

FÁBIO LUMERTZ GARCIA

COMPENSAÇÃO ELETRÔNICA DE DEGRADAÇÕES  
ÓPTICAS EM RECEPTORES COERENTES:  
CONTRIBUIÇÕES AO SINCRONISMO DE  
PORTADORA, EQUALIZAÇÃO E SIMULAÇÃO

CAMPINAS  
2013



UNIVERSIDADES ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

Fábio Lumertz Garcia

COMPENSAÇÃO ELETRÔNICA DE DEGRADAÇÕES  
ÓPTICAS EM RECEPTORES COERENTES:  
CONTRIBUIÇÕES AO SINCRONISMO DE  
PORTADORA, EQUALIZAÇÃO E SIMULAÇÃO

Tese de doutorado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Dalton Soares Arantes

Coorientador: Dr. Fabbryccio Akkazzha Chaves Machado Cardoso

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Fábio Lumertz Garcia sob orientação do Prof. Dr. Dalton Soares Arantes

---

Campinas  
2013

Ficha catalográfica  
Universidade Estadual de Campinas  
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura  
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

G165c Garcia, Fábio Lumertz, 1979-  
Compensação eletrônica de degradações ópticas em receptores coerentes :  
contribuições ao sincronismo de portadora, equalização e simulação / Fábio  
Lumertz Garcia. – Campinas, SP : [s.n.], 2013.

Orientador: Dalton Soares Arantes.  
Coorientador: Fabbryccio Akkazzha Chaves Machado Cardoso.  
Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de  
Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Recuperação de portadora e fase. 2. Óptica coerente. 3. Polarização óptica.  
4. Processamento digital de sinais. 5. Estimação de fase. I. Arantes, Dalton  
Soares, 1946-. II. Cardoso, Fabbryccio Akkazzha Chaves Machado. III.  
Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

**Título em outro idioma:** Electronic compensation of optical degradations in coherent receivers  
: contributions to carrier synchronization, equalization and simulation

**Palavras-chave em inglês:**

Carrier phase estimation

Coherent optical

Optical polarization

Digital signal processing

Phase estimation

**Área de concentração:** Telecomunicações e Telemática

**Titulação:** Doutor em Engenharia Elétrica

**Banca examinadora:**

Dalton Soares Arantes [Orientador]

Marcelo Augusto Costa Fernandes

Rodrigo Pereira Ramos

Evandro Conforti

Max Henrique Machado Costa

**Data de defesa:** 19-12-2013

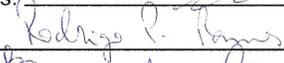
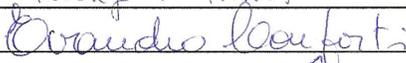
**Programa de Pós-Graduação:** Engenharia Elétrica

## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

**Candidato:** Fábio Lumertz Garcia

**Data da Defesa:** 19 de dezembro de 2013

**Título da Tese:** "Compensação Eletrônica de Degradações Ópticas em Receptores Coerentes: Contribuições ao Sincronismo de Portadora, Equalização e Simulação"

Prof. Dr. Dalton Soares Arantes (Presidente):   
Dr. Marcelo Augusto Costa Fernandes:   
Prof. Dr. Rodrigo Pereira Ramos:   
Prof. Dr. Evandro Conforti:   
Prof. Dr. Max Henrique Machado Costa: 



À MINHA AMADA ESPOSA MARILIA.  
À NOSSA FILHA MARIA CLARA.  
AOS FUTUROS FILHOS QUE DEUS NOS CONFIAR.  
DEPARANDO-ME COM A IMENSIDÃO DESTE  
AMOR, NÃO OUSO SEQUER TENTAR ENCONTRAR  
PALAVRAS QUE EXPRIMAM SUA MAGNITUDE...



# Agradecimentos

Para todo aquele que tem consciência de sua origem, daquilo que é e da razão pela qual vive, é simplesmente impossível não agradecer primeiramente a Deus por tudo o que lhe é concedido. Obrigado Senhor, por acompanhar-me e conceder-me, na gratuidade, todas as dádivas com as quais me agracias. Agradeço até mesmo por esses enfadonhos meses de desemprego e dificuldades... tanto por proveres abundantemente além das nossas necessidades, quanto pela ação pedagógica que esse período teve sobre mim.

À minha esposa, Dra Marília Estevam Cornélio, a grande fomentadora da finalização deste trabalho, agradeço pelo amor, carinho, companheirismo, cumplicidade, compartilhamento da vida e tudo mais que possa dar sentido à conclusão de mais esta etapa. Talvez sem suas brigas ou sem suas palavras muitas vezes tão ásperas, esses sete anos de doutorado nunca teriam chegado ao fim. Sem os seus sacrifícios, principalmente nos últimos dias de redação, igualmente não teria sido possível. Obrigado, linda! À minha filha, Maria Clara, meu eterno obrigado por encher ainda mais a minha vida de sentido e de amor.

À família que me gerou, agradeço o suporte e o amor sempre tão incondicional, amor este que me ensinou e capacitou a construir a minha própria família. Minha eterna gratidão a minha mãe Carmem, ao meu pai Valdir (*in memoriam*), aos meus irmãos Daniel, Alessandro e Camila. Também, agradeço as enormes alegrias trazidas pelos meus sobrinhos Guilherme, Alana e Yasmin!

Ao meu orientador, professor Dalton Soares Arantes, agradeço ter aceito junto a mim este árduo desafio do doutorado, num país onde a educação e a pesquisa são tão pouco valorizadas. Outrossim, agradeço seus exemplos de retidão, honestidade e honradez, bem como todo esforço empregado neste projeto. Ao longo destes muitos anos de trabalhos conjuntos, sempre foi edificante para mim conviver com alguém que acredita na construção de um futuro melhor para o nosso país por meio da capacitação das pessoas.

Agradeço igualmente a meu coorientador, Dr. Fabbryccio Cardoso. Obrigado por compartilhar tão espontaneamente seus conhecimentos, por auxiliar na resolução de problemas, por expor uma opinião crítica sempre que necessário e pela ponderação em concatenar ideias aparentemente divergentes. Agradeço sobremaneira os exemplos de disponibilidade e prontidão em ajudar, não apenas a mim, mas a tantos que passaram pelo Comlab ao longo desses anos.

Aproveito estes agradecimentos para externar o meu profundo reconhecimento aos professores da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação que marcaram positivamente a minha formação, ainda que, possivelmente, muitos deles nunca tomarão ciência desta minha singela citação. Gostaria de conseguir adotar em minha própria vida profissional a maestria e o prazer em partilhar conhecimentos que vislumbrei nestes catedráticos: professores Fábio Violaro, Amauri Lopes, Paulo Cardieri, Renato Lopes, Max Costa, Romis Attux e João Marcos Romano.

Também, faço questão de agradecer a todos colegas que passaram pela minha vida e contribuíram com minha formação ao longo desses anos na Unicamp. Sem dúvida, as discussões de laboratório, as explicações de corredor, a convivência interpessoal e os colóquios informais formam o ser humano tanto quanto os estudos regulares. A cada nome, uma lembrança, um agradecimento, um reconhecimento por tantos diferentes tipos de ajuda, os quais não caberiam se listados aqui. Obrigado Adriane Sartori, Alexandre Silva, André Asti, André Rayol, Ariadne Arraes, Claudio Dias, Cristiano Panazio, Danni de la Cruz, Diego Robert, Dina Gonçalves, Ednei Amaral, Eduardo Rosa, Fábio Lisboa, Fabrício Oliveira, Francisco Garcia, Gabriel Castiglioni, Harlei Leite, Jeremias Machado, Johanna Tobar, José Barros, Kadu Sousa, Leonardo do Nascimento, Lígia Sousa, Luís Mataveli, Luiz Ywata, Marcel Brancalion, Marcelo Fernandes, Marcelo Uesono, Marcos Covre, Márzio Geandre, Michel Troyano, Michele Nazareth, Paulo Damasceno, Rafael Barbosa, Rafael Fialho, Rafael Fontes, Rafael Krummenauer, Rafael Mota, Rafael Pasquini, Renata Mataveli, Rodrigo Ramos, Roger do Nascimento, Rubergil Violante, Sarah Negreiros, Sílvio e Ondina Pregolato, Tarciana Lopes, Tarciano Pegoraro, Tiago Cinto, Valdir Assis, Vanessa Testoni, Veruska Rodrigues, Victor Souza. Infinitamente mais do que nomes, reconhecimentos.

Do mesmo modo, agradeço aos muitos amigos, fisicamente próximos ou não, as mensagens de incentivo ao longo dos anos, os telefonemas, os emails, as palavras encorajadoras e as orações.

Agradeço ao professor Hugo Figueroa e sua equipe a parceria na aquisição das licenças do software *VPI Photonics*.

Agradeço a Padtec S.A. que financiou o projeto “Processamento Digital para Compensação Eletrônica em Sistemas de Comunicações Ópticas” (Projeto de Pesquisa em Parceria para Inovação Tecnológica - PITE - Fapesp/Padtec/Unicamp), no qual esta tese de doutorado está inserida. Finalmente, agradeço as agências de fomento que contribuíram para a produção deste trabalho. Meu muito obrigado ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico e à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo.

“O bem que você faz hoje, será frequentemente esquecido. Faça o bem, assim mesmo. Dê ao mundo o melhor de você, mas isso pode nunca ser o suficiente. Dê o melhor de você, assim mesmo. No fim das contas você verá que tudo é entre você e Deus. Nunca foi entre você e os homens”.

- Madre Teresa de Calcutá -



# Resumo

Esta tese apresenta um novo método para recuperação de portadora e fase, sem o emprego de *Phase-Locked Loops*, com aplicação em um sistema óptico coerente com modulação 16-QAM, taxa de 112Gb/s e multiplexação por polarização. A estrutura desenvolvida viabiliza uma Operação de Alinhamento dos símbolos modulados em fase e quadratura da constelação QAM, possibilitando a estimação eficiente dos desvios de frequência e fase. Um projeto especial de preâmbulo foi concebido para o uso desta estrutura, possibilitando uma comutação suave para o segmento de dados com o auxílio de um esquema denominado Conjugado Virtual. Esses conceitos possibilitam correção de desvios de frequência superiores a 1,5 GHz e operação com faixas de ruído de fase da ordem de 3,5 MHz ( $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S = 2.5 \times 10^{-4}$ ), quando operando na taxa de 14 GBaud e em ambientes bastante degradados. Resultados de simulação apontam que nesses cenários degradados a equalização não-fracionária não é capaz de realizar a inversão do canal óptico. Essa conclusão é particularmente ilustrada por uma imagem bidimensional relacionando as taxas de erro de bit (BERs) em função de pares de amostras. Finalmente, o sistema óptico foi emulado com o software VPI Photonics.

Palavras-chave: Recuperação de portadora e fase. Óptica coerente. Polarização óptica. Processamento digital de sinais. Estimação de fase.



# Abstract

This thesis presents a novel method for Carrier Phase Estimation (CPE), without Phase-Locked Loops, with application to a 112 Gb/s Dual-Polarization 16-QAM Coherent Optical System. The developed structure allows for an Alignment Operation that performs the alignment of the symbols of the QAM constellation, resulting in more efficient estimation of carrier frequency and phase. An especial preamble design was conceived for this structure, enabling a soft switching from preamble to data segment using an especial Virtual Conjugation scheme. These concepts enable frequency mismatch correction over to 1.5 GHz and operation with phase noise linewidth in the order of 3.5 MHz ( $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S = 2.5 \times 10^{-4}$ ), when operating at the rate of 14 GBaud and highly degraded channel conditions. Simulation results show that, in these scenarios, baudrate equalization is not able to perform channel inversion. This conclusion is especially illustrated by a bidimensional image which depicts Bit Error Rates (BERs) as a function of pairs of samples. Finally, the optical system was emulated using VPI Photonics Simulation Software.

Key-words: Carrier phase estimation. Coherent optical. Optical polarization. Digital signal processing. Phase estimation.



# Lista de Figuras

2.1	Arquitetura de um sistema óptico coerente multiplexado em polarização e processamento digital de sinais. . . . .	8
2.2	Modulador <i>Mach-Zehnder</i> . . . . .	12
2.3	Configuração do Modulador <i>Mach-Zehnder</i> para modo IQ. . . . .	13
2.4	Princípio da detecção coerente. . . . .	15
2.5	Detecção coerente com Híbrida de 90°. . . . .	15
2.6	Diagrama funcional de um receptor coerente intradino multiplexado em polarização, incluindo funcionalidade de aplicação de DSP. . . . .	17
2.7	Exemplo de DGD durante propagação na fibra. . . . .	19
2.8	Vetor PMD . . . . .	20
2.9	Modelo da estrutura <i>Butterfly</i> . . . . .	27
3.1	Símbolos da Constelação 16-QAM. . . . .	30
3.2	Resultado gráfico do primeiro estágio da estrutura da Operação de Alinhamento. . . . .	34
3.3	Resultado gráfico do segundo estágio da estrutura da Operação de Alinhamento. . . . .	34
3.4	Resultado gráfico do terceiro estágio da estrutura da Operação de Alinhamento. . . . .	34
3.5	Circunferências sobre as quais giram os símbolos $Z$ . . . . .	36
3.6	Vetor $\Delta\psi$ com “ <i>outliers</i> ”. . . . .	36
3.7	Modelo de estimação e correção de desvios de frequência e fase para um sistema coerente com diversidade de polarização. . . . .	38
3.8	Resultado gráfico do primeiro estágio da estrutura da Operação de Alinhamento para modulação 4-PSK. . . . .	39
3.9	Resultado gráfico do segundo estágio da estrutura da Operação de Alinhamento para modulação 4-PSK. . . . .	40
3.10	Resultado gráfico do terceiro estágio da estrutura da Operação de Alinhamento para modulação 4-PSK. . . . .	40
3.11	Modelo de estimação e correção dos desvios de frequência e fase para um sistema coerente com diversidade de polarização durante o segmento de dados. . . . .	43
3.12	Comparação entre as quatro possíveis formas de implementação de equalização radial. . . . .	46
3.13	Funcionamento da equalização radial quando a modulação 4-PSK é empregada. . . . .	47
3.14	Funcionamento da equalização radial quando a modulação 16-QAM é empregada. . . . .	48

4.1	Relação entre Simulador Óptico e Elétrico. . . . .	51
4.2	Modelo Simulado nos Domínios Óptico e Elétrico. . . . .	52
4.3	Apresentação da Interface do <i>VPI Photonics</i> . . . . .	54
4.4	Janela de Parâmetros Globais do <i>VPI Photonics</i> . . . . .	56
4.5	Sistema Multiplexado em Polarização Simulado no <i>VPI</i> . . . . .	56
4.6	Janela de Parâmetros da Fibra Óptica do Sistema Simulado. . . . .	57
4.7	Simulação Implementada por <i>script</i> em <i>VPI</i> . . . . .	60
4.8	Cossimulação realizada em <i>VPI</i> chamando comando do Matlab. . . . .	61
4.9	Simulador Desenvolvido em Matlab-Simulink. . . . .	62
4.10	Bloco do Simulador Responsável pela Amostragem, AGC e Equalização Radial Adaptativa. . . . .	63
5.1	Curvas de BER para os Cenários 1, 2, 3, 4, 5 e 6. . . . .	68
5.2	Evolução temporal do sinal equalizado para o Cenário 1. . . . .	69
5.3	Evolução temporal do sinal equalizado para o Cenário 2. . . . .	69
5.4	Evolução temporal do sinal equalizado para o Cenário 3. . . . .	70
5.5	Evolução temporal do sinal equalizado para o Cenário 4. . . . .	70
5.6	Evolução temporal do sinal equalizado para o Cenário 5. . . . .	71
5.7	Evolução temporal do sinal equalizado para o Cenário 6. . . . .	71
5.8	BER para as polarizações horizontal e vertical para o Cenário 6. . . . .	72
5.9	BER para as polarizações horizontal e vertical para o Cenário 5 (PDL=1dB). . . . .	73
5.10	BER para as polarizações horizontal e vertical para o Cenário 4, sem PDL. . . . .	73
5.11	Curvas de BER para os Cenários 7 e 8. . . . .	74
5.12	BER para as polarizações horizontal e vertical para o Cenário 8. . . . .	75
5.13	Curvas de BER para os cenário 6, 12, 13, 14 e 15. . . . .	76
5.14	Curvas de BER para os cenário 1, 9, 10 e 11. . . . .	77
5.15	Curvas de BER para os cenário 7, 8, 16, 17, 18 e 19. . . . .	77
5.16	BER para todos os possíveis pares de amostras do Cenário 7 (B=10GHz), com OSNR de 25 dB. . . . .	78
5.17	BER para todos os pares de amostras do Cenário17 (B=12GHz), com OSNR de 25 dB. . . . .	78
5.18	BER bidimensional para todos os pares de amostras do Cenário 7, com OSNR de 25 dB. . . . .	79
5.19	BER bidimensional para todos os pares de amostras do Cenário 17, com OSNR de 25 dB. . . . .	80
5.20	BER bidimensional para todos os pares de amostras do Cenário 8, com OSNR de 25 dB. . . . .	81
5.21	BER bidimensional para todos os pares de amostras do Cenário 18, com OSNR de 25 dB. . . . .	81
5.22	Curvas de BER para os Cenários 7 e 17. . . . .	82
5.23	Curvas de BER para os Cenários 8 e 18. . . . .	82
5.24	BER bidimensional para todos os pares de amostras do Cenário 7, com OSNR de 30 dB. . . . .	83

5.25	BER bidimensional para todos os pares de amostras dos Cenários 5, 6, 12, 13, 14, 15, com OSNR de 28 dB. . . . .	83
5.26	Curvas de BER para os Cenários 20, 21, 22 e 23. . . . .	85
5.27	Curvas de BER para os Cenários 24, 25, 26 e 27. . . . .	86
5.28	Curvas de BER para os Cenários 19, 28, 29, 30. . . . .	86
5.29	BER para todos os pares de amostras dos Cenários 19 e 29, com OSNR de 30 dB. . . . .	87
5.30	BER bidimensional para todos os pares de amostras dos Cenários 19 e 29, com OSNR de 30 dB. . . . .	87
5.31	Curvas de BER para os Cenários 8, 31, 32, 33, 34 e 35. . . . .	88
5.32	Curvas de BER para os Cenários 31, 34, 35, 36 e 37. . . . .	89
5.33	Erro combinado das polarizações horizontal e vertical para Cenário 8 e OSNR de 28 dB. . . . .	91
5.34	Erro combinado das polarizações horizontal e vertical para Cenário 8 e OSNR de 28 dB. . . . .	91
5.35	Correção de <i>mismatch</i> de frequência o Cenário 8 e OSNR de 28 dB. . . . .	92
5.36	Correção de desvio de fase para o Cenário 8 e OSNR de 28 dB. . . . .	92
5.37	Coefficientes da estrutura butterfly do equalizador para o Cenário 8 e OSNR de 28 dB. . . . .	93
5.38	Evolução de uma componente do sinal equalizado para o Cenário 8 com OSNR de 28 dB. . . . .	94
5.39	Evolução das quatro componentes do sinal equalizado para o Cenário 8 com OSNR de 28 dB. . . . .	94
5.40	Evolução temporal dos coeficientes da estrutura Butterfly para o Cenário 6 com OSNR de 28 dB. . . . .	95
5.41	Evolução temporal dos coeficientes da estrutura Butterfly para o Cenário 14 com OSNR de 28 dB. . . . .	95
5.42	Sinal de erro da saída do equalizador para os Cenários 6 e 14 com OSNR de 28 dB. . . . .	96
5.43	Correção de desvio de fase para os Cenários 6 e 14 com OSNR de 28 dB. . . . .	96
5.44	Evolução temporal de uma componente da constelação para os Cenários 6 e 14 com OSNR de 28 dB. . . . .	97
5.45	Sinal de erro da saída do equalizador para os Cenários 28 e 29 com OSNR de 28 dB. . . . .	97
5.46	Correção de <i>mismatch</i> de frequência para os Cenários 28 e 29 com OSNR de 28 dB. . . . .	98
5.47	Correção de desvio de fase para os Cenários 28 e 29 com OSNR de 28 dB. . . . .	98
5.48	Evolução temporal de uma componente da constelação para os Cenários 28 e 29 com OSNR de 28 dB. . . . .	99
5.49	Sinal de erro da saída do equalizador para os Cenários 8 e 31 com OSNR de 28 dB. . . . .	99
5.50	Correção de <i>mismatch</i> de frequência para os Cenários 8 e 31 com OSNR de 28 dB. . . . .	100
5.51	Correção de desvio de fase para os Cenários 8 e 31 com OSNR de 28 dB. . . . .	100
5.52	Evolução temporal de uma componente da constelação para os Cenários 8 e 31 com OSNR de 28 dB. . . . .	101

5.53	Correção de <i>mismatch</i> de frequência para os Cenários 16 e 20 com OSNR de 28 dB. . . . .	101
5.54	Correção de desvio de Fase para os Cenários 16 e 20 com OSNR de 28 dB. . . . .	102
5.55	Evolução temporal de uma componente da constelação para os Cenários 16 e 20 com OSNR de 28 dB. . . . .	102
5.56	Evolução temporal dos coeficientes da estrutura Butterfly para o Cenário 16 com OSNR de 28 dB. . . . .	103
5.57	Evolução temporal dos coeficientes da estrutura Butterfly para o Cenário 20 com OSNR de 28 dB. . . . .	103
5.58	Etapas de recepção, equalização, correção de <i>mismatch</i> de frequência e correção de <i>mismatch</i> de fase, para Cenário 2 e OSNR de 30 dB durante segmento de preâmbulo. . . . .	104
5.59	Etapas de recepção, equalização, correção de <i>mismatch</i> de frequência e correção de <i>mismatch</i> de fase, para Cenário 2 e OSNR de 30 dB durante segmento de dados. . . . .	105
5.60	Etapas de recepção, equalização, correção de <i>mismatch</i> de frequência e correção de <i>mismatch</i> de fase, para Cenário 16 e OSNR de 30 dB durante segmento de preâmbulo. . . . .	106
5.61	Etapas de recepção, equalização, correção de <i>mismatch</i> de frequência e correção de <i>mismatch</i> de fase, para Cenário 16 e OSNR de 30 dB durante segmento de dados. . . . .	107
5.62	Curvas de BER para os Cenários 17 e 18, configurados com 4PSK+16QAM e com 16QAM+16QAM. . . . .	107
5.63	Curvas de BER para os Cenários 38, 39 e 40. . . . .	108
5.64	Evolução temporal de uma componente da constelação para o Cenário 39 com OSNR de 30 dB. . . . .	109
5.65	Evolução temporal da constelação para o Cenário 39 com OSNR de 30 dB. . . . .	109
5.66	Evolução temporal de uma componente da constelação para o Cenário 39 com OSNR de 30 dB e passo de adaptação $\mu$ de $3 \times 10^{-3}$ no segmento de preâmbulo e $1,5 \times 10^{-3}$ no segmento de dados. . . . .	110
5.67	Evolução temporal da constelação para o Cenário 39 com OSNR de 30 dB e passo de adaptação $\mu$ de $3 \times 10^{-3}$ no segmento de preâmbulo e $1,5 \times 10^{-3}$ no segmento de dados. . . . .	110

# Lista de Tabelas

5.1	Descrição das principais características dos Cenários 1 a 6 simulados. . . . .	67
5.2	Descrição das principais características dos Cenários 7 e 8 simulados. . . . .	74
5.3	Descrição das principais características dos Cenários 9 a 19 simulados. . . . .	75
5.4	Descrição das principais características dos Cenários 20 a 30 simulados. . . . .	85
5.5	Descrição das principais características dos Cenários 31 a 37 simulados. . . . .	88
5.6	Descrição das principais características dos Cenários 38 a 40 simulados. . . . .	106
A.1	Cenários 1 a 20 simulados para o sistema óptico coerente com diversidade de polarização operando a 112 Gb/s. . . . .	121
A.2	Cenários 21 a 40 simulados para o sistema óptico coerente com diversidade de polarização operando a 112 Gb/s. . . . .	122



# Lista de Acrônimos

ADC	Conversor Analógico-Digital ( <i>Analog-to-Digital Converter</i> )
AGC	Controle Automático de Ganho ( <i>Automatic Gain Control</i> )
ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>
ASK	Chaveamento em Amplitude <i>Amplitude Shift Keying</i>
BER	Taxa de Erro de Bit ( <i>Bit Error Rate</i> )
BPSK	Chaveamento Binário de Fase ( <i>Binary Phase Shift Keying</i> )
BSS	Separação Cega de Fontes e ( <i>Blind Source Separation</i> )
BTB	<i>Back-To-Back</i>
CAG	Controle Automático de Ganho
CD	Dispersão Cromática ( <i>Chromatic Dispersion</i> )
CMA	Algoritmo de Módulo Constante ( <i>Constant Modulus Algorithm</i> )
DAC	Conversor Digital-Analógico ( <i>Digital-to-Analog Converter</i> )
DCF	Fibra Compensadora de Dispersão ( <i>Dispersion Compensating Fiber</i> )
DD	Decisão Direta ( <i>Decision Directed</i> )
DGD	Atraso Diferencial de Grupo ( <i>Differential Group Delay</i> )
DP	Polarização Dupla ( <i>Dual Polarization</i> )
DPLZ	Despolarização ( <i>Depolarization</i> )
DSP	Processamento Digital de Sinais ( <i>Digital Signal Processing</i> )
DWDM	Denso WDM ( <i>Dense Wavelength Division Multiplex</i> )
EDFA	Amplificadores Ópticos a Fibra Dopada com Érbio ( <i>Erbium-Doped Fiber Amplifier</i> )
FEC	Correção de Erros Adiante ( <i>Forward Error Correction</i> )
FFCR	Recuperação de Portadora do tipo <i>Feedforward</i> ( <i>Feedforward Carrier Recovery</i> )
FIR	Resposta Finita ao Impulso ( <i>Finite Impulse Response</i> )
ICA	Análise de Componentes Independentes ( <i>Independent Component Analysis</i> )
IEEE	( <i>The Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> )
LMS	<i>Least Mean Square</i>
LO	Oscilador Local ( <i>Local Oscillator</i> )
MZM	Modulador Mach-Zehnder ( <i>Mach-Zehnder Modulator</i> )
NRZ	Formato de pulso que não retorna a zero ( <i>Non-Return to Zero</i> )
OOK	Chaveamento liga-desliga ( <i>On-Off Keying</i> )
OSNR	Relação Sinal-Ruído Óptica ( <i>Optical Signal-to-Noise Ratio</i> )
PBC	Combinador de Feixe Polarizado ( <i>Polarization Beam Combiner</i> )
PBS	Divisor de Feixe Polarizado ( <i>Polarization Beam Splitter</i> )
PCD	Dispersão Cromática Dependente da Polarização ( <i>Pol.-dependent Chromatic Dispersion</i> )
PDL	Perda Dependente da Polarização ( <i>Polarization Dependent Loss</i> )

PDS	Processamento Digital de Sinais
PDM	Multiplexação por Polarização ( <i>Polarization Division Multiplexing</i> )
PLL	Laço de Travamento de Fase ( <i>Phase-Locked Loop</i> )
PM	Multiplexação por Polarização ( <i>Polarization Multiplexing</i> )
PMD	Dispersão de Modo de Polarização ( <i>Polarization Mode Dispersion</i> )
POLMUX	Multiplexação por Polarização ( <i>Polarization Multiplexing</i> )
PRBS	Sequência Pseudo-Aleatória Binária ( <i>Pseudo-Random Binary Sequence</i> )
PSK	Chaveamento em Fase ( <i>Phase-Shift Keying</i> )
PU	Desembaraçador de Fase ( <i>Phase Unwrapping</i> )
QAM	Modulação em Quadratura e Amplitude ( <i>Quadrature Amplitude Modulation</i> )
QPSK	Chaveamento em Quadratura de Fase ( <i>Quadrature Phase Shift Keying</i> )
RDE	Equalização Direcionada ao Raio ( <i>Radius Directed Equalization</i> )
SNR	Relação Sinal Ruído ( <i>Signal-to-Noise Ratio</i> )
SSMF	Fibra Padrão Monomodo ( <i>Standard Single-Mode Fiber</i> )
TIA	Amplificador de Transimpedância ( <i>Transimpedance Amplifier</i> )
WDM	Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda ( <i>Wavelength Division Multiplexing</i> )

# Lista de Variáveis

$a(t)$	Componente de modulação em amplitude
$a_n$	Símbolo do alfabeto a ser modulado
$B$	Banda do filtro gaussiano óptico do receptor coerente (Hz)
$c$	Velocidade de propagação da luz
$D$	Parâmetro de dispersão cromática ( $ps/Km/nm$ )
$D_d$	Desvio de Fase(Hz)
$E_s$	Campo elétrico do sinal
$E_{LO}$	Campo elétrico do oscilador local
$e_s$	Polarização do campo elétrico
$e(k)$	Sinal de erro do equalizador
$f_R$	Frequência do receptor coerente (Hz)
$f_T$	Frequência do transmissor coerente (Hz)
$i_n$	Componente imaginária do símbolo modulado em fase e quadratura
$I(t)$	Corrente de saída do fotodetector
$I_1(t)$	Corrente de saída do fotodetector balanceado
$I_2(t)$	Corrente de saída do fotodetector balanceado
$I_I(t)$	Corrente da componente de fase da saída do fotodetector
$I_Q(t)$	Corrente da componente de quadratura da saída do fotodetector
$I$	Componente de fase da modulação QAM
$I_h$	Componente de fase da modulação QAM da polarização horizontal
$I_v$	Componente de fase da modulação QAM da polarização vertical
$J_{CMA}$	Função de custo do CMA
$L$	Comprimento da fibra óptica
$M$	<i>Mismatch</i> de frequência (Hz)
$p$	Constante do algoritmo de Godard
$p(t)$	Formatador de pulso
$P$	Potência
$P_{LO}$	Potência do oscilador local
$P_s$	Potência do sinal
$\sqrt{P_s}$	Amplitude do campo elétrico
$Q$	Componente de quadratura da modulação QAM
$Q_h$	Componente de quadratura da modulação QAM da polarização horizontal
$Q_v$	Componente de quadratura da modulação QAM da polarização vertical
$r$	Razão de extinção do modulado óptico ( <i>extinction ratio</i> )
$r_n$	Componente real do símbolo modulado em fase e quadratura

$R$	Responsividade do fotodetectores
$R_{impar}$	Primeiro símbolo de um dado par de símbolos transmitido
$R_i$	Forma simplificada de expressar $R_{impar}$
$R_{par}$	Segundo símbolo de um dado par de símbolos
$R_p$	Forma simplificada de expressar $R_{par}$
$R_1$	Símbolo recebido, correspondente ao símbolo transmitido $R_{impar}$
$R_2$	Símbolo recebido, correspondente ao símbolo transmitido $R_{par}$
$s(t)$	Sinal modulado
$S_h$	Símbolo transmitido na polarização horizontal
$S_v$	Símbolo transmitido na polarização vertical
$S^*$	Símbolo conjugado
$T_s$	Tempo ou período de símbolo ( $s$ )
$u(t)$	Envoltória complexa do sinal modulante
$V_1$	Tensão Aplicada a ao eletrodo do modulador Mach-Zehnder
$V_2$	Tensão Aplicada a ao eletrodo do modulador Mach-Zehnder
$V_\pi$	Tensão Aplicada a ao eletrodo do modulador Mach-Zehnder
$W$	Vetor de coeficientes do equalizador.
$W_{HH}$	Filtro com entrada horizontal e saída horizontal da estrutura <i>butterfly</i>
$W_{HV}$	Filtro com entrada horizontal e saída vertical da estrutura <i>butterfly</i>
$W_{VH}$	Filtro com entrada vertical e saída horizontal da estrutura <i>butterfly</i>
$W_{VV}$	Filtro com entrada vertical e saída vertical da estrutura <i>butterfly</i>
$x(n)$	Entrada do equalizador
$y(n)$	Saída do equalizador
$Y_1$	Símbolo processado pelo primeiro estágio da Operação de Alinhamento
$Y_2$	Símbolo processado pelo primeiro estágio da Operação de Alinhamento
$Y_I$	Símbolo ímpar recebido da estrutura do conjugado virtual
$Y_{I_{MAP}}$	Mapeamento de $Y_I$ para $Y_{I_{externo}}$
$Y_{I_{quant}}$	Quantização do símbolo $Y_I$ na constelação QAM
$Y_{I_{externo}}$	Símbolo mais externo do quadrante de $Y_{I_{quant}}$
$Y_P$	Símbolo par recebido da estrutura do conjugado virtual
$Y_{P_{MAP}}$	Mapeamento de $Y_P$ para $Y_{P_{externo}}$
$Y_{P_{quant}}$	Quantização do símbolo $Y_P$ na constelação QAM
$Y_{P_{externo}}$	Símbolo mais externo do quadrante de $Y_{P_{quant}}$
$Z$	Símbolo processado pela Operação de Alinhamento
$Z_1$	Símbolo processado pelo primeiro estágio da Operação de Alinhamento
$Z_2$	Símbolo processado pelo primeiro estágio da Operação de Alinhamento
$\beta$	Constante de propagação eletromagnética em relação a frequência
$\beta_1$	Parâmetro de birrefringência
$\beta_2$	Derivada segunda de $\beta$ em relação a $\omega$
$\delta P(t)$	Ruído de amplitude
$\Delta_2$	Constante de dispersão do CMA
$\Delta_p$	Constante real positiva da função de custo de Godard
$\gamma$	Coefficiente de PDL
$\Gamma$	Valor de PDL (dB)
$\lambda$	Comprimento de onda
$\phi$	<i>Mismatch</i> de frequência em um período de símbolo

$\theta$	<i>Mismatch</i> de fase em um período de símbolo
$\theta_s$	Fase de modulação.
$\tau$	Alargamento temporal
$\varphi(t)$	Componente de modulação em fase do laser
$\varphi_s$	Fase inicial de modulação
$\varphi_{ns}$	Ruído de fase
$\xi$	<i>Mismatch</i> de frequência ( <i>ciclos/s = Hz</i> )
$\omega_c$	frequência angular modulante
$\omega_s$	frequência do sinal



# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Contextualização da Tese . . . . .	1
1.2	Revisão Bibliográfica . . . . .	3
1.3	Estrutura da Tese e Contribuições . . . . .	5
<b>2</b>	<b>Breve Contextualização Teórica</b>	<b>7</b>
2.1	Visão Sistêmica . . . . .	7
2.2	Componentes de um Sistema Óptico Coerente Multiplexado em Polarização . . .	8
2.2.1	Laser . . . . .	8
2.2.2	Modulador . . . . .	9
2.2.3	Detecção Coerente . . . . .	13
2.2.4	Multiplexação por Polarização . . . . .	16
2.2.5	Degradação I - Dispersão Cromática (CD) . . . . .	17
2.2.6	Degradação II - Dispersão de Modo de Polarização (PMD) . . . . .	19
2.2.7	Degradação III - Perda Dependente de Polarização (PDL) . . . . .	20
2.2.8	Degradação IV - Ruídos . . . . .	21
2.2.9	Modelo de Acoplamento dos Sistemas Multiplexados em Polarização . . .	21
2.3	Equalização . . . . .	22
2.3.1	Equalização CMA e Equalização RDE . . . . .	23
2.3.2	Estrutura Butterfly - Separação de Fontes . . . . .	26
<b>3</b>	<b>Desenvolvimento</b>	<b>29</b>
3.1	Operação de Alinhamento . . . . .	29
3.2	Projeto de Preâmbulo e Operação de Alinhamento para Modulação 4-PSK . . .	39
3.3	Técnica do Conjugado Virtual e Operação no Segmento de Dados . . . . .	41
3.4	Equalizador Direcionado ao Raio - RDE . . . . .	43
3.5	Estrutura de Combate à Ambiguidade . . . . .	47
<b>4</b>	<b>Simulador</b>	<b>51</b>
4.1	Domínio Óptico - VPI . . . . .	53
4.2	Domínio Eletrônico - Simulador em Matlab-Simulink . . . . .	60

<b>5</b>	<b>Resultados e Discussão</b>	<b>65</b>
5.1	Simulações iniciais e links de 30 km . . . . .	66
5.2	Simulações com links de 100 km . . . . .	72
5.3	Otimização do filtro receptor e análise do efeito da equalização fracionária . . . . .	74
5.4	Robustez frente a <i>mismatches</i> de frequência . . . . .	84
5.5	Capacidade de correção de ruído de fase . . . . .	87
5.6	Análise de convergência . . . . .	90
5.7	Relevância da modulação 4-PSK no segmento de preâmbulo e outros resultados pertinentes . . . . .	101
5.7.1	Evolução e Recuperação do Sinal Recebido . . . . .	102
5.7.2	A importância da modulação 4-PSK para o preâmbulo . . . . .	105
5.8	Resultados Finais . . . . .	106
<b>6</b>	<b>Conclusões</b>	<b>113</b>
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>115</b>
<b>A</b>	<b>Cenários Simulados</b>	<b>121</b>

# Introdução

## 1.1 Contextualização da Tese

Recentemente, a combinação de quatro tecnologias vem revolucionando o cenário das comunicações ópticas: processamento digital de sinais (DSP), detecção coerente, multiplexação por polarização e formatos de modulação com maior eficiência espectral. Por multiplexação de polarização entende-se um sistema no qual informações distintas são transmitidas pela polarização horizontal e vertical. Muitos avanços têm sido obtidos nesses campos, avanços estes que podem ser traduzidos em relevantes e recentes publicações, nos inovadores sistemas ópticos em operação, em diversos registros de patentes solicitados e na consolidação de excelentes grupos de pesquisadores que atuam nessas áreas. Em comum, a busca por dois objetivos principais, que são a diminuição dos custos e, principalmente, o aumento da eficiência das redes ópticas, visando suprir a constante demanda de dados que a vida moderna exige.

Dentro desta perspectiva, esta tese de doutorado está inserida em um projeto maior, contemplado pelo “Programa de Apoio à Pesquisa em Parceria para Inovação Tecnológica” da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (Fapesp), denominado “Processamento Digital para Compensação Eletrônica em Sistemas de Comunicações Ópticas”. Este projeto é uma parceria entre três instituições: Fapesp, Universidade de Campinas (Unicamp) e Padtec S.A., maior fabricante de equipamentos para comunicações ópticas do Brasil.

Para contextualizar melhor este trabalho, é relevante fazer um breve histórico das comunicações ópticas. Afinal de contas, desde o fotofone inventado por Graham Bell em 1880 [1], ou antes, desde a demonstração do princípio da guia de luz por refração feita por Daniel Colladon em 1840 [2], o cenário da informação contida na luz evoluiu muito até chegar ao atual paradigma da multiplexação por polarização, detecção coerente, modulação eficiente e processamento digital de sinais.

Em 1960, deu-se a invenção do laser [1]. Em 1966, Charles Kao e George Hockham apresentaram estudos que apontavam para fibras com perdas da ordem de 20 dB/km (as perdas da época seriam por impurezas e poderiam ser atenuadas). Por este trabalho e por

sua continuidade, Kao ganhou o prêmio Nobel de física em 2009. Em 1970, a *Corning Glass Incorporated* conseguiu fabricar essas fibras com atenuação inferior a 20 dB/km. Na Alemanha, em 1973, foi criado um novo tipo de revestimento para fibra, que evita seu envelhecimento. Esse tipo de revestimento é usado até hoje. Em 1975, as fibras começaram a operar na faixa de comprimento de onda em torno dos  $0,8 \mu\text{m}$ , a chamada primeira janela de  $\lambda$  ou primeira geração dos sistemas ópticos. Estas fibras possuíam atenuação de 4 dB/km. A esta época, conseguiu-se criar enlaces de 10 km entre repetidores ópticos e velocidade de 45 Mb/s [3]. No começo dos anos de 1980, a *General Electric* fabricou fibra com atenuação de 1 dB/km e que opera, na chamada segunda janela de  $\lambda$ , com comprimentos de onda na faixa de  $1,3 \mu\text{m}$  [4]. Em 1987, esta segunda janela de comprimentos de onda possuía links com repetidores distantes 50 km entre si [5]. A terceira janela de  $\lambda$  surgiu no final da década de 1980 [4], operando na faixa de comprimento de onda de  $1,55 \mu\text{m}$  e com atenuação de 0.2 dB/km e com repetidores a cada 100 km.

Em 1988, foi instalado o primeiro cabo de fibra óptica transatlântico unindo os Estados Unidos, França e Inglaterra. Ele possuía repetidores a cada 40 km, 40.000 circuitos telefônicos e velocidade de 20 Mb/s. Conta-se que este enlace apresentava frequentes problemas em repetidores devido a ataques de tubarões. Então, no ano de 2002, este sistema foi aposentado. Finalmente, a quarta geração dos sistemas ópticos, desenvolvida nas últimas décadas, é caracterizada pelo emprego de amplificadores ópticos para reduzir o número de repetidores e pelo uso de técnicas de multiplexação pelo comprimento de onda (WDM, *Wavelength Division Multiplexing*) para aumentar a capacidade de transmissão [1]. Definitivamente, estas aplicações revolucionaram a capacidade comercial das comunicações ópticas.

No que se refere à detecção coerente aplicada a sistemas ópticos, diz-se que a mesma foi extensivamente estudada na década de 1980 [6, 7], mas que foi esquecida por praticamente 20 anos até voltar à evidência [8]. Entre esses trabalhos, destaca-se o trabalho de Okoshi em [9]. Muitos autores, entre eles Kikuchi [10], são categóricos ao afirmar que o aparecimento dos amplificadores de fibra dopada a érbio (EDFA, *Erbium-Doped Fiber Amplifier*) e da multiplexação por comprimento de onda (WDM) atrasaram o desenvolvimento da detecção coerente óptica. Contudo, é inegável que o “renascimento” das comunicações ópticas coerentes está associado, em grande parte, à evolução dos conversores analógicos-digitais de altas velocidades, que viabilizaram a implementação de técnicas de processamento digital de sinais para compensação de degradações e sincronismo de portadora.

Foi por volta do ano de 2005 que a detecção coerente reapareceu no mundo das comunicações ópticas, devido ao emprego de formatos de modulação mais eficientes, em trabalhos como [11] e, principalmente, [12], o qual será especialmente descrito mais adiante. A esta época, ressurgiu igualmente o interesse pelas técnicas de multiplexação em polarização. Uma característica intrínseca a detecção coerente é o batimento feito entre o sinal recebido e o oscilador local, de forma que algoritmos de recuperação de frequência e fase (CPE - *Carrier Phase Estimation*) são imprescindíveis para o perfeito funcionamento desses sistemas. Assim, essa necessidade não é diferente para os atuais sistemas ópticos coerentes que empregam esquemas de modulação

eficientes. Os algoritmos de recuperação de frequência e fase aplicados aos sistemas ópticos coerentes podem ser, basicamente, de dois tipos, os baseados em PLL (*Phase-Locked Loop*) e os do tipo *feedforward* (FFCR). O tradicional método de detecção coerente óptica utiliza um PLL óptico ou elétrico, a fim de sincronizar a frequência do oscilador local com a do laser transmissor [13]. Mais recentemente, por meio de processamento digital de sinais, a nova geração de receptores ópticos coerentes emprega outras técnicas de recuperação de sincronismo (ou estimação e compensação de *mismatches* ou descasamentos de frequência e ruídos de fase), do tipo *feedforward*, sem o uso de PLLs.

## 1.2 Revisão Bibliográfica

A aplicação de detecção coerente a redes ópticas foi amplamente estudada durante a década de 1980, especialmente para sistemas sem amplificação. Porém, devido principalmente ao advento de amplificadores ópticos eficientes, as pesquisas que relacionavam sistemas ópticos e detecção coerente foram significativamente reduzidas [14]. Em 2005, Noé [12] apresentou um modelo de transmissão QPSK diferencial com multiplexação por polarização (também chamada PDM, *Polarization Division Multiplexing*, *Dual-Polarization* ou diversidade de polarização) e detecção coerente operando em 40Gb/s, sem o emprego de PLL para realizar *Carrier Recovery*. Muitos apontam esse trabalho como o ressurgimento da detecção coerente no mundo óptico. Nesse trabalho, o tradicional algoritmo *feedforward* de quarta potência (também conhecido como algoritmo de Viterbi-Viterbi [15]) foi empregado.

Em 2007, os autores de [16] vislumbraram as técnicas emergentes de processamento digital de sinais em redes ópticas, bem como afirmaram que “o processamento digital de sinais - até pouco tempo tendo suas potencialidades e seu baixo custo negligenciados - definiria a sobrevivência dos sistemas de comunicações ópticas”. Também em 2007, o trabalho [17] apresentou de forma didática as bases teóricas para um esquema de recuperação de frequência e fase utilizando um modelo do tipo *feedforward* para sistemas coerentes com diversidade de polarização e modulações até 16-QAM. Este modelo, modificou o esquema original de m-ésima potência de forma a empregá-lo na modulação 16-QAM. Tanto a referência [12], quanto a referência [17] e [18] apontam para a preferência por esquemas de recuperação de frequência e fase do tipo *feedforward* a esquemas com emprego de PLLs, dado que os primeiros são notavelmente mais tolerantes a ruídos de fase do que os últimos.

Em 2008, a referência [19] deu importantes contribuições sobre compensações eletrônicas em sistemas ópticos e o trabalho [20], operando com PDM, modulação DQPSK, taxa de transmissão de 100 Gb/s e empregando o algoritmo *feedforward* de quarta potência utilizou valores de largura de linha dos lasers,  $\Delta\nu$ , da ordem de 100 kHz e *mismatch* (ou descasamento) de frequência de até 400 MHz. É importante salientar que toda vez que se opera com multiplexação por polarização e processamento eletrônico, incorre-se em um problema de separação de fontes. Acerca da separação de fontes, tanto o trabalho apresentado em [20] quanto o apresentado em [21] abordam de maneira clara esta questão, aplicando, como muitos, a predominante técnica de

filtragem da estrutura *butterfly* com a adaptação sendo realizada pelo algoritmo dos mínimos quadrados (LMS *Least Mean Square*), efetuando assim a separação das fontes transmitidas pelas polarizações horizontal e vertical. Enquanto a referência [20] apresenta resultados experimentais e utiliza modulação de formação mais simples (DQPSK), a referência [21] aplica um formato de modulação mais avançado (16-QAM) e opera com resultados de simulação. Ainda, a referência [21] emprega um método de equalização orientado ao raio (RDE, *Radius-Directed Equalization* ou ainda equalização radial) e atinge valores de produto da largura de linha pelo tempo de símbolo,  $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S$ , de até  $1.5 \times 10^{-4}$ . Como bem destacado por [21], o esquema de quarta potência não é diretamente aplicável a formatos eficientes como 16-QAM por estes apresentarem distâncias de fase diferentes na constelação. Para que este esquema seja empregado, modificações necessitam ser feitas previamente na constelação, fazendo-se um mapeamento para modulações do tipo QPSK, método também chamado de particionamento.

Em 2009, a referência [22] abordou importantes aspectos da junção de formatos de modulação com maior eficiência espectral, detecção coerente, diversidade de polarização e equalização eletrônica para combater distorções, além de apresentar esquemas de implementação e reafirmar que estas tecnologias seriam a chave para as comunicações ópticas no futuro. Igualmente, apresentou interessantes curvas de tolerância para diferentes formatos de modulação. Já a referência [23], apresentou um eficiente conceito de *Carrier Recovery* do tipo *feedforward* aplicado a diferentes modulações QAM, baseado em dois estágios, onde o primeiro deles emprega o algoritmo de quarta potência. Este trabalho apresentado em [23] é categórico ao afirmar que até aquele momento (2009) modelos de *Carrier Phase Recovery* do tipo *feedforward* tolerantes a elevados valores de largura de linha dos lasers (*linewidth*) - possibilitando o emprego de lasers DFB - não haviam sido concebidos. Seu trabalho apresentou resultados com  $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S$  da ordem de  $1.4 \times 10^{-4}$  para a modulação 16-QAM. Posteriormente, este trabalho foi aprimorado em [24], reduzindo os recursos de hardware necessários para sua implementação.

Em 2010, a referência [18] apresentou um rico estudo acerca dos algoritmos e técnicas empregados em receptores coerentes ópticos, com especial ênfase aos tipos de equalização (CMA, RDE e DD), bem como aos algoritmos de *Carrier Phase Recovery*. Acerca da estimação de fase, o trabalho [18] aponta para o uso de sistemas de decisão direta (DD) que possibilitam operação com lasers de largura de linha (*linewidth*) de até 1 MHz para taxa de 14 GBaud e de desvios de frequência de até 1% da taxa de símbolo. Igualmente em 2010, a referência [25] apresentou um modelo de codificação diferencial o qual, para a modulação 16-QAM, viabilizou a operação com lasers de largura de linha de até 1 MHz. Em [26], um esquema de particionamento da constelação 16-QAM em QPSK é apresentado para aumentar a tolerância ao  $\Delta\nu$  dos lasers, operando com  $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S$  de  $1 \times 10^{-4}$ . Ainda em 2010, o trabalho [27] apresenta a estrutura de multiplexação por polarização em um sistema óptico coerente 16-QAM na taxa de 14 GBaud com processamento digital de sinais para separação de fontes, equalização e aplicação de *Carrier Recovery* implementado com PLL com excelentes resultados experimentais. No entanto, nestes experimentos, foram empregados desvios de frequência de 20 MHz e largura de linha dos laser

do canal de teste de 100 kHz.

Em 2011, a referência [28] apresentou um novo algoritmo de *Carrier Phase Recovery* do tipo *feedforward*, com dois estágios e considerável redução de complexibilidade. Afirmou igualmente que a principal desvantagem de FFCR é a demanda computacional requerida, envolvendo comparações, rotações de fase, decisões etc, todas no plano complexo. Ainda, os autores desenvolveram um interessante método de redução de complexibilidade, baseado principalmente na contenção pela metade no número de testes de ângulos das fases, otimizando o método. Ainda assim, para a constelação 16-QAM, os valores de  $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S$  foram da ordem de  $1.4 \times 10^{-4}$  e  $1.25 \times 10^{-4}$  para a versão otimizada do FFCR.

Em 2012, a referência [29] exibiu interessantes resultados experimentais, especialmente no que se refere à operação de um sistema com multiplexação por polarização com estimação de fase conjunta entre polarizações. O sistema opera com modulação 16-QAM, detecção coerente e 7 GBaud, aplicando equalização orientada ao raio (RDE) e empregando no receptor (oscilador local) com largura de linha de até 2 MHz. Igualmente em 2012, a referência [30] propôs uma interessante técnica de estimação adaptativa de fase, a qual otimiza automaticamente o tamanho do bloco necessário para a estimação. Apesar de usar modulação QPSK, este trabalho pode indicar um caminho a ser seguido em trabalhos futuros para modulações de maior eficiência espectral com o conceito de estimação de fase por tamanho de bloco adaptativo. Ainda em 2012, o trabalho [31] descreve dois métodos novos de estimação de fase *feedforward*, para modulação 16-QAM operando com detecção coerente. O método, que opera em dois estágios, apresenta um novo algoritmo de transformação da constelação 16-QAM em QPSK. Apresentando uma considerável redução de complexidade, o sistema opera com  $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S$  de  $1.3 \times 10^{-4}$  e  $1.25 \times 10^{-4}$ . A vantagem deste método, frente a outros métodos que utilizam o particionamento de constelações QAM em QPSK, é a maior tolerância a valores elevados de largura de linha. Posteriormente em 2013, este trabalho foi aperfeiçoado com um método modificado e mais eficiente de particionamento da constelação dado em [32].

Finalmente, em 2013, a referência [33] apresenta um importante estudo acerca dos laser empregados como oscilador local em sistemas coerentes. Afirma que com a técnica de utilização de laser de cavidade externa (TECL) tanto no transmissor quanto no oscilador local (LO), opera-se atualmente com valores de  $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S$  de  $1 \times 10^{-4}$ . Porém, com o uso de modernos lasers do tipo DS-DBR (*monolithically integrated Digital Supermode Distributed Bragg Reflector*) será possível a operação com valores de  $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S$  de até  $8 \times 10^{-4}$ .

### 1.3 Estrutura da Tese e Contribuições

Esta tese propõe um novo método de recuperação de frequência e fase (*Carrier Phase Recovery*) sem o uso de PLL, com aplicação em um sistema óptico coerente 16-QAM com multiplexação por polarização e taxa de transmissão de 112Gb/s. Mesmo o sistema tendo sido implementado e validado para a taxa de 112Gb/s, o método desenvolvido pode ser aplicado a

outras taxas. No caso do aumento da taxa de transmissão (e conseqüente diminuição do tempo de símbolo  $T_S$ ) o método de *Carrier Phase Recovery* seria facilitado, ainda que a equalização do canal óptico se tornasse, possivelmente, um pouco mais complexa. O método de recuperação proposto é baseado em uma estrutura batizada de Operação de Alinhamento, na concepção de um novo projeto de preâmbulo e em um esquema denominado Conjugado Virtual. Para este sistema desenvolvido, foi solicitado registro de propriedade intelectual, patente.

Igualmente, o trabalho oferece contribuições ao sincronismo, equalização e simulação de sistemas ópticos coerentes com multiplexação por polarização. O sistema óptico de comunicação coerente citado, compreendendo o transmissor, meio de propagação e receptor, foi implementado em ambiente computacional de simulação para testar e validar os algoritmos de detecção e de sincronização propostos. A arquitetura do ambiente de simulação foi particionada em dois estágios. Inicialmente, com o simulador *VPI Photonics Simulation Software*, foram concebidas as etapas de modulação óptica 16-QAM, transmissão, emulação do canal óptico, recepção coerente e demodulação óptica, considerando-se inúmeros fenômenos como atenuações, Dispersão Cromática (CD), Dispersão de Modo de Polarização (PMD) e Perda Dependente de Polarização (PDL), além de ruídos como ASE, balístico e térmico. Posteriormente, empregando-se a ferramenta Matlab/Simulink para simular os processamentos representativos no domínio elétrico, diversas técnicas de processamento digital de sinais para os estágios de recuperação de sincronismo, equalização, separação de fontes, recuperação de frequência e fase foram implementadas. Finalmente, foi efetuada a mensuração de desempenho sob diversos aspectos.

Desta forma, a tese encontra-se organizada conforme se segue. O Capítulo 2 faz uma breve contextualização teórica acerca dos aspectos teóricos relacionados ao trabalho. O Capítulo 3 apresenta o desenvolvimento da tese. Nesse capítulo, são expostas as estruturas concebidas para estimação e recuperação dos *mismatches* de frequência e fase, objeto de solicitação de registro de patente, como a Operação de Alinhamento, projeto de preâmbulo e Conjugado Virtual. No Capítulo 4, são demonstrados tanto o simulador óptico, feito em *VPI Photonics*, quanto o simulador com os estágios de processamento digital de sinais desenvolvidos em Matlab-Simulink. O Capítulo 5 exhibe e analisa os principais resultados obtidos. Por fim, o Capítulo 6 finaliza a tese e aponta na direção de trabalhos futuros.

## Breve Contextualização Teórica

Este capítulo tem como objetivo oferecer subsídios teóricos que facilitem a compreensão das propostas contidas neste trabalho. Desta forma, é feita uma introdução teórica acerca das principais tecnologias envolvidas nesta tese. O capítulo começa com a apresentação de uma visão sistêmica do modelo adotado, a qual exhibe o sistema desde a geração da informação a ser transmitida até a etapa de recuperação da mesma. Em seguida, são apresentados os principais conceitos a respeito do sistema óptico coerente adotado, incluindo multiplexação em polarização. Posteriormente, são detalhados, respectivamente, os componentes do sistema óptico, as técnicas de equalização envolvidas.

### 2.1 Visão Sistêmica

A visão sistêmica é apresentada por meio da Figura 2.1. Esta figura é bastante importante, dado que caracteriza a estrutura dos atuais sistemas de comunicações ópticas coerentes com multiplexação em polarização, além de ser bastante ilustrativa também. A descrição gráfica representada pela figura começa com a informação binária a ser transmitida sendo modulada no domínio óptico, de forma independente para cada polarização.

Posteriormente os sinais são combinados e transmitidos pela fibra utilizando-se das polarizações horizontal e vertical. Ao chegar ao receptor, os sinais horizontal e vertical são separados e é realizada a recepção coerente para cada polarização, por meio do batimento com o oscilador local. Esses processos são descritos pela Seção 2.2. Posteriormente, após o bloco denominado “Receptor Coerente”, descrito na figura, tem-se as etapas de processamento digital de sinais. Estas últimas etapas abrangem a equalização e separação de fontes, as quais serão descritas na Seção 2.3. Por fim, os símbolos são demodulados no domínio elétrico a fim de recuperar a informação binária transmitida. A seguir, a descrição das etapas do sistema, conforme mencionado.

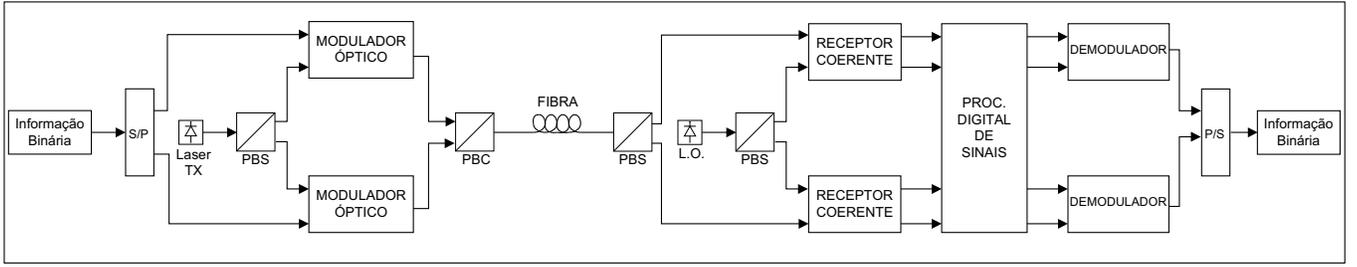


Figura 2.1: Arquitetura de um sistema óptico coerente multiplexado em polarização e processamento digital de sinais.

## 2.2 Componentes de um Sistema Óptico Coerente Multiplexado em Polarização

### 2.2.1 Laser

O laser (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*) é um componente que gera radiação eletromagnética na forma de luz, sendo esta luz o sinal a ser modulado para ser transmitido através da fibra óptica. Como os modernos sistemas coerentes com formatos eficientes de modulação são muito susceptíveis a imperfeições dos lasers, muitos são os estudos acerca de modelos realistas para os lasers [34].

Com relação à modelagem do laser no transmissor óptico, o mesmo pode ser considerado como sendo uma fonte de luz contínua (*cw, Continuous Wave*) [34], de tal forma que o campo elétrico normalizado de um laser pode ser dado por

$$E(t) = \sqrt{P_s} \times e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \times e_s ; \quad (2.1)$$

sendo  $P_s$  a potência média normalizada do laser,  $\omega_s$  a frequência do laser em  $rad/s$ ,  $\varphi_s$  a fase do laser no instante inicial e  $e_s$  o vetor direção do campo. Adicionando o ruído de fase  $\varphi_{n_s}$  e o ruído de amplitude  $\delta P(t)$  na equação anterior, tem-se

$$E(t) = \sqrt{P_s + \delta P(t)} \times e^{j(\omega_s t + \varphi_s + \varphi_{n_s}(t))} \times e_s . \quad (2.2)$$

A origem do ruído de fase são emissões espontâneas de fótons que não estão perfeitamente em fase com os fótons de emissão estimulada. Este processo aleatório tem, num período de tempo  $\tau$ , uma variação de fase aleatória descrita como

$$\Delta\varphi_{n_s}(t) = \varphi_{n_s}(t) - \varphi_{n_s}(t - \tau) , \quad (2.3)$$

e, seguindo o desenvolvimento apresentado em [34], pode-se relacionar a variância de  $\Delta\varphi_{n_s}(t)$  à largura de linha (*linewidth* -  $\Delta\nu$ ) tal que,

$$(\Delta\varphi_{n_s}(\tau))^2 = 2\pi\Delta\nu|\tau|, \quad (2.4)$$

o que demonstra que o aumento da incerteza de fase é diretamente proporcional à largura de linha  $\Delta\nu$  e ao intervalo de tempo. De fato, como mostrado em inúmeros trabalhos acerca de recuperação de *mismatches* (ou descasamentos) de fase, muitas das análises de desempenho são dadas em função do produto  $\Delta\nu \times T_s$ , [35, 36, 31, 32, 21, 25]. Também, a largura de linha,  $\Delta\nu$ , pode ser definida como a largura da medida espectral que está 3 dB abaixo da potência máxima do laser [37].

De uma maneira bastante simples, os lasers podem ser classificados como lasers de realimentação distribuída (DFB - *Distributed FeedBack*) ou lasers de cavidade externa (TECL - *Tunable External Cavity Laser*). Em termos de largura de linha, os lasers DFB apresentam valores bastante superiores, porém são os lasers mais amplamente utilizados. De acordo com [38], diferentes técnicas eletrônicas e ópticas foram concebidas para estreitar a largura de linha dos lasers e controlar suas frequências centrais e, entre estes métodos, tem maior notoriedade o método denominado “de cavidade externa”, o qual utiliza elementos ópticos seletivos em frequência para enviar uma pequena fração do feixe de saída de volta ao laser de diodo. Enquanto os lasers DFB possuem  $\Delta\nu$  da ordem de MHz, os lasers de cavidade externa apresentam largura de linha da ordem de kHz.

Finalmente, é conveniente que a frequência de emissão do laser seja centralizada em valores entre 192,3 THz e 196,1 THz. Estes valores correspondem a comprimentos de onda  $\lambda$  entre, aproximadamente, 1560 e 1530 nanômetros. Esta é a faixa de melhor desempenho dos sistemas ópticos, ou seja, de menor atenuação para os sistemas atuais [3]. Antigamente, quando os sistemas ópticos operavam com lasers e fibras multimodais, a janela utilizada ficava próxima de 850 nanômetros. Posteriormente, com o emprego de fibras monomodais, este valor passou para comprimentos de onda próximos a 1300 nanômetros. Atualmente, a janela corresponde a menor atenuação para as fibras e lasers monomodais empregados possuem comprimento de onda próximos a 1550 nanômetros.

### 2.2.2 Modulador

No processo de modulação, existem dois tipos de sinais, o sinal modulante (que contém a informação que se deseja transmitir) e o sinal de portadora, que “carrega” o sinal modulante durante o processo de transmissão. Para que a informação do sinal modulante seja “carregada” pela portadora, ele deve ser capaz de alterar alguma de suas grandezas, como amplitude ou frequência. Se a modulação for restrita à digital, então o sinal modulante é limitado a um

conjunto de símbolos pré-determinados, chamado de alfabeto. As características destes símbolos é que vão definir o formato de modulação empregado.

De acordo com [39], o sinal modulado pode ser expresso por

$$s(t) = a(t)\cos(\omega_c t + \theta_s(t)) , \quad (2.5)$$

onde  $s(t)$  é o sinal modulado com frequência angular  $\omega_c$ , modulado pelo nível de amplitude  $a(t)$  e fase  $\theta_s(t)$ , contidos no símbolo transmitido. De forma equivalente, o mesmo sinal modulado pode ser definido como

$$s(t) = \text{Re}\{u(t)e^{j\omega_c t}\} , \quad (2.6)$$

e tal que  $u(t)$  é a envoltória complexa do sinal modulante, definida como

$$u(t) = a(t)e^{j\theta_s t} . \quad (2.7)$$

No caso da modulação por chaveamento em amplitude (ASK, *Amplitude Shift Keying*) [39], a envoltória pode ser definida como

$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n p(t - nT_s) , \quad (2.8)$$

sendo  $p(t)$  o formato do pulso,  $a_n$  um símbolo do alfabeto e  $T_s$  o período de símbolo. Quando o alfabeto utilizado são constantes de valores '0' e '1', este formato de modulação recebe o nome de OOK (*On-Off Keying*) [1]. Na modulação OOK, o formato de pulso mais amplamente utilizado é o NRZ (*Non-Return-to-Zero*). Neste caso, o pulso é definido como

$$p_{NRZ}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_s}\right) . \quad (2.9)$$

Se o formato de modulação for dado em fase, ao invés de dado em amplitude, tem-se a modulação PSK (*Phase Shift Keying*). Na modulação PSK,  $u(t)$  é, por definição,

$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} e^{j\theta_{sn}} p(t - nT_s) , \quad (2.10)$$

sendo  $\theta_n$  um valor que esteja entre 0 e  $2\pi$  e que irá separar os símbolos do alfabeto. A modulação 4-PSK, que é adotada no preâmbulo da proposta apresentada nesta tese, é um exemplo deste tipo de modulação. Também, afora informação da fase que separa os símbolos, dada por  $\theta_n$ , é possível fazer-se modulação do tipo diferencial, onde a informação se encontra na diferença de fase entre símbolos.

Finalmente, além das modulações em fase e em amplitude, um sinal pode ser conjuntamente modulado das duas formas. Este tipo de modulação é conhecido como modulação em fase e quadratura, ou, simplesmente, modulação QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Na modulação QAM, cada símbolo do alfabeto é um símbolo complexo e, desta forma, é feita uma modulação em amplitude em cada componente (real e imaginária) do símbolo complexo. Assim, a modulação QAM é dada por [39],

$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} (r_n + j i_n) p(t - nT_s), \quad (2.11)$$

onde  $r_n$  e  $i_n$  são os valores das componentes reais e imaginárias do símbolo, respectivamente. É pertinente salientar que este trabalho adotou a modulação 16-QAM. Neste caso, os valores não-normalizados de  $r_n$  e  $i_n$  são  $\{-3, -1, +1, +3\}$ .

De acordo com [3], o método mais elementar de realizar a modulação óptica é controlar a corrente elétrica que alimenta o laser de transmissão. Este procedimento produz a modulação em amplitude e é conhecido como modulação direta. Muitos dos sistemas ópticos instalados atualmente utilizam modulação direta no formato OOK. De fato, este método é de baixa complexidade de implementação e de baixo custo. Contudo, como a modulação direta utiliza a variação da corrente que alimenta o laser, tem-se o indesejado efeito de gorjeio (ou “*chirp*”). O efeito de gorjeio é um fenômeno indesejado no qual a frequência de portadora do pulso transmitido varia com o tempo, causando alargamento do espectro transmitido. Também, a modulação direta causa um outro efeito indesejado, chamado extinção incompleta. O princípio deste fenômeno é que a corrente que modula o laser tem um limite até o qual pode ser reduzida, pois, caso seja reduzida abaixo deste valor, adicionará ao circuito um atraso até a subida do nível, o que provocaria uma distorção no sinal. Assim, o verdadeiro alfabeto que pode ser utilizado não é  $\{0, 1\}$ , mas sim  $\{1, 1/r\}$ , onde  $r$  é chamado de razão de extinção.

Também, existe um método de modulação chamado modulação externa por absorção. Diferentemente da modulação direta, na modulação externa por absorção o laser emite luz incessantemente, de tal forma que a modulação propriamente dita é feita por um outro componente semiconductor controlado pela aplicação de tensão externa. No princípio, estes componentes semicondutores externos eram separados do laser, porém, posteriormente, foram

acoplados aos mesmos. A modulação externa por absorção possui melhor taxa de extinção e menor efeito *chirp*.

Todavia, o método mais avançado atualmente para se efetuar a modulação óptica é a modulação que emprega os moduladores do tipo *Mach-Zehnder*, MZM. Também neste método, a luz é gerada continuamente, porém, é modulada por interferência e não por absorção. Basicamente, o modulador *Mach-Zehnder* é constituído por uma guia de onda, a qual é dividida na entrada do dispositivo em dois ramos, sendo os sinais divididos guiados por estes dois ramos paralelos até dois moduladores de fase diferentes. Esses moduladores de fase são alimentados por eletrodos que recebem tensão externa. Depois, esses sinais dos dois ramos são reagrupados para obter-se o campo de saída. Na verdade, no MZM, o índice de refração do material é variável de acordo com a intensidade do campo elétrico aplicado. Desta forma, o sinal elétrico pode modular o índice de refração, o que altera a velocidade de propagação do sinal óptico. Aplicando níveis de tensão convenientes, é possível criar iterações construtivas e destrutivas ou manipular a fase do sinal. A Figura 2.2, adaptada da referência [40], apresenta a estrutura do modulador *Mach-Zehnder*.

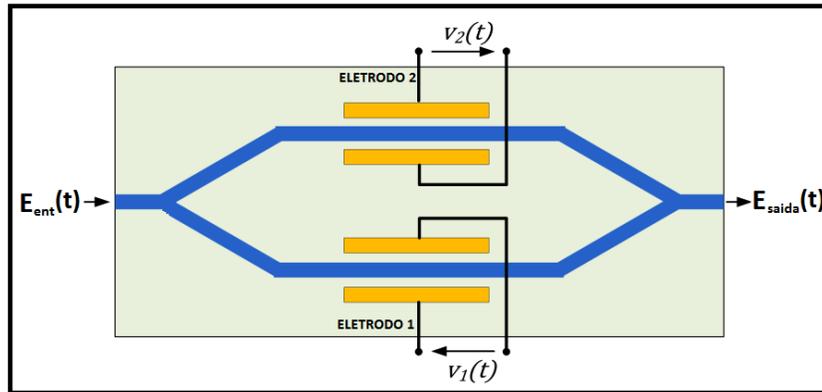


Figura 2.2: Modulador *Mach-Zehnder*.

A função de transferência do modulador *Mach-Zehnder* é dada por

$$H_{MZM} = \frac{1}{2} \{ e^{jkV_1} + e^{jkV_2} \} , \quad (2.12)$$

onde, como pode ser observado na Figura 2.2,  $V_1$  e  $V_2$  são os valores de tensão externos aplicados a cada modulador de fase. A constante  $k$  é um parâmetro de construção do modulador. Acerca das tensões dos moduladores de fase, existe um valor, denominado  $V_\pi$ , o qual representa o valor de tensão necessário para que o deslocamento de fase seja igual a  $\pi$ . Portanto, as variações das tensões  $V_1$  e  $V_2$  determinarão o tipo de modulação obtida com o modulador *Mach-Zehnder*. Por exemplo,

1. Se for aplicada a mesma tensão nos dois moduladores de fase, o MZM operará como um modulador de fase.

2. Se for aplicada a mesma tensão, porém com polaridades inversas, ocorre a chamada interferência destrutiva, o que resulta numa modulação em amplitude. Esta configuração recebe o nome de *push-pull*.
3. Na configuração *push-pull* (ou seja, quando  $V_1 = -V_2$ ), se o valor de  $V_1 = -V_2$  não ultrapassar o valor de  $V_\pi/2$ , então a modulação será do tipo OOk, sem variação de fase.
4. Na configuração *push-pull*, se o valor de  $V_1 = -V_2$  estiver entre  $V_\pi/2$  e  $V_\pi$ , ocorrerá a variação da fase do sinal, gerando assim os símbolos  $z\{-1, +1\}$ , ou seja, modulação BPSK. A vantagem desta configuração é aumentar a distância euclidiana entre o símbolos, tornando o sistema mais robusto a interferências.

Também, moduladores *Mach-Zehnder* podem ser usados para realizar modulação multiníveis, utilizando-se múltiplos MZM cascadeados. Por exemplo, para se obter uma modulação do tipo QPSK, pode-se configurar um MZM para gerar os símbolos do alfabeto  $\{0, \pi\}$  e outro para gerar  $\{0, \phi/2\}$ . De forma análoga, é possível com  $\sqrt{M}$  MZM gerar um sinal do tipo  $M$ -PSK.

Uma outra estrutura dos MZM, e nisto reside uma de suas maiores vantagens, é a estrutura IQ (*In-Phase and Quadrature*), tornando possível a realização da modulação QAM. Uma forma desta modulação ser realizada é com o emprego de três moduladores MZM, conforme descrito na Figura 2.3, adaptada de [40]. Neste modelo o sinal de entrada é dividido entre os dois ramos e submetidos a MZM configurados com a tensão dos moduladores de fase igual a  $V_\pi$  (também chamado de ponto de mínima transmitância). Posteriormente os sinais são aplicados a um terceiro MZM cuja tensão  $V_{phase}$  (vide Figura 2.3) efetua uma rotação de fase de  $\pi/2$ . Desta forma, pode-se obter vários formatos de modulação, como o QAM.

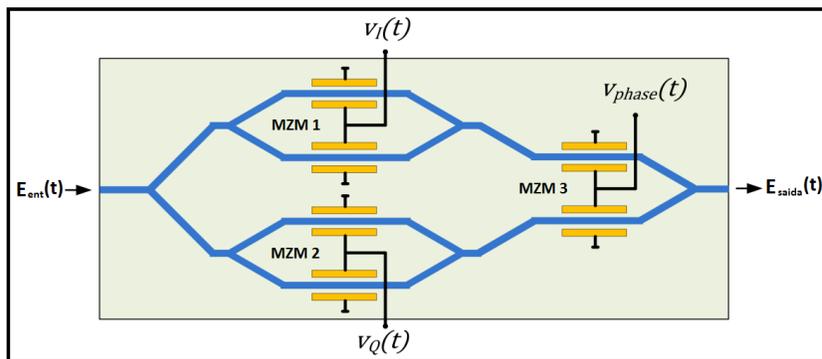


Figura 2.3: Configuração do Modulador *Mach-Zehnder* para modo IQ.

### 2.2.3 Detecção Coerente

A forma mais simples de se realizar a detecção óptica é por meio da recepção direta, consistindo no uso de um fotodetector. Esta detecção é conhecida igualmente como receptor quadrático. Neste receptor, a luz é convertida em corrente elétrica devido ao efeito fotoelétrico. Para cada fóton recebido, tem-se um elétron. A potência óptica do sinal recebido determina a

quantidade de fótons, que por sua vez determina a quantidade de corrente elétrica produzida. Segundo [1], o processo de detecção é dado por

$$I_{DD}(t) = R|E(t)|^2, \quad (2.13)$$

sendo que a constante  $R$  indica a responsividade do fotodetector dada em  $A/W$ ,  $E(t)$  o campo elétrico do sinal recebido e a sigla  $DD$  indica “detecção direta”. Este tipo de processo carrega apenas informações acerca da amplitude do sinal e é usado para a modulação do tipo OOK.

No trabalho [14], é apresentado, entre outros, como é realizada a detecção diferencial para recuperar sinais modulados em fase e amplitude constante. Este processo é dado por meio do fenômeno da interferência, analisando um determinado símbolo e comparando-o com um outro símbolo de referência. Por exemplo, um receptor que empregue a modulação diferencial DQPSK pode ser realizado com o uso de interferômetros *Mach-Zehnder*, como descrito em [41].

Já a detecção coerente é feita com o batimento do sinal recebido com o sinal gerado por um laser no transmissor, chamado oscilador local (LO, de *Local Oscillator*). Tem-se então dois lasers no sistema, o laser do transmissor (que alimenta o modulador, como já visto) e o oscilador local. Desta forma, no que se refere as frequências desses dispositivos, o sistema coerente pode ser classificado de três formas:

- Homódino: quando o LO e o laser transmissor tem a mesma frequência e a diferença de fase entre eles é zero ou, então, múltipla de  $2\pi$ ;
- Heteródino: quando o LO e o laser transmissor têm frequências distintas;
- Intradino: quando a diferença de frequência entre o LO e o laser transmissor não é zero, mas apresenta um valor pequeno.

Ainda, no contexto do presente trabalho, criou-se a expressão de “receptor plésio-homódino”, dado que o prefixo ‘plésio’, de origem grega, traduz a ideia de ‘próximo’. Enquanto os receptores homódinos apresentam a melhor sensibilidade entre todos, a sua implementação prática é complexa e custosa. Já o receptor heteródino é bem mais simples de ser desenvolvido, mas sua sensibilidade não é tão boa quanto a do homódino. O receptor intradino, por sua vez, parece ser o sistema mais desenvolvido atualmente, buscando-se compensações eletrônicas para seus pequenos desvios. A Figura 2.4 exhibe o princípio da detecção coerente realizada com um acoplador, tendo sido adaptada de [40]. Na referida figura,  $E_s$  representa a energia do sinal,  $E_{LO}$  a energia do oscilador local e o foto detector é balanceado por um amplificador TIA (amplificador de transimpedância, *Transimpedance Amplifier*). As saídas do acoplador apresentam diferenças de fase de  $180^\circ$  entre dos sinais

Tomando-se as Equações 2.1 e 2.2, apresentadas para o laser, e considerando-os para o oscilador local, tem-se que as correntes de saída serão

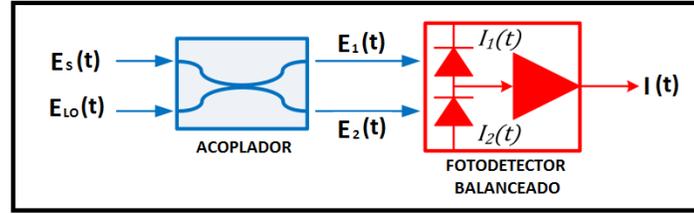


Figura 2.4: Princípio da detecção coerente.

$$\begin{cases} I_1(t) = \frac{1}{2}RP_s \times a^2(t) + \frac{1}{2}RP_{LO} + R\sqrt{P_s P_{LO}} \times a(t) \times e_s e_{LO} \times \sin[\Delta\omega t + \varphi(t)]; \\ I_2(t) = \frac{1}{2}RP_s \times a^2(t) + \frac{1}{2}RP_{LO} - R\sqrt{P_s P_{LO}} \times a(t) \times e_s e_{LO} \times \sin[\Delta\omega t + \varphi(t)]; \end{cases} \quad (2.14)$$

onde  $a(t)$  é a componente de modulação de amplitude,  $\varphi(t)$  a componente de modulação de fase do laser,  $R$  a responsividade, o índice  $s$  corresponde ao sinal, o índice  $LO$  refere-se ao oscilador local,  $\Delta\omega t$  é o *mismatch* ou desvio de frequência. De acordo com [36], existe a necessidade da potência do oscilador local ser consideravelmente superior à potência do sinal recebido, pois, com isso, o termo da potência do LO da Equação 2.14 pode ser desconsiderado e a equação simplificada.

No modelo apresentado pela Figura 2.4 a detecção coerente é feita por meio de um acoplador de 3 dB. Contudo, este modelo é um modelo elementar que não permite que informações de fase e quadratura sejam recuperadas. Para este caso, são empregadas híbridas de  $90^\circ$ , dispositivos que viabilizam o batimento do sinal recebido com o LO, de forma a manter as saídas de fase e quadratura nas saídas. A Figura 2.5 exhibe a detecção coerente realizada com híbrida de  $90^\circ$ . Igualmente, a Equação 2.15 apresenta as saídas da híbrida em função das entradas do LO e do sinal recebido.

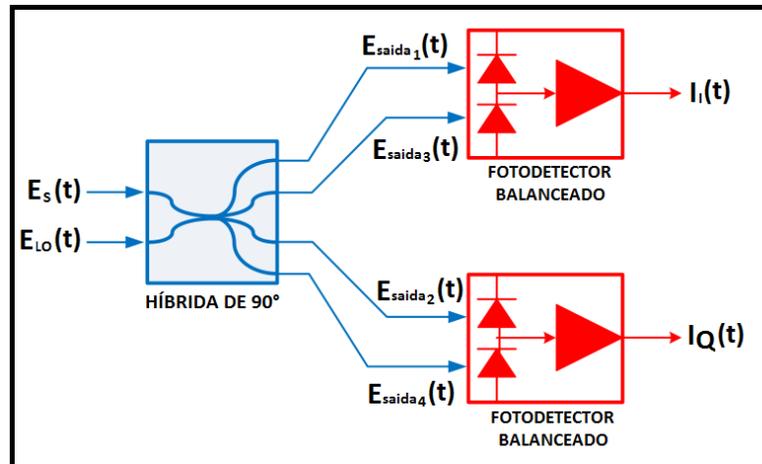


Figura 2.5: Detecção coerente com Híbrida de  $90^\circ$ .

$$\begin{cases} E_{saida1}(t) = \frac{1}{2}E_s(t) + E_{LO}(t); \\ E_{saida2}(t) = \frac{1}{2}E_s(t) + jE_{LO}(t); \\ E_{saida3}(t) = \frac{1}{2}E_s(t) - E_{LO}(t); \\ E_{saida4}(t) = \frac{1}{2}E_s(t) - jE_{LO}(t); \end{cases} \quad (2.15)$$

Finalmente, reescrevendo a equação das correntes descrita na Equação 2.14, adotando-se a saída da híbrida descrita na Equação 2.15, a simplificação de  $P_{LO}$  descrita em [36] e a variância do ruído presente na Equação 2.3, tem-se que as correntes dos sinais em fase e quadratura são dadas por

$$\begin{cases} I_I(t) = 2R\sqrt{P_s P_{LO}} \times a(t) \times e_s e_{LO} \times \cos[\Delta\omega t + \varphi(t) + \varphi_n(t)]; \\ I_Q(t) = 2R\sqrt{P_s P_{LO}} \times a(t) \times e_s e_{LO} \times \sin[\Delta\omega t + \varphi(t) + \varphi_n(t)]; \end{cases} \quad (2.16)$$

## 2.2.4 Multiplexação por Polarização

A multiplexação feita em polarizações ortogonais utiliza a propriedade de polarização da luz para criar dois canais simultâneos independentes usando o mesmo comprimento de onda  $\lambda$  da fibra óptica. Essa técnica é possível porque a fibra monomodal empregada possui dois estados de propagação ortogonais, vertical e horizontal. A localização desses dois eixos ao longo da fibra óptica é denominado “estado de polarização” (ou SoP, *State of Polarization*). Fisicamente, quando a luz polarizada do laser é transmitida pela fibra, ela se divide pelos dois planos ortogonais, definidos pelos eixos, ou estados de polarização, dependendo do ângulo formado entre esses eixos e da polarização da luz. Uma observação pertinente é que, no caso da detecção direta, a polarização da luz não pode ser reconhecida. Em termos práticos, a adoção da multiplexação em polarização permite dobrar a capacidade de transmissão de um sistema.

No que se refere à nomenclatura, este tipo de multiplexação tem sido denominada de várias formas, como *Dual-Polarization*, Polmux, PDM (*Polarization Division Multiplexing*) ou Diversidade de Polarização. A descrição adotada nesta seção segue, basicamente, o descrito por [12, 21, 41]. Inicialmente, o laser do transmissor deve ser dividido por meio de um divisor de feixes polarizados (PBS) ou *splitter*. Essencialmente, o que o divisor faz é separar o feixe de luz recebido em dois feixes ortogonais. Existe a possibilidade do separador de feixes fazer esta separação de forma igual ou não, em termos de potência. Por exemplo, se um ângulo de 45° é escolhido, então, garante-se que a potência nos dois feixes de saída será igual. Este componente introduz no sinal uma perda de 3 dB, dado que o sinal original é dividido em dois. Os dois feixes da saída do *splitter* são então utilizados para alimentar os moduladores independentes com as informações a serem transmitidas por cada polarização. Sendo esses moduladores alimentados por estes feixes, garante-se que seus feixes de saída serão ortogonais entre si. Para a transmissão pelo canal óptico, estes sinais ortogonais devem ser então combinados. Esta função é realizada pelo combinador de feixes, ou PBC (*Polarization Beam Combiner*). O combinador desempenha exatamente a função inversa do separador e sua saída apresentará um ganho de 3 dB, por

unificar os sinais de entrada. De posse do sinal combinado, o sinal óptico é então transmitido pela fibra.

No processo de recepção de um sistema multiplexado em polarização, o primeiro estágio a ser considerado (exceto por filtros formatadores de pulso) é a separação dos sinais de cada polarização. Por isso, no lado do receptor, o sinal é submetido a um separador de feixes, que entrega a componente de cada plano ortogonal a seu respectivo receptor, horizontal ou vertical. Tal qual realizado com o laser transmissor, o oscilador local necessita ter sua saída dividida por um *splitter* para, com os feixes de saída ortogonais, alimentar os receptores de cada polarização. No caso da recepção coerente com diversidade de polarização de sinais modulados em fase e quadratura, a recepção é feita por meio de híbridas de  $90^\circ$ , operando individualmente, conforme descrito na Seção 2.2.3. Na saída de cada híbrida de  $90^\circ$ , os fotodetectores fazem a conversão opto-elétrica, entregando as componentes de  $I$  e  $Q$  horizontal e vertical. Importante destacar que estas componentes  $I$  e  $Q$  não são as componentes originalmente transmitidas, mas sim, resultados de misturas dos sinais vertical e horizontal, causados, principalmente, por inúmeros acoplamentos que ocorreram ao longo da fibra, os quais serão vistos adiante.

Para este modelo do receptor coerente com diversidade de polarização e formatos avançados de modulação, recém-descrito, existe um acordo de implementação, firmado em 2010, pelo OIF (*Optical Internetworking Forum*) [42]. Este acordo é representado pela Figura 2.6, adaptada de [42].

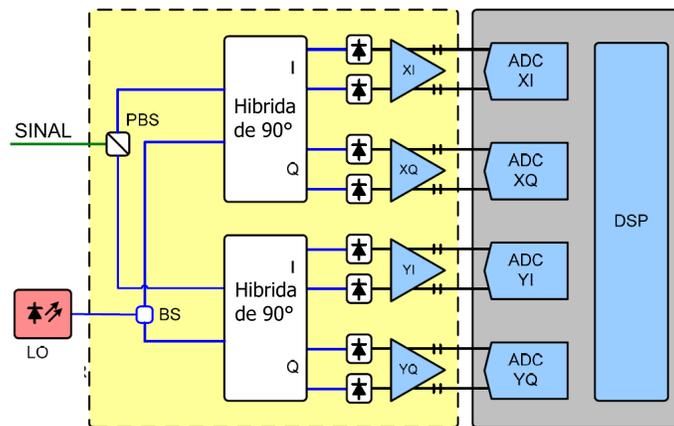


Figura 2.6: Diagrama funcional de um receptor coerente intradino multiplexado em polarização, incluindo funcionalidade de aplicação de DSP.

### 2.2.5 Degradação I - Dispersão Cromática (CD)

A dispersão cromática (CD, *Chromatic Dispersion*), também conhecida como dispersão de velocidade de grupo, é um efeito linear gerado devido à dependência do índice de refração da fibra em relação ao comprimento de onda  $\lambda$  [3]. Desta forma, a propagação ao longo da fibra se dará em velocidades diferentes, resultando em diferentes instantes de chegada ao receptor,

causando interferência intersimbólica (ISI, *InterSymbol Interference*). De acordo com [1], sendo  $\Delta\omega$  a largura espectral do pulso do laser, para uma fibra de comprimento  $L$ , a medida do alargamento do pulso,  $\Delta T$ , é tal que

$$\Delta T = L\beta_2\Delta\omega , \quad (2.17)$$

sendo

$$\beta_2 = \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \quad (2.18)$$

a segunda derivada da constante de propagação do campo eletromagnético  $\beta$  em relação à frequência.  $\beta_2$  determina quanto um pulso óptico se estenderá durante a propagação pela fibra. O alargamento de pulso,  $\Delta T$ , também pode ser escrito em função do comprimento de onda  $\lambda$ , assim, [1] apresenta

$$\Delta T = D_d L \Delta\lambda , \quad (2.19)$$

onde

$$D_d = -\frac{2\pi c}{\lambda^2}\beta_2 . \quad (2.20)$$

Na equação 2.20,  $D_d$  é o parâmetro de dispersão, dado em  $ps/km/nm$  e  $c$  é a velocidade da luz.

Uma maneira de se pensar a CD é pensar que pulso óptico em 10Gb/s consiste numa coleção de fótons com comprimento de onda que se estende por cerca de 10 GHz e viajará pela fibra em diferentes velocidades. Após alguma distância, a diferença de velocidade vai causar notáveis espalhamentos de pulsos, distorções na forma de onda demodulada e, conseqüentemente, erros de detecção. Uma forma de se compensar a CD nos enlaces de fibra é colocar-se uma fibra do tipo DCF (*Dispersion Compensating Fiber*). No entanto, segundo [43], é grande a atenuação inserida por estas fibras. Igualmente, segundo [43], podem ser fabricadas fibras livres de CD, porém, sistemas DWDM (*Dense Wavelength Division Multiplexing*) necessitam de uma certa quantidade de CD para minimizar alguns efeitos não-lineares. Outra forma, mais moderna, de compensar a dispersão cromática, é com o emprego de equalizadores digitais [44, 45]. Valores típicos de dispersão cromática (na verdade, valores do parâmetro de dispersão  $D$ ) são da ordem de 16  $ps/km/nm$ .

### 2.2.6 Degradação II - Dispersão de Modo de Polarização (PMD)

O ideal seria que as fibras fossem todas de seção circular, tal que um campo óptico propagado pela fibra tivesse as mesmas características de propagação independentemente da orientação do campo óptico de entrada. Infelizmente, devido ao processo de fabricação, as fibras não são circulares (são levemente elípticas) e são expostas a situações não simétricas. Ainda mais, a forma elíptica da fibra varia ao longo dela mesma e varia de acordo com a temperatura e a vibração. Estas condições produzem dois tipos diferentes de polarização com diferentes velocidades de fase e de grupo, ainda que em uma fibra monomodo [43].

Quando a luz do laser é transmitida pela fibra, ela se distribui entre os dois estados de polarização. Supondo que não ocorrerão acoplamentos entre os estados, durante a propagação, o pulso transmitido sofre um alargamento temporal  $\tau$  definido como

$$\tau = L\Delta\beta_1, \quad (2.21)$$

sendo  $L$  o comprimento da fibra e  $\Delta\beta_1$  um termo referente a birrefringência. Este alargamento temporal é chamado de atraso diferencial de grupo (DGD, *Differential Group Delay*), ou PMD de primeira ordem [1, 41]. Como a PMD de primeira ordem refere-se a um atraso de grupo, pode-se concluir que, para sistemas com taxas de transmissão superiores, o efeito da PMD tende a ser mais crítico, dado que limita ainda mais as transmissões. Tal afirmativa corrobora a necessidade de técnicas que compensem, de alguma forma, as degradações impostas pela PMD. A Figura 2.7 exibe um exemplo de DGD durante a propagação do sinal pela fibra. Nesta figura, percebe-se o estado de polarização representado pela cor azul é mais rápido do que o representado pela cor vermelha, criando uma situação de DGD.

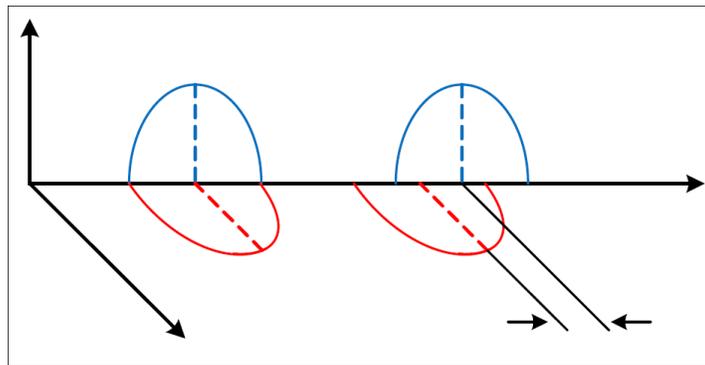


Figura 2.7: Exemplo de DGD durante propagação na fibra.

Segundo [43], a PMD na verdade é um vetor, decomposto em duas partes: PMD de primeira e de segunda ordem. A PMD de primeira ordem, como visto, é o atraso diferencial de grupo (DGD). A PMD de segunda ordem é decomposta em dois outros vetores: a dispersão cromática dependente da polarização (PCD) e a despolarização (DPLZ), entre as quais a despolarização é dominante. A Figura 2.8 exibe o vetor PMD e sua decomposição.

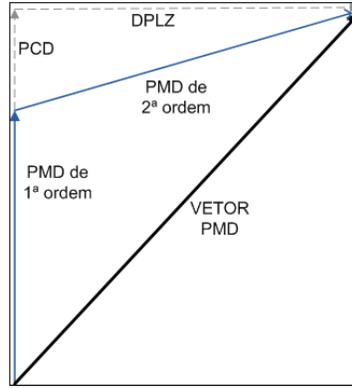


Figura 2.8: Vetor PMD

Finalmente, de acordo com [43], as principais componentes da PMD são de primeira ordem e, por esta razão, muitos trabalhos acabam considerando apenas o DGD como descrição de PMD. Este é o caso, entre muitos, dos trabalhos apresentados em [21, 46, 37]. Valores típicos do coeficiente de PMD são da ordem de  $0,1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ , muito embora o trabalho da *Corning Incorporated*, [47], aborde, para fibras mais modernas, valores de coeficiente de PMD da ordem de  $0,02 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ .

### 2.2.7 Degradação III - Perda Dependente de Polarização (PDL)

Muitos componentes ópticos reagem de maneira diferente aos estados ortogonais de polarização da onda de luz, ou seja, possuem estados de polarização que inserem atenuações diferentes. Desta forma, cada estado de polarização sofre uma atenuação diferente ao se propagar no sistema óptico. Essa característica é chamada perda dependente da polarização (PDL, *Polarization Dependent Loss*). A medida desta diferença de atenuação é a PDL em si, representada por  $\Gamma$  e dada em dB.

A PDL gera irregularidades na potência do sinal ao longo da transmissão e ocasiona uma degradação na relação sinal ruído óptica (OSNR). Até mesmo conectores e emendas podem apresentar esta particularidade. A PDL apresenta um comportamento cumulativo, dado que diversos elementos que introduzem PDL podem estar contidos ao longo do enlace óptico. Segundo [48], enquanto a PMD pode ser efetivamente equalizada em sistemas ópticos coerentes, a PDL é uma degradação mais desafiadora de ser compensada. Por fim, existe ainda um parâmetro de PDL, denotado por  $\gamma$ , que define a PDL, em dB, em função de si própria. Este coeficiente de PDL, obedece a relação

$$\Gamma = 10 \log \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma}. \quad (2.22)$$

### 2.2.8 Degradação IV - Ruídos

Um sistema óptico é constituído, também, por muitas fontes de ruído. De fato, ruídos são intrínsecos ao sistema. O primeiro ruído que pode ser apresentado é o chamado ruído térmico, que é um ruído causado devido ao movimento aleatório dos elétrons, para qualquer temperatura. O ruído térmico é um tipo de ruído branco que apresenta ordem próxima de  $1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$  [3]. Outro tipo de ruído é o balístico (ou *shot*), que é introduzido ao sistema por meio dos fotodetectores empregados no receptor. Este ruído pode ser descrito como um processo discreto com distribuição de *Poisson*, o que, em termos práticos, é satisfatoriamente aproximado por um processo gaussiano. Segundo [1], em geral, sistemas ópticos não-amplificados são limitados por ruído *shot*.

Sistemas que empregam amplificadores ópticos com fibra dopada a érbio sofrem com uma fonte mais intensa de ruído aditivo, o ruído ASE (*Amplified Spontaneous Emission*), ou ruído de emissão espontânea. Segundo [3], o ruído ASE possui distribuição gaussiana. Em sistemas amplificados, o ruído ASE é dominante, tal que os efeitos dos ruídos *shot* e térmico podem ser desprezados. Dado que a origem do ruído ASE está no domínio óptico, sua distribuição de probabilidade após a detecção vai depender do tipo de receptor empregado no sistema. De antemão, sabe-se que receptores coerentes mantêm a característica gaussiana do ruído ASE.

Um ruído bastante importante, principalmente no escopo deste trabalho, é o ruído de fase. O ruído de fase é capaz de gerar a perda de sincronismo entre a portadora e o oscilador local da detecção coerente. A origem do ruído de fase está nas imperfeições dos lasers, que não são perfeitamente monocromáticos. Em outras palavras, ele produz um sinal em uma pequena faixa de frequência e não apenas em uma frequência única, como seria desejado. Esta faixa de frequência está relacionada ao parâmetro  $\Delta\nu$ , correspondente à largura de linha do laser, e apresentada na Seção 2.2.1. Como dito, a largura de linha é definida como a largura da medida espectral que está 3 dB abaixo da potência máxima do laser [37]. O ruído de fase do sistema pode ser modelado como um processo de Wiener [17], e pode ser quantificado pela largura de linha do laser transmissor e do oscilador local. Em termos práticos, o ruído de fase é considerado como sendo a soma das larguras de linha do laser transmissor e do oscilador local.

### 2.2.9 Modelo de Acoplamento dos Sistemas Multiplexados em Polarização

Depois de apresentados os elementos de um sistema multiplexado em polarização, é importante refletir sobre como seria a expressão capaz de definir, ainda que de maneira simplificada, a forma do sinal recebido. Como visto, primeiramente o sinal é combinado por meio de um *Polarization Beam Combiner* para ser transmitido pela fibra. Em seguida, o sinal sofre as degradações da fibra (como DGD etc) e, finalmente, é recombinado por meio do *Polarization Beam Combiner*. Em [21], é apresentada a equação dos sinais recebidos em função dos acoplamentos do sistema. Os sinais recebidos  $r_{hor}(\omega)$  e  $r_{vert}(\omega)$  são dados por

$$\begin{bmatrix} r_{hor}(\omega) \\ r_{vert}(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\alpha & -\sin\alpha \\ \sin\alpha & \cos\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\omega\tau/2} & 0 \\ 0 & e^{-j\omega\tau/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\beta & -\sin\beta \\ \sin\beta & \cos\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{hor}(\omega) \\ S_{vert}(\omega) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

onde  $S_{hor}(\omega)$  e  $S_{vert}(\omega)$  são os sinais transmitidos nas polarizações horizontal e vertical, respectivamente e  $\alpha$  e  $\beta$  ângulos dos acoplamentos.

Na Equação 2.23 percebe-se claramente a representação do combinador de feixes (um dos termos de acoplamento da equação), atraso diferencial de grupo (segundo termo) e do separador de feixes polarizados (o outro termo de acoplamento). Evidentemente, a Equação 2.23 refere-se a um modelo simplificado, sob dois aspectos. Primeiro, os acoplamentos representados pelo termo do *splitter* e pelo termo do *combiner*, na verdade, são inúmeros ao longo da fibra, quando os sinais polarizados horizontal e verticalmente vão percorrendo todos os estados de polarização ao longo da fibra. Assim, um modelo mais realista para definir os acoplamentos seria um modelo em treliça, como mostrado em [41]. Segundo, para uma correta representação dos sinais recebidos deveria existir uma multiplicação exponencial representando os desvios de fase, bem como uma matriz representando os ruídos.

## 2.3 Equalização

O cenário onde sistemas de comunicações operam com sinais de largura de banda maior do que a banda coerente do canal provoca efeitos indesejáveis de desvanecimento seletivo na frequência. Esse fenômeno se manifesta no domínio do tempo, por meio de sobreposição temporal de réplicas atrasadas do sinal, resultando em interferência intersimbólica (*ISI*, *InterSymbol Interference*) [49]. A equalização de canal é uma das técnicas mais largamente utilizadas para se eliminar ou atenuar os efeitos provocados pela *IIS* nos sistemas de comunicação.

Pode-se dizer também que a equalização de canal é o processo pelo qual um determinado sinal é submetido a um processamento de filtragem, visando mitigar as interferências e degradações sofridas ao longo do mesmo. Um canal de comunicação, tipicamente, apresenta características dispersivas, de forma que o sinal por ele transmitido está sujeito a sofrer *IIS*. Portanto, equalizar o canal significa tornar o canal plano, equalizado. Significa inverter a função de transferência que descreve o canal, ou, simplesmente, fazer a desconvolução deste canal. A equalização é dita adaptativa quando, de alguma forma, os coeficientes do filtro equalizador são ajustados visando a adaptação à dinâmica do canal. Do contrário, a equalização é dita estática. Também, a equalização pode ser do tipo supervisionada, quando uma sequência de treinamento é transmitida sistematicamente junto à informação. Por outro lado, a equalização é dita autodidata ou cega quando não há um sinal de referência.

Acerca da amostragem do sinal recebido, segundo [50], quando a sequência de entrada do equalizador é definida por amostras do canal temporalmente espaçadas de um intervalo igual à duração do intervalo de amostragem  $T$ , utilizado no transmissor, tem-se um sistema de amostragem não-fracionária. Do contrário, a amostragem é dita fracionária. O mesmo vale para o equalizador. Se as amostras recebidas são obtidas em um intervalo  $T$ , o equalizador é dito não-fracionário. No entanto, se o sinal é superamostrado, sendo as amostras obtidas em um intervalo, por exemplo,  $T/2$ , o equalizador é dito fracionário ou superamostrado. A grande

vantagem de se trabalhar com equalizadores fracionários reside no fato de se transformar um processo estocástico associado ao sinal recebido de estacionário no sentido amplo para ciclo-estacionário. Em termos práticos, em um cenário sem ruídos, isso equivale a realizar uma perfeita inversão do canal (condição de *zero-forcing*) a partir de um número finito de amostras do canal [51]. Eis a importância de utilizar-se a equalização superamostrada ou fracionária.

### 2.3.1 Equalização CMA e Equalização RDE

#### CMA

Dentre as técnicas de equalização cega adaptativa, a mais empregada é a dos algoritmos de módulo constante, CMA (*Constant Modulus Algorithm*) [52, 49, 53]. Os algoritmos de módulo constante são fundamentados no algoritmo de Busgang, que utiliza estatísticas de ordem superior [49] para otimização dos filtros. O CMA foi primeiramente apresentado por Godard [54] em 1980 e objetiva a minimização de uma função de custo não-convexa, com mínimos locais [55]. Embora o trabalho apresentado por Godard fosse inovador para sistemas de comunicações  $M$ -ários de duas dimensões, é adequado citar o trabalho precursor de Sato [56], que em 1975 desenvolveu um trabalho de equalização autodidata para sistemas de comunicação  $M$ -ários de uma única dimensão. De fato, o algoritmo apresentado por Sato equivale ao algoritmo de Godard, quando o parâmetro  $p$ , que será introduzido nas equações a seguir, tem valor unitário. A literatura define o CMA como sendo a aplicação do algoritmo de Godard com  $p = 2$  e função de custo minimizada pelo gradiente estocástico. Ele foi assim denominado pela primeira vez em 1983 por Treichler e Agee [57], que trabalharam de forma independente de Godard.

O CMA é baseado na minimização da função de custo  $J_{CMA}$ , que tem por objetivo ajustar a potência  $P$  inteira do conjunto de saídas do equalizador a uma constante real e positiva  $\Delta_p$ . Esta constante é escolhida de modo a projetar, sobre um círculo, todos os pontos da constelação de saída do equalizador [53]. Sendo  $E\{\}$  o operador esperança, de acordo com [54] e [53], a função de custo do CMA é definida como

$$J_{CMA} = E\{|y|^p - \Delta_p\}^2, \quad (2.24)$$

Como dito, quando  $p = 1$ , tem-se a função de custo descrita por Sato. Teoricamente,  $p$  pode ter qualquer valor (desde que inteiro positivo), porém é praticamente uma unanimidade entre as implementações de equalizadores cegos de módulo constante o valor de  $p = 2$  e com minimização da função  $J_{CMA}$  pelo critério do gradiente estocástico [57, 49]. Desta forma, quando  $p = 2$ , tem-se

$$J_{CMA} = E\{|y|^2 - \Delta_2\}^2, \quad (2.25)$$

de tal forma que  $\Delta_2$  é a chamada constante de dispersão do algoritmo CMA, dada por

$$\Delta_2 = \frac{E[|a(k)|^4]}{E[|a(k)|^2]}, \quad (2.26)$$

sendo  $a(k)$  o alfabeto, ou seja, o conjunto dos  $M$  símbolos possíveis. Em [54], é demonstrado que definindo-se  $\Delta_2$  como na Equação 2.26 tem-se a minimização de  $J_{CMA}$ .

O CMA apresenta uma complexidade relativamente baixa de implementação, além de ser muito robusto frente a imperfeições no receptor [53]. Entretanto, como dito, a função de custo  $J_{CMA}$  é um função não-convexa, ou seja, pode apresentar mínimos locais [55]. O grande problema dos mínimos locais é que o caminho percorrido pelo gradiente estocástico pode ficar “preso” em um mínimo local da função, sem nunca atingir o mínimo global. Esta questão também está relacionada ao passo de adaptação do algoritmo. Quanto maior o passo de adaptação, maior será a capacidade do equalizador em acompanhar variações no canal. Entretanto, existe um compromisso entre esta capacidade de adaptação a mudanças do canal e o excesso de erro médio quadrático na saída do equalizador [58, 49].

O filtro equalizador é definido por um vetor de coeficientes,  $\mathbf{W}$ , a saída do equalizador é definida como  $\mathbf{y}(\mathbf{k})$  e o vetor de entrada como  $\mathbf{x}(\mathbf{k})$ . Desta forma, sendo o operador  $H$  a representação de hermitiano, a saída do equalizador será dada por

$$\mathbf{y}(\mathbf{k}) = \mathbf{W}^H \times \mathbf{x}(\mathbf{k}). \quad (2.27)$$

A minimização da função de custo  $J_{CMA}$ , como dito, é feita pela adaptação do vetor de coeficientes  $\mathbf{W}$  empregando o método do gradiente estocástico. A equação que define esta adaptação, cuja dedução consta em [49], é dada por

$$\mathbf{W}(\mathbf{k} + 1) = \mathbf{W}(\mathbf{k}) + \mu \times \mathbf{x}(\mathbf{k}) \times \mathbf{e}^*(\mathbf{k}), \quad (2.28)$$

sendo desta forma o sinal de erro dado por [49]

$$\mathbf{e}(\mathbf{k}) = \mathbf{y}(\mathbf{k}) \times (\Delta_2 - |\mathbf{y}(\mathbf{k})|^2), \quad (2.29)$$

onde  $\mu$  é o passo de adaptação do algoritmo.

Ainda acerca do CMA, uma importante observação é proposta por [53]. Minimizar a função de custo  $J_{CMA}$  busca, na verdade, projetar sobre um círculo todos os pontos da constelação de saída, tal que  $|y|^2 = \Delta_2$ , para toda entrada  $y(n)$ . Assim, por que o CMA (que contém módulo constante) funciona mesmo para uma modulação QAM, cuja constelação não é de módulo constante? A resposta, apresentada por [53], é que a minimização de  $J_{CMA}$  é feita com base numa estrutura adaptativa de filtro FIR transversal. Assim, quando a minimização é feita com base na adaptação dos parâmetros livres de tal estrutura, como efeito secundário do processo de minimização de  $J_{CMA}$ , tem-se a desconvolução do canal.

## RDE

A equalização direcionada ao raio, ou equalização radial (RDE, *Radius Directed Equalization*) foi apresentada primeiramente de uma forma mais elementar em [59] em 1989 e, posteriormente, em 1990, os autores de [60] apresentaram a forma mais difundida do RDE. Na verdade, o RDE é uma generalização do CMA.

Como visto, a minimização da função de custo  $J_{CMA}$ , dada pela Equação 2.25, projeta sobre um círculo todos os pontos da constelação de saída do equalizador, de tal forma que  $|y|^2 = \Delta_2$ , para toda saída  $y$  do equalizador [53]. Desta forma, enquanto o critério de erro do CMA é ótimo para constelações PSK ele não é ótimo para constelações 16-QAM, no sentido de que o critério de erro não é minimizado mesmo quando o equalizador tiver convergido plenamente [60].

Assim, a equalização orientada ao raio refere-se a uma generalização do CMA, a qual apresenta função de erro igual a zero para modulações do tipo QAM. A modelagem do RDE é feita de forma que a constante de dispersão do algoritmo CMA,  $\Delta_2$ , é substituída pelo quadrado do raio. Desta forma,

$$\mathbf{e}(\mathbf{k}) = \mathbf{y}(\mathbf{k}) \times (|R_k|^2 - |\mathbf{y}(\mathbf{k})|^2), \quad (2.30)$$

sendo  $R_k$  o raio do símbolo mais próximo da saída do equalizador.

Resultados apresentados em [60] e [21] mostram que o RDE tem desempenho superior ao CMA quando aplicados a modulações QAM e, também, apresenta convergência mais rápida. Ademais, em sistemas em que se deseja operar separadamente (após a equalização) as questões relativas à fase do sinal (como é o caso desta tese), é muito importante empregar o equalizador com o RDE, o qual equaliza o sinal de forma radial, ou seja, sem se preocupar com a fase do símbolo recebido. Por exemplo, para uma constelação 16-QAM, o sinal equalizado será composto por três circunferências. Uma menor, com módulo igual a 1,4 (correspondente aos símbolos  $\{-1,-1\}$ ,  $\{-1,1\}$ ,  $\{1,-1\}$ ,  $\{1,1\}$ ), uma segunda intermediária, com módulo igual a 3,16 (correspondente aos símbolos  $\{-1,-3\}$ ,  $\{-1,3\}$ ,  $\{1,-3\}$ ,  $\{1,3\}$ ,  $\{3,-1\}$ ,  $\{3,1\}$ ,  $\{-3,-1\}$ ,  $\{3,1\}$ ) e, finalmente, uma circunferência maior de raio 4,24 (correspondente aos símbolos  $\{-3,-3\}$ ,  $\{-3,3\}$ ,  $\{3,-3\}$ ,  $\{3,3\}$ ).

### 2.3.2 Estrutura Butterfly - Separação de Fontes

Como mostrado na Seção 2.2.9, devido aos inúmeros acoplamentos existentes em um sistema óptico com diversidade de polarização, os sinais que são entregues ao equalizador não são mais os símbolos transmitidos pela polarização horizontal e vertical, mas sim, sinais que passaram por um processo de mistura. Desta forma, há a necessidade de, junto à equalização, realizar-se a separação dessas fontes. Inúmeros trabalhos vêm sendo propostos nesta área ao longo dos anos e, por esta razão, constitui um importante ramo do processamento digital de sinais, denominado BSS (*Blind Sources Separation*). O sistema de diversidade de polarização adotado, de fato, pode ser modelado como um processo de misturas de duas fontes, sendo elas os sinais das polarizações horizontal e vertical.

Um dos maiores desafios nos estudos de separação de fontes é, justamente, evitar situações de singularidade. A singularidade ocorre quando as componentes de uma fonte estão tão presentes em outra, sem reciprocidade, que uma das fontes é perdida [61]. Um dos trabalhos de maior notoriedade que aborda esta questão é o modelo do CMA multiusuário, proposto por [62]. Neste trabalho, junto à função de custo do CMA é adicionado um termo de correlação entre as saídas do equalizador. O objetivo do CMA multiusuário é, com a inserção deste fator de correlação, penalizar as saídas com alta correlação de forma a reduzir a chance de ocorrência de singularidades. Outra solução bastante difundida que visa solucionar problemas de separação de fontes é a análise de componentes independentes (ICA, *Independent Component Analysis*), como apresentam [63, 46, 41].

O modelo mais elementar de equalização com separação de fontes é o modelo comumente denominado *butterfly*. Este modelo, adaptado ao problema do sistema óptico coerente multiplexado em polarização, que é o objetivo deste trabalho, constitui um sistema de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), dado por duas entradas e duas saídas. A estrutura *butterfly* é amplamente disseminada, descrita e implementada em inúmeros trabalhos, como, por exemplo [21, 64, 41, 65, 66, 37, 67, 18, 27], entre tantos outros. A Figura 2.9 descreve, graficamente, a estrutura *butterfly* empregada.

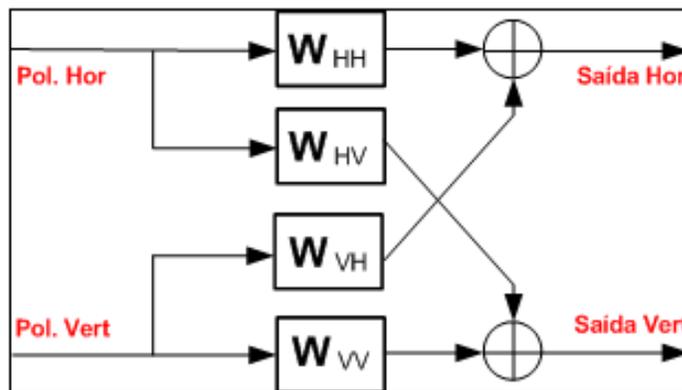


Figura 2.9: Modelo da estrutura *Butterfly*.

Na Figura 2.9, os sinais de saída  $\{SaidaHor\}$  e  $\{SaidaVert\}$ , são representados, respectivamente, por  $R_{Hor}(k)$  e  $R_{Vert}(k)$ . Por sua vez, os sinais de entrada do equalizador,  $\{Pol.Hor\}$  e  $\{Pol.Vert\}$ , são representados por  $r_{hor}$  e  $r_{vert}$ , respectivamente. Desta forma, sendo  $T$  o operador transposto, as saídas da estrutura *butterfly* são dadas por

$$\begin{cases} \mathbf{R}_{Hor}(\mathbf{k}) = (\mathbf{W}_{HH})^T \mathbf{r}_{hor}(\mathbf{k}) + (\mathbf{W}_{VH})^T \mathbf{r}_{vert}(\mathbf{k}) \\ \mathbf{R}_{Vert}(\mathbf{k}) = (\mathbf{W}_{VV})^T \mathbf{r}_{vert}(\mathbf{k}) + (\mathbf{W}_{HV})^T \mathbf{r}_{hor}(\mathbf{k}) . \end{cases} \quad (2.31)$$

Finalmente, no caso desta tese, os filtros  $\{\mathbf{W}_{HH}, \mathbf{W}_{HV}, \mathbf{W}_{VH}, \mathbf{W}_{VV}\}$  são filtros lineares do tipo FIR, atualizados pelo algoritmo do RDE descrito anteriormente.



## Desenvolvimento

O presente capítulo tem por objetivo apresentar as contribuições mais relevantes desta tese. Conforme mencionado na introdução, além dos trabalhos de revisão, aplicação, simulação e agrupamento de esquemas ópticos coerentes e de processamento digital de sinais, esta tese apresenta como inovação um novo método para estimação e recuperação de portadora e fase, sem o emprego de *Phase Locked Loops* (PLLs). O método desenvolvido possibilita a Operação de Alinhamento dos símbolos modulados em fase e quadratura da constelação QAM com a estimação eficiente dos desvios de frequência e fase. Com essa finalidade, um projeto de preâmbulo foi concebido especificamente de modo a permitir uma comutação suave para o segmento de dados. Adicionalmente, foi desenvolvido um esquema, denominado Conjugado Virtual, o qual possibilita o emprego da estrutura da Operação de Alinhamento também neste segmento de dados, onde as sequências transmitidas já não podem ser arbitrariamente manipuladas como no segmento de preâmbulo.

Neste trabalho, o modelo com a estrutura da Operação de Alinhamento, o projeto do preâmbulo e o esquema do Conjugado Virtual é aplicado a um sistema óptico coerente, modulado em 16-QAM, com diversidade de polarização e operando na taxa de 112 Gb/s. Entretanto, este modelo pode ser empregado aos mais variados sistemas de comunicações digitais que necessitem de estimação e recuperação de portadora e fase, operando com outros formatos de modulação, inclusive sistemas não-ópticos.

### 3.1 Operação de Alinhamento

Suponha um cenário com um sistema coerente sem qualquer tipo de ruído, degradação ou desvio de fase, apenas com *mismatch* de frequência, onde uma constelação 16-QAM é transmitida com símbolos aleatórios. Ao se fazer a detecção coerente no receptor, percebe-se que a constelação, devido à diferença de frequência existente entre o laser transmissor e o laser oscilador local, gira com velocidade angular constante. Quando a diferença de frequência é positiva a constelação gira em um sentido e, quando negativa, gira no sentido oposto.

Neste cenário, a diferença entre a fase do sinal em um dado instante e a fase medida no próximo período de símbolo é proporcional ao *mismatch* de frequência. Em outras palavras,

essa diferença de fase, aqui representada por  $\phi$ , é a rotação de fase da constelação em um período de símbolo. No caso de cenários com outros fenômenos físicos, que levam a outras degradações e desvios, além do *mismatch* de frequência, a rotação de fase  $\phi$  em um período de símbolo vai estar corrompida por um ruído de fase e por uma possível variação de fase  $\theta$ , ambos de média zero.

A proposta de correção de *mismatches* opera, inicialmente, nos símbolos a serem transmitidos, para que os mesmos, no receptor, possam ser alinhados por meio de operações matemáticas. No começo dos trabalhos desenvolvidos, a este alinhamento, ou conjunto de operações matemáticas, foi dado o nome de estrutura C4D2DT (*Coherent 4 Dimensions to 2 Dimensions Transform*). A parte 4D/2D do nome da transformação correspondia ao fato de que, ao “alinhar” os símbolos em cada polarização, estes têm suas representações reduzidas de duas dimensões (fase e quadratura) para uma única, que combina as duas anteriores. Como o sistema para o qual esta solução foi inicialmente desenvolvida opera em quatro dimensões (fase e quadratura das polarizações horizontal e vertical) esta manipulação resultará numa saída de apenas duas dimensões, justificando então a terminologia 4D/2D. Posteriormente, esta nomenclatura C4D2DT foi alterada para Operação de Alinhamento, nomenclatura finalmente adotada para este procedimento.

Sejam consideradas duas dadas sequências de símbolos, onde uma será transmitida pela polarização horizontal e outra pela polarização vertical. Nessas sequências, cada símbolo par corresponde ao conjugado do símbolo ímpar que o antecede. Desta forma,

$$\begin{cases} SEQ_{hor} = \{S_{h1}, S_{h1}^*, S_{h2}, S_{h2}^*, \dots\} , \\ SEQ_{vert} = \{S_{v1}, S_{v1}^*, S_{v2}, S_{v2}^*, \dots\} , \end{cases} \quad (3.1)$$

onde  $S_h$  e  $S_v$  são símbolos aleatórios da constelação 16-QAM. A Figura 3.1 apresenta todos os possíveis símbolos da constelação 16-QAM a serem transmitidos.

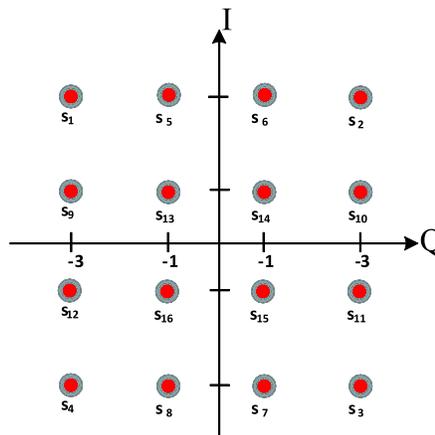


Figura 3.1: Símbolos da Constelação 16-QAM.

A estrutura da Operação de Alinhamento aplica três estágios de processamento a cada par de símbolos 16-QAM (consistindo de um símbolo  $R_{\text{impar}}$ , do tipo  $S_i = r_i + jy_i$ , e de um símbolo  $R_{\text{par}}$ , do tipo  $S_p = S_i^* = r_i - jy_i$ , onde  $x_i, y_i \in \{-3, -1, +1, +3\}$ ) transmitido em cada uma das polarizações, horizontal e vertical. Por simplicidade, serão apresentadas as operações apenas para uma das polarizações.

A Operação de Alinhamento é dividida nos estágios descritos pelas Equações 3.2, 3.3 e 3.4:

$$\text{Estágio 1} \quad \begin{cases} Y_1 = R_{\text{impar}} + R_{\text{par}}; \\ Y_2 = R_{\text{impar}} - R_{\text{par}}; \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\text{Estágio 2} \quad \begin{cases} Z_1 = (Y_1)^2; \\ Z_2 = (Y_2)^2; \end{cases} \quad (3.3)$$

$$\text{Estágio 3} \quad \{ Z = Z_1 - Z_2. \quad (3.4)$$

Como os pares de símbolos são conjugados, a aplicação da Operação de Alinhamento garante que os símbolos  $Z$  estarão alinhados no eixo real, quando não há *mismatches*. Embora o emprego da Operação de Alinhamento assegure o alinhamento dos símbolos  $Z$  em um cenário sem *mismatch*, sua significativa vantagem está justamente em aplicá-la nos cenários em que existam *mismatches*. Nestes cenários, a aplicação da Operação de Alinhamento garante que os símbolos  $Z$ , embora não mais alinhados, estarão sobre os raios dos pontos mostrados na Figura 3.4, ou seja, os símbolos  $Z$  estarão girando em uma velocidade proporcional ao *mismatch* de frequência. Diante disso, ao estimar-se (estatisticamente) a diferença de fase, por exemplo, entre um símbolo  $Z_i$  e seu consecutivo  $Z_{i+1}$ , estima-se  $\phi$  e, conseqüentemente, o valor do *mismatch* de frequência.

Antes de apresentar-se o desenvolvimento analítico da Operação de Alinhamento, é necessário adotar-se algumas convenções. São elas:

- O símbolo transmitido é dado por  $a_n e^{j2\pi f_T t}$ , onde  $f_T$  é a frequência do transmissor;
- O símbolo recebido é dado por  $\hat{a}_n e^{j2\pi(f_T - f_R)t}$ , onde  $f_R$  é a frequência do receptor;
- O símbolo recebido também é dado por  $\hat{a}_n e^{j2\pi\xi t}$ , onde  $\xi$  é o *mismatch* de frequência em *ciclos/s = Hz*;
- $2\pi\xi$  é o *mismatch* de frequência em *rad/s*;
- $2\pi\xi t = \psi$ , onde  $\psi$  é o número de giros (rad) no intervalo  $[0, t]$ ;
- $\phi = 2\pi\xi T_s$ ;
- $\Psi$  é o *mismatch* acumulado contínuo;

- $K\phi = \psi$  são valores discretos de  $\Psi$ , onde  $K = [1, 2, 3\dots]$ ;
- Enquanto  $\xi$  é o *mismatch* de frequência,  $\phi$  é a rotação de fase em um período de símbolo;

Com base nas Equações 3.2, 3.3 e 3.4, para se obter os símbolos  $Z$  (formados por pares de símbolos 16-QAM), tem-se,

$$\begin{aligned} Z_{HOR} &= (R_{HOR\_impar} + R_{HOR\_par})^2 \\ &- (R_{HOR\_impar} - R_{HOR\_par})^2 \\ &= 4R_{HOR\_impar}R_{HOR\_par} . \end{aligned} \tag{3.5}$$

Para fins de ilustração, considere a hipótese de um sinal sem ruído e sem dispersão, apenas com *mismatch* de frequência  $\xi$ .  $R_1$  e  $R_2$  são os símbolos recebidos correspondentes a  $R_{HOR\_impar}$  e  $R_{HOR\_par}$ , respectivamente. Assim,

$$\begin{cases} R_{HOR\_impar} = R_1 e^{j2\pi\xi t} ; \\ R_{HOR\_par} = R_2 e^{j2\pi\xi t} ; \end{cases} \tag{3.6}$$

e, conseqüentemente,

$$\begin{aligned} Z &= 4R_1 e^{j2\pi\xi t} R_2 e^{j2\pi\xi t} \\ &= 4R_1^\Psi R_2^\Psi , \end{aligned} \tag{3.7}$$

onde,

$$\begin{cases} R_1^\Psi \triangleq R_1 e^{j2\pi\xi K T_s} = R_1 e^{jK\phi} ; \\ R_2 \triangleq R_1^* e^{j\phi} \end{cases} \tag{3.8}$$

e

$$R_2^\Psi \triangleq R_2 e^{jK\phi} = R_1^* e^{j\phi} e^{jK\phi} . \tag{3.9}$$

Observe que, quando  $\xi = 0$ ,

$$\begin{cases} \xi = 0 \rightarrow R_1 = R_{HOR\_impar} ; \\ \xi = 0 \rightarrow R_2 = R_{HOR\_par} . \end{cases} \tag{3.10}$$

Agora, considere o caso de  $\xi = 0$  ( $\Psi = 0$ ,  $\phi = 0$ ), ou seja, cenário sem *mismatch* de frequência. Para este cenário, o desenvolvimento é apresentado a seguir. Considerando  $R_1$  e  $R_2$  símbolos recebidos em momentos subsequentes,

$$\begin{cases} R_1 = (x_1 + jy_1) \\ R_2 = R_1^* e^{j\phi} \\ \xi = 0 \rightarrow \phi = 0 \rightarrow R_2 = R_1^* = (x_1 - jy_1) ; \end{cases} \quad (3.11)$$

ou, de uma outra forma,

$$\begin{cases} R_1^\Psi = (x_1 + jy_1) e^{jK\phi} ; \\ R_2^\Psi = (x_1 - jy_1) e^{j\phi} e^{jK\phi} , \\ \xi = 0 \rightarrow \phi = 0 \rightarrow R_2^\Psi = R_2 = R_1^* = (x_1 - jy_1) . \end{cases} \quad (3.12)$$

Assim,

$$\begin{aligned} Z &= 4R_1 e^{j2\pi\xi t} R_2 e^{j2\pi\xi t} \\ &= 4(x_1 + jy_1)(x_1 - jy_1) \\ &= 4(x_1^2 + y_1^2) ; \end{aligned} \quad (3.13)$$

o que, empregando notação tal qual da Equação 3.12, é equivalente a

$$\begin{aligned} Z &= 4Z_1^\Psi Z_2^\Psi \\ &= 4(x_1 + jy_1)(x_1 - jy_1) \\ &= 4(x_1^2 + y_1^2) . \end{aligned} \quad (3.14)$$

A Figura 3.2 exibe o resultado gráfico do Estágio 1 da estrutura da Operação de Alinhamento, onde é possível perceber que os símbolos de  $Y_1$  já ficam alinhados nos lados positivo e negativo sobre o eixo das abscissas, enquanto os símbolos de  $Y_2$  ficam alinhados nos lados positivo e negativo sobre o eixo das ordenadas. É importante perceber que cada símbolo de  $Y_1$  ou  $Y_2$  é constituído, na verdade, por um par de símbolos 16-QAM  $\{R_{\text{impar}}, R_{\text{par}}\}$ . Já nesta primeira operação, percebe-se que o espaçamento entre os símbolos aumentou de 2 para 4 unidades. Tanto na Figura 3.2 quanto nas figuras seguintes,  $p$  representa a probabilidade de ocorrência de cada símbolo para sistemas equiprováveis.

A Figura 3.3 representa o Estágio 2 da estrutura da Operação de Alinhamento. Nota-se que, devido à operação de elevar à potência dois, os símbolos do primeiro termo da equação de  $Z$

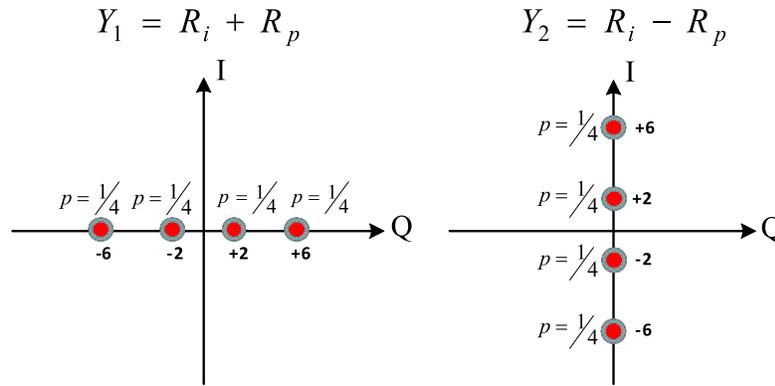


Figura 3.2: Resultado gráfico do primeiro estágio da estrutura da Operação de Alinhamento.

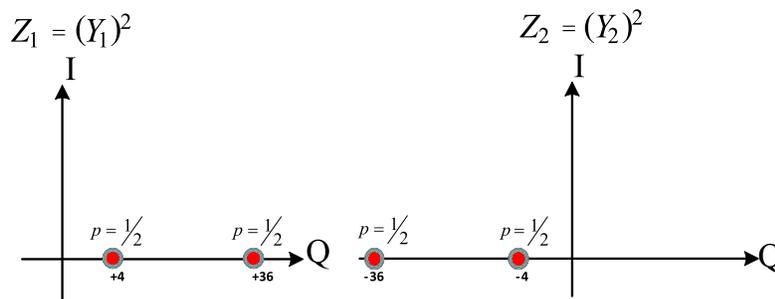


Figura 3.3: Resultado gráfico do segundo estágio da estrutura da Operação de Alinhamento.

ficam alinhados apenas na parte positiva do eixo das abscissas e os símbolos do segundo termo da equação de  $Z$  ficam alinhados sobre a parte negativa também do eixo das abscissas. Já a quantidade de símbolos foi reduzida de 4 para 2. É importante notar ainda que os símbolos ficaram ainda mais afastados, aumentando para 32 unidades a distância entre eles.

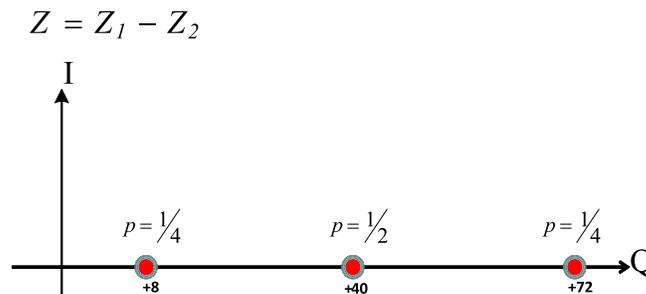


Figura 3.4: Resultado gráfico do terceiro estágio da estrutura da Operação de Alinhamento.

Por fim, a Figura 3.4 apresenta o resultado gráfico do Estágio 3 da operação da Operação de Alinhamento, onde se pode perceber que os símbolos  $Z$  ficam alinhados apenas na parte positiva do eixo das abscissas e que o espaçamento entre os símbolos é bastante elevado. Os pontos se situam em 8, 40 e 72 para modulação com símbolos de amplitudes  $I$  e  $Q$  iguais a  $-3, -1, +1, +3$ . No

caso em que a potência da constelação 16-QAM é normalizada em 1Watt, estes valores mudam para 0.8, 4 e 7.2. É pertinente destacar que estes ganhos de espaçamento são significativos, pois aumentam a margem contra os efeitos de ruído e de interferência intersimbólica (IIS) entre os símbolos  $Z$  processados.

A Equação 3.13 apresentou a equação dos símbolos alinhados  $Z$  para o caso sem *mismatch*. Agora, para o caso com *mismatch* de frequência,  $\xi \neq 0$  ( $\Psi \neq 0$ ), tem-se que

$$Z^\Psi = 4R_{HOR\_impar}^\Psi R_{HOR\_par}^\Psi \quad (3.15)$$

onde,

$$\begin{cases} R_{HOR\_impar}^\Psi = R_1 e^{jK\phi} ; \\ R_{HOR\_par}^\Psi = R_2 e^{jK\phi} . \end{cases} \quad (3.16)$$

Portanto,

$$\begin{aligned} Z^\Psi &= 4R_1 R_2 e^{j2K\phi} \\ &= 4(R_1 R_2) e^{j2K\phi} \\ &= 4|R_1|^2 e^{j\phi} e^{j2K\phi} ; \end{aligned} \quad (3.17)$$

que coincide com a equação do cenário sem *mismatch*, porém acrescida de um giro angular de  $2\phi$  radianos por período de símbolo. O termo  $e^{j\phi}$  é constante em todo o símbolo e deve ser cancelado naturalmente pelo algoritmo de estimação de fase que estima a defasagem entre pares de símbolos.

A Equação 3.17 demonstra que a transformação da Operação de Alinhamento garante que os símbolos de  $Z$  ficarão sobre as mesmas circunferências de raio 8, 40 e 72. Mais do que isso, garante-se agora que os símbolos  $Z$  estarão girando numa velocidade angular de  $2\phi$  radianos por período de símbolo. A Figura 3.5 apresenta um exemplo de imagem com as circunferências sobre as quais os símbolos  $Z$  irão girar para o caso de *mismatch*. Desta forma, conclui-se que, com a aplicação da estrutura da Operação de Alinhamento, garante-se que os três possíveis símbolos  $Z$  estarão girando simultaneamente sobre as três circunferências descritas, numa velocidade angular proporcional ao *mismatch* de frequência. Do ponto de vista da estimação estatística, este parece ser o cenário ideal para se estimar o valor do *mismatch*. Assim, nota-se que o combate ao *mismatch* é constituído pela estimação da velocidade de rotação dos símbolos  $Z$  e, de alguma maneira, compensá-la.

A cada novo símbolo  $Z_i$  processado, é estimada a diferença de fase entre este símbolo,  $Z_i$ , e seu antecessor,  $Z_{i-1}$ . Os valores dos acréscimos de fase são armazenados no vetor  $\Delta\psi$ , para futura estimação do *mismatch*. No entanto, os valores de fase medidos são dados no intervalo  $\{0, 2\pi\}$ , ou, em alguns casos, no intervalo  $\{-\pi, +\pi\}$ . Desta forma, no cálculo da diferença

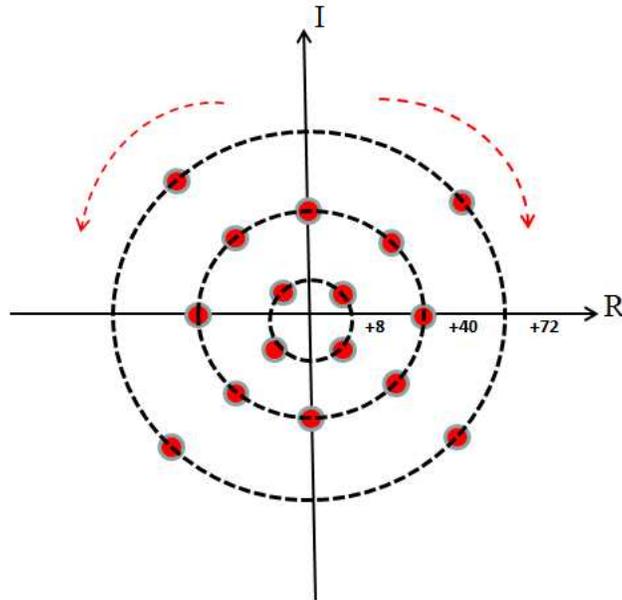


Figura 3.5: Circunferências sobre as quais giram os símbolos  $Z$ .

de fase entre símbolos  $Z$  adjacentes, ocorrerão algumas situações de discrepância, chamadas de pontos críticos ou *outliers*. Esses *outliers* podem conduzir a consideráveis erros de estimação de *mismatch*. A Figura 3.6 apresenta um exemplo de evolução temporal de  $\psi$  apontando os pontos de *outliers*, para o caso de  $\psi > 0$ .

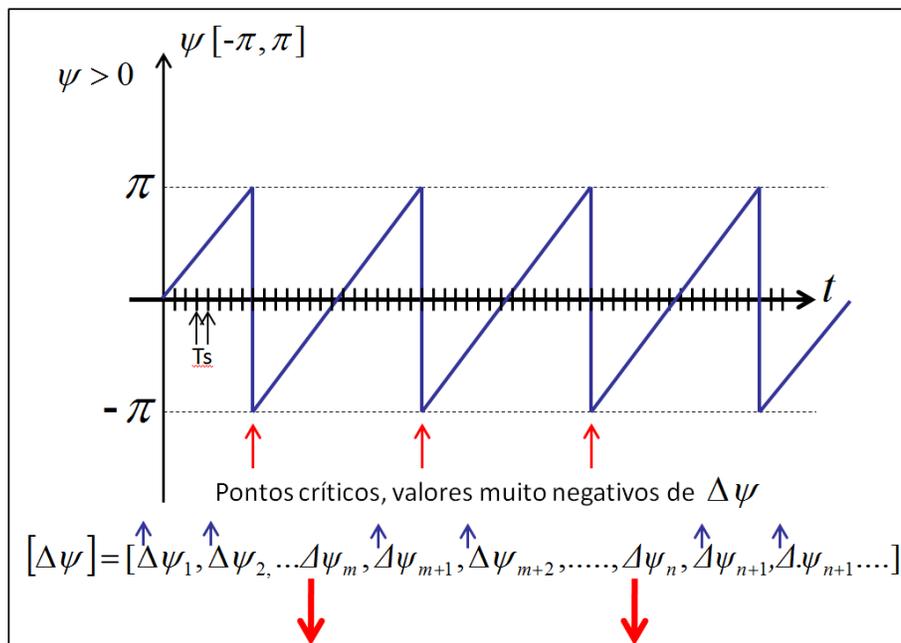


Figura 3.6: Vetor  $\Delta\psi$  com “*outliers*”.

Diante do problema imposto pelos *outliers*, faz-se necessária a adoção de um método “desembaraçador de fase”, em inglês, chamado de *phase unwrapping* (PU). A solução adotada faz uso do seguinte procedimento. A cada valor estimado salvo, salva-se igualmente o valor

estimado somando-se  $2\pi$  e, também, o valor estimado subtraindo-se  $2\pi$ . Seleccionando o menor valor entre os três garante-se uma estimativa correta sem a presença de *outliers*, executando o *phase unwrapping*.

Um aspecto bastante relevante refere-se à capacidade de correção do método. Como a estrutura da Operação de Alinhamento baseia-se no alinhamento de símbolos conjugados, sua capacidade de correção estará sujeita a rotações de até  $45^\circ$  entre um símbolo e outro. Em outras palavras, a rotação de fase em um período de símbolo,  $\phi$ , não pode ser maior do que um giro que possibilite a troca de quadrante do símbolo seguinte, quebrando a condição de conjugado existente entre símbolos adjacentes. Contudo, em sistemas eficientes que operam com altas taxas de transmissão (e, conseqüentemente, valores pequenos de tempo de símbolo  $T_s$ ) este problema tende a ser significativamente minimizado. Para fins analíticos, será demonstrado a seguir o cálculo do valor máximo de correção para o sistema adotado neste trabalho.

O sistema adotado opera na taxa de 112 Gb/s, com modulação 16-QAM e com diversidade de polarização. Cada símbolo da modulação 16-QAM utiliza 4 bits para sua representação. Devido à diversidade de polarização, a cada tempo de símbolo  $T_s$ , são transmitidos um símbolo 16-QAM pela polarização horizontal e um símbolo 16-QAM pela polarização vertical, ou seja, 8 bits. Isso é equivalente a dizer que, a cada período de símbolo, um “super-símbolo” de 8 bits é transmitido. Sendo a taxa do sistema, em bits, igual a 112 Gb/s, a taxa do sistema, em Baud, é de

$$TAXA_{Baud} = \frac{1}{T_s} = \frac{112 \text{ Gb/s}}{8 \text{ bits}} = 14 \times 10^9 \text{ Baud} = 14 \text{ GBaud} . \quad (3.18)$$

O valor da rotação,  $ROT$ , entre um símbolo e seu consecutivo é dado, em graus, por

$$ROT = 2\pi \times M \times T_s , \quad (3.19)$$

onde  $M$  é o *mismatch*, dado em Hz. Como informado, a capacidade de correção do sistema é dada quando a rotação entre um símbolo e seu consecutivo é de, no máximo,  $45^\circ$ . Assim, para o sistema adotado, o valor limite de *mismatch*, em Hz, será de

$$\begin{aligned} M_{Lim} &= \frac{ROT_{Lim}}{2\pi \times T_s} \\ &= 2 \times \frac{45^\circ}{2\pi \times \frac{1}{14 \times 10^9}} \\ &= 1,75 \times 10^9 = 1,75 \text{ GHz} . \end{aligned} \quad (3.20)$$

É importante salientar que este valor teórico do limite de 1,75 GHz é válido exclusivamente para o sistema proposto, com sua taxa de transmissão e formato de modulação específicos. Por fim, considerando a inexistência ou a efetiva correção do *mismatch* de frequência, a estrutura da Operação de Alinhamento pode ser empregada para estimação de desvios de fase  $\theta$ , como é mostrado a seguir.

A estrutura da Operação de Alinhamento é capaz de efetuar a estimação tanto de *mismatches* de frequência quanto de fase. A Figura 3.7 exhibe a forma como estas estimativas são realizadas, concatenadas entre si e associadas com as etapas de correção. É importante destacar que no modelo da Figura 3.7 é considerado o caso de um sistema que opera com diversidade de polarização. No entanto, a estrutura proposta pode ser empregada a um sistema de única polarização, inclusive, como já dito, a um sistema não-óptico.

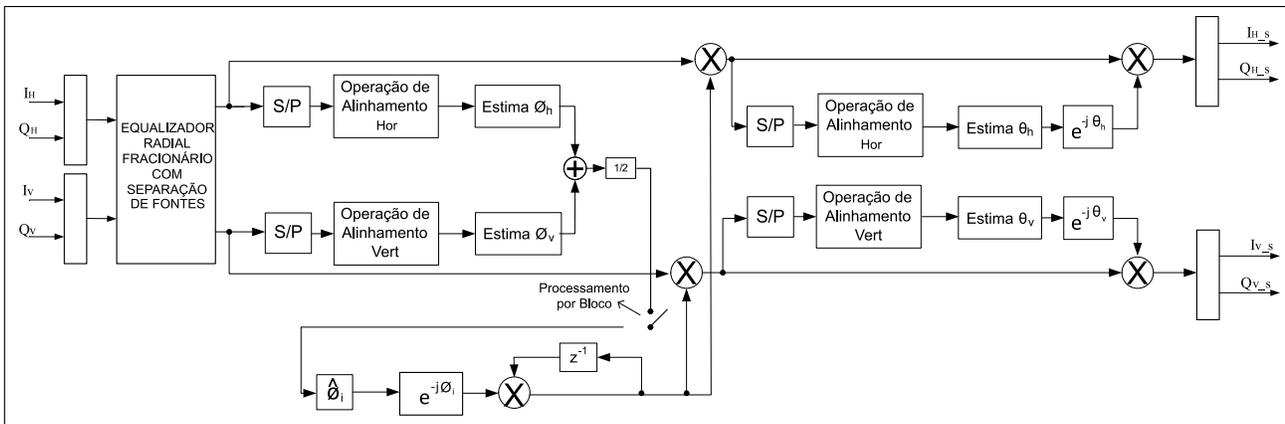


Figura 3.7: Modelo de estimativa e correção de desvios de frequência e fase para um sistema coerente com diversidade de polarização.

Após os sinais horizontal e vertical, transmitidos de forma conjunta, passarem pelo processamento de separação de fontes e equalização radial, isto é, sem alteração de fase, eles são submetidos a uma transformação serial/paralelo de forma a agrupar os símbolos dois a dois. Posteriormente, a estrutura da Operação de Alinhamento é aplicada individualmente a cada polarização para estimação de  $\phi$  horizontal e  $\phi$  vertical. Contudo, a estimação do *mismatch* de frequência é feita conjuntamente entre as duas polarizações, de forma que o parâmetro  $\phi$  de correção será dado pela média dos valores estimados para cada polarização. De posse de  $\phi$ , é feita a correção do *mismatch* de frequência estimando-se seu valor médio dentro de um bloco de tamanho pré-definido, como mostrado na Figura 3.7. Neste ponto, o sinal transmitido já se encontra corrigido do *mismatch* de frequência. Em seguida, a estrutura da Operação de Alinhamento é novamente aplicada individualmente dentro de cada polarização para a estimação dos desvios de fase  $\theta$  horizontal e  $\theta$  vertical. Diferentemente da correção de frequência, a correção de desvios de fase é realizada independentemente para cada polarização, dado que os desvios de fase podem (e de fato são) diferentes em função também dos símbolos aleatórios transmitidos em cada polarização. Assim, pode-se dizer que a estimação do *mismatch* de frequência é dado de forma conjunta entre as polarizações e a estimação dos desvios de fase é dada de forma independente para cada polarização.

## 3.2 Projeto de Preâmbulo e Operação de Alinhamento para Modulação 4-PSK

No método proposto, durante um curto segmento de preâmbulo (e somente no segmento de preâmbulo), são transmitidos pares de símbolos conjugados adjacentes para aplicação da estrutura da Operação de Alinhamento. No segmento de dados, como será apresentado na Seção 3.3, os símbolos transmitidos são símbolos 16-QAM aleatórios. Em princípio, para o segmento de preâmbulo, uma vez respeitada a exigência de serem símbolos conjugados adjacentes, qualquer formato de modulação QAM poderia ser empregado. Assim, os pares de símbolos conjugados transmitidos durante o segmento de preâmbulo podem ser símbolos 16-QAM e, de fato, assim foram implementadas as primeiras versões deste trabalho. Não obstante, devido à queda de desempenho do sistema frente a cenários ópticos mais complexos, foi necessária a adoção de um formato de modulação mais robusto para o segmento de preâmbulo, de forma a possibilitar uma convergência mais robusta do sistema adaptativo. Portanto, foi adotada a modulação 4-PSK, exclusivamente para o segmento de preâmbulo, de forma a não comprometer o desempenho do sistema no que se refere à taxa de transmissão e de forma a aprimorar o desempenho no que se refere à convergência e robustez. Os resultados obtidos com a utilização da modulação 4-PSK foram positivos e, desta maneira, o sistema é capaz de operar de maneira eficiente em termos de convergência em cenários bastante degradados, onde o desempenho era insatisfatório quando o preâmbulo era constituído por símbolos 16-QAM. Resultados de simulação comparando estes dois formatos de modulação para o preâmbulo são mostrados na Seção 5.7.

Dado que a concepção da Operação de Alinhamento apresentada na seção anterior foi desenvolvida adotando-se o formato de modulação 16-QAM, a presente seção apresenta o desenvolvimento da Operação de Alinhamento quando a modulação 4-PSK é empregada.

A Figura 3.8 exibe o resultado gráfico do Estágio 1 da Operação de Alinhamento (Equação 3.2) para a modulação 4-PSK. Diferentemente de quando a modulação 16-QAM é empregada, percebe-se que ao invés de quatro pontos (ou também chamados de símbolos intermediários de processamento), tem-se apenas dois pontos por componente  $Y_1$  ou  $Y_2$ .

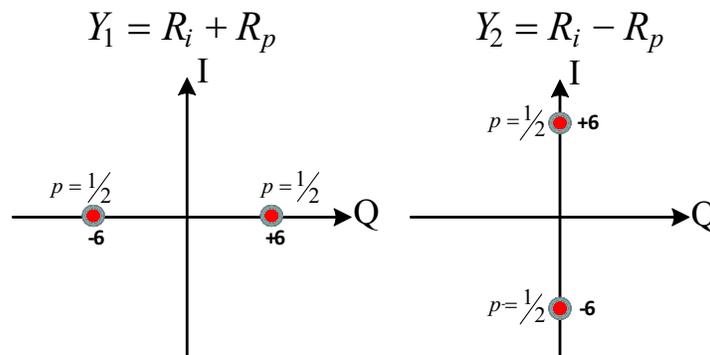


Figura 3.8: Resultado gráfico do primeiro estágio da estrutura da Operação de Alinhamento para modulação 4-PSK.

A Figura 3.9 mostra o resultado gráfico do Estágio 2 (Equação 3.3) para a modulação 4-PSK.

Novamente, há uma redução do número de pontos de dois para um. Finalmente, a Figura 3.10 expõe o resultado gráfico do Estágio 3 da Operação de Alinhamento (Equação 3.4) para a modulação 4-PSK, onde, enfim, há a representação de apenas um ponto, tornando a decisão inequívoca.

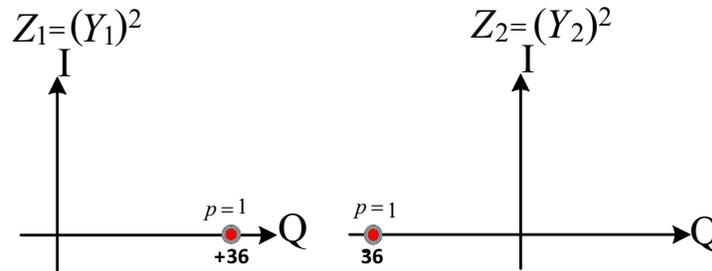


Figura 3.9: Resultado gráfico do segundo estágio da estrutura da Operação de Alinhamento para modulação 4-PSK.

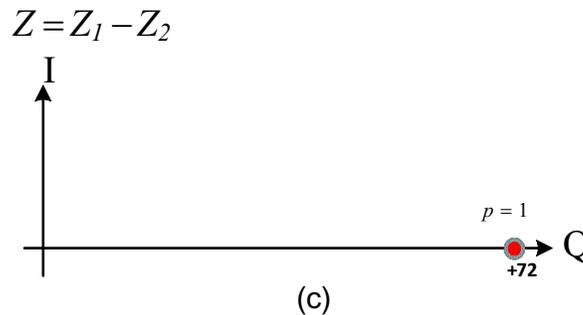


Figura 3.10: Resultado gráfico do terceiro estágio da estrutura da Operação de Alinhamento para modulação 4-PSK.

De fato, como pode ser percebido por meio das Figuras 3.8, 3.9 e 3.10, a adoção da modulação 4-PSK torna o sistema mais robusto pelo fato de trabalhar com uma grande distância na constelação e evitar erros de decisão no que se refere ao módulo do símbolo operado. Em outras palavras, analisando-se os resultados gráficos da estrutura da Operação de Alinhamento na modulação 4-PSK, percebe-se que é possível fazer a correção de fase sem qualquer tipo de preocupação com o módulo do símbolo. Neste caso específico, a equalização opera apenas na separação de fontes, dado que a equalização radial é, na verdade, uma correção para o módulo original da constelação 4-PSK. Ademais, resultados exibidos na Seção 5.6 apontam para a necessidade de apenas um preâmbulo satisfatoriamente curto. Esta informação justifica a utilização de preâmbulo sem comprometer a eficiência do sistema. Em especial, o período de preâmbulo pode ser cada vez intercalado com valores maiores de segmentos de dados, considerando-o como um período de inicialização que não necessita ser repetido em intervalos curtos de tempo (*warm start*).

### 3.3 Técnica do Conjugado Virtual e Operação no Segmento de Dados

A seção 3.1 apresenta o emprego da estrutura da Operação de Alinhamento assumindo que todos os símbolos a serem transmitidos são previamente arranjados em pares conjugados. Obviamente, em termos práticos, tal suposição é inviável, dado que o preâmbulo deve ocupar um relativamente pequeno intervalo de tempo. Deseja-se que o preâmbulo seja o menor possível, desde que garanta um grau satisfatório de confiabilidade ao sistema de aquisição e rastreamento inicial. Por esta razão, o esquema do Conjugado Virtual opera fazendo com que a estrutura da Operação de Alinhamento possa ser continuamente utilizada, tanto no segmento de preâmbulo quanto no segmento de dados, estimando assim, principalmente, os desvios de fase  $\theta$ .

Como visto na Seção 3.2, durante o segmento de preâmbulo, símbolos conjugados adjacentes modulados em 4-PSK são transmitidos em cada polarização. Desta maneira, a operação é dada exatamente como exibido na Figura 3.7. Os dados de cada polarização são submetidos a uma estrutura da Operação de Alinhamento para a estimativa de um  $\phi$  horizontal e um  $\phi$  vertical. Após calculada a média destes dois  $\phi$ 's, é feita a correção do *mismatch* de frequência. Posteriormente, os símbolos de cada polarização, já corrigidos de  $\phi$ , são submetidos (separadamente para cada polarização) a um nova estrutura da Operação de Alinhamento para estimação dos desvios de fase  $\theta$ . Finalmente, os desvios de fase  $\theta$  horizontal e  $\theta$  vertical são corrigidos.

Ao comutar-se para o modo de operação de dados, símbolos 16-QAM aleatórios são transmitidos. Em outras palavras, não existe mais a relação de símbolos conjugados adjacentes entre os símbolos transmitidos em cada polarização. Neste momento, o valor de correção do *mismatch* de frequência é fixado no valor médio dos  $\phi$ 's instantâneos estimados ao longo do segmento de preâmbulo, uma vez que sua variação é bastante lenta se comparada aos desvios de fase  $\theta$ . Com esta correção, a constelação 16-QAM recebida deixa de girar e passa a sofrer apenas as variações aleatórias de fase, provenientes principalmente do ruído de fase dos lasers. Estas variações aleatórias levam a constelação 16-QAM a 'balançar' ou 'dançar' devido aos pequenos deslocamentos angulares. Caso tenha restado algum resíduo na estimação do *mismatch*, haverá uma pequena variação linear na fase que é compensada com o estimador e corretor de fase.

É neste ponto exato que os sinais - já corrigidos pelo valor médio estimado de  $\phi$  - são submetidos à estrutura de Conjugado Virtual. O que o esquema do Conjugado Virtual efetivamente faz é utilizar esses símbolos aleatórios modulados em 16-QAM (logo, não adjacientemente conjugados) e construir pares que são virtualmente conjugados, de forma a possibilitar a estimação dos desvios de fase  $\theta$  vertical e horizontal, por meio do emprego da estrutura da Operação de Alinhamento. Este procedimento é feito de forma independente para cada polarização, dado que cada polarização pode sofrer ruídos de fase diferentes. O método de operação da estrutura do conjugado virtual é explicado a seguir em oito passos.

1. Recebe o símbolo ímpar,  $Y_I$  ;

2. Quantiza o símbolo ímpar recebido,  $Y_{I_{quant}}$  ;
3. Mapeia o símbolo ímpar recebido para o símbolo mais externo de seu quadrante,  $S_{I_{externo}}$ , obtendo-se o símbolo ímpar mapeado, sendo *angle* a função que determina o ângulo do símbolo complexo:

$$Y_{I_{MAP}} = \frac{|S_{I_{externo}}|}{|Y_{I_{quant}}|} \times Y_I \times e^{j[\text{angle}(Y_{I_{quant}}, S_{I_{externo}})]} ; \quad (3.21)$$

4. Recebe o símbolo par,  $Y_P$  ;
5. Quantiza o símbolo par recebido,  $Y_{P_{quant}}$  ;
6. Mapeia o símbolo par recebido para símbolo mais externo de seu quadrante,  $S_{P_{externo}}$ , obtendo-se o símbolo par mapeado:

$$Y_{P_{MAP}} = \frac{|S_{P_{externo}}|}{|Y_{P_{quant}}|} \times Y_P \times e^{j[\text{angle}(Y_{P_{quant}}, S_{P_{externo}})]} ; \quad (3.22)$$

7. Mapeia novamente o símbolo par recebido mapeado,  $Y_{P_{MAP}}$ , até o conjugado do símbolo ímpar mapeado, obtendo-se um novo ponto,  $Y_2$ . Esta operação consiste em rotacionar  $Y_{P_{MAP}}$  de  $0^\circ$  (multiplicar por 1), ou de  $90^\circ$  (multiplicar por  $j$ ), ou de  $180^\circ$  (multiplicar por  $-1$ ) ou de  $270^\circ$  (multiplicar por  $-j$ ) ;
8. Utiliza o par de símbolos ( $Y_{I_{MAP}}$  ,  $Y_2$ ), agora conjugados, para aplicar a Operação de Alinhamento na estimação de  $\theta$  .

Este procedimento do Conjugado Virtual é continuamente executado durante todo o segmento de dados para cada par de símbolos 16-QAM recebido. A cada par de símbolos aleatórios recebido, cria-se um par de símbolos ( $Y_{I_{MAP}}$  ,  $Y_2$ ) virtualmente conjugados.

Em resumo, o sistema desenvolvido opera da seguinte forma:

- NO SEGMENTO DE PREÂMBULO: Um preâmbulo robusto (o qual não necessita ser longo) com símbolos 4-PSK ordenados em pares conjugados adjacentes são transmitidos de maneira independente em cada polarização. A estrutura da Operação de Alinhamento é aplicada para estimação de  $\phi$ . Após a correção do *mismatch* de frequência, a estrutura da Operação de Alinhamento é novamente empregada em cada polarização independentemente para a estimação dos ruídos de fase e a correção de  $\theta$  é feita dentro de cada polarização.
- NO SEGMENTO DE DADOS: Dados aleatórios modulados em 16-QAM são transmitidos em cada polarização. A correção do *mismatch* de frequência é feita baseada num valor médio de  $\phi$  estimado durante o segmento de preâmbulo. Os símbolos 16-QAM de cada polarização são submetidos ao algoritmo do Conjugado Virtual, o qual alimenta a estrutura da Operação de Alinhamento, estimando os desvios de fase  $\theta$  horizontal e  $\theta$  vertical. Os símbolos são corrigidos dos desvios de fase de forma independente para cada polarização.

Por fim, a Figura 3.11 exibe o funcionamento do sistema durante o segmento de dados.

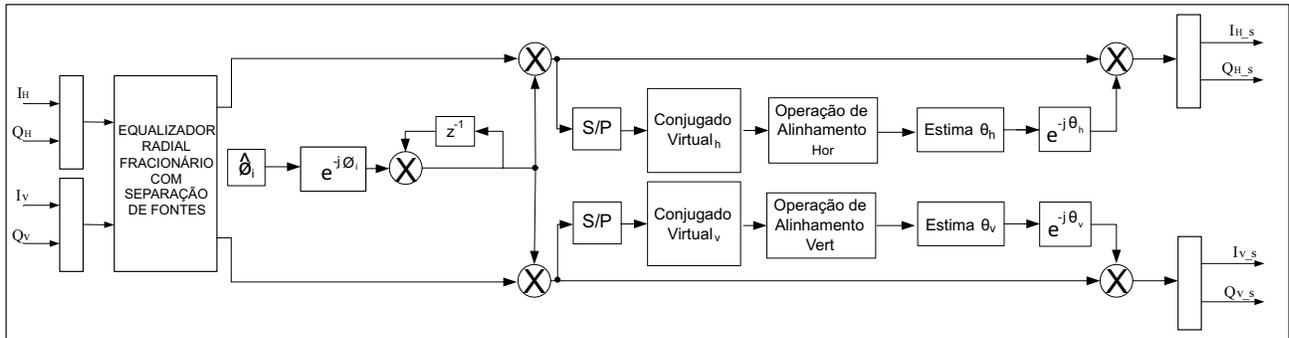


Figura 3.11: Modelo de estimação e correção dos desvios de frequência e fase para um sistema coerente com diversidade de polarização durante o segmento de dados.

### 3.4 Equalizador Direcionado ao Raio - RDE

Depois de realizada a recepção coerente no domínio óptico e das quatro componentes ( $I$  e  $Q$  das polarizações vertical e horizontal) serem convertidas do domínio óptico para o domínio elétrico, as etapas de separação de fontes e equalização constituem um dos primeiros estágios do processamento eletrônico, como indicado nas Seções 2.1, 4.1 e 4.2.

Os procedimentos de separação de fontes e equalização são realizados conjuntamente por um processo de filtragem, por meio do uso da estrutura *butterfly*, descrita na Seção 2.3.2. No que se refere à separação de fontes, a implementação seguiu precisamente a estrutura *butterfly*, amplamente difundida, tal qual descrita em [21, 64, 41, 65, 66, 37, 67, 18, 27], entre tantos outros. Por estas razões, a presente seção tem por objetivo enfatizar o algoritmo de equalização escolhido e implementado, bem como os passos desse processo de decisão.

Como já explicitado na Seção 2.3, a equalização é o processo que torna o canal plano, ou seja, combate degradações sofridas pelos sinais ao longo, principalmente, do canal de transmissão (no caso de um sistema óptico, a fibra). Como também visto, o CMA é um dos métodos mais comuns de equalização cega, muito robusto a muitos tipos de canal [60, 49, 53, 55]. Igualmente exposto por meio da Equação 2.29, o critério de erro do CMA é ótimo para modulação PSK, dado que minimiza o erro de potência entre a saída do equalizador e um valor constante. Para estes sinais modulados apenas em fase, ou seja, com todos os símbolos possuindo o mesmo módulo, o critério do CMA é ótimo, no sentido de que, para uma equalização perfeita (diagrama de olho totalmente aberto), o erro é igual a zero, pois todos os símbolos recaem sobre uma circunferência de raio igual ao seu módulo. No entanto, para modulações QAM, o critério de erro do CMA não é ótimo, dado que, mesmo quando o sinal é perfeitamente equalizado, o erro não converge para zero. Como a função de custo do CMA é do tipo não-convexa, com mínimos locais, existe a possibilidade do gradiente estocástico ficar “preso” em um mínimo local [53, 55].

Assim, como o presente trabalho emprega o formato de modulação 16-QAM, foi adotado o

algoritmo de equalização direcionado ao radio, RDE. Na verdade, o RDE é uma generalização do algoritmo CMA que apresenta função de erro igual a zero para sinais QAM, além de que, o equalizador RDE possui convergência mais rápida que a do algoritmo CMA para modulações QAM [60, 21]. Ademais, é importante destacar que, assim como o CMA, o RDE é igualmente independente de desvios de fase porque o seu sinal de erro é baseado exclusivamente no módulo da saída do equalizador. De fato, esta é uma característica bastante importante na escolha do equalizador adotado neste projeto, dado que o sistema desenvolvido, como mostrado nas Seções 3.1, 3.2 e 3.3, adota uma solução própria para correção de desvios de frequência e fase.

Para a implementação do RDE em um sistema com diversidade de polarização, empregando a estrutura *butterfly* e utilizando o formato de modulação 16-QAM, foi tomado como referência o trabalho apresentado em [21], que também apresenta um equalizador com estas mesmas características.

De acordo com [21], e usando sua própria notação, o critério de erro do RDE é definido como

$$\mathbf{e}(\mathbf{k}) = \mathbf{y}(\mathbf{k}) \times (R_K - |\mathbf{y}(\mathbf{k})|^2), \quad (3.23)$$

onde  $\mathbf{y}(\mathbf{k})$  é a saída do equalizador e  $R_K$  é raio do ponto da constelação mais próximo da saída do equalizador. Além desta definição, o autor apresenta a expressão para atualização dos coeficientes do filtro equalizador, seguindo o critério do LMS, consistindo em,

$$\mathbf{W}(\mathbf{k} + \mathbf{1}) = \mathbf{W}(\mathbf{k}) + \mu \times \mathbf{x}(\mathbf{k}) \times \mathbf{e}^*(k), \quad (3.24)$$

sendo  $\mu$  o passo de adaptação do algoritmo,  $\mathbf{x}(\mathbf{k})$  a entrada do equalizador e  $\mathbf{W}(\mathbf{k})$  o vetor dos coeficientes do equalizador no instante de tempo  $k$ . Também, sendo  $H$  o operador hermitiano, o autor define a saída do equalizador como sendo,

$$\mathbf{y}(\mathbf{n}) = \mathbf{W}^H \times \mathbf{x}(\mathbf{n}). \quad (3.25)$$

Uma vez tendo o equalizador RDE sido implementado no simulador, o mesmo foi concatenado com um sistema de correção preliminar de *mismatches* de frequência e fase, a fim de obter-se os primeiros resultados. No entanto, os resultados obtidos não eram satisfatórios. Além de limitada convergência do equalizador, o mesmo exigia um grande número de coeficientes, de ordem superior a 80 em cada um dos quatro filtros da estrutura *butterfly*. Estes filtros de alta ordem eram simplesmente incompatíveis com o descrito na literatura e nas recentes publicações.

Diante desta incompatibilidade, os esforços foram novamente voltados para a teoria de equalização e seus algoritmos. O RDE, como dito, trata-se de uma generalização do algoritmo de módulo constante, CMA. A equação do sinal de erro do CMA, como exibido na Seção 2.3.1, é dada por

$$\mathbf{e}(\mathbf{k}) = \mathbf{y}(\mathbf{k}) \times (\Delta_2 - |\mathbf{y}(\mathbf{k})|^2), \quad (3.26)$$

sendo  $\mathbf{y}(\mathbf{k})$  a saída do equalizador e  $\Delta_2$  uma constante do CMA relativa à dispersão de energia da constelação QAM, dependente dos símbolos de entrada  $a(k)$ . A constante  $\Delta_2$  é dada como a relação do operador esperança de quarta ordem dos símbolos  $a(k)$  e o momento de segunda ordem dos mesmos símbolos, tal que

$$\Delta_2 = \frac{E[|a(k)|^4]}{E[|a(k)|^2]} . \quad (3.27)$$

Confrontando as equações do CMA com as equações do RDE percebe-se uma relação de equivalência entre a constante  $\Delta_2$  do CMA e o parâmetro  $R_K$  do RDE. O parâmetro  $R_K$  havia sido definido em [21] como sendo o raio do ponto da constelação mais próximo da saída do equalizador. No entanto, percebendo-se a relação de segunda potência existente na constante  $\Delta_2$  do CMA, verificou-se que, na realidade, o valor de  $R_K$  deveria ser o quadrado do raio ao invés de apenas o valor do raio. Poder-se-ia assim redefinir  $R_K$  como sendo o quadrado do raio, ou, então, reescrever a equação previamente definida para o critério de erro do RDE, de tal forma que

$$\mathbf{e}(\mathbf{k}) = \mathbf{y}(\mathbf{k}) \times (|R_K|^2 - |\mathbf{y}(\mathbf{k})|^2) . \quad (3.28)$$

Continuando o processo de otimização do equalizador RDE tomado como referência,  $R_K$  foi considerado não apenas como sendo o quadrado do raio do ponto da constelação mais próximo da saída do equalizador, mas como sendo o quadrado do raio do anel mais próximo da saída do equalizador. Tal alteração faz-se coerente dado que em cenários com grandes *mismatches* de frequência os símbolos estarão girando sobre as circunferências definidas pelos raios dos pontos da constelação QAM, circunferências estas definidas como anéis.

Por conseguinte, percebeu-se que poderiam existir quatro diferentes configurações para equalizadores radiais. São elas:

- Equalizador Radial *R1*: O símbolo da saída do equalizador é aproximado pelo símbolo mais próximo e retorna como variável  $R_K$  o raio deste símbolo mais próximo..
- Equalizador Radial *R2*: O símbolo da saída do equalizador é aproximado pelo símbolo mais próximo e retorna como variável  $R_K$  o quadrado do raio deste símbolo mais próximo.
- Equalizador Radial *R3*: O símbolo da saída do equalizador é aproximado pelo anel mais próximo e retorna como variável  $R_K$  o raio deste anel mais próximo.
- Equalizador Radial *R4*: O símbolo da saída do equalizador é aproximado pelo anel mais próximo e retorna como variável  $R_K$  o quadrado do raio deste anel mais próximo.

Então, como passo seguinte, adotou-se um cenário óptico para simulação e fez-se a equalização empregando as quatro possibilidades de equalizadores radiais. A informação acerca do canal óptico simulado não se torna relevante neste momento, dado que o objetivo é a simples comparação dos quatro equalizadores radiais e que, para sua perfeita compreensão, faz-se necessária a leitura do capítulo seguinte. O resultado a seguir nem mesmo consta no Capítulo 5, de resultados. Apenas para incluir-se os dados no canal óptico simulado para esta comparação, o mesmo possui 30 km de fibra padrão monomodo (SSMF), valor padrão de dispersão cromática (CD), valor padrão de dispersão do modo de polarização (PMD), *mismatch* de frequência de 10 MHz e largura de linha dos lasers transmissor e oscilador local de 140 kHz. A Figura 3.12 exhibe o resultado desta comparação entre os quatro possíveis equalizadores radiais.

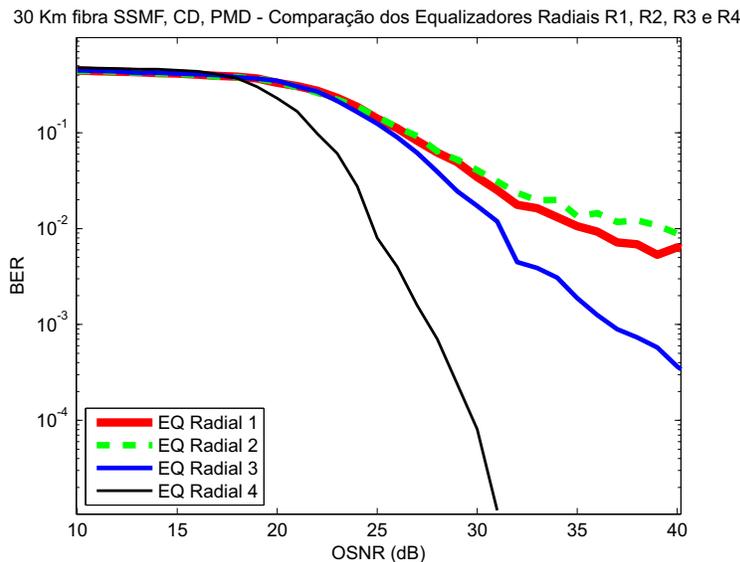


Figura 3.12: Comparação entre as quatro possíveis formas de implementação de equalização radial.

Baseando-se na Figura 3.12, percebe-se claramente que o Equalizador radial R4 possui desempenho consideravelmente superior, ou seja, considerando-se o parâmetro  $R_K$  como sendo o quadrado do raio do anel mais próximo da saída do equalizador. Desta forma, todas as simulações e todos os resultados alcançados neste trabalho foram obtidos com o emprego do Equalizador Radial 4.

Continuando o processo de busca teórica para avaliação da equação apresentada em [21], verificou-se que nas descrições originais do RDE, dadas em [59] e [60] aparece de fato o fator de potência quadrada para o parâmetro  $R_K$ , embora em [59] não fique bem definido se a aproximação da saída do equalizador é dada em função do anel ou do símbolo mais próximo. Desta forma, conclui-se que a equação adotada trata-se realmente de um erro. De fato, posteriormente, em [18], um dos coautores do trabalho [21] reescreveu a equação do critério de erro do RDE, definindo apropriadamente  $R_K$  como sendo o quadrado do raio do anel mais próximo da saída do equalizador. Também, [27] confirma a forma correta do parâmetro  $R_K$  na

equação.

Enfim, a Figura 3.13 exibe um sinal óptico nas polarizações horizontal e vertical, recebido antes e depois do mesmo sinal óptico ser equalizado radialmente. O objetivo desta figura é totalmente didático, a fim de que o leitor visualize o efeito obtido. Esta figura foi obtida durante o segmento de preâmbulo, ou seja, quando da aplicação da modulação 4-PSK.

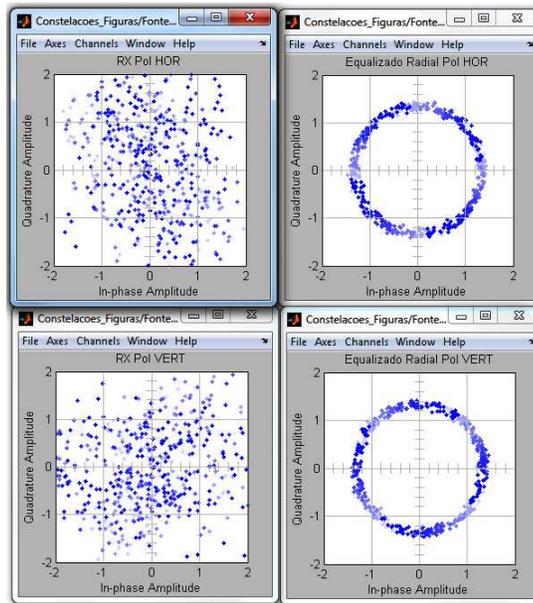


Figura 3.13: Funcionamento da equalização radial quando a modulação 4-PSK é empregada.

Finalmente, a Figura 3.14 exibe igualmente um sinal óptico recebido, com diversidade de polarização, antes e depois da equalização radial. Porém, a Figura 3.14 foi obtida durante o segmento de dados, ou seja, com o uso da modulação 16-QAM. Tanto para obtenção da Figura 3.13 quanto da 3.14, foram empregadas as técnicas descritas na Seções 3.1, 3.2 e 3.3.

## 3.5 Estrutura de Combate à Ambiguidade

Um sistema com diversidade de polarização, onde sinais são transmitidos conjuntamente nas polarizações ortogonais horizontal e vertical, apresenta a vantagem de ter sua taxa de transmissão dobrada comparando-se com o caso onde apenas uma das polarizações é utilizada. No entanto, esse tipo de multiplexação, como feito ao longo deste trabalho, exige etapas de processamento para fazer, de forma eficiente, a separação dos sinais de cada polarização, bem como para equalização do canal. Em outra palavras, tratando-se de sistemas multiplexados em polarização, incorre-se em um problema de separação de fontes [41].

Considere um sistema multiplexado em polarização. Inicialmente, no domínio óptico, após a separação feita pelo PBS (*Polarization Beam Splitter*) pode-se imaginar, erroneamente, que tem-se perfeitamente as componentes do sinal horizontal e vertical separadas. Como indicado

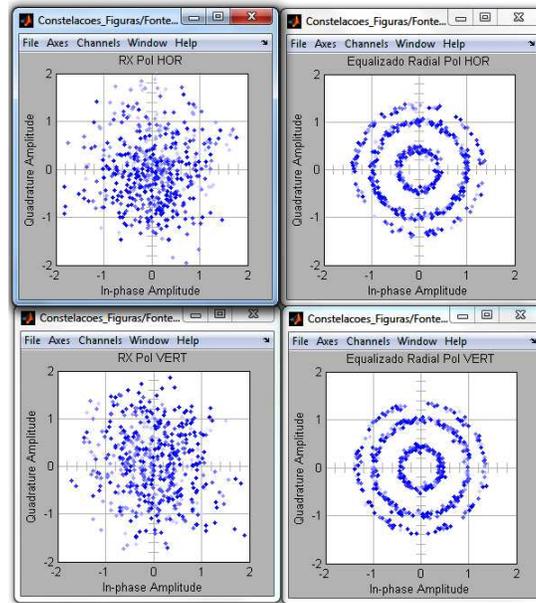


Figura 3.14: Funcionamento da equalização radial quando a modulação 16-QAM é empregada.

na Seção 2.2, o sistema oferece a esses sinais inúmeros acoplamentos, além dos realizados pelo divisor e combinador de feixes polarizados. Ao longo do canal, o sinal combinado sofre inúmeras degradações. Assim, sabe-se que, mesmo após a separação no domínio óptico, há componentes de uma polarização na outra e vice-versa. Posteriormente, no domínio elétrico, após processamento realizado pela estrutura *butterfly* com o emprego de algoritmos de equalização, como CMA ou RDE, essa separação dá-se perfeitamente. Apesar de ser um raciocínio coerente, podem ocorrer situações após a equalização onde o sinal originalmente da polarização horizontal se faça presente na saída vertical e vice-versa. Pior do que isso, podem ocorrer situações extremas onde as duas saídas apresentam os mesmos dados, perdendo-se um dos sinais, horizontal ou vertical. A este efeito é dado o nome de singularidade [61].

Para o presente trabalho, foi adotada uma solução simples para resolver este problema, especialmente dado que, nos cenários simulados, não foram constatados casos de singularidades. Nesta solução, a operação é realizada ao nível de verificação e correção, utilizando-se uma pequena fração dos dados transmitidos ao longo do segmento de preâmbulo. Ainda, este recurso desenvolvido opera seguramente com o equalizador RDE empregado.

Devido à importância do tópico de separação de fontes, inúmeros trabalhos têm sido desenvolvidos ao longo dos anos. Principalmente visando evitar problemas de singularidades e possibilitando o emprego de algoritmos de módulo constante. Talvez seja o trabalho de [62] sobre o CMA multiusuário o mais notório nesta área. Em [62], é feita uma adequação do algoritmo CMA convencional para o panorama multiusuário, por meio da inclusão de um termo de correlação na função de custo do algoritmo. Outras soluções são igualmente difundidas, como técnicas de separação cega de fontes, principalmente baseadas em Análise de Componentes

Independentes [ICA], como pode ser observado em [63, 46, 41].

Além dos problemas de misturas, existe no trabalho presente uma outra questão. Devido à forma como é feita a correção dos *mismatches* de frequência e, posteriormente, de fase, existe a possibilidade de que a constelação 16-QAM seja corrigida e fixada com uma rotação de  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  ou  $270^\circ$ . Tais formas de rotação recebem o nome de ambiguidade e são imperceptíveis quando feita a análise visual da constelação.

A estrutura proposta para o combate de ambiguidade e singularidades opera da seguinte forma. Durante uma pequena fração do segmento de preâmbulo, os dados transmitidos são conhecidos e podem servir de referência para a estrutura. É nesta pequena fração do segmento de preâmbulo que a estrutura verifica se existe alguma rotação ou inversão de polarização e faz a correção. As degradações que causam este tipo de efeito (singularidade, rotação, inversão de polarização) não ocorrem com alta frequência, de forma que apenas esta pequena quantidade de dados de parte do preâmbulo já é suficiente para identificá-los. Ainda, em cada novo começo de preâmbulo, os testes podem ser refeitos para verificar se houve alguma mudança na situação. Nas Figuras 3.7 e 3.11, pode ser visualizado que, após os sinais recebidos no domínio elétrico ( $I_H$ ,  $Q_H$ ,  $I_V$  e  $Q_V$ ) serem processados e corrigidos (leia-se, separados, equalizados, corrigidos em termos de portadora e fase), tem-se novos quatro novos sinais de saída ( $I_{H_S}$ ,  $Q_{H_S}$ ,  $I_{V_S}$  e  $Q_{V_S}$ ). Estes quatro últimos sinais, juntamente com as referências obtidas com a pequena fração do preâmbulo, alimentam a estrutura.

O que a estrutura efetivamente faz é montar uma tabela (*Look Up Table*) baseada nos símbolos QAM de referência oriundos da fração do preâmbulo, rotacionados de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  e  $270^\circ$ . Então, os símbolos QAM corrigidos (formados por  $I_{H_S}$ ,  $Q_{H_S}$ ,  $I_{V_S}$  e  $Q_{V_S}$ ) são comparados a cada valor desta tabela, durante o curto tempo em que houver estes símbolos de referência. É igualmente realizada a comparação entre polarizações, com o intuito de verificar se houve troca de polarização ao longo do canal. Finalmente, o grupo de comparação que obteve o maior número de comparações verdadeiras é apontado como o fator de correção para os símbolos finais, indicando se houve troca de polarização ou se houve rotação em alguma das constelações horizontal ou vertical. De posse desses fatores de correção, os sinais são corrigidos de eventuais rotações ou inversão de polarização. O mais importante deste processo é que ele é transparente e não compromete em nada a taxa de transmissão do sistema, dado que o mesmo opera em um período ainda menor do que o preâmbulo.



# Capítulo 4

## Simulador

O presente capítulo tem por objetivo apresentar a estrutura de simulação concebida para o desenvolvimento e validação do sistema de comunicação proposto. Basicamente, o ambiente de simulação faz uso de duas plataformas, uma para o domínio óptico e outra para o domínio elétrico. A componente óptica do sistema foi desenvolvida e simulada integralmente na plataforma *VPI Photonics*, referência na simulação de sistemas ópticos [68, 69, 70, 71, 72], tendo sido utilizada a versão 9.0. Quanto à componente eletrônica do sistema, onde foram implementadas as técnicas de processamento digital de sinais do receptor, o sistema foi desenvolvido e simulado em Matlab-Simulink, referência em desenvolvimento e simulação nas áreas de engenharias e afins [73].

A Figura 4.1 mostra, de forma compacta, a relação entre os simuladores óptico e elétrico. Em outras palavras, mostra como se dá a interação entre o *VPI Photonics* e o Matlab-Simulink.



Figura 4.1: Relação entre Simulador Óptico e Elétrico.

Resumidamente, o sistema simulado foi realizado com diversidade de polarização (chamada também de multiplexação por polarização ou *Polarization Division Multiplexing* - PDM, Polmux ou *Dual-Polarization*), taxa de transmissão de 112 Gb/s e modulação 16-QAM, exceto durante o segmento de preâmbulo, como descrito no Capítulo 3, segmento no qual a modulação 4-PSK é empregada. Tal qual na Figura 2.1, a Figura 4.2 apresenta o sistema simulado em sua

versão sistêmica compacta. Os blocos estilizados, com preenchimento na cor laranja, indicam os estágios desenvolvidos no domínio óptico. Os demais processamentos foram realizados no ambiente Matlab-Simulink.

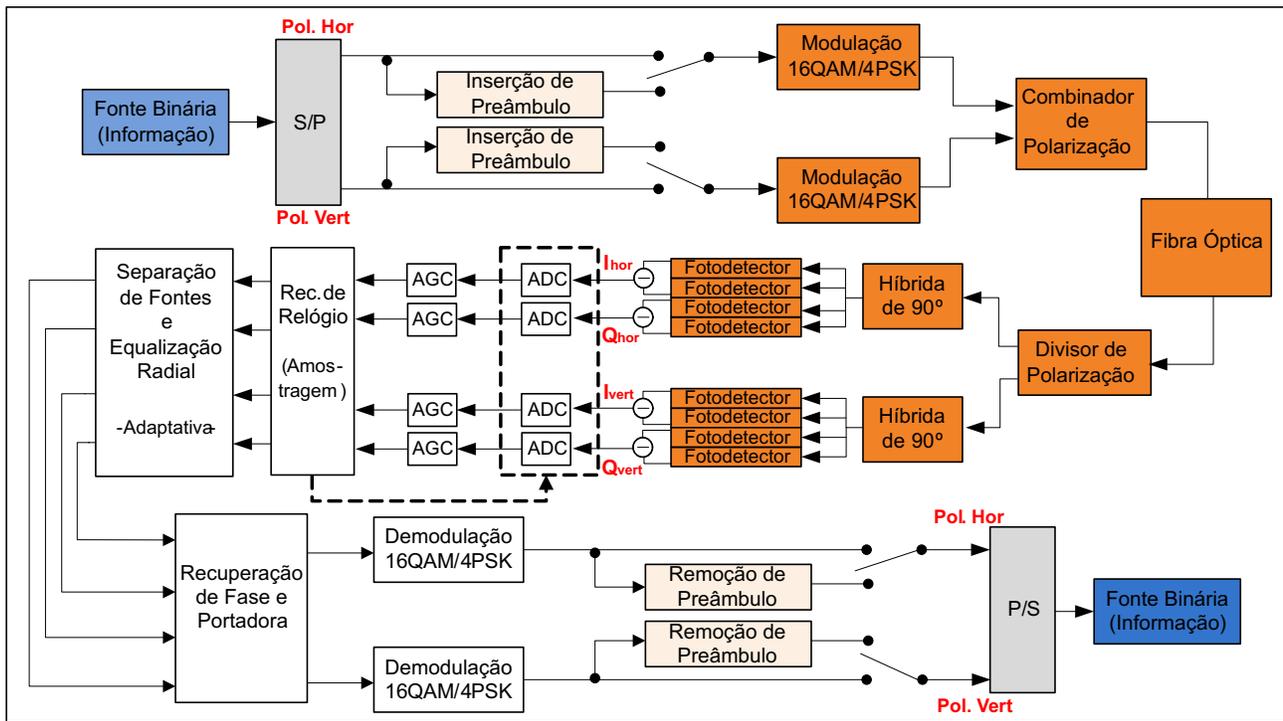


Figura 4.2: Modelo Simulado nos Domínios Óptico e Elétrico.

Inicialmente, a informação a ser transmitida e contida na fonte binária passa por um processo de paralelização para que os dados, separados, possam ser enviados independentemente pelas polarizações horizontal e vertical. Quando do segmento de preâmbulo, as chaves seletoras comutam para a inserção de preâmbulo e, quando do segmento de dados, apenas bits de informação são transmitidos. Posteriormente, já no domínio óptico, os dados são modulados em 16-QAM durante o segmento de dados ou em 4-PSK durante o segmento de preâmbulo, conforme descrito nas Seções 3.2 e 3.3. Uma nota pertinente acerca da modulação 4-PSK do segmento de preâmbulo é que ela equivale à modulação 16-QAM, dado que, no domínio óptico, nenhuma alteração é realizada. A modulação 16-QAM, de fato, é continuamente empregada. Na verdade, o que ocorre é que na preparação dos dados a serem transmitidos, antes do estágio óptico, há uma seleção para que apenas os quatro símbolos mais externos da constelação 16-QAM (equivalente aos símbolos  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  da Figura 3.1) sejam transmitidos durante o segmento de preâmbulo, obtendo-se a modulação 4-PSK, por meio de moduladores ópticos já configurados para operação em 16-QAM.

Uma vez feita a modulação no domínio óptico, os sinais de cada polarização são unificados pelo combinador (também referidos como *combiner*) e transmitidos pela fibra óptica. No receptor, o sinal recebido é separado em polarização por um separador (também referido como *splitter*), antes de ser efetuada a detecção coerente em cada polarização, conforme mostrado na

Seção 2.2.3, para obtenção dos sinais em fase e quadratura das duas polarizações. Após essa etapa, os sinais são então convertidos do domínio óptico para o domínio elétrico e, enfim, são salvos, gerando séries temporais que são processadas posteriormente.

No domínio elétrico, os sinais são dizimados, uma vez que foram superamostrados no domínio óptico. Então, tem-se as etapas de controle automático de ganho, recuperação de relógio, separação de fontes e equalização radial e aplicação das estruturas de correção de *mismatches* de frequência e fase, como indicado no Capítulo 3. Finalmente, tem-se a demodulação 16-QAM, remoção de preâmbulo - se existir - e conversão da forma paralela para a forma serial, unificando os dados transmitidos por diferentes polarizações e recuperando a informação binária transmitida.

Como visto, o sistema simulado implementa uma estrutura fundamental de simulação de forma a possibilitar o desenvolvimento, implementação e validação, principalmente, das técnicas de compensação de *mismatches* de frequência e fase. A exposição do sistema simulado retrata o trabalho efetivamente adotado. Contudo, outros estágios poderiam ter sido agregados ao sistema, de forma a melhorar os resultados obtidos. Modelos desses estágios capazes de melhorar o desempenho são, por exemplo, a incorporação de codificação de canal, a adoção de algoritmos de ortogonalização após a conversão analógica-digital e o emprego de equalização estática antes do estágio de separação de fontes, visando combater principalmente a maior parte da dispersão cromática (CD) presente no sistema. Essas opções e suas respectivas explanações serão abordadas oportunamente.

As duas seções seguintes apresentam as simulações em seus pormenores, bem como introduzem os ambientes de simulação adotados. Enquanto a Seção 4.1 descreve o estágio de simulação realizado no domínio óptico por meio do *VPI Photonics*, a Seção 4.2 descreve o simulador desenvolvido em Matlab-Simulink.

## 4.1 Domínio Óptico - VPI

Neste trabalho, o processo de simular diferentes cenários ópticos e armazenar as séries temporais das saídas do receptor óptico coerente é denominado de “levantamento de traços”. Desta forma, para cada simulação feita em *VPI*, diz-se que foi feito o levantamento de um traço. Uma vez disponíveis as sequências de bits a serem transmitidas nas polarizações horizontal e vertical, elas são passadas ao *VPI* para processamento e subsequente geração dos traços de dados processados, correspondente aos sinais recebidos em quadratura e fase,  $I$  e  $Q$ , nas polarizações horizontal e vertical.

Mais do que simplesmente emular o canal óptico, o *VPI* emula o sistema como um todo, tanto em termos da fibra óptica e de seus fenômenos, quanto componentes ópticos, componentes elétricos e acoplamentos. Com base no sistema concebido, a presente seção tem como objetivo apresentar o software utilizado para simular o sistema óptico desenvolvido, bem como expor a forma como foram feitas as simulações e como foram escolhidos seus parâmetros. O sistema

simulado no *VPI* é equivalente ao exposto pela Figura 2.1. Desta forma, será feita de forma simultânea tanto a apresentação dos elementos da simulação, como a apresentação do *VPI* e de suas interfaces.

Entre as grandes potencialidades do *VPI*, destacam-se a possibilidade de simular sistemas ópticos complexos de uma maneira simples e visual, a sua confiabilidade, seu denso embasamento teórico, além da possibilidade de reutilização de funcionalidades, por meio de bibliotecas. Todos os seus modelos e componentes se baseiam em referências bibliográficas conceituadas, o que garante confiabilidade e precisão nos resultados obtidos. A Figura 4.3 introduz a interface do *VPI*, com a janela de um dos cenários simulados. Nesta imagem, pode-se perceber que o *VPI* possui uma interface bastante amigável e visualmente agradável. A forma de se elaborar projetos é baseada em uma arquitetura gráfica de programação, muito parecida com a do Simulink, que é a ferramenta de programação gráfica do Matlab. A figura permite ainda enxergar, em sua margem esquerda, os *toolboxes* disponíveis na ferramenta. Os *toolboxes* do *VPI* são grupos de componentes e ferramentas que podem ser facilmente incorporados ao sistema e prontamente simulados. Os *toolboxes* existentes são dos mais variados, com suporte para lasers, amplificadores, moduladores, funções matemáticas, analisadores, filtros, fibras ópticas etc.

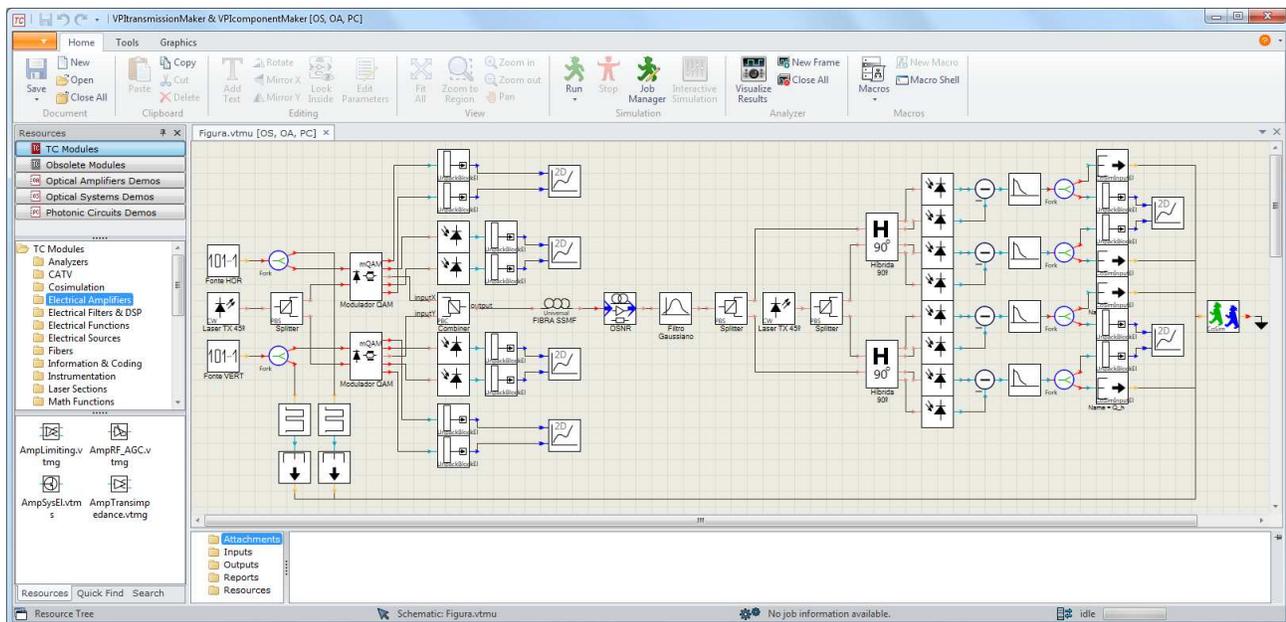


Figura 4.3: Apresentação da Interface do *VPI Photonics*.

Os parâmetros mais importantes de um sistema desenvolvido em *VPI* devem ser configurados como variáveis globais. Por exemplo, os modelos desenvolvidos ao longo deste projeto operam numa taxa de transmissão de 112 Gb/s. Este e outros parâmetros igualmente importantes são denominados parâmetros globais, pois foram fixados desta forma e podem ser acessados a qualquer momento pela janela de parâmetros do sistema.

A Figura 4.4 apresenta a janela de parâmetros globais do sistema. Nesta figura, pode-se observar que a taxa de bit (*BitRateDefault*) do sistema está selecionada em 56 Gb/s. No

entanto, é importante estar atento que, como o sistema descrito por esta janela de parâmetros é multiplexado em polarização (*Dual Polarization*), cada uma das polarizações opera a 56 Gb/s, ou seja, o sistema opera realmente em uma taxa de 112 Gb/s.

Outro parâmetro fundamental da janela de parâmetros globais é o *TimeWindow*, que corresponde ao tempo da janela de simulação. No caso do modelo adotado, as fontes que alimentam o sistema possuem comprimento igual a  $2^{18}$  bits. Desta forma, o tempo de simulação é, em segundos, igual a  $2^{18}/\textit{BitRateDefault}$ , o que garante que todo o comprimento da fonte seja simulado.

Ainda, faz-se necessário descrever outro parâmetro da janela de variáveis globais que é a taxa de amostragem do sistema, denominado *SampleRateDefault*. Este parâmetro corresponde ao *clock* mais rápido no qual o sistema funcionará. Nos trabalhos desenvolvidos, como mostrado na janela de parâmetros globais, seu valor é setado para  $4 \times \textit{BitRateDefault}$ . Assim, os sinais amostrados com este parâmetro terão quatro amostras por bit, pois no tempo de processamento de um bit ele terá amostrado o sinal quatro vezes, dado que sua velocidade é quatro vezes maior. Em todos os trabalhos desenvolvidos, o valor de *SampleRateDefault* foi sempre estipulado como sendo  $4 \times \textit{BitRateDefault}$ , ou seja, a frequência de amostragem era sempre quatro vezes maior que a taxa do sistema. Resultados indicam que sinais superamostrados no domínio óptico apresentam melhor precisão, os quais são exibidos no Capítulo 5. Esta superamostragem realizada no domínio óptico será processada, posteriormente, no domínio elétrico, como apresentado mais adiante.

Um importante parâmetro global que pode ser observado na Figura 4.4 é a frequência de emissão dos lasers, denominado *LaserEmissionFrequency*. Seu valor é configurado para 193,1 THz, o que corresponde a um comprimento de onda  $\lambda$  na faixa dos 1552.5 nanômetros. Como indicado na Seção 2.2.1, uma das melhores faixas de operação. A seguir, será apresentado o diagrama completo do sistema simulado em VPI. A Figura 4.5 apresenta este sistema.

O ponto de partida para a análise da Figura 4.5 é indicada pelo número 1 e corresponde às fontes binárias de informação. Essas fontes lêem a informação de arquivos binários que foram previamente preparados em Matlab. Do ponto de vista prático, é pertinente informar que a informação binária, manipulada em Matlab, foi exportada para dois arquivos do formato *\*.txt*, que alimentam as duas fontes, sendo uma fonte para cada polarização.

O principal parâmetro a ser configurado nas fontes é sua taxa de bit, configurado como *BitRateDefault*, de valor 56 Gb/s. Indicado pelo número 2 na figura, tem-se o laser do transmissor. Os principais parâmetros a serem definidos para este componente são a frequência de emissão (configurada para 193,1 THz), taxa de amostragem (configurada para *SampleRateDefault*), ângulo de *azimuth* (configurado para  $45^\circ$ ), potência (geralmente setada para o valor de 1 mW) e largura de linha (*linewidth*). No que se refere à largura de linha dos lasers, os valores adotados variam da ordem de 10 kHz, 140 kHz (quando considerados lasers de cavidade externa - ECTLs)

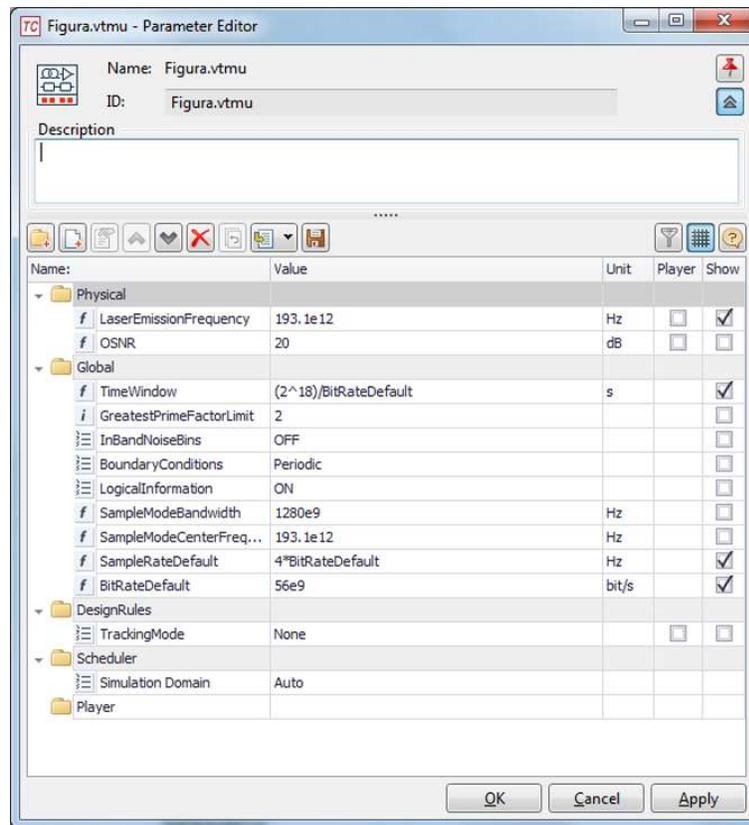


Figura 4.4: Janela de Parâmetros Globais do *VPI Photonics*.

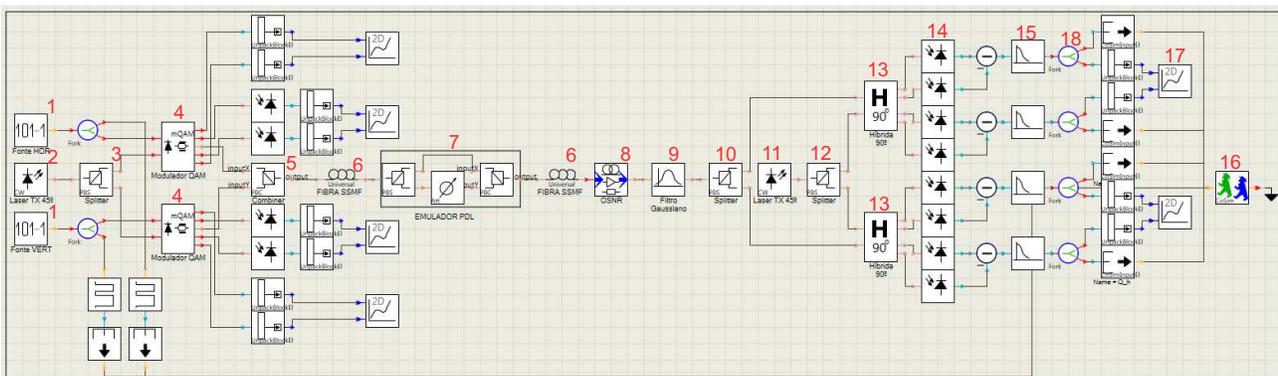


Figura 4.5: Sistema Multiplexado em Polarização Simulado no *VPI*.

até 10 MHz (quando considerados lasers de realimentação distribuída - DFBs).

A indicação número 3 da figura refere-se a um divisor de feixes polarizados, comumente chamado de *splitter*. Para que um modulador possa operar, o mesmo necessita ser alimentado simultaneamente por dois tipos de fontes. A primeira delas, é a informação a ser modulada. A segunda, o laser. Neste contexto, a função do *splitter* torna-se fundamental dado que garante que o mesmo laser alimente os dois moduladores das duas polarizações.

A indicação 4 da Figura 4.5 assinala os blocos “Transmissor Multi-Arquitetura” presentes

no *VPI*. Nesses blocos, são contidos os moduladores que fazem o mapeamento dos bits de informação para os símbolos QAM ópticos. Dentro deste bloco, a modulação QAM feita no domínio óptico é realizada por meio de modulares *Mach-Zehnder* (MZM) apropriadamente configurados, como mostrado na Seção 2.2.2. Os principais parâmetros a serem configurados nesses blocos são a taxa de bit (setada para *BitRateDefault*), taxa de amostragem (setada para *SampleRateDefault*), o tipo de transmissor (setado para *IQ\_SD - Pair of Single-Drive MZM*), formato de modulação (setado para QAM) e número de bits por símbolo (setado para quatro, para resultar na modulação 16-QAM). Outros parâmetros do bloco “Transmissor Multi-Arquitetura”, como por exemplo, parâmetros do filtro formatador e parâmetros dos moduladores *Mach-Zehnder*, foram configurados para seus valores de referência (valores “default”), de acordo com o *toolbox* do *VPI*. Após os dados serem modulados individualmente em cada polarização, os mesmos são concatenados para serem transmitidos pela fibra, operação feita pelo combinador de feixes polarizados, *combiner*, indicado pelo número 5 na figura. Esta operação é inversa à operação realizada pelo *splitter*. A indicação do número 6 na Figura 4.5, apresenta a fibra óptica utilizada. A Figura 4.6 exibe a janela de parâmetros da fibra óptica.

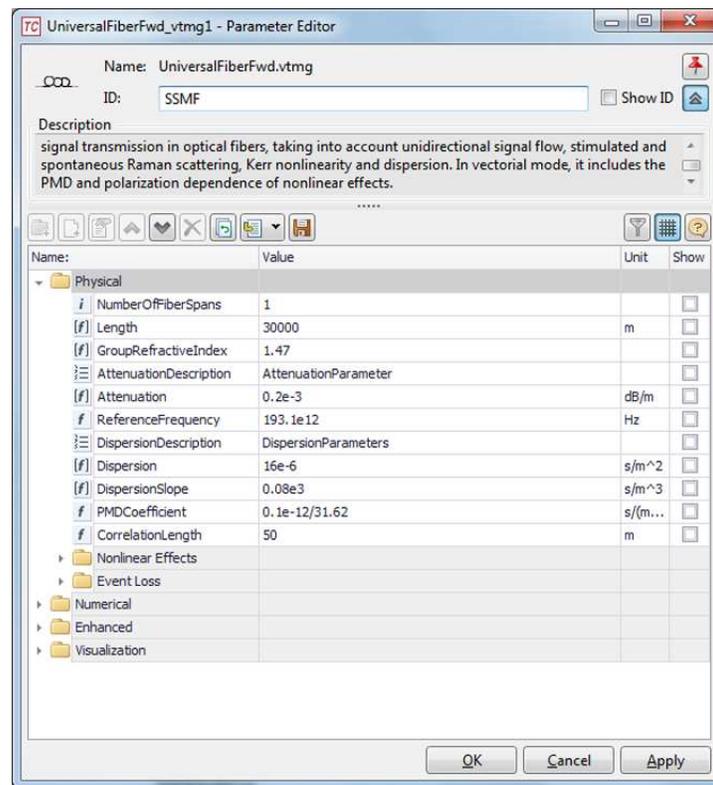


Figura 4.6: Janela de Parâmetros da Fibra Óptica do Sistema Simulado.

Os parâmetros que descrevem a fibra óptica determinam as principais degradações do enlace simulado. O primeiro parâmetro a ser definido na fibra é o seu comprimento. No caso das simulações realizadas neste trabalho, os comprimentos foram de 30 km e 100 km, como indicados no capítulo de resultados, Capítulo 5. Quando da emulação da perda dependente da polarização (PDL), indicado pelo número 7 na Figura 4.5, o comprimento do enlace é dividido entre dois segmentos de fibra, um antes e um depois do bloco emulador de PDL. A atenuação adotada na

fibra tem o valor padrão de  $0.2 \times 10^{-3} \text{ dB/m}$  e a frequência de referência foi o próprio valor *LaserEmissionFrequency* (193,1 THz). Acerca das dispersões, foi setado o valor de dispersão cromática (CD) de  $16 \text{ ps/nm/km}$  e dispersão *slope* de  $80 \text{ s/m}^3$ , coeficiente de dispersão de modo de polarização (PMD) de  $0.1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$  e o parâmetro *correlation length* igual a  $50 \text{ m}$ . Os demais parâmetros da fibra, como, por exemplo, área do núcleo, efeitos não-lineares, entre outros, foram definidos com os valores de referência indicados pelo *VPI*.

Para emulação da perda dependente de polarização, foi usado o modelo mostrado, por exemplo, em [74]. Para representar a função da PDL, o sinal multiplexado em polarização, durante o enlace, é separado por meio de um *splitter*. Posteriormente uma das polarizações é atenuada por meio de um atenuador com valor equivalente a PDL que se deseja emular e, finalmente, o sinal é novamente combinado com o uso de um *combiner* e transmitido pelo segundo segmento de fibra. Este procedimento é indicado pelo número 7 da Figura 4.5. Nos trabalhos realizados, foram considerados os valores de PDL de 1 dB, 6 dB e, também, foram realizadas simulações sem a existência de PDL, isto é, sem a existência da indicação 7 da figura do sistema simulado.

A indicação de número 8 representa a inserção de ruído ao sinal, de forma a emular valores variantes da relação sinal-ruído óptica (OSNR). Este bloco é desenvolvido com base na adição de ruído gaussiano ao sinal, na frequência central igual a *LaserEmissionFrequency*. O valor da OSNR a ser emulada é computada por meio de uma variável global homônima (possível de ser observada na Figura 4.4). A grande vantagem de adotar-se uma variável global para emulação da OSNR é a facilidade no levantamento de curvas de desempenho do sistema onde *loops* de simulação devem ser feitos para diferentes valores de OSNR.

Os elementos a partir do índice 9 da Figura 4.5 são considerados partes do receptor óptico. O índice 9 assinala o filtro gaussiano passa-faixa óptico, empregado para formatação de pulso. Sua banda passante é objeto de estudo, cujos resultados são descritos no Capítulo 5. A indicação 10 mostra o *splitter* do receptor, que separa os sinais ópticos recebidos para detecção em cada polarização.

Também no receptor, a indicação 11 da Figura 4.5 designa o laser utilizado como oscilador local para realização da detecção coerente por meio de batimento, como descrito na Seção 2.2.3. A descrição dos parâmetros do oscilador local são as mesmas do laser transmissor, apontados pela indicação 2. No entanto, existem dois parâmetros do oscilador local que merecem especial atenção. O primeiro, refere-se a sua frequência de emissão. Enquanto no laser transmissor este valor é setado pela variável *LaserEmissionFrequency*, de valor 193,1 THz, no oscilador local este valor é igual ao valor da variável *LaserEmissionFrequency* acrescido (ou subtraído) do valor de *mismatch* de frequência que se desejar introduzir ao sistema.

O segundo parâmetro que merece especial atenção é a potência do oscilador local, a qual deve ser substancialmente superior à potência do sinal recebido. Para a detecção coerente (como vista na Seção 2.2.3) é importante que a potência do oscilador local seja consideravelmente superior à potência do sinal recebido de forma a se poder desprezar o ruído de coerência [41]. Além

disso, as equações para a detecção coerente adotadas (Seção 2.2.3) são simplificadas quando a potência do sinal recebido é inferior à potência do oscilador local [36]. Nas simulações adotadas, foi sempre assegurada a condição da potência do sinal recebido ser suficientemente menor que a potência do oscilador local. O valor de potência usualmente empregado, para os links de 100 km, foi da ordem de 1 mW.

O elemento indicado por 12 da Figura 4.5 trata-se do *splitter* responsável por dividir o sinal do oscilador local para a detecção coerente realizada nas duas polarizações. As híbridas de 90°, indicadas por 13 na figura, como descrito em 2.2.3, realizam a detecção coerente por meio do batimento do sinal recebido com o sinal do oscilador local, sendo uma híbrida para cada polarização. Desta forma, as mesmas obtêm os sinais em fase e quadratura no domínio óptico, conforme modulados em 16-QAM no transmissor. Na verdade, as híbridas possuem quatro saídas defasadas de 90°. São as combinações dessas saídas (convertidas do domínio óptico para o elétrico por meio dos fotodetectores indicados por 14) que correspondem as componentes de fase e quadratura transmitidas.

Os fotodetectores indicados por 14 são do tipo PIN, com responsividade de  $1 A/W$ , ruído térmico de  $10^{-12} A/\sqrt{Hz}$  e ruído balístico (*shot*) ativado. O indicativo 15 da Figura 4.5 mostra um filtro de pós-deteção (filtro passa-baixas de Bessel, com frequência de corte igual a  $\frac{3}{4}$  da taxa de bit) aplicado a cada uma das componentes de fase e quadratura de cada polarização. Após esses filtros, tem-se então, ao menos teoricamente, as quatro componentes de fase e quadratura de ambas as polarizações, recuperadas. De fato, devido a degradações do sistema, essas saídas não correspondem exatamente às componentes transmitidas e, por esta razão, necessita-se dos processamentos eletrônicos implementados pelo simulador desenvolvido em Matlab-Simulink, apresentado na próxima seção.

As demais indicações da Figura 4.5, bem como as duas figuras posteriores, referem-se exclusivamente a questões de desenvolvimento e simulação. A indicação 16 apresenta um *toolbox* onde se vê dois bonecos, um azul e um verde. Este *toolbox* é denominado “Interface de Cossimulação” e permite, após cada simulação, realizar a chamada de outros programas, como o Matlab, de forma a operar conjuntamente com o *VPI*. Este recurso é bastante útil quando se deseja manipular dados de uma simulação ou então salvá-los para processamento futuro, o que consiste no processo de geração de traços mencionado previamente.

As Figuras 4.7 e 4.8 apresentam os processos de simulação e cossimulação. Basicamente, existem duas formas de se efetuar uma simulação em *VPI* de forma direta e por meio de *script*. Na forma direta, uma única simulação é realizada, adotando os parâmetros e variáveis correntes configurados no sistema. Porém, um parâmetro de um determinado componente pode ser, por exemplo, configurado como variável, como explicado no caso da variável global OSNR. Então, na parte de simulação do *VPI*, pode-se escrever um *script* que faça esta variável variar e efetuar uma simulação, atualizar novamente o valor da variável, realizar uma nova simulação e assim sucessivamente. A Figura 4.7 exibe a forma como é feita uma simulação por meio de *script* e destaca, pelo retângulo na cor vermelha, o acesso ao comando de simulação. Nesta figura, a pequena janela do lado direito exibe o *script* que efetua um *loop* de repetição para variar o valor

da variável OSNR e executar a simulação repetidas vezes.

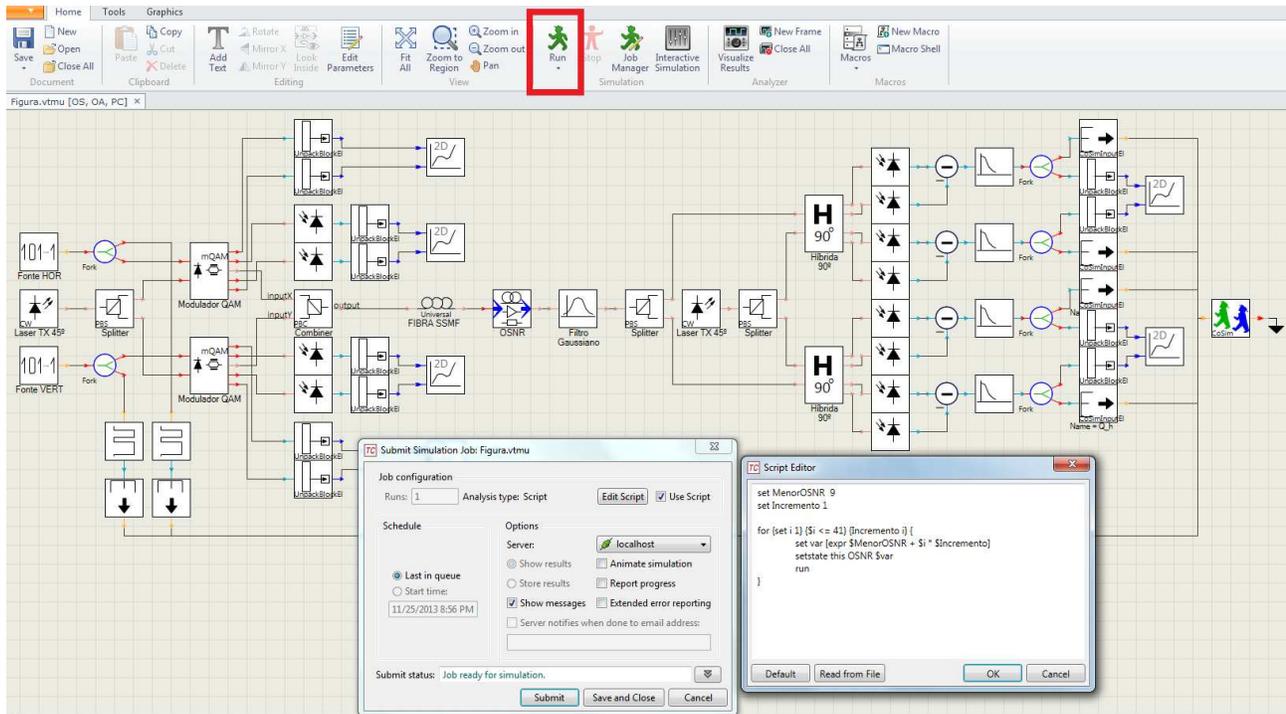


Figura 4.7: Simulação Implementada por *script* em *VPI*.

A Figura 4.8 apresenta como se dá o recurso de cossimulação. Na janela da “Interface de Cossimulação”, pode-se chamar um arquivo, por exemplo, escrito em linguagem *\*.m* do Matlab, o qual o *VPI* chamará após cada simulação. No exemplo da Figura 4.8, é chamado um comando em Matlab que salva os dados dentro de um arquivo definido como “nome”, que descreve o local e o nome do arquivo onde os dados devem ser salvos. Para que os dados sejam salvos, eles devem estar conectados no diagrama à “Interface de Cossimulação”.

A indicação 17 da Figura 4.5 apresenta uma ferramenta de plotagem bidimensional dentro do próprio *VPI*, a qual é muito útil, por exemplo, para visualização da constelação transmitida dentro do ambiente *VPI*. Finalmente, a indicação 18 da Figura 4.5 refere-se a um divisor de dados perfeito, muito empregado na manipulação do circuito. Uma última particularidade acerca das simulações realizadas em *VPI* é que, na recepção coerente, quando há diferença entre a frequência setada no laser transmissor e no oscilador local, as componentes de fase e quadratura das duas polarizações, salvas nos traços, têm seu número de amostras automaticamente duplicado pelo *VPI*.

## 4.2 Domínio Eletrônico - Simulador em Matlab-Simulink

Esta seção tem como objetivo introduzir o simulador desenvolvido em Matlab-Simulink. É neste simulador que são efetuadas as técnicas de processamento digital de sinais empregadas no sistema e onde foram desenvolvidas e validadas as contribuições apresentadas nesta tese,

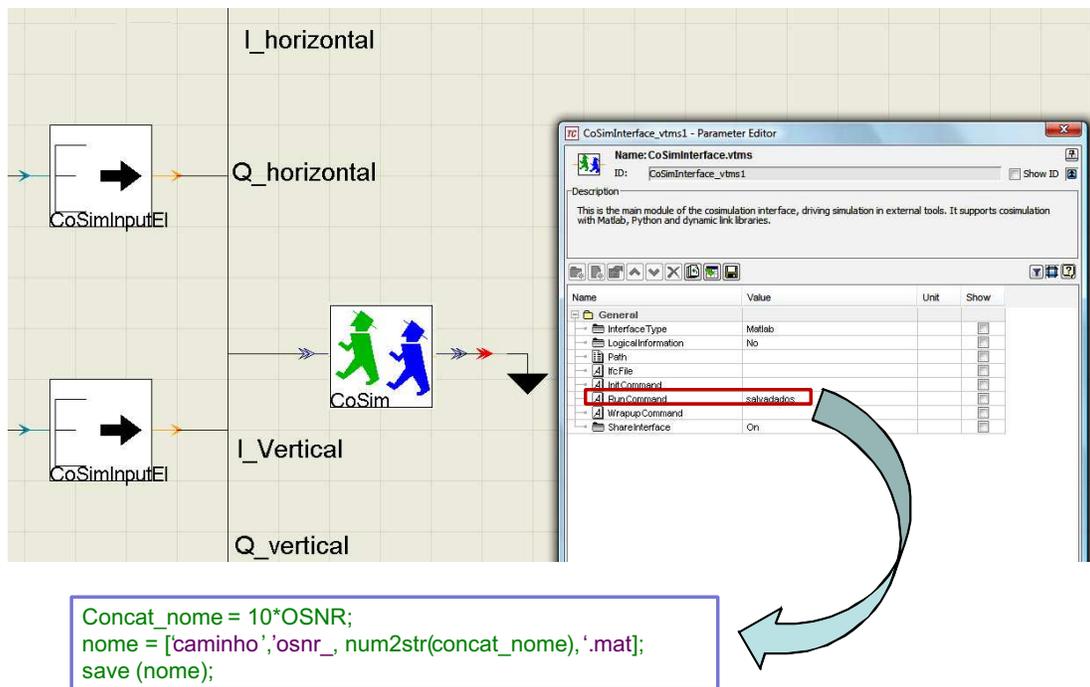


Figura 4.8: Cossimulação realizada em VPI chamando comando do Matlab.

principalmente referente às correções de *mismatches* de frequência e fase. Na seção anterior, foi apresentada como é feita a simulação no domínio óptico e como são obtidas as séries temporais, denominadas traços. São estes traços, resultantes das simulações do sistema óptico e da detecção coerente feita em cada polarização, que alimentam o simulador elaborado em Matlab-Simulink. É importante ter-se em mente que os traços contêm toda a informação dos sinais recebidos ao longo do sistema óptico. Desta forma, são considerados todos os fenômenos físicos resultantes dos dispositivos ópticos e da propagação na fibra. É igualmente pertinente recordar que o sistema simulado que originou os traços levantados operou na taxa de 112 Gb/s. Assim, independentemente da velocidade de operação empregada no processamento do domínio eletrônico, os fenômenos físicos da transmissão óptica são efetivamente correspondentes à taxa de 112 Gb/s e encontram-se salvos nos traços.

A cossimulação do VPI, para cada traço, resulta em um arquivo de extensão *\*.mat*, onde estão armazenadas variáveis com os valores das componentes de fase e quadratura da polarização horizontal e vertical, respectivamente  $I_h$ ,  $Q_h$ ,  $I_v$  e  $Q_v$ . Além destas componentes, foram da mesma forma salvos em cada arquivo de extensão *\*.mat* as fontes binárias originalmente transmitidas pelo canal óptico, a fim de possibilitar a medida da taxa de erro de bit ao final do processo de recepção, bem como alimentar, durante uma pequena fração do preâmbulo, a estrutura de combate a ambiguidade e singularidade, descrita pela Seção 3.5.

Como informado na seção anterior, a fonte binária de cada polarização possui tamanho  $2^{18}$  bits. Com a modulação 16-QAM, adotada neste trabalho, quatro bits são usados para a formação de um símbolo. Assim, a transmissão foi de  $2^{18}/4$  símbolos 16-QAM, ou seja, 65536 símbolos

16-QAM transmitidos em cada polarização. Ou então, considerando-se a multiplexação feita em polarização, pode-se dizer que foram transmitidos 65636 “super-símbolos” de 8 bits. Desta forma, como cada símbolo é representado por uma componente  $I$  e uma componente  $Q$ , a quantidade de cada componente  $I_h$ ,  $Q_h$ ,  $I_v$  e  $Q_v$  contida em cada traço deveria ser, a priori, de 65636. Entretanto, como mostrado anteriormente, o sinal é superamostrado no domínio óptico. Ainda, como também indicado anteriormente, sempre que existe no  $VPI$  uma diferença de frequência entre o laser transmissor e o oscilador local, o  $VPI$  arbitrariamente dobra o número de amostras de cada componente  $I$  e  $Q$  presentes no arquivo *\*.mat* dos traços. Assim sendo, o número de amostras das componentes  $I_h$ ,  $Q_h$ ,  $I_v$  e  $Q_v$  é de duas vezes o número de amostras ópticas selecionas no  $VPI$  por meio da variável *SampleRateDefault*.

A Figura 4.9 apresenta o simulador desenvolvido em Matlab-Simulink.

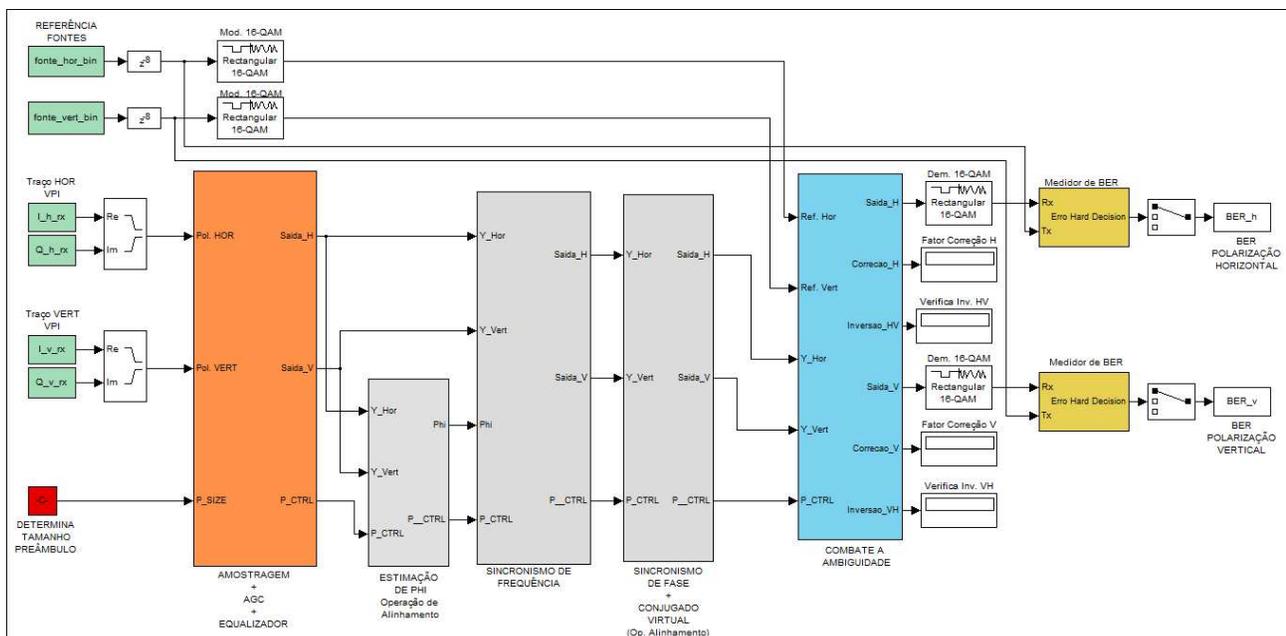


Figura 4.9: Simulador Desenvolvido em Matlab-Simulink.

Os blocos na cor verde na Figura 4.9 indicam as variáveis carregadas pelo arquivo *\*.mat* oriundo da geração do traço. Na cor vermelha, na parte inferior esquerda da figura, aparece o bloco de uma constante por meio da qual deve ser informado o tamanho do bloco do pré-âmbulo. Como aludido na Seção 3.2, o processamento durante o segmento de pré-âmbulo abrange certas peculiaridades já descritas. Por isso, ao longo de todo o sistema, é possível visualizar-se sinais que indicam o controle de pré-âmbulo. Esses sinais são “amarrados” ao sinal informado na variável do bloco vermelho no canto inferior esquerdo da figura e, via de regra, apresentam nomenclaturas do tipo P\_CTRL.

No ambiente Simulink, a primeira ação com as componentes de fase e quadratura de cada polarização é agrupar cada par de suas amostras ( $I$  e  $Q$ ), formando um grande montante de símbolos 16-QAM superamostrados. Estes símbolos superamostrados são então entregues ao bloco na cor laranja da Figura 4.9, onde são implementadas as funções de amostragem, controle

automático de ganho (AGC) e a equalização radial adaptativa com separação de fontes. A seguir, a Figura 4.10 discrimina o bloco responsável pela amostragem, AGC e equalização.

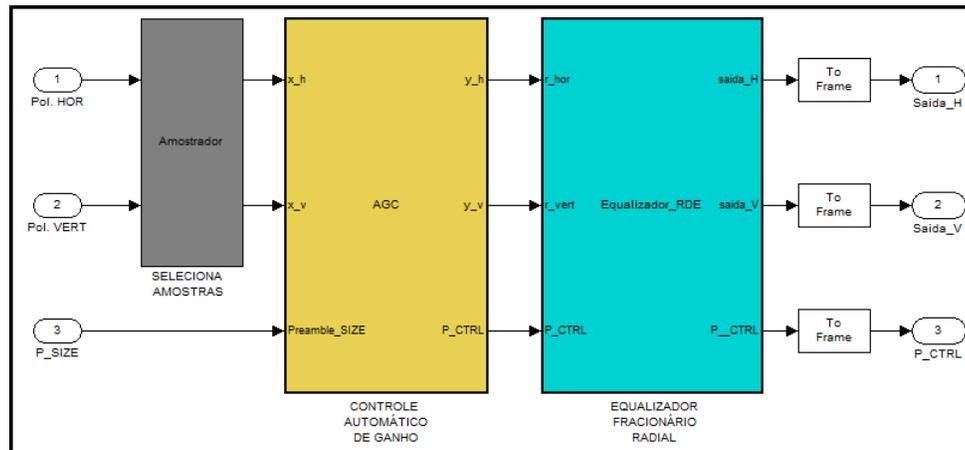


Figura 4.10: Bloco do Simulador Responsável pela Amostragem, AGC e Equalização Radial Adaptativa.

Uma vez tendo os símbolos formados por todas as amostras recebidas das componentes  $I$  e  $Q$  de cada polarização, esses sinais devem ser dizimados. De fato, este procedimento consiste em se escolher duas amostras entre todas as amostras geradas no domínio óptico. A razão pela qual devem ser escolhidas duas amostras é que o equalizador radial opera de forma fracionária, ou seja, usando um número superior a uma amostra por período de símbolo, como explicitado na Seção 2.3.1. De acordo com [53], é desnecessário usar superamostragem superior a dois para fins de equalização. A escolha destas duas amostras entre todas as amostras disponíveis é objeto de análise futura, apresentada no Capítulo 5. De antemão, pode-se adiantar ser conveniente trabalhar-se com amostras igualmente espaçadas. Posteriormente a seleção de amostras, os sinais são submetidos ao controle automático de ganho. A função do AGC é controlar o ganho de um sistema, de tal forma a manter seu desempenho apropriado para diferentes níveis do sinal de entrada, os quais normalizam os sinais recebidos para análise. Enfim, os sinais encontram-se aptos a serem equalizados de forma radial e adaptativa, procedendo a separação de fontes, ou seja, separando as possíveis componentes da polarização horizontal que no processo de detecção coerente foram separadas para o feixe de polarização vertical e vice-versa. O procedimento de equalização radial obedece o descrito em 3.4. Neste ponto, os sinais se encontram equalizados, isto é, recuperados parcialmente de alguns efeitos sofridos ao longo da transmissão óptica devido a degradações.

A Figura 4.9 apresenta três blocos centrais preenchidos na cor cinza. Estes blocos possuem o mesmo estilo de preenchimento por implementarem as técnicas de estimação e recuperação de *mismatches* de frequência e fase. O primeiro deles, denominado “Estimação de Phi”, recebendo os sinais da saída do equalizador radial, aplica a estrutura da Operação de Alinhamento descrita em 3.1 para fazer a estimação do *mismatch* de frequência  $\phi$ . Outro bloco, denominado “Sincronismo de Frequência”, recebe os dados da saída do equalizador radial, bem como o valor estimado a cada par de símbolos do bloco anterior, para efetuar a correção do *mismatch*

de frequência. Como mencionado na Seção 3.2, este bloco corrige os símbolos equalizados radialmente com base no valor de  $\phi$  durante o segmento de preâmbulo e fixa o valor de correção na última média estimada para o segmento de dados. O terceiro bloco deste grupo, denominado “Sincronismo de Fase + Conjugado Virtual”, faz a estimação dos *mismatches* de fase horizontal e vertical por meio da Operação de Alinhamento no segmento de preâmbulo, aplica a técnica do Conjugado Virtual durante o segmento de dados, e, finalmente, faz a correção desses desvios.

Seguindo o fluxo do simulador, os sinais - a esta altura já amostrados, equalizados radialmente, submetidos ao processo de separação de fontes e corrigidos dos *mismatches* de frequência e fase - são então submetidos à estrutura de combate a ambiguidade e singularidades, descrita na Seção 3.5. Como pode ser notado na Figura 4.9, o referido bloco é alimentado, além dos sinais, pelos símbolos 16-QAM originalmente transmitidos. Estes símbolos originais são obtidos por meio da modulação 16-QAM efetuada nos bits das fontes horizontal e vertical, operação esta exibida no topo direito da referida figura. Durante uma fração do segmento de preâmbulo, os símbolos recuperados são comparados aos símbolos transmitidos de forma a verificar se houve um padrão de rotação de  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  ou  $270^\circ$  dos símbolos corrigidos (situação denominada ambiguidade) ou se houve inversão da polaridade horizontal para a vertical e vice-versa. O valor deste tipo de rotação, após estimado, corresponde ao que a Figura 4.9 discrimina como “Fator de Correção”. O comportamento que se observou são de que essas ambiguidades, quando ocorrem, não variam com grande dinâmica. Desta forma, a pequena fração do segmento de preâmbulo adotada para esta comparação foi suficiente. Ao final deste processo, tem-se então os símbolos 16-QAM por completo recuperados. A este ponto, é efetuada então a demodulação 16-QAM de forma a obter-se os bits originalmente transmitidos. De posse desses bits, usa-se as fontes binárias - igualmente salvas no arquivo *\*.mat* do traço, para efetuar-se a medição das taxas de erro de bit (BERs). As principais medições dessas BERs constituem parte imprescindível do capítulo de resultados, especialmente quando medida em função da variação da OSNR a qual a transmissão é submetida.

## Resultados e Discussão

Ao longo de todas as atividades, sempre seguindo a proposta de se obter um sistema óptico coerente com diversidade de polarização (*Dual Polarization*) e operando na taxa de 112 Gb/s, inúmeras séries temporais - denominadas traços - foram levantadas para os mais diferentes cenários ópticos. Estes traços, por sua vez, foram submetidos a inúmeras variações do receptor coerente proposto e de seus algoritmos. Todo este esforço produziu um volume bastante grande de informação. Desta forma, dado já terem sido apresentadas as estruturas concebidas para compensação das degradações sofridas em um sistema óptico (Capítulo 3), bem como o sistema de simulação desenvolvido (Capítulo 4), o presente capítulo apresenta os resultados mais significativos obtidos ao longo do trabalho.

Neste trabalho, foram admitidos cenários de simulação distintos, caracterizados pelos traços de dados que alimentam o receptor. Traços estes que foram gerados pelo simulador de sistemas ópticos *VPI Photonics*, e que representam sinais modulados 16-QAM com diversidade de polarização, transmitidos através de uma fibra óptica com característica de distorção específicas. Essas características do meio de propagação óptico definem os cenários de simulação submetidos ao receptor proposto. Visando favorecer a explanação dos traços e das características que os distinguem, foram admitidos diferentes cenários. Os cenários serão referenciados por seus respectivos índices, por exemplo, Cenário 1, Cenário 2 etc. Em linhas gerais, os cenários são caracterizados pelas grandezas físicas e degradações envolvidas tais como comprimento da fibra óptica do enlace, dispersão cromática (CD), dispersão pelo modo de polarização (PMD), perda dependente da polarização (PDL), largura de linha do laser (*linewidth*), *mismatch* de frequência e banda do filtro óptico do receptor. Como mencionado, a taxa de transmissão utilizada foi sempre de 112 Gb/s, operando com uma única portadora. No entanto, pode-se estender o trabalho apresentado, de modo a utilizar diversos receptores com técnicas de DWDM, empregando multiplexação por comprimento de onda para aumentar a taxa de transmissão.

As simulações apresentadas neste capítulo foram obtidas para diferentes razões sinal/ruído óptica (OSNR - *Optical Signal-to-Noise Ratio*) para cada cenário simulado, de forma a se obter especialmente a medição da taxa de erro de bit (BER - *Bit Error Rate*). Destaca-se que todos os resultados apresentados neste capítulo operam com diversidade de polarização (*Dual Polarization*) e frequência de emissão dos lasers centrada em 193.1 THz (salvo nos casos

de *mismatches*, quando serão devidamente indicados). Além disso, o equalizador *butterfly* foi utilizado sempre com 9 coeficientes e as simulações foram realizadas empregando-se a proposta de receptor que emprega uma solução inovadora de preâmbulo 4-PSK para recuperação de portadora e fase para transmissões de dados 16-QAM multiplexados em polarização, conforme descrito no Capítulo 3. A estrutura do conjugado virtual foi usada para estimação dos ruídos de fase (com possíveis correções de resíduos de *mismatch* de frequência).

Nos trabalhos realizados, foram utilizados enlaces de 30 km e 100 km de fibra, os quais sempre serão devidamente indicados. Outros parâmetros utilizados em todos os cenários a serem apresentados e que merecem ser destacados são ângulo azimute dos lasers igual a  $45^\circ$ , taxa de bit padrão igual a 56 Gb/s (sendo este parâmetro utilizado para cada polarização, horizontal e vertical, resultando na taxa de 112 Gb/s), taxa de amostragem padrão de 224 GHz, moduladores *Mach-Zehnder* tipo IQ com pré-distorção, presença de ruído *shot*, ruído térmico padrão de  $10 \times 10^{-12} A/\sqrt{Hz}$ .

## 5.1 Simulações iniciais e links de 30 km

Dentre as simulações realizadas, foi obtida uma particular para o sistema operando sem fibra óptica, denominada de cenário *back-to-back*. Este tipo de simulação é consideravelmente importante, dado que este cenário é tomado como referência para os demais. Excetuando-se este cenário, os demais nesta seção foram simulados para um link de 30 km de fibra. Ao todo, foram simulados 6 cenários com 30 km de fibra, conforme descritos pela Tabela 5.1.

Por comodidade, algumas abreviações serão feitas sempre que tabelas forem empregadas para a descrição de cenários ópticos. São elas:

- Fibra = Correspondente a uma fibra padrão, do tipo monomodo (SSMF - *Standard Single-Mode Fiber*) com atenuação de  $2 \times 10^{-4} dB/m$ ;
- B = Banda do filtro gaussiano óptico empregado no receptor, dada em Hz;
- CD = Quando indicado, representa a presença de dispersão cromática, sempre considerada no valor de  $16ps/nm/km$  e dispersão cromática *slope* de  $80s/m^3$ ;
- PMD = Quando indicado, representa a presença de dispersão pelo modo de polarização com coeficiente de PMD de  $0.1ps/\sqrt{km}$  e parâmetro *correlation length* igual a 50 metros;
- PDL = Quando indicado, representa a presença de perda dependente da polarização, dado em dB;
- $\Delta\nu$  = Largura espectral de linha do laser, dada em Hz. Por vezes, representado por D como a soma dos dois valores de  $\Delta\nu$ , oriundos do laser transmissor e do oscilador local;
- Ruído de fase = Decorrente sempre da soma dos  $\Delta\nu$ 's dos lasers. Nem sempre será indicado;

- M = Representa o *mismatch* de frequência inserido, ou seja, a diferença entre a frequência central do laser transmissor e do laser do oscilador local no receptor coerente, dado em Hz.

Cenário	Descrição
Cenário1	<i>Back-to-back</i> , B=224GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=0$ Hz
Cenário2	<i>Back-to-back</i> , PDL=1dB, B=224GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140$ kHz
Cenário3	<i>Back-to-back</i> , PDL=6dB, B=224GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140$ kHz
Cenário4	30 km fibra, CD, PMD, B=224GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140$ kHz
Cenário5	30 km fibra, CD, PMD, PDL=1dB, B=224GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140$ kHz
Cenário6	30 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=224GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140$ kHz

Tabela 5.1: Descrição das principais características dos Cenários 1 a 6 simulados.

Como pode ser percebido, exceto pelo Cenário1, de referência, as primeira simulações foram feitas com lasers de largura de linha,  $\Delta\nu$ , de 140 kHz. Como o sistema opera na taxa de símbolo de 14 GBaud (112 Gb/s / 8 bits por símbolo = 14 GBaud), tem-se que o tempo de símbolo  $T_s$  é igual a  $\frac{1}{14 \times 10^9}$ . Assim, o produto  $\Delta\nu \times T_s$ , para este caso, é de  $1 \times 10^{-5}$ . Considerando-se a soma das largura de linha dos dois lasers, pode-se dizer que se operou, inicialmente, com ruído de fase da ordem de 280 kHz. Também, foi comum aos seis cenários escolhidos o *mismatch* de frequência de 10 MHz e banda do filtro gaussiano óptico de 224 GHz (bem acima da frequência de Nyquist).

A Figura 5.1 a seguir apresenta a taxa de erro de bit (BER) em função da variação da OSNR para os Cenários 1, 2, 3, 4, 5 e 6. Ao longo deste capítulo de resultados, todas as figuras que apresentam curvas de taxa de erro de bit (BER) são demarcadas na BER de  $10^{-3}$ .

O primeiro dado a ser visualizado na Figura 5.1 é que o sistema, para os seis cenários simulados, atingiu taxas de erro inferiores a  $1 \times 10^{-4}$ , mesmo para o caso do Cenário 6, o mais hostil entre os seis cenários simulados, com 30 km de fibra e todas as degradações consideradas. Outra informação importante a ser extraída desta figura é quanto ao poder de degradação da PDL. Esta afirmação pode ser comprovada por três análises. A primeira delas, comparando-se os Cenários 4, 5 e 6, dado que a PDL é a única característica que os diferencia. Percebe-se que o Cenário 6 (na cor vermelha sólida) obteve um desempenho bastante inferior ao Cenário 4 (na cor azul) devido exclusivamente à PDL, desempenho este inferior em cerca de 3 a 4 dB. Também, analisando-se os Cenários 1, 2 e 3 (nas cores preta, vermelha tracejada e ciano, respectivamente), igualmente distintos entre si pela existência de PDL, percebe-se a inferioridade do Cenário 3. A terceira análise quanto ao efeito da PDL é que o Cenário 3 (*back-to-back*, mas emulando 6 dB de PDL) obteve desempenho inferior ao Cenário 4, mesmo este último sendo constituído por um enlace de 30 km de fibra, porém sem PDL. A perda associada à PDL implica em uma degradação da OSNR devido à atenuação dependente da polarização. As demais degradações podem tipicamente ser compensadas no receptor. Isto explica porque os resultados

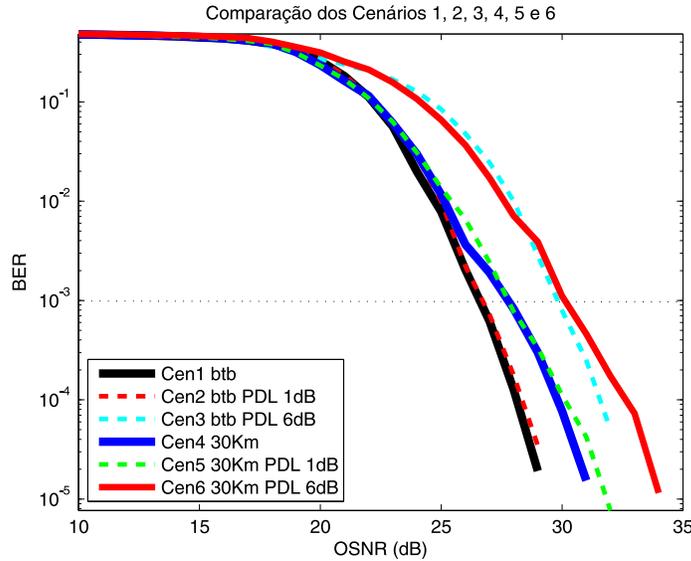


Figura 5.1: Curvas de BER para os Cenários 1, 2, 3, 4, 5 e 6.

para os Cenários 3 e 6 são tão semelhantes e de pior desempenho. Os demais resultados são intermediários entre os resultados do Cenário 1 e do Cenário 3. Os resultados de excursão temporal da constelação do sinal para o Cenário 3, mostrada na 5.4, mostra que a OSNR da polarização Vertical apresenta maior degradação, enquanto que no Cenário 6, mostrado na Figura 5.7, é a OSNR da componente Horizontal que é mais degradada pela PDL.

As Figuras 5.2, 5.3, 5.4, 5.5, 5.6 e 5.7 apresentam a evolução do sinal equalizado das componentes de fase e quadratura de ambas polarizações - horizontal e vertical - para os seis cenários apresentados nesta primeira seção e uma relação óptica sinal ruído de 28 dB.

Como esperado, as Figuras 5.2, 5.3, 5.4, 5.5, 5.6 e 5.7 ratificam os resultados exibidos na Figura 5.1, apresentando os melhores resultados, em ordem decrescente, para os Cenários 1, 2, 4, 5, 3 e, por último, o Cenário 6. A medida da taxa de erro de bit para os cenários *back-to-back* e OSNR de 28 dB foi da ordem de  $7,88 \times 10^{-4}$  para o cenário 3 e zero para os Cenários 2 e 1. Para os cenários com links de 30 km a medida de BER, igualmente para OSNR de 28 dB, foi da ordem de  $1,1 \times 10^{-3}$ ,  $1,11 \times 10^{-4}$  e  $7,69 \times 10^{-5}$  para os Cenários 6, 5 e 4, respectivamente. Ainda, percebe-se nos cenários *back-to-back* (Cenários 1, 2 e 3) a inexistência de um período de convergência como nos cenários de enlaces longos, como os Cenários 4, 5 e 6. Este efeito do período de convergência será oportunamente abordado futuramente. Também, é notável o efeito do preâmbulo modulado em 4-PSK e a comutação para a modulação 16-QAM no segmento de dados.

Outro ponto bastante interessante a ser observado nas Figuras 5.2, 5.3, 5.4, 5.5, 5.6 e 5.7 concerne ao efeito deteriorante da PDL, claramente observados em uma das polarizações, principalmente nos Cenários 3 e 6, que sofrem os efeitos de uma PDL de 6 dB. Como exposto no Capítulo 2, a PDL causa uma diferença de potência na razões sinal/ruído óptica (OSNR) de uma dada polarização, ou seja, é como se uma das polarizações fosse submetida a uma relação sinal ruído óptica menor do que a outra. Este efeito é bastante perceptível na Figura 5.4 e na

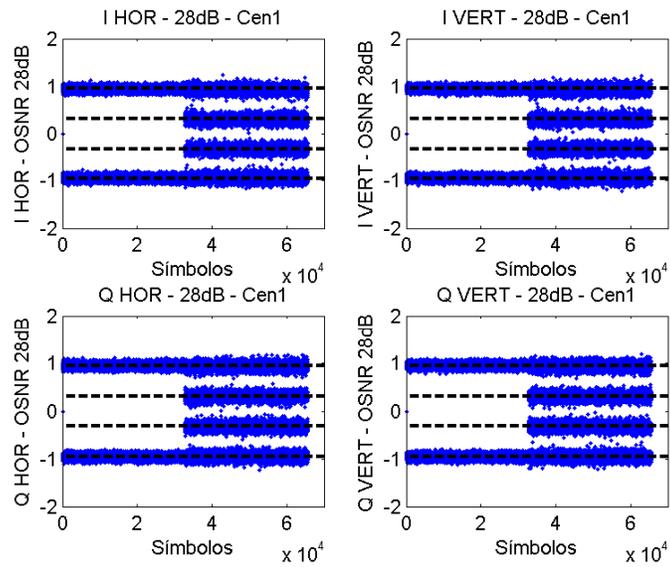


Figura 5.2: Evolução temporal do sinal equalizado para o Cenário 1.

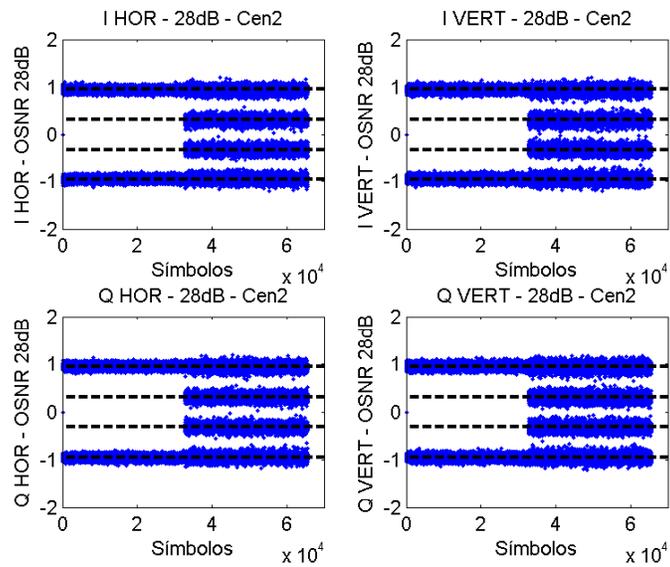


Figura 5.3: Evolução temporal do sinal equalizado para o Cenário 2.

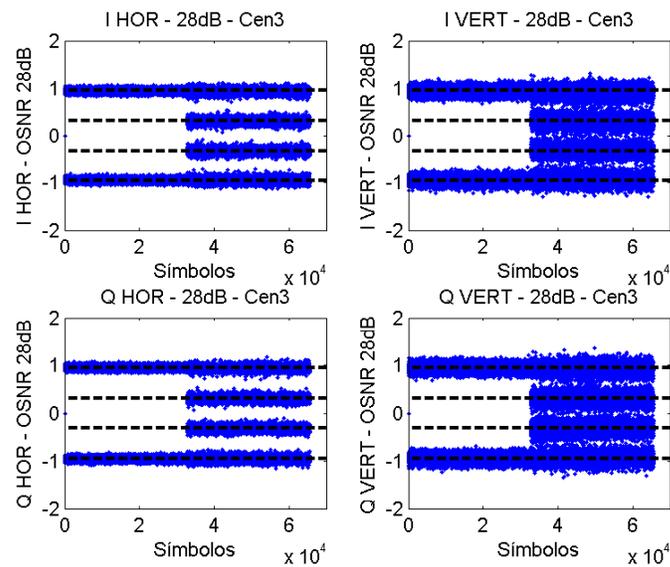


Figura 5.4: Evolução temporal do sinal equalizado para o Cenário 3.

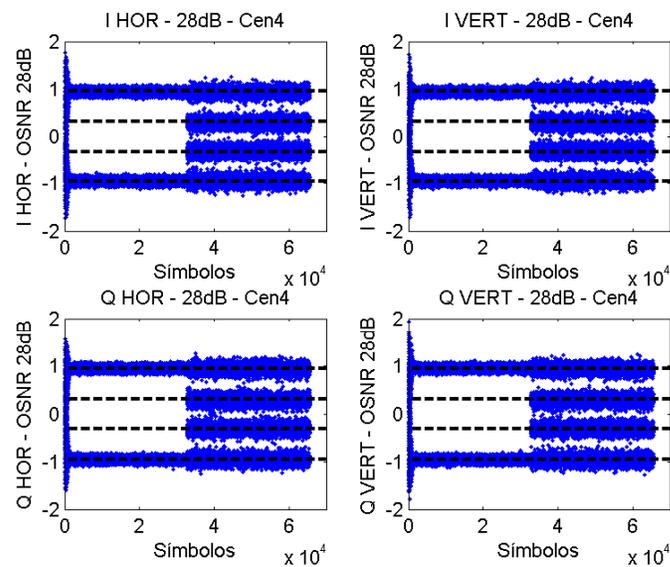


Figura 5.5: Evolução temporal do sinal equalizado para o Cenário 4

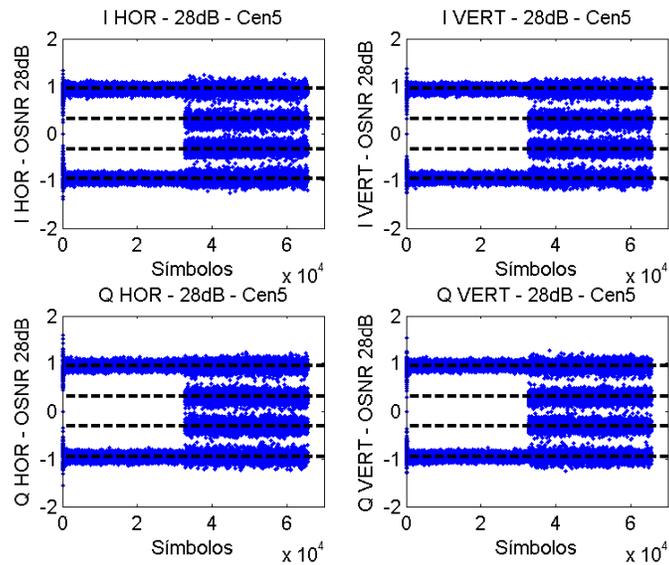


Figura 5.6: Evolução temporal do sinal equalizado para o Cenário 5.

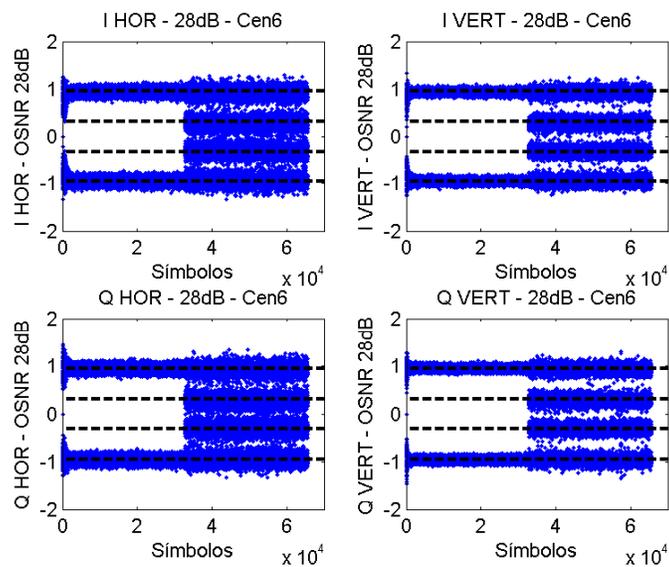


Figura 5.7: Evolução temporal do sinal equalizado para o Cenário 6.

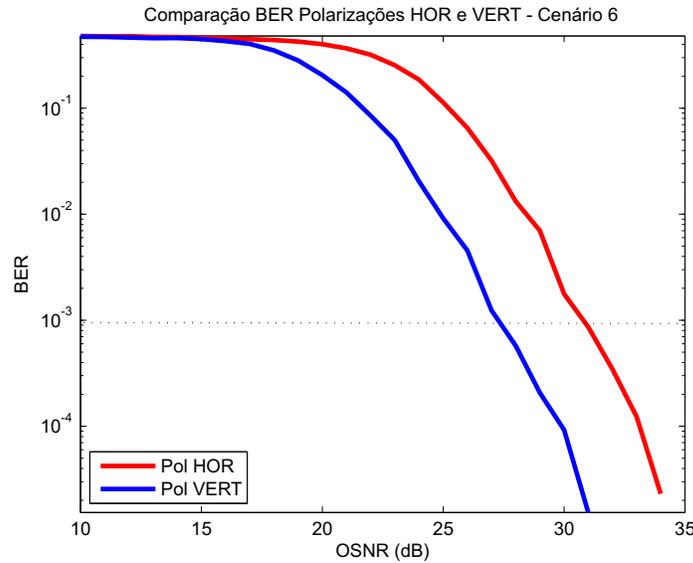


Figura 5.8: BER para as polarizações horizontal e vertical para o Cenário 6.

Figura 5.7. A Figura 5.8, exibida a seguir, apresenta a curva de BER em função da variação de OSNR, separadamente para as polarizações horizontal e vertical, a fim de elucidar o efeito da PDL. Na Figura 5.8, é adotado o Cenário 6, que contém 6 dB de PDL e onde é possível perceber-se claramente a diferença de desempenho entre as polarizações.

Finalmente, as Figuras 5.9 e 5.10 apresentam as curvas de BER em função da variação de OSNR, separadamente para as polarizações horizontal e vertical para o Cenário 5 (PDL = 1dB) e Cenário 4 (sem presença de PDL), respectivamente. Conforme esperado, com a diminuição da PDL de 6 dB (Cenário 6) para 1 dB (Cenário 5) a desigualdade entre as polarizações foi amenizada. Já com a eliminação da PDL esta diferença foi praticamente eliminada.

## 5.2 Simulações com links de 100 km

Esta seção discute o efeito do comprimento da fibra na capacidade de detecção do sinal. Desta forma, o principal parâmetro alterado foi o comprimento do link simulado, aumentando-o de 30 km para 100 km. No entanto, não foram estas as únicas alterações. Procurou-se também trabalhar com lasers mais precisos, os lasers denominados de lasers ajustáveis de cavidade externa (TECL), ao invés dos tradicionais lasers de realimentação distribuída (DFB). Com esta alteração, pode-se operar com lasers que possuem largura de linha  $\Delta\nu$  da ordem de 10 kHz. Também, neste ponto das simulações, alterou-se o *mismatch* de frequência simulado, aumentando-o de 10 MHz para 100 MHz. Por fim, a banda do filtro óptico gaussiano do receptor também foi otimizada nos cenários que serão apresentados, mas a análise desta otimização, juntamente com outros cenários que exploram esta potencialidade, é apresentada nas seções seguintes. A Tabela 5.2, a seguir, descreve os dois cenários introduzidos nesta seção.

A Figura 5.11 exhibe a taxa de erro de bit (BER) em função da variação da OSNR para

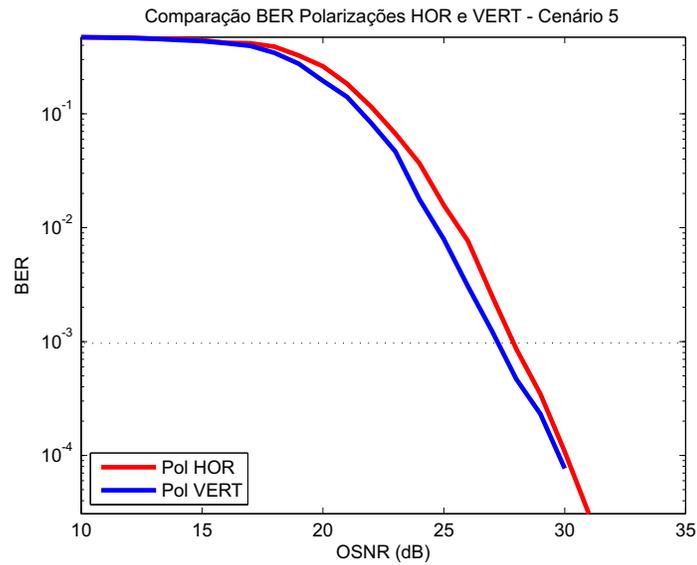


Figura 5.9: BER para as polarizações horizontal e vertical para o Cenário 5 (PDL=1dB).

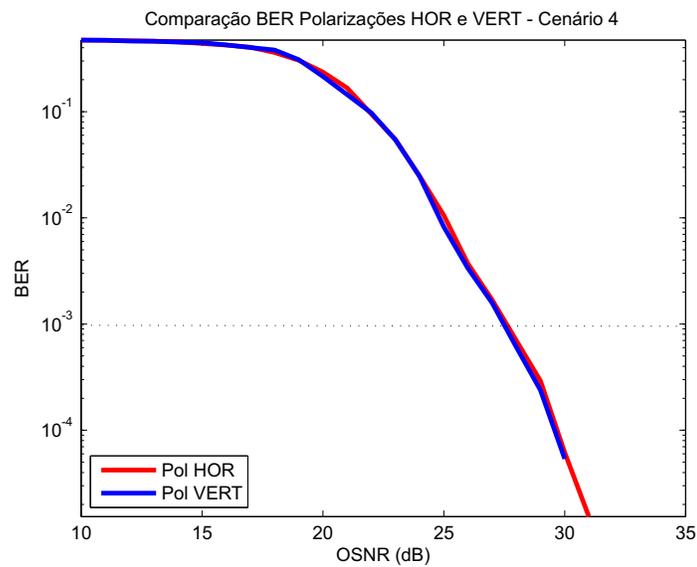


Figura 5.10: BER para as polarizações horizontal e vertical para o Cenário 4, sem PDL.

Cenário	Descrição
Cenário7	100 km fibra, CD, PMD, B=10GHz, M=100MHz, $\Delta\nu=10\text{kHz}$
Cenário8	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=10GHz, M=100MHz, $\Delta\nu=10\text{kHz}$

Tabela 5.2: Descrição das principais características dos Cenários 7 e 8 simulados.

os Cenários 7 e 8. Nela, é possível perceber que o sistema foi capaz de recuperar os sinais transmitidos em um link de 100 km de fibra, sujeitos a todas as degradações descritas e, ainda assim, atingindo BERs inferiores a  $1 \times 10^{-4}$ . Sabe-se que, com aplicação de codificação de canal no sistema, estas taxas podem ser ainda bem inferiores. Novamente, constatou-se a degradação que a PDL impõe. Considerando-se o resultado médio das duas polarizações, comparando-se os Cenários 7 e 8 (diferenciados apenas pela PDL), vê-se que a perda foi da ordem de, aproximadamente, 3 dB. Tal qual na seção anterior, a Figura 5.12 apresenta a BER por polarização para o Cenário 8, o qual contém 6 dB de PDL. Por fim, vê-se que mesmo aumentando o comprimento do enlace para 100 km os resultados apresentados na Figura 5.11 foram superiores aos apresentados pelo link de 30 km e exibidos na Figura 5.1. Este fenômeno, que será objeto da próxima seção, se deve basicamente à otimização da banda do filtro óptico.

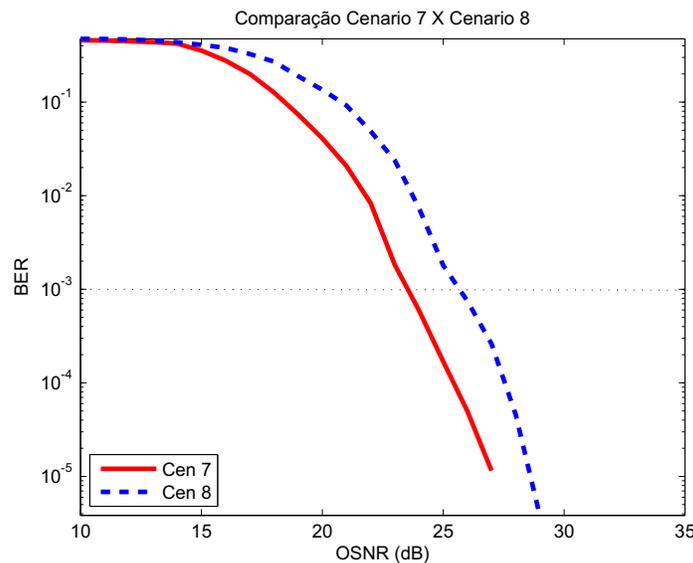


Figura 5.11: Curvas de BER para os Cenários 7 e 8.

### 5.3 Otimização do filtro receptor e análise do efeito da equalização fracionária

Esta seção apresenta umas das mais importantes análises desenvolvidas ao longo dos trabalhos. Nesta seção, é apresentado como a otimização de um parâmetro fundamental como a banda do filtro óptico gaussiano do receptor coerente pode influenciar de forma tão significativa o desempenho do sistema. É pertinente enfatizar que os estudos acerca da otimização do referido

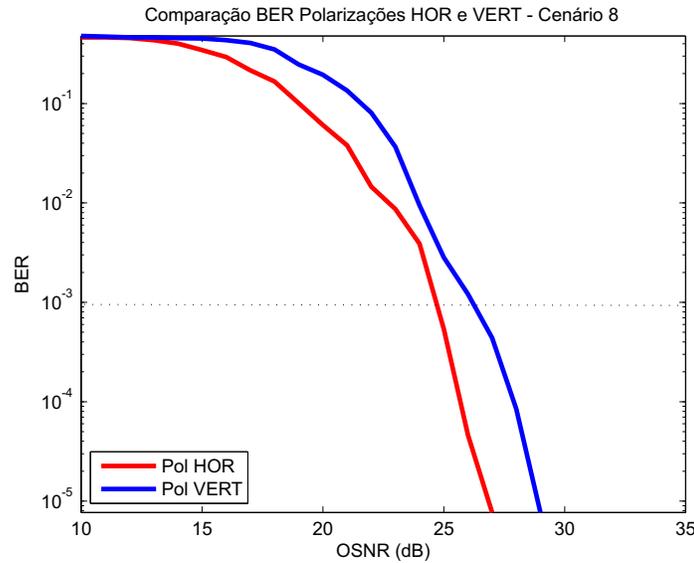


Figura 5.12: BER para as polarizações horizontal e vertical para o Cenário 8.

filtro não foram totalmente explorados, como será mostrado, de forma que este pode ser um dos trabalhos futuros na busca por desempenhos ainda melhores.

Para esta seção, serão introduzidos onze cenários novos, como descritos na Tabela 5.3.

Cenário	Descrição
Cenário9	<i>Back-to-back</i> , B=56GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=0$ Hz
Cenário10	<i>Back-to-back</i> , B=12GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=0$ Hz
Cenário11	<i>Back-to-back</i> , B=10GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=0$ Hz
Cenário12	30 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=56GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140$ kHz
Cenário13	30 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=14GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140$ kHz
Cenário14	30 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=10GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140$ kHz
Cenário15	30 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=7GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140$ kHz
Cenário16	100 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140$ kHz
Cenário17	100 km fibra, CD, PMD, B=12GHz, M=100MHz, $\Delta\nu=10$ kHz
Cenário18	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=12GHz, M=100MHz, $\Delta\nu=10$ kHz
Cenário19	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=12GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=10$ kHz

Tabela 5.3: Descrição das principais características dos Cenários 9 a 19 simulados.

A primeira comparação a ser feita é referente às curvas de BER para os Cenários 6, 12, 13, 14 e 15, todos com 30 km de fibra, CD, PMD e PDL de 6 dB. Tal análise é proposta considerando-se que estes cenários apresentam praticamente as mesmas características, diferenciando-se apenas pela banda do filtro receptor. A Figura 5.13 apresenta esta comparação.

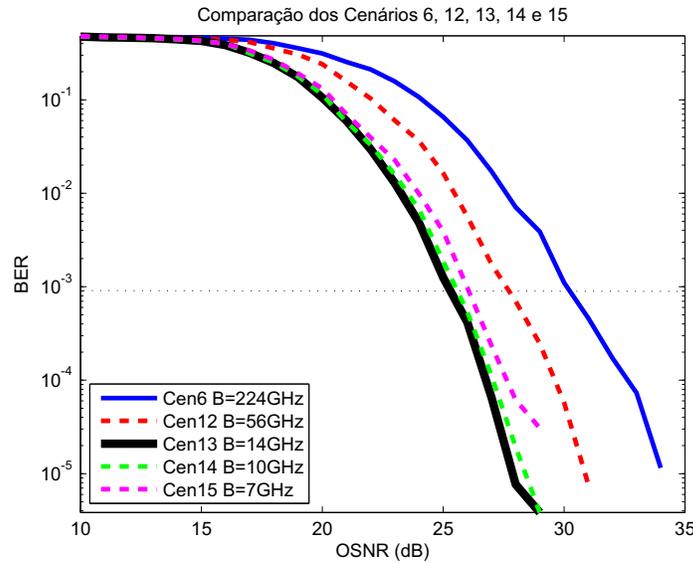


Figura 5.13: Curvas de BER para os cenário 6, 12, 13, 14 e 15.

Com base na Figura 5.13, percebe-se que o valor mais apropriado para a banda do filtro óptico do receptor está próximo a 14 GHz (curva preta sólida) e 10 GHz (curva verde tracejada). Igualmente, percebe-se que o valor inicial escolhido, de 224 GHz era, de fato, inadequado. Contudo, reduzindo-se em demasia a largura de banda do filtro, abaixo da frequência de Nyquist, os resultados voltam a ficar ruins, como ocorrido no Cenário 15, que apresenta banda de 7 GHz e desempenho inferior.

Além dos cenários mostrados na Figura 5.13, a otimização da banda do filtro gaussiano óptico do receptor coerente foi aplicada igualmente aos cenários *back-to-back*, ou seja, Cenários 1, 9, 10 e 11. O resultado de tal otimização é apresentado na Figura 5.14 e, mais uma vez, confirma a banda otimizada na proximidade de 12 GHz.

Ainda, apresenta-se a seguir, por meio da Figura 5.15, o desempenho de diferentes valores da banda do filtro gaussiano óptico do receptor coerente para enlaces de 100 km de fibra óptica. São exibidos os desempenhos dos Cenários 7, 16, 17, 8, 18 e 19, sendo que os três últimos apresentam PDL de 6 dB. O Cenário 19 difere-se do Cenário 14 por uma maior largura de linha de laser, efeito que será analisado em uma outra seção. Também na Figura 5.15 nota-se, como explicitado anteriormente, tanto a banda otimizada do filtro receptor na ordem dos 12GHz como o efeito degradante da PDL.

Neste capítulo, será introduzida uma ferramenta de plotagem bidimensional de BER, mensurada para cada par de amostras escolhido para ser utilizado no equalizador fracionário. Com ela, é possível analisar, por meio de uma única imagem, o desempenho da amostragem de pares de amostras para o equalizador fracionário, equidistantes ou não. Esta ferramenta foi de muita valia no auxílio da escolha da melhor faixa de valores de banda para o filtro. Além disso, ela permite visualizar a robustez do sistema no que se refere à exatidão dos instantes de

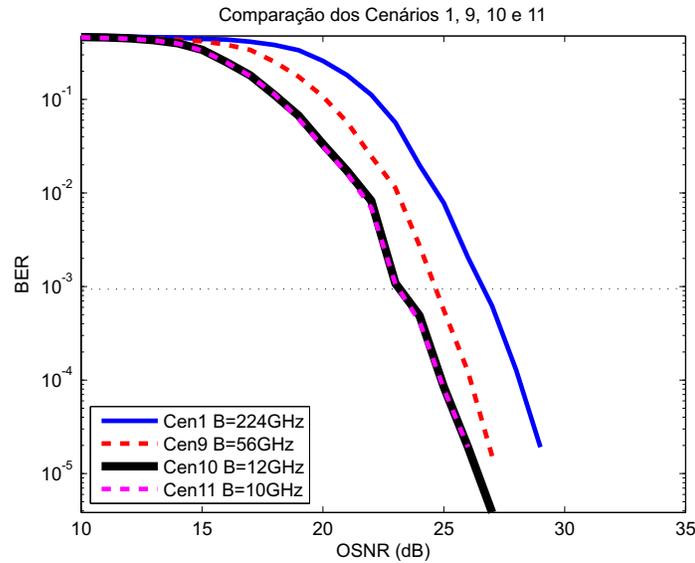


Figura 5.14: Curvas de BER para os cenário 1, 9, 10 e 11.

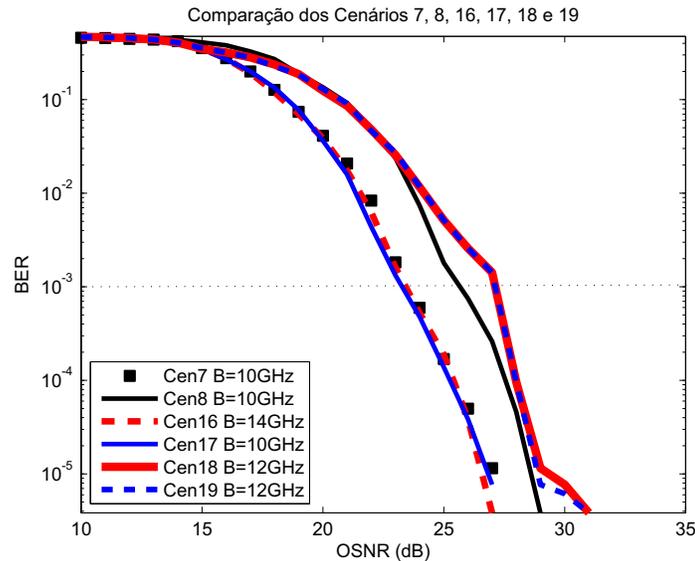


Figura 5.15: Curvas de BER para os cenário 7, 8, 16, 17, 18 e 19.

amostragem e a importância da amostragem fracionária. A análise desse gráfico bidimensional de BER será melhor explicado a seguir.

Para a análise seguinte, serão tomados os Cenários 7 e 17, ambos com 100 km de fibra. Os Cenários 7 e 17 se diferenciam unicamente pela banda do filtro do receptor, fixados em 10 GHz e 12 GHz, respectivamente. A Figura 5.16 apresenta os valores de BER para cada par de amostras escolhido para o Cenário 7 ( $B = 10\text{GHz}$ ), quando a OSNR é de 25 dB. Ainda acerca da Figura 5.16, os pontos pretos representam os pares de amostras igualmente espaçadas, que são pares ideais para serem utilizados na equalização fracionária.

A Figura 5.17 apresenta figura equivalente à Figura 5.16, porém para o Cenário 17 ( $B = 12\text{GHz}$ ).

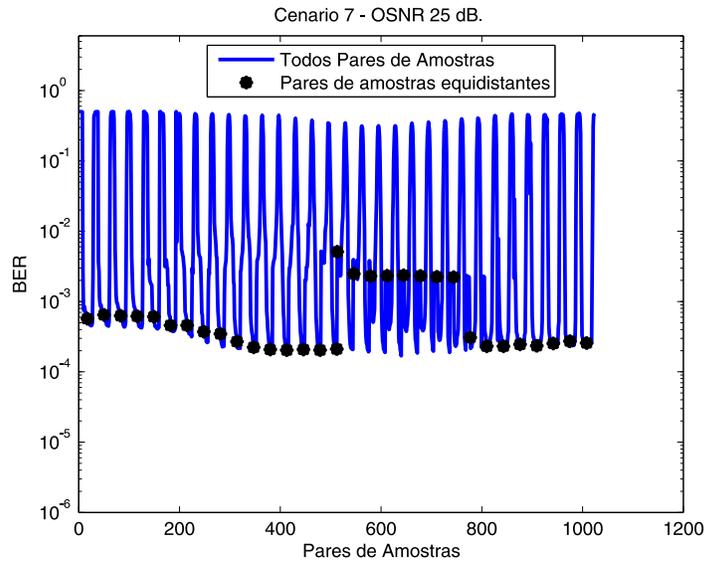


Figura 5.16: BER para todos os possíveis pares de amostras do Cenário 7 ( $B=10\text{GHz}$ ), com OSNR de 25 dB.

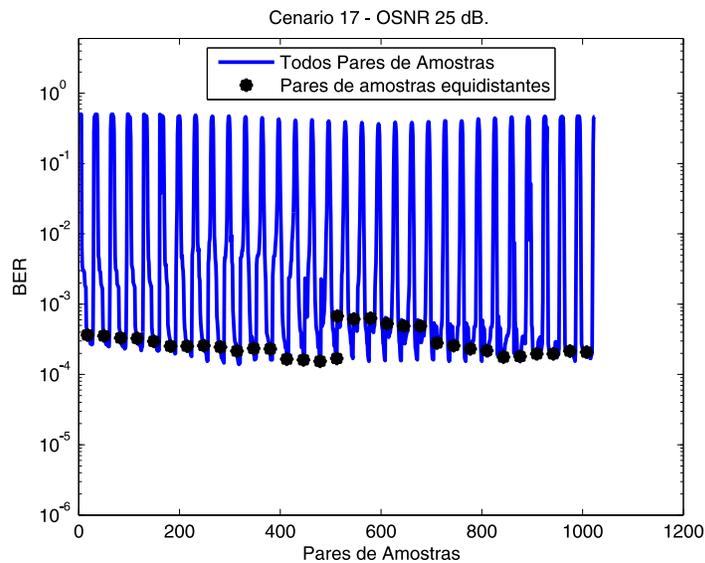


Figura 5.17: BER para todos os pares de amostras do Cenário 17 ( $B=12\text{GHz}$ ), com OSNR de 25 dB.

Para melhor ilustrar a análise por meio da figura bidimensional da BER em função dos pares de amostras, serão tomados novamente os Cenários 7 e 17. A Figura 5.18 exibe os resultados relativos ao Cenário 7 ( $B = 10 \text{ GHz}$ ) e a Figura 5.19 os resultados relativos ao Cenário 17 ( $B = 12 \text{ GHz}$ ).

Para refletir com precisão os efeitos físicos do canal, o sinal está super amostrado dentro de um período de símbolo. A combinação, em pares, de todas as possíveis amostras em um período de símbolo corresponde aos pontos  $(x,y)$  do gráfico de BER apresentado na Figura

5.18 como uma imagem. Devido à convenção da origem de eixos dos instantes de amostras  $x$  e  $y$ , a diagonal secundária da imagem representa a situação em que  $x = y$ , ou seja, que o equalizador é alimentado com sinal amostrado na taxa de símbolo (amostragem não-fracionária). Todos os demais casos representam amostragem fracionária  $x \neq y$ . A amostragem fracionária uniforme, onde as amostras estão equidistante no tempo, é representado pelas duas sub-diagonais secundárias indicadas pelas duas linhas brancas tracejadas. A BER é apresentada em escala logarítmica escalonada por 10, ou seja,  $10 \times \log_{10}(BER(x, y))$ . Isto significa que uma BER de -30 dB, por exemplo, corresponde a  $1 \times 10^{-3}$ . Em geral, considerando-se todos os resultados levantados, observa-se que a amostragem fracionária uniforme provê os melhores resultados. Por outro lado, a amostragem não-fracionária representa uma situação de olho fechado (BER em cor vermelha).

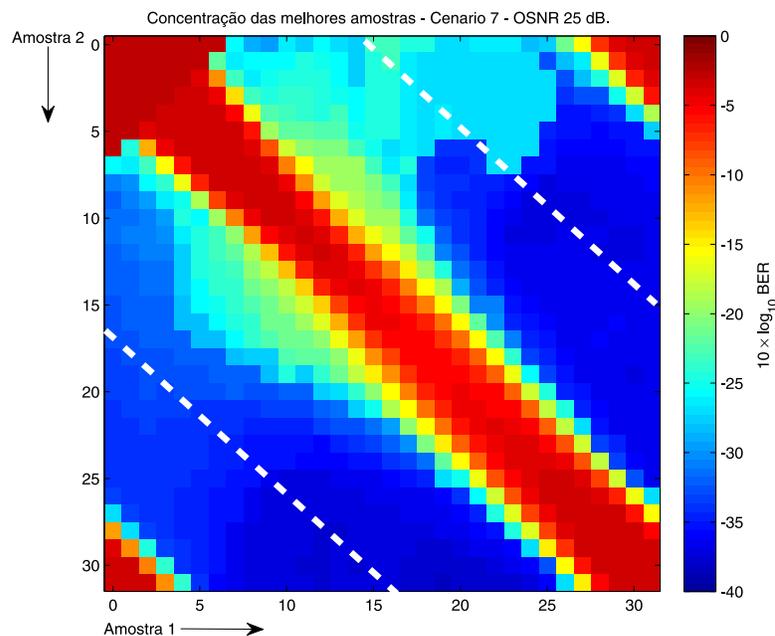


Figura 5.18: BER bidimensional para todos os pares de amostras do Cenário 7, com OSNR de 25 dB.

Na margem direita das Figuras 5.18 e 5.19 encontra-se uma escala onde o valor  $-5$  (na cor vermelha, no topo) corresponde ao pior resultado (correspondente ao valor  $10^{-5/10}$ ) e o valor  $-40$  (na cor azul) corresponde ao melhor resultado (equivalente ao valor  $10^{-4}$ ). Nos quatro eixos (abscissas inferior e superior, ordenadas direita e esquerda) são representados os índices das amostras. Deste modo, cada ponto colorido da imagem corresponde a um valor (mais vermelho, se pior ou mais azul, se melhor) de BER resultante da escolha daquele par de amostras. De imediato, duas observações de grande importância devem ser enfatizadas: 1) O par de linhas brancas indica as amostras igualmente espaçadas. 2) A diagonal do canto superior esquerdo ao canto inferior direito corresponde aos pontos que possuem as mesmas amostras, ou seja, usa-se duas vezes a mesma amostra, o que corresponde a uma amostragem não-fracionária.

De posse das considerações feitas acerca da imagem bidimensional de BER, algumas conclusões podem ser obtidas analisando-se as Figuras 5.18 e 5.19. A primeira delas é que os melhores

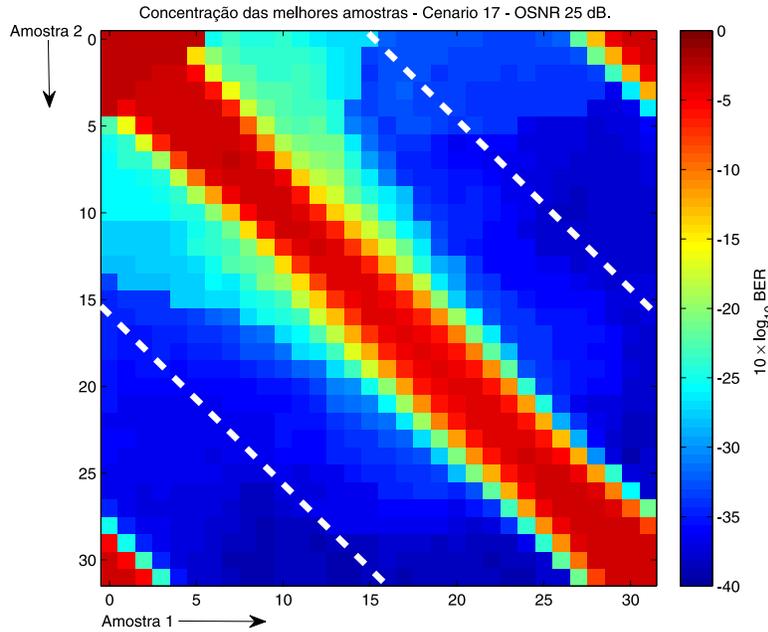


Figura 5.19: BER bidimensional para todos os pares de amostras do Cenário 17, com OSNR de 25 dB.

pares de amostras são equidistantes, correspondendo à melhor situação para a equalização fracionária. Também, pode-se ver que para estes cenários, com a OSNR de 25 dB utilizada, o sistema não funcionaria com um modelo de equalização não-fracionário. Pode-se perceber também que, apesar de resultados próximos, o Cenário 17, com banda do filtro igual a 12 GHz, é levemente mais robusto a imperfeições de instantes amostragem do que o Cenário 7. A região das linhas brancas na Figura 5.18 corresponde a zonas azuis de melhor operação do equalizador e amostrador de símbolos.

A mesma comparação feita entre os Cenários 7 e 17 (cenários de 100 km de fibra, com CD e PMD que se diferenciam pela banda do filtro fixada em 10 GHz ou 12 GHz) pode ser feita entre os Cenários 8 e 18 (cenários de 100 km de fibra, com CD, PMD e PDL de 6dB que se diferenciam pela banda do filtro fixada em 10 GHz ou 12 GHz). As Figuras 5.20 e 5.21 apresentam a BER bidimensional dos pares de amostras para os Cenários 8 e 18, respectivamente.

Analisando-se as Figuras 5.20 e 5.21 percebe-se novamente desempenhos próximos, onde o cenário com a banda do filtro igual a 10 GHz apresenta desempenho ligeiramente superior. Estas conclusões, obtidas pela análise da BER bidimensional, podem igualmente ser alcançadas analisando a curva de BER do Cenário 7 ( $B = 10$  GHz) versus Cenário 17 ( $B = 12$  GHz) exibida pela Figura 5.22, e do Cenário 8 ( $B = 10$  GHz) versus Cenário 18 ( $B = 12$  GHz), exibida pela Figura 5.23.

Quando se diz que o sistema poderia ainda ser aperfeiçoado no que se refere a otimizações, diz-se imaginando que em um sistema com filtragem ideal, o diagrama bidimensional de BER deveria ser perfeitamente simétrico. Contudo, com o aumento da OSNR, a zona azul de melhor desempenho na figura de BER bidimensional é ampliada, tendo-se uma imagem quase

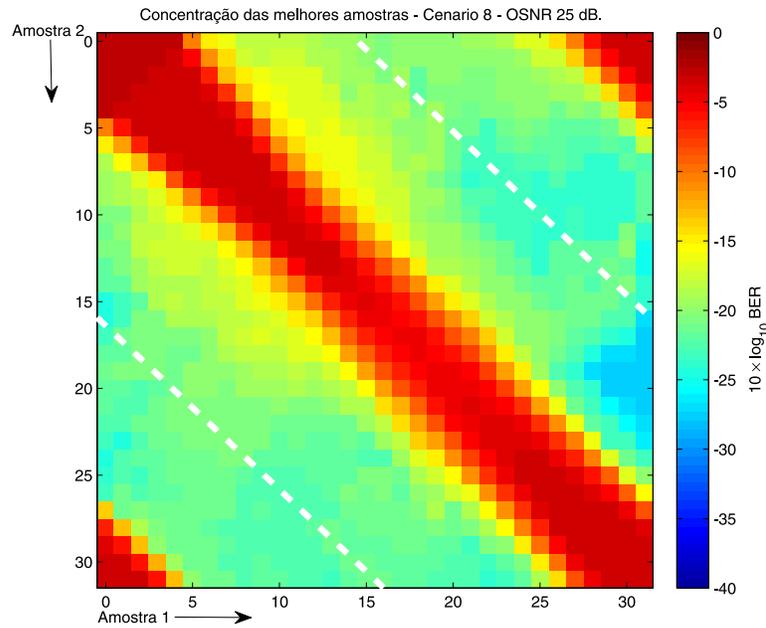


Figura 5.20: BER bidimensional para todos os pares de amostras do Cenário 8, com OSNR de 25 dB.

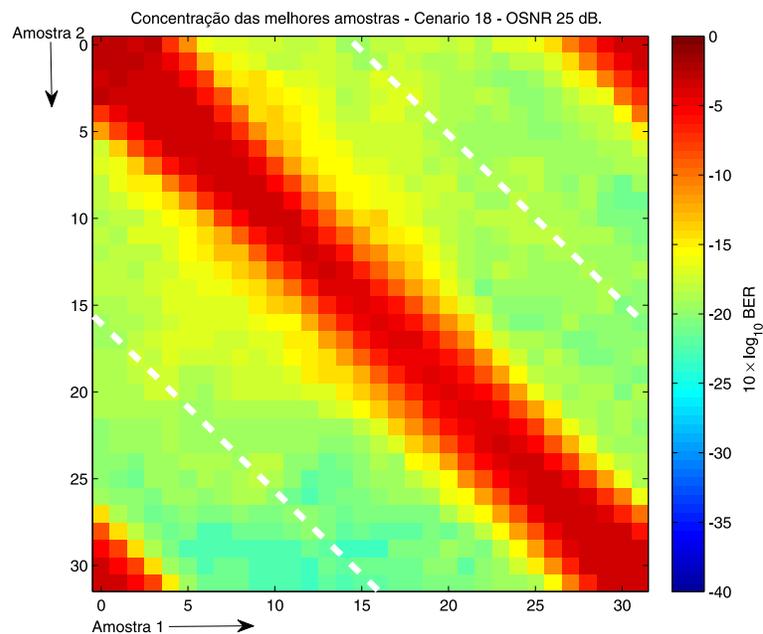


Figura 5.21: BER bidimensional para todos os pares de amostras do Cenário 18, com OSNR de 25 dB.

perfeitamente simétrica. Pode-se comprovar isso observando a Figura 5.24 adiante, plotada para o Cenário 7 com OSNR de 30 dB. Nesta figura, grandes áreas azuis são obtidas, quase que contrastando com a Figura 5.18 plotada igualmente para o Cenário 7, porém com OSNR de 25 dB. Observa-se na Figura 5.24 que o sistema se apresenta bastante robusto a problemas de sincronismo, dado que pequenos erros de instante de amostragem seriam corrigidos, uma vez que as amostras próximas são igualmente confiáveis. Todavia, destaca-se que para o Cenário 7 (link

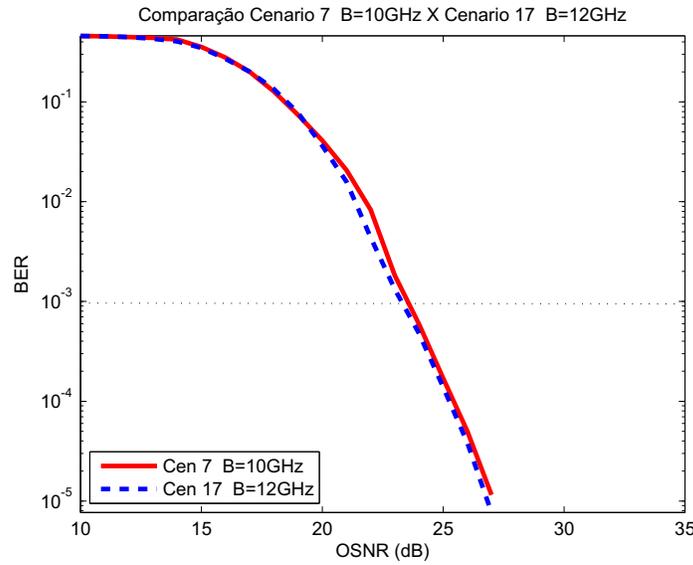


Figura 5.22: Curvas de BER para os Cenários 7 e 17.

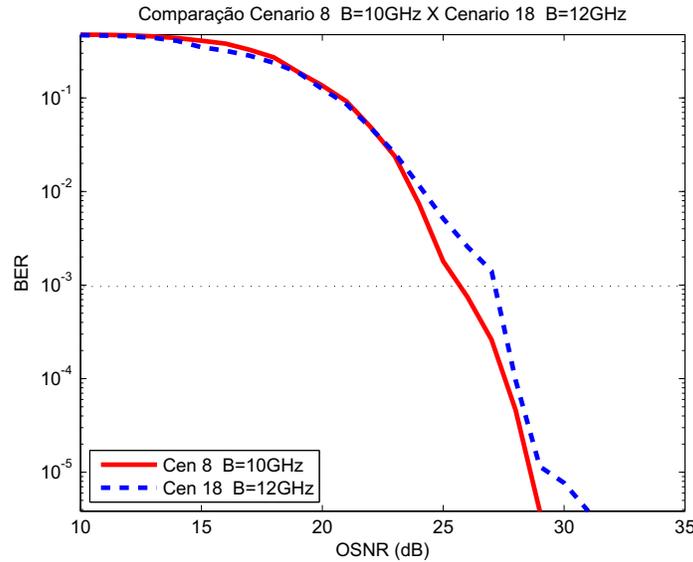


Figura 5.23: Curvas de BER para os Cenários 8 e 18.

de 100 km de fibra, CD, PDM, PDL = 6dB), mesmo com este aumento da OSNR a diagonal da imagem continua vermelha, o que comprova a incompatibilidade com sistemas não-fracionários.

As análises feitas por meio da plotagem bidimensional de BER medida a cada par de amostras para os enlaces de 100 km são feitas a seguir para os enlaces de 30 km dos Cenários 5, 6, 12, 13, 14 e 15. Nelas, comparando-se quatro diferentes valores da banda do filtro gaussiano óptico do receptor coerente, fica mais uma vez evidente a significância da otimização da banda do filtro e da importância de tomar-se amostras equidistantes para favorecer a robustez do sistema. A Figura 5.25 apresenta a BER bidimensional para todos os pares de amostras dos Cenários 5, 6, 12, 13, 14 e 15. O primeiro destes cenários apresenta PDL de 1 dB e banda do filtro receptor igual a 224 GHz enquanto os demais apresentam PDL de 6 dB e banda do filtro receptor igual

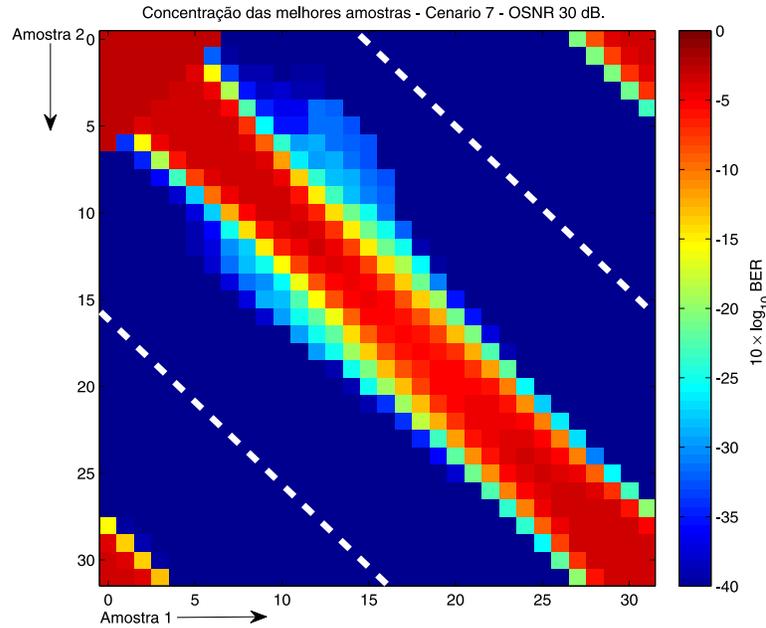


Figura 5.24: BER bidimensional para todos os pares de amostras do Cenário 7, com OSNR de 30 dB.

a 224 GHz, 56 GHz, 14 GHz, 10 GHz e 7 GHz, respectivamente.

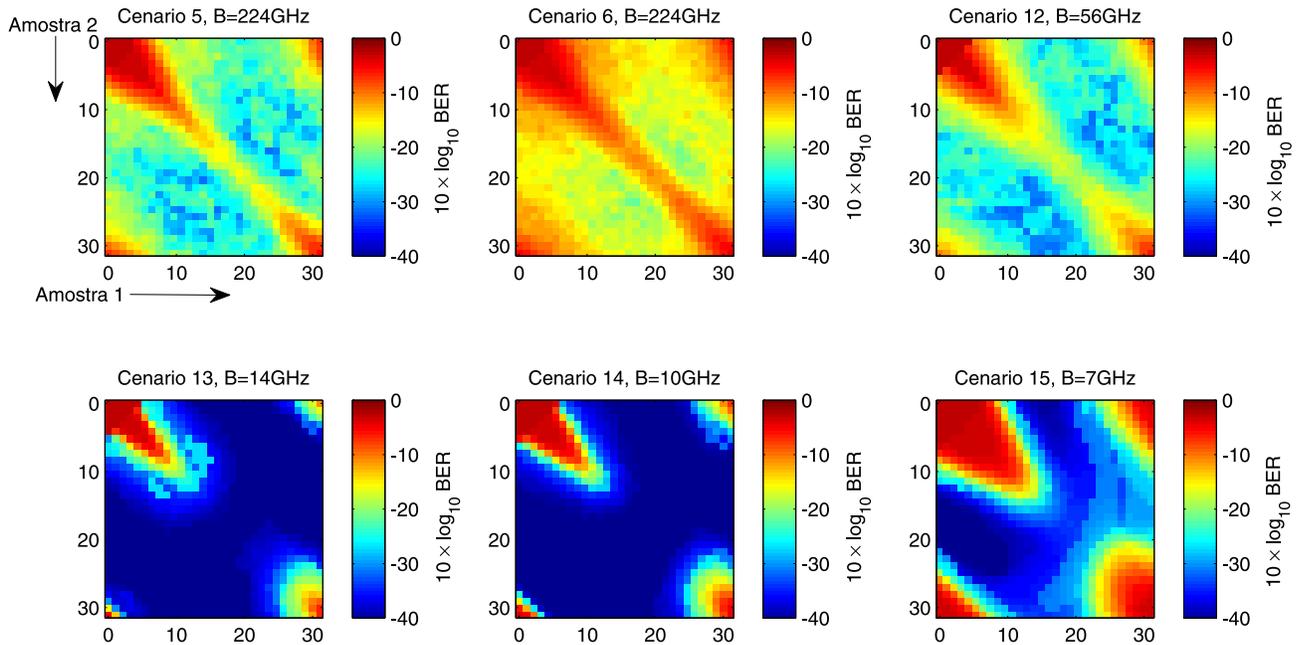


Figura 5.25: BER bidimensional para todos os pares de amostras dos Cenários 5, 6, 12, 13, 14, 15, com OSNR de 28 dB.

Considerando-se a Figura 5.25, comprova-se que a melhor banda para o filtro óptico gaussiano do receptor coerente está entre 14 GHz e 10 GHz. Neste caso específico dos cenários com enlaces com 30 km de fibra e PDL, o cenário com banda de 14GHz apresentou desempenho ligeiramente superior ao de 10 GHz. Igualmente, a Figura 5.25 expõe de uma outra maneira o mostrado na

Figura 5.1, onde o Cenário 5, com PDL de 1 dB, apresenta resultado melhor do que o Cenário 6, com PDL de 6 dB. Analisando-se principalmente a imagem do canto inferior esquerdo e a imagem inferior central da Figura 5.25, vê-se que, nestes cenários e para uma OSNR específica, até se poderia utilizar amostragem simbólica (não-fracionária), mas que desta forma não se teria a mesma robustez de sincronismo do caso de amostragem fracionária. Se a amostragem não-fracionária fosse empregada, imperfeições de sincronismo poderiam fazer com que amostras ‘ruins’ fossem escolhidas, recaindo sobre os pontos vermelhos da figura. Em outras palavras, em caso de amostragem não-fracionária, um rigor maior de robustez de sincronismo seria exigido do sistema. Finalmente, percebe-se que a simples redução da banda do filtro receptor não resulta melhora no desempenho, dado que o Cenário 15, com banda de 7GHz, começou a apresentar uma atenuação de robustez e desempenho. Em resumo, percebe-se que, entre os cenários mostrados na Figura 5.25, apresentam melhor desempenho e maior robustez, em ordem decrescente, os Cenários 13, 14, 15, 12, 5 e 6.

## 5.4 Robustez frente a *mismatches* de frequência

O sistema proposto e implementado mostrou-se bastante robusto para operar com elevados *mismatches* de frequência. Esses *mismatches* com os quais o sistema funciona eficientemente foram da ordem de 1,5 GHz. Como apresentado no Capítulo 3, o limite teórico de correção da Operação de Alinhamento, com o sistema operando em 112 Gb/s, é de 1,75 GHz. No entanto, devido a outras degradações existentes, este limite não será alcançado por se tratar de um limite teórico. Assim, 1,5 GHz foi o maior valor testado, obtendo-se desempenho satisfatório. Salienta-se que, com os modernos lasers empregados nos sistemas ópticos atuais, a capacidade de correção de *mismatch* de 1,5 GHz é mais do que razoável.

Para demonstrar a eficiência da Operação de Alinhamento na correção de desvios de frequência, três tipos de testes foram feitos para se avaliar a atuação do sistema frente a estes *mismatches*. O primeiro consistiu em simular cenários com 30 km de fibra, um valor otimizado de largura de banda do filtro do receptor, CD, PMD e valores variados de *mismatches* de frequência. O segundo teste, por sua vez, simulou cenários com 100 km de fibra, valor otimizado para largura de banda do filtro óptico do receptor, CD, PMD e com a inclusão de PDL. Por fim, fez-se a análise da medida bidimensional de BER em dois cenários com *mismatches* consideravelmente diferentes (sendo um de valor baixo e outro de valor bastante elevado) para demonstrar que a Operação de Alinhamento realiza a correção de desvios de frequência sem prejuízo de desempenho. Para a realização destes testes, alguns novos cenários foram utilizados. Estes novos cenários encontram-se descritos na Tabela 5.4 e os resultados apresentados posteriormente.

O primeiro teste realizado foi para os cenários com links de 30 km de fibra, utilizando os Cenários de 20 a 27, cenários estes que distinguem-se somente pela variação do *mismatch* de frequência. Para facilitar a visualização dos resultados deste primeiro teste, os mesmos serão apresentados separadamente em duas figuras de forma a tornar a exposição mais clara. A Figura 5.26 apresenta os resultados dos Cenários 20, 21, 22 e 23 enquanto a Figura 5.27 os resultados relativos aos Cenários 24, 25, 26 e 27.

Cenário	Descrição
Cenário20	30 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, $\Delta\nu=140$ kHz, M=10MHz
Cenário21	30 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, $\Delta\nu=140$ kHz, M=100MHz
Cenário22	30 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, $\Delta\nu=140$ kHz, M=200MHz
Cenário23	30 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, $\Delta\nu=140$ kHz, M=350MHz
Cenário24	30 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, $\Delta\nu=140$ kHz, M=1GHz
Cenário25	30 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, $\Delta\nu=140$ kHz, M=1,5GHz
Cenário26	30 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, $\Delta\nu=140$ kHz, M=1,7GHz
Cenário27	30 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, $\Delta\nu=140$ kHz, M=2GHz
Cenário28	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=12GHz, $\Delta\nu=10$ kHz, M=500MHz
Cenário29	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=12GHz, $\Delta\nu=10$ kHz, M=1GHz
Cenário30	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=12GHz, $\Delta\nu=10$ kHz, M=1,5GHz

Tabela 5.4: Descrição das principais características dos Cenários 20 a 30 simulados.

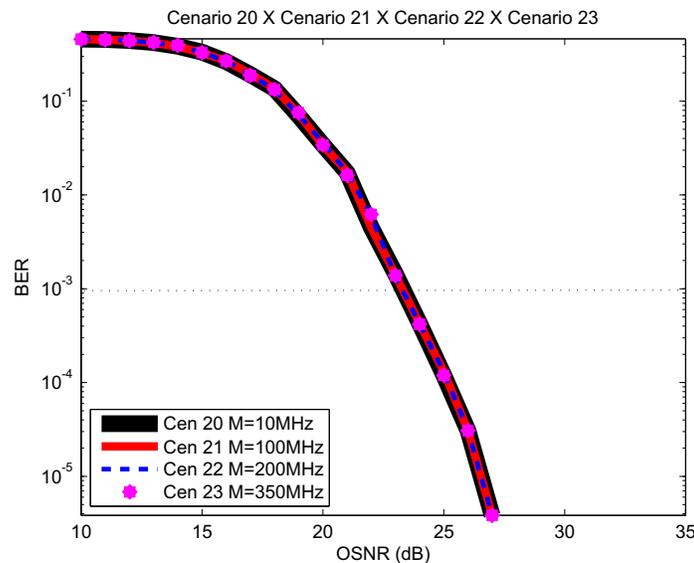


Figura 5.26: Curvas de BER para os Cenários 20, 21, 22 e 23.

Nota-se claramente nas Figuras 5.26 e 5.27 que o sistema opera de uma forma praticamente idêntica para todos os cenários com *mismatch* de até 1 GHz. Quando o *mismatch* é de 1.5 GHz o sistema opera satisfatoriamente, mas sua curva de desempenho apresenta pequena defasagem entre 15 dB e 19 dB de OSNR. Com *mismatch* de 1,7 GHz, o sistema esboça uma certa convergência, mas não funciona. Por último, para o Cenário 27, com 2 GHz de *mismatch* e taxa de 112 Gb/s, o sistema não funciona.

A Figura 5.28 apresenta os testes de *mismatches* para links ópticos com 100 km de comprimento, simulando os Cenários 19, 28, 29 e 30. O resultado, tal qual para os links de

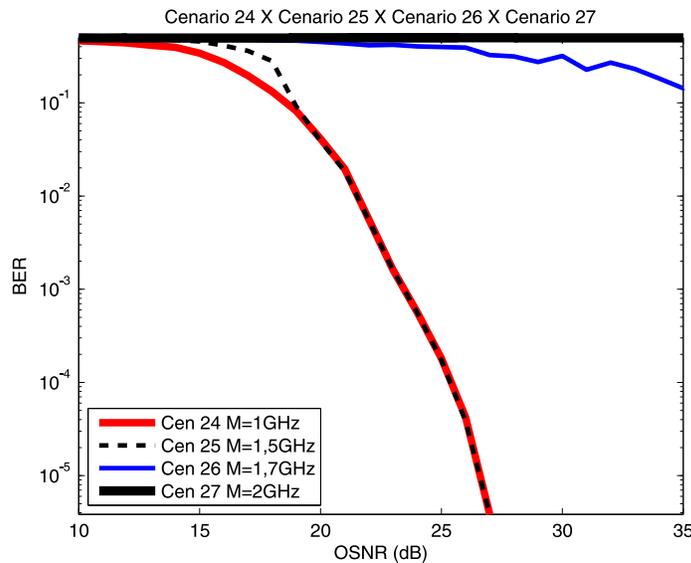


Figura 5.27: Curvas de BER para os Cenários 24, 25, 26 e 27.

30 km, é que o sistema corrige perfeitamente os *mismatches*, na taxa de 112 Gb/s, até o valor de 1,5 GHz.

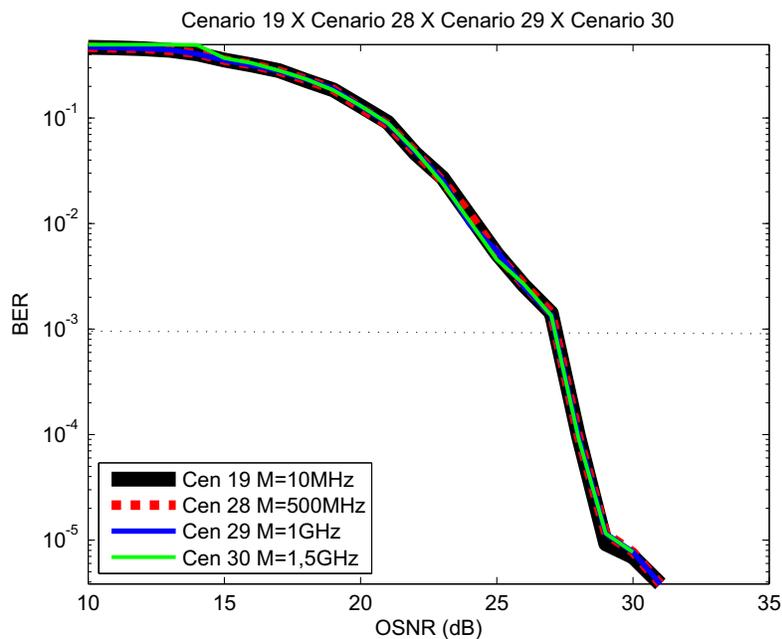


Figura 5.28: Curvas de BER para os Cenários 19, 28, 29, 30.

Finalmente, o terceiro teste aplicado na análise da capacidade de correção de *mismatch* de frequência mostra que a estrutura proposta realiza a correção sem prejuízo significativo de desempenho do sistema, aplicado aos cenários com enlaces de 100 km de fibra. A Figura 5.29 exibe a curva de BER para todos os pares de amostras para o Cenário 19 ( $M = 10$  MHz) versus Cenário 29 ( $M = 1,5$  GHz), enquanto a Figura 5.30 exibe a medida de BER bidimensional referente aos mesmo cenários, ambos na situação de OSNR de 30 dB. Recordando que os pontos

pretos na Figura 5.29 representam as amostras equidistantes.

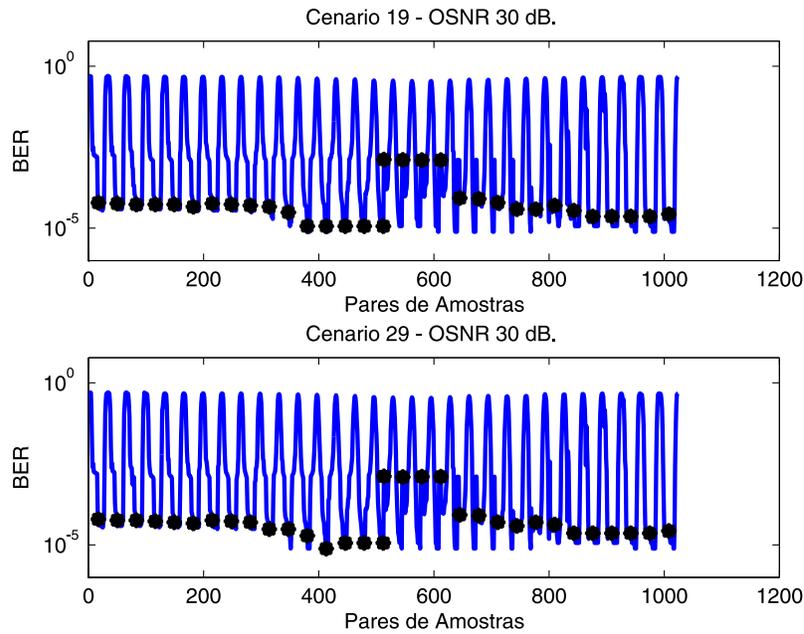


Figura 5.29: BER para todos os pares de amostras dos Cenários 19 e 29, com OSNR de 30 dB.

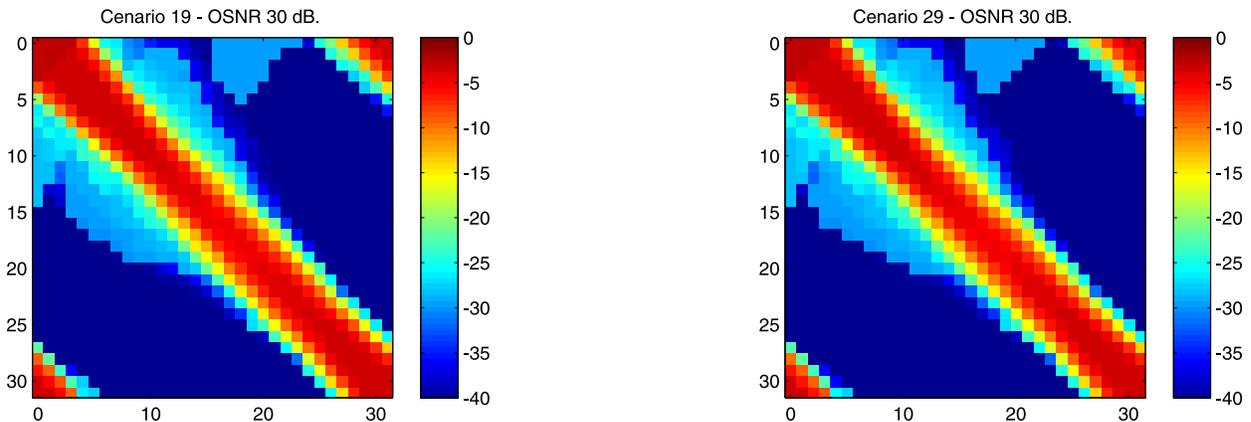


Figura 5.30: BER bidimensional para todos os pares de amostras dos Cenários 19 e 29, com OSNR de 30 dB.

## 5.5 Capacidade de correção de ruído de fase

Esta seção aborda a capacidade do sistema desenvolvido em corrigir desvios de fase. Este teste é importante não apenas para avaliar a capacidade de rastreamento do esquema que concatena as duas estruturas da Operação de Alinhamento, intercaladas pela correção do *mismatch* de frequência  $\phi$ , mas especialmente para validar a capacidade de rastreamento dos desvios de fase  $\theta$  quando o sistema funciona no segmento de dados. Este teste é decisivo para se

avaliar, além da concatenação das duas estruturas da Operação de Alinhamento, o desempenho da estrutura do “Conjugado Virtual”.

Para realização deste ensaio, foram simulados sete novos cenários. Como mostrado na Tabela 5.5, com exceção ao Cenário 36, os cenários são bastante degradados, com 100 km de fibra, CD, PMD, PDL, banda do filtro receptor otimizada e alto valor de *mismatch* de frequência. Estes cenários serão simulados juntamente com o Cenário 8, que apresenta características semelhantes, porém com o pequeno desvio de fase de 20 kHz. Neste caso, o valor de 20 kHz é oriundo da soma dos  $\Delta\nu$ s do laser transmissor e oscilador local, como explicitado no Seção 5.1. A Figura 5.31 a seguir expõe os resultados destas simulações por meio das curvas de BER em função da OSNR para os Cenários 8, 31, 32, 33, 34 e 35.

Cenário	Descrição
Cenário31	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=10GHz, M=100MHz, R.de Fase=3MHz
Cenário32	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=10GHz, M=100MHz, R.de Fase=3,5MHz
Cenário33	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=10GHz, M=100MHz, R.de Fase=4MHz
Cenário34	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=10GHz, M=100MHz, R. de Fase=5MHz
Cenário35	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=10GHz, M=100MHz, R.de Fase=10MHz
Cenário36	<i>Back-to-back</i> , B=10GHz, M=10MHz, R.de Fase=10MHz
Cenário37	100 km de fibra, CD, PMD, PDL=1dB, B=10GHz, M=500MHz, R.de Fase=5MHz

Tabela 5.5: Descrição das principais características dos Cenários 31 a 37 simulados.

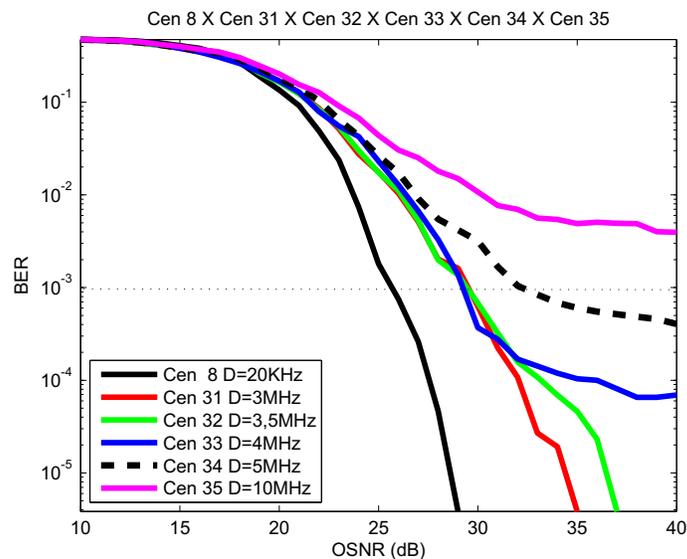


Figura 5.31: Curvas de BER para os Cenários 8, 31, 32, 33, 34 e 35.

Com base na Figura 5.31, pode-se concluir que, de maneira bastante satisfatória e atingindo taxas de erro de bit (BER) inferiores a  $10^{-5}$ , o sistema é capaz de corrigir ruídos de fase (devidos

principalmente ao laser *linewidth*) de até 3,5 MHz, o que é um resultado positivo. Pode-se dizer que, nas características apresentadas no sistema, este é o valor limite de correção de desvio de fase. Para desvios de 4 MHz e 5 MHz, exige-se maiores OSNR's e, mesmo assim, as taxas de erro atingidas são inferiores, apresentando os valores de  $10^{-4.3}$  e  $10^{-3.4}$ , respectivamente. De fato, constata-se que o receptor tem sua capacidade de detecção (sincronização e equalização) restringida quando se aumenta demasiadamente largura de linha do laser. A saturação na excursão da curva de BER em função da OSNR demonstra esse fato. O sistema deixa de ser limitado pelo ruído e passa a ser limitado pela largura de linha do laser.

Como os resultados exibidos na Figura 5.31 se referem a cenários bastante degradados (com CD, PDM e PDL bastante elevada) resolveu-se fazer comparações com cenários sem estas degradações, ou então, com considerável diminuição de PDL. A Figura 5.32 apresenta a comparação entre os Cenários 34 (100 km, PDL = 6 dB e D = 5 MHz), 35 (100 km, PDL = 6 dB e D = 10MHz), 36 (*back-to-back* e D = 10MHz) e 37 (100 km, PDL = 1 dB e D = 5 MHz). Constata-se nestes casos, novamente, que a restrição predominante na capacidade de detecção do receptor proposto não é a OSNR, nem mesmo a PDL, mas a largura de linha do laser que introduz ruído de fase em excesso. Este ruído de fase em excesso limita a capacidade de sincronização do receptor proposto.

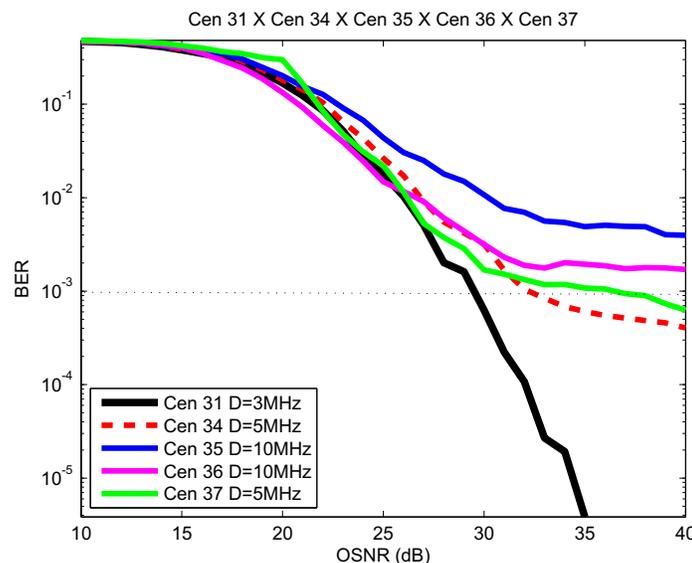


Figura 5.32: Curvas de BER para os Cenários 31, 34, 35, 36 e 37.

Analisando-se a Figura 5.32, pode-se notar que os Cenários 34 e 37 possuem desempenho bastante próximos, mesmo o Cenário 37 tendo a PDL reduzida de 6 para 1 dB em comparação ao Cenário 34. Isto indica que o efeito da PDL foi corrigido e que o fator limitante de desempenho foi realmente o desvio de fase de 5 MHz. Igualmente apresentado na Figura 5.32, os Cenários 35 e 36 também possuem aproximadamente o mesmo desempenho. Embora insatisfatórios, seus desempenhos são bastante próximos. É interessante perceber que o Cenário 36 é um cenário *back-to-back* (sem presença de CD, PMD ou PDL), enquanto o Cenário 35 é bem mais complexo (100 km, PDL = 6 dB e D = 10 MHz). Assim, concluí-se que as degradações de CD, PMD e PDL do Cenário 37 forma mitigadas, de forma que em ambos os Cenários 35 e 36 a degradação

limitante foi o ruído de fase acima da capacidade de correção do sistema proposto quando operando em 112 Gb/s.

## 5.6 Análise de convergência

Esta seção tem por objetivo ilustrar a eficiente convergência do sistema desenvolvido, bem como, a possibilidade de se utilizar um tamanho consideravelmente reduzido de preâmbulo 4-PSK a ser transmitido antes do segmento de dados, onde símbolos 16-QAM aleatórios são transmitidos. Em todos os cenários simulados, a convergência deu-se de forma relativamente rápida e eficiente. É importante informar que a convergência dependerá do valor utilizado para o passo de adaptação  $\mu$  do equalizador radial. Inclusive, há a possibilidade (e esta possibilidade foi testada e os resultados foram satisfatórios) de se operar com dois valores de  $\mu$ 's, sendo um para o período de preâmbulo e outro para o período de dados. Em linhas gerais, o passo de adaptação  $\mu$  foi fixado em valores próximos de  $1 \times 10^{-3}$ , percebendo-se que, mesmo para os cenários mais degradados (com elevados valores de *mismatch* de frequência, links de 100 km de fibra, CD, PMD, PDL etc), seu limitante inferior para convergência foi de  $\mu$  igual a  $0,7 \times 10^{-3}$ . Nesta seção especificamente, para todas as suas simulações, o  $\mu$  utilizado foi de  $1 \times 10^{-3}$ .

Para evidenciar a convergência do sistema, serão apresentados inicialmente alguns resultados de convergência relativos ao Cenário 8 (100 km de fibra, CD, PMD, PDL = 6 dB, B = 10 GHz, M = 100 MHz,  $\Delta\nu = 10$  kHz) com OSNR de 28 dB. O primeiro critério para se analisar a convergência é apresentado na Figura 5.33 e refere-se ao erro da saída do equalizador radial, combinado para as polarizações horizontal e vertical. Considerar o erro combinado das duas polarizações leva em conta a informação que é verdadeiramente relevante. Em outras palavras, de nada adianta se obter um alto desempenho em uma das polarizações se a outra, por exemplo, divergir. Pela análise visual do erro em regime, exposto na Figura 5.33, percebe-se que o comprimento mínimo do preâmbulo necessário para a estabilização do sistema é de, aproximadamente, 4.000 símbolos. Este valor é bastante satisfatório, especialmente considerando-se um cenário de 100 km de fibra, repleto de degradações e sem equalizadores no domínio óptico para mitigar a maior parcela de CD. É importante destacar nos resultados apresentados os dois níveis distintos de *error floor*. Observa-se que o *error floor* logo após a convergência é menor do que em regime. Isto ocorre porque utiliza-se o erro quadrático médio de decisão. O processo de convergência é inicialmente regido por um sinal QPSK (preâmbulo) e, em regime, o processo passa a ser regido por um sinal 16-QAM com mesma potência média do sinal QPSK. Mesmo com *error floor* ligeiramente maior, conforme esperado, observa-se que o receptor mantém o rastreamento de frequência baseado na estrutura da Operação de Alinhamento, alimentada pela técnica do conjugado virtual, gerados a partir da Constelação 16-QAM.

A Figura 5.34, exibida a seguir, corresponde ao mesmo erro apresentado na Figura 5.30, porém com seu valor dado em dB.

As próximas duas figuras, 5.35 e 5.36, são bastante significativas. A Figura 5.35 exhibe o

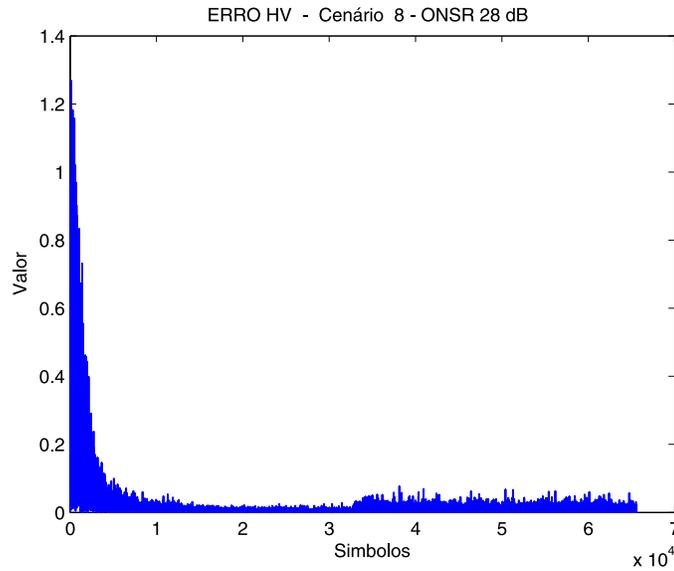


Figura 5.33: Erro combinado das polarizações horizontal e vertical para Cenário 8 e OSNR de 28 dB.

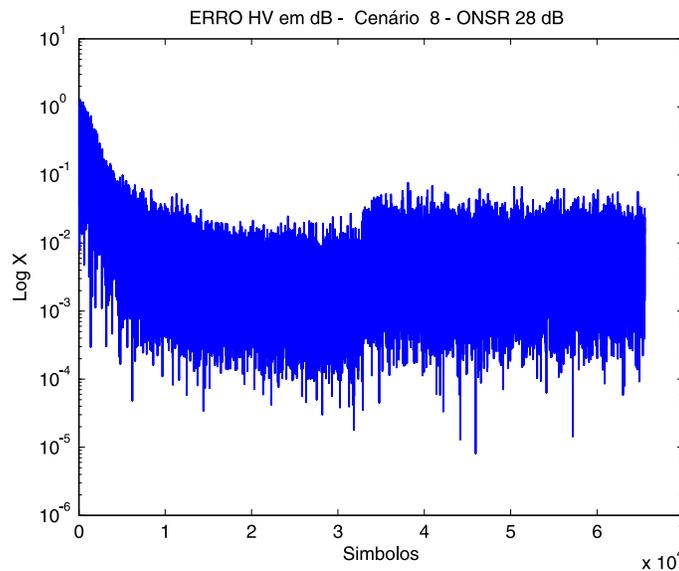


Figura 5.34: Erro combinado das polarizações horizontal e vertical para Cenário 8 e OSNR de 28 dB.

comportamento do desvio de frequência  $\phi$  estimado em cada polarização e combinado para facilitar sua representação. Percebe-se que, durante o segmento de preâmbulo,  $\phi$  é estimado de forma dinâmica e, quando da comutação para o segmento de dados seu valor é fixado na média do vetor dos valores estimados até que um novo preâmbulo seja detectado. Analisando-se o valor fixado de  $\phi$ , verifica-se que o mesmo é de  $-0,0448$  rad/s. Este valor é exatamente o valor esperado, dado que, conforme a descrição do Cenário 8, seu *mismatch* de frequência é de 100 MHz e o sistema opera na taxa de 14 GBaud. Logo, o valor exato de  $\phi$  é

$$\phi = 2\pi \times \Delta f \times T_s = 2\pi \times 100 \times 10^6 \times \frac{1}{14 \times 10^9} = 0,044879895051283. \quad (5.1)$$

O sinal do valor do *mismatch* está associado ao sentido de rotação.

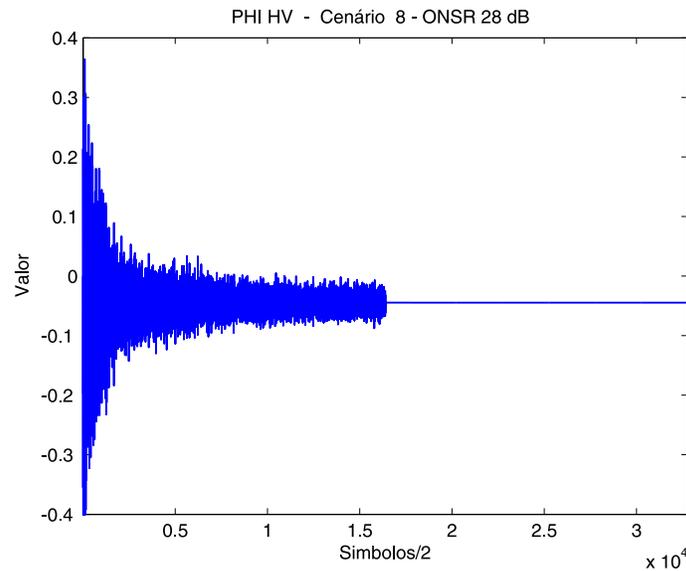


Figura 5.35: Correção de *mismatch* de frequência o Cenário 8 e OSNR de 28 dB.

A Figura 5.36, por sua vez, mostra a estimação do desvio de fase  $\theta$ . É possível notar que, durante a transmissão do preâmbulo, a variância do sinal é menor do que durante o segmento de dados, onde o desvio  $\theta$  é estimado pela estrutura do conjugado virtual.

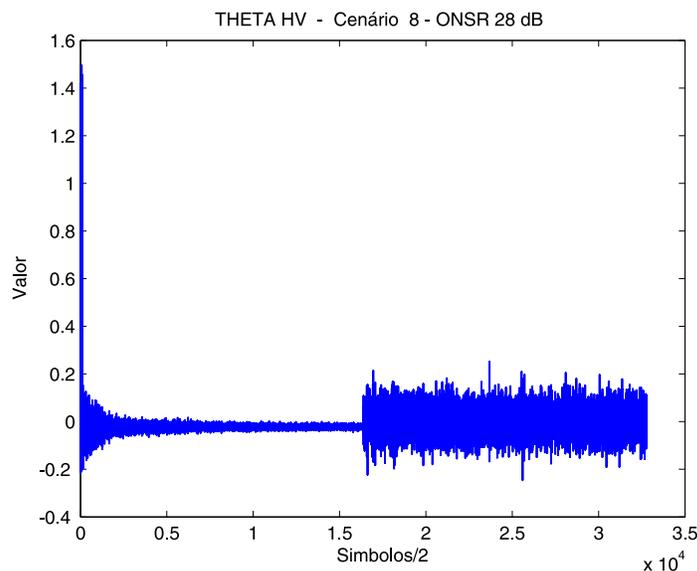


Figura 5.36: Correção de desvio de fase para o Cenário 8 e OSNR de 28 dB.

Outros parâmetros que possibilitam observar a convergência do sistema são mostrados na Figura 5.37. Tratam-se dos coeficientes do filtro direto da estrutura *butterfly* aplicada à equalização radial e à separação de polarização. Nessa figura, um quadro equivale a 256

símbolos. Apesar de, aparentemente, a figura poder sugerir lentidão na estabilização, na verdade, a flutuação e adaptação dos coeficientes referem-se ao rastreamento dos sinais. Esta hipótese é comprovada pela análise do erro de saída do equalizador. Caso a convergência não tivesse ocorrido, o erro de saída do equalizador não teria convergido.

Finalmente, as Figuras 5.38 e 5.39 apresentam a evolução da projeção da constelação ao longo do tempo, isto é, a evolução das componentes do sinal equalizado e corrigido em frequência e fase. Enquanto a Figura 5.38 exibe a evolução de uma das componentes de fase e quadratura de uma polarização, a Figura 5.39 exibe as quatro componentes na mesma imagem. Especialmente na Figura 5.38, percebe-se, novamente, que a convergência do sistema ocorreu nos primeiros 4.000 símbolos.

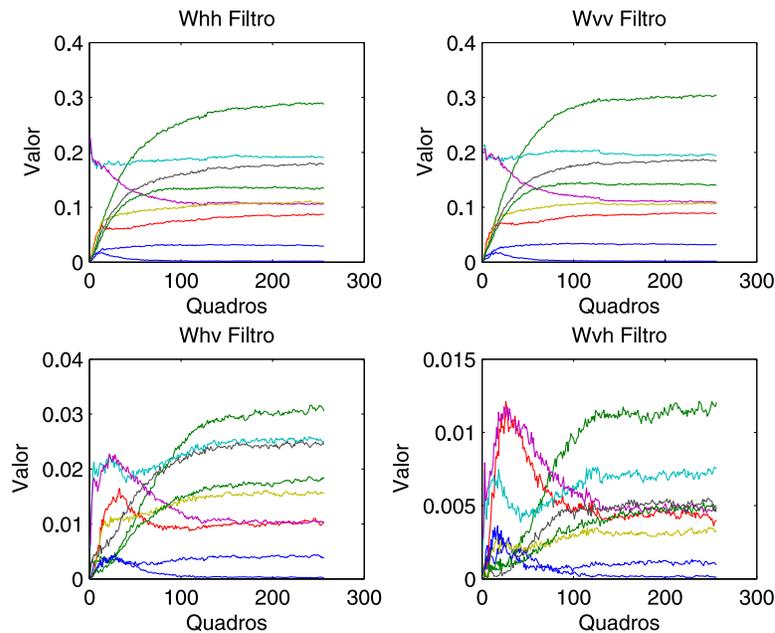


Figura 5.37: Coeficientes da estrutura butterfly do equalizador para o Cenário 8 e OSNR de 28 dB.

Uma vez apresentadas as formas de análise de convergência adotadas, pode-se expandir estas análises para outros cenários, além do Cenário 8 já demonstrado. Também, pode-se concentrar os estudos em determinados parâmetros, como, por exemplo, a convergência de erro, de  $\theta$  ou de  $\phi$  etc. A primeira destas comparações específicas a ser realizada é quanto à convergência dos Cenários 6 e 14, utilizando-se OSNR de 28 dB. Ambos os cenários apresentam 30 km de fibra, CD, PMD, PDL de 6 dB, baixo ruído de fase e *mismatch* de frequência de 10 MHz. O único parâmetro que diferencia estes cenários é que, enquanto o Cenário 6 apresenta elevada banda passante do filtro gaussiano óptico do receptor (224 GHz), o Cenário 14 apresenta esta banda otimizada ( $B = 10$  GHz). A Figura 5.40 apresenta a convergência dos coeficientes do equalizador *butterfly* para o Cenário 6 e a Figura 5.41 para o Cenário 14.

Com base nas Figuras 5.40 e 5.41 percebe-se que o Cenário 6 apresentam tempo de convergência menor do que o Cenário 14. Continuando a comparação entre estes dois cenários,

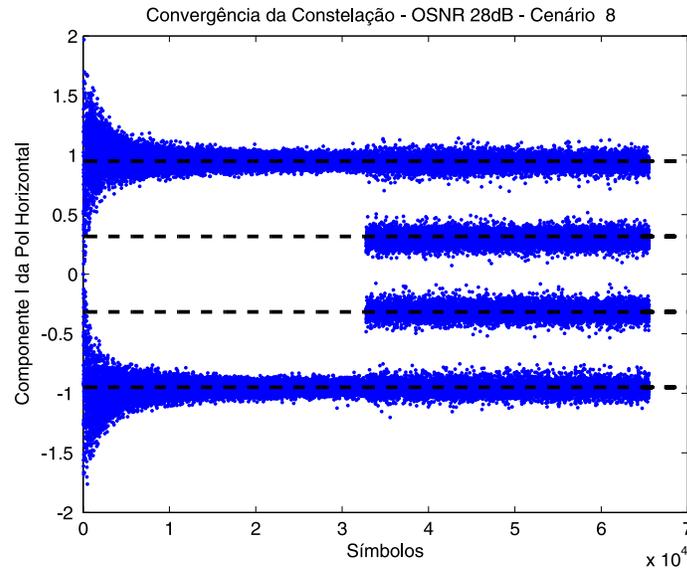


Figura 5.38: Evolução de uma componente do sinal equalizado para o Cenário 8 com OSNR de 28 dB.

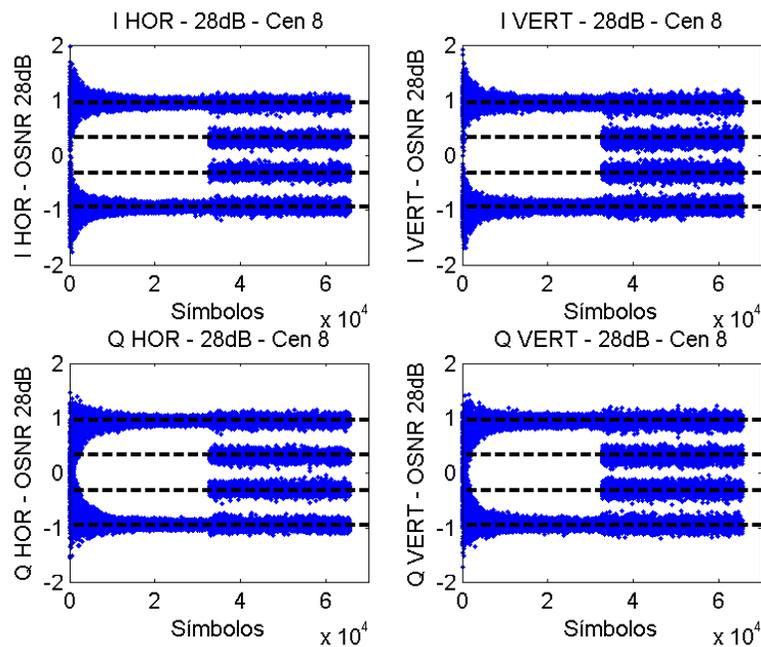


Figura 5.39: Evolução das quatro componentes do sinal equalizado para o Cenário 8 com OSNR de 28 dB.

a Figura 5.42 exibe os erros combinados, a Figura 5.43 os desvios de fase  $\theta$  e a Figura 5.44 as evoluções temporais das constelações, todas para os dois cenários.

Novamente, as Figuras 5.42, 5.43 e 5.44 comprovam que o Cenário 6 apresenta tempo de convergência inferior ao Cenário 14. Pela curva de erro (Figura 5.42), observamos que, enquanto o Cenário 6 necessita de aproximadamente 5.000 símbolos para atingir uma estabilidade aceitável, o Cenário 14 atinge em torno de 2.000 símbolos. É pertinente destacar, no entanto, como

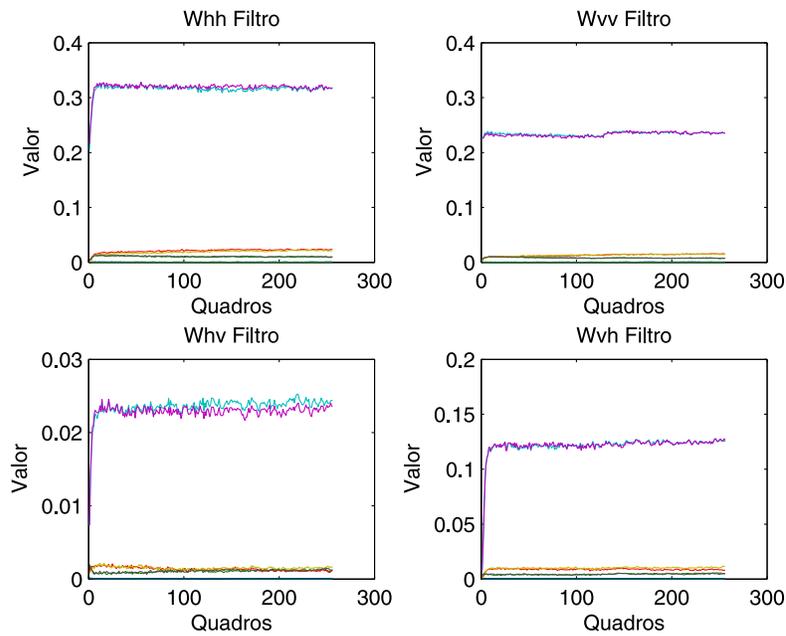


Figura 5.40: Evolução temporal dos coeficientes da estrutura Butterfly para o Cenário 6 com OSNR de 28 dB.

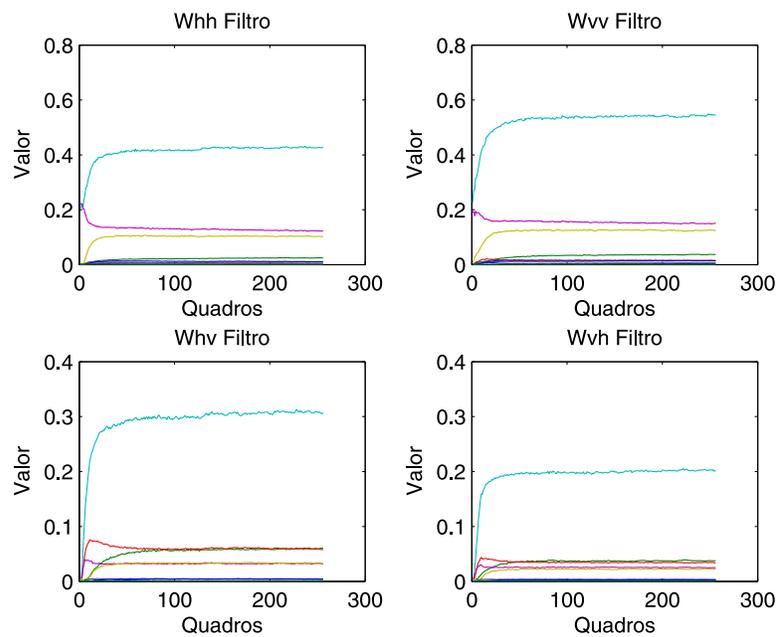


Figura 5.41: Evolução temporal dos coeficientes da estrutura Butterfly para o Cenário 14 com OSNR de 28 dB.

mostrado por meio da Figura 5.13, que o Cenário 14, por possuir seu filtro gaussiano óptico otimizado, possui melhor desempenho do que o Cenário 6.

Uma próxima análise que se refere a convergência do sistema é feita comparando-se cenários com diferentes *mismatches* de frequência. Para isso, adotou-se os Cenários 28 e 29 já apresentados anteriormente. Ambos os cenários apresentam 100 km de fibra, CD, PMD, PDL de 6

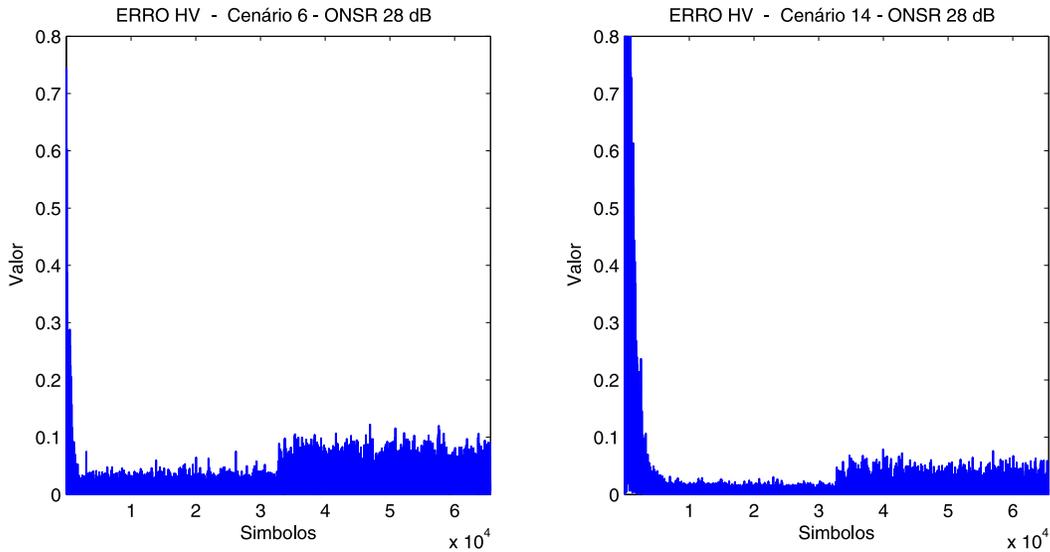


Figura 5.42: Sinal de erro da saída do equalizador para os Cenários 6 e 14 com OSNR de 28 dB.

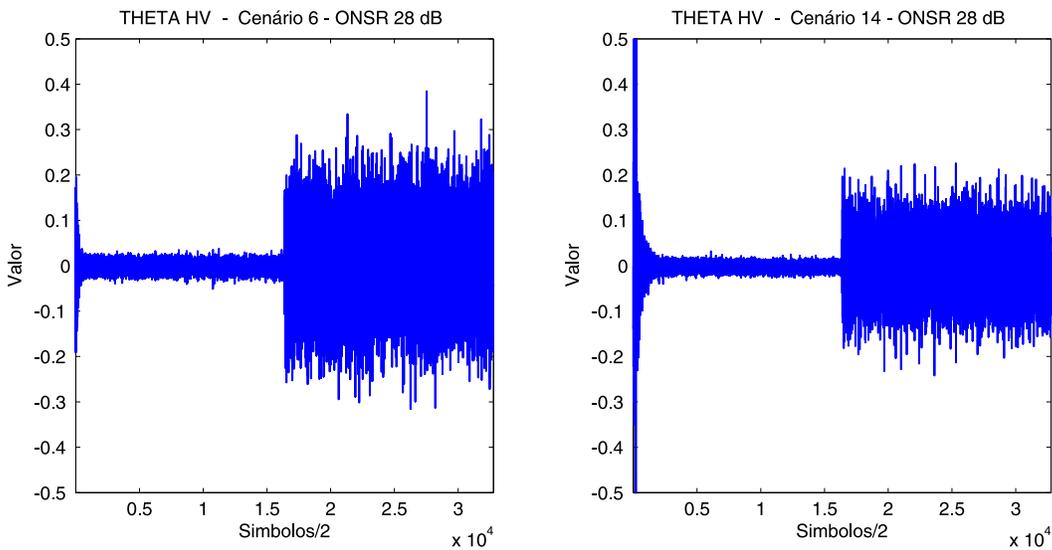


Figura 5.43: Correção de desvio de fase para os Cenários 6 e 14 com OSNR de 28 dB.

dB e pequena largura espectral de laser, diferenciando-se pelo *mismatch* de frequência de 500 MHz ou 1GHz. As Figuras 5.45, 5.46 e 5.47 demonstram as comparações entre os cenários, apresentando, respectivamente, o erro, o *mismatch* de frequência  $\phi$ , o desvio  $\theta$  e a evolução temporal de uma das componentes da constelação. Como pode ser observado, não há diferença significativa entre os cenários no que se refere ao tempo de convergência. Em termos de BER, como mostrado anteriormente na Figura 5.28, os cenários tem desempenho similares. Assim, pode-se concluir que, em termos de tempo de convergência, o *mismatch* de frequência não é um fator determinante.

A análise seguinte, refere-se a convergência do sistema, comparando-se cenários com dife-

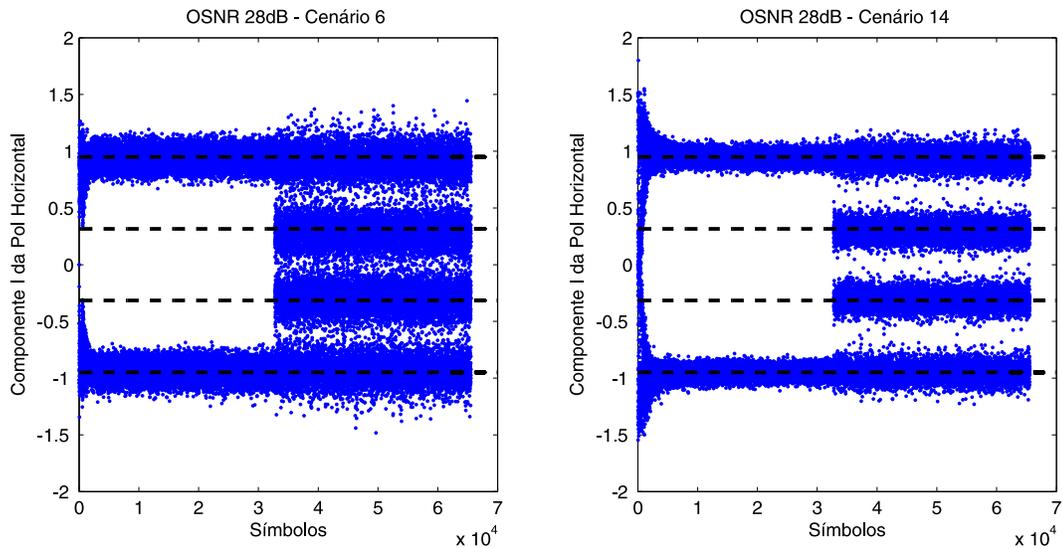


Figura 5.44: Evolução temporal de uma componente da constelação para os Cenários 6 e 14 com OSNR de 28 dB.

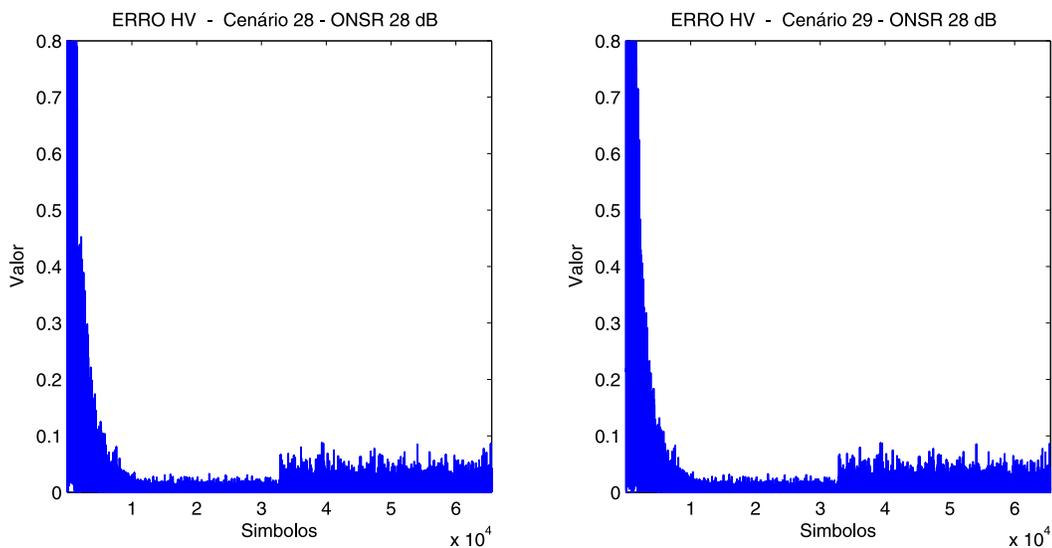


Figura 5.45: Sinal de erro da saída do equalizador para os Cenários 28 e 29 com OSNR de 28 dB.

rentes ruídos de fase. Para isso, considerou-se os Cenários 8 e 31. Conforme já introduzido, estes cenários apresentam 100 km de fibra, CD, PMD, PDL = 6 dB,  $B = 10$  MHz, *mismatch* de frequência de 100 MHz e se diferenciam por apresentarem ruído de fase de 20 kHz ou 3 MHz. As Figuras 5.49, 5.50, 5.51 e 5.52 exibem as comparações entre ambos quanto ao erro, *mismatch* de frequência  $\phi$ , *mismatch* de fase  $\theta$  e evolução temporal de uma componente da constelação, respectivamente.

Novamente, tal qual no caso do *mismatch* de frequência, percebe-se que as diferenças entre os Cenários 8 e 31, distintos entre si unicamente pela intensidade do ruído de fase, no que se

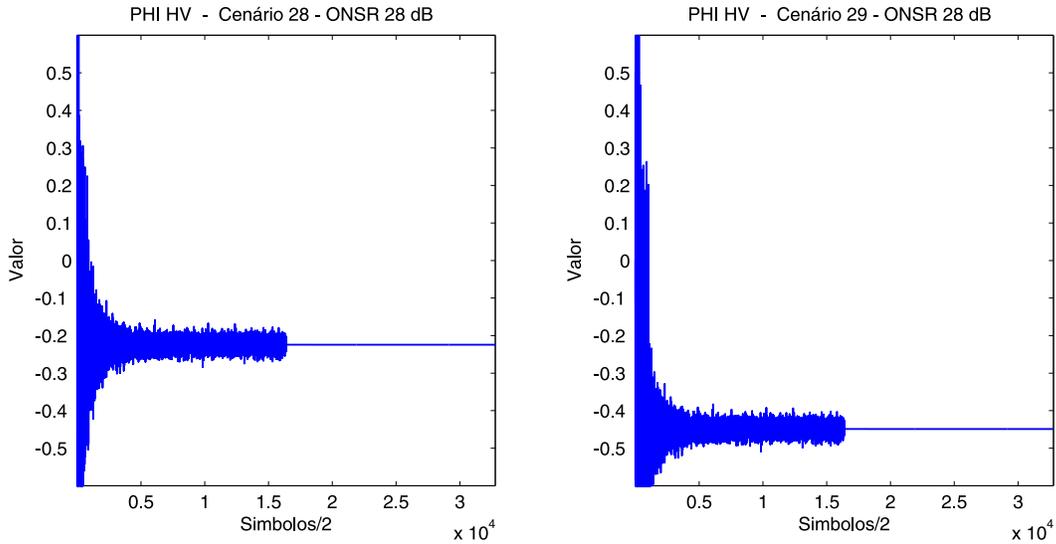


Figura 5.46: Correção de *mismatch* de frequência para os Cenários 28 e 29 com OSNR de 28 dB.

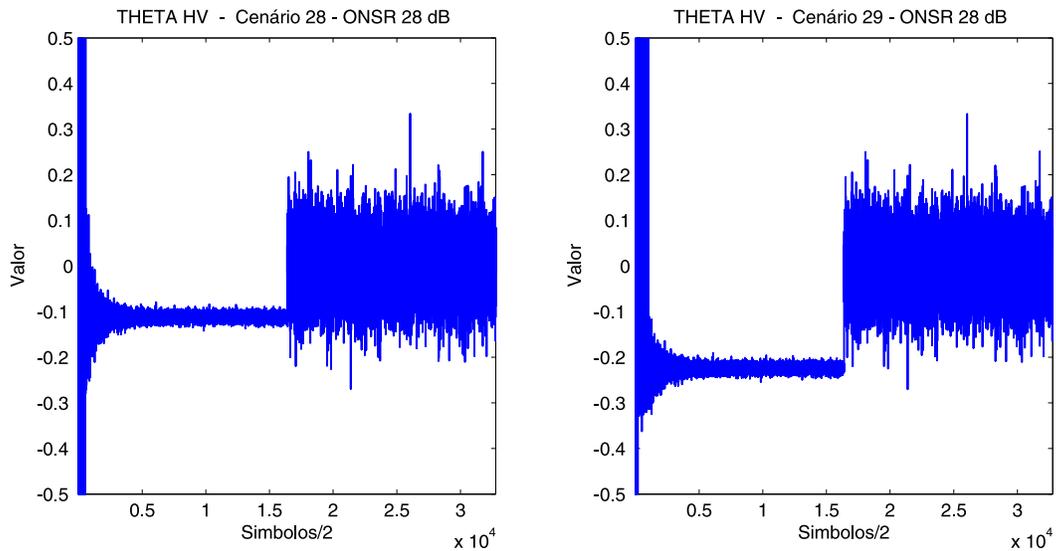


Figura 5.47: Correção de desvio de fase para os Cenários 28 e 29 com OSNR de 28 dB.

refere à convergência, foram insignificantes.

Finalmente, a última análise a ser feita avaliando a convergência do sistema concerne a cenários com iguais parâmetros, mas que diferenciem-se pelo comprimento do enlace. Para isso, tomaram-se os Cenários 16 e 20. Esses cenários apresentam CD, PMD, banda do filtro gaussiano receptor otimizada, pequena largura de linha dos lasers, *mismatch* de frequência de 10 MHz e diferenciam-se apenas pelo primeiro possuir 100 km de fibra e o segundo 30 km. As Figuras 5.53, 5.54 e 5.55 mostram, respectivamente, as comparações entre os dois cenários em termos da correção do *mismatch* de frequência  $\phi$ , correção do desvio de fase  $\theta$  e da evolução temporal de uma componente da constelação.

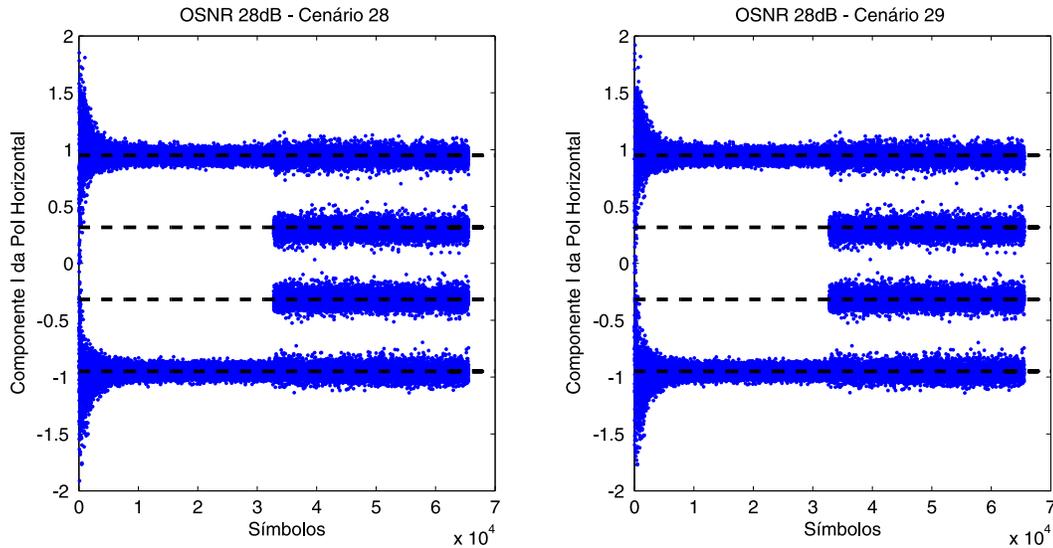


Figura 5.48: Evolução temporal de uma componente da constelação para os Cenários 28 e 29 com OSNR de 28 dB.

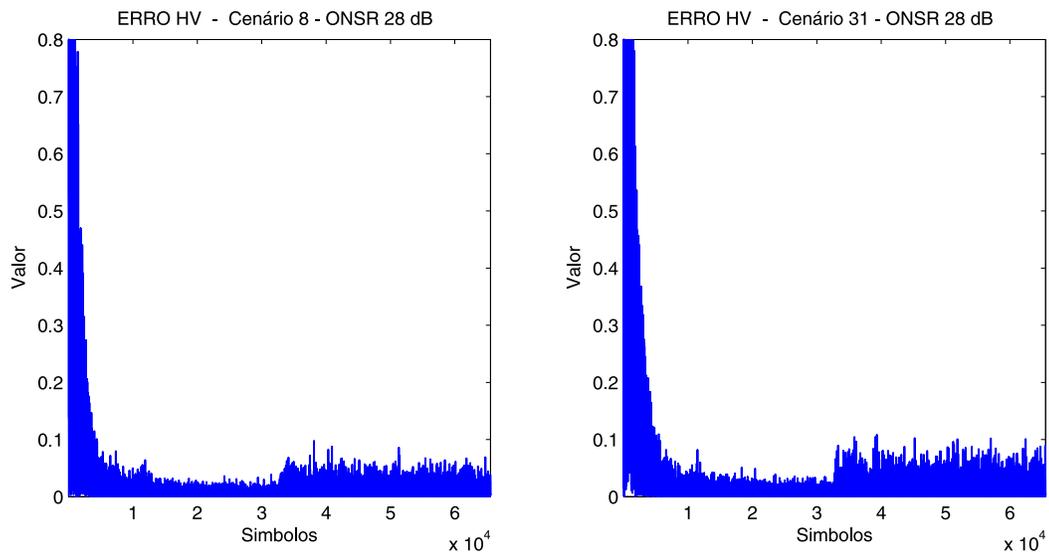


Figura 5.49: Sinal de erro da saída do equalizador para os Cenários 8 e 31 com OSNR de 28 dB.

Como pode ser observado nas Figuras 5.53, 5.54 e 5.55, o Cenário 16 (100 km) apresenta maior tempo de convergência do que o Cenário 20 (30 km). Com base na constelação e no parâmetro de fase  $\theta$ , o Cenário 16 necessita de aproximadamente 3.000 símbolos para convergência, enquanto o Cenário 20 necessita de algo em torno de 1600. Também, em termos do parâmetro de correção de frequência  $\phi$ , o Cenário 16 precisa em torno de 2200 símbolos para convergir e o Cenário 20 de 1200símbolos. Em suma, vê-se que o comprimento do enlace aumenta a complexidade do canal, aumentando o tempo de convergência do sistema.

A seguir, a Figura 5.56 exhibe os coeficientes do filtro equalizador da estrutura *butterfly* para

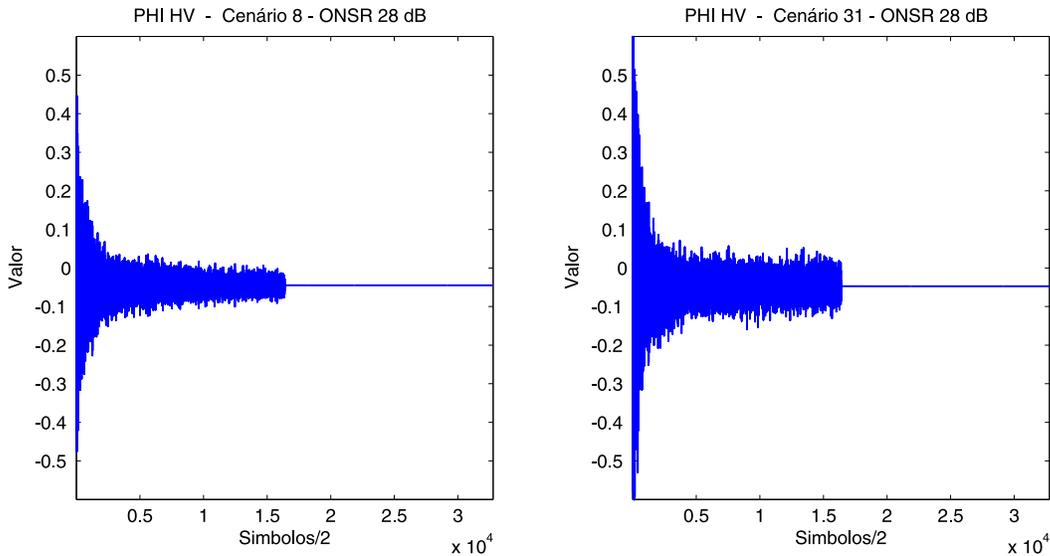


Figura 5.50: Correção de *mismatch* de frequência para os Cenários 8 e 31 com OSNR de 28 dB.

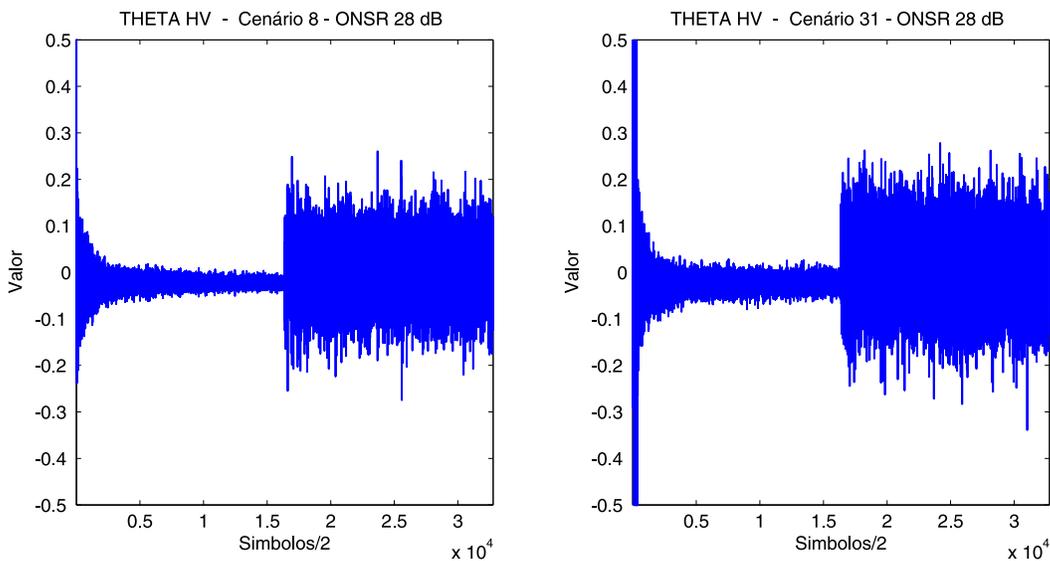


Figura 5.51: Correção de desvio de fase para os Cenários 8 e 31 com OSNR de 28 dB.

o Cenário 16 (100 km) enquanto a Figura 5.57 expõe o mesmo para o Cenário 20 (30 km), ambas para OSNR de 28 dB. Mais uma vez, é apresentado como o aumento do comprimento do enlace amplia a complexidade do canal e, desta forma, o tempo de convergência do sistema. Esta constatação - de aumento do tempo de convergência, bem como do aumento da complexidade do canal - pode ser percebida, principalmente, no exame visual dos coeficientes “cruzados” da estrutura *butterfly*  $W_{hv}$  e  $W_{vh}$ .

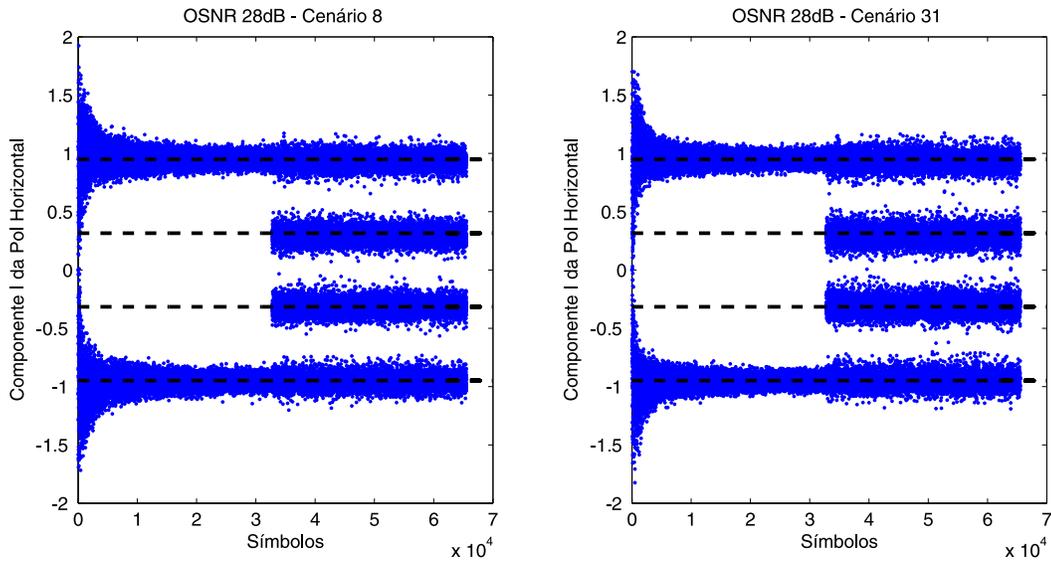


Figura 5.52: Evolução temporal de uma componente da constelação para os Cenários 8 e 31 com OSNR de 28 dB.

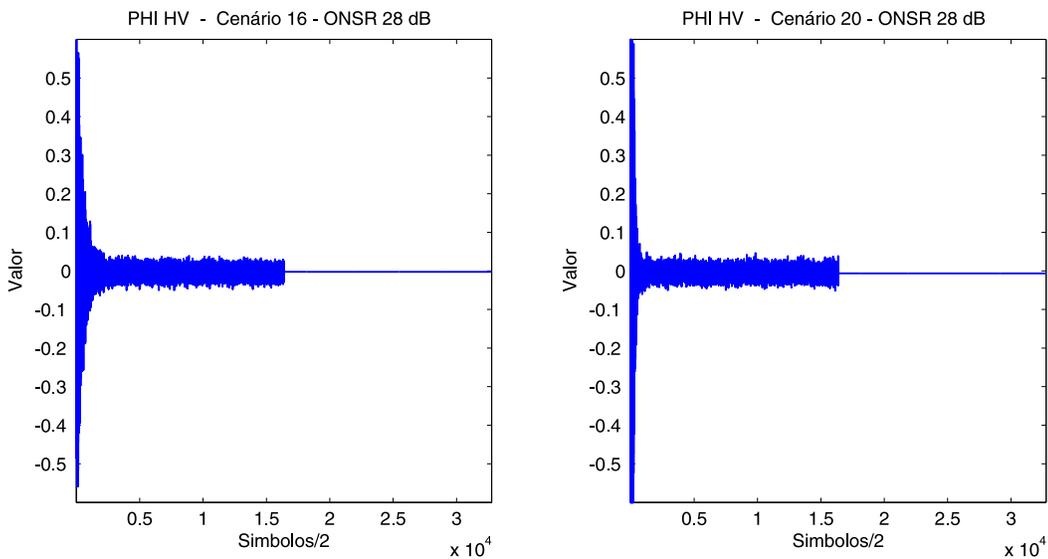


Figura 5.53: Correção de *mismatch* de frequência para os Cenários 16 e 20 com OSNR de 28 dB.

## 5.7 Relevância da modulação 4-PSK no segmento de preâmbulo e outros resultados pertinentes

Esta seção do capítulo de resultados trata de três tópicos distintos. O primeiro deles tem como objetivo apresentar graficamente e de forma sequencial, por meio da visualização de sua constelação, a evolução do sinal recebido a cada etapa, bem como sua recuperação. O segundo consiste num experimento que demonstra a importância da utilização da modulação 4-PSK empregada ao sinal durante o segmento de preâmbulo. Finalmente, o terceiro ponto refere-se à apresentação de resultados finais de cenários realísticos que possam ser tomados como os

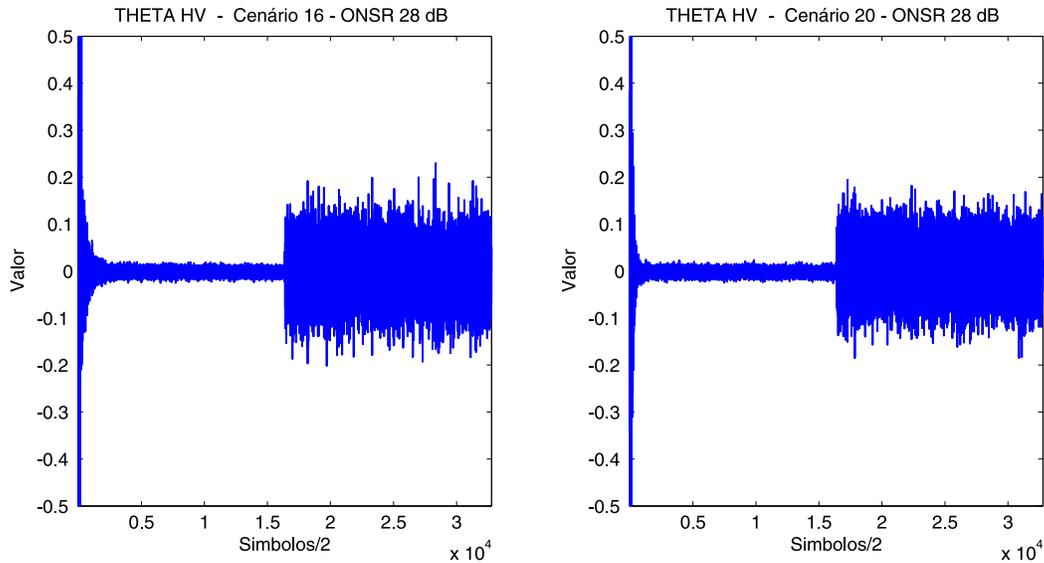


Figura 5.54: Correção de desvio de Fase para os Cenários 16 e 20 com OSNR de 28 dB.

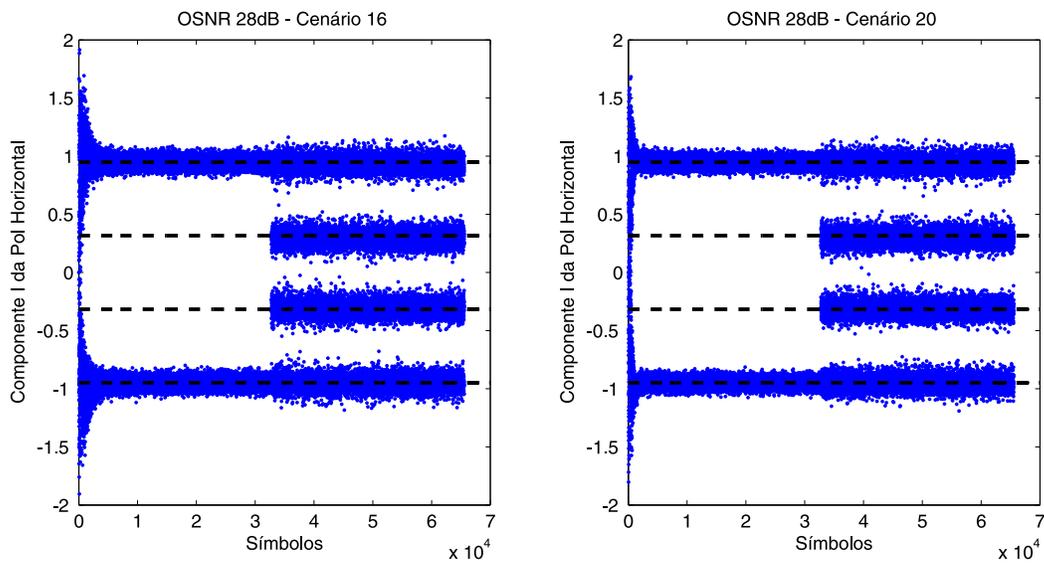


Figura 5.55: Evolução temporal de uma componente da constelação para os Cenários 16 e 20 com OSNR de 28 dB.

resultados finais obtidos pelo trabalho proposto.

### 5.7.1 Evolução e Recuperação do Sinal Recebido

A estrutura de recuperação do sinal recebido, como explicitado no Capítulo 3, sempre consistiu na recepção, correção automática de ganho, equalização radial e separação de fontes, estimação e correção de desvios de frequência  $\phi$  e correção de desvios de fase  $\theta$ . Assim, a Figura 5.58 apresenta estes passos para o Cenário 2, com OSNR de 30 dB, quando a transmissão ainda se encontra no segmento de preâmbulo. Durante esse segmento, a modulação utilizada é 4-PSK e as estimativas de  $\phi$  e  $\theta$  são feitas por meio da aplicação do método de sincronização da Operação

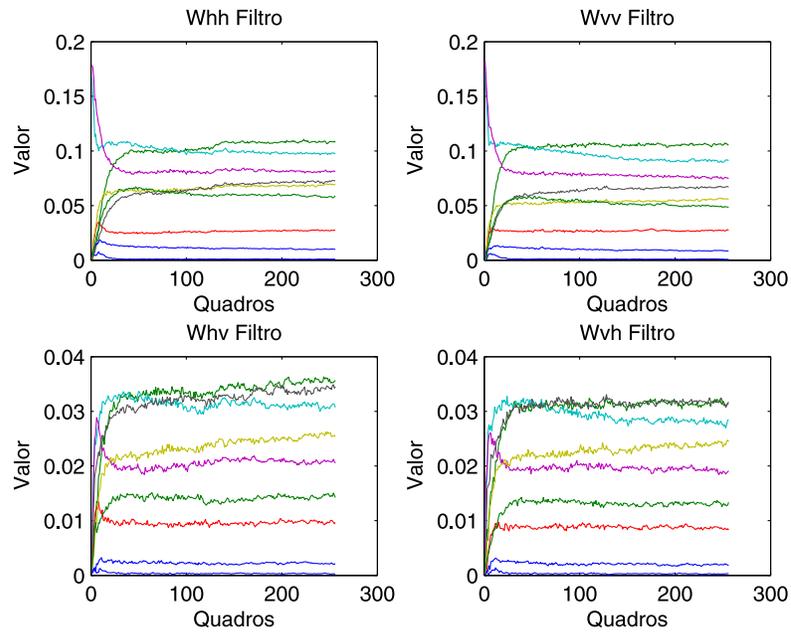


Figura 5.56: Evolução temporal dos coeficientes da estrutura Butterfly para o Cenário 16 com OSNR de 28 dB.

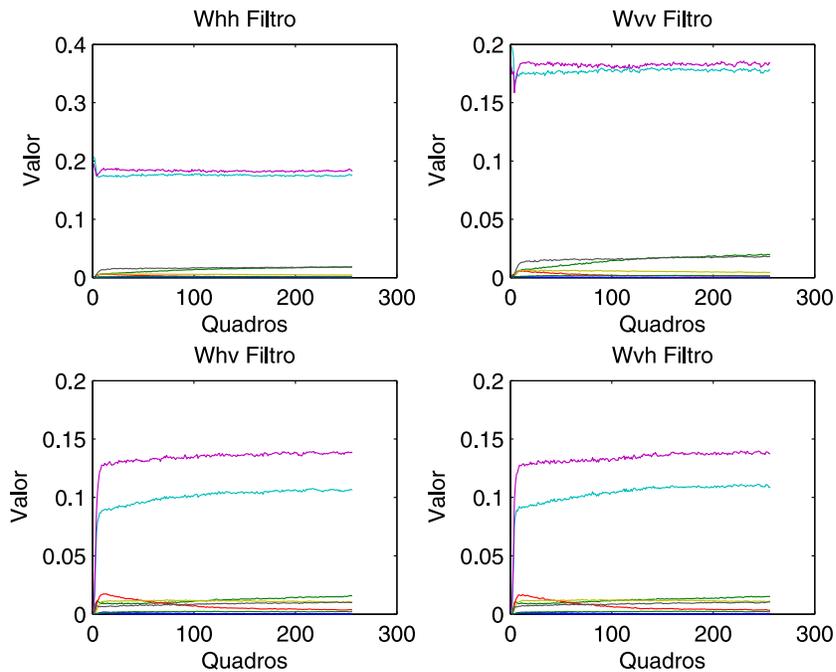


Figura 5.57: Evolução temporal dos coeficientes da estrutura Butterfly para o Cenário 20 com OSNR de 28 dB.

de Alinhamento, que, neste caso, emprega a estrutura de pares conjugados do preâmbulo. Em seguida, a Figura 5.59 apresenta o mesmo cenário quando a transmissão se encontra no segmento de dados. No segmento de dados, a modulação utilizada é 16-QAM e a estimação de  $\phi$  é feita pela média das estimações passadas e a estimação de  $\theta$  é realizada pela técnica da Operação de Alinhamento alimentada por pares virtualmente conjugados. Como conhecido, o Cenário

2 refere-se a uma topologia *back-to-back*, apenas com *mismatch* de frequência e é apresentado como referência.

Os resultados são apresentados para ambas as polarizações horizontal e vertical, tomados em quatro pontos da cadeia de processamento: (a) porta de entrada do equalizador; (b) após equalização de amplitude; (c) após sincronização de frequência; e (d) após correção de fase. Para todos os resultados apresentados, observa-se o efeito da cadeia de processamento na detecção bem sucedida do sinal transmitido.

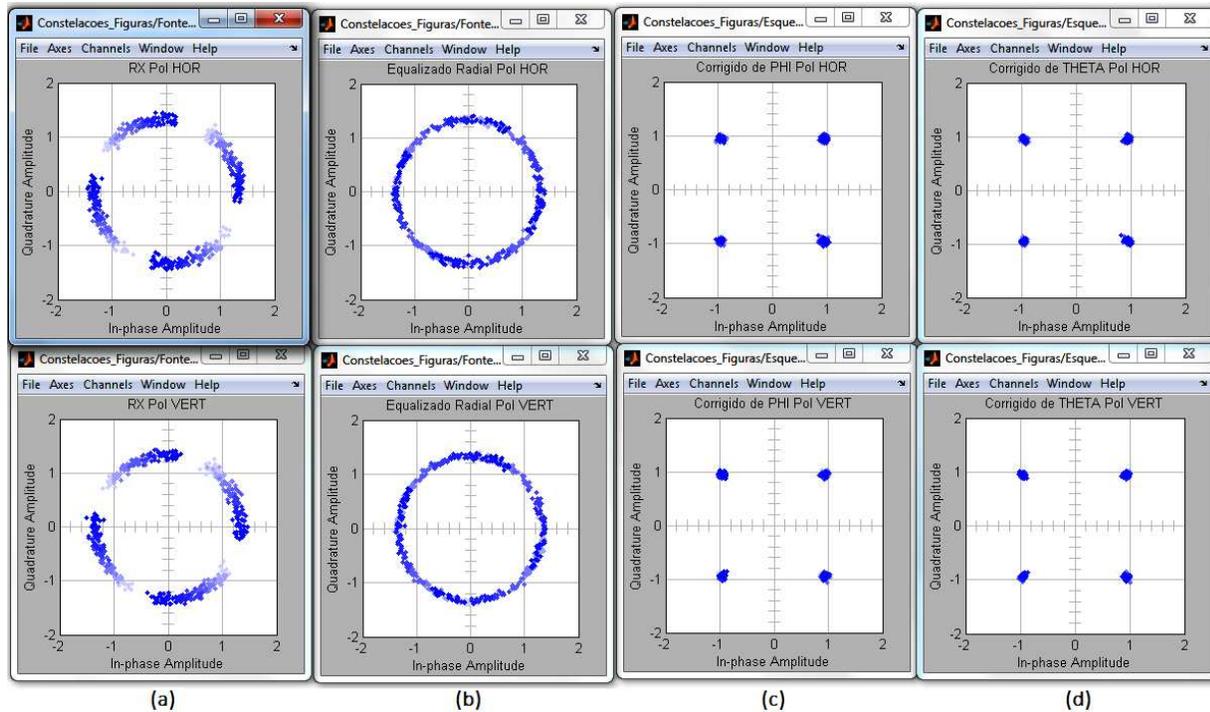


Figura 5.58: Etapas de recepção, equalização, correção de *mismatch* de frequência e correção de *mismatch* de fase, para Cenário 2 e OSNR de 30 dB durante segmento de préambulo.

Tanto na Figura 5.58, quanto na Figura 5.59, em (a), é possível ver que o sinal recebido sofre apenas pequenas degradações, além do *mismatch* de frequência. O *mismatch* de frequência faz com que a constelação recebida fique girando. Em (b), percebe-se o efeito da equalização radial. Em (c), percebe-se as constelações corrigidas pela estimativa de desvio de frequência  $\theta$ . Por fim, em (d) as figuras exibem a constelação corrigida também dos desvios de fase.

A seguir, as Figuras 5.60 e 5.61 exibem as constelações durante os passos de recuperação do sinal quando o cenário empregado é o Cenário 16. Respectivamente, estas figuras mostram o segmento de préambulo e de dados da transmissão. O Cenário 16, como informado na Tabela 5.3, apresenta 100 km de fibra, *mismatch* de frequência, ruído de fase, CD e PMD. De fato, acompanhando a sequência das imagens da constelação ao longo da cadeia de processamento é possível perceber claramente cada etapa de seu processamento: recepção (a), equalização (b), correção de desvios de frequência (c) e, finalmente, de desvios de fase (d).

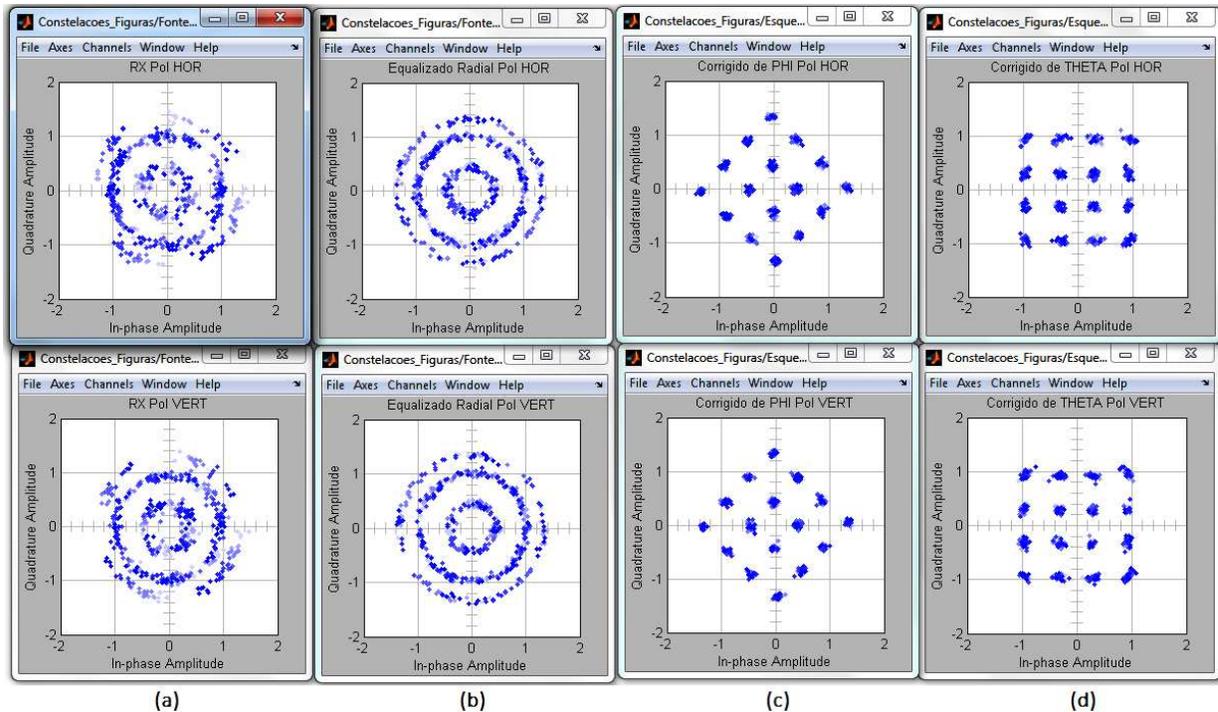


Figura 5.59: Etapas de recepção, equalização, correção de *mismatch* de frequência e correção de *mismatch* de fase, para Cenário 2 e OSNR de 30 dB durante segmento de dados.

### 5.7.2 A importância da modulação 4-PSK para o preâmbulo

Neste instante, um considerável teste é apresentado, cujo objetivo é ratificar a relevância do modelo de preâmbulo sobre modulação 4-PSK. Para este teste, foram selecionados o Cenário 17 (100 km de fibra, CD, PMD,  $B = 12$  GHz,  $\Delta\nu = 10$  kHz,  $M = 100$  MHz) e o Cenário 18 (100 km de fibra, CD, PMD, PDL de 6 dB,  $B = 12$  GHz,  $\Delta\nu = 10$  kHz,  $M = 10$  MHz), de tal forma a se obterem dois cenários considerados complicados, um com PDL muito elevada (6 dB) e outro sem PDL. Porém, tanto o Cenário 17 quanto o Cenário 18 foram simulados duas vezes: uma primeira vez na sua forma original (com segmento de preâmbulo com modulação 4-PSK e segmento de dados com modulação 16-QAM) e, posteriormente, com preâmbulo e dados modulados em 16-QAM. A Figura 5.62 demonstra que o formato de pares conjugados 4-PSK do preâmbulo opera de modo mais efetivo que um preâmbulo 16-QAM. Este resultado é um reflexo direto da maior separação entre os símbolos 4-PSK quando se utiliza mesma potência média que o 16-QAM, o que torna o sistema menos susceptível a erros de fase.

Como pode ser concluído, baseando-se na análise da Figura 5.62, o sistema funciona de forma muito modesta no Cenário 17, quando o modelo de preâmbulo emprega modulação 16-QAM, obtendo desempenho consideravelmente superior quando empregada a modulação 4-PSK no preâmbulo. Já o Cenário 18, por sua vez, funciona apenas quando o preâmbulo é projetado sobre a modulação 4-PSK. Esta constatação é bastante interessante, pois mostra a eficiência do projeto de preâmbulo e dos algoritmos de recuperação de frequência e fase de portadora concebidos neste trabalho.

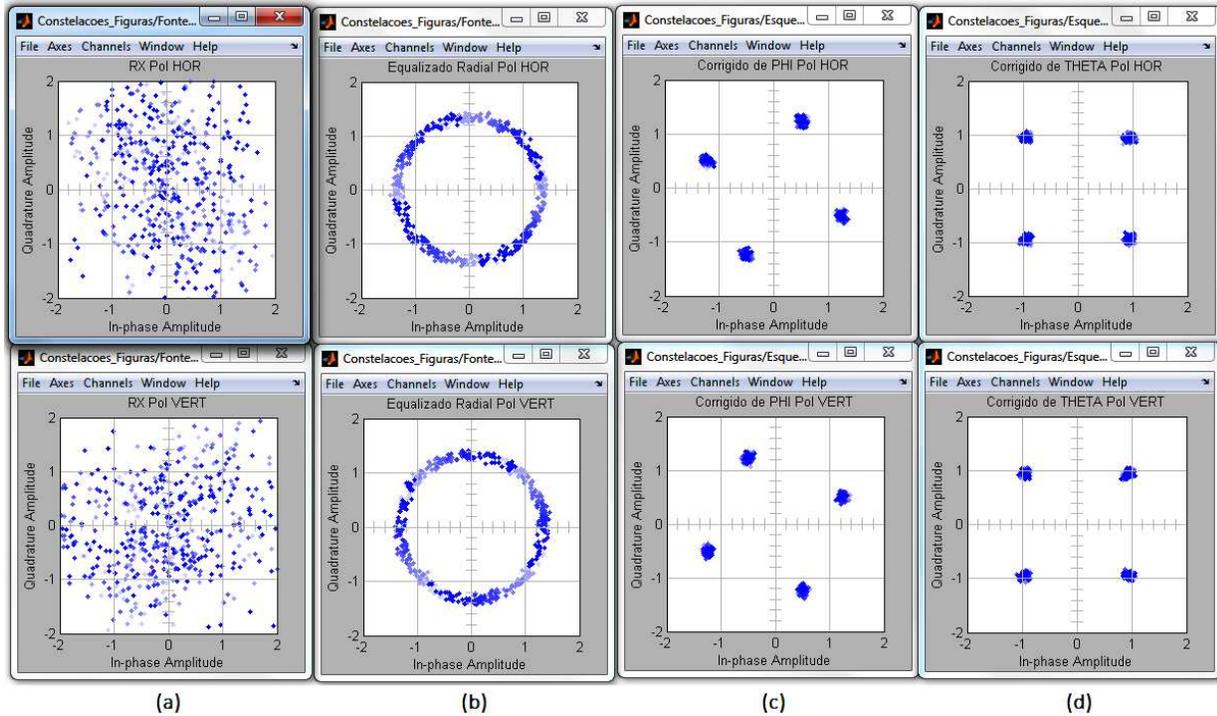


Figura 5.60: Etapas de recepção, equalização, correção de *mismatch* de frequência e correção de *mismatch* de fase, para Cenário 16 e OSNR de 30 dB durante segmento de pré-âmbulo.

## 5.8 Resultados Finais

Ao longo deste trabalho, muitos cenários foram concebidos, muitas simulações foram realizadas e inúmeros parâmetros foram avaliados, com o objetivo de se estudar o efeito de cada um deles. No entanto, neste ponto do trabalho, serão adotados três cenários finais, consideravelmente complicados, a fim de que estes possam servir para a mensuração mais conclusiva do desempenho do sistema proposto nestes cenários mais realísticos.

Para isso, a Tabela 5.6, a seguir, exhibe os três novos cenários.

Cenário	Descrição
Cenário38	100 km fibra, CD, PMD, PDL=1dB, B=10GHz, M=100MHz, R.de Fase=20kHz
Cenário39	100 km fibra, CD, PMD, PDL=1dB, B=10GHz, M=1,5GHz, R.de Fase=3,5MHz
Cenário40	100 km fibra, CD, PMD, PDL=1dB, B=10GHz, M=100MHz, R.de Fase=3MHz

Tabela 5.6: Descrição das principais características dos Cenários 38 a 40 simulados.

O Cenário 38 apresenta 100 km de fibra, CD, PDM e um valor bastante plausível de PDL, de 1 dB. Também, considera um *mismatch* de frequência de 100 MHz e largura espectral dos laser  $\Delta\nu$  de 10 kHz, além de outros parâmetros. Este baixo valor de  $\Delta\nu$  pode ser justificado considerando-se a utilização de lasers modernos do tipo ajustáveis de cavidade externa (TECL),

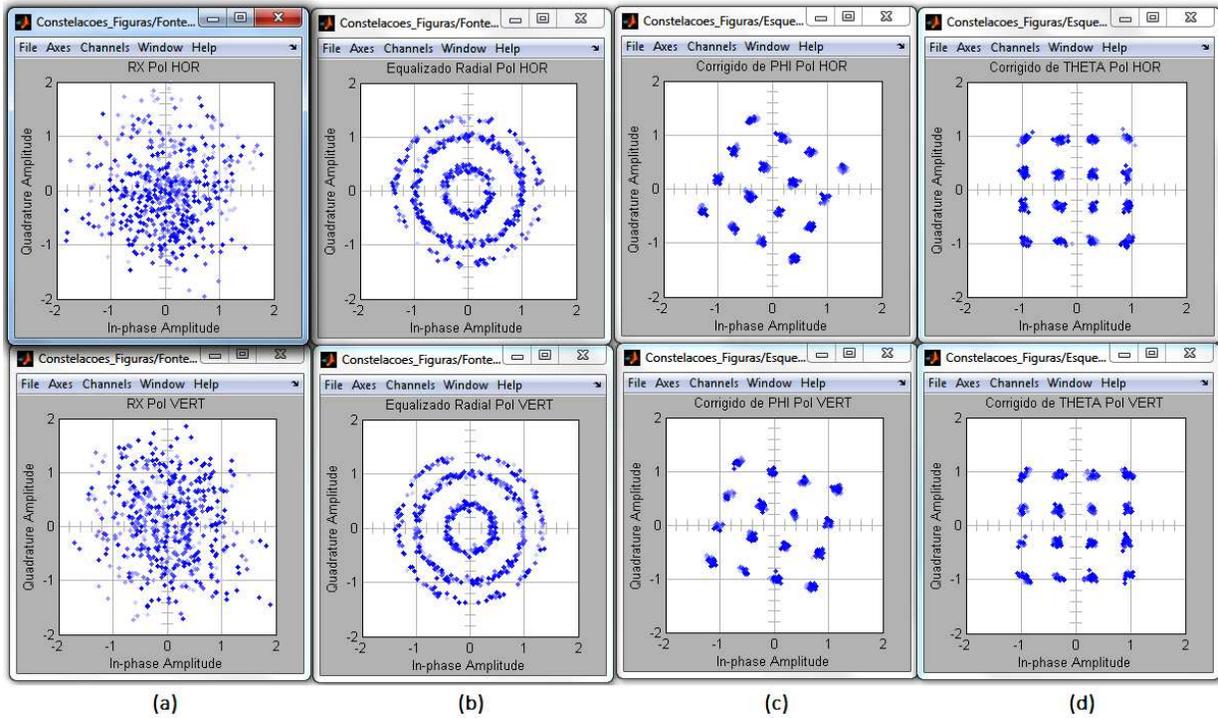


Figura 5.61: Etapas de recepção, equalização, correção de *mismatch* de frequência e correção de *mismatch* de fase, para Cenário 16 e OSNR de 30 dB durante segmento de dados.

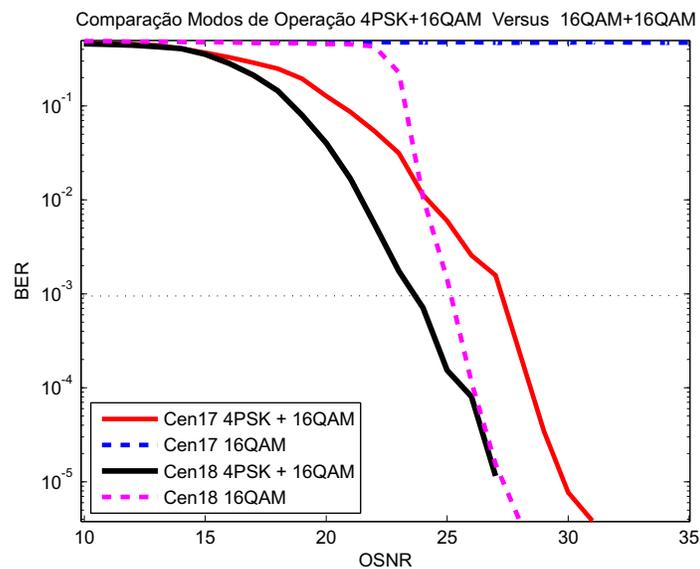


Figura 5.62: Curvas de BER para os Cenários 17 e 18, configurados com 4PSK+16QAM e com 16QAM+16QAM.

ao invés dos tradicionais lasers de realimentação distribuída (DFB). O Cenário 40, por sua vez, é bastante similar ao Cenário 38, diferenciando-se pelo valor elevado de Ruído de Fase de 3,5MHz. Para este caso, pode-se dizer que lasers de realimentação distribuída foram empregados. Por fim, o Cenário 39, semelhante aos cenários 38 e 40, diferencia-se pelo elevado valor de ruído de fase

de 3,5 MHz e elevado valor de *mismatch* de frequência, de 1,5 GHz, o qual pode ser explicado, por exemplo, como sendo devido à utilização de um par de lasers (transmissor e oscilador local) antigos e em fim de sua vida útil. A Figura 5.63 exibe as curvas de BER para esses três novos cenários.

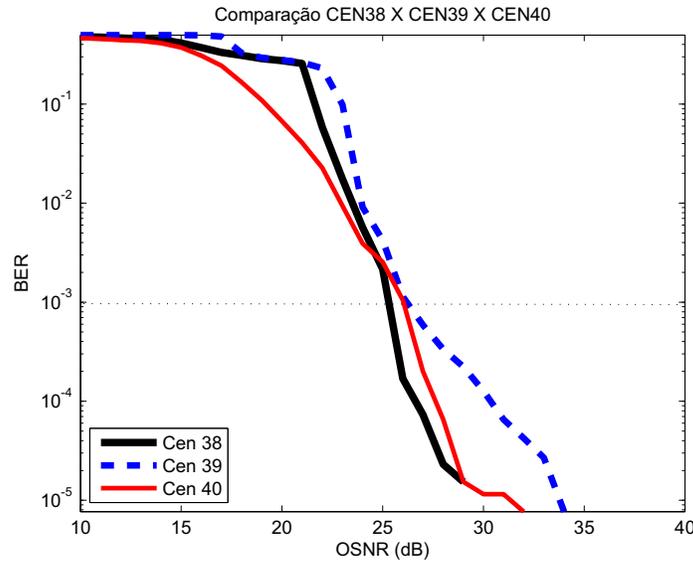


Figura 5.63: Curvas de BER para os Cenários 38, 39 e 40.

O primeiro dado a ser visualizado na Figura 5.63 é que o sistema, para os três cenários descritos, atingiu taxas de erro de bit inferiores a  $1 \times 10^{-4}$ , o que é satisfatório para o funcionamento do sistema. Em seguida, conforme esperado, é possível perceber que o Cenário 39 obteve desempenho inferior aos demais, devido ao alto valor de ruído de fase e, principalmente, por operar com elevado *mismatch* de frequência, de 1,5 GHz, próximo ao limite de correção do sistema para a taxa de 112 Gb/s. É importante destacar que para os resultados obtidos não foi empregado qualquer tipo de codificação de canal. Em outras palavras, com o emprego de códigos corretores de erro, haverá uma melhora adicional no desempenho do sistema para todos os cenários. Em termos gráficos, esta melhora de desempenho seria representada pela translação das curvas em direção a margem esquerda do gráfico. Em termos práticos, esta melhora significa uma diminuição na taxa de erro de bit para um determinado valor de OSNR, ou então, a exigência de uma menor OSNR para se operar com uma mesma taxa de erro de bit.

Finalmente, o Cenário 39, o mais complexo de todos por operar muito próximo aos limites de correção de *mismatch* de frequência e de fase ( $M = 1,5$  GHz e Desvio de Fase de 3,5 MHz), foi submetido a análise de tempo de convergência. A Figura 5.64 exibe a evolução temporal de uma das componentes da constelação, enquanto a Figura 5.65 apresenta as quatro componentes, ambas para OSNR de 30 dB.

Analisando-se a evolução das constelações, especialmente a apresentada na Figura 5.64, percebe-se que, de fato, sua convergência é a mais lenta de todas, necessitando de, aproximadamente, 8.000 símbolos para atingir um nível adequado de convergência. De fato, este número inicialmente pode parecer bastante significativo. No entanto, é bastante pertinente

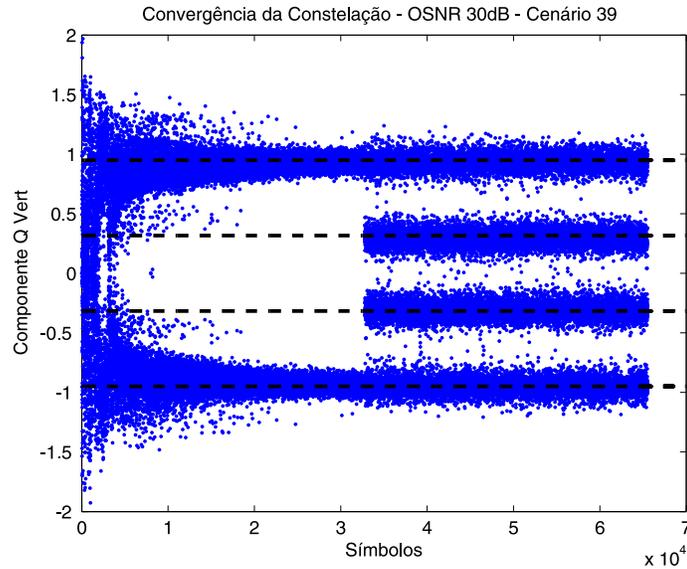


Figura 5.64: Evolução temporal de uma componente da constelação para o Cenário 39 com OSNR de 30 dB.

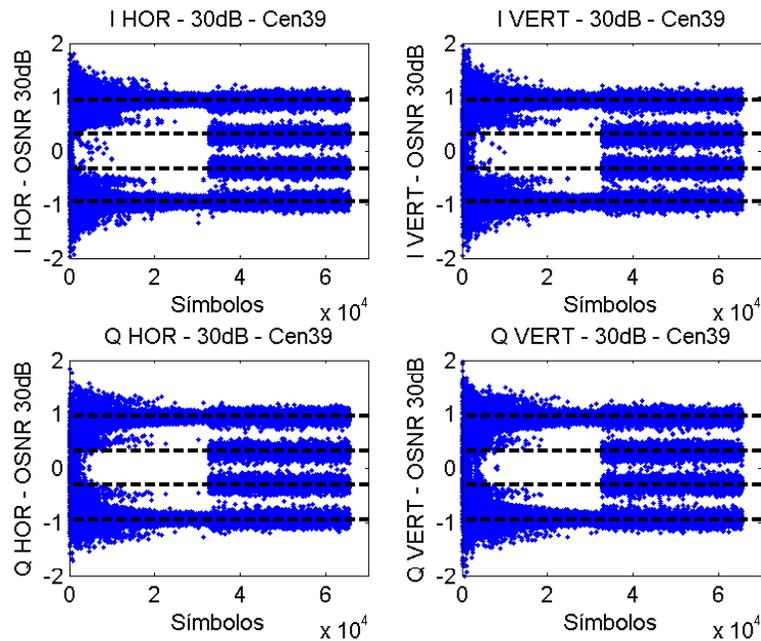


Figura 5.65: Evolução temporal da constelação para o Cenário 39 com OSNR de 30 dB.

ressaltar que para todas as simulações realizadas até então, sempre, os passos de adaptação  $\mu$  dos equalizadores da estrutura *butterfly* empregados foram de  $1 \times 10^{-3}$ . O valor de  $\mu$ , principalmente utilizado durante o segmento de preâmbulo, é relacionado diretamente ao tempo de convergência, bem como à própria convergência em si. Como enunciado, o valor de  $\mu$  utilizado, tanto para o segmento de preâmbulo ( $\mu$  supervisionado) quanto para o segmento de dados ( $\mu$  cego), para obtenção das Figuras 5.64 e 5.65 foi de  $1 \times 10^{-3}$ . No cenário dessas figuras (OSNR de 30 dB),

a taxa de erro de bit atingida foi de  $1,53 \times 10^{-4}$ . As Figuras 5.66 e 5.67 mostram resultados semelhantes aos das Figuras 5.64 e 5.65, quando o valor de  $\mu$  é alterado de  $1 \times 10^{-3}$  para  $3 \times 10^{-3}$  no segmento de preâmbulo e  $1,5 \times 10^{-3}$  no segmento de dados.

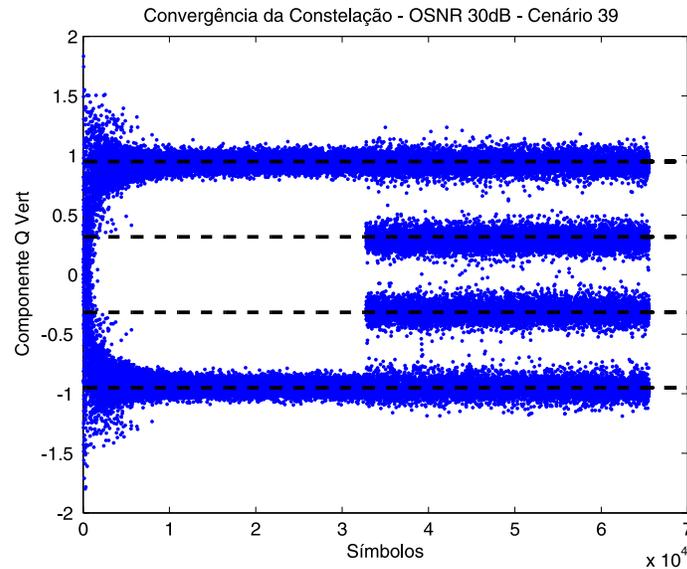


Figura 5.66: Evolução temporal de uma componente da constelação para o Cenário 39 com OSNR de 30 dB e passo de adaptação  $\mu$  de  $3 \times 10^{-3}$  no segmento de preâmbulo e  $1,5 \times 10^{-3}$  no segmento de dados.

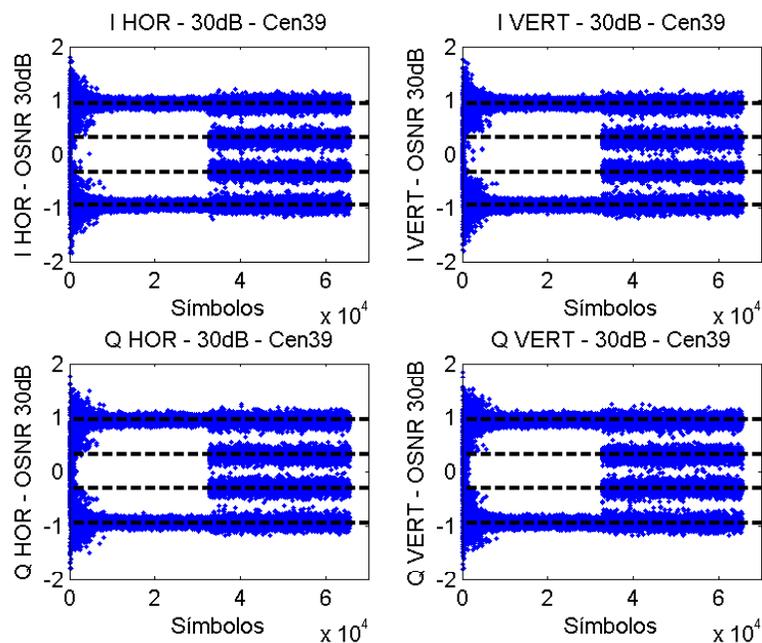


Figura 5.67: Evolução temporal da constelação para o Cenário 39 com OSNR de 30 dB e passo de adaptação  $\mu$  de  $3 \times 10^{-3}$  no segmento de preâmbulo e  $1,5 \times 10^{-3}$  no segmento de dados.

---

Com esta alteração nos valores dos passos de adaptação  $\mu$ , a taxa de erro foi mantida na mesma ordem, atingindo (para este cenário de OSNR de 30 dB) o valor de  $1,15 \times 10^{-4}$ . No entanto, como pode ser percebido nas Figuras 5.66 e 5.67, o tempo de convergência foi reduzido para, aproximadamente, 4.000 símbolos, o que representa uma redução significativa. Logo, percebe-se que mesmo para um cenário complexo como o Cenário 39, é possível de se realizar uma otimização nos parâmetros visando reduzir o tempo de convergência do sistema.



## Conclusões

Este trabalho apresentou um novo método de estimação e recuperação de *mismatches* de frequência e fase (CPE, *Carrier Phase Estimation*) sem o uso de PLL. O modelo desenvolvido é baseado no alinhamento dos símbolos modulados em fase e quadratura da constelação QAM, por meio de uma estrutura batizada de “Operação de Alinhamento”, a qual possibilita a estimação eficiente dos desvios de frequência e fase. Um projeto especial de preâmbulo foi concebido para o uso desta estrutura, possibilitando uma comutação suave para o segmento de dados com o auxílio de um esquema denominado Conjugado Virtual. Visando aumentar a robustez do método durante o segmento de preâmbulo, emprega-se o formato de modulação 4-PSK e, a fim de se obter eficiência espectral, utiliza-se o formato de modulação 16-QAM durante o segmento de dados.

Para validação, o método foi submetido a um sistema óptico coerente operando com multiplexação de polarização, modulação 16-QAM e taxa de transmissão de 112Gb/s. O sistema óptico empregado na validação considerava igualmente diferentes tipos de enlaces ópticos, sujeitos a vários tipos de degradações como PMD, CD, PDL e ruídos. O sistema óptico completo foi simulado no ambiente do simulador óptico *VPI Photonics*.

Os resultados obtidos apresentaram capacidade de correção de desvios de frequência superiores a 1,5 GHz e operação com faixas de ruído de fase da ordem de 3,5 MHz ( $\Delta\nu \times \mathbf{T}_S = 2.5 \times 10^{-4}$ ), quando operando na taxa de 14 GBaud e em ambientes bastante degradados. Acerca do preâmbulo, os resultados confirmaram que o comprimento do segmento de preâmbulo a ser empregado pode ser relativamente curto, pois a convergência do sistema foi eficiente e relativamente rápida. Analogamente, foi comprovado que o emprego da modulação 4-PSK no segmento de preâmbulo aumentou a robustez do sistema, tornando-o convergente em cenários em que, com preâmbulo modulado em 16-QAM, era não-convergente.

No que se refere à equalização e à amostragem, os resultados mostraram que, quando a equalização fracionária é empregada, o sistema é mais robusto frente aos problemas de sincronismo. Em alguns cenários, o sistema mostrou-se capaz de operar com equalização não-fracionária, mas sob a penalidade de exigir um perfeito sincronismo no que tange aos instantes

de amostragem. Embora o método desenvolvido tenha sido implementado e validado para a taxa de 112Gb/s, o mesmo pode ser aplicado a taxas mais elevadas. Mais do que isso, o método pode ser aplicado a outros tipos de sistemas, inclusive não-ópticos.

Em relação a trabalhos futuros, existem boas perspectivas. Primeiro, no sistema simulado não foi implementado um processo de ortogonalização dos sinais recebidos. Tampouco foi usada a técnica de antepor um equalizador estático ao estágio de separação de fontes, estratégia frequentemente empregada para combater a maior parcela de dispersão cromática. Diante desta situação, todas as degradações foram “absorvidas” e compensadas diretamente pelo equalizador radial dinâmico empregado com a estrutura *butterfly*. Com a aplicação de equalização estática prévia e de ortogonalização dos sinais recebidos, deve-se obter melhores taxas de erro de bit (BER) para as OSNR’s consideradas. Da mesma forma, o sistema empregado não fez uso de nenhum tipo de codificação de canal. A incorporação de codificação de canal antes da etapa de modulação óptica QAM pode levar a ganhos de codificação de até 11 dB no desempenho do receptor, em termos de BER versus OSNR. Adicionalmente, sugere-se um estudo acerca da robustez do sincronismo, especialmente baseando-se na análise das figuras bidimensionais de BER. Finalmente, sugere-se a integração do sistema desenvolvido em *hardware*, principalmente por meio de ferramentas de prototipagem rápida e o emprego de FPGAs, visando a obtenção de uma prova de conceito mais próxima da realidade (em *hardware*).

# Referências Bibliográficas

- [1] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communications Systems*, vol. 6. New York: John Wiley and Sons, Inc, third ed., 2002.
- [2] J. Hecht, *City of Light*. New York: Oxford University Press, first ed., 1999.
- [3] R. Ramaswami, K. Sivaraman, and G. Sasaki, *Optical Networks - A Practical Perspective*. Morgan Kaufmann Publishers, third ed., 2010.
- [4] A. Selvarajan, S. Kar, and T. Srinivas, *Optical fiber communication: principles and systems*. Tata Mcgraw-Hill, first ed., 2002.
- [5] G. Keiser, *Optical Fiber Communications*. McGraw-Hill Companies Inc., second ed., 1991.
- [6] D. K. Mynbaev and L. L. Scheiner, *Fiber-optic Communication Technology*. Prentice Hall, first ed., 2000.
- [7] W. F. Giozza, E. Conforti, and H. Waldman, *Fibras Ópticas: Tecnologias e Projetos de Sistemas*. São Paulo: Makron: Embratel, first ed., 1991.
- [8] K. Kikuchi, “Coherent optical communications - history, state-of-the-art technologies, and challenges for the future,” *Opto-Electronics and Communications Conference and Australian Conference on Optical Fiber Technology - OECC/ACOFT 2008*, pp. 1–4, 2008.
- [9] T. Okoshi and K. Kikuchi, *Coherent Optical Fiber Communications (Advances in Opto-Electronics)*. Tokyo: KTC Scientific Publishers, first ed., 1988.
- [10] K. Kikuchi, “Coherent Transmission Systems,” *European Conference on Optical Communications - ECOC 2008*, no. Th.2.A.1, 2008.
- [11] S. Tsukamoto, D. S. Ly-Gagnon, K. Katoh, and K. Kikuchi, “Coherent demodulation of 40-Gbit/s polarization-multiplexed QPSK signals with 16-GHz spacing after 200-km transmission,” *Optical Fiber Communication Conference - OFC/NFOEC 2005*, p. 29, 2005.
- [12] R. Noe, “PLL-Free Synchronous QPSK Polarization Multiplex / Diversity Receiver Concept With Digital I & Q Baseband Processing,” vol. 17, no. 4, pp. 2004–2006, 2005.

- [13] S. Tsukamoto, I. Y., and K. Kikuchi, "Optical homodyne receiver comprising phase and polarization diversities with digital signal processing," *European Conference on Optical Communications - ECOC 2006*, no. Mo4.2.1, 2005.
- [14] P. J. Winzer and R.-J. Essiambre, "Advanced Optical Modulation Formats," *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 5, 2006.
- [15] A. J. Viterbi, "Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier Phase with Application to Burst Digital Transmission," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. I, no. 4, pp. 543–551, 1983.
- [16] N. Alic and S. Radic, "Emerging Signal Processing Techniques in Optical Communications," *32nd Australian Conference on Optical Fibre Technology. COIN-ACOFT 2007*, no. June, pp. 12–13, 2007.
- [17] E. Ip and J. M. Kahn, "Feedforward Carrier Recovery for Coherent Optical Communications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, pp. 2675–2692, Sept. 2007.
- [18] S. J. Savory, "Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, pp. 1164–1179, Sept. 2010.
- [19] I. Papagiannakis, D. Klondis, A. N. Birbas, J. Kikidis, and I. Tomkos, "The use of electronic equalization and offset filtering in the performance improvement of low-cost DML transmitters," *2008 10th Anniversary International Conference on Transparent Optical Networks*, pp. 65–68, June 2008.
- [20] C. R. S. Fludger, T. Duthel, D. V. D. Borne, S. Member, C. Schulien, E.-d. Schmidt, T. Wuth, J. Geyer, E. D. Man, G.-d. Khoe, S. Member, and H. D. Waardt, "Coherent Equalization and POLMUX-RZ-DQPSK for Robust 100-GE Transmission," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 26, no. 1, pp. 64–72, 2008.
- [21] I. Fatadin, D. Ives, and S. J. Savory, "Blind Equalization and Carrier Phase Recovery in a 16-QAM Optical Coherent System," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 15, pp. 3042–3049, 2009.
- [22] R. Freund, M. Seimetz, L. Molle, T. Baghdasaryan, M. Forzati, and J. Mårtensson, "Next Generation Optical Networks Based on Higher-Order Modulation Formats , Coherent Receivers and Electronic Distortion Equalization," *ICTON Mediterranean Winter Conference - ICTON-MW 2009*, pp. 1–6, 2009.
- [23] T. Pfau and S. Hoffmann, "Hardware-Efficient Coherent Digital Receiver Concept With Feedforward Carrier Recovery for -QAM Constellations," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 8, pp. 989–999, 2009.
- [24] T. Pfau and R. Noe "Phase-Noise-Tolerant Two-Stage Carrier Recovery Concept for Higher Order QAM Formats", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 1210-1216, Sep 2010.

- [25] I. Fatadin, D. Ives, and S. J. Savory, "Compensation of Frequency Offset for Differentially Encoded 16- and 64-QAM in the Presence of Laser Phase Noise," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, pp. 176–178, Feb. 2010.
- [26] I. Fatadin, D. Ives, and S. J. Savory, "Laser Linewidth Tolerance for 16-QAM Coherent Optical Systems Using QPSK Partitioning," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, pp. 631–633, May 2010.
- [27] P. Winzer, A. Gnauck, C. Doerr, M. Magarini, and L. Buhl, "Spectrally Efficient Long-Haul Optical Networking Using 112-Gb/s Polarization-Multiplexed 16-QAM," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, pp. 547–556, Feb. 2010.
- [28] X. Li, Y. Cao, S. Yu, W. Gu, and Y. Ji, "A Simplified Feedforward Carrier Recovery Algorithm for Coherent Optical QAM System," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, pp. 801–807, Mar. 2011.
- [29] T. F. Portela, B.-E. Olsson, C. Larsson, and D. Mello, "Experimental Demonstration of Joint-Polarization Phase Recovery Algorithms for Dual-Polarization 16-QAM Transmission," *National Fiber Optic Engineers Conference*, p. JW2A.60, 2012.
- [30] C. Xie, P. Winzer, and G. Raybon, "Adaptive Carrier Phase Estimation in Coherent Systems," *Optical Fiber Communication Conference*, p. OTu2G.5, 2012.
- [31] J. H. Ke, K. P. Zhong, Y. Gao, J. C. Cartledge, A. S. Karar, and M. A. Rezaia, "Linewidth-Tolerant and Low-Complexity Two-Stage Carrier Phase Estimation for Dual-Polarization 16-QAM Coherent Optical Fiber Communications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, pp. 3987–3992, Dec. 2012.
- [32] K. P. Zhong, J. H. Ke, Y. Gao, and J. C. Cartledge, "Linewidth-Tolerant and Low-Complexity Two-Stage Carrier Phase Estimation Based on Modified QPSK Partitioning for Dual-Polarization 16-QAM Systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, pp. 50–57, Jan. 2013.
- [33] D. Lavery, S. Member, R. Maher, D. S. Millar, B. C. Thomsen, P. Bayvel, S. J. Savory, and S. Member, "Digital Coherent Receivers for Long-Reach Optical Access Networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 4, pp. 609–620, 2013.
- [34] M. Seimetz, *High-order modulation for optical fiber transmission: Transmitters, Receivers, System Performance*. New Jersey: Springer series in optical Sciences, 2009.
- [35] M. Seimetz, "Laser Linewidth Limitations for Optical Systems with High-Order Modulation Employing Feed Forward Digital Carrier Phase Estimation," *OFC/NFOEC 2008 - 2008 Conference on Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 1–3, Feb. 2008.
- [36] E. Ip, A. P. T. Lau, D. J. F. Barros, and J. M. Kahn, "Coherent detection in optical fiber systems," *Optics Express*, vol. 16, no. 2, p. 753, 2008.

- [37] D. V. Souto, “*Recuperação de Fase usando Diversidade de Polarização e de Portadora para Sistemas Multiportadora para Sistemas DP-16-QAM*”, Dissertação de Mestrado, Universidade de Brasília, 2012.
- [38] L. S. da Cruz, *Flutuações de Campos Eletromagnéticos Interagindo com meios Atômicos Coerentemente Preparados*. PhD thesis, Universidade de São Paulo, 2005.
- [39] S. Haykin, *Communication Systems*. New Jersey: John Wiley and Sons Inc, fourth ed., 2000.
- [40] V. B. Ribeiro, “*Filtros Digitais para Recepção Coerente em 112 Gb/s de Sinais Ópticos com Modulação QPSK e Multiplexação por Divisão em Polarização*”, Dissertação de Mestrado, Universidade de Campinas, 2012.
- [41] E. S. Rosa, “*Separação Cega de Sinais em Sistemas Ópticos com Multiplexação de Polarização*”, Dissertação de Mestrado, Universidade de Campinas, 2010.
- [42] O. I. Forum, “Implementation Agreement for Integrated Dual Polarization Intradyne Coherent Receivers,” 2010.
- [43] F. F. Dai, “Electronic equalizations for optical fiber dispersion compensation,” *Optical Engineering*, vol. 46, p. 035006, Mar. 2007.
- [44] S. J. Savory, G. Gavioli, R. I. Killey, and P. Bayvel, “Electronic compensation of chromatic dispersion using a digital coherent receiver.,” *Optics express*, vol. 15, pp. 2120–6, Mar. 2007.
- [45] S. J. Savory, “Digital filters for coherent optical receivers.,” *Optics express*, vol. 16, pp. 804–17, Jan. 2008.
- [46] E. S. Rosa, L. T. Duarte, J. M. T. Romano, and R. Suyama, “Signal recovery in PDM optical communication systems employing independent component analysis,” *2011 IEEE International Symposium of Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 641–644, May 2011.
- [47] Corning, “An Introduction to the Fundamentals of PMD in Fibers,” *Corning Incorporated White Paper*, 2010.
- [48] L. E. Nelson, “Polarization Effects in Coherent Systems,” *Optical Fiber Communication Conference*, p. OTu1A.4, 2012.
- [49] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. New Jersey: Prentice-Hall Inc, fourth ed., 2002.
- [50] J. G. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill, fourth ed., 2000.
- [51] J. P. LeBlanc, *Effects of Source Distribution and Correlation on Fractionally Spaced Blind Constant Modulus Algorithm Equalizers*. PhD thesis, Cornell University, 1995.
- [52] N. K. Jablon, “Ill-Convergence of Godard Blind Equalizers in data Communications,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 40, no. 6, pp. 1383–1398, 1992.

- [53] F. C. C. Castro, *Desconvolução Autodidata Concorrente para Equalização de Canais de Comunicações*. PhD thesis, Universidade de Campinas., 2001.
- [54] D. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 28, no. 11, pp. 1867–1875, 1980.
- [55] Z. Ding, R. A. Kennedy, B. D. O. Anderson, and J. C. R. Jr, "Ill-Convergence of Godard Blind Equalizers in data Communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, no. 9, pp. 1313–1327, 1991.
- [56] Y. Sato, "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude Modulated Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 23, no. 6, pp. 679–682, 1975.
- [57] J. Treichler and B. Agee, "A new approach to multipath correction of constant modulus signals," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 31, no. 2, pp. 459–472, 1983.
- [58] S. U. H. Qureschi, "Adaptive Equalization," *Proceeding of the IEEE*, vol. 73, no. 9, pp. 1349–1387, 1985.
- [59] W. A. Sethares, G. A. Rey, and C. R. Johnson, "Approaches to Blind Equalization of Signals with Multiple Modulus," *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing - ICASSP-1989*, pp. 972–975, 1989.
- [60] M. J. Ready, R. P. Gooch, and S. Way, "Blind Equalization Based on Radius Directed Adaptation," *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing - ICASSP-1990*, pp. 1699–1702, 1990.
- [61] H. Zhang, Z. Tao, L. Liu, S. Oda, T. Hoshida, and J. C. Rasmussen, "Polarization Demultiplexing Based on Independent Component Analysis in Optical Coherent Receivers," *34th European Conference on Optical Communication - ECOC 2008*, vol. 1, no. September, pp. 41–42, 2008.
- [62] C. B. Papadias and A. J. Paulraj, "A Constant Modulus Algorithm for Multiuser Signal Separation in Presence of Delay Spread Using Antenna Arrays", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 4, no. 6, pp. 178-181, 1997."
- [63] R. Suyama, *Proposta de métodos de separação cega de fontes para misturas convolutivas e não-lineares*. PhD thesis, Universidade de Campinas., 2010.
- [64] P. J. Winzer, A. H. Gnauck, B. Labs, and H.-k. Road, "112-Gb / s Polarization-Multiplexed 16-QAM on a 25-GHz WDM Grid," *34th European Conference on Optical Communication - ECOC 2008*, vol. 7, no. September, pp. 33–34, 2008.
- [65] H. Zhu, X. Chen, W. Zhou, Z. Li, X. Zhou, and Z. Zhang, "A modified CMA for blind equalization and phase recovery in optical coherent receivers," *OSA Asia Communications and Photonics Conference - ACP 2009*, vol. 1, pp. 76320J–76320J–6, Nov. 2009.

- 
- [66] X. Zhou, X. Chen, W. Zhou, Y. Fan, H. Zhu, and Z. Li, “Digital timing recovery combined with adaptive equalization for optical coherent receivers,” *OSA Asia Communications and Photonics Conference - ACP 2009*, pp. 76320I–76320I–6, Nov. 2009.
- [67] C. Remmersmann, M. Westhäuser, and S. Pachnicke, “Equalization of first and second order PMD in 100 GBit / s PolMux Transmission using Optical Butterfly FIR Filters,” *Conference on Optic Engineers - 2010*, pp. 7–9, 2010.
- [68] V. P. I. Photonics, “VPI Transmission Maker - User’s Manual,”
- [69] V. P. I. Photonics, “VPI Transmission Maker - Developer Guide,”
- [70] V. P. I. Photonics, “ VPI Transmission Maker - User Interface Reference,”
- [71] V. P. I. Photonics, “VPI Component Maker - User’s Manual,”
- [72] V. P. I. Photonics, “VPI Component Maker - User’s Manual,”
- [73] MATLAB, *version 7.8.0.347 (R2009a)*. Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc., 2009.
- [74] F. A. d. C. Garcia, “*Caracterização Espectral e Avaliação de Desempenho para Formatos Avançados de Modulação Digital Óptica em 40 Gb / s*”, Dissertação de Mestrado, Universidade de Campinas, 2009.

# Apêndice A

## Cenários Simulados

Cenário	Descrição
Cenário1	<i>Back-to-back</i> , B=224GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=0\text{Hz}$
Cenário2	<i>Back-to-back</i> , PDL=1dB, B=224GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$
Cenário3	<i>Back-to-back</i> , PDL=6dB, B=224GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$
Cenário4	30 km fibra, CD, PMD, B=224GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$
Cenário5	30 km fibra, CD, PMD, PDL=1dB, B=224GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$
Cenário6	30 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=224GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$
Cenário7	100 km fibra, CD, PMD, B=10GHz, M=100MHz, $\Delta\nu=10\text{kHz}$
Cenário8	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=10GHz, M=100MHz, $\Delta\nu=10\text{kHz}$
Cenário9	<i>Back-to-back</i> , B=56GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=0\text{Hz}$
Cenário10	<i>Back-to-back</i> , B=12GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=0\text{Hz}$
Cenário11	<i>Back-to-back</i> , B=10GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=0\text{Hz}$
Cenário12	30 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=56GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$
Cenário13	30 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=14GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$
Cenário14	30 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=10GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$
Cenário15	30 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=7GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$
Cenário16	100 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$
Cenário17	100 km fibra, CD, PMD, B=12GHz, M=100MHz, $\Delta\nu=10\text{kHz}$
Cenário18	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=12GHz, M=100MHz, $\Delta\nu=10\text{kHz}$
Cenário19	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=12GHz, M=10MHz, $\Delta\nu=10\text{kHz}$
Cenário20	30 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$ , M=10MHz

Tabela A.1: Cenários 1 a 20 simulados para o sistema óptico coerente com diversidade de polarização operando a 112 Gb/s.

Cenário	Descrição
Cenário21	30 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$ , M=100MHz
Cenário22	30 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$ , M=200MHz
Cenário23	30 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$ , M=350MHz
Cenário24	30 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$ , M=1GHz
Cenário25	30 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$ , M=1,5GHz
Cenário26	30 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$ , M=1,7GHz
Cenário27	30 km fibra, CD, PMD, B=14GHz, $\Delta\nu=140\text{kHz}$ , M=2GHz
Cenário28	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=12GHz, $\Delta\nu=10\text{kHz}$ , M=500MHz
Cenário29	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=12GHz, $\Delta\nu=10\text{kHz}$ , M=1GHz
Cenário30	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=12GHz, $\Delta\nu=10\text{kHz}$ , M=1,5GHz
Cenário31	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=10GHz, M=100MHz, R.de Fase=3MHz
Cenário32	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=10GHz, M=100MHz, R.de Fase=3,5MHz
Cenário33	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=10GHz, M=100MHz, R.de Fase=4MHz
Cenário34	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=10GHz, M=100MHz, R. de Fase=5MHz
Cenário35	100 km fibra, CD, PMD, PDL=6dB, B=10GHz, M=100MHz, R.de Fase=10MHz
Cenário36	<i>Back-to-back</i> , B=10GHz, M=10MHz, R.de Fase=10MHz
Cenário37	100 km de fibra, CD, PMD, PDL=1dB, B=10GHz, M=500MHz, R.de Fase=5MHz
Cenário38	100 km fibra, CD, PMD, PDL=1dB, B=10GHz, M=100MHz, R.de Fase=20kHz
Cenário39	100 km fibra, CD, PMD, PDL=1dB, B=10GHz, M=1,5GHz, R.de Fase=3,5MHz
Cenário40	100 km fibra, CD, PMD, PDL=1dB, B=10GHz, M=100MHz, R.de Fase=3MHz

Tabela A.2: Cenários 21 a 40 simulados para o sistema óptico coerente com diversidade de polarização operando a 112 Gb/s.