

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

IMPACTO DE IMPERFEIÇÕES DO FRONT-END ÓPTICO
NO DESEMPENHO DE SISTEMAS DP-QPSK

LUIZ AFFONSO PIVATO NETO

ORIENTADOR: DARLI AUGUSTO DE ARRUDA MELLO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

PUBLICAÇÃO: PPGENE.DM - 477/11

BRASÍLIA/DF: JULHO - 2011

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

IMPACTO DE IMPERFEIÇÕES DO FRONT-END ÓPTICO
NO DESEMPENHO DE SISTEMAS DP-QPSK

LUIZ AFFONSO PIVATO NETO

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. William Ferreira Giozza. (ENE-UnB)
(Examinador Interno)

Prof. Dr. Cristiano Magalhães Panazio. (EPUSP)
(Examinador Externo)

Prof. Dr. Divanilson Rodrigo Campelo. (ENE-UnB)
(Suplente)

BRASÍLIA/DF, 28 DE JULHO DE 2011

FICHA CATALOGRÁFICA

PIVATO NETO, LUIZ AFFONSO

Impacto de Imperfeições do Front-End Óptico no Desempenho de Sistemas DP-QPSK. [Distrito Federal] 2011.

xvi, 104p., 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2011).

Dissertação de Mestrado - Universidade de Brasília.

Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

- | | |
|-----------------------------------|----------------------------------|
| 1. Comunicações Ópticas | 2. Recepção Coerente |
| 3. Desbalanceamento de Quadratura | 4. Técnicas de Compensação do QI |
| I. ENE/FT/UnB | II. Título (série) |

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

PIVATO N., L. A. (2011). Impacto de Imperfeições do Front-End Óptico no Desempenho de Sistemas DP-QPSK. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.DM - 447/11, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 104p.

CESSÃO DE DIREITOS

NOME DO AUTOR: Luiz Affonso Pivato Neto.

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO: Impacto de Imperfeições do Front-End Óptico no Desempenho de Sistemas DP-QPSK.

GRAU / ANO: Mestre / 2011

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

Luiz Affonso Pivato Neto
SCLN 407, Bloco A, Ap. 204, Asa Norte
70855-510 Brasília - DF - Brasil.

*Dedico este trabalho à minha esposa Lu, aos meus pais, à minha irmã,
à minha afilhada e, principalmente, a Deus.*

Luiz Affonso Pivato Neto

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha esposa por todo o amor, carinho, apoio e dedicação em todas as horas. Aos meus pais, pelo estímulo e suporte. À minha irmã, pelo incentivo e, aos familiares e amigos, pela compreensão nos momentos da minha ausência. Ao orientador e professor Darli, pela oportunidade, pelos conhecimentos transmitidos e por todo o apoio durante os últimos dois anos. Aos colegas de laboratório, pelo companheirismo, amizade e imensa ajuda na realização desse trabalho. À Ericsson, pelo apoio e suporte financeiro que permitiram o desenvolvimento desse projeto. E a Deus, acima de tudo, pelo constante auxílio, principalmente nas horas mais difíceis e por ter permitido mais essa conquista.

Luiz Affonso Pivato Neto

RESUMO

Para lidar com o aumento no tráfego de dados e com a incessante demanda por mais altas taxas de transmissão, diversas arquiteturas de transceptores ópticos e técnicas de processamento de sinais, que possibilitem uma maior eficiência espectral, vêm recebendo grande atenção por parte dos pesquisadores ligados às comunicações ópticas. As arquiteturas mais promissoras para o alcance de taxas de transmissão líquidas de 100 Gbit/s por canal combinam a detecção coerente com a multiplexação de polarização e com formatos mais avançados de modulação, como o QPSK com codificação diferencial.

A detecção coerente possibilita a compensação, no receptor, de efeitos lineares como a dispersão cromática e a dispersão dos modos de polarização, além de favorecer a multiplexação de polarização. No entanto, a detecção coerente e os formatos avançados de modulação introduzem a necessidade de se lidar com a recuperação de fase e com possíveis imperfeições nos componentes ópticos do transmissor e do receptor, o que pode ser feito por meio de técnicas de processamento digital de sinais.

Nesse trabalho, foi estudado o impacto causado por imperfeições em componentes do *front-end* óptico do receptor, as quais levam ao desbalanceamento de quadratura (*quadrature imbalance* - QI) e à adição de componentes de ruído. Também, foram estudadas técnicas utilizadas para a compensação do QI. Por meio de simulações em MATLAB[®], foram comparados os desempenhos de quatro esquemas de compensação do QI: o método de Gram-Schmidt e o método de ajuste por elipses, aplicados, cada qual, antes e depois da demultiplexação de polarização. Foi analisado, ainda, o desempenho conjunto entre essas técnicas de compensação do QI e dois algoritmos utilizados na demultiplexação de polarização: o algoritmo do módulo constante e o algoritmo da média quadrática mínima.

É mostrado que, em uma pequena escala de imperfeições no *front-end*, os quatro esquemas compensam eficientemente o QI inserido. No entanto, quando o QI aumenta, a utilização do método de Gram-Schmidt antes da demultiplexação de polarização, considerando as condições propostas, exhibe a menor penalidade para o sistema. Ademais, o desempenho dos algoritmos de demultiplexação de polarização investigados em conjunto com as técnicas de compensação do QI foi bastante similar.

ABSTRACT

In order to deal with the increasing data traffic and the incessant demand for higher transmission rates, several optical transceiver architectures and signal processing techniques, enabling a higher spectral efficiency, have been receiving considerable attention from researchers connected to optical communications. Most promising architectures targeting net data rates of 100 Gbit/s per channel combine coherent detection and polarization multiplexing with advanced modulation techniques, such as differential encoding QPSK.

The coherent detection provides compensation of linear effects, such as chromatic dispersion and polarization mode dispersion, in addition to favoring polarization multiplexing. However, coherent detection and advanced modulation techniques introduce the need to deal with phase recovery and possible imperfections in the transmitter and receiver optical components, which can be accomplished by digital signal processing techniques.

This thesis investigates the impact caused by imperfections in components of the receiver optical front-end, leading to quadrature imbalance (QI) and adding noise terms. Techniques used to compensate for QI were also studied. Through MATLAB[®] simulations, the performances of four QI compensation schemes were compared: the Gram-Schmidt method and the ellipse fitting method, each one applied before and after polarization demultiplexing. In addition, the joint performance of these QI compensation techniques and two polarization demultiplexing algorithms – the constant modulus algorithm and the least mean square algorithm – was analyzed.

It is shown that, in a small scale of front-end imperfections, the four schemes efficiently compensate for the inserted QI. However, when this scale increases, using the Gram-Schmidt method before polarization demultiplexing, considering the proposed conditions, exhibits the lowest penalty for the system. Moreover, the performance of the investigated polarization demultiplexing algorithms was quite similar.

SUMÁRIO

1	Introdução	1
2	Revisão Bibliográfica	5
3	Detecção Óptica Coerente	8
3.1	Formatos avançados de modulação	9
3.2	Multiplexação de sinais em polarizações ortogonais	17
3.3	Receptor coerente	19
3.3.1	Front-end óptico	20
3.3.2	Equalização e demultiplexação de polarização	28
3.3.3	Recuperação de portadora e de fase	34
3.3.4	Decisão e decodificação	38
4	Imperfeições no <i>Front-End</i> Óptico	40
4.1	Investigação do impacto das imperfeições	41
4.1.1	Imperfeição no <i>splitter</i>	42
4.1.2	Imperfeição no defasador	43
4.1.3	Imperfeição no acoplador	44
4.1.4	Imperfeição nos fotodetectores	45
4.1.5	Imperfeição conjunta nos componentes avaliados	47
4.2	Métodos de compensação do desbalanceamento de quadratura	48
4.2.1	Método de ortogonalização de Gram-Schmidt	48
4.2.2	Método de ajuste por elipses	52
5	Simulações e Resultados	57
5.1	Imperfeição no <i>splitter</i>	64
5.2	Imperfeição no defasador	66
5.3	Imperfeição no acoplador	67
5.4	Imperfeição nos fotodetectores	71
5.5	Imperfeição conjunta nos componentes avaliados	75
5.6	Comparação da penalidade inserida por cada tipo de imperfeição	76

5.7	Penalidade da demultiplexação de polarização	78
5.8	Efeito da compensação do QI nas constelações	80
5.9	Observações gerais	81
6	Conclusão	83
6.1	Trabalhos Futuros	84
	REFERÊNCIAS	85

LISTA DE FIGURAS

3.1	Diagrama em blocos simplificado do receptor para um sistema DC-QPSK.	10
3.2	SNR x BER para QPSK, DQPSK e DC-QPSK.	11
3.3	Receptor composto por um par de correladores.	12
3.4	Ruído gaussiano complexo.	15
3.5	Deteccção dos sinais multiplexados em polarização.	18
3.6	Diagrama em blocos do receptor óptico balanceado coerente para um sistema DP-QPSK.	19
3.7	<i>Front-end</i> óptico balanceado com diversidade de fase e de polarização.	20
3.8	Front-end óptico com deteccção simples.	27
3.9	Dispersão cromática em uma fibra monomodo padrão.	29
3.10	Filtros em estrutura borboleta.	30
3.11	Esquemático do funcionamento do CMA.	32
3.12	Esquemático do funcionamento do LMS-DD.	33
3.13	Processo de Wiener com parâmetro $\Delta_\nu T_s$ de 8×10^{-5} .	35
3.14	Efeito de um Δ_f de 50 MHz e um ruído de fase com parâmetro $\Delta_\nu T_s$ de 8×10^{-5} .	35
3.15	Efeito do ruído de fase em uma constelação QPSK.	36
3.16	Recuperação de fase do tipo Viterbi & Viterbi <i>feedforward</i> .	37
3.17	Recuperação de fase dirigida por decisão.	38
3.18	Regiões de decisão para um sistema QPSK.	39
3.19	Exemplo de QPSK com decodificação diferencial.	39
4.1	<i>Front-end</i> óptico com imperfeições.	40
4.2	Constelação após o <i>front-end</i> sem imperfeições.	41
4.3	Impacto de um <i>offset</i> nos coeficientes do <i>splitter</i> .	43
4.4	Impacto de um <i>offset</i> de fase no defasador.	44
4.5	Impacto de um <i>offset</i> nos coeficientes do acoplador.	45
4.6	Impacto de um descasamento nas responsividades dos fotodetectores.	46
4.7	Impacto de todas as imperfeições simultaneamente.	48
4.8	Constelação QPSK antes e depois da ortogonalização de Gram-Schmidt.	49
4.9	Representação do método de ortogonalização de Gram-Schmidt.	50

4.10	Vetores não-ortogonais.	50
4.11	Exemplo de vetores ortonormalizados pelo GSOP.	51
4.12	Constelações ajustadas para elipses.	52
4.13	Constelações ajustadas para elipses - histograma.	53
4.14	Parâmetros da elipse.	53
4.15	Procedimento de correção dos desbalanceamentos de amplitude e de fase.	55
5.1	Parâmetros da elipse no EFM.	58
5.2	Exemplo da construção de uma elipse.	59
5.3	Diagrama de blocos do sistema simulado com o CMA.	60
5.4	Diagrama de blocos do sistema simulado com o LMS-DD.	61
5.5	Efeito de cada um dos blocos no processamento dos dados.	62
5.6	Cenários de simulação.	63
5.7	Penalidade da SNR para um <i>offset</i> nos coeficientes do <i>splitter</i> - CMA.	64
5.8	Penalidade da SNR para um <i>offset</i> nos coeficientes do <i>splitter</i> - LMS-DD.	65
5.9	Penalidade da SNR para um <i>offset</i> de fase no defasador - CMA.	66
5.10	Penalidade da SNR para um <i>offset</i> de fase no defasador - LMS-DD.	67
5.11	Penalidade da SNR para um <i>offset</i> nos coeficientes do acoplador - CMA.	68
5.12	<i>Offset</i> de 40% nos coeficientes do acoplador - EFM e GSOP antes do CMA.	69
5.13	<i>Offset</i> de 40% nos coeficientes do acoplador - EFM depois do CMA.	70
5.14	Penalidade da SNR para um <i>offset</i> nos coeficientes do acoplador - LMS-DD.	71
5.15	Penalidade da SNR para um descasamento nas responsividades dos fotodetectores - CMA.	72
5.16	Descasamento de 40% nas responsividades dos fotodetectores - EFM e GSOP antes do CMA.	73
5.17	Penalidade da SNR para um descasamento nas responsividades dos fotodetectores - LMS-DD.	75
5.18	Penalidade da SNR em um cenário com todas as imperfeições avaliadas - CMA.	76
5.19	Comparação das imperfeições - sem ortogonalização.	77
5.20	Comparação das imperfeições - GSOP antes.	77
5.21	Penalidade - <i>offset</i> nos coeficientes do acoplador - comparação 0° e 45°.	79
5.22	Penalidade - imperfeição nos fotodetectores - comparação 0° e 45°.	79
5.23	SNR x BER para DC-QPSK teórico e DP-QPSK simulado.	80
5.24	Comparação - constelações com e sem ortogonalização.	81

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

ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>	Emissão espontânea amplificada
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>	Chaveamento por desvio de amplitude
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>	Ruído gaussiano branco aditivo
BER	<i>Bit Error Rate</i>	Taxa de erro de bit
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>	Chaveamento por desvio de fase binário
BTC	<i>Block Turbo Code</i>	
CD	<i>Chromatic Dispersion</i>	Dispersão Cromática
CMA	<i>Constant Modulus Algorithm</i>	Algoritmo do módulo constante
CMRR	<i>Common-Mode Rejection Ratio</i>	
DCF	<i>Dispersion Compensating Fiber</i>	Fibra compensadora de dispersão
DC-QPSK	<i>Differential-Coding QPSK</i>	QPSK com codificação diferencial e detecção coerente
DGD	<i>Differential Group Delay</i>	Atraso diferencial de grupo
DQPSK	<i>Differential QPSK</i>	QPSK diferencial
DP-QPSK	<i>Dual-Polarization QPSK</i>	Multiplexação em polarizações ortogonais com modulação QPSK
DPSK	<i>Differential PSK</i>	PSK diferencial
DSF	<i>Dispersion-Shifted Fiber</i>	Fibra de Dispersão Deslocada
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>	Processamento digital de sinais
DWDM	<i>Dense WDM</i>	WDM denso
EDFA	<i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i>	Amplificador de fibra dopada com érbio
EFM	<i>Ellipse Fitting Method</i>	Método de ajuste por elipses
FEC	<i>Forward Error Correction</i>	Correção antecipada de erros
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>	Resposta ao impulso finita
GbE	<i>Gigabit Ethernet</i>	
GSOP	<i>Gram-Schmidt Orthogonalization Procedure</i>	Procedimento de ortogonalização de Gram-Schmidt
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>	Instituto dos engenheiros elétricos e eletrônicos
IF	<i>Intermediate Frequency</i>	Frequência intermediária
IMDD	<i>Intensity-Modulated Direct-Detection</i>	Detecção direta com modulação em intensidade

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
LMS	<i>Least Mean Square</i>	Algoritmo da média quadrática mínima
LMS-DD	<i>Least Mean Square - Decision Directed</i>	LMS dirigido por decisão
LO	<i>Local Oscillator</i>	Oscilador local
OIF	<i>Optical Internetworking Forum</i>	Fórum sobre Interligação de Redes Ópticas
OOK	<i>On-Off Keying</i>	Chaveamento por liga-desliga
OSNR	<i>Optical SNR</i>	SNR Óptica
OTN	<i>Optical Transport Network</i>	Rede de transporte óptico
OTU	<i>Optical Channel Transport Unit</i>	Unidade de transporte do canal óptico
PBS	<i>Polarization Beam Splitter</i>	Divisor de feixes de polarização
PDM	<i>Polarization Division Multiplexing</i>	Multiplexação por divisão de polarização
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>	Malha de captura de fase
PMD	<i>Polarization Mode Dispersion</i>	Dispersão dos modos de polarização
POLMUX	<i>Polarization Multiplexing</i>	Multiplexação de sinais em polarizações ortogonais
PSK	<i>Phase-Shift Keying</i>	Chaveamento por desvio de fase
PU	<i>Phase Unwrapper</i>	Algoritmo de desempacotamento de fase
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>	Modulação de amplitude em quadratura
QI	<i>Quadrature Imbalance</i>	Desbalanceamento de quadratura
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>	Chaveamento por desvio de fase em quadratura
RIN	<i>Relative Intensity Noise</i>	Ruído de intensidade relativa
SED	<i>Single-Ended Detection</i>	Detecção simples
SMF	<i>Single Mode Fiber</i>	Fibra monomodo
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>	Razão sinal-ruído
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>	Multiplexação por divisão em comprimento de onda

Trabalho Publicado pelo Autor

Pivato, L. A.; Mello, D. A. A. Quadrature imbalance compensation techniques for DP-QPSK coherent systems. In: *Transparent Optical Networks (ICTON) 2010 12th International Conference on*. Munich, Germany: International Conference on Transparent Optical Networks, 2010. p 1-4. Paper Th.A1.4.

1 Introdução

O aumento do tráfego de dados e a crescente demanda por maiores taxas de transmissão têm motivado uma constante evolução em diversas áreas ligadas às telecomunicações. Nas comunicações ópticas não é diferente. Nos sistemas ópticos de longa distância, as perdas na fibra sempre foram um fator limitante. Como forma de ultrapassar esse obstáculo, até meados da década de 80, o meio utilizado era a regeneração opto-eletróptica. Cada canal óptico precisava ser regenerado separadamente, tipicamente a cada 60-70 km, o que tornava a transmissão multicanal extremamente cara.

No início da década de 90, o advento comercial dos amplificadores ópticos mudou esse panorama, permitindo a utilização da multiplexação por divisão em comprimento de onda (*wavelength division multiplexing* - WDM). O primeiro amplificador óptico largamente utilizado foi o amplificador a fibra dopada com érbio (*erbium doped fiber amplifier* - EDFA), evitando, assim, a regeneração eletrônica do sinal. Passou a ser suficiente a utilização de apenas um amplificador para a amplificação de diversos canais ópticos, desde que estes estejam compreendidos dentro da região de operação dos EDFAs. Além disso, as fibras compensadoras de dispersão (*dispersion compensating fiber* - DCF) contribuíram para o aumento das taxas sobre distâncias mais longas. Em conjunto, o EDFA, as DCFs e o WDM revolucionaram as comunicações ópticas, permitindo um expressivo aumento nas taxas totais de transmissão sobre grandes distâncias e reduzindo o custo por bit transmitido. Com a evolução do WDM para o WDM denso (*dense WDM* - DWDM), o número de canais ópticos dentro de uma mesma banda foi aumentado com a redução do espaçamento entre eles, dando continuidade à evolução das taxas e dos sistemas ópticos. O *grid* tradicional do WDM definia um espaçamento de 100 GHz entre canais. Com o DWDM esse espaçamento foi reduzido para 50 GHz e, conforme a recomendação G.694.1 do setor de padronização de telecomunicações (ITU-T) da União Internacional de Telecomunicações (*International Telecommunication Union* - ITU), esse espaçamento pode ser reduzido para 25 GHz e até 12,5 GHz.

Graças a essas evoluções e também pela sua simplicidade tanto na transmissão quanto na recepção, o formato de modulação utilizado na imensa maioria das redes ópticas até os últimos anos era o tradicional chaveamento por liga-desliga (*on-off keying* - OOK), que é a forma mais simples de modulação de amplitude (*amplitude shift keying* - ASK). No entanto, motivada pela necessidade de mais altas taxas e possibilitada

pela evolução opto-eletrônica, a utilização de formatos avançados de modulação nas transmissões ópticas se tornou uma realidade, sendo possível, dessa forma, aumentar a eficiência espectral e as taxas de bits por canal, aumentando, conseqüentemente, as taxas totais de transmissão.

Esses formatos avançados de modulação, como a modulação por chaveamento de fase (*phase-shift keying* - PSK) e a modulação de amplitude em quadratura (*quadrature amplitude modulation* - QAM), diferentemente do OOK, introduzem informação na fase do sinal óptico. Dessa forma, a detecção direta tradicional, utilizada para detectar a amplitude em sistemas OOK, é substituída pela detecção coerente, que é capaz de detectar as informações contidas na fase do sinal (vale ressaltar que um sistema que utilize um tipo especial de modulação PSK, o PSK diferencial (*differential PSK* - DPSK), pode utilizar, também, a detecção não-coerente do sinal, por meio da utilização de um interferômetro no receptor). A detecção coerente em sistemas ópticos caracteriza-se pela utilização de um oscilador local (*local oscillator* - LO) no receptor. O sinal proveniente do LO é misturado com o sinal recebido. O batimento desses sinais é então detectado por um conjunto de fotodetectores, que faz a conversão opto-eletrônica do sinal.

Combinadas com a detecção coerente, algumas técnicas de processamento digital de sinais (*digital signal processing* - DSP) possibilitam a compensação eletrônica da dispersão cromática (*chromatic dispersion* - CD) e da dispersão dos modos de polarização (*polarization mode dispersion* - PMD), distorções lineares que ocorrem na transmissão óptica, além de compensar o ruído de fase e o desvio de frequência do sinal [1].

Outra técnica que vem sendo amplamente estudada com o objetivo de duplicar a taxa de bits sem, no entanto, aumentar a taxa de símbolos, é a multiplexação de sinais em polarizações ortogonais (*polarization multiplexing* - POLMUX). Esta técnica aumenta a eficiência espectral sem diminuir a tolerância à dispersão cromática e à dispersão dos modos de polarização. Por meio da transmissão de informação em cada uma das duas polarizações ortogonais, o número de bits por símbolo é dobrado. Na recepção, as polarizações multiplexadas podem ser separadas utilizando algoritmos de processamento digital de sinais [2].

Com o objetivo de atingir a taxa de transmissão de 100 Gbit/s por canal (taxa bruta de aproximadamente 112 Gbit/s por causa da codificação e do cabeçalho para controle e correção de erros, já previstos), idealizada pelo padrão IEEE 802.3ba (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), diversas arquiteturas de transceptores ópticos vêm sendo propostas recentemente. Esse padrão define, entre outras características, a distância mínima de 10 km a ser atingida em uma transmissão sobre fibra monomodo (*single mode fiber* - SMF), a compatibilidade com as redes já instaladas e o suporte

adequado à OTN (*optical transport network*), para o 40 GbE (40 *Gigabit Ethernet*) e para o 100 GbE. A OTN está definida na recomendação G.709/Y.1331 do ITU-T. Essa recomendação estabelece a estrutura de *frames*, as taxas de bit suportadas, as funcionalidades do cabeçalho, entre outros. Nessa recomendação também estão definidas as unidades de transporte do canal óptico (*optical channel transport unit - OTU*) para as taxas de bits de 40 Gbit/s (OTU3) e 100 Gbit/s (OTU4).

As arquiteturas candidatas com maior potencial combinam multiplexação de polarização e técnicas avançadas de modulação. De acordo com [3], a tecnologia mais promissora para superar esse objetivo nas transmissões por fibras ópticas é a detecção coerente utilizando multiplexação de polarização com modulação por chaveamento diferencial de fase em quadratura (*dual polarization - quadrature phase-shift keying - DP-QPSK*).

Entre 2009 e 2010, a OIF (*Optical Internetworking Forum*), organização que promove o desenvolvimento de soluções de produtos e tecnologias para redes ópticas, seguindo os padrões dos órgãos internacionais, divulgou acordos de implementação descrevendo o transmissor e receptor óptico a serem desenvolvidos com o objetivo de atingir a taxa de 100 Gbit/s de transmissão de dados. A tendência pela escolha do esquema DP-QPSK coerente ficou evidente nesses acordos.

Uma parte importante do receptor coerente é o *front-end* óptico, que é responsável por misturar o sinal óptico recebido com o sinal produzido pelo oscilador local e, subsequentemente, por converter o sinal óptico resultante em fluxos elétricos. No caso do receptor balanceado coerente para o esquema DP-QPSK, o sinal óptico resultante é convertido em quatro fluxos elétricos (componentes em fase e em quadratura das orientações de polarização horizontal e vertical), sendo que cada um dos fluxos elétricos é gerado por um par de fotodetectores balanceados [4].

Entretanto, imperfeições nos componentes do *front-end* (como acopladores com razões de divisão imperfeitas, defasadores imperfeitos, inadequações na responsividade dos fotodetectores balanceados) podem levar a desbalanceamentos de quadratura (*quadrature imbalances - QI*) e adição de ruído nos fluxos elétricos resultantes, afetando, posteriormente, o desempenho dos algoritmos de processamento de sinais [1]. Felizmente, a maior parte dos efeitos prejudiciais oriundos do QI podem ser compensados por meio da utilização de técnicas de processamento de sinais.

Nesse trabalho, por meio de simulações de Monte Carlo utilizando o MATLAB[®], foram comparados os desempenhos de quatro esquemas de compensação de QIs, utilizando duas diferentes técnicas: o procedimento de ortogonalização de Gram-Schmidt (*Gram-Schmidt orthogonalization procedure - GSOP*) e um método de ajuste por elipses (*ellipse fitting method - EFM*). Cada uma das técnicas foi aplicada alternativamente

antes ou depois da demultiplexação eletrônica de polarização. Os quatro esquemas apresentados foram testados frente a imperfeições inseridas no *front-end* óptico. Foram simulados quatro cenários de imperfeições no *front-end*, sendo cada cenário caracterizado pela imperfeição em um dos seguintes componentes: divisor ou *splitter*, acoplador, defasador e fotodetectores balanceados. Além disso, em todas as simulações, foi considerado um ângulo de 45° entre as orientações de polarização do sinal recebido multiplexado em polarização e do oscilador local, ou seja, sempre foi considerado o caso com máxima mistura dos sinais multiplexados em polarizações ortogonais.

Foram verificados, ainda, os desempenhos de duas arquiteturas de algoritmos para a equalização e a demultiplexação dos sinais multiplexados em polarização, levando-se em conta os cenários apresentados anteriormente. Uma delas utiliza o algoritmo do módulo constante (*constant modulus algorithm* - CMA) em conjunto com a recuperação de fase do tipo Viterbi & Viterbi *feedforward* e a outra utiliza o algoritmo da média quadrática mínima em conjunto com a recuperação de fase do tipo dirigida por decisão (*least mean square - decision directed* - LMS-DD).

O trabalho está organizado em capítulos, de forma que, no Capítulo 2, é feita uma revisão bibliográfica, apresentando-se alguns estudos acerca dos temas centrais abordados neste trabalho. No Capítulo 3, são discutidas algumas técnicas utilizadas nos sistemas ópticos atuais, como os formatos avançados de modulação e a multiplexação de sinais em polarizações ortogonais. Nesse mesmo capítulo, também são apresentados os principais componentes de um sistema óptico com detecção coerente, como o *front-end* óptico, o equalizador e os componentes responsáveis pela recuperação de portadora e de fase, pela decisão e pela decodificação, além de técnicas utilizadas para a demultiplexação de polarização e técnicas aplicadas na recuperação de fase. No Capítulo 4, são estudados efeitos causados por algumas possíveis imperfeições presentes no *front-end* óptico no sistema como um todo e, também, são investigados dois métodos aplicados para a compensação do desbalanceamento de quadratura: o método de ortogonalização de Gram-Schmidt e o método de ajuste por elipses. No Capítulo 5, são descritas as configurações das simulações realizadas e são apresentados e discutidos os resultados obtidos. Finalmente, no Capítulo 6, são apresentadas as conclusões acerca do estudo realizado e perspectivas de trabalhos futuros.

2 Revisão Bibliográfica

Os temas gerais investigados nesse trabalho vêm sendo estudados por diversos autores na literatura. Os tópicos mais específicos do trabalho são também examinados em alguns estudos mais recentes, porém, com abordagens diferentes. Neste capítulo, é dada uma visão geral das pesquisas relacionadas aos temas tratados no trabalho.

A comparação entre a detecção direta e a detecção coerente combinada com equalização, para o transporte de 100 Gbit/s com multiplexação de polarização e 50 Gbit/s sem multiplexação de polarização, é feita experimentalmente em [5]. É mostrado que a detecção coerente seguida pela equalização eletrônica apresenta uma maior tolerância que a detecção direta em relação à dispersão cromática e também ao atraso diferencial de grupo (*differential group delay* - DGD).

A detecção coerente também é investigada em [6]. Nesse estudo, os autores avaliam de forma teórica e experimental a qualidade da detecção balanceada. Além disso, é proposta uma nova medida para o desempenho da detecção balanceada. Nessa nova proposta, a qualidade do *front-end* pode ser avaliada diretamente de suas portas disponíveis de entrada e saída. No tradicional esquema de medida, o CMRR (*common-mode rejection ratio*), são requeridas desconexões dentro do *front-end* para a avaliação das fotocorrentes, pois há a necessidade de se iluminar um fotodetector de cada vez. Além disso, é mostrado por meio de uma análise teórica que o desempenho da detecção balanceada depende fortemente das características dos elementos ópticos utilizados antes dos fotodetectores no *front-end* óptico.

Um estudo interessante acerca do uso de receptores com fotodetectores simples (*single-ended detection* - SED) em lugar dos pares de fotodetectores balanceados é apresentado em [7]. O intervalo de valores de potência do sinal recebido (e de potência do oscilador local) sobre os quais o desempenho da recepção com fotodetectores simples se aproxima do desempenho da detecção balanceada é avaliado, sob diferentes combinações de tipos de ruídos, entre eles, o ruído de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission* - ASE), o ruído *shot* ou quântico, o ruído térmico e o ruído de intensidade relativa (*relative intensity noise* - RIN). Devido à sua menor complexidade e menor custo, a detecção SED pode ser uma alternativa à mais complexa e cara detecção balanceada. No entanto, os receptores responsáveis pela SED devem ser muito bem projetados pois, diferentemente da detecção balanceada, a detecção SED é bastante afetada por altos valores do ruído RIN no laser do oscilador local. Com

a detecção balanceada, além do cancelamento do RIN, são canceladas várias outras fontes de degradação do sinal [7]. Deve-se tomar cuidado, também, com os níveis de potência do sinal recebido e do LO. É mostrado que a potência do LO deve ser suficientemente alta em relação à potência do sinal recebido para que a relação sinal-ruído óptica (*optical signal-to-noise ratio* - OSNR) requerida, no caso da detecção SED, não seja penalizada em relação à OSNR requerida para a detecção balanceada.

Em [1], os autores fazem uma investigação, por meio de simulações, do impacto causado por imperfeições do *front-end* no desempenho de um sistema QPSK diferencial (*differential QPSK* - DQPSK) coerente. São apresentadas curvas de penalidade para a OSNR requerida em função das imperfeições introduzidas na híbrida e na responsividade dos fotodetectores balanceados, sendo também ilustrado o efeito causado pelo desbalanceamento de quadratura na constelação do sinal após a detecção. No entanto, as simulações não levam em conta a multiplexação de polarizações e nem uma compensação dedicada do desbalanceamento de quadratura. Todavia, esse estudo foi um dos pontos de partida para o presente trabalho.

Já em [8], os autores estudam, de maneira experimental, os efeitos de imperfeições no transmissor e no receptor de um sistema QPSK coerente e as suas consequências, dentre as quais, o desbalanceamento de quadratura. Também é proposto um algoritmo capaz de estimar e compensar o QI. Esse algoritmo foi utilizado no presente trabalho sob o nome de método de ajuste por elipses (*ellipse fitting method* - EFM). Para o ajuste da constelação para uma elipse, os autores utilizaram o algoritmo dos mínimos quadrados (*least-squares algorithm*), encontrado em [9]. A transformação linear, utilizada posteriormente para transformar a elipse em um círculo, ou seja, para ortogonalizar as fotocorrentes em fase e em quadratura, pode ser encontrada em [10]. Nesse estudo também não foi levada em consideração a POLMUX.

Em [11], também é utilizado um esquema experimental para investigar o efeito do QI e de um *offset* de frequência em um sistema DQPSK coerente. O método EFM é utilizado para estimar e compensar o QI. É exibido um diagrama de olho para demonstrar que o QI e um *offset* de frequência, caso não compensados, podem resultar em um impacto significativo no desempenho do receptor coerente.

Utilizando simulações computacionais, os autores de [12] empregam o método de ortogonalização de Gram-Schmidt (*Gram-Schmidt orthogonalization procedure* - GSOP) para compensar o QI em um sistema QPSK coerente. É mostrado que a compensação do QI é necessária para permitir uma estimação precisa do *offset* de frequência. A penalidade na OSNR requerida só é verificada para a introdução de um *offset* na fase entre as fotocorrentes, não sendo verificada, portanto, para uma incompatibilidade na amplitude entre elas. Também é demonstrado que o QI pode ser compensado em um

sistema com multiplexação de polarização, quando o GSOP é aplicado antes da equalização. Essa última verificação também considera apenas um *offset* na fase entre as fotocorrentes.

Em [13], utilizando um sistema QPSK com multiplexação de polarizações, os autores comparam, por meio de simulações, o desempenho de um equalizador eletrônico convencional com o desempenho de três algoritmos de compensação de QI: os dois algoritmos estudados no presente trabalho, aplicando-os, porém, apenas antes da equalização, e um terceiro algoritmo, proposto pelos autores, que se trata de um equalizador cego e adaptativo, baseado no algoritmo do módulo constante (CMA) [14]. É mostrado que o QI pode causar uma penalidade significativa e que precisa de uma compensação dedicada para ser eficientemente combatido. O trabalho exhibe curvas de penalidade na OSNR requerida para as imperfeições introduzidas no *front-end* quando não há mistura entre as polarizações e nem compensação do QI. Além disso, a comparação entre os algoritmos é mostrada apenas em curvas de OSNR *versus* taxa de erro de bit (*bit error rate* - BER) para um cenário com imperfeições fixas em todos os componentes do *front-end*, simultaneamente.

3 Detecção Óptica Coerente

Em sistemas ópticos, a detecção coerente é caracterizada pelo batimento entre sinais ópticos no receptor [15]. Esse batimento entre sinais ópticos é feito, tradicionalmente, com a presença de um laser de referência no receptor óptico, que é chamado de oscilador local (LO). Do batimento entre os sinais, são geradas componentes em fase e em quadratura que podem ser utilizadas para descrever completamente o sinal recebido [16]. As componentes geradas possuem uma frequência intermediária (*intermediate frequency* - IF), que é a diferença entre a frequência da portadora óptica do sinal recebido e a frequência do LO. Se a frequência óptica do sinal recebido for igual à frequência do laser do LO, o sistema é chamado de homódino. Caso contrário, o sistema é dito heteródino, com uma frequência intermediária igual à diferença entre as frequências do sinal transmitido e do LO. Quando a frequência intermediária é menor que a taxa de transmissão de dados, o sistema é chamado de *intradyn*e [15].

A detecção coerente em sistemas ópticos foi bastante estudada nos anos 80 e início dos anos 90. Alguns desses estudos estão reunidos em [17] e [18]. Nessa época, os principais objetivos almejados com a utilização de um receptor coerente eram uma melhor sensibilidade do receptor e uma maior distância de transmissão sem regeneração opto-eletrônica. Porém, com os avanços dos amplificadores ópticos (principalmente com a invenção do EDFA) ela acabou perdendo um pouco sua relevância, já que o aumento das distâncias sem regeneração foi permitido pela amplificação periódica do sinal óptico e a pré-amplificação do sinal recebido diminuiu a exigência por uma maior sensibilidade do receptor [15]. Além disso, a detecção direta continuou suprindo, suficientemente, as demandas de tráfego de dados da época.

A detecção direta veio sendo largamente utilizada nos sistemas ópticos até os últimos anos devido à sua simplicidade e ao seu baixo custo, em comparação com a detecção coerente. O esquema de modulação tradicionalmente utilizado em conjunto com a detecção direta é o OOK. Para o receptor de um sistema utilizando essa modulação, é suficiente a presença de um fotodetector que vai detectar a presença ou a ausência de luz, significando, respectivamente, que um bit 1 ou um bit 0 foi recebido. Dessa forma, na detecção direta só é detectada a intensidade do sinal óptico, não sendo possível a detecção de sua fase, o que impossibilita a utilização de formatos de modulação que introduzam informação na fase do sinal óptico.

O desenvolvimento de sistemas de mais alta velocidade, necessário devido à cres-

cente demanda por mais altas taxas, passou a ser dificultado por distorções como a dispersão cromática e a PMD [19], as quais se tornaram mais significativas nos sistemas ópticos. A detecção coerente, em conjunto com a equalização eletrônica, permite um desempenho superior na compensação da PMD e da CD [2], [5], [19], [11], em comparação com a detecção direta, tornando o sistema mais robusto e aumentando a sensibilidade do receptor óptico [19], [11], além de facilitar a separação de sinais multiplexados em polarizações ortogonais.

É importante acrescentar, ainda, que a utilização da detecção coerente, ou seja, a presença de um LO como referência no receptor, introduz no sistema a necessidade de se lidar com ruído de fase. O ruído de fase é caracterizado por flutuações aleatórias na frequência do laser dentro de sua faixa de operação. Ele pode ser quantificado pela largura espectral dos lasers do transmissor e do oscilador local. Se não for compensado, esse ruído de fase provoca rotações na constelação do sinal, causando erros na detecção e, portanto, comprometendo o desempenho o sistema [16]. Felizmente, existem técnicas digitais para compensação desse tipo de ruído, conhecidas como técnicas de recuperação de fase, que serão apresentadas na Seção 3.3.3.

3.1 Formatos avançados de modulação

Uma maneira de se aumentar a quantidade de informação transmitida em uma mesma largura de banda, ou seja, aumentar a eficiência espectral, é a utilização de formatos avançados de modulação. São ditos avançados todos os formatos de modulação diferentes do OOK, o qual, até os últimos anos, era predominante nos sistemas ópticos instalados. Os esquemas de modulação que mais vêm recebendo atenção atualmente são variações do PSK (que introduz informação na fase do sinal) e do QAM (que introduz informação na amplitude e na fase do sinal).

Atenção especial vem recebendo o QPSK, que, para uma dada largura de banda, consegue transmitir o dobro de informação de um BPSK (chaveamento por desvio de fase binário - *binary phase-shift keying*) para uma mesma BER. Um receptor para o esquema QPSK puro precisa de um sincronismo entre a fase do sinal recebido e a fase do oscilador local. Esse sincronismo pode ser feito por meio de um PLL (*phase-locked loop*) óptico ou elétrico [15]. Uma alternativa que dispensa a utilização de um PLL é o DQPSK, que veicula a informação na diferença entre a fase de dois símbolos adjacentes e não na fase absoluta do sinal, como no caso do QPSK puro. O DQPSK permite,

inclusive, a utilização da detecção não-coerente no receptor, bastando a introdução de um interferômetro óptico antes da fotodetecção, o que caracteriza a detecção diferencial.

Outra alternativa ao QPSK puro, que dispensa a utilização de um PLL, é o QPSK com decodificação diferencial e detecção coerente (*differential-coding* QPSK - DC-QPSK) [20]. No DC-QPSK, não é utilizada a detecção diferencial e sim a decodificação diferencial. A Figura 3.1 ressalta a realização da decodificação diferencial somente após a decisão do símbolo.

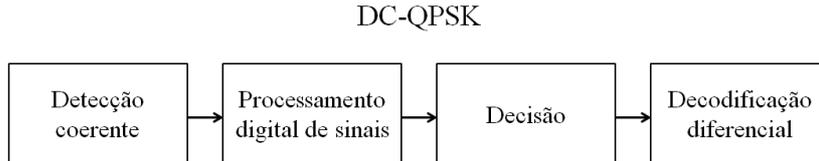


Figura 3.1: Diagrama em blocos simplificado do receptor para um sistema DC-QPSK.

A decodificação diferencial é importante porque torna o sistema imune a *cycle slips*, ou escorregões na constelação, que poderiam causar sequências de erros catastróficas para o sistema, caso a informação estivesse veiculada na fase absoluta do sinal. Se a informação estiver veiculada na transição entre os símbolos, um escorregão na constelação acarretará apenas um erro de símbolo e não uma sequência de erros.

O DQPSK com detecção não-coerente requer uma maior SNR para uma mesma BER, se comparado ao DC-QPSK, que utiliza a detecção coerente, como pode ser observado por meio das curvas teóricas da Figura 3.2. É necessário frisar, também, que a detecção errônea de um símbolo, para um esquema com detecção coerente que utilize a decodificação diferencial, acaba acarretando um erro na decodificação do próprio símbolo e também do símbolo seguinte. Por essa razão, a probabilidade de erro de símbolo para um sistema DC-QPSK é aproximadamente o dobro da probabilidade de erro de símbolo para um sistema QPSK puro [21], para uma mesma SNR. O mesmo vale para a probabilidade de erro de bit, como também pode ser observado na Figura 3.2.

Um sinal QPSK pode ser modelado como [22]:

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos \left[2\pi f_c t + (2m - 1) \frac{\pi}{4} \right], \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.1)$$

em que $m = 1, 2, 3, 4$; E_s é a energia por símbolo, T é o período do símbolo e f_c é a frequência da portadora. De maneira equivalente, a Equação (3.1) pode ser escrita como:

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos \left[(2m - 1) \frac{\pi}{4} \right] \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \sin \left[(2m - 1) \frac{\pi}{4} \right] \sin(2\pi f_c t). \quad (3.2)$$

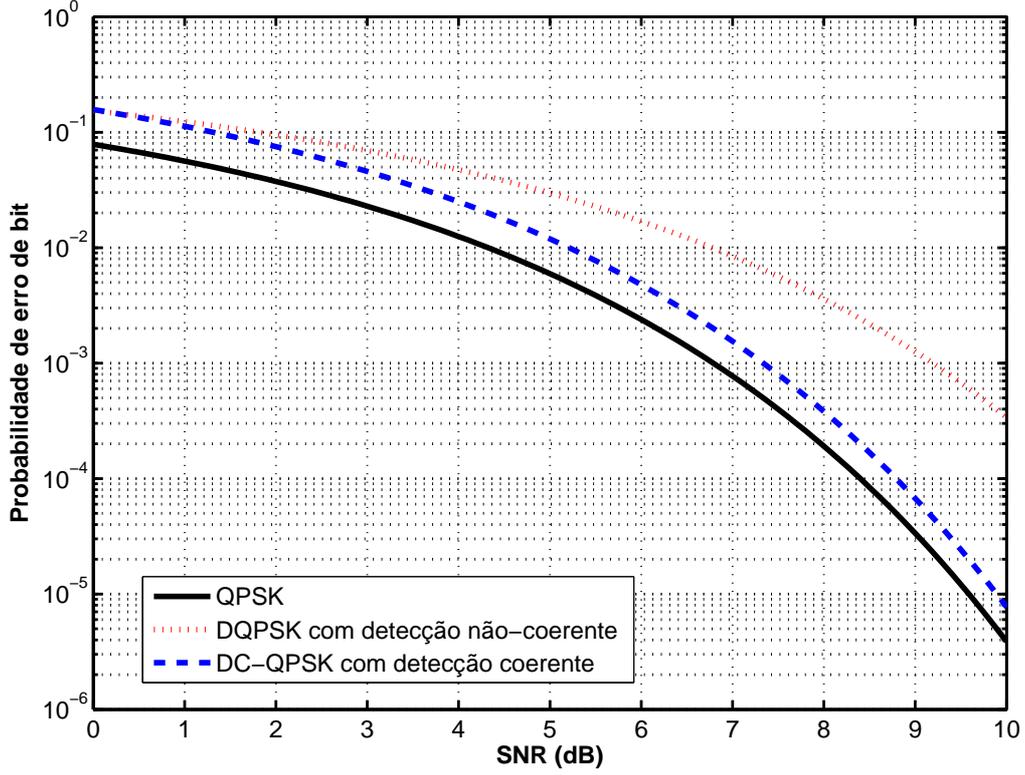


Figura 3.2: SNR x BER para QPSK, DQPSK e DC-QPSK.
[21] (com adaptações)

Utilizando-se as seguintes funções de base:

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.3)$$

$$\phi_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.4)$$

pode-se escrever o sinal em função dos termos que multiplicam as funções de base:

$$s_m(t) = S_m^T \cdot \begin{bmatrix} \phi_1(t) \\ \phi_2(t) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

em que o operador $(.)^T$ denota o transposto e S_m é definido como:

$$S_m = \begin{bmatrix} \sqrt{E_s} \cos \left[(2m-1) \frac{\pi}{4} \right] \\ \sqrt{E_s} \sin \left[(2m-1) \frac{\pi}{4} \right] \end{bmatrix}, \quad m = 1, 2, 3, 4 \quad (3.6)$$

resultando em:

$$S_1 = \begin{bmatrix} +\sqrt{\frac{E_s}{2}} \\ +\sqrt{\frac{E_s}{2}} \end{bmatrix}, \quad S_2 = \begin{bmatrix} +\sqrt{\frac{E_s}{2}} \\ -\sqrt{\frac{E_s}{2}} \end{bmatrix}, \quad S_3 = \begin{bmatrix} -\sqrt{\frac{E_s}{2}} \\ +\sqrt{\frac{E_s}{2}} \end{bmatrix}, \quad S_4 = \begin{bmatrix} -\sqrt{\frac{E_s}{2}} \\ -\sqrt{\frac{E_s}{2}} \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

A informação transmitida pode ser recuperada pelo receptor apresentado na Figura 3.3, em que $r(t)$ é o sinal recebido, definido como:

$$r(t) = s_m(t) + w(t), \quad (3.8)$$

em que $s_m(t)$, $m = 1, 2, 3, 4$, é o sinal transmitido e $w(t)$ é o ruído gaussiano branco adicionado no canal, com média zero e densidade espectral de potência igual a $N_0/2$.

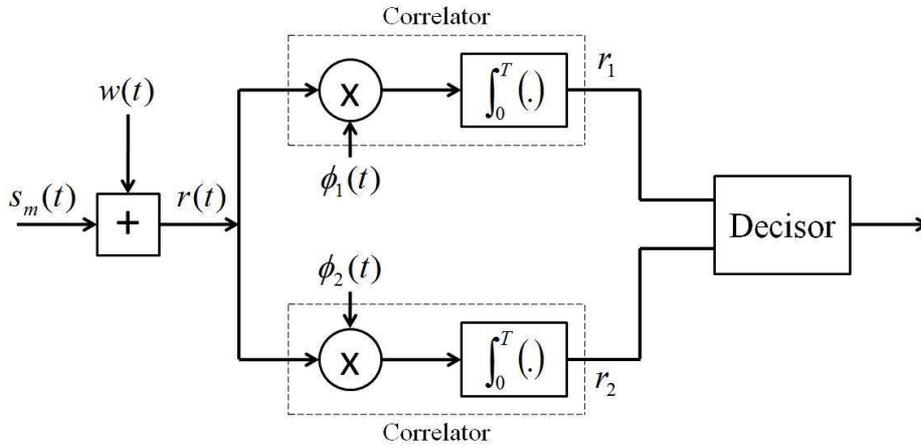


Figura 3.3: Receptor composto por um par de correladores.

Ainda na Figura 3.3, os elementos r_n , $n = 1, 2$, podem ser definidos como:

$$\begin{aligned} r_n &= \int_0^T r(t) \phi_n(t) dt = \\ &= \int_0^T [s_m(t) + w(t)] \phi_n(t) dt \\ &= \int_0^T s_m(t) \phi_n(t) dt + \int_0^T w(t) \phi_n(t) dt \\ &= s_{mn} + w_n, \quad m = 1, 2, 3, 4; \quad n = 1, 2 \end{aligned} \quad (3.9)$$

em que

$$s_{mn} = \int_0^T s_m(t) \phi_n(t) dt, \quad (3.10)$$

$$w_n = \int_0^T w(t) \phi_n(t) dt. \quad (3.11)$$

A partir de 3.10, pode-se calcular a componente de sinal após cada correlator, ou seja, s_{m1} e s_{m2} :

$$\begin{aligned}
s_{m1} &= \int_0^T s_m(t)\phi_1(t)dt = \\
&= \int_0^T \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right] \cos(2\pi f_c t) \cdot \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t)dt - \\
&\quad - \int_0^T \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \sin\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right] \sin(2\pi f_c t) \cdot \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t)dt = \\
&= \frac{2}{T} \sqrt{E_s} \cos\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right] \int_0^T \cos^2(2\pi f_c t)dt = \\
&= \frac{2}{T} \sqrt{E_s} \cos\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right] \cdot \frac{T}{2} = \\
&= \sqrt{E_s} \cos\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right], \quad m = 1, 2, 3, 4
\end{aligned} \tag{3.12}$$

o que resulta em:

$$s_{m1} = \pm \sqrt{\frac{E_s}{2}}, \tag{3.13}$$

e, da mesma forma, pode-se verificar que:

$$s_{m2} = \sqrt{E_s} \sin\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right], \quad m = 1, 2, 3, 4 \tag{3.14}$$

resultando em:

$$s_{m2} = \pm \sqrt{\frac{E_s}{2}}. \tag{3.15}$$

Pode-se, então, calcular a potência média de s_{m1} e s_{m2} :

$$P_{s_{m1}} = E\{|s_{m1}|^2\} = \frac{E_s}{2}; \tag{3.16}$$

$$P_{s_{m2}} = E\{|s_{m2}|^2\} = \frac{E_s}{2}. \tag{3.17}$$

Então, a potência média do sinal, que pode ser escrito como $s_m = s_{m1} + js_{m2}$ na saída dos correlatores, pode ser calculada como:

$$P_{s_m} = P_{s_{m1}} + P_{s_{m2}} = E_s. \tag{3.18}$$

Já para o ruído, como a esperança de $w(t)$ é zero, a esperança de w_n também será zero:

$$E[w_n] = \int_0^T E[w(t)]\phi_n(t)dt = 0.$$

Já a variância de w_n pode ser calculada como [22]:

$$\begin{aligned}
\sigma_{w_n}^2 &= E[w_n^2] = E[w_1^2] = E \left\{ \left[\sqrt{\frac{2}{T}} \int_0^T w(t) \cos(2\pi f_c t) dt \right]^2 \right\} = \\
&= E \left[\frac{2}{T} \int_0^T \int_0^T w(t_1) \cos(2\pi f_c t_1) w(t_2) \cos(2\pi f_c t_2) dt_1 dt_2 \right] = \\
&= \frac{2}{T} \int_0^T \int_0^T E[w(t_1)w(t_2)] \cos(2\pi f_c t_1) \cos(2\pi f_c t_2) dt_1 dt_2 = \\
&= \frac{2}{T} \int_0^T \int_0^T R_W(t_1, t_2) \cos(2\pi f_c t_1) \cos(2\pi f_c t_2) dt_1 dt_2 , \tag{3.19}
\end{aligned}$$

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

$$R_W(\tau) = \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{N_0}{2} \right\} = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) . \tag{3.20}$$

Dessa forma, a Equação (3.19) pode ser simplificada [22]:

$$\begin{aligned}
\sigma_{w_1}^2 &= \frac{N_0}{2} \frac{2}{T} \int_0^T \int_0^T \delta(t_1 - t_2) \cos(2\pi f_c t_1) \cos(2\pi f_c t_2) dt_1 dt_2 = \\
&= \frac{N_0}{2} \frac{2}{T} \int_0^T \cos^2(2\pi f_c t) dt = \\
&= \frac{N_0}{2} , \tag{3.21}
\end{aligned}$$

em que foi assumido f_c múltiplo inteiro de $1/T$.

O ruído resultante na saída dos correladores é a combinação das duas componentes de ruído w_1 e w_2 , as quais podem ser chamadas componentes em fase (w_I) e em quadratura (w_Q) do ruído gaussiano complexo w_k :

$$w_k = w_k^{(I)} + jw_k^{(Q)} . \tag{3.22}$$

Como as componentes do ruído são independentes e possuem média zero, a variância do ruído gaussiano complexo pode ser calculada, a partir da Equação (3.21), como:

$$\sigma_{w_k}^2 = \sigma_{w_I}^2 + \sigma_{w_Q}^2 = \frac{N_0}{2} + \frac{N_0}{2} = N_0 . \tag{3.23}$$

E, já que a média do ruído é zero, sua potência média (P_n) corresponde à própria variância, ou seja, $P_n = N_0$.

A Figura 3.4 exhibe o ruído gaussiano complexo, formado pela combinação de suas componentes em fase e em quadratura.

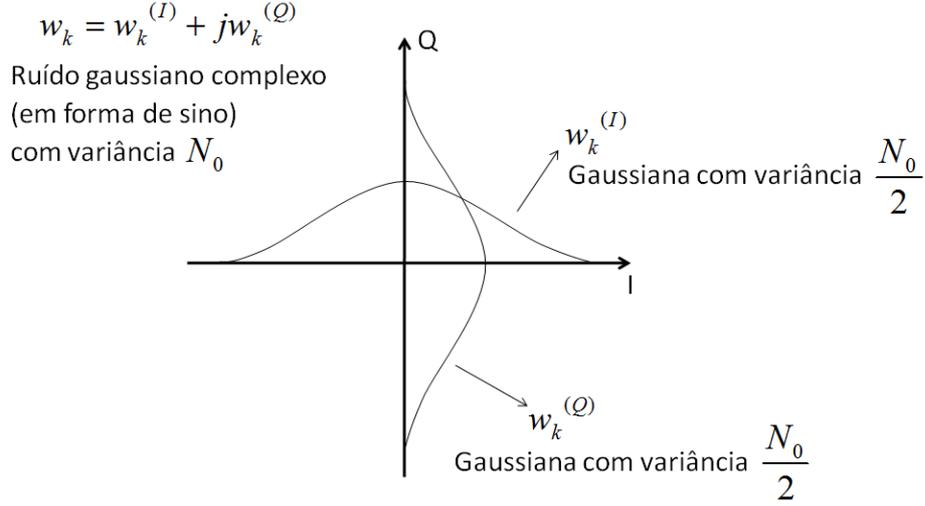


Figura 3.4: Ruído gaussiano complexo.

A SNR é definida como a potência média do sinal (P_{s_m}) sobre a potência média do ruído (P_n):

$$\text{SNR} = \frac{P_{s_m}}{P_n} = \frac{E_s}{N_0} . \quad (3.24)$$

É comum a utilização de uma definição de SNR mais conveniente para a comparação entre formatos de modulação, na qual se utiliza a energia por bit E_b em vez da energia por símbolo. Essa definição da SNR foi a utilizada neste trabalho, ou seja, nas simulações realizadas foi considerado:

$$\text{SNR} = \frac{E_b}{N_0} . \quad (3.25)$$

É importante, também, relacionar a SNR com a SNR óptica. A OSNR se diferencia da SNR por um fator de normalização, o qual se baseia em uma escolha particular para a banda de referência do ruído e por levar em conta o sinal e o ruído em todos os modos de polarização. A definição de OSNR é [23]:

$$\text{OSNR} = \frac{P_m}{2N_{ASE}B_{ref}} , \quad (3.26)$$

em que P_m representa a potência média do sinal, somada nos dois estados de polarização, N_{ASE} é a densidade espectral de potência do ruído ASE em uma polarização e a banda de referência B_{ref} é normalmente assumida como 12,5 GHz, o que corresponde à resolução de 0,1 nm dos analisadores de espectro ópticos no comprimento de onda de 1550 nm. O fator 2, na equação, é interpretado como o ruído ASE sendo contado nas duas orientações de polarização.

Dessa forma, utilizando-se a definição da SNR como E_b/N_0 e assumindo-se equivalência entre N_{ASE} e N_0 , pode-se relacionar a SNR com a OSNR como em [23]:

$$\text{OSNR} = \frac{R_b}{2B_{ref}} \text{SNR} , \quad (3.27)$$

em que R_b representa a taxa de bit.

A probabilidade de erro de símbolo de sistema QPSK, operando sobre um canal AWGN, pode ser aproximada por [22]:

$$P_{s,QPSK} \approx \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \right) , \quad (3.28)$$

em que “erfc” representa a função erro complementar.

Como já mencionado, um sistema DC-QPSK possui uma probabilidade de erro de símbolo de aproximadamente o dobro de um sistema QPSK coerente puro [21], ou seja:

$$P_{s,DC-QPSK} \approx 2\text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \right) . \quad (3.29)$$

Se o código de Gray for utilizado para o mapeamento dos bits, a probabilidade de erro de bit para um sistema MPSK pode ser aproximada por [21]:

$$P_{b,MPSK} \approx \frac{1}{\log_2(M)} P_{s,MPSK} . \quad (3.30)$$

Portanto, para um sistema QPSK, no qual $M = 4$ e $E_s = 2E_b$, sendo que E_b representa a energia por bit transmitido, a probabilidade de erro de bit pode ser escrita como:

$$P_{b,QPSK} \approx \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) . \quad (3.31)$$

Dessa forma, a probabilidade de erro de bit para um sistema DC-QPSK, pode ser escrita como:

$$P_{b,DC-QPSK} \approx \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) . \quad (3.32)$$

3.2 Multiplexação de sinais em polarizações ortogonais

Outra técnica que aumenta a taxa de transmissão, sem aumentar a largura de banda requerida, é a multiplexação de sinais em polarizações ortogonais. O modo de propagação fundamental de uma fibra monomodo pode ser decomposto em dois modos degenerados, que são ortogonais entre si. Cada um desses dois modos ortogonais da portadora óptica pode ser utilizado para a transmissão de informações independentes, criando, dessa forma, dois canais paralelos e independentes sobre um mesmo comprimento de onda. Esta técnica de multiplexação dobra o número de bits por símbolo transmitido [2], ou seja, dobra a capacidade do canal óptico [24].

Com a utilização dessa técnica, é acrescentada, ao receptor coerente, a complexidade de detectar corretamente os sinais enviados nas duas orientações de polarização. Para uma detecção perfeita, a orientação de polarização do oscilador local deveria estar totalmente alinhada com a orientação do sinal recebido. Essa, porém, é uma tarefa complicada, pois não basta que as orientações do laser transmissor e do oscilador local estejam alinhadas, visto que o estado de polarização do sinal transmitido é constantemente modificado ao longo do canal de transmissão: ocorrem rotações das orientações de polarização sobre o eixo que indica a direção de propagação do sinal e defasagens entre as duas orientações ortogonais de propagação. Esses fenômenos aparecem devido ao fato de a fibra não ser perfeitamente cilíndrica ao longo do seu comprimento e, também, devido à PMD e a outros fatores, como uma compressão mecânica da fibra.

A PMD é causada pela birrefringência da fibra [25]. A birrefringência, por sua vez, é causada por variações na elipticidade da fibra, devido às micro-irregularidades inerentes ao seu processo de fabricação. Isso faz com que os índices de refração para os dois modos ortogonais de polarização sejam diferentes. Dessa forma, a PMD faz com que a velocidade de propagação dos dois modos ortogonais de polarização apresente diferenças, causando o alargamento dos pulsos [15], o que leva à interferência intersimbólica [26].

A Figura 3.5 mostra um possível estado de polarização do sinal recebido no momento da sua detecção pelo oscilador local. No esquema ilustrado, como a orientação do oscilador local serve de referência na detecção do sinal, o que será recebido, tanto na orientação vertical quanto na horizontal, será a mistura de componentes dos sinais enviados nas duas orientações originais, representada na figura por suas projeções sobre os eixos horizontal e vertical.

A mistura dos sinais nas duas orientações de polarização pode ser modelada como:

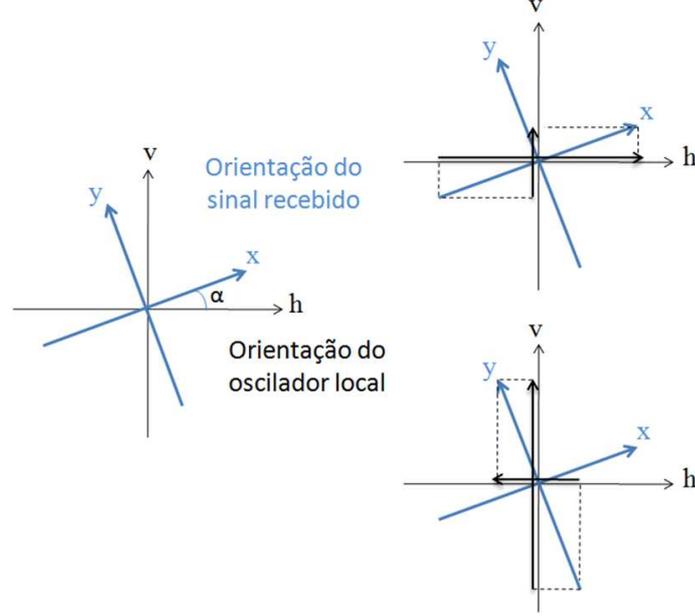


Figura 3.5: Detecção dos sinais multiplexados em polarização.

$$\begin{bmatrix} r_{\hat{h}}(t) \\ r_{\hat{v}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\phi}e^{j\gamma} & -\sqrt{1-\phi} \\ \sqrt{1-\phi} & \sqrt{\phi}e^{-j\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\hat{x}}(t) \\ s_{\hat{y}}(t) \end{bmatrix}, \quad (3.33)$$

em que $s_{\hat{x}}(t)$ e $s_{\hat{y}}(t)$ representam os sinais nas duas orientações de polarização originais, antes da detecção pelo oscilador local, $r_{\hat{h}}(t)$ e $r_{\hat{v}}(t)$ representam os sinais nas duas orientações de polarização com referência no oscilador local, após a detecção. A matriz de Jones 2x2, descreve o estado de polarização da transmissão na fibra e é definida em [27]. Na matriz de Jones, ϕ denota a divisão de potência e γ a diferença de fase entre os dois modos de polarização.

Se a defasagem entre os modos de polarização for considerada igual a zero, o estado de polarização pode ser descrito pelo ângulo de rotação α entre os sistemas de eixos mostrados na Figura 3.5. Nesse caso, basta fazer $\phi = \cos^2 \alpha$ e a matriz de Jones (\mathbf{J}) pode ser representada por:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) \\ \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}. \quad (3.34)$$

Com a detecção coerente, a demultiplexação dos sinais multiplexados em polarização pode ser feita no domínio eletrônico, por meio de técnicas de separação de fontes, sendo que efeitos lineares como a PMD também podem ser compensados por técnicas de processamento digital de sinais, o que reduz o custo com componentes ópticos utilizados para compensar esses efeitos.

3.3 Receptor coerente

A Figura 3.6 mostra o esquemático de um receptor óptico balanceado coerente para um sistema DP-QPSK. O receptor é composto por: um PBS (*polarization beam splitter*) que separa o sinal recebido em duas componentes, com orientações de polarização ortogonais; um PBS que separa a potência do laser oscilador local em dois fluxos; duas híbridas de 90° que são responsáveis pela combinação do sinal recebido com o sinal proveniente do oscilador local; 4 pares de fotodetectores balanceados que são responsáveis pelo batimento entre o sinal recebido e o LO e pela conversão optoeletrônica do sinal; conversores analógico-digital que fazem a filtragem, amostragem, quantização e codificação necessárias para a digitalização do sinal; um bloco responsável pela equalização eletrônica e demultiplexação de polarização; um bloco responsável pela recuperação de portadora e de fase, que faz a recuperação do ruído de fase e do desvio de frequência e um bloco para a decisão de cada símbolo e decodificação diferencial para tornar o sistema imune aos *cycle slips*.

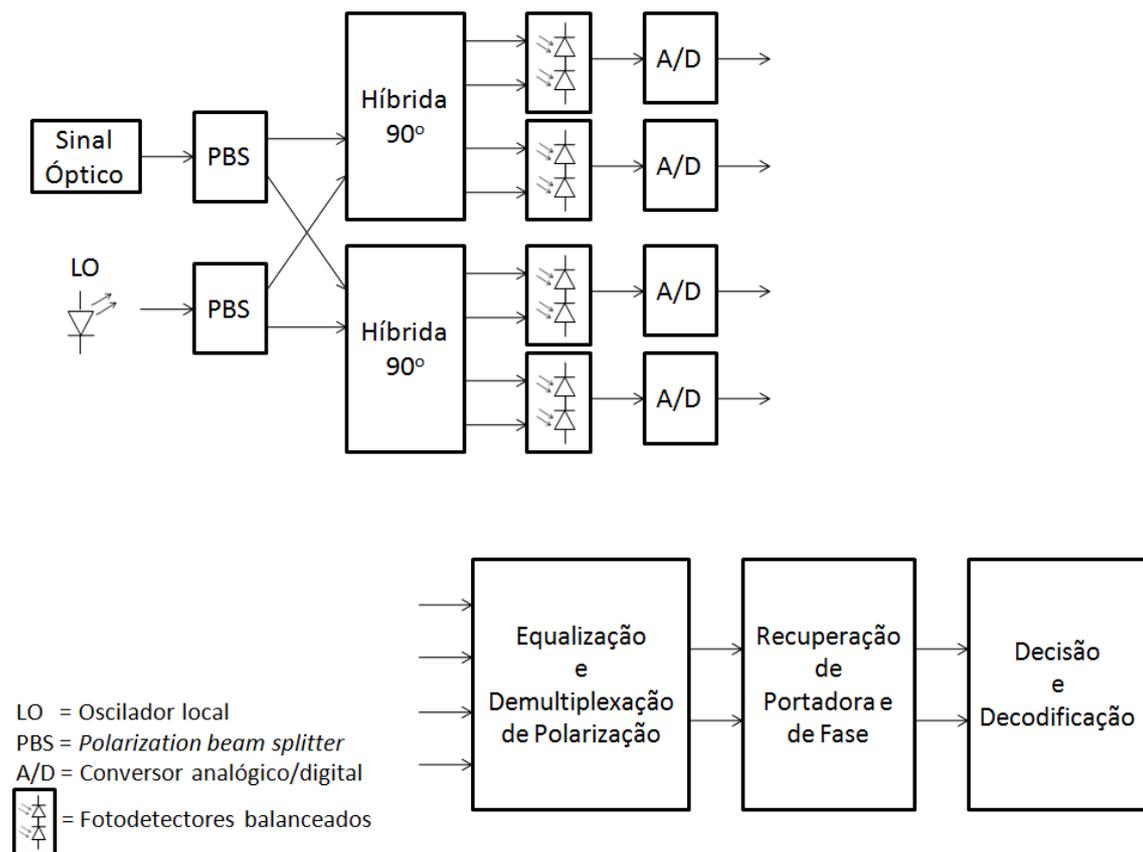


Figura 3.6: Diagrama em blocos do receptor óptico balanceado coerente para um sistema DP-QPSK.

Cada um dos componentes apresentados será mais bem explorado nas seções sub-

sequentes. Outros componentes, como o pré-amplificador óptico, não foram mostrados na figura, mas podem estar presentes, dependendo da arquitetura do receptor.

3.3.1 Front-end óptico

A Figura 3.7 exhibe a estrutura básica de um *front-end* óptico coerente com diversidade de fase e de polarização, para um sistema DP-QPSK. O *front-end* é formado por um oscilador local, dois PBSs, quatro acopladores de entrada de 3 dB ou *splitters*, dois defasadores de 90° , quatro acopladores de saída de 3 dB, e quatro pares de fotodetectores balanceados. Cada híbrida, com duas entradas e quatro saídas (2x4), compreende o par de acopladores de entrada, o defasador e o par de acopladores de saída destacados na figura.

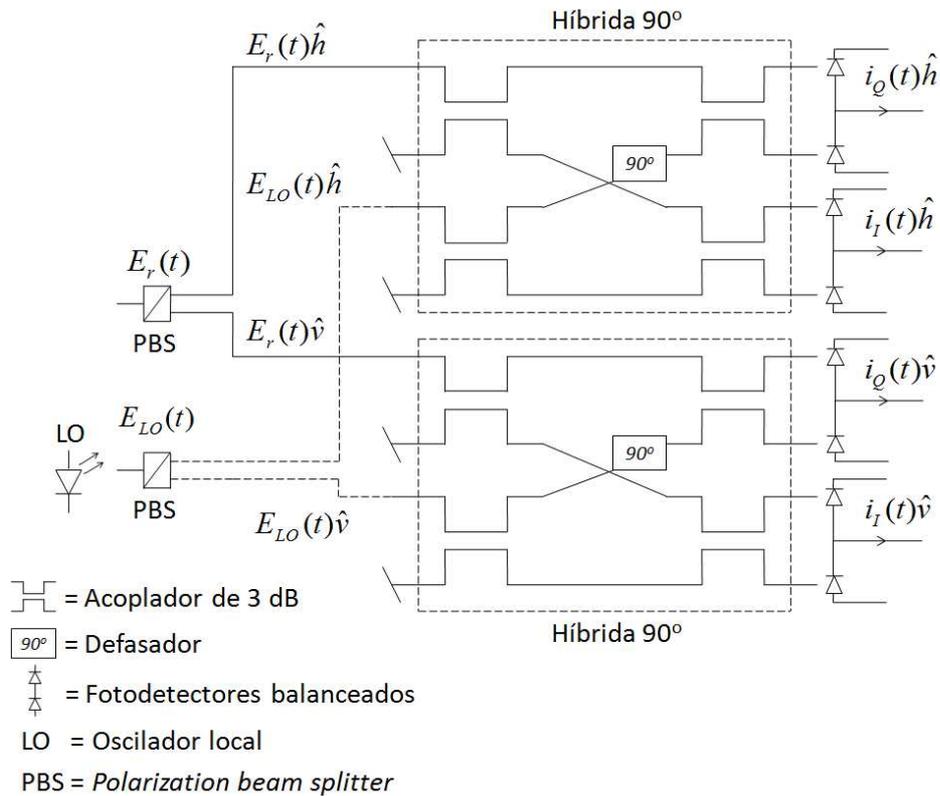


Figura 3.7: *Front-end* óptico balanceado com diversidade de fase e de polarização.

O *front-end* é o elemento responsável pela conversão do sinal óptico em quatro fluxos elétricos. A combinação do sinal recebido com o sinal vindo do oscilador local ocorre na híbrida de 90° e a posterior conversão optoeletrônica do sinal é realizada pelos fotodetectores. Na saída do *front-end* são disponibilizadas as componentes em fase e em quadratura para cada uma das orientações de polarização, \hat{h} (horizontal) e \hat{v}

(vertical). As orientações \hat{h} e \hat{v} dizem respeito à referência na detecção e, por convenção, as orientações de polarização que se referem ao sinal transmitido são nomeadas, neste trabalho, orientações \hat{x} e \hat{y} .

O campo elétrico ($E_r(t)$) do sinal óptico recebido, pode ser escrito como a combinação das componentes nas duas orientações de polarização [15]:

$$E_r(t) = E_r^{\hat{h}}(t) + E_r^{\hat{v}}(t) , \quad (3.35)$$

em que

$$E_r^{\hat{h}}(t) = [A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)] e^{j\omega_c t \hat{h}} \quad (3.36)$$

e

$$E_r^{\hat{v}}(t) = [A_r(t)e^{j\phi_r(t)} + n_r(t)] e^{j\omega_c t \hat{v}} . \quad (3.37)$$

Nas Equações 3.36 e 3.37, A_s e ϕ_s representam, respectivamente, a amplitude e a fase do sinal na orientação de polarização horizontal e A_r e ϕ_r representam, respectivamente, a amplitude e a fase do sinal na orientação de polarização vertical. A frequência angular da portadora óptica é representada por ω_c . Também, n_s representa o ruído gaussiano complexo (mostrado na Figura 3.4) na orientação de polarização horizontal e n_r representa o ruído gaussiano complexo na orientação vertical. O ruído n_s é composto das partes real (n_{sI}) e imaginária (n_{sQ}), as quais possuem distribuição gaussiana com média zero e variância $N_0/2$, na forma:

$$n_s = n_{sI} + jn_{sQ} \quad (3.38)$$

e o mesmo é válido para o ruído n_r .

O campo elétrico do oscilador local pode ser representado por:

$$E_{LO}(t) = E_{LO}^{\hat{h}}(t) + E_{LO}^{\hat{v}}(t) , \quad (3.39)$$

em que

$$E_{LO}^{\hat{h}}(t) = E_{LO}^{\hat{v}}(t) = [A_L + n_L(t)] e^{j\omega_{LO} t} . \quad (3.40)$$

Na Equação (3.40), A_L e ω_{LO} representam, respectivamente, a amplitude e a frequência angular do sinal óptico do oscilador local. A amplitude A_L não possui dependência com o tempo, visto que é um valor fixo. O ruído do oscilador local é representado por n_L e pode se originar, por exemplo, de uma possível amplificação óptica utilizada para aumentar a potência do LO [15].

Os *splitters* são utilizados para dividir a potência do sinal em dois fluxos, enquanto os acopladores de saída fazem a combinação entre os dois sinais ópticos presentes em suas entradas. A relação simplificada entre as entradas (I_1 e I_2) e as saídas (O_1 e O_2) de um acoplador pode ser escrita da seguinte forma [23]:

$$\begin{bmatrix} O_1 \\ O_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-c_1} & \sqrt{c_1} \\ \sqrt{c_1} & -\sqrt{1-c_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (3.41)$$

em que c_1 representa um dos coeficientes de acoplamento e $1 - c_1$ representa o outro coeficiente. Portanto, para um acoplador de 3 dB, em que $c_1 = 1/2$, a relação entre as entradas e as saídas pode ser escrita como [15]:

$$\begin{bmatrix} O_1 \\ O_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (3.42)$$

Já os defasadores, introduzem uma defasagem de 90° no sinal. Dessa forma, a função de transferência para a híbrida 2x4 de 90° , livre de imperfeições e considerando-se a polarização horizontal, é a seguinte:

$$\begin{bmatrix} O_1 \\ O_2 \\ O_3 \\ O_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\pi/2} \\ 1 & -e^{j\pi/2} \\ 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_r^{\hat{h}}(t) \\ E_{LO}^{\hat{h}}(t) \end{bmatrix}. \quad (3.43)$$

Cada fotodetector toma o quadrado do módulo da soma das entradas. Dessa forma, a fotocorrente em quadratura $i_Q(t)$ na polarização horizontal na saída do primeiro par de fotodetectores balanceados é a seguinte:

$$\begin{aligned} i_Q^{\hat{h}}(t) &= R \left| \frac{E_r^{\hat{h}}(t) + E_{LO}^{\hat{h}}(t)e^{j\pi/2}}{2} \right|^2 - R \left| \frac{E_r^{\hat{h}}(t) - E_{LO}^{\hat{h}}(t)e^{j\pi/2}}{2} \right|^2 = \\ &= \frac{R}{4} \left\{ \left| E_r^{\hat{h}}(t) + E_{LO}^{\hat{h}}(t)e^{j\pi/2} \right|^2 - \left| E_r^{\hat{h}}(t) - E_{LO}^{\hat{h}}(t)e^{j\pi/2} \right|^2 \right\}, \quad (3.44) \end{aligned}$$

em que R é a responsividade do fotodetector e deve possuir o mesmo valor nos dois fotodetectores do par, para que eles estejam perfeitamente balanceados.

Na saída do segundo par de fotodetectores balanceados, a fotocorrente em fase $i_I(t)$ na polarização horizontal é a seguinte:

$$\begin{aligned} i_I^{\hat{h}}(t) &= R \left| \frac{E_r^{\hat{h}}(t) + E_{LO}^{\hat{h}}(t)}{2} \right|^2 - R \left| \frac{E_r^{\hat{h}}(t) - E_{LO}^{\hat{h}}(t)}{2} \right|^2 = \\ &= \frac{R}{4} \left\{ \left| E_r^{\hat{h}}(t) + E_{LO}^{\hat{h}}(t) \right|^2 - \left| E_r^{\hat{h}}(t) - E_{LO}^{\hat{h}}(t) \right|^2 \right\}. \quad (3.45) \end{aligned}$$

Para resolver as Equações (3.44) e (3.45), utiliza-se a seguinte relação:

$$\left| E_r^{\hat{h}}(t) + E_{LO}^{\hat{h}}(t) \right|^2 = \left| [A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)] e^{j\omega_c t} + [A_L + n_L(t)] e^{j\omega_{LO} t} \right|^2 \hat{h} . \quad (3.46)$$

Para a resolução da Equação (3.46), utiliza-se a propriedade [28]:

$$|z + k|^2 = a^2 + b^2 + 2\Re [zk^*] , \quad (3.47)$$

em que $\Re[\cdot]$ representa a parte real da expressão entre colchetes, z e k são números complexos que podem ser escritos na forma polar como:

$$z = ae^{j\theta} \quad \text{e} \quad k = be^{j\phi} \quad (3.48)$$

em que a e θ representam, respectivamente, o módulo e o argumento do número complexo z , enquanto b e ϕ representam, respectivamente, o módulo e o argumento de k .

Dessa forma, pode-se considerar z equivalente à primeira parte da Equação (3.46), ou seja:

$$z = [A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)] e^{j\omega_c t} , \quad (3.49)$$

e, portanto,

$$\begin{aligned} a = |z| &= \left| [A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)] e^{j\omega_c t} \right| = |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)| |e^{j\omega_c t}| = \\ &= |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)| . \end{aligned} \quad (3.50)$$

Da mesma forma,

$$b = |k| = \left| [A_L + n_L(t)] e^{j\omega_{LO} t} \right| = |A_L + n_L(t)| |e^{j\omega_{LO} t}| = |A_L + n_L(t)| . \quad (3.51)$$

Para resolver a Equação (3.46), utilizando a Equação (3.47), falta encontrar:

$$zk^* = \{ [A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)] e^{j\omega_c t} \} \{ [A_L + n_L(t)] e^{j\omega_{LO} t} \}^* . \quad (3.52)$$

Sendo

$$\begin{aligned} \{ [A_L + n_L(t)] e^{j\omega_{LO} t} \}^* &= [A_L + n_L(t)]^* (e^{j\omega_{LO} t})^* = \\ &= [A_L + n_L^*(t)] e^{-j\omega_{LO} t} \approx \\ &\approx [A_L + n_L(t)] e^{-j\omega_{LO} t} . \end{aligned} \quad (3.53)$$

então

$$zk^* = [A_s(t)e^{j(\phi_s(t)+\omega_c t)} + n_s(t)e^{j\omega_c t}] [A_L e^{-j\omega_{LO} t} + n_L(t)e^{-j\omega_{LO} t}] . \quad (3.54)$$

Portanto, com a multiplicação dos termos da Equação (3.54) e com a utilização dos termos encontrados nas Equações (3.50) e (3.51), a resolução da Equação (3.46), a partir da Equação (3.47) resulta em:

$$\begin{aligned} \left| E_r^{\hat{h}}(t) + E_{LO}^{\hat{h}}(t) \right|^2 &= \{ |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 + |A_L + n_L(t)|^2 + \\ &+ 2\Re\{A_s(t)e^{j[\phi_s(t)+t(\omega_c-\omega_{LO})]} A_L + \\ &+ A_s(t)e^{j[\phi_s(t)+t(\omega_c-\omega_{LO})]} n_L(t) + \\ &+ A_L e^{jt(\omega_c-\omega_{LO})} n_s(t) + \\ &+ n_s(t)n_L(t)e^{jt(\omega_c-\omega_{LO})} \} \} \hat{h} . \end{aligned} \quad (3.55)$$

Definindo-se a frequência intermediária como:

$$\omega_{IF} = \omega_c - \omega_{LO} \quad (3.56)$$

e considerando-se o valor do batimento ruído-ruído muito pequeno frente às outras parcelas da equação, ou seja,

$$n_s(t)n_L(t) \approx 0 , \quad (3.57)$$

a Equação (3.55) pode ser reescrita:

$$\begin{aligned} \left| E_r^{\hat{h}}(t) + E_{LO}^{\hat{h}}(t) \right|^2 &= \{ |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 + |A_L + n_L(t)|^2 + \\ &+ 2\Re\{A_L A_s(t)e^{j(\omega_{IF}t+\phi_s(t))} + \\ &+ A_s(t)e^{j(\omega_{IF}t+\phi_s(t))} n_L(t) + \\ &+ A_L e^{j\omega_{IF}t} n_s(t) \} \} \hat{h} . \end{aligned} \quad (3.58)$$

Como

$$\Re \{ A_L A_s(t)e^{j(\omega_{IF}t+\phi_s(t))} \} = A_L A_s(t) \cos(\phi_s(t) + \omega_{IF}t) \quad (3.59)$$

pode-se, ainda, escrever:

$$\begin{aligned} \left| E_r^{\hat{h}}(t) + E_{LO}^{\hat{h}}(t) \right|^2 &= \{ |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 + |A_L + n_L(t)|^2 + \\ &+ 2A_L A_s(t) \cos(\phi_s(t) + \omega_{IF}t) + \\ &+ 2\Re \{ [A_L n_s(t) + A_s(t)n_L(t)e^{j\phi_s(t)}] e^{j\omega_{IF}t} \} \} \hat{h} . \end{aligned} \quad (3.60)$$

Da mesma forma, é possível derivar a equação para a orientação de polarização vertical \hat{v} :

$$\begin{aligned} |E_r^{\hat{v}}(t) + E_{LO}^{\hat{v}}(t)|^2 &= \{|A_r(t)e^{j\phi_r(t)} + n_r(t)|^2 + |A_L + n_L(t)|^2 + \\ &+ 2A_L A_r(t) \cos(\phi_r(t) + \omega_{IF}t) + \\ &+ 2\Re \{ [A_L n_r(t) + A_r(t) n_L(t) e^{j\phi_r(t)}] e^{j\omega_{IF}t} \} \} \hat{v}. \end{aligned} \quad (3.61)$$

Para a resolução das Equações (3.44) e (3.45), que representam as fotocorrentes na orientação horizontal, é necessário, ainda, que se encontre:

$$\left| E_r^{\hat{h}}(t) - E_{LO}^{\hat{h}}(t) \right|^2 = |[A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)] e^{j\omega_c t} - [A_L + n_L(t)] e^{j\omega_{LO}t}|^2 \hat{h}. \quad (3.62)$$

Para resolver a Equação (3.62), é adotado um procedimento similar ao adotado anteriormente, utilizando-se a propriedade

$$|z - k|^2 = a^2 + b^2 - 2\Re [zk^*], \quad (3.63)$$

sendo possível encontrar, para a orientação de polarização horizontal:

$$\begin{aligned} \left| E_r^{\hat{h}}(t) - E_{LO}^{\hat{h}}(t) \right|^2 &= \{|A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 + |A_L + n_L(t)|^2 + \\ &- 2A_L A_s(t) \cos(\phi_s(t) + \omega_{IF}t) + \\ &- 2\Re \{ [A_L n_s(t) + A_s(t) n_L(t) e^{j\phi_s(t)}] e^{j\omega_{IF}t} \} \} \hat{h} \end{aligned} \quad (3.64)$$

e, da mesma forma, para a orientação de polarização vertical:

$$\begin{aligned} |E_r^{\hat{v}}(t) - E_{LO}^{\hat{v}}(t)|^2 &= \{|A_r(t)e^{j\phi_r(t)} + n_r(t)|^2 + |A_L + n_L(t)|^2 + \\ &- 2A_L A_r(t) \cos(\phi_r(t) + \omega_{IF}t) + \\ &- 2\Re \{ [A_L n_r(t) + A_r(t) n_L(t) e^{j\phi_r(t)}] e^{j\omega_{IF}t} \} \} \hat{v}. \end{aligned} \quad (3.65)$$

Finalmente, utilizando-se os resultados obtidos nas Equações (3.60) e (3.64) e fazendo-se as simplificações e ajustes necessários, é possível encontrar as correntes em fase e em quadratura para a orientação horizontal, retomando-se o desenvolvimento apresentado nas Equações (3.44) e (3.45).

Portanto, considerando-se um *front-end* livre de imperfeições e considerando-se, ainda, os ruídos *shot* (i_{sh}) e térmico (i_{th}), antes desconsiderados, as correntes providas dos fotodetectores, para a orientação de polarização horizontal, são as seguintes:

$$\begin{aligned}
\hat{i}_Q^h(t) &= RA_L A_s(t) \sin(\omega_{IF}t + \phi_s(t)) \hat{h} + \\
&+ R\Re \left\{ [A_L n_s(t) + A_s(t) n_L(t) e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t + \pi/2)} \right\} \hat{h} + i_{sh} + i_{th} ; \quad (3.66)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\hat{i}_I^h(t) &= RA_L A_s(t) \cos(\omega_{IF}t + \phi_s(t)) \hat{h} + \\
&+ R\Re \left\{ [A_L n_s(t) + A_s(t) n_L(t) e^{j\phi_s(t)}] e^{j\omega_{IF}t} \right\} \hat{h} + i_{sh} + i_{th} . \quad (3.67)
\end{aligned}$$

Nas fotocorrentes das Equações (3.66) e (3.67), a componente do sinal desejado está no primeiro termo, que exibe o batimento do sinal recebido com o laser do LO. No segundo termo estão as componentes do batimento entre o LO e o ruído do sinal e entre o sinal e o ruído do LO [15]. O ruído *shot* ou quântico é introduzido pelo processo de fotodeteccção e ocorre devido à natureza quântica dos fótons, enquanto o ruído térmico é intrínseco do receptor [25].

Da mesma maneira, partindo-se das Equações (3.37) e (3.40), é possível a derivação das correntes em fase e em quadratura para a orientação de polarização vertical:

$$\begin{aligned}
\hat{i}_Q^v(t) &= RA_L A_r(t) \sin(\omega_{IF}t + \phi_r(t)) \hat{v} + \\
&+ R\Re \left\{ [A_L n_r(t) + A_r(t) n_L(t) e^{j\phi_r(t)}] e^{j(\omega_{IF}t + \pi/2)} \right\} \hat{v} + i_{sh} + i_{th} ; \quad (3.68)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\hat{i}_I^v(t) &= RA_L A_r(t) \cos(\omega_{IF}t + \phi_r(t)) \hat{v} + \\
&+ R\Re \left\{ [A_L n_r(t) + A_r(t) n_L(t) e^{j\phi_r(t)}] e^{j\omega_{IF}t} \right\} \hat{v} + i_{sh} + i_{th} . \quad (3.69)
\end{aligned}$$

As equações das fotocorrentes apresentadas são referentes à fotodeteccção balanceada, como ilustrado na Figura 3.7. Há, entretanto, a possibilidade de se utilizar a fotodeteccção simples (SED), na qual apenas um fotodetector é necessário para a deteccção de cada fotocorrente (ver Figura 3.8), o que torna o receptor mais simples e mais barato.

Entretanto, enquanto a deteccção balanceada permite a utilização de toda a potência do sinal recebido para a deteccção, a deteccção simples utiliza apenas metade da potência. Portanto, a deteccção balanceada provê um maior alcance na transmissão óptica e permite se trabalhar com um intervalo maior de valores aceitáveis de potência para o sinal recebido [6]. Além disso, a deteccção simples deixa de eliminar importantes termos de ruído, como pode ser visto na Equação (3.70), que representa a fotocorrente em fase para a orientação de polarização horizontal, no caso da utilização da SED:

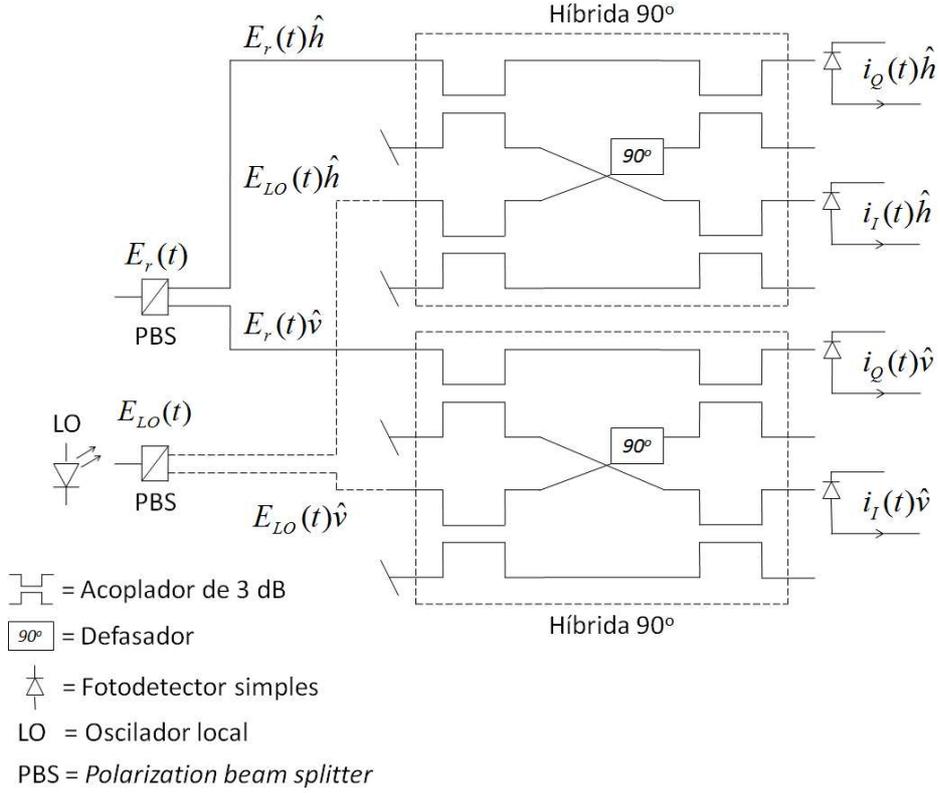


Figura 3.8: Front-end óptico com detecção simples.

$$\begin{aligned}
 \hat{i}_I^{\hat{h}}(t) = & \frac{R}{4} \left\{ |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 + |A_L + n_L(t)|^2 \right\} \hat{h} + \\
 & + \frac{R}{2} A_L A_s(t) \cos(\phi_s(t) + \omega_{IF}t) \hat{h} + \\
 & + \frac{R}{2} \Re \left\{ [A_L n_s(t) + A_s(t) n_L(t) e^{j\phi_s(t)}] e^{j\omega_{IF}t} \right\} \hat{h} + i_{sh} + i_{th} . \quad (3.70)
 \end{aligned}$$

Em comparação com a mesma fotocorrente, relativa à detecção balanceada (Equação (3.67)), nota-se que, no caso da SED, deixam de ser eliminados os termos referentes à intensidade do sinal recebido com ruído $|A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2$ e à intensidade do laser LO com ruído $|A_L + n_L(t)|^2$ [15]. Pode-se notar, também, que o termo de sinal tem a metade do valor do mesmo termo para a detecção balanceada.

Porém, segundo avaliação criteriosa realizada em [7], a detecção SED pode ser uma alternativa interessante à mais complexa e cara detecção balanceada. De acordo com o estudo, há certo intervalo de valores de potência do sinal recebido no qual o desempenho da SED se aproxima do desempenho da detecção balanceada, desde que o receptor esteja muito bem projetado. É mostrado, também, que a potência do LO deve ser suficientemente alta em relação à potência do sinal recebido para que a OSNR requerida, no caso da detecção SED, não seja penalizada em relação à OSNR requerida para a detecção balanceada.

Ainda no *front-end* óptico, as fotocorrentes originadas na saída dos fotodetectores são filtradas, amostradas, quantizadas e codificadas, sendo, portanto, convertidas para o domínio digital, por meio de conversores analógico-digital.

3.3.2 Equalização e demultiplexação de polarização

Já no domínio eletrônico, são utilizadas técnicas de processamentos de sinais para a compensação das distorções inseridas durante a transmissão, o que é uma característica peculiar dos receptores coerentes digitais [19]. Nos sistemas ópticos, o equalizador é o componente responsável por compensar essas distorções, em particular, a PMD, a CD, e as rotações de polarização que ocorrem durante a transmissão.

Dispersão cromática é como se chama o fenômeno pelo qual diferentes componentes espectrais do pulso trafegam em diferentes velocidades pela fibra [26]. A CD engloba duas componentes: dispersão do material e dispersão do guia de onda. A dispersão do material provém da característica da sílica (material utilizado na fabricação da fibra) de possuir o índice de refração dependente da frequência, fazendo com que diferentes componentes de frequência trafeguem com velocidades distintas.

A dispersão do guia de onda refere-se à dependência da distribuição de potência na propagação de um modo na fibra com o comprimento de onda. Quanto maior o comprimento de onda, uma maior porção da energia de um modo de propagação se concentra na casca da fibra e uma menor porção se concentra no núcleo. E, conforme a distribuição da potência se altera, o índice de refração efetivo também muda. Se uma maior porção de potência está no núcleo, mais próximo o índice de refração efetivo será do índice do núcleo e vice-versa. Então, se o comprimento de onda muda, a distribuição de potência muda, alterando, assim, o índice de refração efetivo [26]. Dessa forma, a velocidade de propagação fica dependente do comprimento de onda e, conseqüentemente, da frequência.

Portanto, a CD causa um espalhamento temporal nos componentes de frequência do sinal, causando um espalhamento dos pulsos. Conforme a CD se acumula, os símbolos vizinhos começam a se sobrepor no tempo, levando à interferência inter-simbólica.

O parâmetro de dispersão cromática (D) pode ser escrito como $D = D_M + D_W$, em que D_M é a dispersão do material e D_W a dispersão do guia de onda. O parâmetro D é medido em ps/(nm.km), unidade que expressa o espalhamento temporal (em ps), por distância de propagação (em km), por largura espectral de pulso (em nm).

A Figura 3.9 mostra o parâmetro de dispersão em função do comprimento de onda para uma fibra monomodo padrão. Na janela de $1,55 \mu\text{m}$, o valor de D para a fibra

monomodo padrão fica entre 16 e 19 ps/(nm.km) [15].

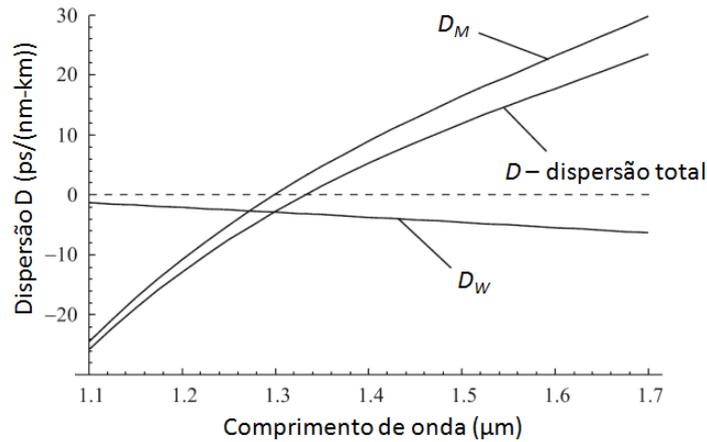


Figura 3.9: Dispersão cromática em uma fibra monomodo padrão.
[26] (com adaptações)

A dispersão do guia de onda pode ser modificada, de modo que a dispersão na janela de 1,55 μm seja próxima de zero. Essa é uma propriedade das fibras de dispersão deslocada (*dispersion-shifted fibers* - DSFs). Além disso, a dispersão do guia de onda pode ser modificada de forma a exceder enormemente a dispersão do material. As fibras compensadoras de dispersão (DCFs), por exemplo, possuem uma CD altamente negativa para compensar a CD (geralmente positiva) acumulada durante a transmissão [23]. Essa é uma forma de compensação óptica da CD, a qual também pode ser compensada eletronicamente na equalização.

A equalização pode ser dividida em equalização estática e dinâmica. A equalização estática pode ser empregada para compensar a maior parte da dispersão cromática acumulada na transmissão, contando, normalmente, com um filtro de tamanho mais longo e com coeficientes fixos para a realização dessa tarefa.

Já a equalização dinâmica tem o propósito de compensar distorções variantes no tempo, como a PMD e rotações nas polarizações [19], compensando, também, a CD residual que não tenha sido compensada na equalização estática. Essa equalização adaptativa pode ser feita utilizando-se um conjunto de filtros de tamanhos relativamente menores, com resposta ao impulso finita (*finite impulse response* - FIR) e arranjados em uma estrutura em borboleta, como ilustrado na Figura 3.10.

Os vetores coluna \mathbf{w}_{xx} , \mathbf{w}_{xy} , \mathbf{w}_{yx} e \mathbf{w}_{yy} possuem comprimento N, sendo que os elementos de cada vetor representam os pesos ou coeficientes dos filtros.

Ainda na Figura 3.10, as saídas dos filtros, $s_x(k)$ e $s_y(k)$ são dadas por:

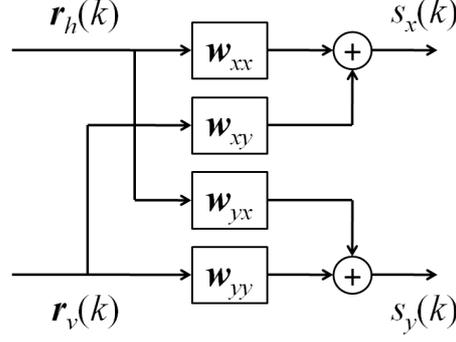


Figura 3.10: Filtros em estrutura borboleta.

$$s_x(k) = \mathbf{w}_{xx}^T \mathbf{r}_h(k) + \mathbf{w}_{xy}^T \mathbf{r}_v(k) , \quad (3.71)$$

$$s_y(k) = \mathbf{w}_{yx}^T \mathbf{r}_h(k) + \mathbf{w}_{yy}^T \mathbf{r}_v(k) . \quad (3.72)$$

em que o operador $(.)^T$ denota o transposto e $\mathbf{r}_h(k)$ e $\mathbf{r}_v(k)$ representam blocos de N amostras dos sinais nas duas orientações de polarização, com referência à orientação do oscilador local, sendo, portanto, $\mathbf{r}_h(k) = [r_h(k), r_h(k-1), \dots, r_h(k-N)]^T$ e $\mathbf{r}_v(k) = [r_v(k), r_v(k-1), \dots, r_v(k-N)]^T$.

A função dos filtros organizados em estrutura borboleta, neste caso, é estimar a inversa da matriz de Jones do canal dinâmico, ou seja, estimar uma matriz \mathbf{W} , tal que:

$$\mathbf{W} = \mathbf{J}^{-1} . \quad (3.73)$$

Se for considerada apenas a rotação das polarizações:

$$\mathbf{W} = \mathbf{J}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \sin(\alpha) \\ -\sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} . \quad (3.74)$$

Considera-se essa hipótese simplificada pois não é o interesse do estudo a compensação de degradações inseridas na fibra e sim uma análise do impacto das imperfeições do *front-end* no sistema.

Os coeficientes dos filtros podem ser atualizados utilizando-se a técnica do gradiente descendente estocástico. Tal técnica resulta nas expressões:

$$\mathbf{w}_{xx}(k+1) = \mathbf{w}_{xx}(k) + \mu e_x(k) \mathbf{r}_h^*(k) ; \quad (3.75)$$

$$\mathbf{w}_{xy}(k+1) = \mathbf{w}_{xy}(k) + \mu e_x(k) \mathbf{r}_v^*(k) ; \quad (3.76)$$

$$\mathbf{w}_{yx}(k+1) = \mathbf{w}_{yx}(k) + \mu e_y(k) \mathbf{r}_h^*(k) ; \quad (3.77)$$

$$\mathbf{w}_{yy}(k+1) = \mathbf{w}_{yy}(k) + \mu e_y(k) \mathbf{r}_v^*(k) , \quad (3.78)$$

em que o operador $(.)^*$ denota o complexo conjugado, $e_x(k)$ e $e_y(k)$ representam os sinais de erro, dados de acordo com o algoritmo utilizado para estimar os coeficientes dos filtros e μ é o passo de adaptação. A escolha do valor de μ determina as características de convergência e o erro de desajuste do algoritmo utilizado.

Serão, agora, apresentados dois algoritmos utilizados para estimar os coeficientes dos filtros, o CMA e o LMS-DD.

3.3.2.1 Algoritmo do Módulo Constante - CMA

O CMA foi proposto por [14], ainda nos anos 80, como uma forma de equalização cega para sinais QPSK. Este algoritmo é aplicado, tipicamente, em sinais que possuem o módulo constante, como os sinais M-PSK.

Para sinais M-PSK com potência unitária, o CMA utiliza os seguintes sinais de erro [27]:

$$e_x(k) = (1 - |s_x(k)|^2) s_x(k) , \quad (3.79)$$

$$e_y(k) = (1 - |s_y(k)|^2) s_y(k) . \quad (3.80)$$

em que $s_x(k)$ e $s_y(k)$ representam as saídas do equalizador. O CMA penaliza apenas desvios no módulo do sinal equalizado, o que o torna imune ao ruído de fase e permite que a recuperação de portadora e de fase seja feita independentemente da equalização. Após a convergência, considerando-se apenas a rotação das polarizações, sendo desconsideradas as demais distorções inseridas durante a transmissão, é mostrado em [27] que:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{xx}(k) &\rightarrow \cos(\alpha) ; \\ \mathbf{w}_{xy}(k) &\rightarrow \sin(\alpha) ; \\ \mathbf{w}_{yx}(k) &\rightarrow -\sin(\alpha) ; \\ \mathbf{w}_{yy}(k) &\rightarrow \cos(\alpha) , \end{aligned}$$

ou seja, os coeficientes dos filtros tendem aos valores dos elementos da matriz inversa de Jones (Equação (3.74)). Nesse caso, o CMA realiza apenas a demultiplexação de polarização e, para isso, basta a utilização de um coeficiente por filtro em vez de um vetor de coeficientes.

A Figura 3.11 ilustra o esquemático do funcionamento do CMA. A amostra atual da saída do equalizador ($s(k)$) é utilizada para estimar o erro que, por sua vez, é utilizado

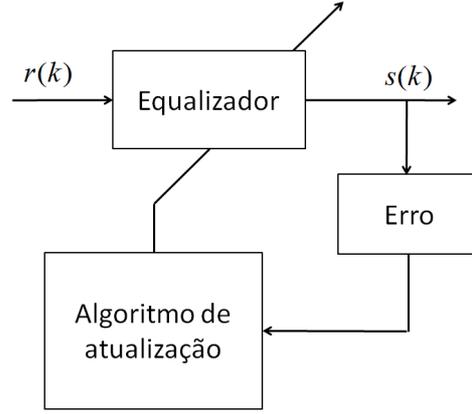


Figura 3.11: Esquemático do funcionamento do CMA.

para o cálculo da atualização dos coeficientes dos filtros. Após serem atualizados, esses coeficientes são aplicados na equalização da amostra seguinte do sinal. Os coeficientes são recalculados a cada nova amostra do sinal, na tentativa de adaptar-se a mudanças ocasionais do canal. Por esse motivo, o CMA é dito um algoritmo adaptativo.

Combinando as expressões referentes à atualização dos coeficientes dos filtros, a partir da técnica do gradiente descendente estocástico, aos sinais de erro das Equações (3.79) e (3.80), obtêm-se:

$$\mathbf{w}_{xx}(k+1) = \mathbf{w}_{xx}(k) + \mu (1 - |s_x(k)|^2) s_x(k) \mathbf{r}_h^*(k) ; \quad (3.81)$$

$$\mathbf{w}_{xy}(k+1) = \mathbf{w}_{xy}(k) + \mu (1 - |s_x(k)|^2) s_x(k) \mathbf{r}_v^*(k) ; \quad (3.82)$$

$$\mathbf{w}_{yx}(k+1) = \mathbf{w}_{yx}(k) + \mu (1 - |s_y(k)|^2) s_y(k) \mathbf{r}_h^*(k) ; \quad (3.83)$$

$$\mathbf{w}_{yy}(k+1) = \mathbf{w}_{yy}(k) + \mu (1 - |s_y(k)|^2) s_y(k) \mathbf{r}_v^*(k) , \quad (3.84)$$

expressões as quais representam a atualização dos coeficientes dos filtros utilizando-se o algoritmo CMA.

A inicialização do conjunto de filtros da estrutura em borboleta pode ser feita, para os filtros \mathbf{w}_{xx} e \mathbf{w}_{yy} , utilizando-se a estratégia *center-spike*, que consiste em preencher com zeros todos os coeficientes, com exceção do coeficiente central, o qual recebe o valor um. Já para os filtros \mathbf{w}_{xy} e \mathbf{w}_{yx} , pode ser utilizada a estratégia de preencher todos os seus coeficientes com zeros.

3.3.2.2 Algoritmo da Média Quadrática Mínima Dirigido por Decisão - LMS-DD

O funcionamento de um equalizador pode ser dividido em duas fases básicas: fase de convergência dos coeficientes e fase de rastreamento do canal. Não se utiliza o LMS-

DD na primeira fase por ele não garantir a convergência do equalizador [29]. Dessa forma, na fase de convergência, é comum a utilização de algum outro algoritmo, como o próprio CMA, para refinar os coeficientes do equalizador. Após uma convergência satisfatória, entra-se na fase de rastreo. Nessa fase, o LMS-DD utiliza a decisão do sinal equalizado bem como o próprio sinal equalizado para atualizar os coeficientes dos filtros, acompanhando as mudanças do canal [30].

O LMS-DD é bastante sensível ao desvio de frequência do sinal, que deve, portanto, ser compensado antes da equalização. Outra característica peculiar do LMS-DD é que os símbolos decididos são utilizados na realimentação do equalizador. Dessa forma, o processo de equalização e de recuperação de fase são dependentes entre si. Com essa interdependência, e pelo fato de já se ter o símbolo decidido na saída do algoritmo, utiliza-se a recuperação de fase dirigida por decisão.

A Figura 3.12 mostra o esquemático do funcionamento do LMS-DD. A amostra atual da saída do decisor ($\hat{s}(k)$) é utilizada para estimar o desvio de fase ($\hat{\theta}(k)$) e o erro. A estimativa do desvio de fase é utilizada para estimar o erro e para compensar o desvio de fase do símbolo equalizado ($s(k)$). O símbolo cujo desvio de fase já foi compensado ($s'(k)$), também é utilizado para estimar o erro, além de alimentar o decisor. O erro estimado, por sua vez, é utilizado para o cálculo da atualização dos coeficientes dos filtros. Após serem atualizados, esses coeficientes são aplicados na equalização da amostra seguinte do sinal. Os coeficientes do LMS-DD também são recalculados a cada nova amostra do sinal.

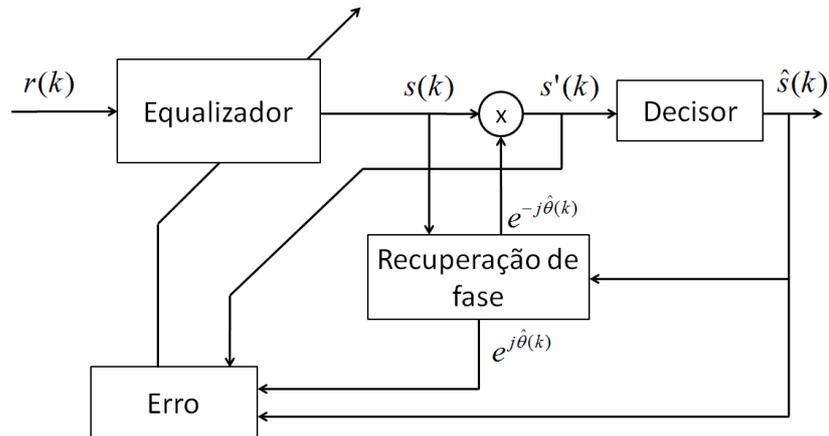


Figura 3.12: Esquemático do funcionamento do LMS-DD.

O algoritmo utiliza os seguintes sinais de erro:

$$e_x(k) = e^{j\hat{\theta}_x(k)} (\hat{s}_x(k) - s'_x(k)) ; \quad (3.85)$$

$$e_y(k) = e^{j\hat{\theta}_y(k)} (\hat{s}_y(k) - s'_y(k)) , \quad (3.86)$$

em que $\widehat{s}_x(k)$ e $\widehat{s}_y(k)$ representam os símbolos decididos, $s'_x(k)$ e $s'_y(k)$ representam os símbolos após a compensação do desvio de fase e $\widehat{\theta}_x(k)$ e $\widehat{\theta}_y(k)$ são as estimativas dos desvios de fase, obtidos pela recuperação de fase, nas duas orientações de polarização.

Os coeficientes dos filtros são atualizados de acordo com as seguintes expressões, as quais representam uma combinação da técnica do gradiente descendente estocástico com as expressões para os sinais de erro das Equações (3.85) e (3.86) [30]:

$$\mathbf{w}_{xx}(k+1) = \mathbf{w}_{xx}(k) + \mu e^{j\widehat{\theta}_x(k)} (\widehat{s}_x(k) - s'_x(k)) \mathbf{r}_h^*(k) ; \quad (3.87)$$

$$\mathbf{w}_{xy}(k+1) = \mathbf{w}_{xy}(k) + \mu e^{j\widehat{\theta}_x(k)} (\widehat{s}_x(k) - s'_x(k)) \mathbf{r}_v^*(k) ; \quad (3.88)$$

$$\mathbf{w}_{yx}(k+1) = \mathbf{w}_{yx}(k) + \mu e^{j\widehat{\theta}_y(k)} (\widehat{s}_y(k) - s'_y(k)) \mathbf{r}_h^*(k) ; \quad (3.89)$$

$$\mathbf{w}_{yy}(k+1) = \mathbf{w}_{yy}(k) + \mu e^{j\widehat{\theta}_y(k)} (\widehat{s}_y(k) - s'_y(k)) \mathbf{r}_v^*(k) . \quad (3.90)$$

A equalização dos sinais é realizada segundo as Equações (3.71) e (3.72), da mesma forma que para o CMA.

3.3.3 Recuperação de portadora e de fase

Com a detecção coerente tornam-se também importantes as compensações do desvio de frequência e do ruído de fase. O desvio de frequência Δ_f caracteriza-se pela diferença entre a frequência central de operação do laser transmissor e do oscilador local. Como os sistemas ópticos operam com portadoras em frequências da ordem de *terahertz*, são comuns desvios de frequência da ordem de *megahertz* entre símbolos adjacentes. O desvio de frequência pode ser estimado calculando-se a média da diferença de fase entre símbolos adjacentes, visto que este é um desvio com valor praticamente constante entre símbolos. Dessa forma, uma vez que o desvio de frequência seja estimado a partir de uma quantidade suficiente de símbolos, ele pode ser compensado no restante dos símbolos recebidos a partir dessa estimativa inicial.

Já o ruído de fase de um laser representa as flutuações aleatórias da frequência na qual ele opera, dentro da sua largura de linha. A largura de linha do laser é definida como a largura espectral da faixa que está até 3 dB abaixo da sua potência máxima. Essas flutuações da frequência, dentro dessa faixa de operação dos lasers, causam a diferença de fase entre o laser transmissor e o LO.

O ruído de fase, que se reflete na própria fase $\theta(k)$ do sinal, como pode ser observado na Figura 3.13, pode ser modelado por um processo de Wiener [31] e quantificado pela largura de linha do laser transmissor e do LO. As técnicas utilizadas para a

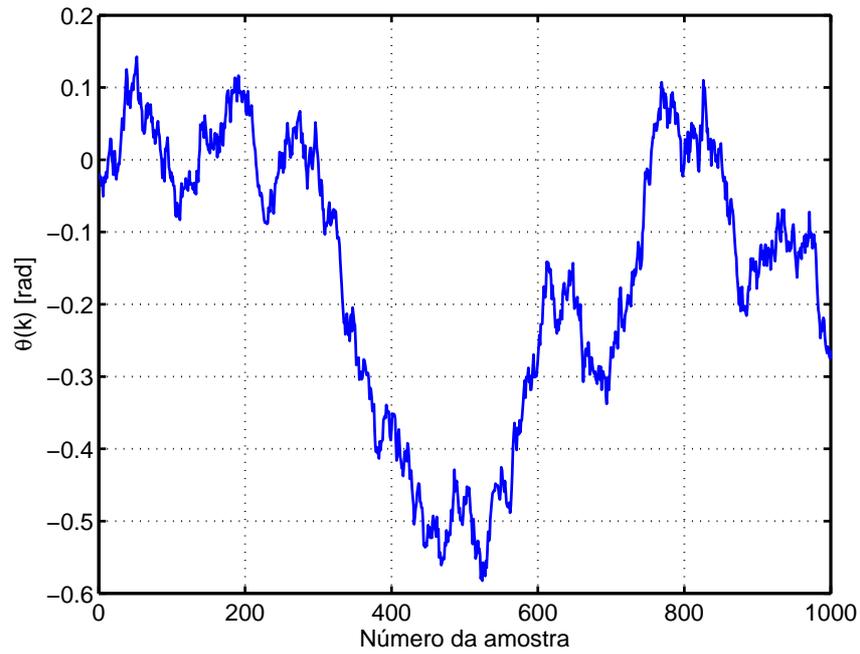


Figura 3.13: Processo de Wiener com parâmetro $\Delta_\nu T_s$ de 8×10^{-5} .

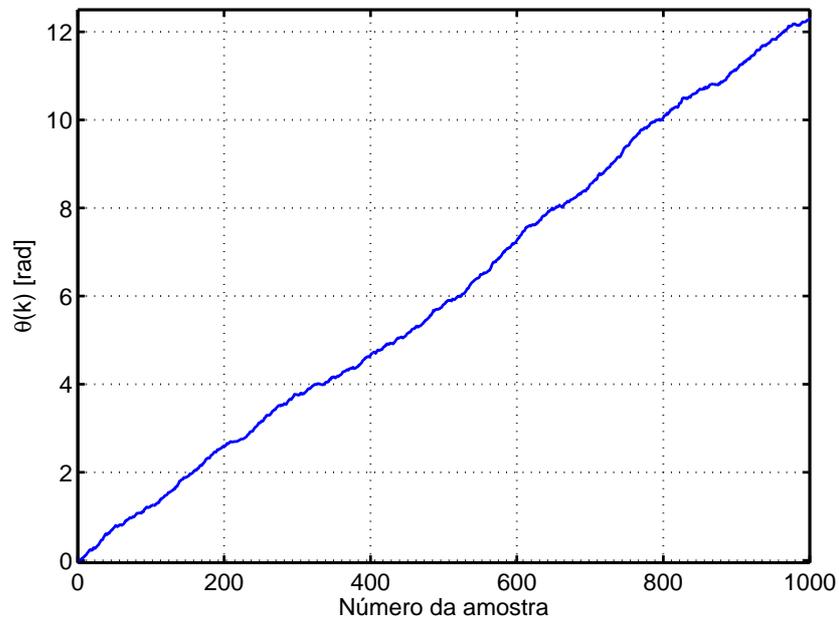


Figura 3.14: Efeito de um Δ_f de 50 MHz e um ruído de fase com parâmetro $\Delta_\nu T_s$ de 8×10^{-5} .

compensação do desvio de frequência são chamadas de técnicas de recuperação de portadora e as utilizadas para a compensação do ruído de fase são chamadas técnicas de recuperação de fase.

Na Figura 3.13, considerou-se Δ_ν , o qual corresponde à soma da largura de linha do laser transmissor e do LO, igual a 2 MHz e T_s , que é o período do símbolo, igual ao inverso da taxa de símbolo de 25 Gbaud em uma polarização, correspondendo a 400 ns.

A Figura 3.14 ilustra o efeito causado na fase do sinal por um desvio de frequência de 50 MHz juntamente com o ruído de fase exibido na Figura 3.13.

A fase $\theta(k)$, para o símbolo k , pode ser escrita como [31]:

$$\theta(k) = \theta(k-1) + \Delta_k = \sum_{m=0}^{k-1} \Delta_m, \quad (3.91)$$

em que Δ_k é o desvio de fase do símbolo k , Δ_m é uma variável aleatória com distribuição Gaussiana com média nula e variância igual a $2\pi\Delta_\nu T_s$.

Em uma constelação QPSK, o desvio de frequência e o ruído de fase causam a rotação dos pontos da constelação, como pode ser observado na Figura 3.15. Na Figura 3.15a, é exibida a constelação QPSK apenas com ruído aditivo, enquanto que, na Figura 3.15b, a mesma constelação é, também, afetada pelo ruído de fase.

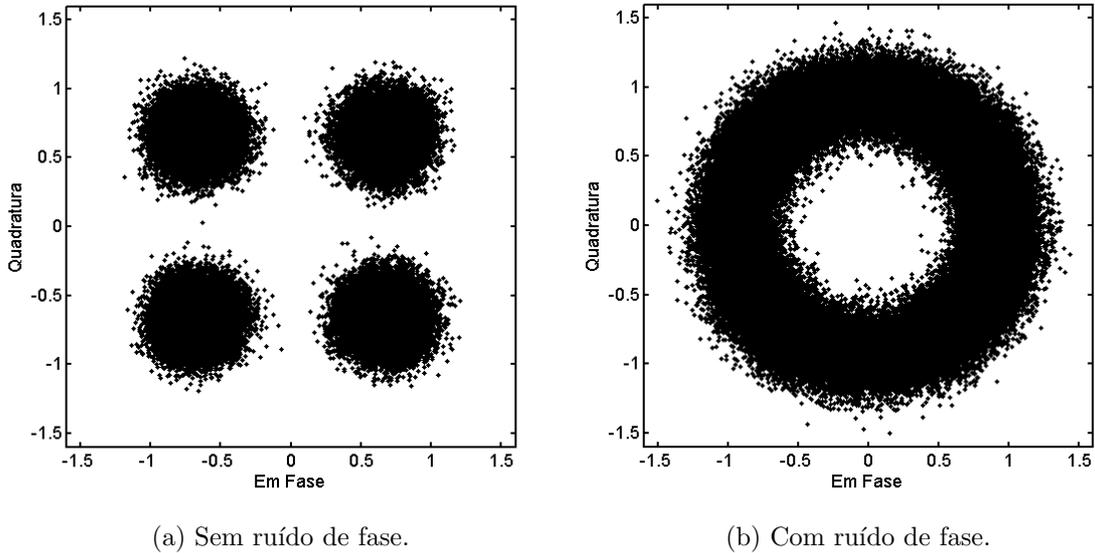


Figura 3.15: Efeito do ruído de fase em uma constelação QPSK.

Nota-se que a referência de fase é perdida durante a transmissão, fazendo com que os símbolos não sejam recebidos nas regiões corretas de decisão. Esse efeito, portanto, deve ser compensado em um sistema óptico de comunicação. Como já foi exposto,

como o desvio de frequência é praticamente constante entre símbolos adjacentes, sua compensação é mais simples. Já a compensação do ruído de fase não é tão trivial. Por esse motivo, são apresentados, a seguir, os princípios de funcionamento de duas técnicas de compensação do ruído de fase: Viterbi & Viterbi *feedforward* e dirigida por decisão.

3.3.3.1 Recuperação de fase do tipo Viterbi & Viterbi *feedforward*

A Figura 3.16 mostra a arquitetura da técnica de recuperação de fase do tipo Viterbi & Viterbi *feedforward*.

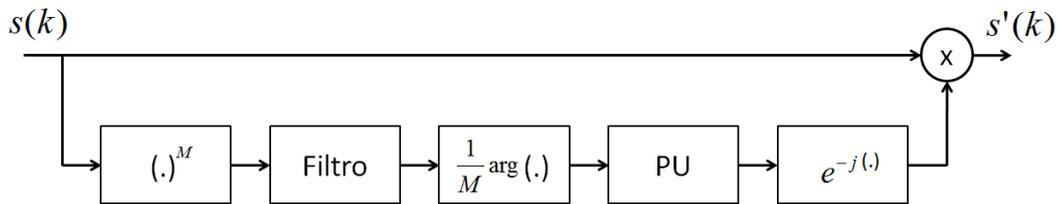


Figura 3.16: Recuperação de fase do tipo Viterbi & Viterbi *feedforward*.

Primeiramente, a dependência dos dados transmitidos é removida, elevando-se o sinal M -PSK à M -ésima potência. Essa estratégia de remoção de informação foi proposta por Viterbi & Viterbi em [32]. Em seguida, o desvio de fase é estimado a partir de amostras passadas e futuras do sinal, por meio do critério da máxima verossimilhança [33]. A estimativa do desvio de fase do k -ésimo símbolo baseia-se em um filtro passa-baixas que pondera o vetor de amostras passadas e futuras do sinal, além de minimizar o efeito do ruído aditivo [34].

Depois disso, o argumento do sinal filtrado é dividido por M e encaminhado a um algoritmo de desempacotamento de fase (*phase unwrapper* - PU) para que as descontinuidades de fase sejam removidas, ou seja, para que a fase possa excursionar de $-\infty$ a $+\infty$, visto que a estimativa de máxima verossimilhança está limitada entre $-\pi/M$ e $+\pi/M$ [33]. Por fim, o desvio de fase é compensado com a multiplicação do sinal original pela exponencial com a fase estimada negativa.

3.3.3.2 Recuperação de fase dirigida por decisão

A Figura 3.17 mostra a arquitetura da técnica de recuperação de fase dirigida por decisão. Na realização da estimativa do desvio de fase para o símbolo k , essa técnica

utiliza as decisões feitas para símbolos anteriores. Após ter seu desvio de fase estimado e compensado, o símbolo atual é decidido e realimentado no sistema para o processo de estimação do próximo símbolo.

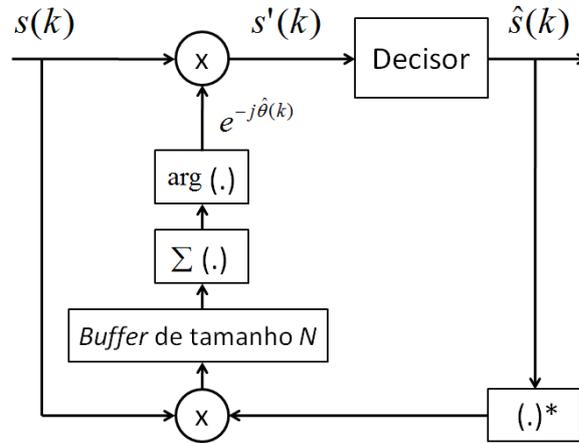


Figura 3.17: Recuperação de fase dirigida por decisão.

O estimador de fase DD pode ser definido como [30]:

$$\hat{\theta}(k) = \arg \left(\sum_{i=1}^N \hat{s}^*(k-i)s(k-i) \right), \quad (3.92)$$

em que $\hat{s}(k)$ é o símbolo decidido, $s(k)$ é o símbolo equalizado e N é o número de amostras anteriores utilizadas na estimação do desvio de fase do símbolo atual. A multiplicação do complexo conjugado do símbolo decidido pelo símbolo equalizado é feita para remover a dependência da informação. A multiplicação por $e^{-j\hat{\theta}(k)}$ compensa o desvio de fase do símbolo k . Após essa compensação, o símbolo é decidido e então realimentado no sistema.

3.3.4 Decisão e decodificação

Após a recuperação de portadora e de fase (ou durante a recuperação de fase para o caso DD), os símbolos recuperados já podem ser decididos. Para a decisão, se os símbolos forem considerados equiprováveis, pode-se utilizar o critério da menor distância euclidiana entre os símbolos recebidos e os pontos da constelação original para que a decisão seja realizada. Considerando-se que a modulação utilizada foi o QPSK, o critério da menor distância equivale a regiões de decisão correspondentes aos quadrantes que compreendem os pontos da constelação original, como na Figura 3.18.

Na figura, cada região de decisão (\mathfrak{R}) corresponde a um dos quatro quadrantes do sistema QPSK original.

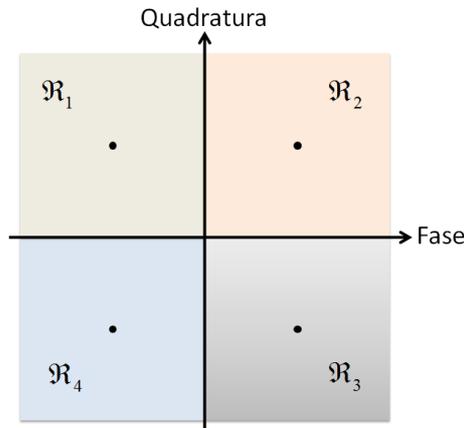


Figura 3.18: Regiões de decisão para um sistema QPSK.

Caso na transmissão tenha sido utilizada a codificação diferencial, deve ser aplicada ainda, após a decisão, a decodificação diferencial, para que as informações transmitidas sejam recuperadas adequadamente. Na decodificação diferencial, o símbolo atual deve ser comparado com o anterior, pois a informação está veiculada na transição entre os símbolos, como mostra o exemplo apresentado na Figura 3.19.

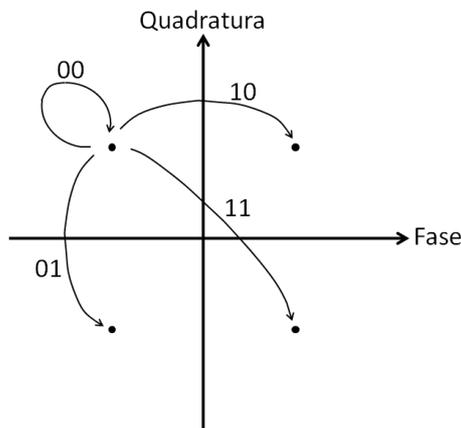


Figura 3.19: Exemplo de QPSK com decodificação diferencial.

Na figura, é mostrado um exemplo da decodificação diferencial dos bits e das transições possíveis entre os símbolos QPSK recebidos. Tomando-se um símbolo recebido como referência, caso o próximo símbolo recebido seja igual ao anterior, são decodificados os bits 00. Caso a diferença entre o último símbolo recebido e o penúltimo símbolo recebido seja $+\pi/2$, são decodificados os bits 01. Se essa diferença for $-\pi/2$, são decodificados os bits 10 e, caso a diferença seja $\pm\pi$, são decodificados os bits 11.

4 Imperfeições no *Front-End* Óptico

Na Seção 3.3.1, as equações apresentadas consideraram um *front-end* ideal, livre de erros em seus componentes e em sua estrutura. Neste capítulo, são estudados os efeitos causados por algumas possíveis imperfeições no *front-end* óptico.

São avaliadas as correntes ao final do *front-end*, levando-se em conta imperfeições nos componentes apontados na Figura 4.1. As equações para as correntes afetadas, considerando-se, primeiramente, um componente imperfeito de cada vez, são deduzidas. Ao final, são considerados os efeitos de todas as imperfeições avaliadas, conjuntamente.

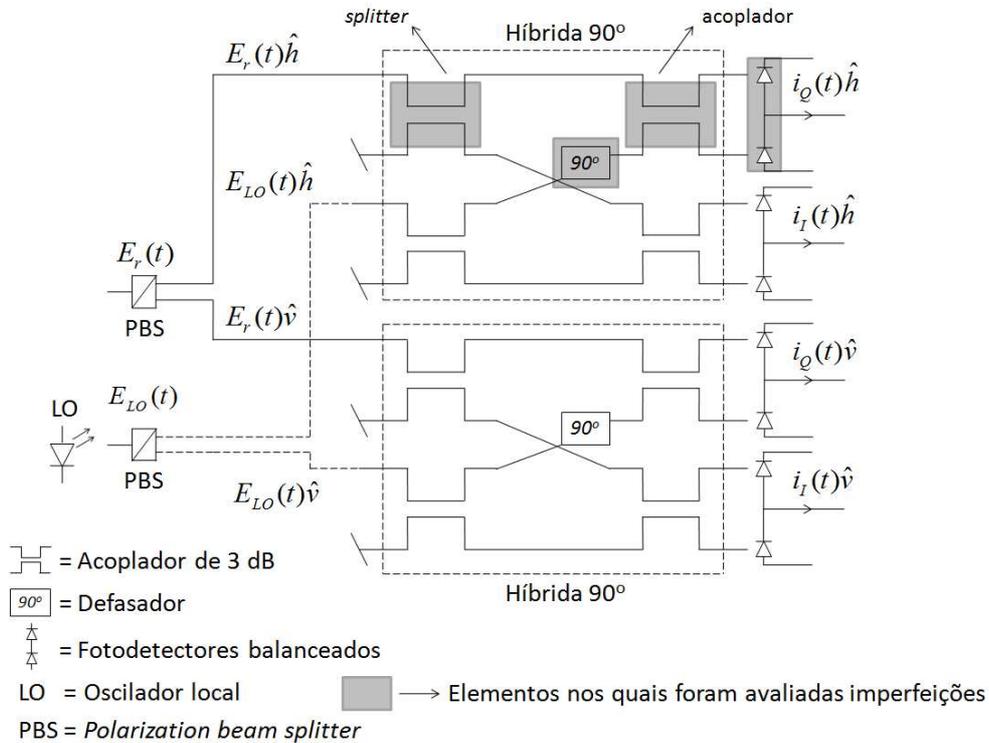


Figura 4.1: *Front-end* óptico com imperfeições.

A Figura 4.2 mostra a constelação QPSK para a orientação de polarização horizontal, logo após o *front-end* sem imperfeições. Na Figura 4.2a, a constelação é afetada pelo ruído ASE e pelo ruído de fase, mas não apresenta a mistura dos sinais enviados em cada uma das orientações de polarização. Já a Figura 4.2b, apresenta 45° de mistura de polarização.

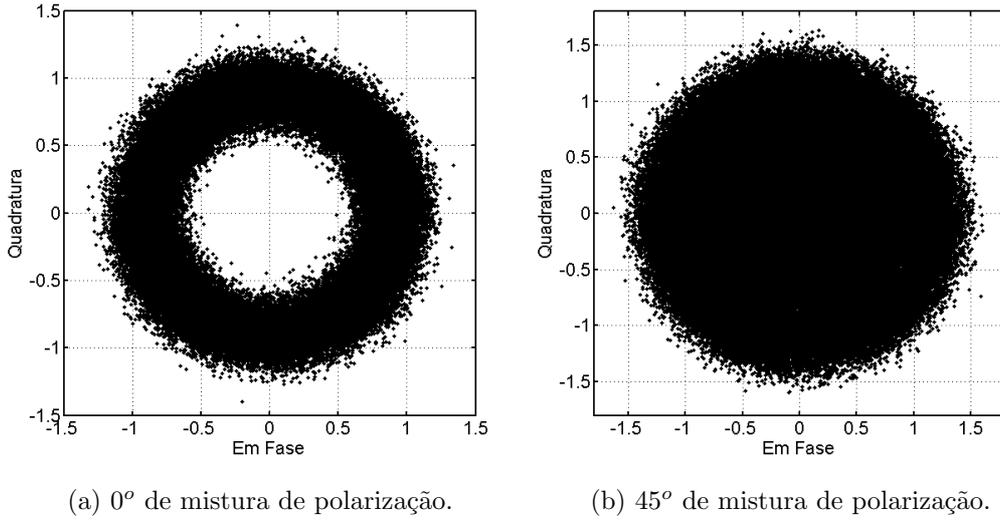


Figura 4.2: Constelação após o *front-end* sem imperfeições.

4.1 Investigação do impacto das imperfeições

Conforme o que foi apresentado na Seção 3.3.1 do Capítulo 3, as equações para as fotocorrentes em fase e em quadratura, para a orientação de polarização horizontal, podem ser escritas da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 i_Q^{\hat{h}}(t) = & R_1 \left| \sqrt{1 - c_1} \sqrt{s_1} E_r^{\hat{h}}(t) + \sqrt{c_1} \sqrt{(1/2)} E_{LO}^{\hat{h}}(t) e^{j\pi/2 + \alpha} \right|^2 \hat{h} - \\
 & - R_2 \left| \sqrt{c_1} \sqrt{s_1} E_r^{\hat{h}}(t) - \sqrt{1 - c_1} \sqrt{(1/2)} E_{LO}^{\hat{h}}(t) e^{j\pi/2 + \alpha} \right|^2 \hat{h}; \quad (4.1)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 i_i^{\hat{h}}(t) = & R \left| \sqrt{(1/2)} \sqrt{1 - s_1} E_r^{\hat{h}}(t) + (1/2) E_{LO}^{\hat{h}}(t) \right|^2 \hat{h} - \\
 & - R \left| \sqrt{(1/2)} \sqrt{1 - s_1} E_r^{\hat{h}}(t) - (1/2) E_{LO}^{\hat{h}}(t) \right|^2 \hat{h}, \quad (4.2)
 \end{aligned}$$

nas quais s_1 e $(1 - s_1)$ representam os coeficientes de divisão do *splitter* destacado na Figura 4.1, α representa o *offset* de fase do defasador destacado, c_1 e $(1 - c_1)$ representam os coeficientes de acoplamento do acoplador destacado, R_1 e R_2 representam as responsividades dos fotodetectores destacados e os ruídos *shot* e térmico foram desconsiderados, por simplicidade.

4.1.1 Imperfeição no *splitter*

Com uma imperfeição nos coeficientes de divisão do *splitter* indicado na Figura 4.1, ambas as correntes, em fase e em quadratura para a orientação de polarização horizontal, são afetadas. Partindo-se da Equação (4.1) e tendo como base o desenvolvimento realizado na Seção 3.3.1, pode-se calcular a fotocorrente em quadratura:

$$\begin{aligned}
\hat{i}_Q^h(t) = & R \left\{ (1/2)s_1 |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 + (1/4) |A_L + n_L(t)|^2 \right\} \hat{h} + \\
& + R\sqrt{(s_1/2)}A_LA_s(t) \sin(\phi_s(t) + \omega_{IF}t)\hat{h} + \\
& + R\sqrt{(s_1/2)}\Re \left\{ [A_Ln_s(t) + A_s(t)n_L(t)e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t+\pi/2)} \right\} \hat{h} - \\
& - R \left\{ (1/2)s_1 |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 + (1/4) |A_L + n_L(t)|^2 \right\} \hat{h} + \\
& + R\sqrt{(s_1/2)}A_LA_s(t) \sin(\phi_s(t) + \omega_{IF}t)\hat{h} + \\
& + R\sqrt{(s_1/2)}\Re \left\{ [A_Ln_s(t) + A_s(t)n_L(t)e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t+\pi/2)} \right\} \hat{h} .
\end{aligned} \tag{4.3}$$

Fazendo-se as simplificações e ajustes possíveis, obtém-se:

$$\begin{aligned}
\hat{i}_Q^h(t) = & \sqrt{2s_1}RA_LA_s(t) \sin(\omega_{IF}t + \phi_s(t))\hat{h} + \\
& + \sqrt{2s_1}R\Re \left\{ [A_Ln_s(t) + A_s(t)n_L(t)e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t+\pi/2)} \right\} \hat{h} .
\end{aligned} \tag{4.4}$$

Da forma análoga, o cálculo da fotocorrente em fase pode ser realizado, partindo-se da Equação (4.2):

$$\begin{aligned}
\hat{i}_I^h(t) = & \sqrt{2(1-s_1)}RA_LA_s(t) \cos(\omega_{IF}t + \phi_s(t))\hat{h} + \\
& + \sqrt{2(1-s_1)}R\Re \left\{ [A_Ln_s(t) + A_s(t)n_L(t)e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t)} \right\} \hat{h} .
\end{aligned} \tag{4.5}$$

Idealmente, ambos os coeficientes de divisão, s_1 e $(1-s_1)$, deveriam possuir o valor igual a $1/2$.

A Figura 4.3 mostra o efeito causado por um *offset* de 40% entre os coeficientes do *splitter* indicado. Esse *offset* de 40% representa um valor de $s_1 = 0,3$ e, consequentemente, um valor de $(1-s_1) = 0,7$. Para se chegar a esses valores foi assumido que um *offset* de 0% é representado por $s_1 = 0,5$ e um *offset* de 100%, por $s_1 = 0$. Dessa forma, $s_1 = 0,25$ representa um *offset* de 50% e assim por diante.

Observando-se a figura e as Equações (4.4) e (4.5), nota-se que uma das fotocorrentes (neste caso a fotocorrente em fase $i_I(t)$) tem sua amplitude aumentada enquanto a outra (fotocorrente em quadratura $i_Q(t)$) tem sua amplitude diminuída. No entanto, essa imperfeição não adiciona termos extras de ruído em nenhuma das fotocorrentes.

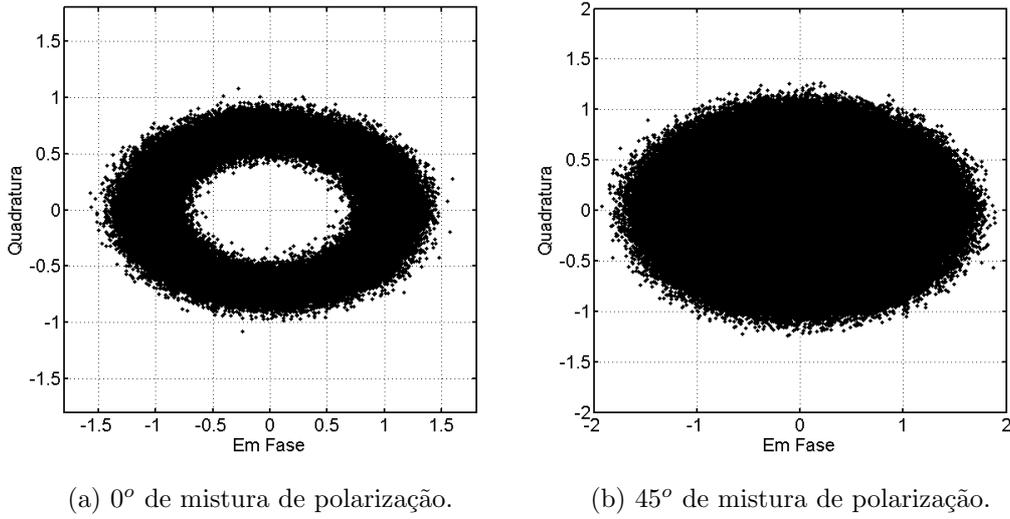


Figura 4.3: Impacto de um *offset* nos coeficientes do *splitter*.

4.1.2 Imperfeição no defasador

Com uma imperfeição de α graus no defasador indicado na figura, a única corrente afetada é a $i_Q^{\hat{h}}(t)$, a qual pode ser calculada com base na Equação (4.1):

$$\begin{aligned}
i_Q^{\hat{h}}(t) = & (R/4) \left\{ |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 + |A_L + n_L(t)|^2 \right\} \hat{h} + \\
& +(R/2)A_L A_s(t) \sin(\phi_s(t) + \omega_{IF}t + \alpha) \hat{h} + \\
& +(R/2)\Re \left\{ [A_L n_s(t) + A_s(t)n_L(t)e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t + \pi/2 + \alpha)} \right\} \hat{h} - \\
& -(R/4) \left\{ |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 + |A_L + n_L(t)|^2 \right\} \hat{h} + \\
& +(R/2)A_L A_s(t) \sin(\phi_s(t) + \omega_{IF}t + \alpha) \hat{h} + \\
& +(R/2)\Re \left\{ [A_L n_s(t) + A_s(t)n_L(t)e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t + \pi/2 + \alpha)} \right\} \hat{h}.
\end{aligned} \tag{4.6}$$

Realizando-se as simplificações possíveis, obtém-se:

$$\begin{aligned}
i_Q^{\hat{h}}(t) = & RA_L A_s(t) \sin(\omega_{IF}t + \phi_s(t) + \alpha) \hat{h} + \\
& + R\Re \left\{ [A_L n_s(t) + A_s(t)n_L(t)e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t + \pi/2 + \alpha)} \right\} \hat{h},
\end{aligned} \tag{4.7}$$

sendo o valor ideal de α igual a 0° .

A Figura 4.4 mostra o efeito causado por um *offset* de 25° no defasador indicado na Figura 4.1, ou seja, com um valor de $\alpha = 25^\circ$. Como pode ser observado na figura e na Equação (4.7), com essa imperfeição na fase também não há adição de termos extras de ruído, mas sim de um ângulo diferente de 90° entre as duas fotocorrentes.

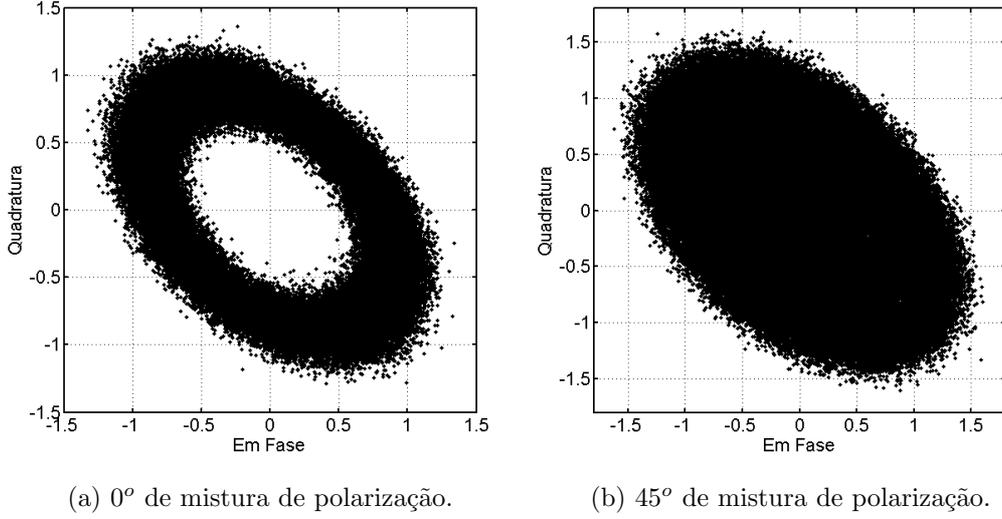


Figura 4.4: Impacto de um *offset* de fase no defasador.

4.1.3 Imperfeição no acoplador

Também, com uma imperfeição nos coeficientes de acoplamento do acoplador indicado na Figura 4.1, a única corrente afetada é a $\hat{i}_Q^h(t)$. Utilizando-se a Equação (4.1), pode-se calcular:

$$\begin{aligned}
\hat{i}_Q^h(t) = & R \left\{ (1 - c_1)(1/2) |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 + c_1(1/2) |A_L + n_L(t)|^2 \right\} \hat{h} + \\
& + R\sqrt{c_1(1 - c_1)} A_L A_s(t) \sin(\phi_s(t) + \omega_{IF}t) \hat{h} + \\
& + R\sqrt{c_1(1 - c_1)} \Re \left\{ [A_L n_s(t) + A_s(t)n_L(t)e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t + \pi/2)} \right\} \hat{h} - \\
& - R \left\{ c_1(1/2) |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 + (1 - c_1)(1/2) |A_L + n_L(t)|^2 \right\} \hat{h} + \\
& + R\sqrt{c_1(1 - c_1)} A_L A_s(t) \sin(\phi_s(t) + \omega_{IF}t) \hat{h} + \\
& + R\sqrt{c_1(1 - c_1)} \Re \left\{ [A_L n_s(t) + A_s(t)n_L(t)e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t + \pi/2)} \right\} \hat{h} .
\end{aligned} \tag{4.8}$$

Agrupando os termos, tem-se:

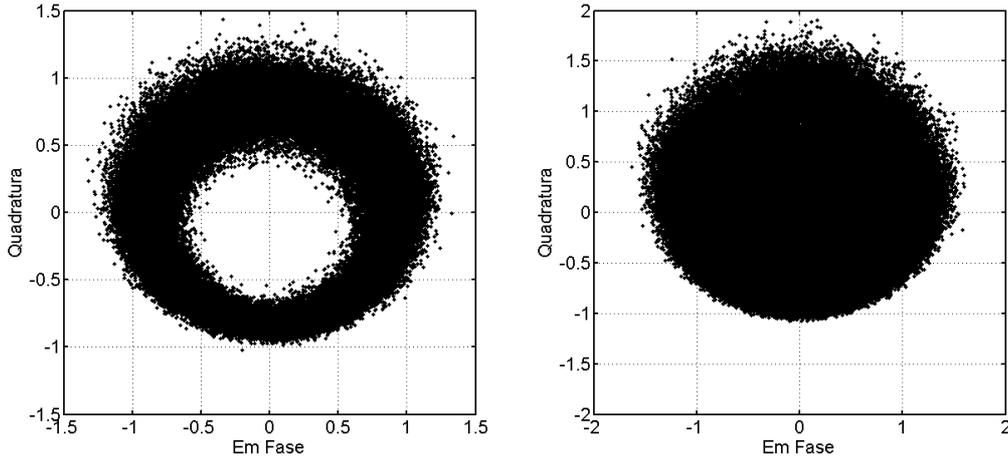
$$\begin{aligned}
\hat{i}_Q^h(t) = & [(1 - c_1) - c_1] \frac{R}{2} |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 \hat{h} + [c_1 - (1 - c_1)] \frac{R}{2} |A_L + n_L(t)|^2 \hat{h} + \\
& + 2\sqrt{c_1(1 - c_1)} R A_L A_s(t) \sin(\omega_{IF}t + \phi_s(t)) \hat{h} + \\
& + 2\sqrt{c_1(1 - c_1)} R \Re \left\{ [A_L n_s(t) + A_s(t)n_L(t)e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t + \pi/2)} \right\} \hat{h} .
\end{aligned} \tag{4.9}$$

Realizando-se, ainda, as simplificações possíveis, pode-se escrever:

$$\begin{aligned}
\hat{i}_Q(t) = & (1 - 2c_1) \frac{R}{2} |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 \hat{h} + (2c_1 - 1) \frac{R}{2} |A_L + n_L(t)|^2 \hat{h} + \\
& + 2\sqrt{c_1 - c_1^2} R A_L A_s(t) \sin(\omega_{IF}t + \phi_s(t)) \hat{h} + \\
& + 2\sqrt{c_1 - c_1^2} R \Re \{ [A_L n_s(t) + A_s(t) n_L(t) e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t + \pi/2)} \} \hat{h},
\end{aligned} \tag{4.10}$$

em que o valor ideal dos coeficientes c_1 e $(1 - c_1)$ é $1/2$.

A Figura 4.5 mostra o efeito causado por um *offset* de 40% entre os coeficientes do acoplador indicado na Figura 4.1, ou seja, com um valor de $c_1 = 0,3$. A correspondência dos valores de c_1 com os valores do *offset* entre os coeficientes do acoplador, dados em porcentagem, foi a mesma utilizada no caso do *splitter*. Como pode ser observado na figura e na Equação (4.10), são adicionados termos extras de ruído na fotocorrente em quadratura ($i_Q(t)$), os batimentos sinal-ruído e ruído-ruído do sinal recebido e os batimentos sinal-ruído e ruído-ruído do LO.



(a) 0° de mistura de polarização.

(b) 45° de mistura de polarização.

Figura 4.5: Impacto de um *offset* nos coeficientes do acoplador.

4.1.4 Imperfeição nos fotodetectores

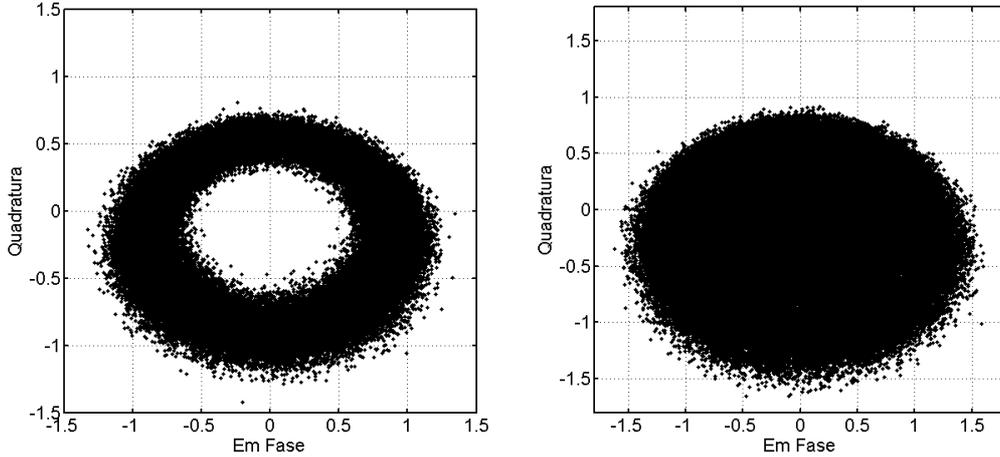
Desbalanceando-se as responsividades (R_1 e R_2) do par de fotodetectores indicados na Figura 4.1, pode-se notar que, novamente, só a corrente $\hat{i}_Q(t)$ é afetada. Partindo-se da Equação (4.1), pode-se calcular:

$$\begin{aligned}
i_{\hat{h}}^Q(t) = & R_1 \left\{ (1/4) |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 + (1/4) |A_L + n_L(t)|^2 \right\} \hat{h} + \\
& + R_1(1/2) A_L A_s(t) \sin(\phi_s(t) + \omega_{IF}t) \hat{h} + \\
& + R_1(1/2) \Re \left\{ [A_L n_s(t) + A_s(t) n_L(t) e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t + \pi/2)} \right\} \hat{h} - \\
& - R_2 \left\{ (1/4) |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 + (1/4) |A_L + n_L(t)|^2 \right\} \hat{h} + \\
& + R_2(1/2) A_L A_s(t) \sin(\phi_s(t) + \omega_{IF}t) \hat{h} + \\
& + R_2(1/2) \Re \left\{ [A_L n_s(t) + A_s(t) n_L(t) e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t + \pi/2)} \right\} \hat{h} .
\end{aligned} \tag{4.11}$$

Agrupando-se os termos, tem-se:

$$\begin{aligned}
i_{\hat{h}}^Q(t) = & \left(\frac{R_1 - R_2}{4} \right) |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 \hat{h} + \left(\frac{R_1 - R_2}{4} \right) |A_L + n_L(t)|^2 \hat{h} + \\
& + \left(\frac{R_1 + R_2}{2} \right) A_L A_s(t) \sin(\omega_{IF}t + \phi_s(t)) \hat{h} + \\
& + \left(\frac{R_1 + R_2}{2} \right) \Re \left\{ [A_L n_s(t) + A_s(t) n_L(t) e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t + \pi/2)} \right\} \hat{h} .
\end{aligned} \tag{4.12}$$

Idealmente, para que os fotodetectores sejam perfeitamente balanceados, o valor de R_1 deve ser igual ao de R_2 .



(a) 0° de mistura de polarização.

(b) 45° de mistura de polarização.

Figura 4.6: Impacto de um descasamento nas responsividades dos fotodetectores.

A Figura 4.6 mostra o efeito causado por um desvio de 40% entre as responsividades do par de fotodetectores indicado na Figura 4.1, ou seja, fixando-se o valor de R_2 em 0,9 A/W, $R_1 = 0,54$ representa um desvio de 40%. Nesse caso, foi considerado que $R_1 = 0,9$ A/W, ou seja, $R_1 = R_2$, corresponde a 0% de imperfeição enquanto que

$R_1 = 0$ corresponde a 100% de imperfeição. Dessa forma, $R_1 = 0,45$ A/W corresponde a 50% de imperfeição e assim por diante.

Como pode ser observado na figura e na Equação (4.12), também são adicionados termos extras de ruído de batimento na fotocorrente em quadratura ($i_Q(t)$).

4.1.5 Imperfeição conjunta nos componentes avaliados

É possível, também, encontrar equações para as fotocorrentes que levam em conta todas as imperfeições apontadas na Figura 4.1, conjuntamente. A equação para a fotocorrente $i_I^{\hat{h}}(t)$ é a mesma da Equação (4.5), pois essa fotocorrente só é afetada por uma imperfeição no *splitter*, enquanto a equação para a corrente $i_Q^{\hat{h}}(t)$, afetada por todas as imperfeições investigadas, é apresentada a seguir:

$$\begin{aligned}
i_Q^{\hat{h}}(t) = & R_1 \left\{ (1 - c_1)s_1 |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 + c_1(1/2) |A_L + n_L(t)|^2 \right\} \hat{h} + \\
& + R_1 \sqrt{2s_1c_1(1 - c_1)} A_L A_s(t) \sin(\phi_s(t) + \omega_{IF}t + \alpha) \hat{h} + \\
& + R_1 \sqrt{2s_1c_1(1 - c_1)} \Re \left\{ [A_L n_s(t) + A_s(t)n_L(t)e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t + \pi/2 + \alpha)} \right\} \hat{h} - \\
& - R_2 \left\{ c_1s_1 |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 + (1 - c_1)(1/2) |A_L + n_L(t)|^2 \right\} \hat{h} + \\
& + R_2 \sqrt{2s_1c_1(1 - c_1)} A_L A_s(t) \sin(\phi_s(t) + \omega_{IF}t + \alpha) \hat{h} + \\
& + R_2 \sqrt{2s_1c_1(1 - c_1)} \Re \left\{ [A_L n_s(t) + A_s(t)n_L(t)e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t + \pi/2 + \alpha)} \right\} \hat{h}. \tag{4.13}
\end{aligned}$$

Agrupando-se os termos, pode-se ainda escrever:

$$\begin{aligned}
i_Q^{\hat{h}}(t) = & (R_1 - R_1c_1 - R_2c_1)s_1 |A_s(t)e^{j\phi_s(t)} + n_s(t)|^2 \hat{h} + \\
& + (R_1c_1 - R_2 + R_2c_1) \frac{1}{2} |A_L + n_L(t)|^2 \hat{h} + \\
& + (R_1 + R_2) \sqrt{2s_1c_1(1 - c_1)} A_L A_s(t) \sin(\omega_{IF}t + \phi_s(t) + \alpha) \hat{h} + \\
& + (R_1 + R_2) \sqrt{2s_1c_1(1 - c_1)} \times \\
& \times \Re \left\{ [A_L n_s(t) + A_s(t)n_L(t)e^{j\phi_s(t)}] e^{j(\omega_{IF}t + \frac{\pi}{2} + \alpha)} \right\} \hat{h}. \tag{4.14}
\end{aligned}$$

A Figura 4.7 mostra o efeito causado, na constelação QPSK, por todas as imperfeições previamente descritas, para a orientação de polarização horizontal. A figura reflete o que é apresentado nas Equações (4.5) e (4.14).

Além das imperfeições estudadas, outras imperfeições podem estar presentes no *front-end*, como, por exemplo, uma diferença no comprimento do caminho percorrido por cada fluxo óptico, o que requer uma posterior sincronização temporal dos sinais.

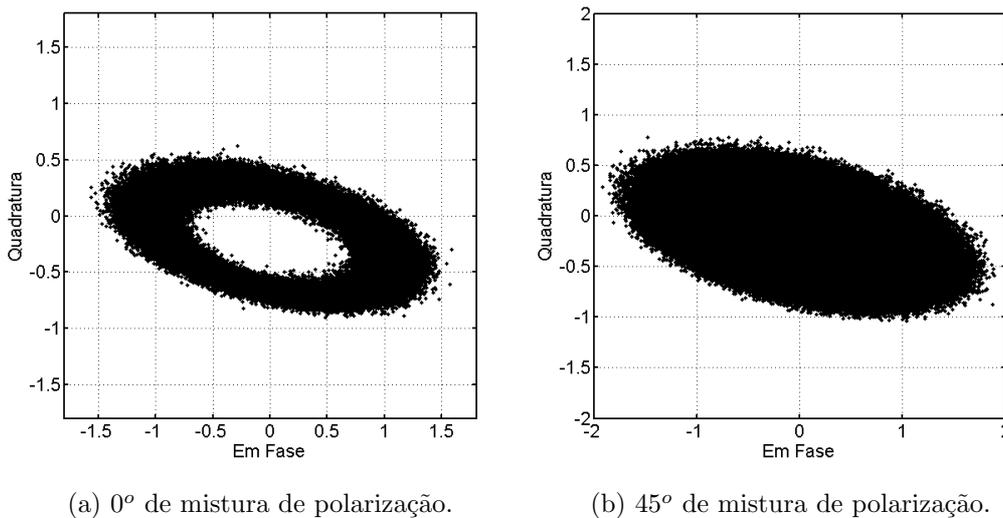


Figura 4.7: Impacto de todas as imperfeições simultaneamente.

4.2 Métodos de compensação do desbalanceamento de quadratura

As imperfeições na híbrida e nos fotodetectores do *front-end* óptico devem ser compensadas para um melhor desempenho do sistema. Em alguns casos, a não compensação dessas imperfeições é, até mesmo, proibitiva para um desempenho aceitável do sistema.

Diversos algoritmos para a compensação do QI vêm sendo propostos e estudados recentemente. No presente estudo, foram investigados dois desses métodos, sendo, ambos, apresentados a seguir.

4.2.1 Método de ortogonalização de Gram-Schmidt

O método de ortogonalização de Gram-Schmidt (*Gram-Schmidt Orthogonalization Procedure* - GSOP) possibilita que um conjunto de amostras não-ortonormais seja transformado em um conjunto de amostras ortonormais [12]. Um conjunto de pontos ou amostras é dito não-ortogonal caso os pontos estejam correlacionados. Já um conjunto de pontos ortonormais significa que esses pontos são ortogonais (descorrelacionados) e possuem uma média quadrática com valor unitário, ou seja, foram normalizados.

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

$$I(t) = \frac{i_I(t)}{\sqrt{P_I}}, \quad (4.15)$$

$$Q'(t) = i_Q(t) - \frac{\rho i_I(t)}{P_I}, \quad (4.16)$$

$$Q(t) = \frac{Q'(t)}{\sqrt{P_Q}}, \quad (4.17)$$

em que $P_I = E\{i_I^2(t)\}$, $P_Q = E\{i_Q^2(t)\}$, $\rho = E\{i_I(t) \cdot i_Q(t)\}$ é o coeficiente de correlação e $E\{\cdot\}$ denota o operador média conjunta ou valor esperado.

A Figura 4.8 representa a constelação QPSK com a presença do desbalanceamento de quadratura (Figura 4.8a) e a constelação, após a ortogonalização de Gram-Schmidt, com o QI corrigido (Figura 4.8b).

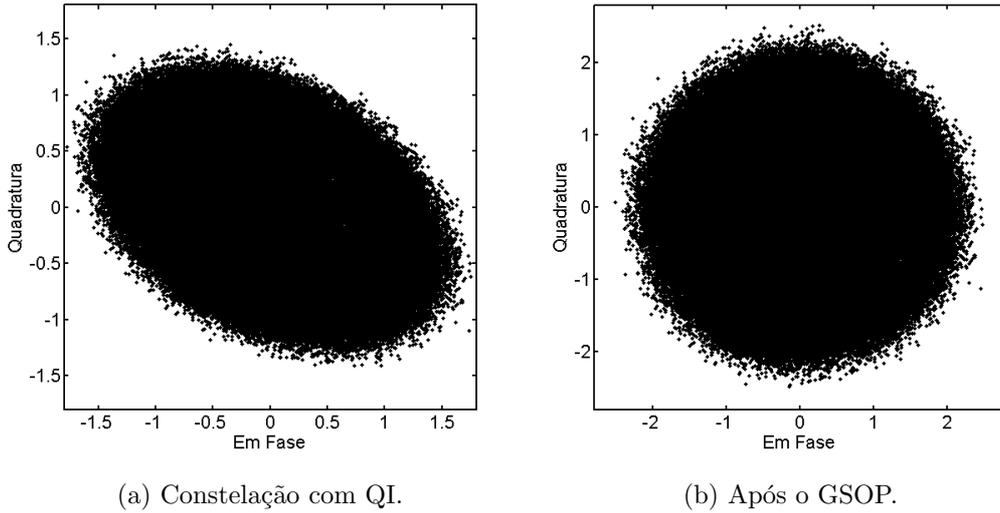


Figura 4.8: Constelação QPSK antes e depois da ortogonalização de Gram-Schmidt.

Esse método pode ser mais facilmente interpretado se for considerado um conjunto de vetores. Um dos vetores serve como referência e o outro é ortogonalizado em relação ao primeiro, como pode ser observado na Figura 4.9. A ortogonalização é feita decorrelacionando-se as componentes em fase e em quadratura.

Utilizando-se os vetores apresentados na figura para uma melhor visualização do método, pode-se dizer que a Equação (4.15) é responsável pela normalização do vetor r_1 , que resulta no vetor g_1 . O segundo termo da Equação (4.16) representa a projeção do vetor r_2 em r_1 . Essa projeção é, então, subtraída do vetor r_2 , o que ortogonaliza os dois vetores. Já na Equação (4.17), o novo vetor é normalizado, resultando no vetor g_2 .

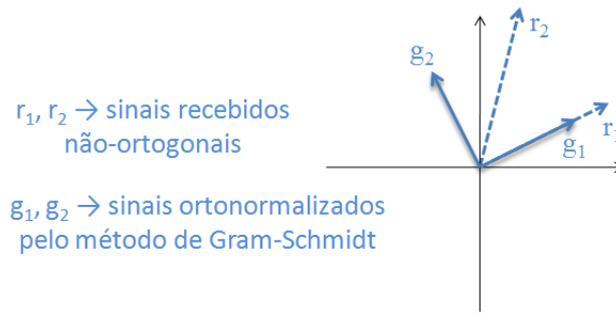


Figura 4.9: Representação do método de ortogonalização de Gram-Schmidt.

Como exemplo do funcionamento do método, sejam assumidos dois vetores não-ortogonais arbitrários $v_1 = (3, 2)$ e $v_2 = (1, 4)$, os quais são mostrados na Figura 4.10.

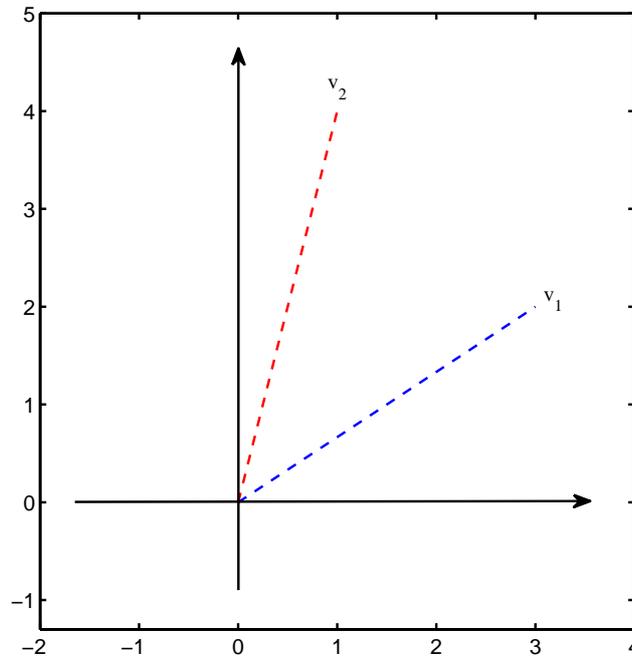


Figura 4.10: Vetores não-ortogonais.

Dessa forma, pode-se calcular:

$$P_1 = E\{v_1^2\} = E\{3 \times 3 + 2 \times 2\} = 13 ,$$

$$\rho = E\{v_1 \cdot v_2\} = E\{3 \times 1 + 2 \times 4\} = 11 .$$

Procedendo-se com a normalização do vetor v_1 :

$$e_1 = \frac{v_1}{\sqrt{P_1}} = \frac{(3, 2)}{\sqrt{13}} = (3/\sqrt{13}, 2/\sqrt{13}) \approx (0,832, 0,555) .$$

A projeção de v_2 em v_1 pode ser calculada como:

$$\text{proj}_{v_2}(v_1) = \frac{\rho v_1}{P_1} = \frac{11(3, 2)}{13} \approx (2,539, 1,692) .$$

A ortogonalização de v_2 em relação a v_1 pode ser então realizada, subtraindo-se a projeção de v_2 em v_1 do próprio vetor v_2 :

$$v'_2 = v_2 - \text{proj}_{v_2}(v_1) = (1, 4) - (2,539, 1,692) = (-1,539, 2,308) .$$

Falta apenas a normalização do vetor v'_2 :

$$P_2 = E\{(v'_2)^2\} = E\{-1,539 \times -1,539 + 2,308 \times 2,308\} \approx 7,695 ,$$

$$e_2 = \frac{v'_2}{\sqrt{P_2}} = \frac{(-1,539, 2,308)}{\sqrt{7,695}} \approx (-0,555, 0,832) .$$

Na Figura 4.11, são mostrados os vetores ortonormais e_1 e e_2 , além da projeção de v_2 em v_1 , do vetor v'_2 e dos vetores originais não-ortonormais v_1 e v_2 .

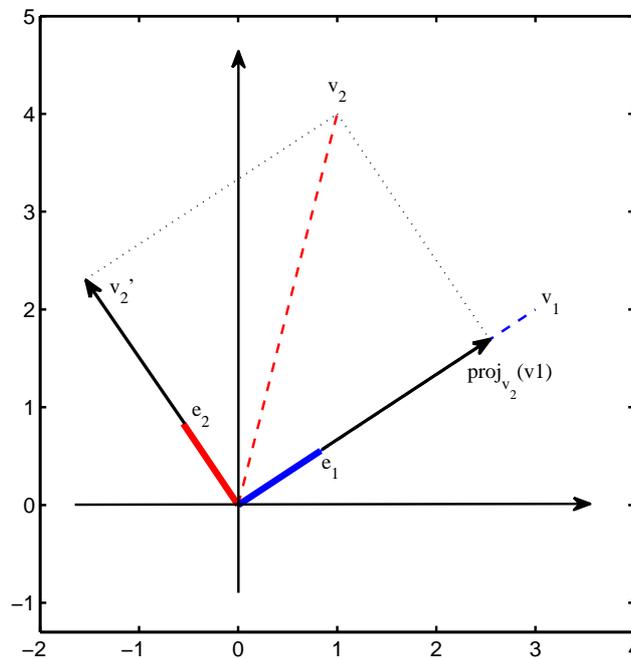


Figura 4.11: Exemplo de vetores ortonormalizados pelo GSOP.

Para se confirmar a ortogonalidade dos vetores e_1 e e_2 , seu produto interno deve ser igual a zero, ou seja:

$$e_1 \cdot e_2 = (0,832, 0,555) \cdot (-0,555, 0,832) = 0,832 \times -0,555 + 0,555 \times 0,832 = 0 .$$

Para confirmar que os vetores estão normalizados, pode-se verificar sua média quadrática, a qual deve ser igual a 1:

$$e_{1q} = \sqrt{0,832^2 + 0,555^2} = 0,692 + 0,308 = 1 ,$$

$$e_{2q} = \sqrt{-0,555^2 + 0,832^2} = 0,308 + 0,692 = 1 .$$

Nesse método, cada orientação de polarização é processada de forma independente.

4.2.2 Método de ajuste por elipses

No método de ajuste por elipses (*ellipse fitting method* - EFM) é feita, primeiramente, a estimação do QI e, em seguida, a sua compensação. Na fase de estimação do QI, o primeiro passo é realizar o ajuste da constelação QPSK para uma elipse. Os algoritmos mais utilizados para esse ajuste baseiam-se no algoritmo dos mínimos quadrados. A minimização da soma dos quadrados da distância entre os pontos e a elipse é utilizada nos algoritmos desenvolvidos em [9] e em [35] para ajustar a constelação para uma elipse.

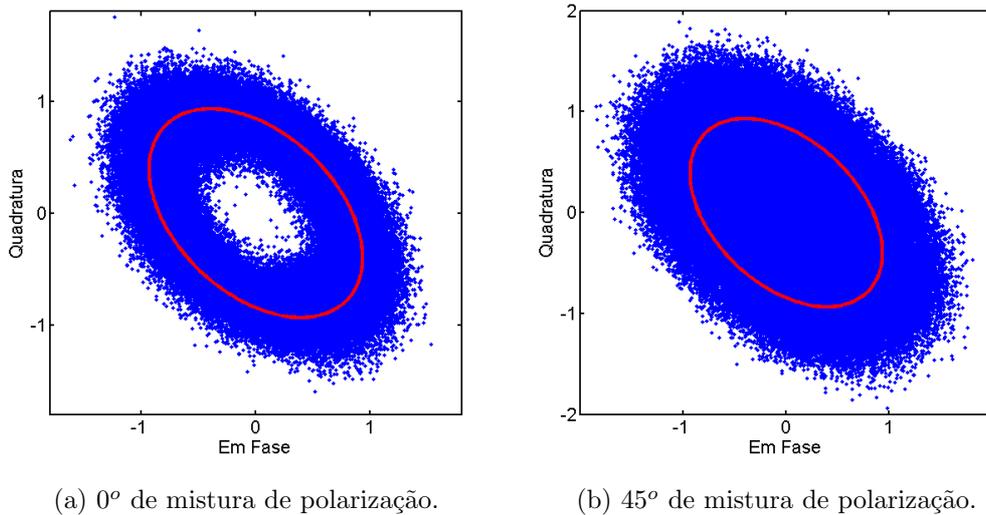


Figura 4.12: Constelações ajustadas para elipses.

A Figura 4.12 mostra a elipse, estimada pelo algoritmo proposto em [35], a qual descreve a constelação. Ambas as constelações da figura são afetadas por uma imper-

feição de 25° no defasador, sendo que, na constelação da Figura 4.12a, não há mistura entre os sinais enviados em cada orientação de polarização e, na constelação da Figura 4.12b, há mistura de 45° entre esses sinais.

A Figura 4.13 exibe as mesmas constelações da Figura 4.12, porém, com a visualização em forma de um histograma. A elipse estimada pelo algoritmo é mostrada na cor vermelha.

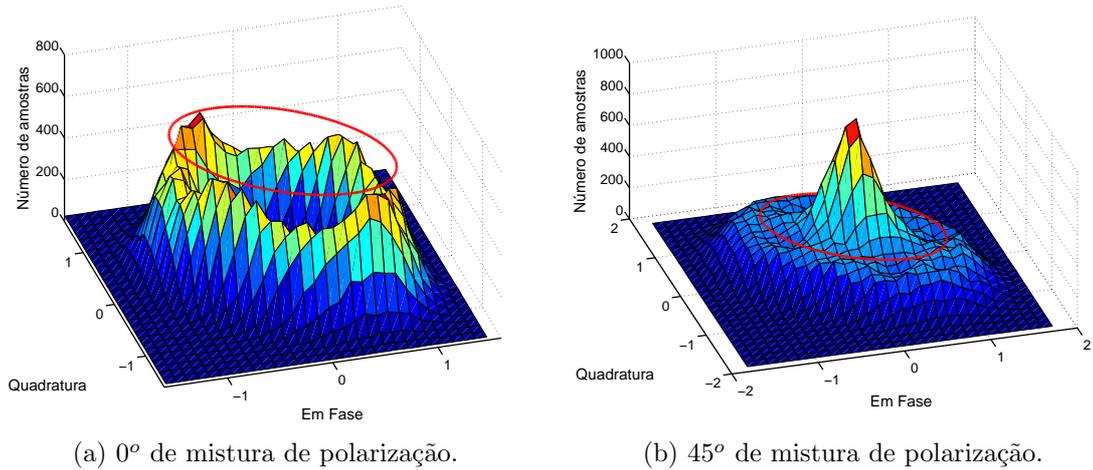


Figura 4.13: Constelações ajustadas para elipses - histograma.

Dando sequência ao EFM, são extraídos os parâmetros da elipse estimada: as coordenadas do seu centro (x_0, y_0) , seus valores máximos em ambos os semi-eixos (x_{max} e y_{max}) e seu ângulo de rotação α , conforme ilustrado na Figura 4.14.

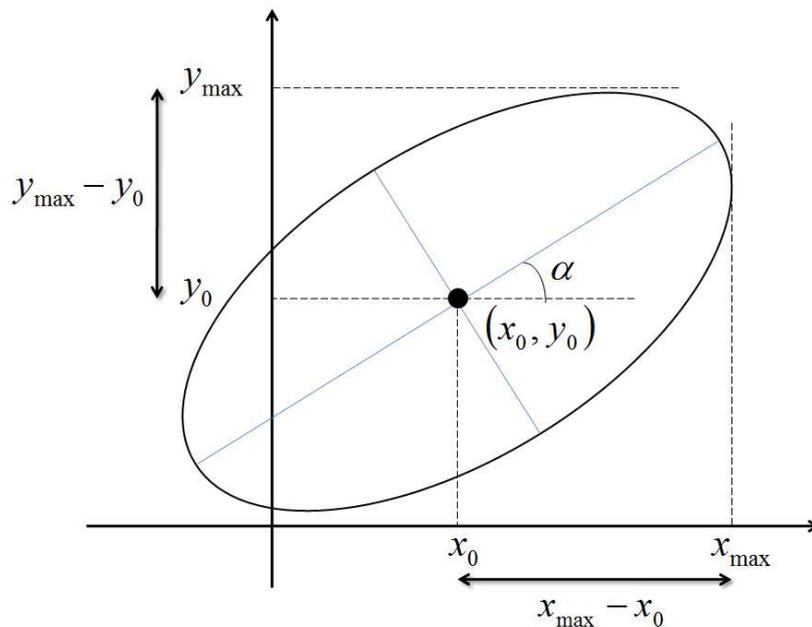


Figura 4.14: Parâmetros da elipse.

A partir dos parâmetros extraídos da elipse, podem ser feitas estimativas dos desbalanceamentos de amplitude ($\hat{\varepsilon}$) e de fase ($\hat{\varphi}$), o que conclui a fase de estimação do QI.

Uma estimativa do desbalanceamento de amplitude pode ser calculada da seguinte maneira (com base em [36]):

$$\hat{\varepsilon} = \left(\frac{x_{max} - x_0}{y_{max} - y_0} \right) - 1 . \quad (4.18)$$

Dessa forma, se o valor de $\hat{\varepsilon}$ ficar muito próximo de zero, significa que a constelação foi ajustada para um círculo, ou seja, que praticamente não há desbalanceamento de amplitude.

E uma estimativa do desbalanceamento de fase pode ser calculada como [37]:

$$\hat{\varphi} = \frac{\pi}{2} - \cos^{-1} \left\{ \tan(2\alpha) \frac{(x_{max} - x_0)^2 - (y_{max} - y_0)^2}{2(x_{max} - x_0)(y_{max} - y_0)} \right\} . \quad (4.19)$$

Desconsiderando-se os termos de ruído das Equações (3.66) e (3.67) e assumindo-se uma amplitude genérica A e uma fase genérica qualquer, pode-se escrever expressões para as fotocorrentes, afetadas pelo QI, da seguinte maneira (com base em [10]):

$$i_I(t) = (1 + \varepsilon)A \cos(\omega_{IF}t) + a ; \quad (4.20)$$

$$i_Q(t) = A \sin(\omega_{IF}t + \varphi) + b , \quad (4.21)$$

nas quais a e b representam os valores DC da fotocorrente em fase e em quadratura, respectivamente. Considerou-se, arbitrariamente, que a fotocorrente $i_I(t)$ possui um desbalanceamento ε na sua amplitude em comparação com $i_Q(t)$ e que a fotocorrente $i_Q(t)$ possui um desbalanceamento de fase φ em relação à $i_I(t)$.

A partir de então, o algoritmo entra na fase de compensação do QI. A ortogonalização das componentes em fase e em quadratura é feita com base no procedimento descrito em [10], a partir das estimativas de desbalanceamento já calculadas.

Inicialmente, deve-se remover o valor médio da amplitude das fotocorrentes. Em [36], é proposto que se utilize as coordenadas do centro da elipse como estimativas para o valor DC de cada fotocorrente:

$$\begin{bmatrix} I_{DC-free}(t) \\ Q_{DC-free}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_I(t) - x_0 \\ i_Q(t) - y_0 \end{bmatrix} . \quad (4.22)$$

Após a remoção do valor DC, podem-se reescrever as expressões das fotocorrentes:

$$I_{DC-free}(t) = (1 + \varepsilon)A \cos(\omega_{IF}t) ; \quad (4.23)$$

$$Q_{DC-free}(t) = A \sin(\omega_{IF}t + \varphi) . \quad (4.24)$$

Tratando-se as fotocorrentes como vetores, são requeridos dois coeficientes (E e P) para a compensação do QI: um para ajustar a amplitude de um dos vetores (E) e o outro para rotacionar o outro vetor (P), ortogonalizando ambos os vetores. Essa transformação linear foi proposta em [10] e é realizada da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} I(t) \\ Q(t) \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} E & 0 \\ P & 1 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} I_{DC-free}(t) \\ Q_{DC-free}(t) \end{bmatrix} , \quad (4.25)$$

em que $I(t)$ e $Q(t)$ representam as fotocorrentes ortogonalizadas em fase e em quadratura, respectivamente. O coeficiente E , o qual ajusta a amplitude do vetor que corresponde à fotocorrente em fase, é definido por:

$$E = \cos \hat{\varphi} / (1 + \hat{\varepsilon}) \quad (4.26)$$

e o coeficiente de rotação P , que serve para rotacionar o vetor correspondente à fotocorrente em quadratura, é definido por:

$$P = -\sin \hat{\varphi} / (1 + \hat{\varepsilon}) . \quad (4.27)$$

A Figura 4.15 ilustra esse procedimento de correção dos desbalanceamentos de amplitude e de fase.

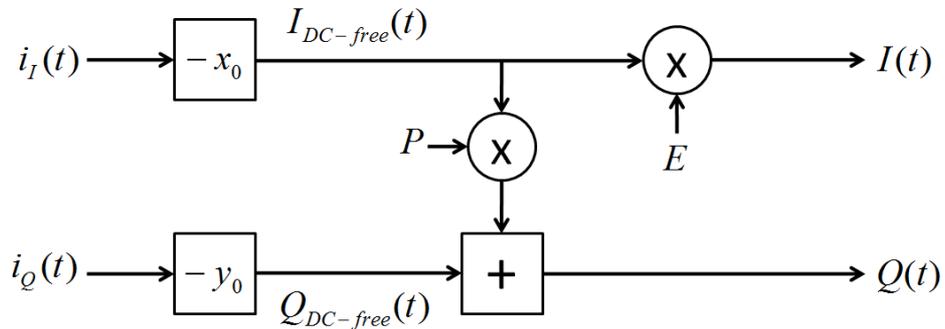


Figura 4.15: Procedimento de correção dos desbalanceamentos de amplitude e de fase.

Para a verificação do funcionamento da transformação linear, pode-se desenvolver a Equação (4.25), utilizando-se a definição dos coeficientes E e P nas Equações (4.26)

e (4.27). Considerando-se que a estimativa do desbalanceamento de amplitude corresponde ao próprio desbalanceamento de amplitude, ou seja, que $\hat{\varepsilon} = \varepsilon$ e que a estimativa do desbalanceamento de fase corresponde ao próprio desbalanceamento de fase, ou seja, que $\hat{\varphi} = \varphi$, pode-se escrever:

$$I(t) = E \times I_{DC-free}(t) + 0 \times Q_{DC-free}(t) \quad (4.28)$$

$$I(t) = \frac{\cos \varphi}{(1 + \varepsilon)} (1 + \varepsilon) A \cos(\omega_{IF} t) \quad (4.29)$$

$$I(t) = A \cos \varphi \cos(\omega_{IF} t) . \quad (4.30)$$

Da mesma forma, pode-se calcular:

$$Q(t) = P \times I_{DC-free}(t) + 1 \times Q_{DC-free}(t) \quad (4.31)$$

$$Q(t) = \frac{-\sin \varphi}{(1 + \varepsilon)} (1 + \varepsilon) A \cos(\omega_{IF} t) + A \sin(\omega_{IF} t + \varphi) \quad (4.32)$$

$$Q(t) = -A \sin \varphi \cos(\omega_{IF} t) + A \sin(\omega_{IF} t + \varphi) . \quad (4.33)$$

Utilizando-se a propriedade $\sin(a + b) = \sin a \cos b + \sin b \cos a$, pode-se, ainda, escrever:

$$Q(t) = -A \sin \varphi \cos(\omega_{IF} t) + A \sin(\omega_{IF} t) \cos \varphi + A \sin \varphi \cos(\omega_{IF} t) \quad (4.34)$$

$$Q(t) = A \cos \varphi \sin(\omega_{IF} t) . \quad (4.35)$$

Comparando-se as Equações (4.30) e (4.35), nota-se que a transformação linear resulta em dois sinais ortogonais $I(t)$ e $Q(t)$ de mesma amplitude. No processo de correção, foi introduzido um termo multiplicativo $\cos \varphi$ na amplitude das fotocorrentes. Isso, no entanto, não modifica significativamente o valor da amplitude caso o desbalanceamento de fase φ presente não seja muito grande.

5 Simulações e Resultados

Utilizando-se o MATLAB[®], foi simulado um sistema óptico como descrito nas Figuras 5.3 e 5.4. Primeiramente, foram geradas duas sequências pseudo-aleatórias de 2.000.000 bits cada uma (sendo uma sequência para cada sinal multiplexado em polarização). Essa quantidade de bits é suficiente para garantir 2.000 erros, em média, a uma BER de 10^{-3} . O mapeamento pelo código de Gray foi utilizado para mapear cada sequência em 1.000.000 de símbolos DC-QPSK (representação em banda-base do sinal óptico).

Em seguida, os símbolos DC-QPSK foram submetidos a um canal óptico, no qual foram corrompidos por um ruído de fase modelado pelo processo discreto de Wiener, correspondendo a um produto largura de linha por tempo de símbolo igual a 4×10^{-5} . Esse valor é conseguido utilizando-se o tempo de símbolo de 400 ns, que corresponde ao inverso da taxa de símbolo de 25 Gbaud em uma polarização e uma largura de linha típica de 1 MHz, para o laser transmissor e para o laser do LO. Após o ruído de fase, os símbolos foram corrompidos por um ruído gaussiano branco complexo (com variância $N_0/2$ em I e em Q), representando o ruído ASE. Ambos os ruídos foram adicionados a ambas as sequências de símbolos, separadamente. Além disso, ainda na etapa de transmissão, as duas sequências de símbolos foram misturadas por meio da matriz de rotação de Jones de 45° :

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \cos(45^\circ) & -\sin(45^\circ) \\ \sin(45^\circ) & \cos(45^\circ) \end{bmatrix}. \quad (5.1)$$

Já na recepção, o *front-end* óptico foi simulado pela multiplicação das sequências misturadas pela função de transferência de campo da híbrida 2x4 de 90° (Equação (3.43)) e pela passagem das sequências resultantes através de um conjunto de dispositivos balanceados que tomam o quadrado do módulo da soma de suas entradas. As Equações (3.44) e (3.45) representam duas das saídas do *front-end*. É importante notar que os ruídos *shot* e térmico não foram considerados, por serem desprezíveis em sistemas ópticos amplificados, nos quais o ruído de emissão espontânea é dominante.

Durante as simulações para as curvas de penalidade, foram introduzidas, separadamente, imperfeições nos componentes destacados na Figura 4.1: *offset* nos coeficientes dos *splitters* e acopladores; *offset* de fase no defasador; desbalanceamento das respostas dos pares de fotodetectores balanceados.

Tanto o acoplador de entrada (*splitter*) destacado, quanto o de saída, tiveram o valor de seus coeficientes de divisão, idealmente de 0,5, variados por *offsets* intervalados por 2%, de 0% até os 40%. Nesse caso, 40% de *offset* representa coeficientes de acoplamento de 0,3 e 0,7, ou seja, 30% e 70% da potência do sinal para cada saída.

O defasador, no qual foi inserida imperfeição, teve defasagens de $90^\circ + \alpha$ nas simulações, sendo α idealmente igual a zero. Seu valor foi variado a cada um grau nas simulações, de 0° até 25° .

Com o propósito de simular imperfeições nos fotodetectores balanceados, a responsividade de um dos fotodetectores do par destacado foi fixada em 0,9 A/W, enquanto a responsividade do outro fotodetector foi decrescida de 0% até 40% do seu valor máximo. Sendo o valor de 40%, dessa forma, correspondente a 0,54 A/W.

Para cada tipo de imperfeição no *front-end*, foi simulado um cenário com ausência de ortogonalização, porém com presença da normalização dos sinais pela sua potência média antes da demultiplexação de polarização e quatro cenários com normalização e ortogonalização: GSOP aplicado antes e depois da demultiplexação de polarização e EFM aplicado antes e depois da demultiplexação de polarização. Nos cenários com aplicação do GSOP, a remoção do valor DC das fotocorrentes foi realizada antes da compensação do QI, subtraindo de cada fotocorrente a sua média.

Para estimar a elipse no EFM foi utilizado o código em MATLAB[®] baseado no algoritmo dos mínimos quadrados, disponibilizado na *url* indicada em [35]. Tal código recebe os pontos da constelação e retorna as coordenadas do centro (x_0, y_0) , o semi-eixo maior (r_x) e o menor (r_y) e a inclinação da elipse (α) , conforme a Figura 5.1.

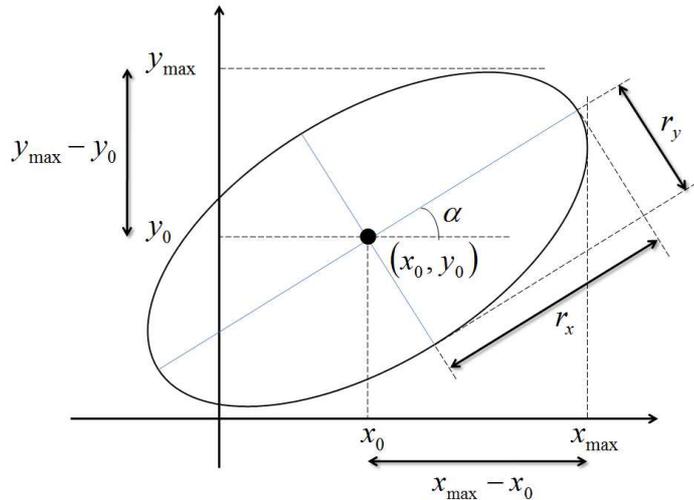


Figura 5.1: Parâmetros da elipse no EFM.

A partir desses parâmetros, a elipse foi construída, com base em [35], para a realização do cálculo dos valores máximos de cada semi-eixo $(x_{max}$ e $y_{max})$. Como exemplo

desse cálculo, é assumido que os seguintes parâmetros foram obtidos: $x_0 = 3$; $y_0 = 5$; $r_x = 7$; $r_y = 4$ e $\alpha = \pi/8$ rad. Primeiramente, um vetor \mathbf{v} de 300 pontos entre 0 e 2π foi gerado. Em seguida, a elipse, ainda sem inclinação e centralizada na origem, pode ser construída a partir de:

$$\mathbf{x} = r_x \cdot \mathbf{v} ;$$

$$\mathbf{y} = r_y \cdot \mathbf{v} ,$$

resultando na elipse mostrada na Figura 5.2a.

A inclinação e o centro da elipse podem ser incluídos da seguinte forma:

$$\mathbf{x}_1 = \cos(\alpha) \cdot \mathbf{x} - \sin(\alpha) \cdot \mathbf{y} + x_0 ;$$

$$\mathbf{y}_1 = \sin(\alpha) \cdot \mathbf{x} + \cos(\alpha) \cdot \mathbf{y} + y_0 ,$$

o que resulta na elipse mostrada na Figura 5.2b.

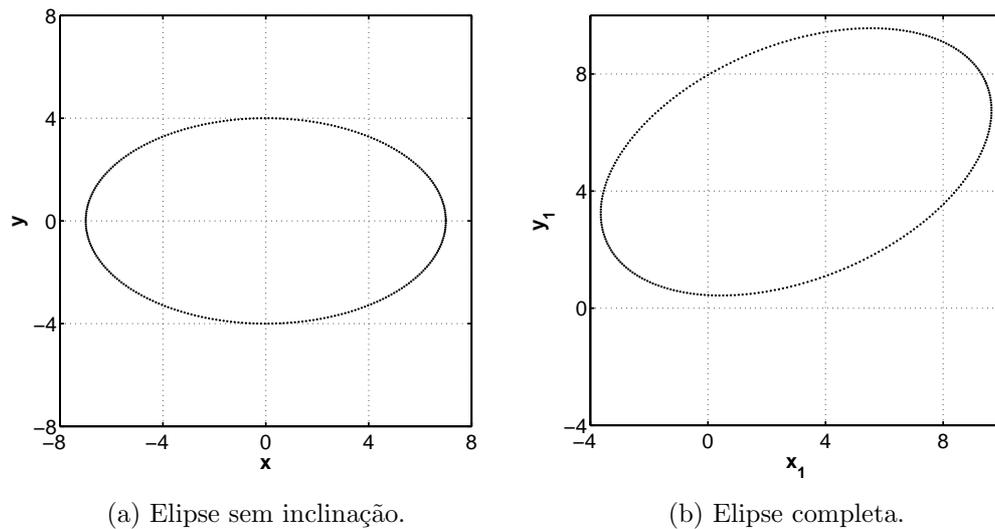


Figura 5.2: Exemplo da construção de uma elipse.

Então, os valores máximos de cada semi-eixo (como representado na Figura 5.1) podem ser facilmente calculados:

$$x_{max} = \max\{\mathbf{x}_1\} ;$$

$$y_{max} = \max\{\mathbf{y}_1\} .$$

Com todos os parâmetros necessários à disposição, foram calculadas as estimativas dos desbalanceamentos de amplitude e de fase, conforme foi descrito na Seção 4.2.2.

Em seguida, as coordenadas do centro da elipse foram utilizadas para a remoção do valor DC das fotocorrentes e a transformação linear, também descrita na Seção 4.2.2, foi aplicada para corrigir os desbalanceamentos de amplitude e de fase.

Além disso, para uma análise do desempenho conjunto entre as técnicas de compensação do QI e a demultiplexação de polarização, foram aplicados, em cada cenário, dois métodos de demultiplexação de polarização: o CMA (sistema da Figura 5.3) e o LMS-DD (sistema da Figura 5.4) sendo, ambos, aplicados separadamente para cada orientação de polarização. No caso do LMS-DD, porém, apenas os cenários sem ortogonalização e com a ortogonalização aplicada antes da demultiplexação foram simulados, visto que, na saída do LMS-DD, já se tem o símbolo decidido, não fazendo sentido, portanto, a aplicação da ortogonalização após o algoritmo. Uma possibilidade seria incluir a ortogonalização dentro da malha do algoritmo, mas essa possibilidade não foi explorada nesse estudo.

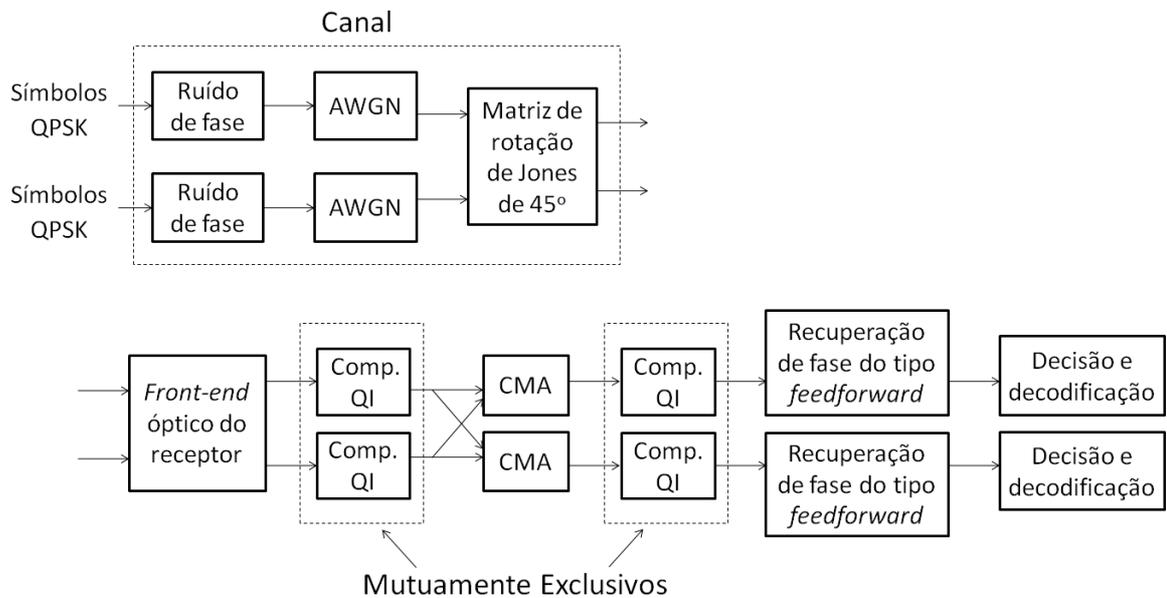


Figura 5.3: Diagrama de blocos do sistema simulado com o CMA.

Nas simulações não foram inseridas distorções como a CD e a PMD, apenas a rotação das polarizações. Dessa forma, seria suficiente apenas um coeficiente por filtro para realizar a demultiplexação de polarização. Além disso, como o valor da rotação de polarização é considerado fixo durante toda a transmissão, o equalizador não precisaria ser adaptativo. No entanto, nas simulações são utilizados algoritmos adaptativos e com mais de um coeficiente por filtro, os quais estão preparados para lidar com a CD e a PMD, que poderiam ser introduzidas em um trabalho futuro.

Tanto para o CMA quanto para o LMS-DD foi utilizado um passo de adaptação (μ) de 0,001, escolhido de maneira empírica, com um comprimento de filtro de 5 *taps*

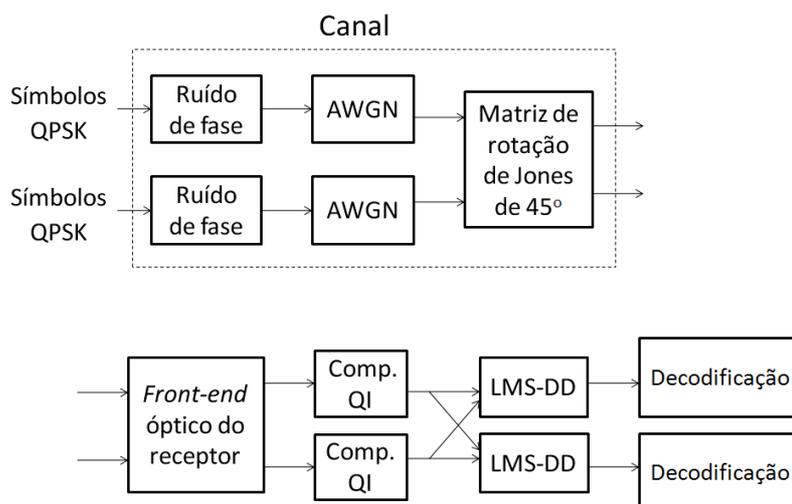


Figura 5.4: Diagrama de blocos do sistema simulado com o LMS-DD.

(mínimo utilizado em sistemas práticos) e o valor típico de duas amostras por símbolo (o processo de sobreamostragem foi realizado pela função *resample* do MATLAB[®]). As primeiras 10.000 amostras, as quais são suficientes para a convergência durante a fase de treinamento do CMA, foram descartadas. No caso do LMS-DD, as primeiras 10.000 também foram descartadas, pois o mesmo foi inicializado com o CMA durante sua fase de convergência. Os filtros da estrutura em borboleta foram inicializados conforme descrito na Seção 3.3.2.1.

Após a demultiplexação de polarização realizada pelo CMA, a recuperação de fase foi realizada para compensar o ruído de fase de Wiener, para cada polarização independentemente, utilizando um algoritmo Viterbi & Viterbi *feedforward* com filtro de máxima verossimilhança com comprimento de 40 *taps*. Esse número de *taps* é suficiente para garantir uma penalidade da SNR menor que 0,05 dB na recuperação de fase. Já no caso do LMS-DD, foi utilizada a recuperação de fase dirigida por decisão com um comprimento de filtro de 20 *taps*, pois, nesse caso, são utilizadas apenas amostras passadas do sinal para a estimação do ruído de fase, diferentemente do algoritmo Viterbi & Viterbi *feedforward*, o qual utiliza amostras passadas e futuras do sinal.

Em seguida, foi realizada a decisão e a decodificação diferencial dos símbolos, antes do desmapeamento de Gray. Finalmente, as sequências de bits obtidas após o desmapeamento de Gray foram comparadas com as sequências de bits originais e os erros foram contados.

A Figura 5.5 ilustra a função de cada um dos blocos por meio das constelações nas duas orientações de polarização. As constelações exibidas na figura foram obtidas para um cenário de descasamento de fase de 25° no defasador com o GSOP sendo aplicado antes do CMA. Na saída do *front-end* óptico, observa-se a constelação na orientação de

polarização horizontal (com referência à orientação de polarização do receptor) na cor azul, sendo afetada pela imperfeição de fase no defasador do *front-end* e a constelação na orientação vertical na cor vermelha, não sendo afetada por nenhuma imperfeição no *front-end*. Na sequência, a compensação do QI, realizada pelo GSOP, ortogonaliza a constelação da orientação horizontal. Então, o CMA demultiplexa os sinais recebidos nas polarizações, resultando nas constelações em forma de anéis, sendo que a constelação para a orientação x (com referência à orientação do sinal enviado) é mostrada em azul e para a orientação y, é mostrada em vermelho. A recuperação de fase compensa o ruído de fase dos sinais, transformando cada constelação em quatro conjuntos de pontos ruidosos. O próximo bloco é responsável pela decisão dos sinais recuperados para cada um dos pontos originais de uma constelação QPSK e pela posterior decodificação diferencial dos símbolos.

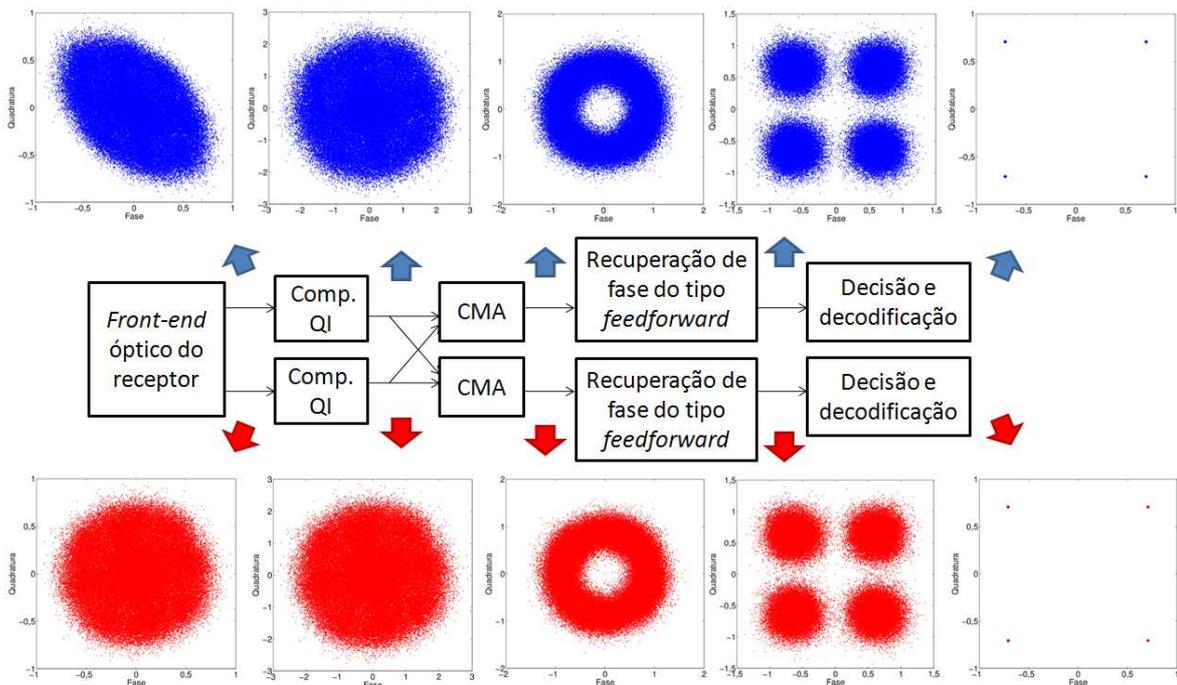


Figura 5.5: Efeito de cada um dos blocos no processamento dos dados.

Foram traçadas, então, curvas de penalidade em relação à curva teórica para o DC-QPSK (Equação (3.32) e Figura 3.2), para uma probabilidade de erro de bit de 10^{-3} , que é uma taxa de erros suficientemente baixa para as exigências dos algoritmos corretores de erros (*forward error correction* - FEC) utilizados nos sistemas ópticos atuais. A segunda geração dos FECs, que utiliza códigos concatenados, padronizados na recomendação G.975.1 da ITU-T e a terceira geração dos FECs, que utiliza códigos mais avançados como o BTC (*Block Turbo Code*), suportam uma BER de entrada maior que $3,8 \times 10^{-3}$ e garantem uma BER de saída tão pequena quanto 10^{-15} [23], [38] e [39].

Nas simulações para as curvas de penalidade, a estimação da BER para cada SNR foi calculada como a média de cinco rodadas de simulação, utilizando o método de Monte Carlo. Em cada uma dessas rodadas foi simulado um vetor de dados com SNRs sequenciais, com variações de 0,1 ou 0,05 dB entre as SNRs dos dados. Em cada um dos cinco vetores de SNRs utilizados, para cada valor de SNR foi utilizada a mesma sequência de bits transmitidos, mas com realizações diferentes do ruído aditivo e do ruído de fase. Além disso, os mesmos cinco vetores de SNRs foram utilizados para todos os cenários propostos.

A Figura 5.6 resume os cenários que foram simulados e explicados anteriormente, sendo que cada uma das curvas de penalidade foi obtida pela média de cinco simulações de cada um desses cenários. Ou seja, tomando como exemplo o cenário em que foi utilizado o CMA, com o GSOP aplicado antes da demultiplexação de polarização, com uma imperfeição nos coeficientes do *splitter* e com esses coeficientes sendo variados de 0% a 40% em intervalos de 2%, tem-se que cada um desses valores de *offset* foi simulado cinco vezes para a obtenção da média, a qual representou um ponto em uma das curvas de penalidade exibidas a seguir. Portanto, foram realizadas extensivas simulações para a obtenção de cada um dos gráficos traçados.

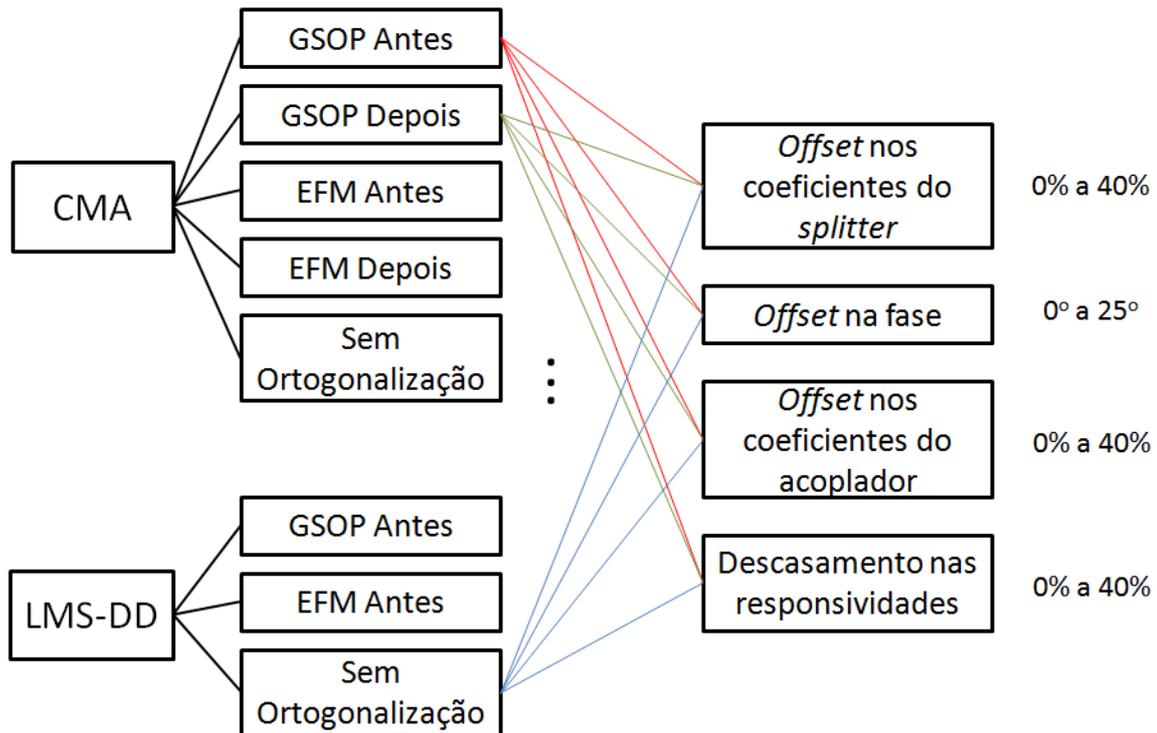


Figura 5.6: Cenários de simulação.

5.1 Imperfeição no *splitter*

As Figuras 5.7 e 5.8 exibem as curvas de penalidade da SNR para um *offset* nos coeficientes do *splitter*, em comparação à curva teórica na BER de 10^{-3} , para o caso do CMA e do LMS-DD, respectivamente.

Na Figura 5.7, podem ser observadas as curvas de penalidade para os cinco cenários de simulação, conforme a legenda da figura. Nota-se que, quando a ortogonalização é aplicada antes da demultiplexação de polarização, os efeitos da imperfeição foram completamente corrigidos até os 40% de *offset* simulados, independentemente se o método aplicado foi o GSOP ou o EFM.

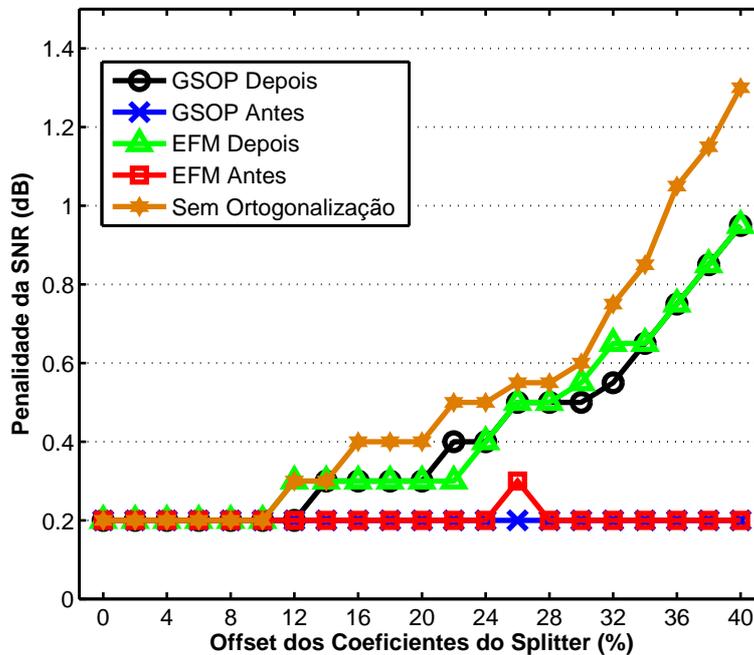


Figura 5.7: Penalidade da SNR para um *offset* nos coeficientes do *splitter* - CMA.

Nota-se, também, que a aplicação dos métodos de ortogonalização depois do CMA praticamente não produziu ganhos superiores a 0,1 dB sobre a não aplicação da ortogonalização (ressaltando novamente que, mesmo neste caso de não aplicação da ortogonalização, a normalização dos sinais por sua potência média continuou sendo aplicada, sempre antes da demultiplexação de polarização). Então, a demultiplexação de polarização não funciona corretamente caso o QI não seja compensado antes da sua aplicação, pois o QI é um desbalanceamento não-linear para o equalizador. Já a aplicação dos métodos antes do CMA produziu, em 30% de *offset*, um ganho de 0,4 dB em relação ao caso sem ortogonalização.

Algumas especificações técnicas de fabricantes de componentes ópticos apresentam valores práticos de 20% a 30% de *offset* entre os coeficientes de *splitters* e acopladores.

Os 0,2 dB de penalidade inicial se devem a uma soma de fatores: aproximadamente 0,1 dB podem ser atribuídos à uma penalidade residual na demultiplexação de polarização; os outros 0,1 dB podem ser atribuídos a uma penalidade na recuperação do ruído de fase, além dos arredondamentos realizados.

A Figura 5.8 mostra as curvas de penalidade para o GSOP e EFM aplicados antes do LMS-DD e para o caso sem ortogonalização, em que apenas a normalização foi realizada. Os resultados obtidos foram semelhantes aos da figura anterior, sendo que, tanto o GSOP quanto o EFM, foram capazes de corrigir todos os efeitos causados pela imperfeição nos coeficientes do *splitter*.

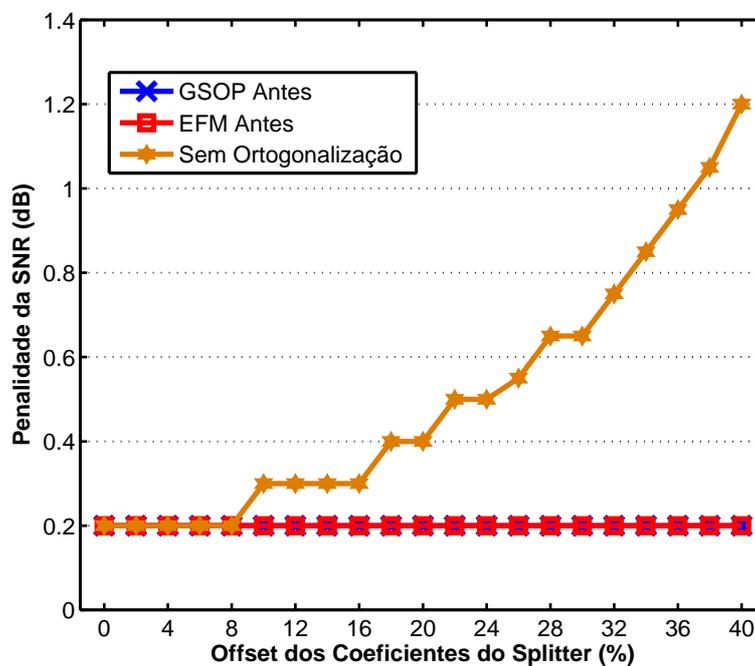


Figura 5.8: Penalidade da SNR para um *offset* nos coeficientes do *splitter* - LMS-DD.

Vale lembrar que, conforme as Equações (4.4) e (4.5), nenhum termo de ruído extra foi adicionado às fotocorrentes na saída do *front-end* quando a imperfeição nos coeficientes do *splitter* foi inserida. Esse é o motivo pelo qual os algoritmos de compensação de QI, quando aplicados antes da demultiplexação de polarização, são capazes de corrigir totalmente os efeitos causados por uma quantidade significativa desse tipo de imperfeição.

5.2 Imperfeição no defasador

As Figuras 5.9 e 5.10 mostram as curvas de penalidade da SNR para um *offset* de fase no defasador, em comparação à curva teórica na BER de 10^{-3} , para o caso do CMA e do LMS-DD, respectivamente.

A Figura 5.9 mostra as curvas de penalidade para os cinco cenários de simulação apontados na legenda da figura. Os resultados exibidos se assemelham aos resultados da Figura 5.7, ou seja, quando a ortogonalização é aplicada antes da demultiplexação de polarização os efeitos da imperfeição foram quase que completamente corrigidos, até os 25° de *offset* simulados, independentemente se o método aplicado foi o GSOP ou o EFM. Essas pequenas variações de 0,05 dB se devem ao arredondamento aplicado.

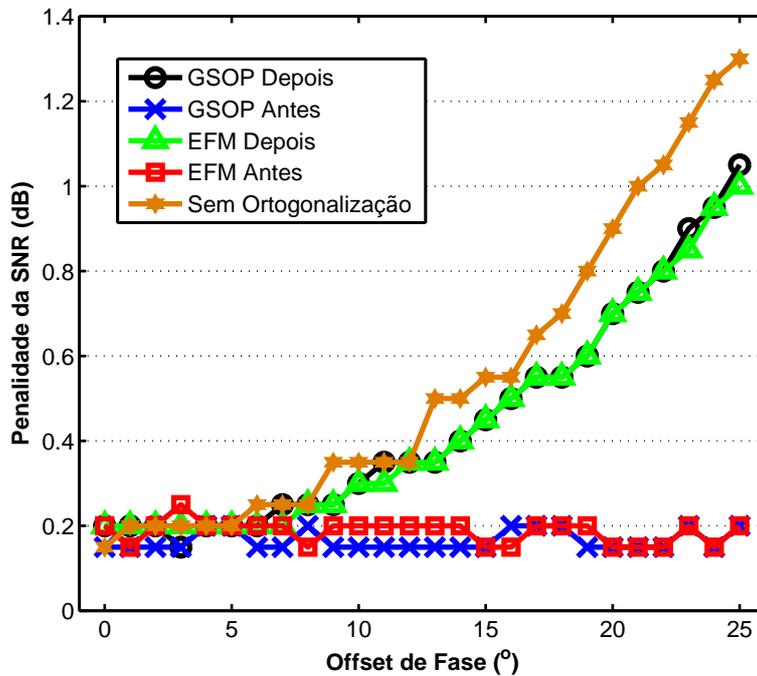


Figura 5.9: Penalidade da SNR para um *offset* de fase no defasador - CMA.

A aplicação dos métodos de ortogonalização depois do CMA praticamente não produziu ganhos superiores a 0,1 dB sobre a não aplicação da ortogonalização até os 17° de *offset*. A partir daí, o ganho percebido foi um pouco maior, atingindo os 0,3 dB em 25° de penalidade. Já a aplicação dos métodos antes do CMA produziu, em 20° de *offset*, um ganho de aproximadamente 0,7 dB em relação ao caso sem ortogonalização.

A Figura 5.10 mostra as curvas de penalidade para, além do caso sem ortogonalização, os casos de aplicação do GSOP e do EFM antes do LMS-DD. Ambos os métodos de ortogonalização foram capazes de corrigir toda a imperfeição simulada.

Também pode ser notado, como nas demais figuras, que a normalização, por si só, já foi suficiente para a correção de pequenos níveis de imperfeição. Nesse caso, até os 7° de *offset*, a não aplicação da ortogonalização apresentou penalidade de menos de 0,1 dB em relação às demais curvas.

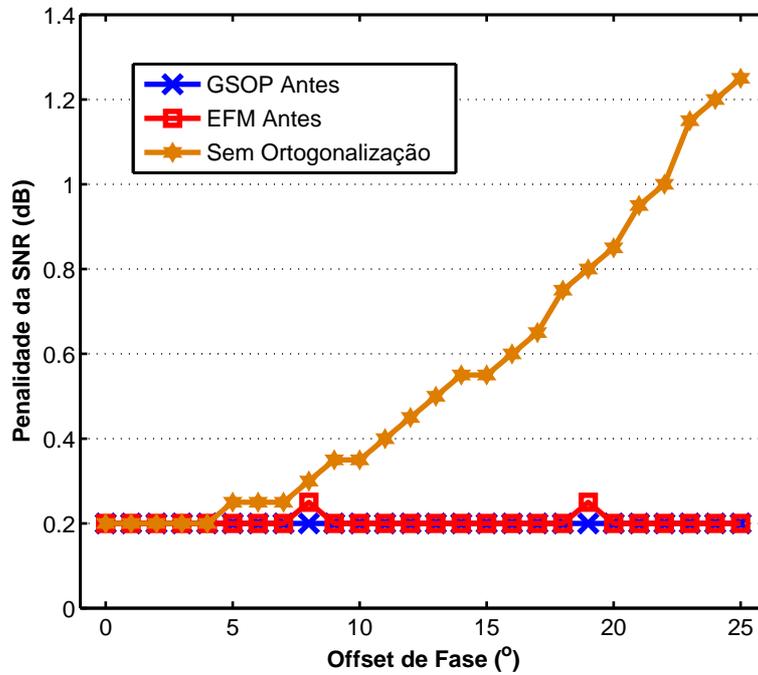


Figura 5.10: Penalidade da SNR para um *offset* de fase no defasador - LMS-DD.

Além disso, é importante salientar que, para as curvas exibidas nas duas últimas figuras apresentadas, as fotocorrentes sofrem um descasamento de fase sem, entretanto, serem adicionados termos extras de ruído de batimento, como pode ser observado na Equação (4.7). Nas próximas seções serão analisados os casos em que termos extras de ruído são adicionados às fotocorrentes.

5.3 Imperfeição no acoplador

As Figuras 5.11 e 5.14 exibem as curvas de penalidade da SNR para um *offset* nos coeficientes do acoplador, em comparação à curva teórica na BER de 10^{-3} , para o caso do CMA e do LMS-DD, respectivamente.

Na Figura 5.11, nota-se que nenhum dos métodos de ortogonalização conseguiu produzir um ganho na correção dos efeitos da imperfeição em relação ao caso sem orto-

gonalização. Ao contrário, o método EFM, quando aplicado antes do CMA, apresentou um desempenho pior do que os outros quatro cenários simulados.

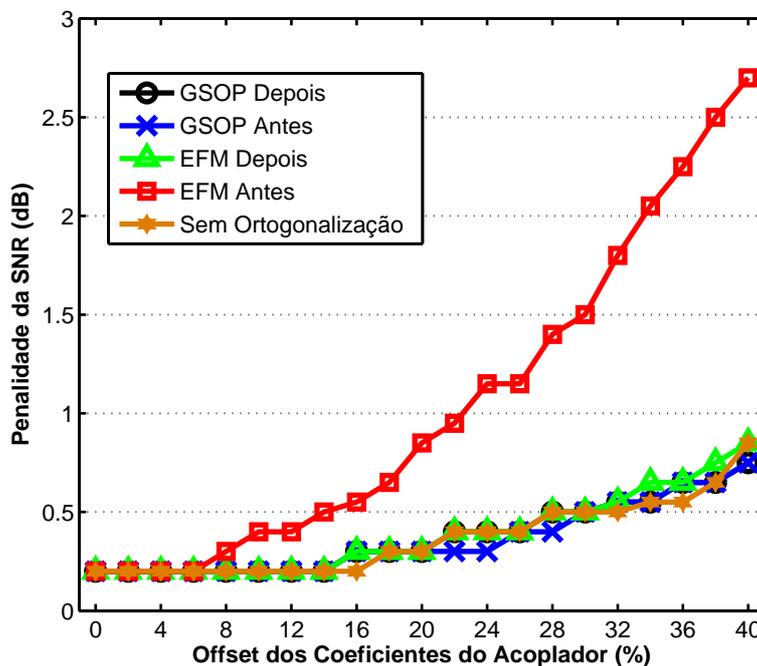
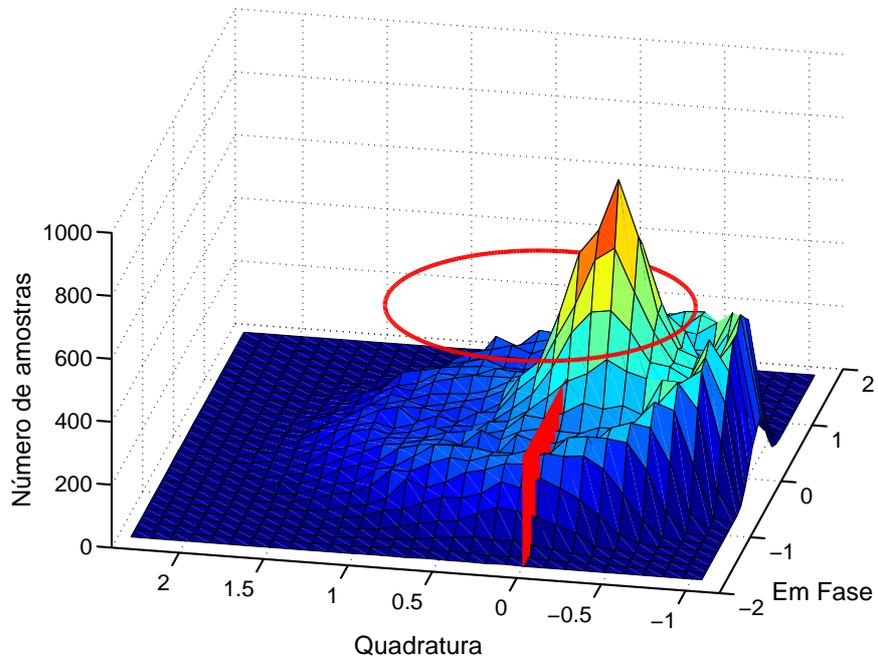


Figura 5.11: Penalidade da SNR para um *offset* nos coeficientes do acoplador - CMA.

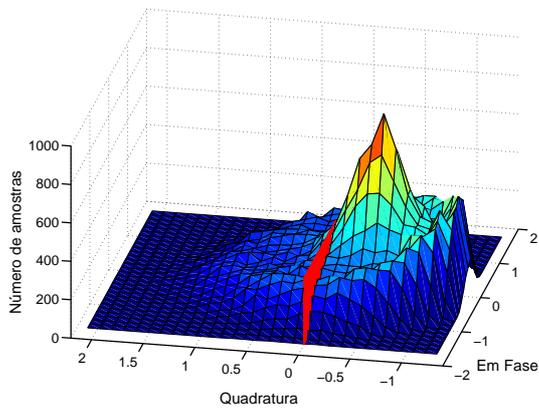
Observando-se cuidadosamente a Equação (4.10), nota-se que uma imperfeição nos coeficientes do acoplador introduz um ruído extra na fotocorrente em quadratura, introduzindo, também, um pequeno valor DC. Na constelação mostrada na Figura 5.12a, por exemplo, para um *offset* de 40% nos coeficientes do acoplador, o valor DC medido como a média da fotocorrente em quadratura ficou em torno de 0,014 u.a. (unidade arbitrária), de acordo com as unidades dos eixos da constelação. No entanto, pelas características do ruído introduzido com essa imperfeição e pelos os valores de c_1 avaliados (entre 0,5 e 0,3), os símbolos ficaram mais espalhados na parte positiva do eixo imaginário (quadratura) e mais concentrados na parte negativa desse eixo.

Essa assimetria fez com que a elipse estimada pelo EFM, na Figura 5.12a, ficasse centrada em aproximadamente 0,226 u.a. no eixo imaginário. Dessa forma, o EFM interpreta que o valor DC presente nessa fotocorrente é de 0,226 u.a. e não de 0,014 u.a., como é o caso, e acaba removendo esse valor errôneo, como pode ser verificado na Figura 5.12b. Essa remoção errônea do valor DC, em conjunto com a própria deformação na constelação causada pelo *offset*, acaba prejudicando a posterior demultiplexação de polarização, o que acarreta a penalidade observada nas Figuras 5.11 e 5.14.

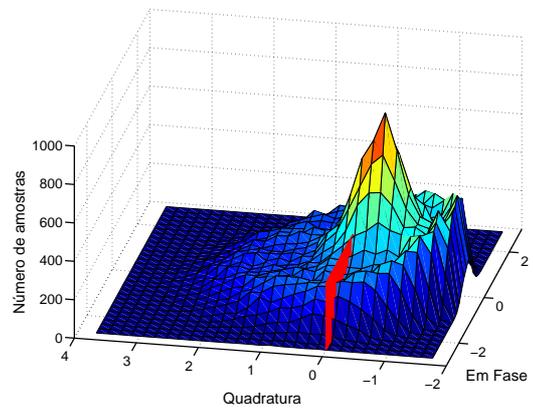
A Figura 5.12c exibe a constelação após o GSOP aplicado no mesmo cenário de imperfeição nos coeficientes do acoplador. O valor DC medido para o eixo imaginário,



(a) Constelação na saída do *front-end*.



(b) Constelação após o EFM.



(c) Constelação após o GSOP.

Figura 5.12: *Offset* de 40% nos coeficientes do acoplador - EFM e GSOP antes do CMA.

nesse caso, ficou próximo de zero, mostrando que a remoção do valor DC utilizada antes do GSOP removeu corretamente o pequeno valor DC presente na fotocorrente em quadratura. No entanto, para essa imperfeição no acoplador, nem mesmo o GSOP foi capaz de produzir um ganho em relação ao caso sem ortogonalização.

A remoção do valor DC pelo EFM pode ser observada na Figura 5.12b, que exhibe a constelação após a aplicação do EFM na constelação da Figura 5.12a. Em vermelho, aparece o plano $y = 0$, sendo que o eixo y representa o eixo imaginário. Utilizando-se esse plano como referência, nota-se que o EFM move a constelação em direção ao lado negativo do eixo imaginário, no intuito de remover o valor DC, o que não ocorre quando se utiliza o GSOP para o mesmo caso, como é mostrado na Figura 5.12c.

O cenário em que o EFM foi aplicado após o CMA não apresenta o mesmo problema pois, após a normalização e a passagem pelo CMA, as constelações resultantes já estão centradas na origem do sistema de eixos. No entanto, a elipse estimada é praticamente um círculo e, quanto mais próxima de um círculo for a elipse estimada, menos correções serão feitas pelo EFM, pois as estimativas dos desbalanceamentos de amplitude e de fase ficarão próximas de zero, assim como os coeficientes de rotação e ajuste das fotocorrentes durante a transformação linear, como foi explicado na Seção 4.2.2. Dessa forma, o EFM não é capaz de introduzir um ganho significativo em relação ao caso sem ortogonalização, visto que, praticamente nenhuma mudança é realizada nas constelações provenientes do CMA.

As Figuras 5.13a e 5.13b mostram as constelações na saída do CMA com a elipse estimada e após a passagem pelo EFM, respectivamente. Em ambas as figuras foi introduzido um *offset* de 40% nos coeficientes do acoplador.

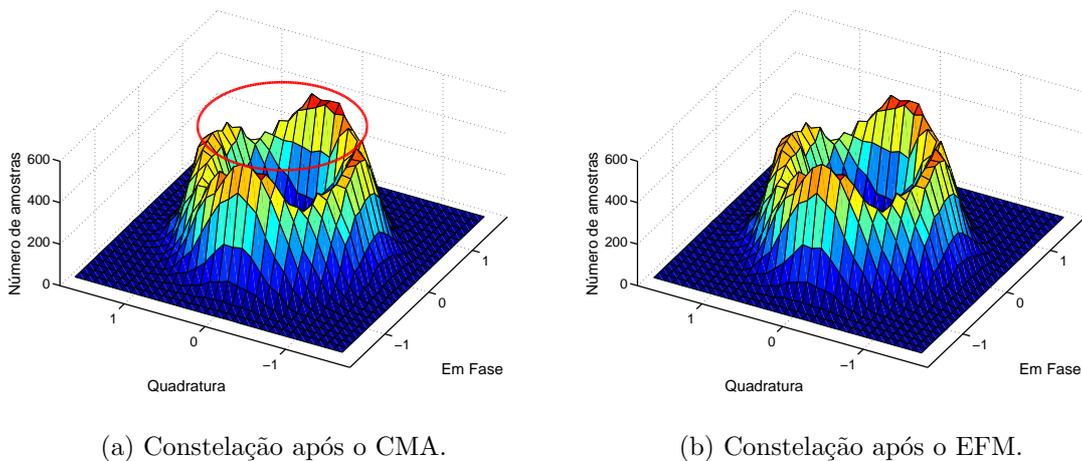


Figura 5.13: *Offset* de 40% nos coeficientes do acoplador - EFM depois do CMA.

A Figura 5.14 mostra um resultado semelhante ao resultado exibido na Figura

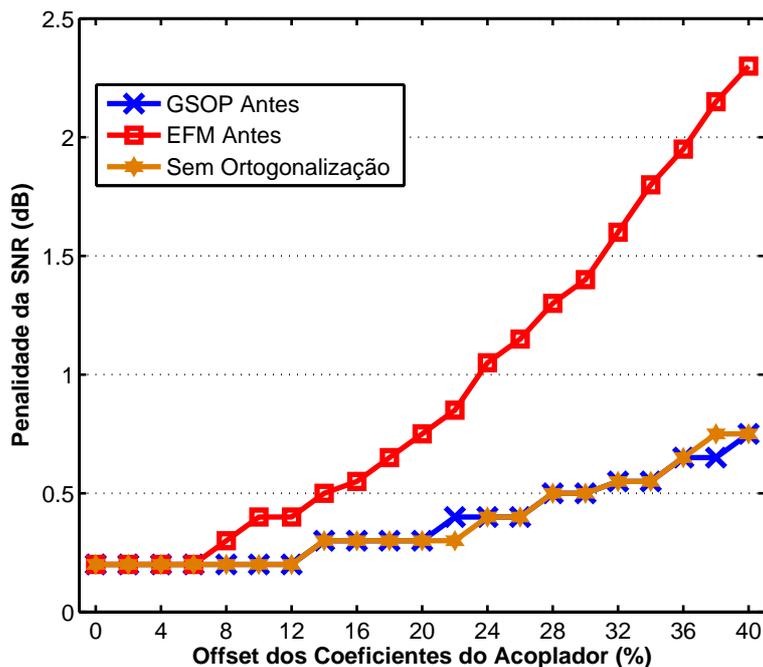


Figura 5.14: Penalidade da SNR para um *offset* nos coeficientes do acoplador - LMS-DD.

5.11, ou seja, mostra que a aplicação do GSOP antes do LMS-DD não apresentou um ganho em relação ao caso sem ortogonalização e que o EFM aplicado antes do LMS-DD também teve seu desempenho comprometido, assim como foi observado quando da utilização do CMA.

No entanto, apesar de os métodos de ortogonalização não conseguirem introduzir um ganho em relação ao caso sem ortogonalização, a penalidade dessa imperfeição é menor que a penalidade causada pelas demais imperfeições avaliadas. Para *offsets* de até 20% entre os coeficientes do acoplador, por exemplo, praticamente não se observa penalidade inserida por essa imperfeição.

5.4 Imperfeição nos fotodetectores

As Figuras 5.15 e 5.17 mostram as curvas de penalidade da SNR para um descasamento nas responsividades dos fotodetectores, em comparação à curva teórica na BER de 10^{-3} , para o caso do CMA e do LMS-DD, respectivamente.

Na Figura 5.15, nota-se que o melhor desempenho foi apresentado pelo GSOP

aplicado antes do CMA. Quando aplicados após o CMA, tanto o GSOP quanto o EFM exibiram desempenhos similares. Já o EFM aplicado antes do CMA teve um desempenho um pouco pior que os três cenários já comentados, sendo melhor apenas que o caso sem ortogonalização.

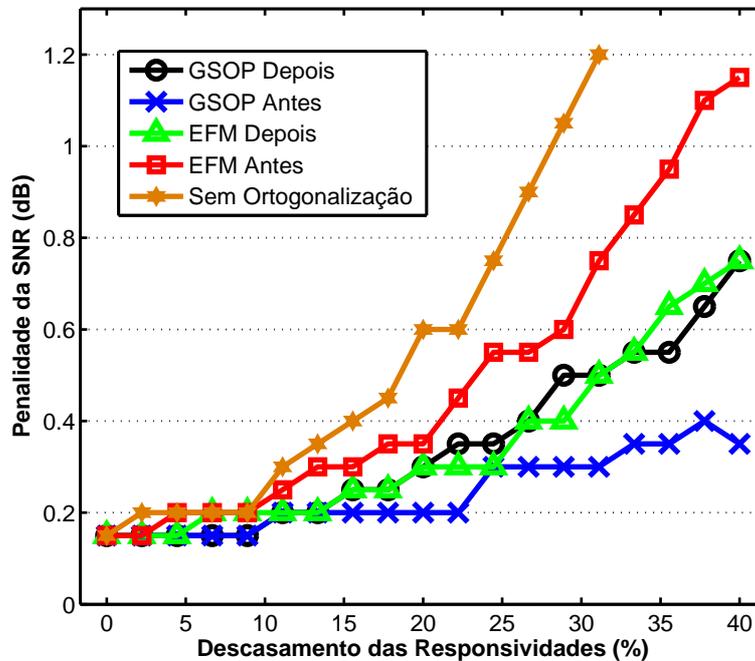
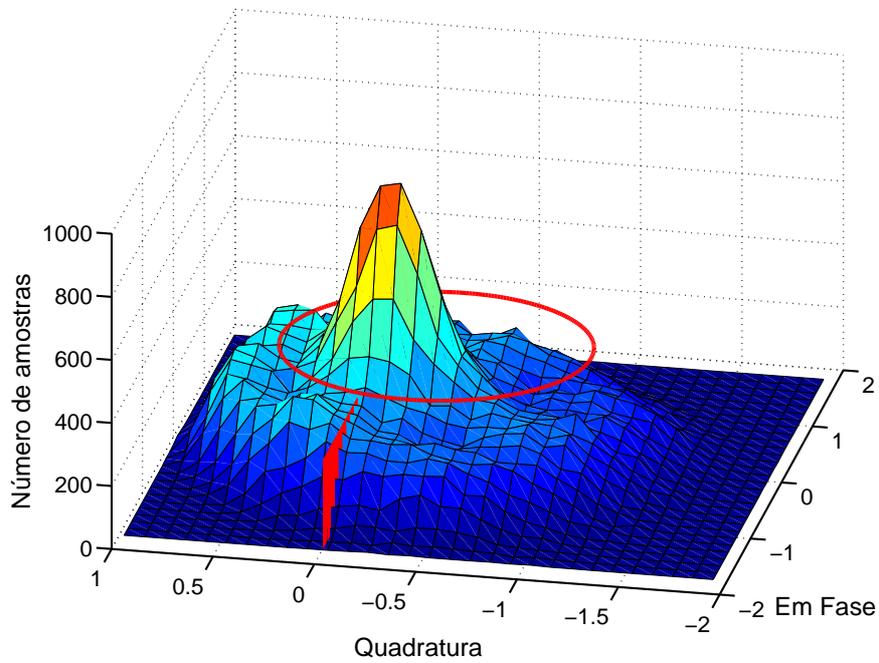


Figura 5.15: Penalidade da SNR para um descasamento nas responsividades dos fotodetectores - CMA.

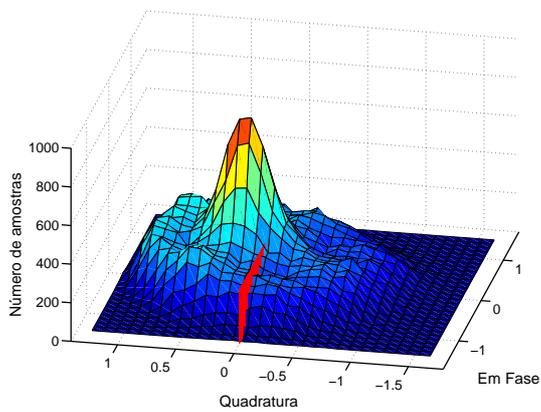
Esse pior desempenho do EFM antes do CMA pode ser explicado de uma maneira parecida com o que foi exposto no cenário com imperfeição no acoplador. No entanto, com 40% de descasamento nas responsividades dos fotodetectores (constelação na Figura 5.16a) é introduzido um valor DC considerável na fotocorrente em quadratura, de -0,188 u.a. aproximadamente, ao contrário da imperfeição no acoplador, onde o o valor DC inserido foi muito pequeno.

Esse valor médio negativo dos pontos da fotocorrente em quadratura pode ser previsto com a análise da Equação (4.12), levando-se em conta os valores utilizados de R_1 (0,9 a 0,54 A/W) e de R_2 (0,9 A/W). Quando R_1 fica menor que 0,9 A/W, os dois primeiros termos da referida equação tornam-se negativos, o que move a constelação na direção negativa do eixo imaginário na Figura 5.16a, que ilustra a constelação na saída do *front-end* em um cenário com um descasamento de 40% entre as responsividades dos fotodetectores.

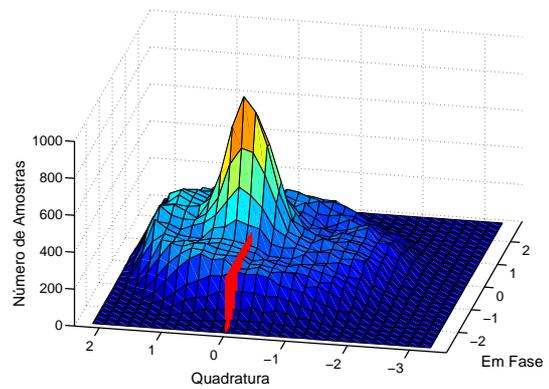
Ainda na Figura 5.16a, pode-se observar a elipse estimada pelo EFM para este cenário de 40% de descasamento nas responsividades dos fotodetectores. A elipse, no



(a) Constelação na saída do *front-end*.



(b) Constelação após o EMF.



(c) Constelação após o GSOP.

Figura 5.16: Descasamento de 40% nos responsividades dos fotodetectores - EFM e GSOP antes do CMA.

entanto, está centrada em $-0,298$ u.a. no eixo imaginário da constelação e não em $-0,188$ u.a., onde deveria estar para estimar o correto valor DC. Dessa forma, o EFM remove um valor DC maior que o esperado, restando um valor DC na fotocorrente em quadratura da Figura 5.16b (que representa a constelação após a passagem pelo EFM) de aproximadamente $0,11$ u.a., o que acaba prejudicando a posterior demultiplexação de polarização e explica o pior desempenho do EFM aplicado antes do CMA frente aos demais esquemas de compensação do QI.

No entanto, ao contrário do cenário de imperfeição no acoplador, o desempenho do EFM antes do CMA para a imperfeição nos fotodetectores é melhor que o desempenho do caso sem ortogonalização. Isso se explica pelo fato de que, mesmo removendo um valor DC acima do esperado, o DC residual deixado pelo EFM na fotocorrente em quadratura é menor em módulo que o DC original, o qual não é removido no caso sem ortogonalização.

É importante lembrar que esse descasamento entre as responsividades dos fotodetectores também adiciona ruído extra na fotocorrente em quadratura, como pode ser verificado na Equação (4.12). Entretanto, como pode ser observado na Figura 5.16a, um descasamento de 40% entre as responsividades dos fotodetectores não ocasiona uma assimetria tão acentuada na constelação quanto um *offset* de 40% nos coeficientes do acoplador (Figura 5.12a).

Foram encontradas especificações técnicas de fabricantes de componentes com valores práticos de 10% a 20% de variação no valor de responsividade de um fotodetector.

Na Figura 5.16c, está representada a constelação após a aplicação do GSOP para o cenário com descasamento de 40% entre as responsividades dos fotodetectores. O valor DC medido na fotocorrente em quadratura, para essa constelação, é praticamente igual a zero, o que confirma que o método de estimação e remoção do valor DC utilizado antes do GSOP foi mais eficiente que o método utilizado pelo EFM, nas condições simuladas nesse trabalho.

A Figura 5.17 mostra um resultado semelhante à Figura 5.15. A aplicação do GSOP antes do LMS-DD também apresentou uma maior correção da imperfeição nas responsividades dos fotodetectores. Com um descasamento de 20%, por exemplo, o GSOP apresentou uma penalidade de apenas $0,05$ dB, enquanto o EFM apresentou $0,2$ dB de penalidade e o caso sem ortogonalização exibiu $0,35$ dB de penalidade.

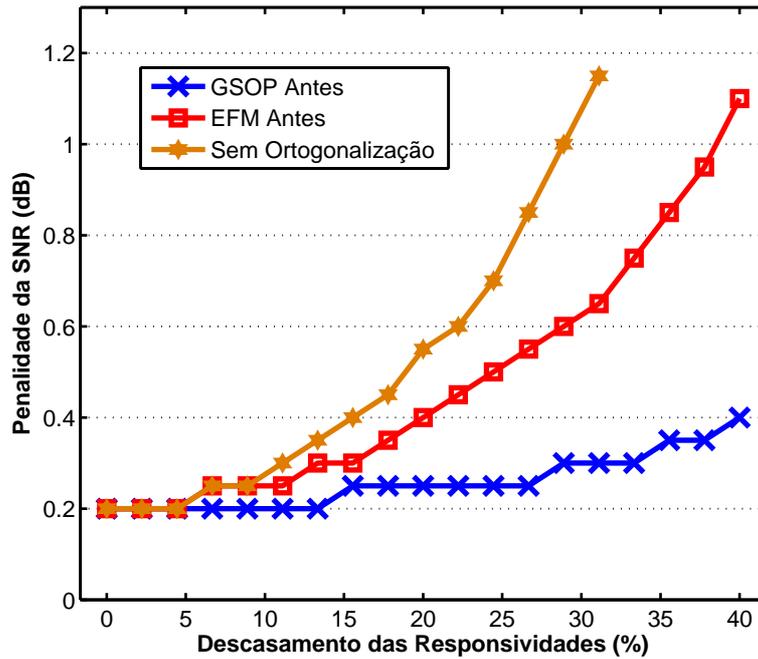


Figura 5.17: Penalidade da SNR para um descasamento nas responsividades dos foto-detectores - LMS-DD.

5.5 Imperfeição conjunta nos componentes avaliados

A Figura 5.18 mostra as curvas de penalidade da SNR, em comparação à curva teórica na BER de 10^{-3} , para um cenário no qual todas as imperfeições avaliadas foram inseridas, conjuntamente, no *front-end*, utilizando-se o CMA na demultiplexação de polarização.

São mostradas as curvas de penalidade da SNR de acordo com o nível de imperfeição em porcentagem. A imperfeição de fase, analisada em graus nas figuras anteriores, foi convertida para porcentagem, sendo considerado 0° como 0% de imperfeição e 90° como 100% de imperfeição. Dessa forma, 20° é equivalente a 22% imperfeição, por exemplo.

Na figura, nota-se que a aplicação dos métodos de ortogonalização antes do CMA produziu um melhor resultado. O melhor desempenho foi apresentado pelo GSOP aplicado antes do CMA, porém, o EFM aplicado antes do CMA não obteve um desempenho muito diferente do GSOP até os 25% de imperfeição avaliados. Em 20% de imperfeição, por exemplo, o desempenho do EFM foi apenas 0,1 dB pior que o desempenho do GSOP.

Já o caso sem ortogonalização apresentou uma penalidade, em 20% de imperfeição, de 1,65 dB maior que o caso em que o GSOP foi aplicado antes da ortogonalização,

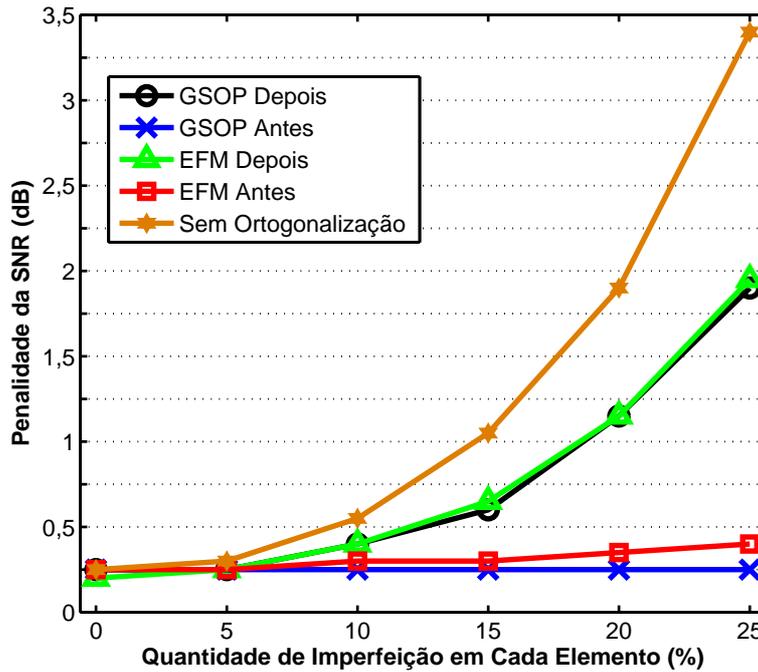


Figura 5.18: Penalidade da SNR em um cenário com todas as imperfeições avaliadas - CMA.

o que reflete a necessidade da compensação do QI para um desempenho adequado do receptor.

5.6 Comparação da penalidade inserida por cada tipo de imperfeição

A Figura 5.19 exibe uma comparação entre os tipos de imperfeição analisados. São mostradas as curvas de penalidade da SNR de acordo com o nível de imperfeição em porcentagem.

As quatro curvas são provenientes do cenário onde não é aplicada a ortogonalização. Dessa forma, pode-se fazer uma avaliação de qual tipo de imperfeição causa uma maior penalidade ao sistema caso não seja utilizada uma compensação dedicada. Pela figura, nota-se que o *offset* de fase no defasador é a imperfeição que introduz a maior penalidade ao sistema. Entretanto, se for realizada a sua compensação antes da demultiplexação de polarização, nenhuma penalidade residual é introduzida no sistema, assim como ocorre com o *offset* nos coeficientes do *splitter*.

Já a imperfeição que introduz menos penalidade ao sistema é o *offset* nos coeficientes

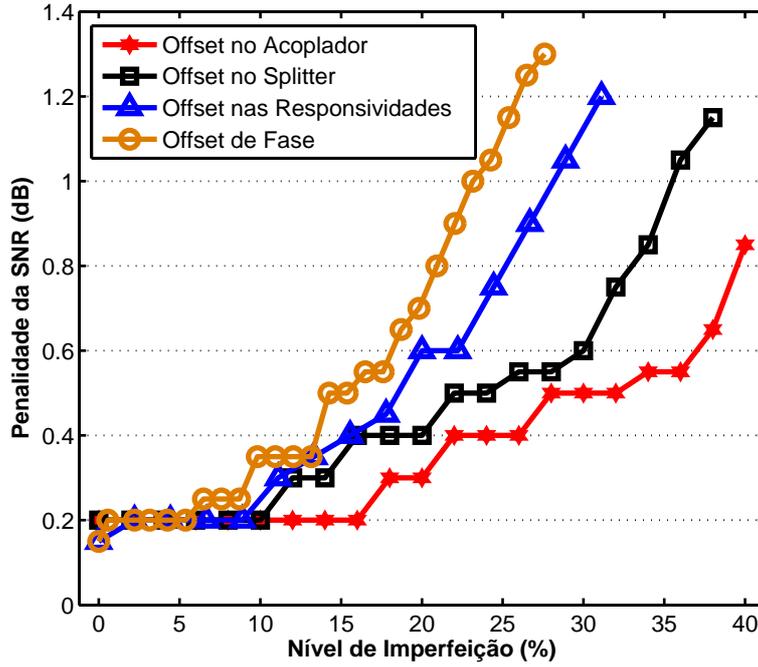


Figura 5.19: Comparação das imperfeições - sem ortogonalização.

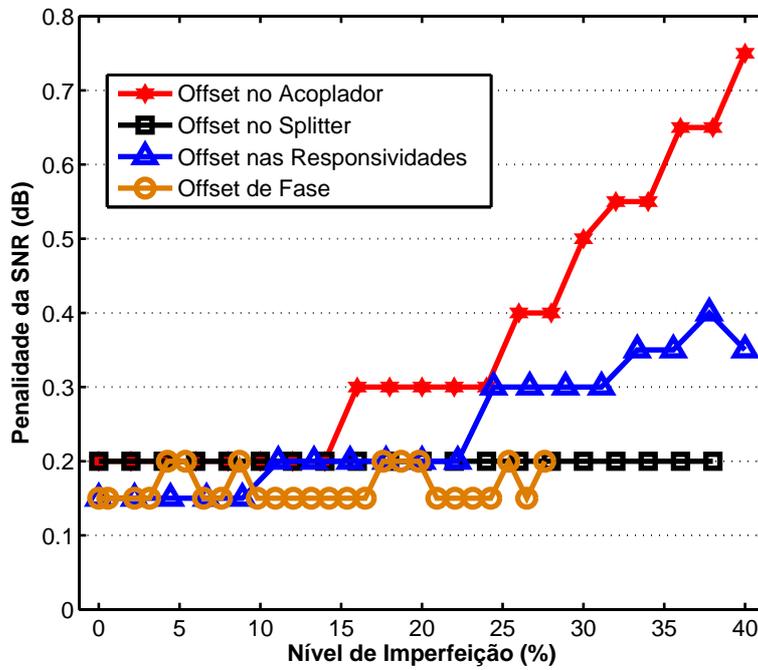


Figura 5.20: Comparação das imperfeições - GSOP antes.

do acoplador. No entanto, como já foi exposto, nenhum dos métodos estudados foi capaz de reduzir essa penalidade.

A Figura 5.20 mostra as curvas de penalidade da SNR de acordo com o nível de imperfeição em porcentagem. As quatro curvas são provenientes do cenário onde o GSOP foi aplicado antes da demultiplexação de polarização, cenário o qual apresentou a menor penalidade, para qualquer tipo de imperfeição.

Pode ser observado que, após a compensação adequada do QI, a imperfeição que introduziu mais penalidade ao sistema foi o *offset* nos coeficientes do acoplador, imperfeição a qual não teve sua penalidade reduzida com a aplicação da compensação do QI. A outra imperfeição que não foi totalmente corrigida foi o descasamento nas responsividades dos fotodetectores, a qual, porém, só introduziu penalidade residual a partir dos 25%. As outras duas imperfeições foram totalmente compensadas.

5.7 Penalidade da demultiplexação de polarização

Nas Figuras 5.21 e 5.22 pode ser observada a penalidade causada pela demultiplexação de polarização. Nas curvas exibidas na Figura 5.21, foi aplicado o GSOP para a compensação do QI, o qual foi introduzido por um *offset* nos coeficientes do acoplador. A figura mostra a comparação entre as curvas de penalidade para um cenário onde o CMA é utilizado para a demultiplexação de polarização, pois as orientações foram misturadas por uma matriz de Jones de 45° (curva azul) e um cenário em que não foi utilizado o CMA, pois as orientações não foram misturadas (curva preta).

Nota-se que, para níveis mais baixos da imperfeição, a diferença entre as curvas fica em torno de 0,1 dB. Já para maiores níveis da imperfeição, essa diferença chega aos 0,2 dB. Essa diferença entre as curvas pode ser interpretada como a penalidade inserida pela demultiplexação de polarização, comprovando o que já havia sido citado anteriormente.

A Figura 5.22 é apenas mais um exemplo dessa penalidade inserida pela demultiplexação de polarização. Dessa vez, o QI foi introduzido pelo descasamento nas responsividades dos fotodetectores, sendo o GSOP aplicado para a sua compensação. As curvas exibem o cenário com 45° de mistura entre as orientações de polarização e o cenário com 0° de mistura, ou seja, com ausência de mistura.

Já a Figura 5.23 exhibe a comparação da curva de $\text{SNR} \times \text{BER}$ do DC-QPSK teórico, mostrada na Seção 3.1, com a curva do sistema DP-QPSK simulado, apenas

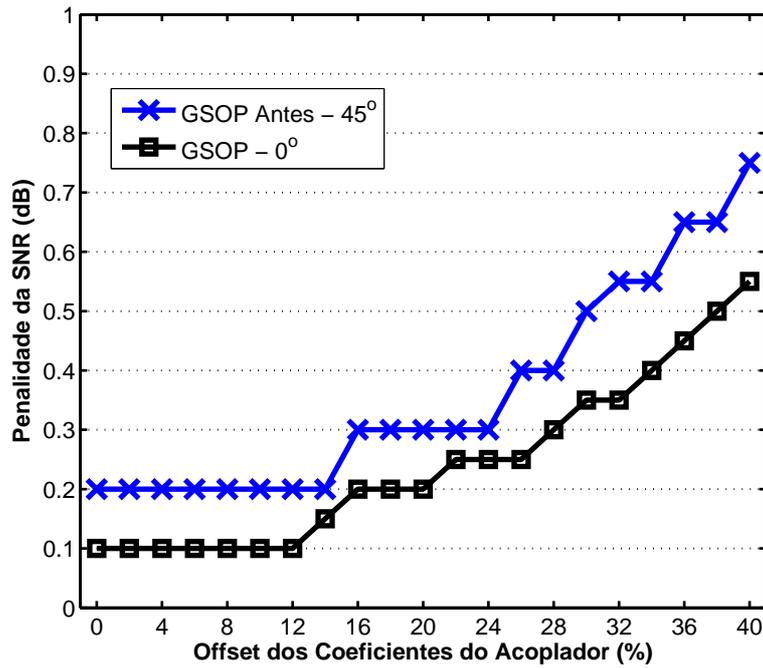


Figura 5.21: Penalidade - *offset* nos coeficientes do acoplador - comparação 0° e 45°.

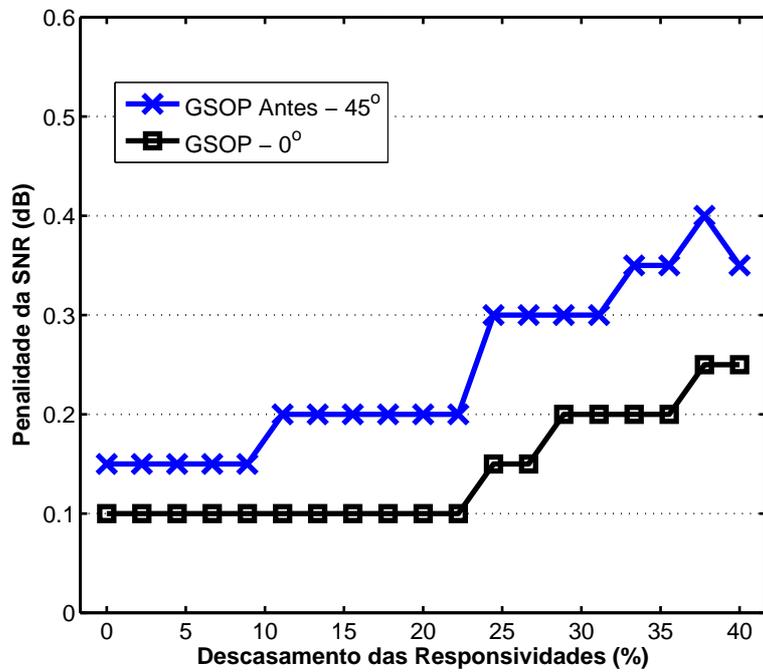


Figura 5.22: Penalidade - imperfeição nos fotodetectores - comparação 0° e 45°.

na presença do ruído ASE utilizado nas simulações, ou seja, retirando o ruído de fase, a mistura das orientações de polarização e as imperfeições no *front-end*.

Dessa forma, pode-se concluir que os 0,1 dB de penalidade inicial nas curvas pretas das Figuras 5.21 e 5.22 podem ser atribuídos a uma penalidade na recuperação do ruído de fase e aos arredondamentos realizados, como também já havia sido citado.

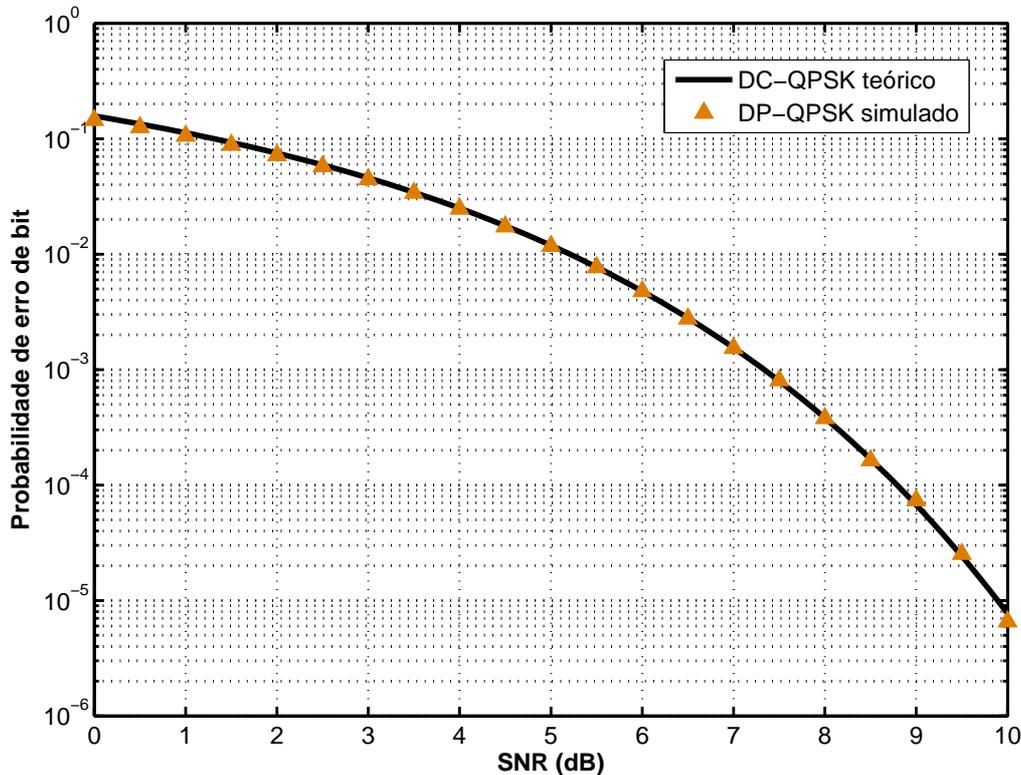


Figura 5.23: SNR x BER para DC-QPSK teórico e DP-QPSK simulado.

5.8 Efeito da compensação do QI nas constelações

A Figura 5.24 mostra as constelações para uma das orientações de polarização na saída do *front-end* (5.24a e 5.24e), após a passagem pelo GSOP (5.24b), após a passagem pelo CMA (5.24c e 5.24f) e logo após a recuperação de fase (5.24d e 5.24g) para um *front-end* com a presença de 25° de *offset* de fase no defasador.

As quatro constelações na parte superior da figura ilustram o cenário em que o GSOP é utilizado para compensar a imperfeição inserida, enquanto as três constelações inferiores ilustram o cenário em que não é realizada a compensação do QI. Se forem

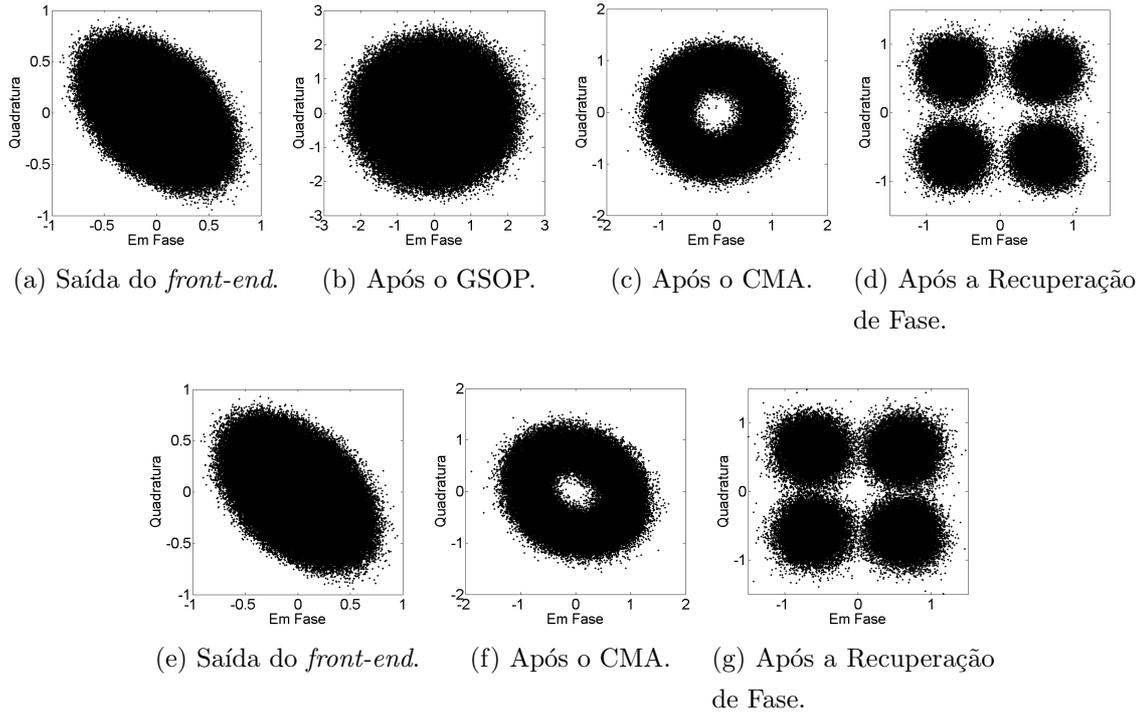


Figura 5.24: Comparação - constelações com e sem ortogonalização.

comparadas as figuras que exibem a constelação após a recuperação de fase, nota-se que os quatro conjuntos de pontos da Figura 5.24d estão mais afastados entre si quando comparados aos conjuntos de pontos da Figura 5.24g, o que representa, nesse caso, uma taxa de erro de bit aproximadamente três vezes maior para o cenário sem compensação de QI.

5.9 Observações gerais

Pode ser observado, conforme as curvas de penalidade analisadas, que a não compensação do QI antes da demultiplexação de polarização prejudica o seu funcionamento. O CMA, por exemplo, tentará deixar as constelações demultiplexadas o mais próximo possível do módulo constante. No entanto, a presença do QI vai prejudicar esse processo. Portanto, compensar adequadamente o QI antes do CMA faz com que o seu funcionamento fique mais eficiente, o que é observado nas curvas mostradas.

Em todos os gráficos de penalidade analisados, o GSOP aplicado antes da demultiplexação de polarização sempre apresentou a menor penalidade, para qualquer tipo de imperfeição. Em alguns casos, outros esquemas igualaram o seu desempenho, nunca,

porém, sendo capazes de superá-lo. Isso torna a aplicação do GSOP antes da demultiplexação de polarização a melhor opção dentre as estudadas, sob as condições propostas.

Outra observação importante a ser feita é que, nos casos em que a imperfeição inserida implicou a adição de ruído extra no sinal, a aplicação do EFM antes da demultiplexação de polarização teve o seu desempenho severamente afetado. Isso pode ser notado comparando-se o desempenho do GSOP e do EFM antes da demultiplexação de polarização, tanto nas figuras que representam o descasamento nas responsabilidades quanto, principalmente, nas figuras que representam o *offset* nos coeficientes do acoplador. Já para as outras duas imperfeições avaliadas, em que não há adição de ruído extra, o desempenho desses dois esquemas se mostrou equivalente.

A solução proposta em [36], que utiliza as coordenadas do centro da elipse como estimativas para o valor DC de cada fotocorrente, não se mostrou adequada para a correta estimação do valor DC nos casos em que houve adição de termos extras de ruído, no cenário de 45° de mistura entre polarizações utilizado. Uma possível alternativa, sob as condições assumidas nas simulações, seria a realização de uma alteração no EFM, não se utilizando das coordenadas do centro da elipse como estimativas do valor DC inserido. Foram realizados testes com a remoção do DC antes do EFM, assim como foi feito nos cenários com aplicação do GSOP, retirando-se do algoritmo EFM a parte em que o valor DC é removido e o desempenho do EFM mostrou-se similar ao do GSOP nos cenários com imperfeição no acoplador e nos fotodetectores, para 40% de imperfeição.

Para o caso em que todas as imperfeições foram avaliadas conjuntamente, o EFM não foi tão afetado quanto nos casos em que houve adição de ruído extra para as imperfeições supracitadas analisadas separadamente. Isso se deve, provavelmente, ao fato de a adição de ruído extra, na combinação de todas as imperfeições inseridas conjuntamente no *front-end* (ver Equação (4.14)), não ter sido tão prejudicial à estimação do valor DC pelo EFM. Então, para essa combinação específica das imperfeições, o desempenho do EFM aplicado antes do CMA se aproximou do desempenho do GSOP aplicado antes do CMA.

6 Conclusão

Imperfeições nos componentes do *front-end* óptico levam ao desbalanceamento de quadratura (QI), que pode penalizar severamente o sistema caso não seja compensado adequadamente, e à inserção de componentes de ruído nas fotocorrentes resultantes da detecção. Nesse trabalho, foram estudados os efeitos causados por alguns tipos de imperfeições no *front-end*, como imperfeições no defasador, nos fotodetectores e nos acopladores. Também, foram comparados, por meio de simulações em MATLAB[®], os desempenhos de quatro esquemas de compensação do QI, utilizando duas técnicas: o procedimento de ortogonalização de Gram-Schmidt (GSOP) e o método de ajuste por elipses (EFM), com cada um sendo aplicado antes ou depois da demultiplexação de polarização.

Além disso, foram verificados os desempenhos de duas arquiteturas para a demultiplexação de polarização e recuperação de fase: o algoritmo do módulo constante (CMA) em conjunto com a recuperação de fase do tipo Viterbi & Viterbi *feedforward* e o algoritmo da média quadrática mínima em conjunto com a recuperação de fase do tipo dirigida por decisão (LMS-DD).

Foi mostrado que, para todos os casos de imperfeição, o desempenho dos algoritmos CMA e LMS-DD foi equivalente. Adicionalmente, pode ser concluído que a não compensação do QI antes da demultiplexação de polarização prejudica o seu funcionamento.

Foi observado que, para todos os casos em que a compensação do QI foi realizada depois da demultiplexação de polarização, o GSOP e o EFM apresentaram um desempenho equivalente. A mesma equivalência de desempenho entre os métodos foi observada, para os casos sem adição de ruído extra, na compensação do QI antes da demultiplexação de polarização. Já nos casos com adição de ruído extra, o GSOP exibiu um melhor desempenho que o EFM, o qual foi drasticamente afetado. A técnica de estimação utilizada no EFM para a remoção do valor DC das fotocorrentes, a qual utiliza as coordenadas do centro da elipse como estimativas do DC, não se mostrou adequada para os casos com termos extras de ruído adicionados pelas imperfeições, o que justifica o pior desempenho do EFM nesses cenários.

Também, comparando-se as imperfeições consideradas, a que mais penalizou o sistema, quando não foi utilizada uma compensação dedicada, foi o *offset* de fase no defasador, o qual, entretanto, pode ser completamente corrigido se utilizada a com-

pensação do QI. Já a imperfeição que introduziu menos penalidade ao sistema foi o *offset* nos coeficientes do acoplador. No entanto, nenhum dos métodos estudados foi capaz de reduzir essa penalidade.

Foi observado, ainda, que na presença de uma pequena escala de imperfeições no *front-end*, os quatro esquemas compensaram eficientemente o QI. Entretanto, quando se aumentou a quantidade de QI, a utilização do procedimento de Gram-Schmidt antes da demultiplexação de polarização exibiu a menor penalidade para o sistema em todos os casos, sendo, portanto, a melhor opção de escolha para a compensação dedicada do QI em sistemas DP-QPSK.

6.1 Trabalhos Futuros

No presente estudo acerca das imperfeições no *front-end* óptico, foram incluídos, nas simulações, o ruído de fase, o ruído ASE e uma rotação arbitrária das polarizações. Para uma investigação mais completa do desempenho dos equalizadores frente às imperfeições no *front-end* seria interessante a inclusão, nas simulações, de imperfeições como a CD e a PMD, além do desvio de frequência.

Outro acréscimo interessante ao trabalho seria a inclusão de imperfeições em outros componentes do *front-end*, principalmente nos componentes relativos à polarização vertical, visto que foram avaliadas apenas imperfeições em um dos ramos da polarização horizontal.

Além disso, os métodos de compensação do desbalanceamento de quadratura foram aplicados levando-se em conta todas as amostras simuladas, o que não seria possível em um sistema real. Dessa forma, diferentes tamanhos de blocos de símbolos poderiam ser utilizados para estimar o QI no caso do GSOP e para estimar a elipse no caso do EFM, podendo ser avaliado qual o tamanho ótimo do bloco de símbolos para cada um dos métodos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] PETROU, C. S.; ROUDAS, I.; RAPTIS, L. Impact of receiver imperfections on the performance of coherent intradyne DQPSK receivers. In: *Conference on Lasers and Electro-Optics/Quantum Electronics and Laser Science Conference and Photonic Applications Systems Technologies*. Optical Society of America, 2008. Paper CThJJ1. Disponível em: <<http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=CLEO-2008-CThJJ1>>.
- [2] FLUDGER, C. S. et al. Coherent equalization and POLMUX-RZ-DQPSK for robust 100-GE transmission. *J. Lightwave Technol.*, Optical Society of America, v. 26, n. 1, p. 64–72, 2008.
- [3] MATISS, A. et al. Novel integrated coherent receiver module for 100G serial transmission. In: *National Fiber Optic Engineers Conference*. Optical Society of America, 2010. Paper PDPB3. Disponível em: <<http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=NFOEC-2010-PDPB3>>.
- [4] PIVATO, L. A.; MELLO, D. A. A. Quadrature imbalance compensation techniques for DP-QPSK coherent systems. In: *Transparent Optical Networks (ICTON), 2010 12th International Conference on*. Munich, Germany: International Conference on Transparent Optical Networks, 2010. p. 1–4. Paper Th.A1.4. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5549295>>.
- [5] BORNE, D. van den et al. Coherent equalization versus direct detection for 111-Gb/s ethernet transport. In: *IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, 2007 Digest of the*. Lasers and Electro-Optics Society, 2007. p. 11–12. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4288306>.
- [6] PAINCHAUD, Y. et al. Performance of balanced detection in a coherent receiver. *Opt. Express*, OSA, v. 17, n. 5, p. 3659–3672, 2009. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-17-5-3659>>.
- [7] CARENA, A. et al. Dynamic range of single-ended detection receivers for 100GE coherent PM-QPSK. *Photonics Technology Letters, IEEE*, v. 20, n. 15, p. 1281–1283, 2008.

- [8] PETROU, C. et al. Impact of transmitter and receiver imperfections on the performance of coherent optical QPSK communication systems. In: *IEEE Lasers and Electro-Optics Society, 2008. LEOS 2008. 21st Annual Meeting of the. Lasers and Electro-Optics Society, 2008.* p. 410–411. Paper TuFF3. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4688664>.
- [9] HALIR, R.; FLUSSER, J. Numerically stable direct least squares fitting of ellipses. In: *6th International Conference in Central Europe on Computer Graphics. Visualization and Interactive Digital Media, 1998.* p. 125–132. Disponível em: <<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/summary?doi=10.1.1.1.7559>>.
- [10] CHURCHILL, F.; OGAR, G.; THOMPSON, B. The correction of I and Q errors in a coherent processor. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, AES-17*, n. 1, p. 131–137, 1981.
- [11] ROUDAS, I. et al. Compensation of coherent DQPSK receiver imperfections. In: *IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, 2007 Digest of the. Lasers and Electro-Optics Society, 2007.* p. 19–20. Paper MA3.4. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4288310>.
- [12] 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.
- [13] PETROU, C. et al. Quadrature imbalance compensation for PDM QPSK coherent optical systems. *Photonics Technology Letters, IEEE*, v. 21, n. 24, p. 1876–1878, 2009.
- [14] GODARD, D. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 11, p. 1867–1875, nov 1980.
- [15] HO, K. P. *Phase-Modulated Optical Communication Systems*. New York: Springer, 2005.
- [16] GARCIA, F. A. da C. *Caracterização Espectral e Avaliação de Desempenho para Formatos Avançados de Modulação Digital Óptica em 40 Gb/s*. Dissertação (Mestrado): Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Campinas-SP, Brasil, 2009.
- [17] RYU, S. *Coherent Lightwave Communication Systems*. Boston: Artech House, 1995.

- [18] OKOSHI, T.; KIKUCHI, K. *Coherent Optical Fiber Communications*. Tokyo: KTK Scientific Publishers, 1988.
- [19] 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.
- [20] CAI, Y. Coherent detection in long-haul transmission systems. In: *OFC/NFOEC 2008. Conference on Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference*, 2008. p. 1–3. Paper OTuM1. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4528636>>.
- [21] ALPMAN, E. *Estimation of Oscillator Phase Noise for MPSK-based Communication Systems over AWGN Channels*. Dissertação (Mestrado): Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, 2004.
- [22] HAYKIN, S. *Communication Systems*. 4^a ed. New York: John Wiley & Sons, 2001.
- [23] ESSIAMBRE, R.-J. et al. Capacity limits of optical fiber networks. *Lightwave Technology, Journal of*, OSA, v. 28, n. 4, p. 662–701, 2010.
- [24] ROUDAS, I. et al. Optimal polarization demultiplexing for coherent optical communications systems. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 28, n. 7, p. 1121–1134, 2010.
- [25] AGRAWAL, G. P. *Fiber-Optic Communication Systems*. 3^a ed. EUA: John Wiley & Sons, 2005.
- [26] RAMASWAMI, R.; SIVARAJAN, K. N.; SASAKI, G. H. *Optical Networks - A Practical Perspective*. 3^a ed. EUA: Morgan Kaufmann, 2010.
- [27] KIKUCHI, K. Polarization-demultiplexing algorithm in the digital coherent receiver. In: *IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, 2008 Digest of the*. Lasers and Electro-Optics Society, 2008. p. 101–102. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4590509>>.
- [28] ANDREESCU, T.; ANDRICA, D. *Complex Numbers from A to...Z*. 1^a ed. Boston: Birkhäuser, 2006.
- [29] MAZO, J. E. Analysis of decision-directed equalizer convergence. *The Bell System Technical Journal*, v. 59, n. 10, p. 1857–1876, 1980.
- [30] SOUTO, D. V.; PORTELA, T. F. *Análise de Técnicas de Processamento Digital de Sinais para Receptores Ópticos DP-QPSK a 112 Gb/s*. Monografia (Graduação):

Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília - UnB, Brasília-DF, Brasil, 2010.

- [31] FERREIRA, H. B. *Recuperação de Portadora para Sistemas Ópticos com Modulação M-PSK e Detecção Coerente*. Monografia (Graduação): Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília - UnB, Brasília-DF, Brasil, 2009.
- [32] VITERBI, A. J.; VITERBI, A. M. 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, 1983.
- [33] 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>>.
- [34] 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>>.
- [35] FITZGIBBON A. W. AND PILU, M.; FISHER, R. B. Direct least-squares fitting of ellipses. *pami*, v. 21, n. 5, p. 476–480, 1999. Disponível em: <<http://research.microsoft.com/en-us/um/people/awf/ellipse/>>.
- [36] PETROU, C. *Algorithms for digital signal processing in optical polarization division multiplexed quadrature phase shift keying systems with coherent detection*. Tese (Doutorado): Department of Electrical and Computer Engineering, University of Patras, Greece, 2010.
- [37] HECHT, E. *Optics*. 4^a ed. San Francisco: Addison Wesley, 2002.
- [38] MIZUOCHI, T. Recent progress in forward error correction and its interplay with transmission impairments. *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, v. 12, n. 4, p. 544–554, 2006.
- [39] MIZUOCHI, T. Next generation fec for optical communication. In: *OFC/NFOEC 2008. Conference on*. Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference, 2008. p. 1–33. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4528593>>.