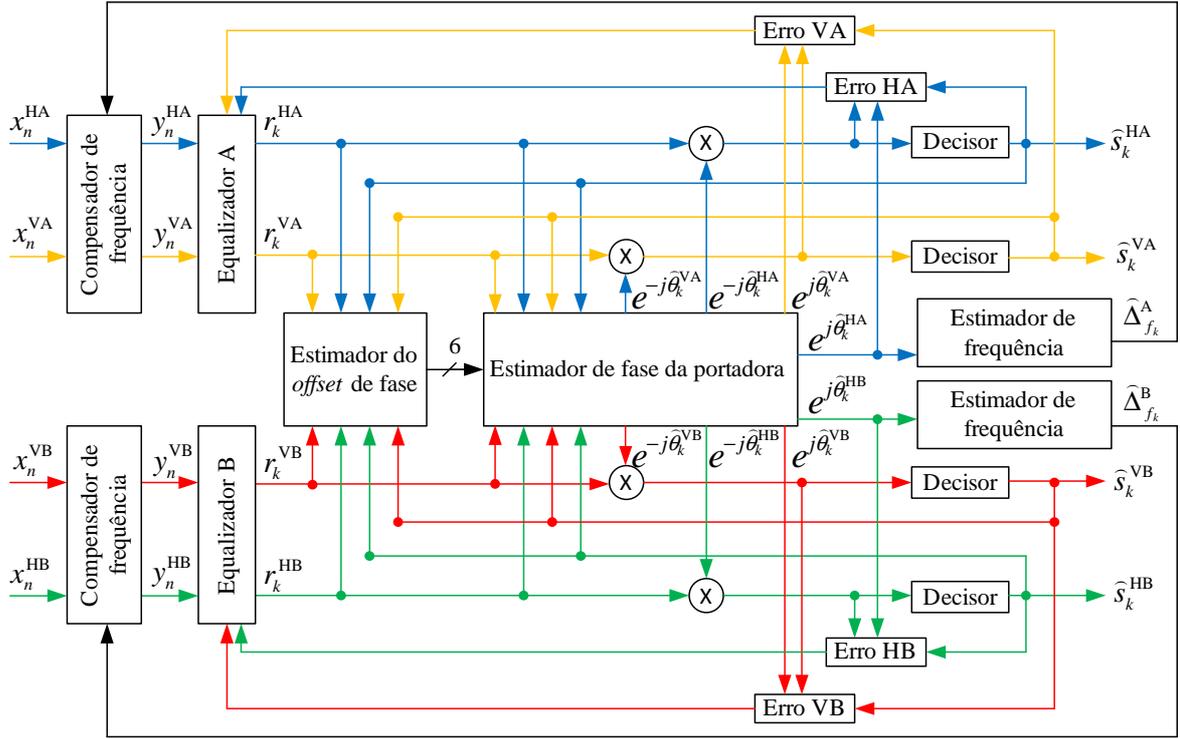


Figura 3.3: Diagrama de blocos do processamento digital de sinais do sistema óptico multi-canal com equalização $T/2$ espaçada direcionada à decisão.

3.1 CONVERSÃO PARA BANDA BASE E FILTRAGEM

O sistema emprega um receptor *intradyn*e em que a frequência de operação do oscilador local é definida como a frequência central entre os dois canais. Isso é necessário devido a limitações experimentais, pois a banda do osciloscópio, utilizado como conversor analógico-digital, é limitada. Os sinais elétricos resultantes do *front-end* contêm informação de ambos os canais. Os sinais são multiplicados por portadoras digitais para trazer os canais para a banda base e em seguida são filtrados a fim de separá-los. Assim, os canais podem ser tratados em paralelo.

3.2 REAMOSTRAGEM E ORTOGONALIZAÇÃO

Idealmente, as componentes em fase e quadratura do sinal transmitido em cada orientação de polarização após a recepção são ortogonais. Porém, como o receptor emprega elementos não ideais como acopladores, divisores, diodos fotodetectores, podem ocorrer desajustes de fase e amplitude nas componentes, perdendo-se a ortogonalidade [39]. Isso é chamado de desbalanceamento de quadratura e é mais detalhado em [40]. Ele causa uma distorção na constelação recebida, conforme exemplifica a Figura 3.4, implicando em um aumento da taxa de erro de bit. Portanto, ele deve ser tratado para um bom funcionamento do sistema. O método de ortogonalização de Gram-Schmidt (*Gram-Schmidt orthogonalization procedure* - GSOP) é usado para compensá-lo. O GSOP permite que um conjunto de amostras não-ortogonais seja transformado em um conjunto de amostras ortonormais [41]. Sejam $i_I(t)$ e $i_Q(t)$ as componentes não ortogonais, o método consiste em:

$$I(t) = \frac{i_I(t)}{\sqrt{E\{i_I^2(t)\}}} \quad (3.1)$$

$$Q'(t) = i_Q(t) - \frac{E\{i_I(t) \cdot i_Q(t)\}i_I(t)}{E\{i_I^2(t)\}} \quad (3.2)$$

$$Q(t) = \frac{Q'(t)}{\sqrt{E\{Q'^2(t)\}}} \quad (3.3)$$

em que $E\{\cdot\}$ denota o operador média conjunta ou valor esperado e $I(t)$ e $Q(t)$ são as componentes ortonormais resultantes.

Após a ortogonalização, a amplitude média da constelação é unitária. Como o sinal transmitido foi modulado em 16-QAM, a constelação resultante deve ter a amplitude média da constelação 16-QAM tradicional, com símbolos posicionados em $\{\pm 1, \pm 3\}$ nos eixos em fase e quadratura, obtida pela média aritmética simples das amplitudes dos símbolos da constelação ($4/16 \times \sqrt{2} + 8/16 \times \sqrt{10} + 4/16 \times \sqrt{18} = 2,9954$). Ou seja, a constelação resultante deve ser multiplicada por 2,9954. Isso é necessário para o funcionamento adequado dos algoritmos posteriores, bem como a reamostragem para duas amostras por símbolo dado que a taxa de amostragem (50 Gamostras/s) é maior que a taxa dos canais (7 Gbaud).

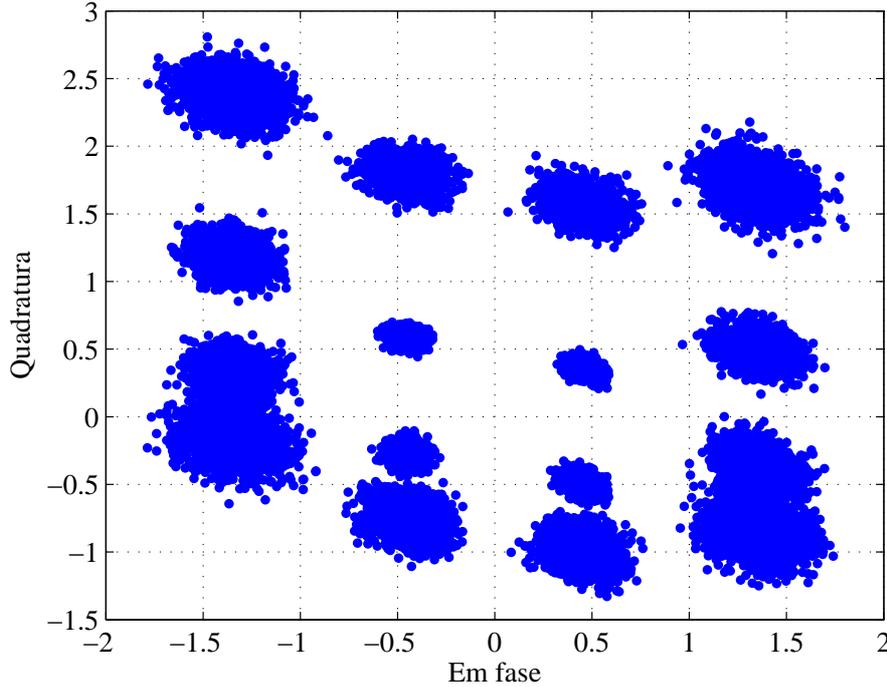


Figura 3.4: Impacto do desbalanceamento de quadratura na constelação 16-QAM contaminada apenas com ruído AWGN.

3.3 EQUALIZAÇÃO

Na etapa de equalização, é realizada a demultiplexação de polarização e compensação de efeitos lineares, ou seja, as distorções inseridas pela fibra são mitigadas e os sinais enviados nas duas orientações de polarização são separados. O equalizador é o elemento que detém essas responsabilidades, ele é composto de filtros lineares em estrutura borboleta (veja a Figura 3.5). Inicialmente, o equalizador utiliza o algoritmo do módulo constante (*constant modulus algorithm* - CMA) [42] para convergência inicial e, posteriormente, é chaveado para o algoritmo da média quadrática mínima direcionado a decisão (*decision-directed least mean square* - LMS-DD) [37]. Essa é uma estratégia bastante utilizada nos novos sistemas ópticos [12]. Na apresentação dos algoritmos, os sobrescritos (A, B) que identificam o canal serão ignorados por simplicidade, pois os algoritmos são aplicados em ambos os canais.

O CMA é um algoritmo adaptativo autodidata, ou seja, ele é capaz de acompanhar variações do canal não necessitando de amostras do sinal transmitido. Algoritmos adaptativos são necessários pelo fato de o canal óptico não ser estático. Apesar do nome “módulo constante”, o algoritmo é capaz de trabalhar com constelações 16-QAM [42, 12, 43]. Os filtros lineares em estrutura borboleta, \mathbf{w}^{HH} , \mathbf{w}^{HV} , \mathbf{w}^{VH} , \mathbf{w}^{VV} , possuem

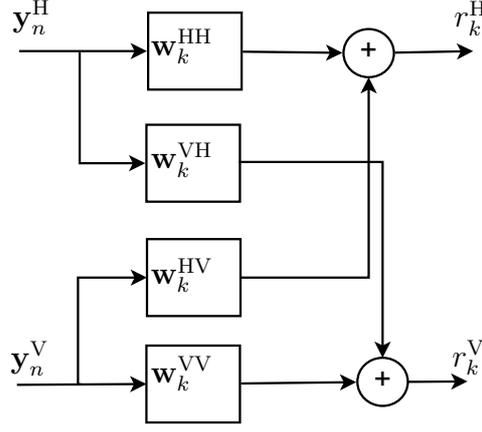


Figura 3.5: Equalizador constituído por filtros em estrutura borboleta.

dimensão $L \times 1$, em que L é o comprimento dos filtros. Eles são atualizados pelo CMA de acordo com as seguintes expressões:

$$\mathbf{w}_{k+1}^{\text{HH}} = \mathbf{w}_k^{\text{HH}} + \mu \epsilon_k^{\text{H}} (\mathbf{y}_n^{\text{H}})^*, \quad (3.4)$$

$$\mathbf{w}_{k+1}^{\text{HV}} = \mathbf{w}_k^{\text{HV}} + \mu \epsilon_k^{\text{H}} (\mathbf{y}_n^{\text{V}})^*, \quad (3.5)$$

$$\mathbf{w}_{k+1}^{\text{VH}} = \mathbf{w}_k^{\text{VH}} + \mu \epsilon_k^{\text{V}} (\mathbf{y}_n^{\text{H}})^*, \quad (3.6)$$

$$\mathbf{w}_{k+1}^{\text{VV}} = \mathbf{w}_k^{\text{VV}} + \mu \epsilon_k^{\text{V}} (\mathbf{y}_n^{\text{V}})^*, \quad (3.7)$$

em que $(.)^*$ denota o operador conjugado complexo de $(.)$, μ é o passo de adaptação, \mathbf{y}_n^{H} e \mathbf{y}_n^{V} são os vetores dos sinais recebidos pelo equalizador nas polarizações horizontal e vertical, respectivamente, com dimensões $L \times 1$, em que L é o comprimento dos vetores. ϵ_k^{H} e ϵ_k^{V} são os sinais de erro nas orientações de polarizações horizontal e vertical, respectivamente, definidos como:

$$\epsilon_k^{\text{H}} = (1 - |r_k^{\text{H}}|^2) r_k^{\text{H}}, \quad (3.8)$$

$$\epsilon_k^{\text{V}} = (1 - |r_k^{\text{V}}|^2) r_k^{\text{V}}, \quad (3.9)$$

em que r_k^{H} e r_k^{V} são os sinais na saída do equalizador nas polarizações horizontal e vertical, respectivamente. Os sinais de erro do CMA penalizam apenas desvios no módulo dos sinais de entrada, tornando o algoritmo imune ao desvio de frequência e ao ruído de fase. Dessa forma, ele é uma boa escolha para a inicialização do processo de equalização. Os sinais são equalizados da seguinte forma:

$$r_k^{\text{H}} = (\mathbf{w}_k^{\text{HH}})^{\text{T}} \mathbf{y}_n^{\text{H}} + (\mathbf{w}_k^{\text{HV}})^{\text{T}} \mathbf{y}_n^{\text{V}}, \quad (3.10)$$

$$r_k^{\text{V}} = (\mathbf{w}_k^{\text{VH}})^{\text{T}} \mathbf{y}_n^{\text{H}} + (\mathbf{w}_k^{\text{VV}})^{\text{T}} \mathbf{y}_n^{\text{V}}, \quad (3.11)$$

em que $(.)^{\text{T}}$ denota o operador transposto de $(.)$.

No modo de operação contínua, o equalizador é atualizado pelo algoritmo LMS-DD. A Figura 3.6 apresenta o esquemático de um equalizador LMS-DD operando apenas em uma orientação de polarização por simplicidade. Como o LMS-DD utiliza símbolos decididos para atualizar o equalizador, ele torna os processos de equalização e de recuperação de fase da portadora interdependentes. As expressões de atualização do equalizador permanecem as mesmas, dadas pelas Equações 3.4 a 3.7. A diferença ocorre no cômputo dos sinais de erro, definidos agora como:

$$\epsilon_k^H = e^{j\hat{\theta}_k^H} \left(\hat{s}_k^H - r_k^H e^{-j\hat{\theta}_k^H} \right), \quad (3.12)$$

$$\epsilon_k^V = e^{j\hat{\theta}_k^V} \left(\hat{s}_k^V - r_k^V e^{-j\hat{\theta}_k^V} \right), \quad (3.13)$$

em que r_k^H e r_k^V são os sinais na saída do equalizador nas polarizações horizontal e vertical, respectivamente, \hat{s}_k^H e \hat{s}_k^V são os sinais decididos nas polarizações horizontal e vertical, respectivamente, após a decisão baseada na menor distância, explicada na Seção 3.6, e $\hat{\theta}_k^H$ e $\hat{\theta}_k^V$ são as estimativas dos desvios de fase obtidos pela recuperação de fase da portadora nas polarizações horizontal e vertical, respectivamente. O método para se obter essas estimativas é explicado mais adiante na Seção 3.5.

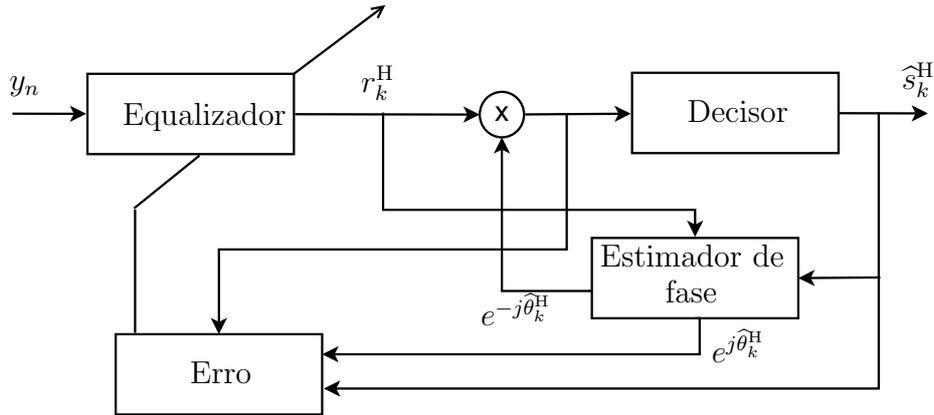


Figura 3.6: Esquemático da recuperação do sinal na polarização horizontal usando o LMS-DD.

Utilizou-se também equalização direcionada ao raio (*radius directed equalization - RDE*) [44] em um pequeno conjunto de amostras para propiciar uma melhor estimativa inicial do desvio de frequência, necessária para o bom funcionamento do algoritmo LMS-DD. Comparado com o CMA, a equalização direcionada ao raio apresenta melhor desempenho para sinais 16-QAM [12]. As expressões de atualização do equalizador usando o algoritmo RDE continuam as mesmas. Porém, o critério de erro do algoritmo RDE baseia-se no valor de raio da constelação mais próximo da saída do equalizador,

sendo computado da seguinte forma:

$$\epsilon_k^H = \left(D_k^H - |r_k^H|^2 \right) r_k^H, \quad (3.14)$$

$$\epsilon_k^V = \left(D_k^V - |r_k^V|^2 \right) r_k^V, \quad (3.15)$$

em que D_k^H e D_k^V são os valores dos raios da constelação 16-QAM mais próximos dos símbolos da saída do equalizador nas orientações de polarização horizontal e vertical, respectivamente.

3.4 RECUPERAÇÃO DE FREQUÊNCIA DA PORTADORA

Um obstáculo para a implementação da técnica de recuperação de fase da portadora usando diversidade de polarização e de portadora é a presença de diferentes desvios de frequências residuais quando ambos os canais são trazidos para a banda base, o que pode causar degradação no sistema. Adicionalmente, em [45], é observada uma baixa tolerância ao desvio de frequência residual pelo equalizador LMS-DD. Mesmo técnicas de estimação do desvio de frequência por meio da transformada rápida de Fourier (*fast Fourier transform* - FFT) em blocos [24] podem não ser satisfatórias, pois o desvio de frequência é considerado constante no bloco inteiro. Portanto, a recuperação de frequência da portadora, composta pelos blocos estimador e compensador de frequência da portadora (veja a Figura 3.3), é uma etapa de grande importância para o correto funcionamento da equalização, bem como do algoritmo de recuperação de fase da portadora.

O algoritmo de estimação do desvio de frequência por meio da técnica da FFT consiste em elevar o sinal à quarta potência e extrair o maior valor absoluto de sua transformada de Fourier:

$$\hat{\Delta}_f \approx \frac{\max_f [|\text{FFT}(r^4)|]}{4}. \quad (3.16)$$

Ele funciona para o formato de modulação 16-QAM porque a constelação 16-QAM é composta de duas constelações QPSK nos anéis interno e externo. Ao se elevar as amostras pertencentes a esses anéis à quarta potência, remove-se a dependência da informação. Ao se aplicar a FFT no sinal à quarta potência, se observa um pulso em uma componente de frequência referente ao quádruplo do valor do desvio de frequência.

O sucesso da implementação do algoritmo de recuperação de fase no sistema experimental depende da estimação precisa dos desvios de frequência nos canais A e B, Δ_f^A e Δ_f^B , bem como da estimação dos *offsets* de fase entre os quatro sinais recebidos, a ser

apresentada na Seção 3.5. Esta seção apresenta o método da recuperação de frequência da portadora originalmente proposto em [46] para estimar e compensar os desvios de frequência, Δ_f^A e Δ_f^B . Ele pode ser aplicado a vários tipos de modulação, tendo em vista que utiliza fases estimadas.

A Figura 3.7 apresenta o diagrama do algoritmo de estimação do desvio de frequência, considerando apenas um canal. A modelagem do algoritmo é feita apenas para um ca-

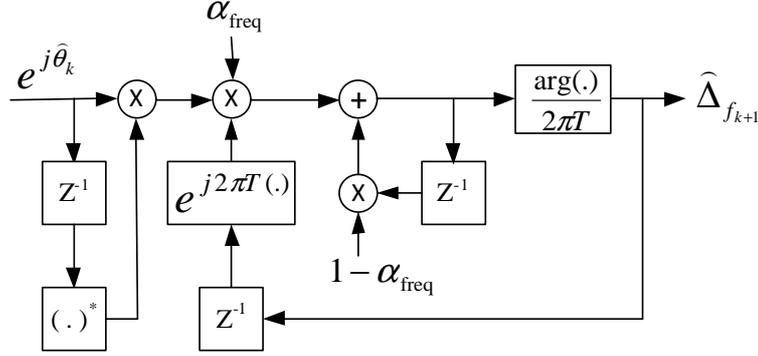


Figura 3.7: Diagrama do algoritmo de recuperação de frequência da portadora.

nal por simplicidade, por isso não são utilizados os índices sobrescritos identificadores do canal. A recuperação de frequência da portadora utiliza fases adjacentes estimadas $\hat{\theta}$ para produzir uma estimativa do desvio de frequência $\hat{\Delta}_f$:

$$\hat{\Delta}_{f_{k+1}} = \frac{\arg\left(e^{j\hat{\theta}_k} e^{-j\hat{\theta}_{k-1}} e^{j2\pi\hat{\Delta}_{f_k}T}\right)}{2\pi T}, \quad (3.17)$$

em que T é o tempo de símbolo, k é o índice do símbolo de entrada e $\arg(\cdot)$ denota o argumento de (\cdot) .

Na Equação 3.17, $2\pi\hat{\Delta}_{f_k}T$ é o descasamento de fase esperado devido ao desvio de frequência, Δ_{f_k} , estimado para o k -ésimo símbolo, e $e^{j\hat{\theta}_k} e^{-j\hat{\theta}_{k-1}}$ é um fator de correção quando Δ_f varia no tempo. Para mitigar a influência dos ruídos aditivo e de fase no processo de estimação, o algoritmo pode trabalhar com as seguintes equações recursivas de baixa complexidade:

$$v_k = \left(e^{j\hat{\theta}_k} e^{-j\hat{\theta}_{k-1}} e^{j2\pi\hat{\Delta}_{f_k}T}\right) \alpha_{\text{freq}} + v_{k-1} (1 - \alpha_{\text{freq}}), \quad (3.18)$$

$$\hat{\Delta}_{f_{k+1}} = \frac{\arg(v_k)}{2\pi T}, \quad (3.19)$$

em que α_{freq} é um fator constante de esquecimento ($0 < \alpha_{\text{freq}} < 1$).

Após estimar os desvios de frequência, as estimativas obtidas são usadas para compensá-los. As amostras de entrada do bloco de compensação da frequência da portadora x_n são rotacionadas de acordo com o valor estimado do desvio de frequência $\hat{\Delta}_f$,

produzindo um sinal complexo em banda base y_n :

$$y_n = \begin{cases} x_n e^{-j\left(2\pi\frac{\hat{\Delta}_{f_k} T}{2} + \Omega_k\right)}, & n = 2k + 1 \\ x_n e^{-j(2\pi\hat{\Delta}_{f_k} T + \Omega_k)}, & n = 2k + 2 \end{cases} \quad (3.20)$$

$$\Omega_k = 2\pi\hat{\Delta}_{f_{k-1}} T + \Omega_{k-1}, \quad (3.21)$$

em que T é o tempo de símbolo, n é o índice da amostra de entrada, k é o índice do símbolo de entrada (considerando um equalizador $T/2$ espaçado), e Ω_k é a rotação de fase acumulada ($\Omega_0 = 0$). Note que, apesar de o desvio de frequência ser calculado por símbolos (por isso o índice k), a sua compensação ocorre a cada amostra de entrada x_n .

Nesse trabalho, foi utilizada a técnica da FFT para fazer a estimação inicial do desvio de frequência, posteriormente, utilizou-se a nova técnica iterativa para fazer o ajuste fino.

3.5 RECUPERAÇÃO DE FASE DA PORTADORA

Recuperação de fase da portadora é a etapa da cadeia de processamento digital de sinais responsável por reaver a referência de fase do sistema. Como parte da informação está veiculada na fase do sinal devido à modulação empregada, esta etapa é de grande importância. Caso a referência de fase não seja recuperada, a identificação dos símbolos transmitidos será errônea, penalizando o desempenho do sistema.

3.5.1 Estimador de fase da portadora direcionado a decisão

Esta seção apresenta o desenvolvimento do estimador de fase da portadora direcionado a decisão sem diversidade, ou seja, a estimação é feita individualmente em cada polarização de cada canal. A denominação “direcionado a decisão” origina-se do fato de o estimador utilizar símbolos decididos para eliminar a dependência da informação transmitida. A Figura 3.8 apresenta o diagrama de blocos do estimador. Ele utiliza N decisões de símbolos recebidos anteriormente para estimar o desvio de fase θ_k gerado pelo ruído de fase. A estimativa do desvio de fase $\hat{\theta}_k$ irá compensar o desvio de fase do símbolo recebido r_k . Em seguida, ocorrerá a decisão desse símbolo. Posteriormente, o símbolo decidido realimentará o estimador, dando sequência ao processo de estimação.

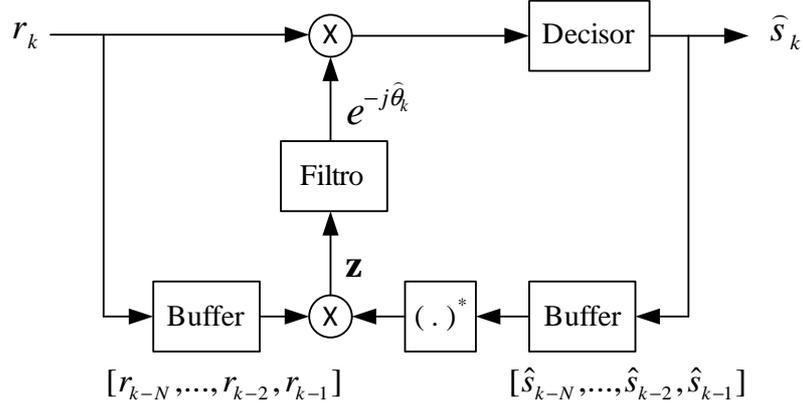


Figura 3.8: Diagrama de blocos do estimador de fase da portadora direcionado a decisão.

O estimador utiliza N decisões anteriores de símbolos, pois não há o símbolo atual decidido. Dessa forma, o símbolo recebido no instante k (r_k) é compensado de fato com a estimativa do desvio de fase do instante $k - 1$ ($\hat{\theta}_{k-1}$), pois considera-se que o desvio de fase entre símbolos adjacentes é muito pequeno. Conseqüentemente, a predição $\hat{\theta}_{k-1} \mapsto \hat{\theta}_k$ introduz um erro com média nula e variância $2\pi\Delta_\nu T$, veja a Figura 3.9.

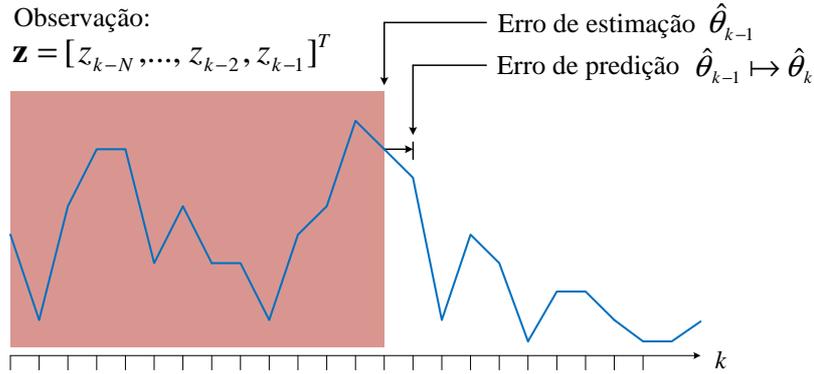


Figura 3.9: Erro de predição do estimador de fase da portadora direcionado a decisão.

Considere o símbolo recebido r_{k-i} , contaminado com ruído de fase e ruído gaussiano complexo aditivo, como [22]:

$$r_{k-i} = s_{k-i}e^{j\theta_{k-i}} + w_{k-i}, \quad (3.22)$$

em que s_{k-i} é o símbolo transmitido, θ_{k-i} é o desvio de fase causado pelo ruído de fase e w_{k-i} é o ruído gaussiano complexo aditivo, o qual pode ser modelado como um processo aleatório de distribuição gaussiana complexa com média nula e variância $\sigma_w^2 = N_0$. A dependência da informação transmitida é removida multiplicando-se o símbolo recebido r_{k-i} pelo complexo conjugado do símbolo decidido \hat{s}_{k-i}^* , resultando

em [22]:

$$z_{k-i} = r_{k-i} \hat{s}_{k-i}^* \quad (3.23)$$

$$= (s_{k-i} e^{j\theta_{k-i}} + w_{k-i}) \hat{s}_{k-i}^* \quad (3.24)$$

$$= \left(s_{k-i} e^{j(\theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \Delta_m)} + w_{k-i} \right) \hat{s}_{k-i}^* \quad (3.25)$$

$$= E_s e^{j(\theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \Delta_m)} + w_{k-i} \hat{s}_{k-i}^*, \quad (3.26)$$

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 $2\pi\Delta_\nu T$, E_s é a energia de símbolo e $w_{k-i} \hat{s}_{k-i}^*$ é o termo de ruído, que tem média nula e variância $E_s \sigma_w^2$. Note que na passagem da Equação 3.24 para a 3.25, foi utilizada a expressão dada pela Equação 2.39.

Defini-se o vetor \mathbf{z} composto de N símbolos adjacentes:

$$\mathbf{z} = [z_{k-N}, \dots, z_{k-2}, z_{k-1}]^T. \quad (3.27)$$

A função densidade de probabilidade do vetor \mathbf{z} , dado θ_{k-1} , é gaussiana multivariada, definida por [22]:

$$f_{\mathbf{z}|\theta_{k-1}}(\mathbf{z}|\theta_{k-1}) = \frac{1}{(2\pi)^{N/2} |\mathbf{C}|^{1/2}} \exp \left[-\frac{1}{2} (\mathbf{z} - \mathbf{m}_{\mathbf{z}})^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{z} - \mathbf{m}_{\mathbf{z}}) \right], \quad (3.28)$$

em que o vetor de esperanças $\mathbf{m}_{\mathbf{z}}$ é [22]:

$$\mathbf{m}_{\mathbf{z}} = \mathbb{E} \{ \mathbf{z} \} = E_s e^{j\theta_{k-1}} \mathbf{1}, \quad (3.29)$$

em que E_s é a energia de símbolo e $\mathbf{1}$ é um vetor coluna unitário de dimensão $N \times 1$. A matriz de covariância \mathbf{C} é dada por [22]:

$$\mathbf{C} = E_s^2 \sigma_\Delta^2 \mathbf{K}_{N \times N} + E_s \sigma_w^2 \mathbf{I}_{N \times N}, \quad (3.30)$$

em que $\mathbf{I}_{N \times N}$ é uma matriz identidade do tamanho do vetor de amostras \mathbf{z} e a matriz $\mathbf{K}_{N \times N}$ é definida como:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 0 & 1 & 2 & \cdots & 2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 1 & 2 & \cdots & N-1 \end{bmatrix}. \quad (3.31)$$

A partir da Equação 3.28, é possível fazer a estimativa de máxima verossimilhança:

$$\hat{\theta}_{k-1} = \arg \max_{\theta_{k-1}} [f_{\mathbf{z}|\theta_{k-1}}(\mathbf{z}|\theta_{k-1})], \quad (3.32)$$

$$= \arg \max_{\theta_{k-1}} \ln [f_{\mathbf{z}|\theta_{k-1}}(\mathbf{z}|\theta_{k-1})], \quad (3.33)$$

em que $\arg \max_x [\cdot]$ representa o valor do argumento x que maximiza a função $[\cdot]$ e \ln é a função logarítmica natural. Substituindo a Equação 3.28 na Equação 3.33, tem-se:

$$\hat{\theta}_{k-1} = \arg \max_{\theta_{k-1}} \ln \left[\frac{1}{(2\pi)^{N/2} |\mathbf{C}|^{1/2}} \exp \left[-\frac{1}{2} (\mathbf{z} - \mathbf{m}_z)^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{z} - \mathbf{m}_z) \right] \right], \quad (3.34)$$

$$= \arg \max_{\theta_{k-1}} \left[\ln \left(\frac{1}{(2\pi)^{N/2} |\mathbf{C}|^{1/2}} \right) - \frac{1}{2} (\mathbf{z} - \mathbf{m}_z)^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{z} - \mathbf{m}_z) \right]. \quad (3.35)$$

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

$$\hat{\theta}_{k-1} = \arg \min_{\theta_{k-1}} [(\mathbf{z} - \mathbf{m}_z)^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{z} - \mathbf{m}_z)], \quad (3.36)$$

em que $\arg \min_x [\cdot]$ representa o valor do argumento x que minimiza a função $[\cdot]$. Aplicando a derivada e igualando-a a zero, obtém-se:

$$\frac{d}{d \theta_{k-1}} [(\mathbf{z} - \mathbf{m}_z)^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{z} - \mathbf{m}_z)] = 0, \quad (3.37)$$

$$\frac{d}{d \theta_{k-1}} [(\mathbf{z} - E_s e^{j\theta_{k-1}} \mathbf{1})^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{z} - E_s e^{j\theta_{k-1}} \mathbf{1})] = 0. \quad (3.38)$$

Aplicando a derivada do produto e a regra da cadeia, tem-se:

$$\begin{aligned} & (-E_s j e^{j\theta_{k-1}} \mathbf{1})^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{z} - E_s e^{j\theta_{k-1}} \mathbf{1}) \\ & + (\mathbf{z} - E_s e^{j\theta_{k-1}} \mathbf{1})^H \mathbf{C}^{-1} (-E_s j e^{j\theta_{k-1}} \mathbf{1}) = 0, \end{aligned} \quad (3.39)$$

$$E_s j e^{-j\theta_{k-1}} \mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{z} - E_s^2 j \mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{1} - E_s j e^{j\theta_{k-1}} \mathbf{z}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{1} + E_s^2 j \mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{1} = 0, \quad (3.40)$$

$$E_s j e^{-j\theta_{k-1}} \mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{z} - E_s j e^{j\theta_{k-1}} \mathbf{z}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{1} = 0, \quad (3.41)$$

$$e^{j\theta_{k-1}} = \frac{e^{-j\theta_{k-1}} \mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{z}}{\mathbf{z}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{1}}, \quad (3.42)$$

$$e^{2j\theta_{k-1}} = \frac{\mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{z}}{\mathbf{z}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{1}}, \quad (3.43)$$

$$e^{2j\theta_{k-1}} = \frac{(\mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{z})^2}{\|\mathbf{z}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{1}\|^2}, \quad (3.44)$$

$$\theta_{k-1} = \arg (\mathbf{1}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{z}), \quad (3.45)$$

$$\theta_{k-1} = \arg (\mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1} \mathbf{z}). \quad (3.46)$$

Assim, a estimativa de máxima verossimilhança $\hat{\theta}_{k-1}$ é dada por:

$$\hat{\theta}_{k-1} = \arg (\mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1} \mathbf{z}). \quad (3.47)$$

Pode-se reescrever a Equação 3.47, da seguinte forma:

$$\hat{\theta}_{k-1} = \arg (\beta \mathbf{z}) \quad (3.48)$$

em que β é o vetor resultante do produto $\mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1}$, cujos coeficientes compõem o filtro de máxima verossimilhança. Ele pondera os elementos do vetor \mathbf{z} , mitigando o efeito do ruído aditivo e melhorando a estimativa de θ_{k-1} .

O estimador direcionado a decisão é uma técnica simples, pois utiliza uma multiplicação para remover a dependência da informação. O seu desempenho é dependente da relação sinal ruído, já que um erro na identificação do símbolo transmitido provocará uma incorreta estimativa de fase, que realimentará o estimador causando mais erros. O tamanho do vetor β apresenta uma relação com a variância dos ruídos. Para uma maior variância do ruído aditivo, maior deve ser o vetor, mantendo-se a variância do ruído de fase constante. Enquanto que para um ruído de fase mais intenso, menor deve ser o filtro, visto que amostras mais distantes terão pouca relação com amostras mais recentes.

3.5.2 Algoritmo de recuperação de fase da portadora usando diversidade de polarização e de portadora

Conforme mencionado anteriormente, o sucesso da implementação do algoritmo de recuperação de fase da portadora usando diversidade de polarização e de portadora depende da estimação precisa dos desvios de frequência nos canais, bem como da estimação dos *offsets* de fase entre os quatro sinais recebidos. O *offset* de fase é a diferença de fase (aproximadamente constante) entre os sinais, devido a um mínimo desajuste no comprimento do caminho percorrido pelos sinais ópticos antes de serem multiplexados em polarizações ortogonais [8]. Como a recuperação de fase da portadora trabalha com quatro sinais, seis *offsets* podem ser estimados ($\theta_{\text{off}}^{\text{VA-HA}}$, $\theta_{\text{off}}^{\text{HB-HA}}$, $\theta_{\text{off}}^{\text{VB-HA}}$, $\theta_{\text{off}}^{\text{HB-VA}}$, $\theta_{\text{off}}^{\text{VB-VA}}$, $\theta_{\text{off}}^{\text{VB-HB}}$), resultantes da combinação dos quatro sinais tomados dois a dois, veja a Figura 3.10.

O algoritmo de estimação dos *offsets* de fase é apresentado na Figura 3.11. Apesar de o diagrama e os desenvolvimentos nesta seção se referirem a dois sinais genéricos, indicados pelos sobrescritos Z1 e Z2, o algoritmo pode ser aplicado para estimar *offset* de fase entre quaisquer dois dos quatro sinais, em ambas as orientações de polarização (H, V) e ambos os canais (A, B). Primeiro, o algoritmo computa exponenciais complexas ρ_k^{Zi} , $i = 1, 2$, como em uma típica arquitetura de recuperação de fase da portadora sem diversidade [15]:

$$\rho_k^{Zi} = \sum_{n=1}^N (\hat{s}_{k-n}^{Zi})^* r_{k-n}^{Zi} / |r_{k-n}^{Zi}|, \quad (3.49)$$

em que N é a quantidade de pares de símbolos utilizados no processo de estimação, \hat{s}_k^{Zi}

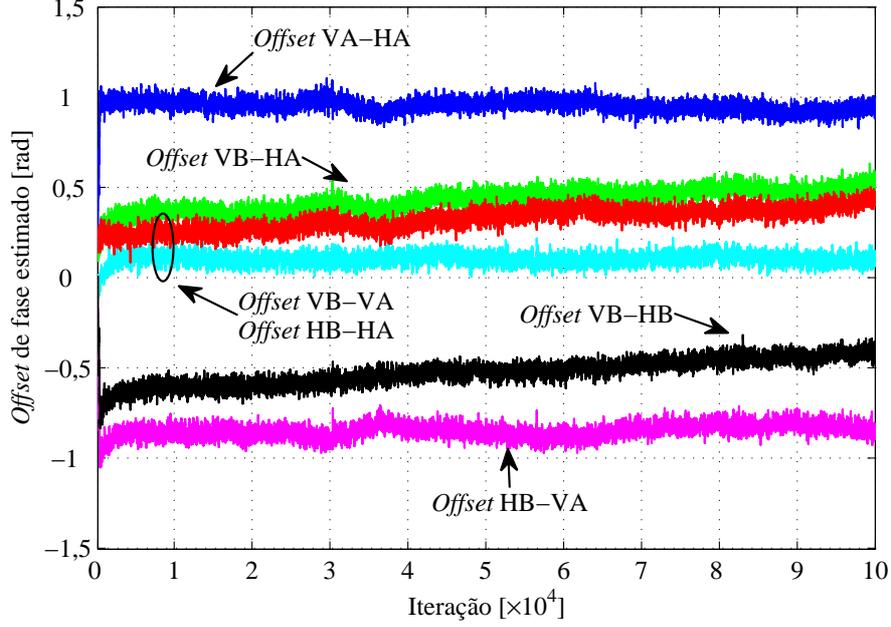


Figura 3.10: *Offsets* de fase estimados.

são os símbolos decididos, e r_k^{Zi} são os símbolos equalizados. O *offset* de fase $\hat{\theta}_{\text{off}_k}^{Z1-Z2}$, entre as sequências Z1 e Z2, é o argumento da multiplicação de ρ_k^{Z1} pelo conjugado complexo de ρ_k^{Z2} :

$$e^{j\hat{\theta}_{\text{off}_k}^{Z1-Z2}} = \frac{\rho_k^{Z1}}{|\rho_k^{Z1}|} \left(\frac{\rho_k^{Z2}}{|\rho_k^{Z2}|} \right)^* . \quad (3.50)$$

Para mitigar o impacto do ruído aditivo na estimação, o algoritmo pode ser implementado de forma recursiva:

$$u_k = \frac{\rho_k^{Z1}}{|\rho_k^{Z1}|} \left(\frac{\rho_k^{Z2}}{|\rho_k^{Z2}|} \right)^* \alpha_{\text{off}} + u_{k-1} (1 - \alpha_{\text{off}}) , \quad (3.51)$$

$$e^{j\hat{\theta}_{\text{off}_k}^{Z1-Z2}} = \frac{u_k}{|u_k|} , \quad (3.52)$$

em que α_{off} é um fator de esquecimento ($0 < \alpha_{\text{off}} < 1$).

O algoritmo de recuperação de fase da portadora utiliza informação em ambas as orientações de polarização e em ambos os canais para produzir uma única estimativa de ruído de fase, conforme é apresentado na Figura 3.12. Os sinais ρ_k^{HA} , ρ_k^{VA} , ρ_k^{HB} e ρ_k^{VB} são computados aplicando a Equação 3.49 ao canal correspondente. A estimação é realizada somando-se as estimativas individuais de fase ρ_k de todos os quatro sinais após serem rotacionadas pelo respectivo *offset* de fase. Na Figura 3.12, $\hat{\theta}_{\text{off}_k}^{\text{VA-HA}}$ refere-se à estimativa do *offset* de fase entre os sinais das polarizações vertical e horizontal do canal A, $\hat{\theta}_{\text{off}_k}^{\text{HB-HA}}$ refere-se à estimativa do *offset* de fase entre os sinais da polarização horizontal dos canais A e B, $\hat{\theta}_{\text{off}_k}^{\text{VB-HA}}$ refere-se a do *offset* de fase entre o sinal da polarização vertical do canal B e o sinal da polarização horizontal do canal A, $\hat{\theta}_{\text{off}_k}^{\text{HB-VA}}$

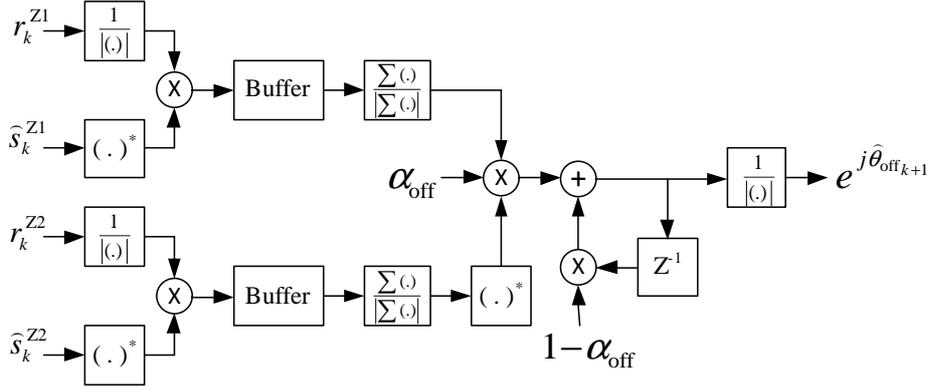


Figura 3.11: Diagrama do algoritmo de estimação do *offset* de fase.

refere-se a do *offset* de fase da polarização horizontal do canal B e o sinal da polarização vertical do canal A, $\hat{\theta}_{off_k}^{VB-VA}$ refere-se a do *offset* de fase entre os sinais da polarização vertical dos canais B e A e, por fim, $\hat{\theta}_{off_k}^{VB-HB}$ refere-se à estimativa do *offset* de fase entre os sinais das polarizações vertical e horizontal do canal B. A fim de reduzir a complexidade do algoritmo, uma estimação indireta dos *offsets* de fase pode ser utilizada, dessa forma, apenas três dos seis *offsets* de fase necessitam serem estimados:

$$\hat{\theta}_{off_k}^{HB-VA} = \hat{\theta}_{off_k}^{HB-HA} - \hat{\theta}_{off_k}^{VA-HA}, \quad (3.53)$$

$$\hat{\theta}_{off_k}^{VB-VA} = \hat{\theta}_{off_k}^{VB-HA} - \hat{\theta}_{off_k}^{VA-HA}, \quad (3.54)$$

$$\hat{\theta}_{off_k}^{VB-HB} = \hat{\theta}_{off_k}^{VB-HA} - \hat{\theta}_{off_k}^{HB-HA}. \quad (3.55)$$

3.6 DECISÃO E DECODIFICAÇÃO

Os símbolos 16-QAM são decididos baseados na menor distância euclidiana do símbolo recuperado, $r_k e^{-j\hat{\theta}_k}$, para todos os pontos da constelação 16-QAM tradicional, ou seja, escolhe-se como símbolo transmitido o símbolo da constelação mais próximo ao símbolo recuperado. Para o receptor não perder a referência de fase, caso ocorram saltos de fase, utilizou-se codificação diferencial nos quadrantes da constelação 16-QAM [47], que utiliza o mapeamento de bits para símbolos ilustrado na Figura 3.13. Os bits a serem transmitidos são separados em dois grupos de dois bits, um grupo é mapeado segundo codificação Gray dentro dos quadrantes e o outro é mapeado com codificação diferencial QPSK entre os quadrantes. Há uma penalidade de aproximadamente 0,5 dB na probabilidade de erro de bit ao se utilizar codificação diferencial [38], mas o seu uso é justificado pela manutenção da referência de fase, tornando o sistema imune aos

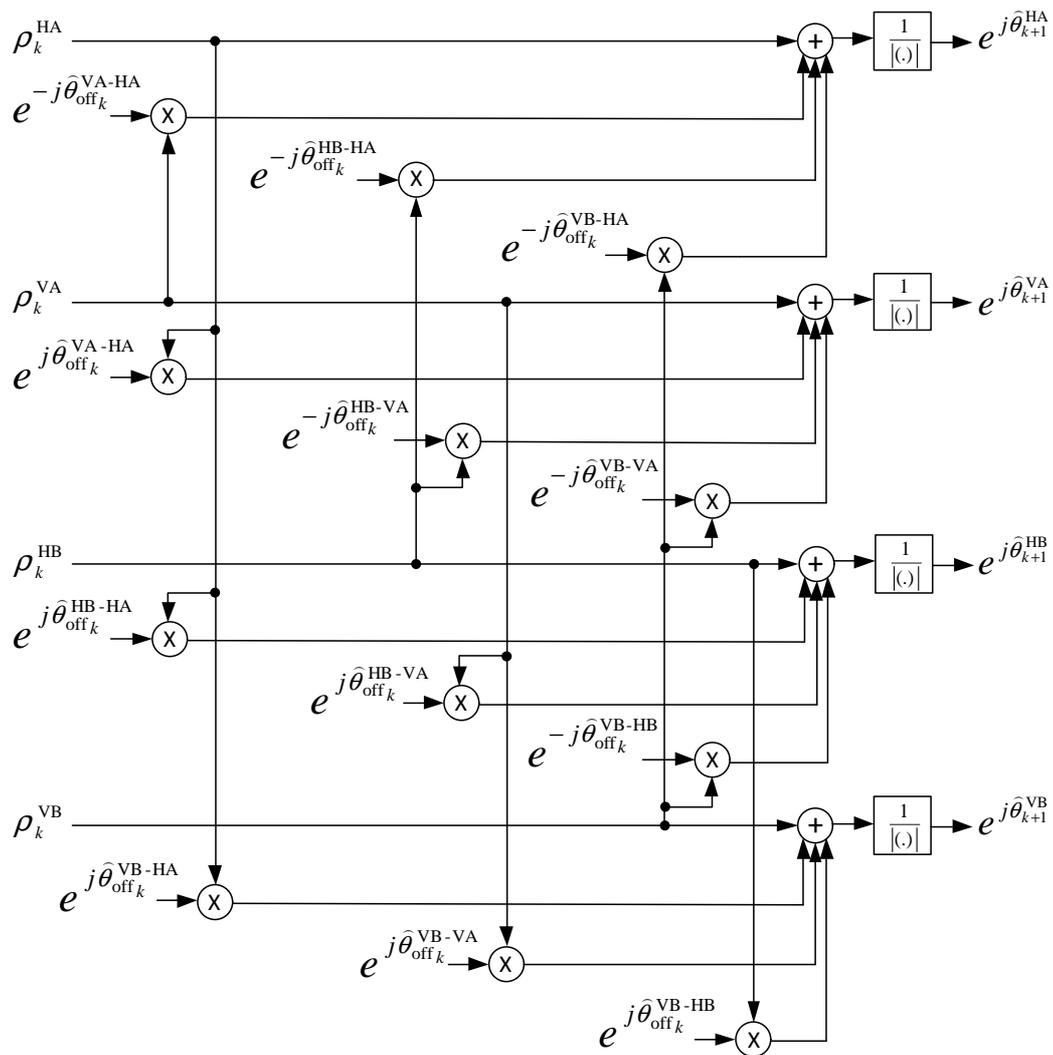


Figura 3.12: Diagrama do algoritmo de recuperação de fase da portadora.

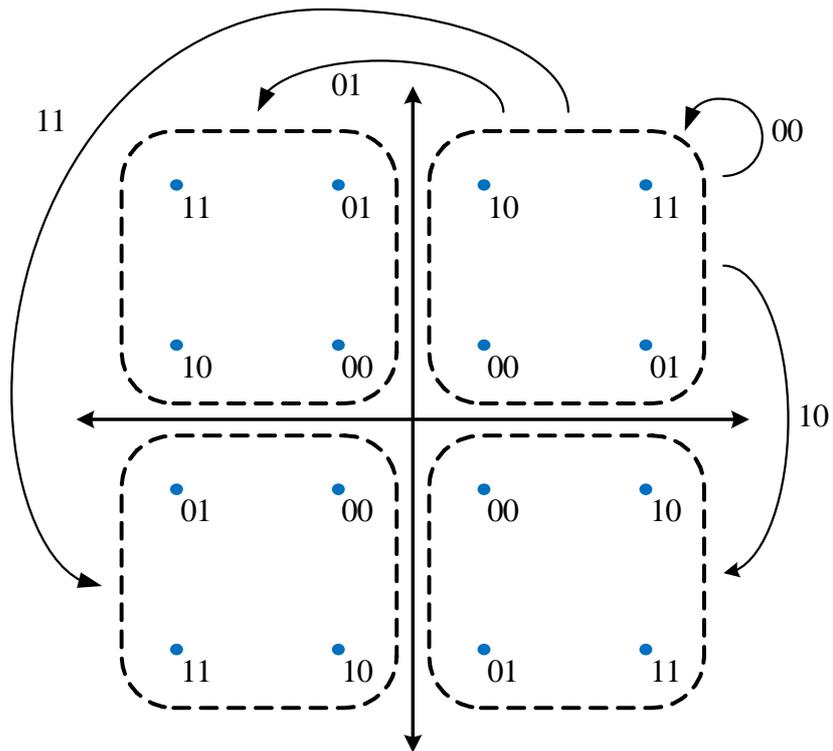


Figura 3.13: Mapeamento de símbolos em bits pela codificação diferencial 16-QAM.

giros da constelação (*cycle slips*). Se a informação estivesse veiculada na fase absoluta do sinal, um *cycle slip* causaria grandes sequências de erros. A Figura 3.14 apresenta a probabilidade de erro de bit em função da relação sinal ruído para a modulação 16-QAM com codificação diferencial nos quadrantes.

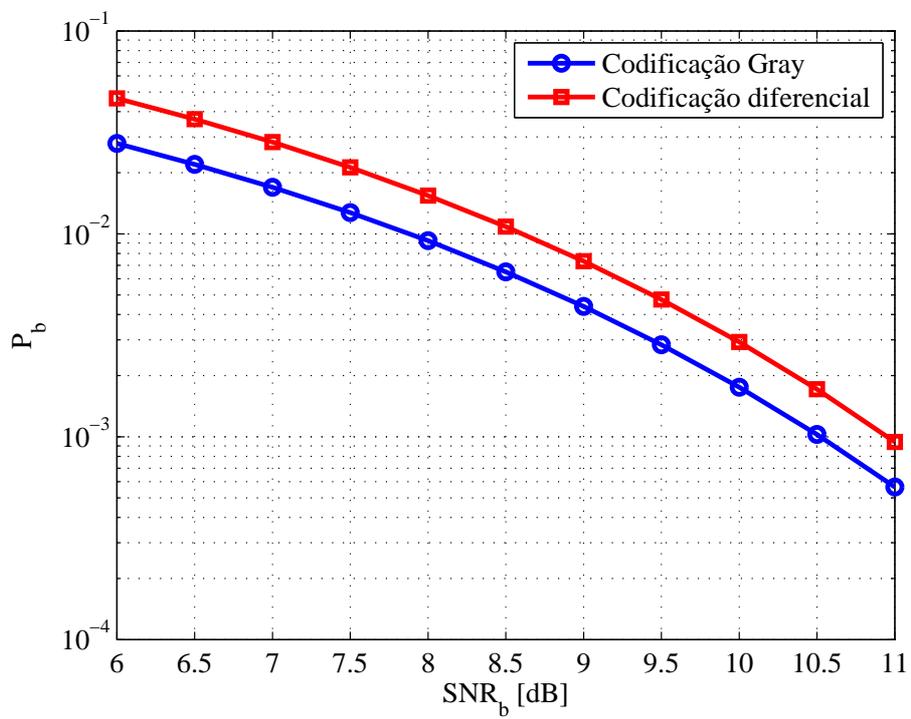


Figura 3.14: Probabilidade de erro de bit em função da relação sinal ruído para a modulação 16-QAM com codificação diferencial nos quadrantes.

4 RESULTADOS

4.1 ARRANJO EXPERIMENTAL

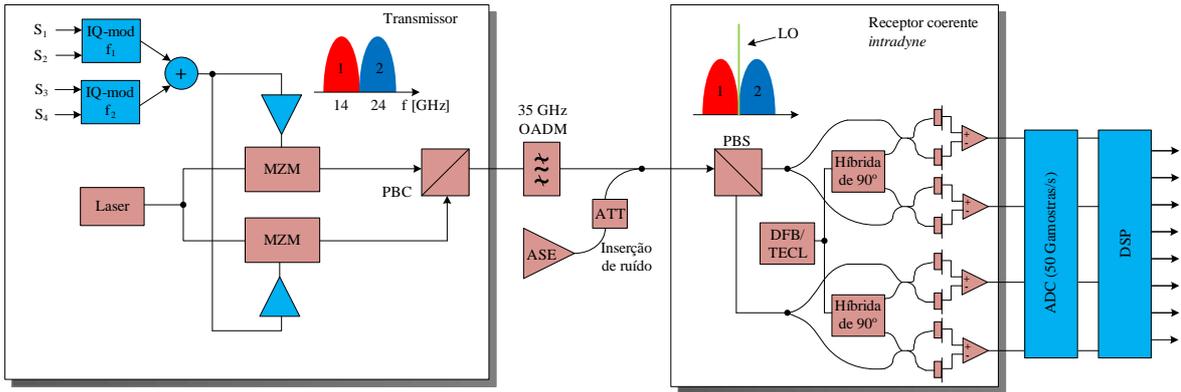


Figura 4.1: Arranjo experimental do sistema com dois canais, ambos multiplexados em polarizações ortogonais, a taxa total de 112 Gb/s (7 Gbaud por canal).

A Figura 4.1 apresenta a montagem experimental utilizada para avaliar a técnica de recuperação de fase usando diversidade de polarização e de portadora. O feixe do laser de cavidade externa ajustável (TECL) operando em torno da janela de 1.550 nm com largura de linha de 100 kHz foi dividido para alimentar dois moduladores Mach-Zehnder (Mach-Zehnder *modulator* - MZM), que foram usados para modular os dados nas duas orientações ortogonais de polarização. As saídas dos moduladores foram multiplexadas em polarizações ortogonais por meio de um combinador de feixe de polarização (*polarization beam combiner* - PBC) e os atrasos ópticos diferenciais entre cada orientação de polarização foram menores que 50 ps. Diferentes sinais 16-QAM foram modulados em portadoras elétricas com frequências de 14 e 24 GHz originando os canais A e B, respectivamente. Os sinais 16-QAM foram gerados a partir de quatro sequências binárias pseudo-aleatórias (*pseudo-random binary sequence* - PRBS) de comprimento $2^{10} - 1$ à taxa de 7 Gb/s. Os sinais elétricos foram divididos em dois, um deles atrasado por um cabo coaxial de 1 m, correspondendo a um atraso de 35 símbolos, a fim de se obter símbolos descorrelacionados em ambas polarizações, e posteriormente introduzidos nos dois moduladores Mach-Zehnder para modular a amplitude da portadora. Modulação de amplitude resulta em um espectro com dois lóbulos redundantes ao redor da frequência central do laser, um deles deve ser selecionado pelo filtro óptico.

Normalmente, o filtro existe em sistemas WDM, mas aqui foi realizado por um multiplexador óptico adiciona e retira (*optical add-drop multiplexer* - OADM) com 35 GHz de largura de banda. No experimento, os lóbulos estão afastados 28 GHz, assim um dos lóbulos é suprimido pelo OADM.

A Figura 4.2 mostra o típico espectro óptico do sinal de saída do transmissor. Um bom isolamento entre canais pode ser observado, bem como a supressão do laser da portadora óptica, em torno de 1.545,1 nm, em mais de 10 dB. A portadora destacada é resultante da modulação pelos moduladores do tipo Mach-Zehnder. Um sistema de

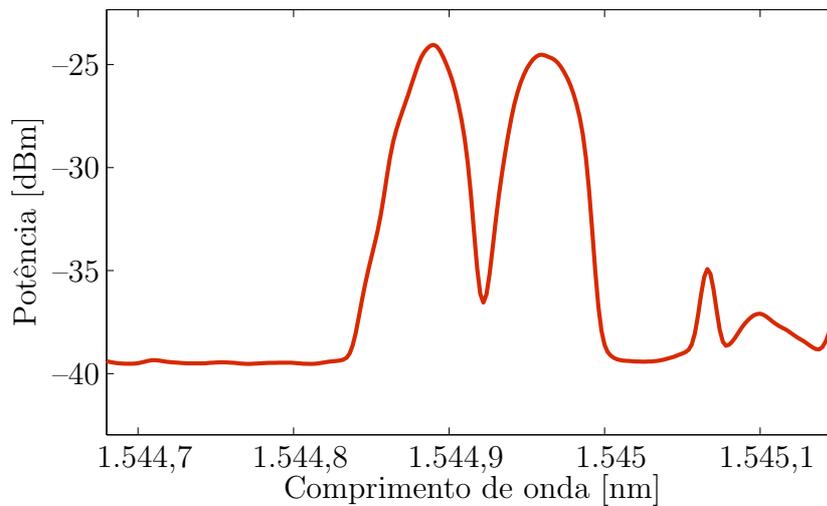


Figura 4.2: Espectro óptico de potência obtido do transmissor com dois canais (resolução de 0.01 nm).

adição de ruído foi usado na entrada do receptor para controlar a relação sinal ruído óptica (*optical signal to noise ratio* - OSNR) a fim de se calcular a taxa de erro de bit (*bit error rate* - BER) para diferentes valores de OSNR. A recepção consistiu em um receptor coerente *intradyn*e convencional [12] com um oscilador local que hora era um laser DFB com largura de linha de 2 MHz ou um TECL com largura de linha de 100 kHz. A frequência central do oscilador local foi ajustada entre os canais para recuperar, independentemente, os sinais multiplexados em polarizações ortogonais à taxa de 7 Gbaud, mas com a compensação do ruído de fase assistida pela informação de fase dos dois canais, bem como das duas orientações de polarização. A híbrida de 90° do receptor funciona como uma exponencial complexa, transladando o espectro em um único sentido. Portanto, não haverá sobreposição de espectro na região da banda base. Os quatro sinais elétricos dos detectores balanceados foram digitalizados utilizando um osciloscópio de quatro canais com amostragem em tempo real à taxa de 50 Gamostras/s, e os dados foram posteriormente transferidos para um computador para pós-processamento.

Nesse momento, começa a cadeia de processamento digital de sinais (veja a Figura 3.3), em que são empregados os algoritmos apresentados no capítulo anterior. Individualmente, em cada um dos quatro fluxos de amostras, representando as componentes em fase e quadratura das duas orientações de polarização $i_Q^H, i_I^H, i_Q^V, i_I^V$, é subtraída a sua média e é feita a normalização pela raiz de sua potência média. Em seguida, as componentes são agrupadas em dois novos fluxos complexos correspondentes a cada orientação de polarização. Assim, deve-se separar os canais para tratá-los independentemente e em paralelo. Para isso, cada fluxo é deslocado em frequência de 5 GHz para a direita por uma exponencial complexa e, em seguida, é filtrado por um filtro digital passa baixa de ordem 18, obtendo-se um canal. O outro canal é separado repetindo-se o deslocamento em frequência e a filtragem, porém os fluxos são deslocados para a esquerda. Agora, nessa parte, tem-se ao todo quatro fluxos complexos representando os sinais nas duas orientações de polarização dos dois canais (HA, VA, HB, VB) à taxa de 50 Gamostras/s. Como a equalização trabalha com duas amostras por símbolo e a taxa de transmissão dos sinais é de 7 Gbaud, foi feita a reamostragem nesse instante. Posteriormente, em cada fluxo foi subtraída a sua média e realizada a normalização pela raiz de sua potência média. Não se aplicou um algoritmo de compensação de desbalanceamento de quadratura, pois esse efeito não se mostrou relevante, bastando apenas aplicar a simples normalização nos sinais, descrita anteriormente. Como os sinais transmitidos foram modulados em 16-QAM, a constelação resultante deve ter a amplitude média da constelação 16-QAM tradicional ($4/16 \times \sqrt{2} + 8/16 \times \sqrt{10} + 4/16 \times \sqrt{18} = 2,9954$), com símbolos posicionados em $\{\pm 1, \pm 3\}$ nos eixos em fase e quadratura. Portanto, foi calculada a amplitude média das constelações e, após a normalização, os dois sinais foram divididos pela amplitude média e multiplicados por 2,9954.

Nessa fase, os sinais ($x_n^{HA}, x_n^{VA}, x_n^{HB}, x_n^{VB}$) estão preparados para serem equalizados. Inicialmente, é feita uma pré-equalização nas primeiras 80.000 amostras (40.000 símbolos) para obter uma estimativa do desvio de frequência em cada canal. A pré-equalização inicia com o CMA usando 11 *taps* e passo de adaptação de 4×10^{-5} . O algoritmo começa operando nos 3.000 primeiros símbolos de apenas uma orientação de polarização de cada canal. Em sequência, os filtros da outra orientação de polarização são definidos de forma que garantam independência das saídas. Essa estratégia é necessária para evitar um problema conhecido como singularidade, que é a convergência das duas saídas para o mesmo sinal de entrada [48]. O CMA trabalha por mais 12.000 símbolos, totalizando 15.000 símbolos. Em seguida, o equalizador é chaveado para o RDE com passo de adaptação de 4×10^{-6} e 61 *taps*. A necessidade de um equalizador grande é para compensar imperfeições no arranjo elétrico.

Terminada a pré-equalização, são retirados os primeiros 30.000 símbolos equalizados

e, então, é estimado o desvio de frequência. A estimação ocorre em uma janela de 5.000 símbolos em cada orientação de polarização de cada canal por meio da técnica da FFT, descrita na Seção 3.4.

Os primeiros 30.000 símbolos dos sinais de entrada da pré-equalização são descartados, e o restante é encaminhado para a efetiva equalização. O processo de equalização também possui as fases de inicialização do equalizador com CMA, conforme ocorreu na pré-equalização. O equalizador é inicializado com CMA, em uma orientação de polarização, com passo de adaptação de 4×10^{-5} e 11 *taps*. Após os primeiros 3.000 símbolos, os filtros relativos à outra orientação de polarização são ativados de forma que evitem singularidade. O equalizador trabalha por mais 12.000 símbolos com o CMA nas duas orientações de polarização e, posteriormente, é chaveado para o LMS-DD com 61 *taps* e passo de adaptação de 5×10^{-5} . Antes do chaveamento para o LMS-DD, o desvio de frequência em cada canal é compensado pela média aritmética das estimativas das duas orientações de polarização obtidas na pré-equalização, resultando nos sinais y_n^{HA} , y_n^{VA} , y_n^{HB} , y_n^{VB} .

Após a equalização com LMS-DD, os sinais equalizados r_k^{HA} , r_k^{VA} , r_k^{HB} , r_k^{VB} são rotacionados pelas estimativas do ruído de fase obtidas pelos algoritmos de recuperação de fase da portadora. Em seguida, ocorre a decisão dos símbolos.

A partir das estimativas do ruído de fase, são estimados os desvios de frequência dos canais, os quais serão compensados no novo conjunto de amostras recebidas pelo equalizador, iniciando uma nova iteração. O valor utilizado no parâmetro de recuperação de frequência da portadora α_{freq} foi 10^{-3} .

A taxa de erro de bit é computada comparando a sequência de bits transmitidos com a sequência binária obtida da conversão dos símbolos decididos em bits.

4.2 RESULTADOS

Nesta seção, o êxito na implementação do algoritmo de recuperação de fase da portadora usando diversidade de polarização e de portadora (*joint-polarization and joint-subchannel carrier phase estimation* - JPJS-CPE) é demonstrado, bem como o desempenho em relação ao algoritmo sem diversidade (*single-polarization carrier phase estimation* - SP-CPE) [15] e ao algoritmo com apenas diversidade de polarização (*joint-polarization carrier phase estimation* - JP-CPE) [9].

Os algoritmos foram testados em cenários com baixa intensidade de ruído de fase

(200 kHz) e com grande intensidade de ruído de fase (2,1 MHz). Note que a intensidade do ruído de fase do sistema é dada pelo soma das larguras de linha do laser transmissor e do oscilador local. Em todos os casos, foi utilizado um laser com pequena largura de linha no transmissor. A adição de ruído de fase foi feita no receptor utilizando um oscilador local com pequena largura de linha (100 kHz) e outro com grande largura de linha (2 MHz). A etapa de equalização foi realizada por meio de um equalizador LMS-DD $T/2$ espaçado com 61 *taps* e com passo de adaptação de 5×10^{-5} . A necessidade de um equalizador de maior tamanho foi para compensar imperfeições no arranjo elétrico. As taxas de erro de bit foram calculadas sobre aproximadamente 1.279.000 símbolos por canal. Os valores utilizados para os parâmetros dos algoritmos de estimação de desvio de frequência e de *offset* de fase, α_{freq} e α_{off} , foram 10^{-3} e 5×10^{-2} , respectivamente, escolhidos de forma empírica.

A necessidade de um melhor processo de estimação do desvio de frequência residual dos canais é comprovada pela Figura 4.3. Percebe-se que a recuperação da frequência

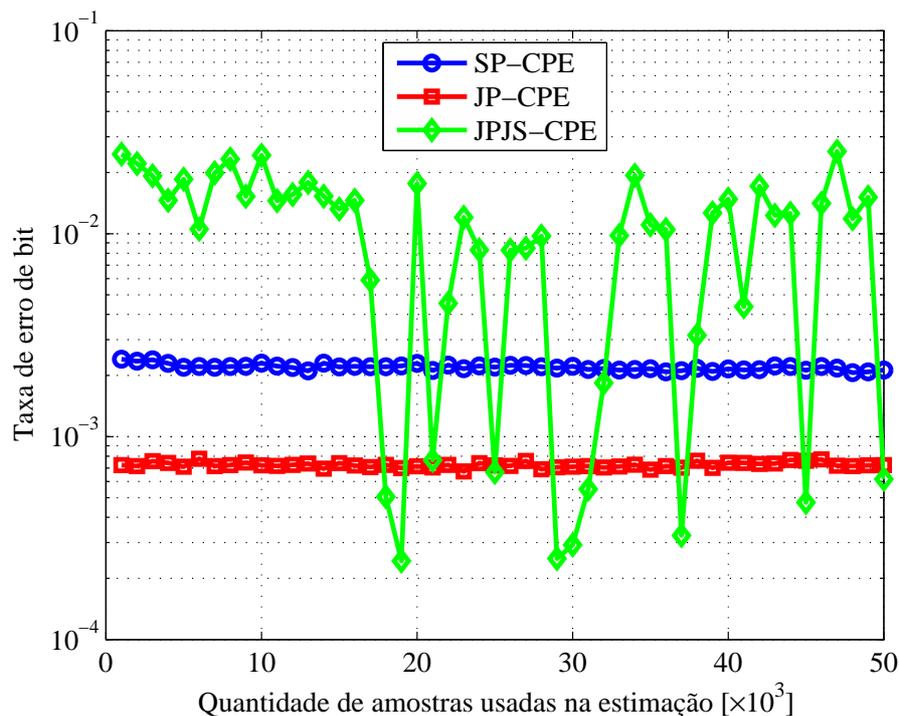


Figura 4.3: Taxa de erro de bit em função da quantidade de amostras utilizadas na recuperação de frequência da portadora por meio da técnica da FFT em blocos para o canal B.

da portadora por meio da técnica da FFT em blocos resulta em diferentes desvios de frequências residuais, o que promove a perda de sincronismo entre os canais, impossibilitando a aplicação do algoritmo JPJS-CPE. Dessa forma, foi necessário desenvolver o algoritmo de recuperação de frequência da portadora, que opera a cada amostra.

A Figura 4.4 apresenta a evolução do desvio de frequência estimada pelo algoritmo

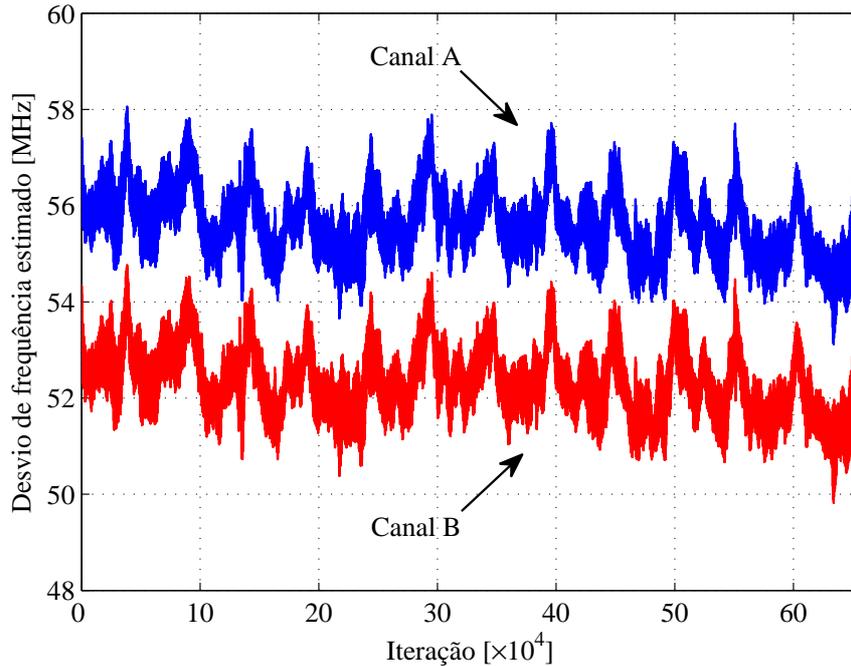


Figura 4.4: Evolução do desvio de frequência para uma OSNR = 18 dB.

da Seção 3.4 para uma OSNR = 18 dB (em 0.1 nm). De fato, a rápida variação no desvio de frequência requer algoritmos de compensação precisos para o correto funcionamento do JPJS-CPE.

A Figura 4.5 mostra a influência do parâmetro α_{freq} na taxa de erro de bit. Para valores do fator de esquecimento α_{freq} aproximadamente acima de 10^{-2} , o algoritmo de recuperação de frequência da portadora não apresenta um bom desempenho. Isso ocorre porque ele atribui maior peso ao fator de correção (veja a Equação 3.18), gerando estimativas mais ruidosas porque as amostras mais recentes tem maior influência na estimação do que o histórico das estimativas.

O fator de esquecimento α_{off} da recuperação de fase da portadora também apresenta influência na taxa de erro de bit, conforme retrata a Figura 4.6. Para o JPJS-CPE, o parâmetro α_{off} apresenta uma faixa ótima de operação que vai de aproximadamente 2×10^{-4} a 1×10^{-1} . Caso o valor de α_{off} seja maior que 10^{-1} , o algoritmo dará maior peso as estimativas mais recentes, gerando estimativas de *offsets* de fase mais ruidosas. Se o valor for menor que 2×10^{-4} , o algoritmo não conseguirá rastrear variações mais rápidas nos *offsets* de fase.

Uma vantagem interessante do JPJS-CPE é alcançar baixos valores de taxa de erro de bit usando menores filtros de recuperação de fase da portadora. A Figura 4.7 expressa a dependência da taxa de erro de bit em função do tamanho do filtro de recuperação de fase para uma OSNR = 17 dB. Na configuração de estimação de fase da

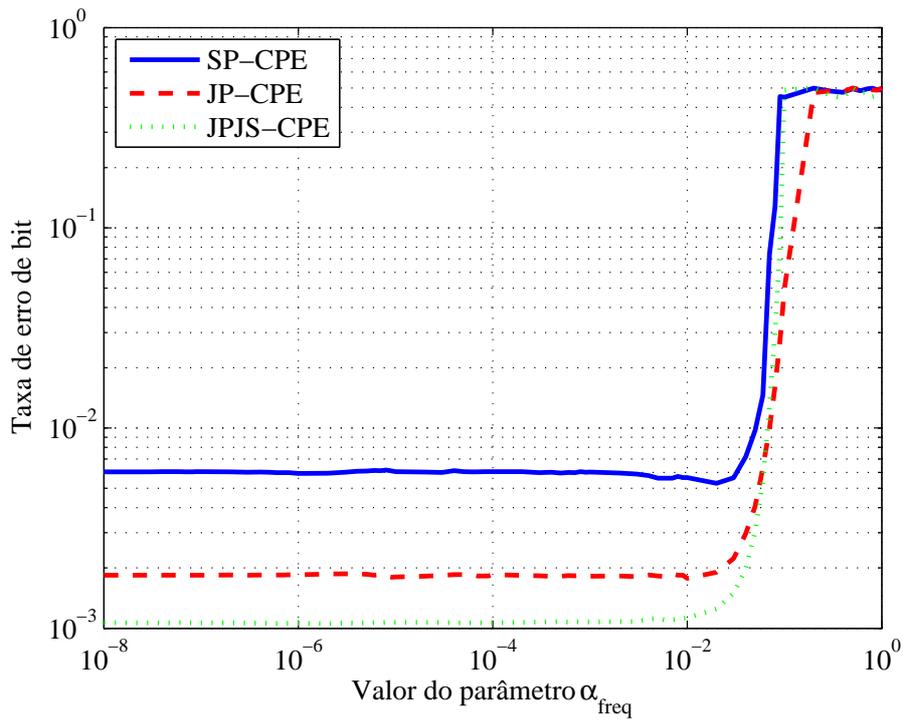


Figura 4.5: Taxa de erro de bit em função do parâmetro α_{freq} .

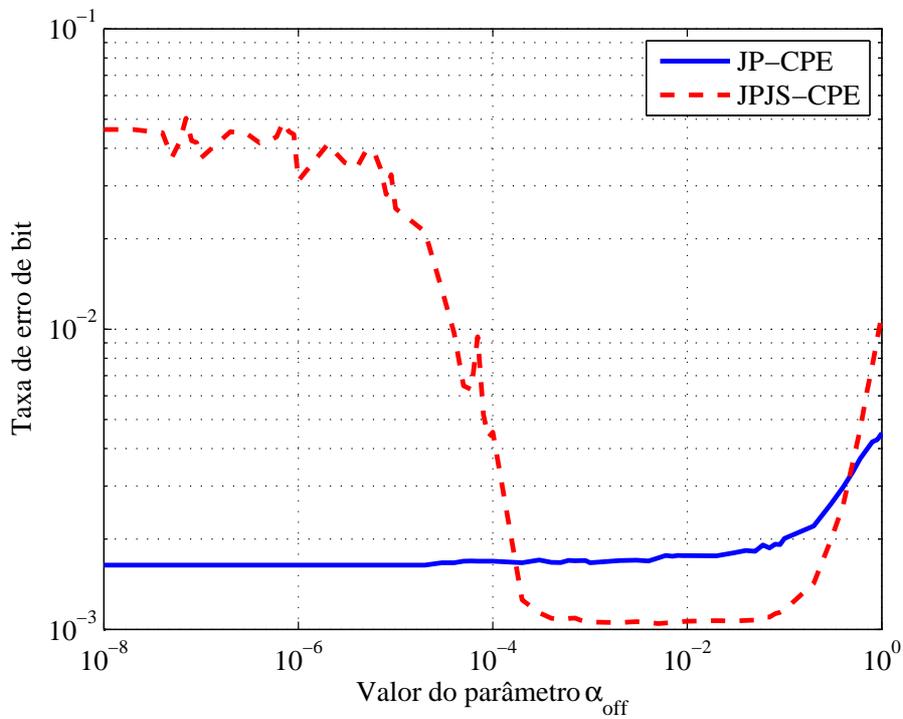


Figura 4.6: Taxa de erro de bit em função do parâmetro α_{off} .

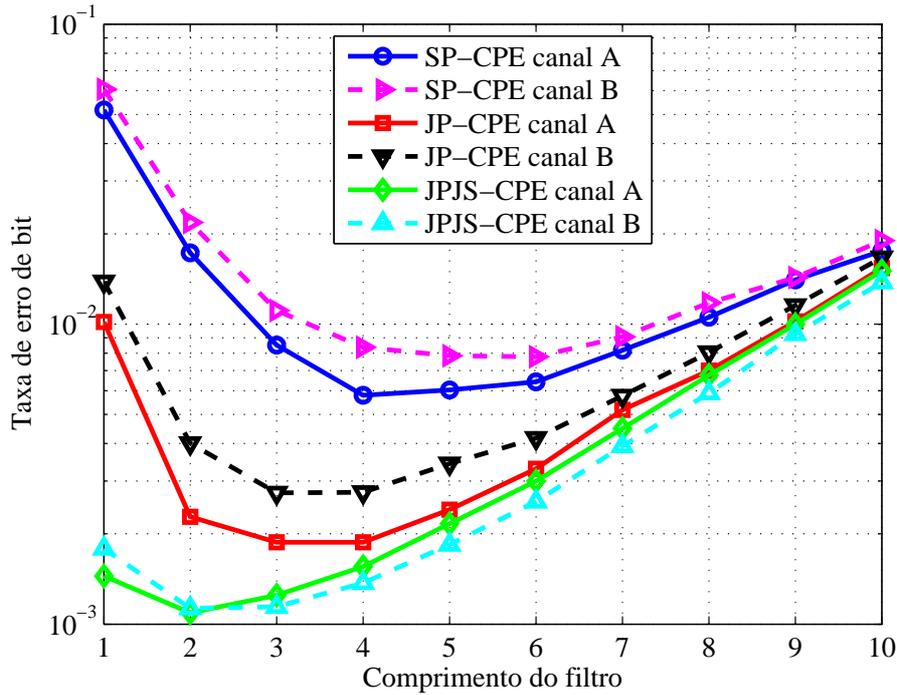


Figura 4.7: Taxa de erro de bit em função do tamanho do filtro de recuperação de fase do sistema com oscilador local DFB para uma OSNR = 17 dB.

portadora sem diversidade, a BER ótima é alcançada com 5 *taps*. A estimação de fase da portadora usando diversidade de polarização possibilita a redução do tamanho do filtro para 3 *taps*, ao passo que a estimação de fase usando diversidade de polarização e de portadora produz uma menor taxa de erro de bit com apenas 2 *taps*. Portanto, além de atingir baixa taxa de erro de bit, a nova técnica permite reduzir a complexidade no processo de filtragem do ruído de fase. É claro que isso vem ao custo da implementação de avançados algoritmos de estimação do *offset* de fase e do desvio de frequência.

Para reduzir a complexidade do sistema, a estimação da frequência da portadora foi aplicada somente na polarização horizontal dos canais, conseqüentemente, um pequeno resíduo permanece nas componentes verticais. Isto pode ser observado na Figura 4.8, que apresenta a evolução dos seis *offsets* de fase, obtidos pelo algoritmo de estimação do *offset* de fase da Seção 3.5, para o sistema com laser DFB e OSNR = 20dB. Entre os seis, três revelaram um aumento linear ao passar do tempo, indicando um pequeno resíduo de desvio de frequência entre os canais recuperados. Entretanto, a variação de fase é tão lenta que não implica em penalidade na taxa de erro de bit.

A Figura 4.9 apresenta as fases estimadas para o sistema operando com laser DFB e OSNR = 20 dB, enquanto a Figura 4.10 amplia um determinado trecho para melhor visualização.

Por último, a Figura 4.11 resume os resultados experimentais obtidos pelos algo-

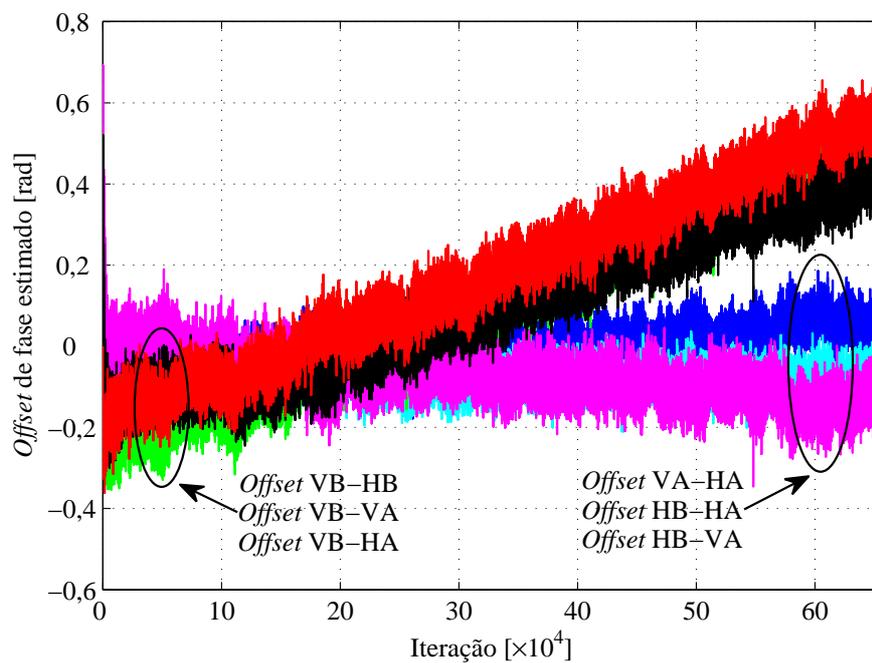


Figura 4.8: Evolução do *offset* de fase.

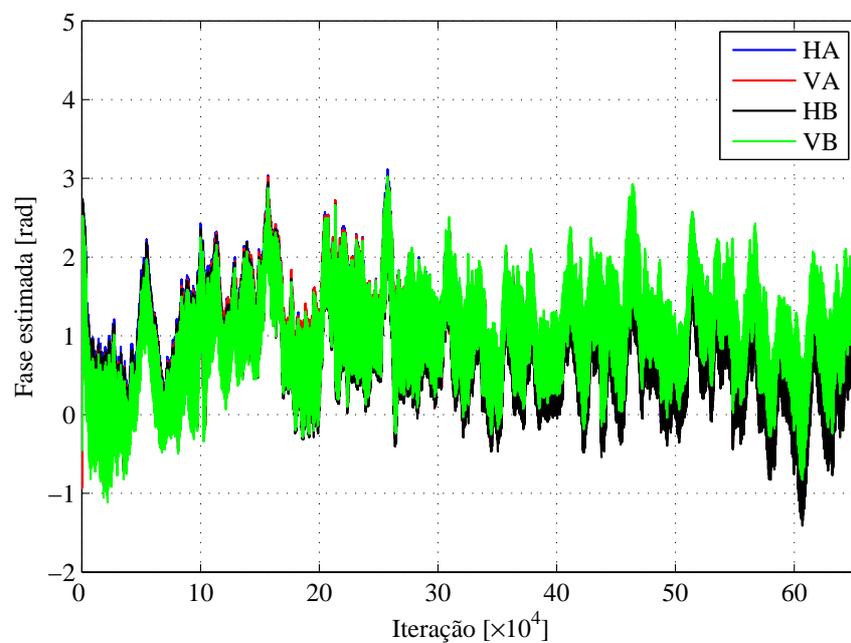


Figura 4.9: Evolução das fases estimadas para toda a sequência.

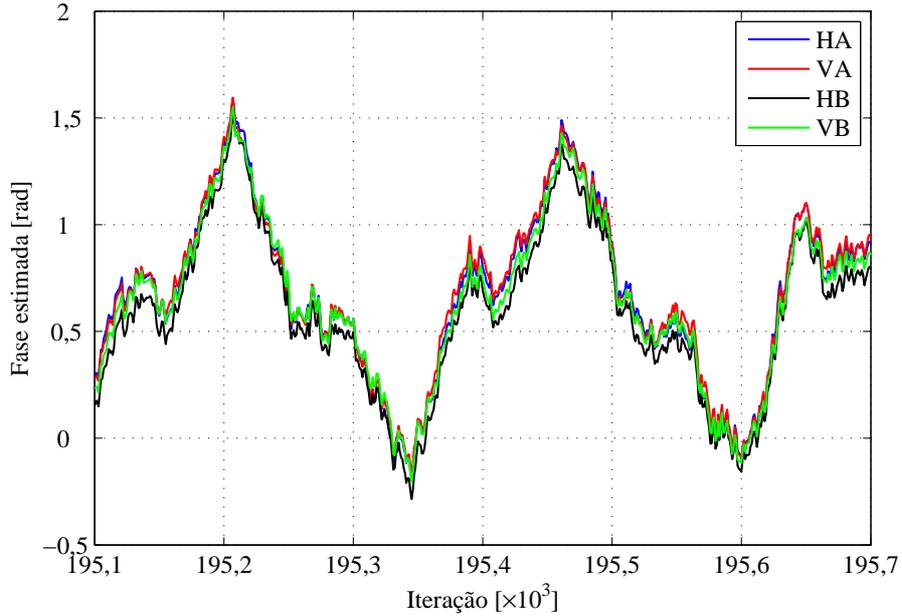
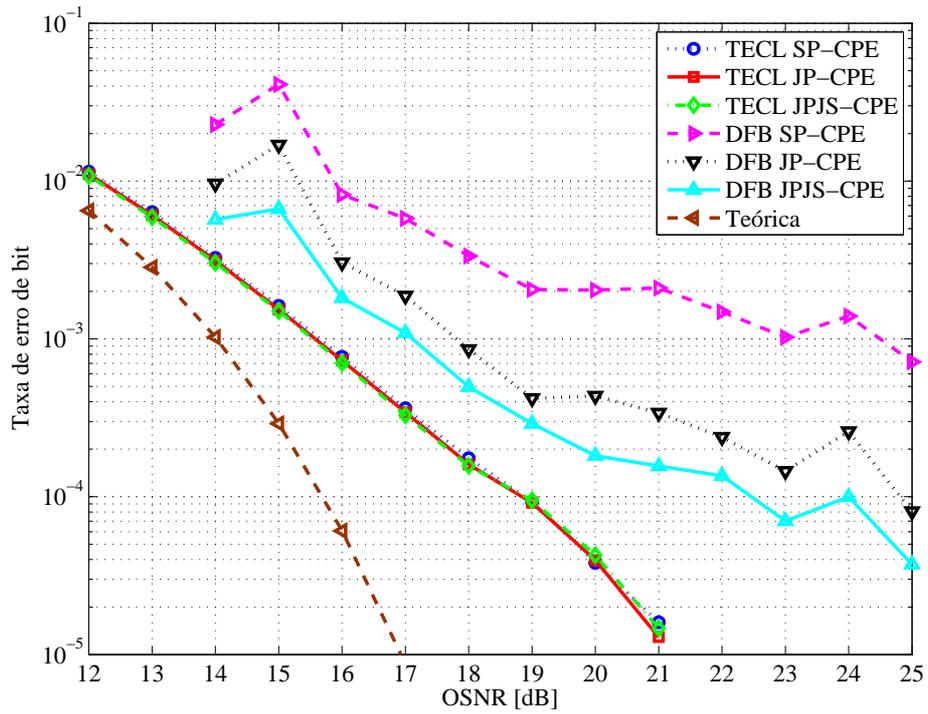
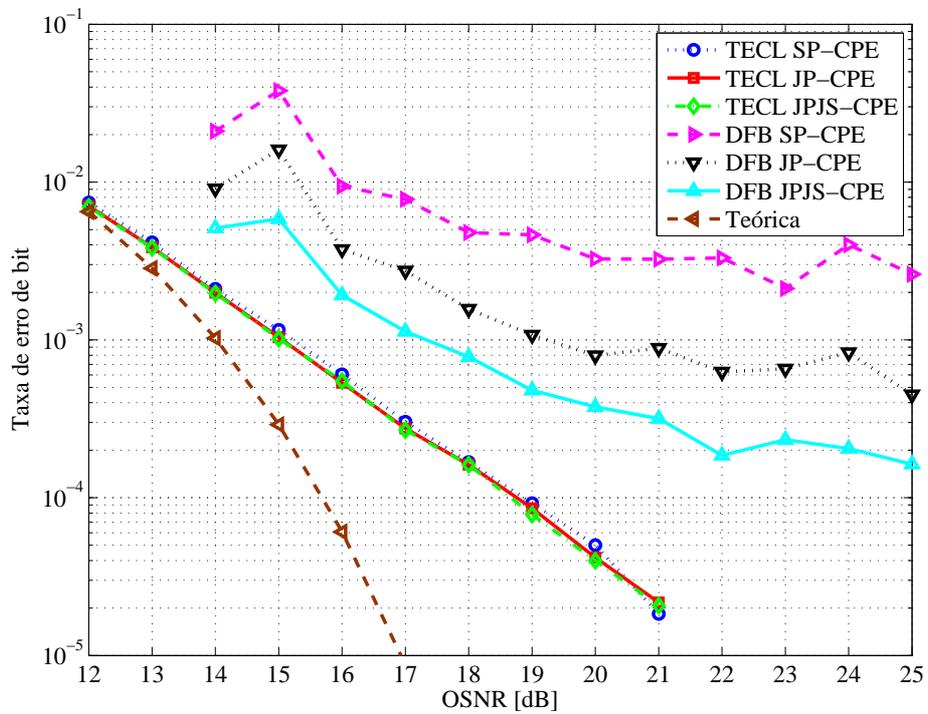


Figura 4.10: Evolução das fases estimadas para uma parte dos sinais.

ritmos investigados. As curvas teóricas foram traçadas sob as suposições dadas em [36]. Nos cenários de baixo ruído de fase, isto é, utilizando um TECL como oscilador local, os algoritmos JPJS-CPE e JP-CPE não revelaram uma melhoria notável. Isso era esperado porque o ruído de fase não é o principal efeito limitador do desempenho do sistema. Para o caso do DFB como oscilador local, ganhos expressivos foram observados. Para uma taxa de erro de bit de 10^{-3} , o desempenho do JPJS-CPE no sistema com oscilador local DFB exibiu uma penalidade de 2 dB se comparado ao sistema com oscilador local TECL. Isso representa uma enorme melhoria de desempenho em relação à alternativa de recuperação de fase sem diversidade, em que dificilmente uma taxa de erro de bit de 10^{-3} é alcançada, mesmo para altas OSNRs. Quando comparado ao algoritmo de recuperação de fase usando diversidade de polarização, os ganhos chegam a 2 dB. Assim, os resultados indicam a possibilidade de redução nos custos do sistema óptico (usando lasers mais baratos) ao custo de um maior esforço de processamento eletrônico. Pelos resultados, também pode ser deduzido o grande potencial de utilização do JPJS-CPE nos futuros sistemas com supercanais.



(a) canal A



(b) canal B

Figura 4.11: Taxa de erro de bit versus OSNR para os canais A and B.

5 CONCLUSÕES

Este trabalho propôs uma técnica de compensação de ruído de fase usando diversidade de polarização e de canal. A análise ocorreu a partir de dados produzidos por um sistema experimental com dois canais, ambos multiplexados em polarizações ortogonais com modulação 16-QAM a uma taxa total de 112 Gb/s. Em cenários compostos por lasers de realimentação distribuída como osciladores locais, a técnica se mostrou bastante promissora conseguindo melhorar o desempenho em 1-2 dB em relação à recuperação de fase da portadora utilizando apenas diversidade de polarização, para uma taxa de erro de bit de 10^{-3} . Nos cenários constituídos por lasers ajustáveis de cavidade externa, o desempenho da nova técnica foi semelhante aos das outras, pois o efeito limitante do sistema não era o ruído de fase. Em todos os cenários, a nova técnica necessitou de um filtro de menor comprimento em comparação com as outras para alcançar o melhor desempenho. Para o correto funcionamento da recuperação de fase usando diversidade de polarização e de portadora, necessitou-se desenvolver um novo algoritmo de recuperação de frequência da portadora que trabalhasse estimando e compensando o desvio de frequência a cada símbolo a fim de manter o sincronismo dos canais. Caso não haja uma compensação precisa do desvio de frequência, este efeito causará uma percepção de um ruído de fase distinto em cada canal, impossibilitando a recuperação de fase trabalhar adequadamente. Assim, a recuperação de frequência da portadora é uma etapa vital para a técnica proposta.

A modulação 16-QAM é menos robusta ao ruído de fase em comparação ao QPSK, pois os símbolos da constelação estão mais próximos uns dos outros. Portanto, ela representa uma condição mais severa de operação para o algoritmo porque pequenos erros na estimação do ruído de fase podem levar a incorretas decisões de símbolos transmitidos. O seu uso é justificado pela taxa reduzida de símbolos, uma vez que ao se reduzir a taxa, reduz-se a frequência de operação dos conversores analógico-digital do receptor e dos outros componentes eletrônicos, diminuindo o custo do sistema.

A nova técnica foi demonstrada para dois canais, podendo ser facilmente estendida para vários canais desde que todos compartilhem o mesmo ruído de fase, que é o seu princípio de funcionamento. Ela apresenta grande potencial para sistemas com supercanais, em que se pode aplicar a detecção heteródina e circuitos elétricos para trazer os canais para a banda base, garantindo que o ruído de fase gerado na recepção seja o mesmo para os canais.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Os cenários analisados eram *back-to-back*, ou seja, não incluíam fibra na transmissão. Assim, não havia a presença de dispersões lineares como a dispersão cromática e a dispersão dos modos de polarização. Conseqüentemente, o impacto do ruído de fase em conjunto com essas dispersões não foi avaliado sobre o algoritmo de recuperação de fase da portadora. Este é um tópico de pesquisa que deve ser estudado para uma análise mais completa.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] MURSHID, S.; GROSSMAN, B.; NARAKORN, P. Spatial Domain Multiplexing: A New Dimension in Fiber Optic Multiplexing. *Optics Laser Technology*, v. 40, n. 8, p. 1030–1036, 2008. ISSN 0030-3992. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S003039920800042X>>.
- [2] SASAKI, T. Multi-Core Fibers and Their Technical Feasibility. Em: *ECOC*. 2011.
- [3] DIGIOVANNI, D. J. Avoiding an Optical Fiber Bottleneck. Em: *Towards Terabit per Second Optical Networking, International Workshop on Trends in Optical Technologies*. 2012.
- [4] CHRAPLYVY, A. Plenary Paper: The Coming Capacity Crunch. Em: *Optical Communication, 2009. ECOC '09. 35th European Conference on*. 2009. p. 1.
- [5] Disponível em: <<http://www.alcatel-lucent.com>>.
- [6] AGRAWAL, G. P. *Fiber-Optic Communication Systems*. 3^a ed. EUA: John Wiley & Sons, 2005.
- [7] 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. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-17-10-7958>>.
- [8] MÜLLER, R.; MELLO, D. D. A. Phase-Offset Estimation for Joint-Polarization Phase-Recovery in DP-16-QAM Systems. *Photonics Technology Letters, IEEE*, v. 22, n. 20, p. 1515–1517, oct.15, 2010. ISSN 1041-1135.
- [9] MELLO, D. A. A. et al. Joint-Polarization Phase Recovery Algorithms for DP-16-QAM Coherent Optical Systems. Em: *Transparent Optical Networks (ICTON), 2011 13th International Conference on*. 2011. p. 1–4. ISSN 2161-2056.
- [10] PORTELA, T. F. et al. Experimental Demonstration of Joint-Polarization Phase Recovery Algorithms for Dual-Polarization 16-QAM Transmission. Em: *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2012. p. JW2A.60.

Disponível em: <<http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=OFC-2012-JW2A.60>>.

- [11] OLSSON, B.-E.; ALPING, A. Electro-Optical Subcarrier Modulation Transmitter for 100 GbE DWDM Transport. Em: *Optical Fiber Communication Optoelectronic Exposition Conference, 2008. AOE 2008. Asia*. 2008. p. 1–3.
- [12] FATADIN, I.; IVES, D.; SAVORY, S. Blind Equalization and Carrier Phase Recovery in a 16-QAM Optical Coherent System. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 27, n. 15, p. 3042–3049, aug.1, 2009. ISSN 0733-8724.
- [13] ROBERTS, K. et al. Performance of Dual-Polarization QPSK for Optical Transport Systems. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 27, n. 16, p. 3546–3559, aug.15, 2009. ISSN 0733-8724.
- [14] HUI, R. et al. Subcarrier Multiplexing for High-Speed Optical Transmission. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 20, n. 3, p. 417–427, mar 2002. ISSN 0733-8724.
- [15] OLSSON, B.-E. et al. RF-Assisted Optical Dual-Carrier 112 Gbit/s Polarization-Multiplexed 16-QAM Transmitter. Em: *Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference, 2010 Conference on (OFC/NFOEC)*. 2010. p. 1–3.
- [16] WINZER, P. et al. Spectrally Efficient Long-Haul Optical Networking Using 112-Gb/s Polarization-Multiplexed 16-QAM. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 28, n. 4, p. 547–556, feb.15, 2010. ISSN 0733-8724.
- [17] OLSSON, B. et al. 112-Gb/s RF-Assisted Multicarrier DP-16-QAM Optical Transmission Over Field Deployed Fiber Link. *Photonics Technology Letters, IEEE*, v. 23, n. 19, p. 1367–1369, oct.1, 2011. ISSN 1041-1135.
- [18] SALZ, J. Modulation and Detection for Coherent Lightwave Communications. *Communications Magazine, IEEE*, v. 24, n. 6, p. 38–49, june 1986. ISSN 0163-6804.
- [19] PFAU, T.; HOFFMANN, S.; NOÉ, R. Hardware-Efficient Coherent Digital Receiver Concept With Feedforward Carrier Recovery for M -QAM Constellations. *J. Lightwave Technol., OSA*, v. 27, n. 8, p. 989–999, Apr 2009. Disponível em: <<http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-27-8-989>>.
- [20] IP, E.; KAHN, J. M. Feedforward Carrier Recovery for Coherent Optical Communications. *J. Lightwave Technol., OSA*, v. 25, n. 9, p. 2675–2692, 2007. Disponível em: <<http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-25-9-2675>>.

- [21] ALPMAN, E. *Estimation of Oscillator Phase Noise for MPSK-based Communication Systems over AWGN Channels*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica — Chalmers University of Technology - Gothenburg, Sweden.
- [22] FERREIRA, H. B. *Algoritmos de Recuperação de Fase para Sistemas Ópticos com Modulação DP-QPSK*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica — Universidade de Brasília - UnB, Brasília-DF, Brasil, 2011.
- [23] VITERBI, A. Nonlinear Estimation of PSK-modulated Carrier Phase With Application to Burst Digital Transmission. *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 4, p. 543–551, jul 1983. ISSN 0018-9448.
- [24] SAVORY, S. J. et al. Electronic Compensation of Chromatic Dispersion Using a Digital Coherent Receiver. *Opt. Express*, v. 15, n. 5, p. 2120–2126, mar.5, 2007.
- [25] LEVEN, A. et al. Frequency Estimation in Intradyne Reception. *Photonics Technology Letters, IEEE*, v. 19, n. 6, p. 366–368, march 15, 2007. ISSN 1041-1135.
- [26] FATADIN, I.; SAVORY, S. Compensation of Frequency Offset for 16-QAM Optical Coherent Systems Using QPSK Partitioning. *Photonics Technology Letters, IEEE*, v. 23, n. 17, p. 1246–1248, sept.1, 2011. ISSN 1041-1135.
- [27] CHANDRASEKHAR, S.; LIU, X. Terabit Superchannels for High Spectral Efficiency Transmission. Em: *Optical Communication (ECOC), 2010 36th European Conference and Exhibition on*. 2010. p. 1–6.
- [28] BOSCO, G. et al. On the Performance of Nyquist-WDM Terabit Superchannels Based on PM-BPSK, PM-QPSK, PM-8QAM or PM-16QAM Subcarriers. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 29, n. 1, p. 53–61, jan.1, 2011.
- [29] GARCIA, F. A. da C. *Caracterização Espectral e Avaliação de Desempenho para Formatos Avançados de Modulação Digital Óptica em 40 Gb/s*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica — Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Campinas-SP, Brasil, 2009.
- [30] HO, K. P. *Phase-Modulated Optical Communication Systems*. New York: Springer, 2005.
- [31] DERR, F. Coherent Optical QPSK Intradyne System: Concept and Digital Receiver Realization. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 10, n. 9, p. 1290–1296, sep 1992. ISSN 0733-8724.

- [32] SAVORY, S. Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems. *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, v. 16, n. 5, p. 1164–1179, 2010.
- [33] KIKUCHI, K. Polarization-Demultiplexing Algorithm in The Digital Coherent Receiver. Em: *IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, 2008 Digest of the*. 2008. p. 101–102. ISSN 1099-4742.
- [34] HAYKIN, S. *Communication Systems*. 4^a ed. New York: John Wiley & Sons, 2001.
- [35] SAVORY, S. J. Digital Filters for Coherent Optical Receivers. *Opt. Express*, OSA, v. 16, n. 2, p. 804–817, 2008. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-16-2-804>>.
- [36] ESSIAMBRE, R.-J. et al. Capacity Limits of Optical Fiber Networks. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 28, n. 4, p. 662–701, feb.15, 2010. ISSN 0733-8724.
- [37] PROAKIS, J. G. *Digital Communications*. 4th. ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [38] WEBER W., I. Differential Encoding for Multiple Amplitude and Phase Shift Keying Systems. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 3, p. 385–391, mar 1978. ISSN 0090-6778.
- [39] FARUK, M. Compensation of Quadrature Imbalance in an Optical 16-QAM Digital Coherent Receiver. Em: *Computer and Information Technology (ICCIT), 2011 14th International Conference on*. 2011. p. 538–541.
- [40] PIVATO N., L. A. *Impacto de Imperfeições do Front-end Óptico no Desempenho de Sistemas DP-QPSK*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica — Universidade de Brasília - UnB, Brasília-DF, Brasil, 2011.
- [41] FATADIN, I.; SAVORY, S.; IVES, D. Compensation of Quadrature Imbalance in an Optical QPSK Coherent Receiver. *Photonics Technology Letters, IEEE*, v. 20, n. 20, p. 1733–1735, oct 2008.
- [42] JOHNSON R., J. et al. Blind Equalization Using the Constant Modulus Criterion: A Review. *Proceedings of the IEEE*, v. 86, n. 10, p. 1927–1950, oct 1998. ISSN 0018-9219.
- [43] LOUCHET, H.; KUZMIN, K.; RICHTER, A. Improved DSP Algorithms for Coherent 16-QAM Transmission. Em: *Optical Communication, 2008. ECOC 2008. 34th European Conference on*. 2008. p. 1–2.

- [44] READY, M.; GOOCH, R. Blind Equalization Based on Radius Directed Adaptation. Em: *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1990. ICASSP-90., 1990 International Conference on.* 1990. v. 3, p. 1699–1702. ISSN 1520-6149.
- [45] PORTELA, T. F. et al. Analysis of Signal Processing Techniques for Optical 112 Gb/s DP-QPSK Receivers with Experimental Data. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, v. 10, n. 1, p. 155–164, june 2011.
- [46] SOUTO, D. V. et al. Joint-Polarization and Joint-Subchannel Carrier Phase Estimation for 16-QAM Optical Systems. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 30, n. 20, p. 3185–3191, oct.15, 2012. ISSN 0733-8724.
- [47] NAKHJIRI, M.; SVENSSON, A. Decision Directed Coherent Detection of 16-QAM on Fading Channels. Em: *Wireless Communication System Symposium, 1995., IEEE.* 1995. p. 125–131.
- [48] ROZENTAL, V. N. *Técnicas para Redução de Singularidades em Receptores Ópticos DP-QPSK que Utilizam o Algoritmo do Módulo Constante.* Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica — Universidade de Brasília - UnB, Brasília-DF, Brasil, 2011.