



Universidade Federal de Campina Grande  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Departamento de Engenharia Elétrica  
Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica

Dissertação de Mestrado

**Estratégias de Codificação de Canal para  
Enlaces de Transmissão Óptica**

Hugerles Sales Silva

Marcelo Sampaio de Alencar, Ph.D.  
Orientador

José Ewerton Pombo de Farias, Dr.  
Orientador

Campina Grande – PB  
Março de 2016

Universidade Federal de Campina Grande  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Departamento de Engenharia Elétrica  
Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica

## **Estratégias de Codificação de Canal para Enlaces de Transmissão Óptica**

Hugerles Sales Silva

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Comunicações.

Marcelo Sampaio de Alencar, Ph.D.  
Orientador

José Ewerton Pombo de Farias, Dr.  
Orientador

Campina Grande – PB  
©Hugerles Sales Silva

**"ESTRATÉGIAS DE CODIFICAÇÃO DE CANAL PARA ENLACES DE TRANSMISSÃO  
ÓPTICA"**

**HUGERLES SALES SILVA**

**DISSERTAÇÃO APROVADA EM 17/03/2016**



**MARCELO SAMPAIO DE ALENCAR, Ph.D., UFCG**  
**Orientador(a)**



**JOSÉ EWERTON POMBO DE FARIAS, Dr., UFCG**  
**Orientador(a)**



**HELDER ALVES PEREIRA, Dr., UFCG**  
**Examinador(a)**



**PAULO RIBEIRO LINS JÚNIOR, D.Sc., IFPB**  
**Examinador(a)**



**EDMAR CANDEIA GURJAO, D.Sc., UFCG**  
**Examinador(a)**

**CAMPINA GRANDE - PB**

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

S586e Silva, Hugerles Sales.  
Estratégias de codificação de canal para enlaces de transmissão óptica /  
Hugerles Sales Silva. – Campina Grande, 2016.  
86 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal  
de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2016.  
"Orientação: Prof. Dr. Marcelo Sampaio de Alencar, Prof. Dr. José  
Ewerton Pombo de Farias".  
Referências.

1. Comunicação - Engenharia Elétrica. 2. Supercanais Ópticos.  
3. Códigos LDPC. 4. Redes DWDM. I. Alencar, Marcelo Sampaio de.  
II. Farias, José Ewerton Pombo de . III. Título.

CDU 621.548(043)

*À minha avó Francisca Sales, a quem dedico todo meu  
amor e gratidão!*

---

---

# Agradecimentos

---

Agradeço aos meus pais, Bonfim e Rosária, pelo amor, empenho e paciência dedicados a mim. À minha avó Francisca e ao meu tio Gilberlânio, por tudo!

Sou vastamente grato ao professor Marcelo Sampaio de Alencar pela orientação e oportunidades oferecidas e ao professor José Ewerton Pombo de Farias pela orientação, paciência e amizade ao longo de tantos anos.

À Thyago Sá, por todo o suporte e ajuda na construção dos algoritmos dessa dissertação. Certamente sem ele eu não teria conseguido apresentar a dissertação no curto intervalo de tempo que me foi dado. Obrigado, amigo!

Aos grandes amigos que construí durante minha vida acadêmica em Campina Grande, em especial a Thamiles Melo, Herbet Filipe, Raphael Borges e David Ciarlini. Amigos com quem compartilhei tantas alegrias e também todas as tristezas que surgiram ao longo do percurso da graduação e da pós-graduação.

Agradecimentos também aos amigos icoenses, que sempre fazem do Icó um excelente lugar para se curtir as férias e esquecer um pouco os problemas da universidade. Em especial a Nathan Lucas, Rael, Edmar Júnior, Paulo Victor e Bruno Peixoto.

Ao professor Wamberto Queiroz e a professora Patrícia Leal, por mostrarem na prática o que é ser um educador de verdade.

À Lúcia Almeida, por todo apoio dado a mim no início da graduação.

Aos professores Paulo Ribeiro Lins Júnior, Helder Pereira Alves e Edmar Candeia Gurgão por aceitaram o convite de participação da banca avaliadora da minha dissertação e pelas diversas sugestões de melhoria do trabalho.

À CAPES, pelo suporte financeiro dado ao desenvolvimento dessa dissertação.

À Hussula, por todo amor e carinho.

*“Tanto as lágrimas quanto o suor são líquidos e salgados, mas provocam resultados diferentes. As lágrimas atrairão solidariedade, mas o suor lhe trará progresso.”.*

—J. JACKSON

---

---

# Resumo

---

Esta dissertação apresenta um estudo da aplicação dos códigos verificadores de paridade de baixa densidade (LDPC – *Low-Density Parity-Check*) a supercanais ópticos operando a elevadas taxas de transmissão. Para contextualizar o foco deste trabalho, os primeiros quatro capítulos contém uma revisão sobre redes ópticas utilizando multiplexação densa por divisão em comprimentos de onda (DWDM – *Dense Wavelength Division Multiplexing*), aspectos da camada física para redes DWDM e códigos LDPC. Esta classe de códigos, conhecida por proporcionar excelentes desempenhos quando aplicados em uma variedade de canais de comunicação, é baseada em matrizes de verificação de paridade esparsas. Quando comparado a outros esquemas de codificação, os códigos LDPC apresentam uma maior capacidade de correção de erros e um algoritmo de decodificação menos complexo. Um algoritmo construído no MatLab para avaliar o desempenho da taxa de erro de *bit* (BER – *Bit Error Rate*) para supercanais ópticos foi desenvolvido. Resultados recentemente publicados foram utilizados para validar o algoritmo. Uma rede óptica hipotética com 11 nós foi concebida para servir como um teste virtual para o código do MatLab. Várias curvas de BER em função da energia de *bit* por energia do ruído foram obtidas para enlaces de transmissão óptica específicos. Aplicando os códigos LDPC, um ganho de codificação de 8 dB para uma BER =  $10^{-15}$  foi obtido para um dos enlaces simulados.

**Palavras-chave:** Códigos LDPC, Redes DWDM, Supercanais Ópticos.



---

---

# Abstract

---

This dissertation presents a study on the application of low-density parity-check codes (LDPC) to optical superchannels operating at very high transmission rates. In order to contextualize the focus of the work, the first four chapters contain tutorial reviews about dense wavelength division multiplexing (DWDM) optical networks, aspects of the physical layer for DWDM networks, and LDPC. This class of codes, known to deliver excellent performance when applied in a variety of communication channels, is based on sparse parity checking matrices. When compared to other coding schemes, LDPC result in improved error correction capability along with a less complex decoding algorithm. A Matlab code to evaluate the bit error rate (BER) performance for optical superchannels has been developed. Results recently published have been used to validate this code. A hypothetical 11 node optical network has been conceived to serve as a virtual testbed for the Matlab code. Several BER versus bit energy per noise energy curves have been obtained for specific optical transmission links. By applying LDPC, a coding gain of 8 dB at  $\text{BER} = 10^{-15}$  has been achieved for one of the simulated links.

**Keywords:** Codes LDPC, DWDM Networks, Optical Superchannel.

---

---

# Lista de Siglas

---

<b>ADC</b>	<i>Analog-to-Digital Convert</i>	Conversor Analógico-Digital
<b>ASE</b>	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>	Emissão Espontânea Amplificada
<b>AWGN</b>	<i>Additive White Gaussian Noise</i>	Ruído Aditivo Gaussiano Branco
<b>BER</b>	<i>Bit Error Rate</i>	Taxa de Erro de <i>Bit</i>
<b>BPSK</b>	<i>Binary Phase Shift Keying</i>	Chaveamento por Deslocamento de Fase Binário
<b>CD</b>	<i>Chromatic Dispersion</i>	Dispersão Cromática
<b>CO-OFDM</b>	<i>Coherent Detection Optical-Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>	Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais com Detecção Óptica Coerente
<b>DDO-OFDM</b>	<i>Direct Detection Optical-Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>	Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais com Detecção Óptica Direta
<b>DSF</b>	<i>Dispersion Shifted Fiber</i>	Fibra com Dispersão Deslocada
<b>DSP</b>	<i>Digital Signal Processor</i>	Processador Digital de Sinal
<b>DVB-S2</b>	<i>Digital Video Broadcasting-Satellite 2nd Generation</i>	Segunda Geração de Transmissão de Vídeo Digital por Satélite
<b>DWDM</b>	<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>	Multiplexação Densa por Divisão em Comprimentos de Onda
<b>EDFA</b>	<i>Erbium Doped Fibre Amplifier</i>	Amplificador a Fibra Dopada com Érbio
<b>FEC</b>	<i>Forward Error Correction</i>	Códigos para Correção de Erros
<b>FFT</b>	<i>Fast Fourier Transform</i>	Transformada Rápida de Fourier
<b>FWM</b>	<i>Four Wave Mixing</i>	Mistura de Quatro Ondas
<b>GC</b>	<i>Coding Gain</i>	Ganho de Codificação
<b>GF</b>	<i>Galois Field</i>	Campos de Galois
<b>ICI</b>	<i>Inter Carrier Interference</i>	Interferência entre Subportadoras
<b>IFFT</b>	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>	Transformada Rápida de Fourier Inversa

<b>ISI</b>	<i>Inter Symbol Interference</i>	Interferência Intersimbólica
<b>ITU</b>	<i>International Telecommunications Union</i>	União Internacional de Telecomunicações
<b>LLR</b>	<i>LogLikelihood Ratio</i>	Logaritmo da Razão de Verossimilhança
<b>LDPC</b>	<i>Low-Density Parity-Check</i>	Verificação de Paridade de Baixa Densidade
<b>MZM</b>	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>	Modulador de Mach-Zehnder
<b>NF</b>	<i>Noise Figure</i>	Figura de Ruído
<b>NRZ</b>	<i>Nonreturn-to-Zero</i>	Não Retorna ao Zero
<b>OADM</b>	<i>Optical Add-Drop Multiplex</i>	Multiplexador Óptico Insere-Deriva
<b>OLT</b>	<i>Optical Line Terminals</i>	Terminais de Linha Ópticos
<b>OXC</b>	<i>Optical Cross-Connect</i>	Comutadores Ópticos
<b>OFDM</b>	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>	Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais
<b>O-OFDM</b>	<i>Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>	Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais Ópticas
<b>OSNR</b>	<i>Optical Signal-to-Noise Ratio</i>	Relação Sinal-Ruído Óptica
<b>PAPR</b>	<i>Peak-to-Average Power</i>	Relação Pico-Valor Médio de Potência
<b>PAM</b>	<i>Pulse Amplitude Modulation</i>	Modulação de Amplitude por Pulsos
<b>PMD</b>	<i>Polarization Mode Dispersion</i>	Dispersão dos Modos de Polarização
<b>PON</b>	<i>Passive Optical Network</i>	Redes Ópticas Passivas
<b>QAM</b>	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>	Modulação de Amplitude em Quadratura
<b>QPSK</b>	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>	Chaveamento de Fase em Quadratura
<b>RWA</b>	<i>Routing and Wavelength Assignment</i>	Roteamento e Atribuição de Comprimentos de Onda
<b>SE</b>	<i>Spectral Efficiency</i>	Eficiência Espectral
<b>SNR</b>	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>	Relação Sinal-Ruído
<b>SP</b>	<i>Sum-Product</i>	Soma-Produto
<b>SPM</b>	<i>Self-Phase Modulation</i>	Automodulação de Fase
<b>SSMF</b>	<i>Standard Single Mode Fibers</i>	Fibras Ópticas Monomodo Padrão
<b>XPM</b>	<i>Cross-Phase Modulation</i>	Modulação Cruzada de Fase
<b>WA</b>	<i>Wavelength Assignment</i>	Atribuição de Comprimento de Onda
<b>WDM</b>	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>	Multiplexação por Divisão em Comprimentos de Onda
<b>WOC</b>	<i>Wireless Optical Communication</i>	Comunicação Óptica Sem Fio

---

---

# Lista de Símbolos

---

$f$	Frequência
$T_s$	Tempo de duração do símbolo
$N$	Número de subcanais presente em um supercanal óptico
$R_s$	Taxa de símbolo
$B$	Ocupação espectral de um supercanal CO-OFDM
$P_T$	Potência na saída da fibra
$P_0$	Potência na entrada da fibra
$L$	Comprimento da fibra
$\alpha$	Coefficiente de atenuação da fibra
$\lambda_c$	Comprimento de onda
$c$	Velocidade da luz
$n(\omega)$	Índice de refração dependente da frequência
$\Delta T$	Alargamento temporal do pulso
$D$	Coefficiente de dispersão
$\Delta\lambda$	Largura espectral do pulso em nm
$N_a$	Número total de sinais gerados na fibra devido o efeito FWM
$M_a$	Número total de sinais injetados na fibra
$B_{ref}$	Largura de faixa de referência do ruído
$R$	Taxa de codificação dos dados
$V$	Número de <i>bits</i> associados a cada símbolo modulado
$k$	Tamanho da palavra de dados
$n$	Tamanho da palavra código
$q$	Quantidade de símbolos de um alfabeto
$\beta$	Relação sinal-ruído óptica
$\gamma_i$	Relação sinal-ruído na entrada do amplificador
$\gamma_o$	Relação sinal-ruído na saída do amplificador
$d_{min}$	Distância mínima de Hamming
$\mathbf{m}$	Vetor de dados
$\mathbf{v}$	Palavra código

<b>G</b>	Matriz geradora do código
<b>H</b>	Matriz de verificação de paridade
<b>P</b>	Matriz de paridade
<b>I<sub>k</sub></b>	Matriz identidade de ordem $k \times k$
<b>y</b>	Palavra recebida
<b>S</b>	Síndrome
$v$	Nós de variável em um grafo de Tanner
$m$	Nós de verificação em um grafo de Tanner
$h_{cv}$	Conexão entre o nó $c$ e o nó $v$ em uma matriz <b>H</b>
$l$	Quantidade de enlaces
$\rho$	Quantidade de 1s presente em cada linha da matriz <b>H</b>
$\gamma$	Quantidade de 1s presente em cada coluna da matriz <b>H</b>
$\lambda$	Quantidade de 1s em comum entre duas colunas quaisquer na matriz <b>H</b>
$r$	Densidade da matriz <b>H</b>
$R_d$	Taxa de projeto de um código LDPC regular ou irregular
$\gamma(x)$	Fração de ramos no grafo de Tanner que são conectados aos nós de teste
$\rho(x)$	Fração de ramos no grafo de Tanner que são conectados aos nós de variável
$W_\rho$	Peso de Hamming das colunas em <b>H</b>
$W_\gamma$	Peso de Hamming das linhas em <b>H</b>
$P_X(x)$	Função cumulativa de probabilidade da variável aleatória $X$
$L(X)$	Logaritmo da razão de verossimilhança
$P_{X Z}(x z)$	Função cumulativa de probabilidade condicional da variável $X$ dado $Z$
$\tanh(X)$	Tangente hiperbólica de $X$
$\oplus$	Soma módulo-2
$L(q_{n \rightarrow m})$	Mensagem enviada do nó de verificação $c_n$ para o nó de paridade $v_m$
$L(r_{m \rightarrow n})$	Mensagem enviada do nó de paridade $v_m$ para o nó de verificação $c_n$
$\tanh^{-1}(X)$	Arco tangente hiperbólica de $X$
$\hat{\mathbf{x}}$	Estimativa do vetor $\mathbf{x}$
$\sigma^2$	Variância do ruído AWGN
$N_p$	Número de portas de entrada em um OXC
$E_0$	Campo elétrico na saída do modulador
$E_i$	Campo elétrico na entrada do modulador
$u_Q$	Tensão aplicada ao modulador de Mach-Zehnder no braço Q
$u_I$	Tensão aplicada ao modulador de Mach-Zehnder no braço I
$V_\pi$	Tensão necessária para defasar o campo elétrico no MZM de 180 graus
$M$	Número de pontos da constelação
$E_b$	Energia por <i>bit</i> transmitido
$E_s$	Energia por símbolo transmitido
$N_0$	Potência do ruído AWGN

---

---

# Lista de Figuras

---

2.1	Ortogonalidade no domínio da frequência de um sinal OFDM. . . . .	25
2.2	Diagrama conceitual de um sistema de modulação multiportadora . . . . .	27
2.3	Estrutura básica de um transmissor de supercanal óptico. . . . .	29
2.4	Ocupação espectral de diferentes sistemas ópticos em função da taxa de símbolos e número de subportadoras: (a) DWDM e (b) supercanais. . . . .	29
3.1	Interconexão em uma rede óptica com representação dos elementos . . . . .	33
3.2	Exemplo de canal de comunicações para sistemas de transmissão óptica . . . . .	35
3.3	Valores de atenuação na fibra em dB/km em função do comprimento de onda . . . . .	36
3.4	Dispersão cromática, material e de guia de onda para uma fibra SSMF. . . . .	37
3.5	Dispersão em função do comprimento de onda para fibras SSMF e DSF . . . . .	37
3.6	Curva de desempenho $BER \times E_b/N_0$ para um código LDPC (3,18)-regular . . . . .	42
3.7	Curva de desempenho $BER \times E_b/N_0$ para um código LDPC (8547,6919)-regular . . . . .	43
3.8	Modulador Mach-Zehnder . . . . .	45
3.9	Resposta normalizada de saída de um modulador de Mach-Zehnder na configuração <i>push-pull</i> para o campo elétrico e a potência. . . . .	45
3.10	Diagrama de constelação para um sinal com modulação BPSK . . . . .	46
3.11	Diagrama de constelação para um sinal com modulação QPSK . . . . .	46
3.12	Modulador óptico de fase e quadratura . . . . .	47
3.13	Diagrama de constelação para um sinal com modulação 16-QAM . . . . .	48
4.1	Gráfico de Tanner. . . . .	53
5.1	Ilustração do ganho de codificação (G) obtido para uma curva típica de desempenho: BER em função de $E_b/N_0$ , para um sistema com e sem codificação. . . . .	64
5.2	Curva de desempenho: BER em função de $E_b/N_0$ , para o sistema 1 utilizando as técnicas BPSK, QPSK e 16-QAM com $R_d = 1/2$ . . . . .	65
5.3	Curva de desempenho: BER em função $E_b/N_0$ , para o sistema 1 utilizando as técnicas BPSK, QPSK e 16-QAM com $R_d = 5/6$ . . . . .	66
5.4	Curva de desempenho: $BER \times E_b/N_0$ , para o sistema 2 utilizando as técnicas BPSK, QPSK e 16-QAM com $R_d = 0,92$ . . . . .	68

5.5	Topologia de uma rede óptica . . . . .	69
5.6	Fluxograma para o programa implementado. . . . .	69
5.7	Supercanal óptico com sete subportadoras, $\Delta f = 12,5$ GHz e $B = 100$ GHz. . .	70
5.8	Curva de desempenho: $BER \times E_b/N_0$ , para o sistema descrito no enlace 1 utilizando a técnica 16-QAM. . . . .	71
5.9	Curva de desempenho: $BER \times E_b/N_0$ , para o sistema descrito no enlace 1 incorporando os efeitos de atenuação e dispersão cromática utilizando a técnica 16-QAM. . . . .	72
5.10	Desempenho de transmissão para o supercanal 350 Gbit/s CO-OFDM para o enlace 1. . . . .	73
5.11	Supercanal óptico com quatorze subportadoras, $\Delta f = 12,5$ GHz e $B = 187,5$ GHz. . . . .	73
5.12	Curva de desempenho: $BER \times E_b/N_0$ , para uma variante do sistema descrito no enlace 1 utilizando a técnica QPSK. . . . .	74
5.13	Curva de desempenho: $BER \times E_b/N_0$ , para uma variante do sistema descrito no enlace 1 incorporando os efeitos de atenuação e dispersão cromática utilizando a técnica QPSK. . . . .	75
5.14	Desempenho de transmissão para o supercanal 350 Gbit/s CO-OFDM para o enlace 1 modificado. . . . .	76
5.15	Supercanal óptico com quatro subportadoras, $\Delta f = 12,5$ GHz e $B = 62,5$ GHz. . . . .	76
5.16	Curva de desempenho: $BER \times E_b/N_0$ , para o sistema descrito no enlace 2 utilizando a técnica 16-QAM. . . . .	77
5.17	Curva de desempenho: $BER \times E_b/N_0$ , para o sistema descrito no enlace 2 incorporando os efeitos de atenuação e dispersão cromática utilizando a técnica 16-QAM. . . . .	77
5.18	Desempenho de transmissão para o supercanal 200 Gbit/s CO-OFDM para o enlace 2. . . . .	79
5.19	Supercanal óptico com oito subportadoras, $\Delta f = 12,5$ GHz e $B = 112,5$ GHz. . . . .	79
5.20	Curva de desempenho: $BER \times E_b/N_0$ , para o sistema descrito no enlace 2 modificado utilizando a técnica QPSK. . . . .	80
5.21	Curva de desempenho: $BER \times E_b/N_0$ , para o sistema descrito no enlace 2 modificado incorporando os efeitos de atenuação e dispersão cromática utilizando a técnica QPSK. . . . .	81
5.22	Desempenho de transmissão para o supercanal 200 Gbit/s CO-OFDM para o enlace 2 modificado. . . . .	81

---

---

## Lista de Tabelas

---

5.1	Valores de OSNR para o sistema 1. . . . .	66
5.2	Valores de OSNR para o sistema 1 modificado. . . . .	67
5.3	Características do supercanal CO-OFDM simulado para o enlace 1. . . . .	70
5.4	Características do supercanal CO-OFDM simulado para o enlace 1 modificado. . . . .	73
5.5	Características do supercanal CO-OFDM simulado para o enlace 2. . . . .	76
5.6	Características do supercanal CO-OFDM simulado para o enlace 2 modificado. . . . .	79



---

---

# Sumário

---

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>19</b>
1.1	Contextualização do Assunto . . . . .	19
1.2	Motivação . . . . .	20
1.3	Objetivos Geral e Específicos . . . . .	20
1.3.1	Objetivo Geral . . . . .	20
1.3.2	Objetivos Específicos . . . . .	20
1.4	Metodologia . . . . .	21
1.5	Organização do Trabalho . . . . .	21
<b>2</b>	<b>Redes Ópticas DWDM</b>	<b>23</b>
2.1	Canalização em Sistemas DWDM . . . . .	23
2.2	Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais . . . . .	24
2.2.1	Formulação Matemática de um Sinal OFDM . . . . .	26
2.3	Supercanais Ópticos . . . . .	27
2.3.1	Transmissor de Supercanais Ópticos . . . . .	28
2.3.2	Receptor de Supercanais Ópticos . . . . .	30
2.4	Roteamento e Atribuição de Comprimento de Onda em Redes Ópticas . . . . .	30
2.5	Roteamento e Alocação de Espectro em Redes Ópticas . . . . .	31
<b>3</b>	<b>Camada Física para Redes Ópticas DWDM</b>	<b>33</b>
3.1	Arquitetura de uma Rede Óptica . . . . .	33
3.2	Modelagem de um Enlace Físico . . . . .	34
3.2.1	Fibra Óptica . . . . .	34
3.2.2	Amplificadores Ópticos . . . . .	39
3.3	Relação Sinal-Ruído Óptica . . . . .	40
3.4	Códigos para Correção de Erros . . . . .	41
3.5	Técnicas de Modulação Digital . . . . .	44
3.5.1	Modulação BPSK . . . . .	44
3.5.2	Modulação QPSK . . . . .	46
3.5.3	Modulação 16-QAM . . . . .	47

<b>4</b>	<b>Códigos de Verificação de Paridade de Baixa Densidade</b>	<b>49</b>
4.1	Introdução . . . . .	49
4.2	Códigos de Blocos Lineares . . . . .	50
4.2.1	Matriz Geradora . . . . .	50
4.2.2	Matriz de Verificação de Paridade . . . . .	51
4.2.3	Detecção de Erro: Síndrome . . . . .	51
4.3	Grafos de Tanner . . . . .	52
4.3.1	Giro . . . . .	53
4.4	Códigos LDPC Regulares e Irregulares . . . . .	53
4.5	Construção de códigos LDPC . . . . .	55
4.5.1	Códigos de Gallager . . . . .	56
4.5.2	Códigos de Mackay . . . . .	57
4.6	Codificação de códigos LDPC . . . . .	58
4.7	Decodificação de códigos LDPC . . . . .	59
4.7.1	Descrição do Algoritmo Soma-Produto . . . . .	61
<b>5</b>	<b>Aplicação de Códigos LDPC em Enlaces Ópticos</b>	<b>63</b>
5.1	Métricas de Desempenho . . . . .	63
5.2	Aplicação de Códigos LDPC em Estudos de Casos . . . . .	64
5.2.1	Caso 1 . . . . .	64
5.2.2	Caso 2 . . . . .	67
5.3	Aplicação de Códigos LDPC em Supercanais Ópticos . . . . .	68
5.3.1	Algoritmo para Simulação dos Enlaces . . . . .	68
5.3.2	Enlace 1 . . . . .	70
5.3.3	Enlace 2 . . . . .	75
<b>6</b>	<b>Conclusões</b>	<b>82</b>
6.1	Trabalhos Futuros . . . . .	83
6.2	Publicações . . . . .	83
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>88</b>

# CAPÍTULO 1

---

## Introdução

---

### 1.1 Contextualização do Assunto

Desde a introdução dos primeiros sistemas de transmissão óptica, a capacidade de transmissão tem aumentado e o custo por *bit* transmitido diminuído gradualmente (CARVALHO et al., 2015). Essa evolução se deve às diversas tecnologias que surgiram ou foram agregadas aos sistemas de transmissão óptica ao longo dos anos, tais como a tecnologia de multiplexação por divisão em comprimento de onda (WDM – *Wavelength Division Multiplexing*), a transmissão coerente e os códigos para correção de erros (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010).

A aplicação de códigos para correção de erros em sistemas ópticos deu-se somente a partir de 1988 (GROVER, 1988) e, desde então, a pesquisa para aplicação de códigos nessa área tem crescido significativamente (CHANG; ONOHARA; MIZUOCHI, 2010; MIZUOCHI, 2006; SMITH; KSCHISCHANG, 2010; MIZUOCHI; MIYATA, 2008). Atualmente, códigos eficientes para correção de erros, chamados códigos de 3ª geração, têm sido propostos na literatura (TZIMPRAGOS et al., 2015). Esses códigos são baseados em decodificação suave e podem proporcionar um ganho de codificação mais elevado quando comparado aos códigos de gerações anteriores. Dentre esses códigos, os códigos verificadores de paridade de baixa densidade (LDPC – *Low-Dense Parity-Check*), têm ganhado destaque atualmente em sistemas ópticos que operam a elevadas taxas de transmissão (LEVEN; SCHMALEN, 2014).

Os códigos LDPC são considerados cruciais para maximizar a taxa de transmissão de sistemas ópticos; viabilizar, em muitos casos, transmissões ao longo de enlaces ópticos severamente penalizados pelos efeitos da dispersão cromática ou mistura de quatro ondas; melhorar o desempenho de redes ópticas, principalmente em sistemas de multiplexação densa por divisão em comprimento de onda (DWDM – *Dense Wavelength Division Multiplexing*), quando formatos de modulação avançados estão sendo utilizados, e tornar a comunicação mais robusta frente às diversas formas de ruído (DJORDJEVIC; ARABACI; MINKOV, 2009).

## 1.2 Motivação

Sistemas de transmissão óptica de longas distâncias, que operam a altas taxas de transmissão, têm seu desempenho seriamente comprometido devido aos efeitos lineares e não lineares sofridos pelos sinais propagantes na fibra. Algumas alternativas para compensar esses efeitos são propostas na literatura, porém a maioria das soluções restringe a capacidade de operação do sistema. A partir desse problema, o uso de códigos para correção de erros surge como uma solução para a redução dos diversos fatores limitantes nos atuais sistemas de comunicações ópticas.

A aplicação de códigos em sistemas ópticos têm sido assunto de interesse de muitos pesquisadores nessa última década. Diversos trabalhos dessa linha de pesquisa são citados na literatura, porém poucos deles abrangem a aplicação de códigos LDPC em enlaces ópticos operando a elevadas taxas de transmissão. A motivação desse trabalho visa justamente analisar o desempenho de supercanais ópticos, quando codificados com os códigos LDPC utilizando uma estrutura de codificação eficiente e decodificação iterativa, considerando os efeitos da camada física em uma rede óptica.

## 1.3 Objetivos Geral e Específicos

### 1.3.1 Objetivo Geral

Aplicar códigos LDPC em enlaces de transmissão óptica com o intuito de diminuir as limitações impostas pelos efeitos da camada física na transmissão dos sinais ópticos.

### 1.3.2 Objetivos Específicos

São objetivos específicos:

1. Desenvolver um algoritmo para codificação e decodificação de códigos LDPC e aplicar a supercanais ópticos operando a 350 Gbit/s.
2. Obter resultados numéricos para o sistema implementado quando diferentes combinações de largura de faixa, quantidade de subportadoras e técnicas de transmissão são utilizadas.
3. Garantir um desempenho superior para um subcanal presente em uma rede óptica que opera a altíssimas taxas de transmissão quando utilizando códigos LDPC para correção de erros.
4. Reduzir o limiar da relação sinal-ruído óptica (OSNR – *Optical Signal-to-Noise Ratio*) mínima necessária em um sistema específico de transmissão óptica DWDM quando as técnicas de modulação de chaveamento de fase em quadratura (QPSK – *Quadrature*

*Phase Shift Keying*) e de modulação de amplitude em quadratura de 16 pontos (16-QAM – *16-Quadrature Amplitude Modulation*) são utilizadas.

## 1.4 Metodologia

A partir da formalização matemática proposta por Gallager (GALLAGER, 1963) para codificação dos códigos LDPC, da teoria de grafos proposta por Tanner (TANNER, 1981) para uma descrição eficiente de algoritmos de decodificação dos códigos LDPC e pelas diversas aplicações desses códigos em sistemas ópticos descritas por (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010), é apresentada nessa dissertação uma nova aplicação de códigos LDPC no contexto de supercanais ópticos operando a 350 Gbit/s que considera conjuntamente uma eficiente estrutura de codificação e decodificação.

A validação do sistema é realizada por meio de um programa construído em MatLab que simula um enlace específico de uma topologia de uma rede óptica descrita no Capítulo 5 que considera nós de grade fixa e nós de grade flexível presentes na mesma rede. O programa desenvolvido utiliza a técnica de Gallager para codificação e o algoritmo Soma-Produto em conjunto com a decodificação iterativa para decodificação dos códigos LDPC, levando em conta os efeitos atenuantes e dispersivos sofridos pelos sinais propagantes na fibra.

## 1.5 Organização do Trabalho

Este documento encontra-se organizado da seguinte forma: O Capítulo 2 apresenta aspectos gerais sobre as redes ópticas DWDM. Inicialmente, são abordados conceitos importantes, tais como grade flexível e grade fixa, para sistemas DWDM de acordo com a norma ITU-T G.694.1. Em seguida, são definidos os conceitos de multiplexação por divisão de frequências ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* – OFDM) e supercanais ópticos.

O Capítulo 3 é reservado ao detalhamento da camada física para redes ópticas DWDM. A arquitetura de uma rede óptica, assim como uma descrição funcional dos elementos constituintes da rede são evidenciados. Em seguida, são abordadas as imperfeições mais comuns presentes em sistemas ópticos. Conceitos de OSNR, códigos para correção de erros e técnicas de modulação digital são também incluídos neste capítulo.

O Capítulo 4 apresenta aspectos gerais sobre a construção, codificação e decodificação dos códigos LDPC. Conceitos fundamentais sobre códigos de blocos lineares e grafos de Tanner são também descritos.

No Capítulo 5, diversos enlaces ópticos disponíveis na literatura são simulados com a finalidade de validar o sistema implementado. Resultados obtidos por diversos autores são reproduzidos. Também neste capítulo, códigos LDPC são aplicados a supercanais ópticos para diferentes esquemas de modulação digital, variando-se a largura de faixa, a quantidade de subcanais presentes no supercanal óptico e a taxa de transmissão de cada supercanal. Comparações

com outros resultados são realizadas, de modo a buscar validação dos enlaces e técnicas simuladas.

No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões referentes aos resultados obtidos, e são propostos trabalhos futuros relativos à pesquisa no tema da dissertação.

## CAPÍTULO 2

---

# Redes Ópticas DWDM

---

### 2.1 Canalização em Sistemas DWDM

A grade de frequência para sistemas DWDM é definida pela norma ITU-T G.694.1 (G.694.1, 2012). Essa norma suporta uma variedade de espaçamentos fixos entre canais, permitindo uma quantidade de canais bem maior, contidos na faixa entre 1530 nm e 1625 nm. As grades de espaçamento entre canais variam de 12,5 GHz, 25 GHz, 50 GHz, 100 GHz ou múltiplos inteiros de 100 GHz conforme a densidade de canais desejada.

Para canais com espaçamento de  $B$  GHz na fibra, as frequências centrais dos canais alocados, em THz, são definidas por (G.694.1, 2012)

$$f = 193,1 + (n \cdot B/100), \quad (2.1)$$

em que  $n$  é um inteiro e 193,1 THz corresponde à frequência de referência .

A norma ITU-T G.694.1 também define o uso de grades flexíveis de frequência para sistemas DWDM. Canais com grades flexíveis oferecem elasticidade em sua capacidade de transmissão, permitindo a alocação de espectro conforme a demanda do tráfego. As frequências centrais para estes canais, em THz, são definidas por

$$f = 193,1 + n \cdot 0,00625, \quad (2.2)$$

em que  $n$  é um inteiro e 0,00625 é a frequência central nominal em THz. A ocupação total da grade de frequência em GHz é definida por  $12,5 \cdot m$ , em que  $m$  é um inteiro positivo. Canais com grades flexíveis permitem reduzir significativamente a largura de faixa do canal.

## 2.2 Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais

A tendência atual para a implementação de sistemas DWDM com taxa de transmissão acima dos 100 Gbit/s por canal é o uso da técnica de multiplexação por divisão de frequências ortogonais ópticas (OFDM – *Optical Frequency Division Multiplexing*) (CHANDRASEKHAR; LI, 2012). Essa técnica surgiu na década de 1960 como uma evolução da técnica convencional de multiplexação por divisão de frequência (FDM – *Frequency Division Multiplexing*) e permite a transmissão de dados em vários canais limitados em banda sem causar interferência entre portadoras (ICI – *Inter Carrier Interference*) e interferência entre símbolos (ISI – *Inter Symbol Interference*) (CARVALHO, 2014). O princípio dessa técnica consiste em realizar uma conversão de um fluxo de dados serial com taxa de transmissão elevada em múltiplos sub-fluxos paralelos com baixas taxas de transmissão.

Diferentemente de um sistema convencional de transmissão, em que os símbolos são enviados em uma única portadora, cujo espectro ocupa toda a faixa de frequência disponível, o uso da técnica OFDM permite uma alocação mais eficiente dos recursos espectrais por meio da sobreposição de subportadoras ortogonais. A condição de ortogonalidade entre as subportadoras em um sistema OFDM é satisfeita no domínio da frequência quando as suas frequências centrais estão espaçadas com distância  $n/T_s$ , em que  $n$  é um número inteiro e  $T_s$  é a duração do símbolo. No domínio do tempo, dado que a condição de ortogonalidade seja preservada no domínio da frequência, observa-se que duas subportadoras quaisquer do sinal de transmissão OFDM diferem exatamente de um número inteiro de ciclos (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010).

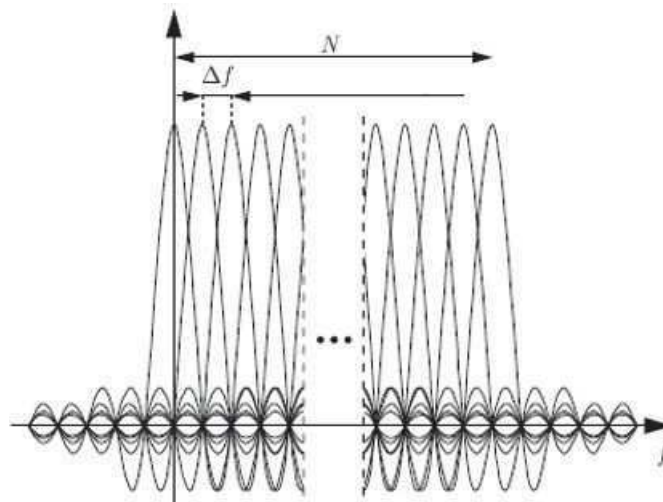
Em um sistema OFDM, o espaçamento entre as subportadoras é cuidadosamente selecionado de forma que cada uma seja locada em pontos de cruzamento de zero do espectro das demais. A Figura 2.1 ilustra o espectro de um sinal OFDM mostrando a superposição entre as formas de onda *sincs* de cada subportadora para compor o espectro total, em que  $N$  é o número de subportadoras e  $\Delta f$  é o espaçamento em frequência. Embora ocorra sobreposição espectral das subportadoras moduladas, é possível utilizar um dispositivo correlator para recuperar a informação de cada subportadora.

A tecnologia OFDM apresenta muitas vantagens, visto que (RIBEIRO, 2014):

1. permite escalabilidade, simplesmente aumentando a quantidade de subportadoras, sem grandes mudanças no projeto do sistema;
2. fornece eficiência espectral com o arranjo de sobreposição das subportadoras;
3. tem seu processamento computacional mais rápido devido ao uso de operações da transformada rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*) e da transformada rápida de Fourier inversa (IFFT – *Inverse Fast Fourier Transform*).

Como desvantagens, os sistemas OFDM apresentam (CVIJETIC, 2012):





**Figura 2.1** Ortogonalidade no domínio da frequência de um sinal OFDM (extraído de (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002)).

1. efeito PAPR (*Peak-to-Average Power*). A envoltória complexa do sinal de transmissão OFDM pode apresentar altas excursões de amplitude;
2. vulnerabilidade a desvios de frequência. Os desvios de frequência provocam a perda da ortogonalidade entre as subportadoras do sistema.

A tecnologia OFDM é a chave para os atuais sistemas de transmissão, principalmente para o sistema de transmissão óptico. A aplicação dessa técnica em sistemas ópticos é conhecida como modulação por divisão de frequências ortogonais ópticas (*Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing – O-OFDM*) e pode ser utilizada em uma variedade de sistemas de comunicações ópticas, incluindo redes ópticas passivas (PON – *Passive Optical Network*) (HSU et al., 2011) e sistemas de comunicação óptica sem fio (WOC – *Wireless Optical Communication*) (GONZALE et al., 2006). Para sistemas O-OFDM, diversas técnicas de recepção óptica são consideradas, sendo as duas principais abordagens baseadas na tecnologia de detecção de sinal, descritas como OFDM com detecção óptica direta (DDO-OFDM – *Direct Detection Optical-Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e detecção óptica coerente (CO-OFDM – *Coherent Detection Optical-Orthogonal Frequency Division Multiplexing*).

A técnica CO-OFDM, de interesse neste trabalho, apresenta um melhor desempenho na sensibilidade do receptor, eficiência espectral e robustez contra a dispersão dos modos de polarização em comparação à técnica DDO-OFDM (CARVALHO, 2014). Na técnica CO-OFDM, os sinais ópticos analógicos contêm toda a informação de amplitude, fase e polarização antes de serem transferidos para o domínio elétrico, permitindo que o sinal seja amostrado por conversores analógicos-digitais (ADC – *Analog-to-Digital Convert*) e, em seguida, tratado no domínio digital (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010).

### 2.2.1 Formulação Matemática de um Sinal OFDM

O sinal  $s(t)$ , com modulação multiportadora, pode ser representado no domínio do tempo por (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010)

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^N c_{ki} s_{ki}(t - iT_s), \quad (2.3)$$

em que  $c_{ki}$  é o  $i$ -ésimo símbolo de informação da  $k$ -ésima subportadora,  $N$  é o número de subportadoras e  $T_s$  é o tempo de símbolo. A forma de onda da  $k$ -ésima subportadora, denotada por  $s_k(t)$ , é dada por

$$s_k(t) = \Pi(t) e^{j2\pi f_k t}, \quad (2.4)$$

em que  $\Pi(t)$  é a expressão do pulso formatador, definido como um pulso retangular unitário com duração  $T_s$ . Para cada intervalo de duração  $T_s$ , o sinal de transmissão OFDM é formado pela combinação dos sinais modulados nas subportadoras do sistema.

A Figura 2.2 ilustra um diagrama de blocos genérico de um sistema de modulação multiportadora junto com um modulador/demodulador em fase e quadratura. A recepção do sinal OFDM pode ser implementada, baseando-se na ortogonalidade das subportadoras  $s_k(t)$ , por meio de uma estrutura de correladores ou filtros casados. O símbolo de informação detectado na saída do correlator da Figura 2.2, denotado por  $c'_{ik}$ , é dado por (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010)

$$c'_{ik} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) s_k^* dt, \quad (2.5)$$

em que  $r(t)$  é o sinal recebido no domínio do tempo.

A ortogonalidade, entre duas subportadoras quaisquer em um sistema OFDM, pode ser verificada segundo o produto interno entre elas, definido como (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010)

$$\delta_{kl} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_k s_l^* dt = e^{j\pi(f_k - f_l)T_s} \left[ \frac{\text{sen}(\pi(f_k - f_l)T_s)}{(\pi(f_k - f_l)T_s)} \right]. \quad (2.6)$$

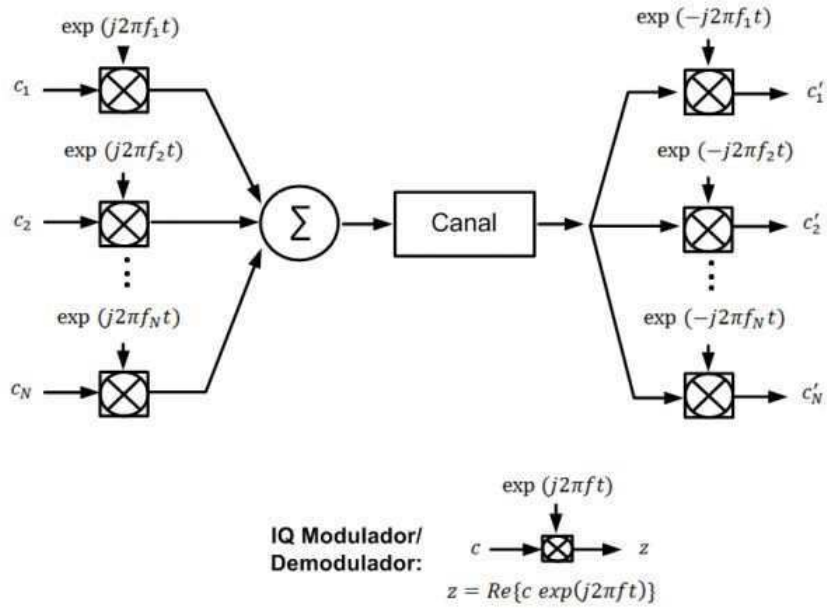
Se a condição

$$f_k - f_l = m \frac{1}{T_s} \quad (2.7)$$

é satisfeita, então as duas subportadoras são ortogonais entre si, cujo espaçamento em frequência é múltiplo do inverso do tempo de símbolo. A partir da Equações (2.6) e (2.7) é perceptível que  $\delta_{kl} = 1$  se e somente se  $k = l$ . Caso contrário,  $\delta_{kl} = 0$ .

Assumindo que  $s(t)$  é amostrado a cada intervalo de  $T_s/N$  e omitindo o índice  $i$  da Equação (2.3), tem-se que

$$s_m = \sum_{k=1}^N c_k e^{j2\pi f_k \frac{(m-1)T_s}{N}}. \quad (2.8)$$



**Figura 2.2** Diagrama conceitual de um sistema de modulação multiportadora (adaptado de (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010)).

Utilizando a condição de ortogonalidade da Equação (2.7), a Equação (2.8) pode ser reescrita como (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010)

$$s_m = \sum_{k=1}^N c_k e^{j2\pi f_k \frac{(m-1)T_s}{N}} = \sum_{k=1}^N c_k e^{j2\pi \frac{(k-1)(m-1)}{N}} = \mathcal{F}^{-1}\{c_k\}, \quad (2.9)$$

em que  $\mathcal{F}^{-1}$  representa a transformada de Fourier inversa e  $m \in [1, N]$ . Para recuperação do sinal é utilizada a transformada de Fourier direta, ou seja

$$c'_k = \mathcal{F}\{r_m\}, \quad (2.10)$$

em que  $c'_k$  é o símbolo de informação recuperado e  $r_m$  é o sinal recebido amostrado para cada intervalo de  $T_s/N$  (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010). A partir das Equações (2.9) e (2.10), é perceptível que a técnica OFDM necessita das implementações das transformadas direta e inversa de Fourier, executadas de maneira eficiente por algoritmos de FFT e IFFT respectivamente (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002). O número de multiplicações complexas, para a IFFT na Equação (2.9) e FFT na Equação (2.10), é reduzido de  $N^2$  para  $N/2 \log_2(N)$ .

## 2.3 Supercanais Ópticos

Tecnologias de transmissão óptica alcançando taxas de transmissão além de 100 Gbit/s por canal utilizam atualmente duas abordagens (CARVALHO, 2014). A primeira, segue o método tradicional de modular a taxa de dados do canal em um único comprimento de onda. Essa abor-

dagem requer taxas de símbolos altíssimas, na faixa de 100 Gbaud e o espectro ocupando toda a faixa de frequências disponíveis. A segunda abordagem, consiste na transmissão paralela de dados por diversas subportadoras. Essa técnica permite que múltiplas portadoras ópticas sejam moduladas individualmente a taxas de símbolos relativamente baixas e combinadas em paralelo, resultando em um sinal óptico multiportadora de alta eficiência espectral, ou supercanal óptico, agregando a taxa total de dados do canal (LIU; CHANDRASEKHAR, 2014).

Os supercanais ópticos são capazes de transportar informação a taxas elevadas, sendo uma solução promissora para suprir a grande demanda por largura de faixa nas redes atuais (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010). A sua característica intrínseca de possuir múltiplos subcanais densamente multiplexados impulsionou o conceito de grade flexível em sistemas DWDM, visando maximizar a capacidade da rede e reduzir significativamente a largura de faixa do canal (CARVALHO, 2014).

O conceito de supercanais ópticos foi generalizado para significar qualquer conjunto de sinais ópticos que sejam modulados e multiplexados com alta eficiência espectral em um ponto de origem comum; transmitidos e roteados conjuntamente por um enlace óptico comum, ou seja, todas as subportadoras que os compõem passam pelos mesmos elementos de rede, desde o transmissor até a chegada ao receptor; e recebidos em um ponto de destino comum. Os supercanais ópticos apresentam diversas vantagens, porém sua tecnologia possui uma maior complexidade óptica. Devido ao paralelismo empregado, os sistemas de supercanais requerem um grande número de moduladores e receptores ópticos, aumentando o custo, tamanho e potência do sistema (CHANDRASEKHAR; LIU, 2010).

### 2.3.1 Transmissor de Supercanais Ópticos

A geração de um supercanal óptico requer três etapas (CHANDRASEKHAR; LIU, 2010). A primeira etapa consiste em gerar múltiplas subportadoras ópticas e, em seguida, separá-las individualmente. A segunda etapa consiste em gerar um sinal de taxa reduzida levando em conta as limitações óptica e eletrônica. Por fim, a terceira etapa consiste em multiplexar os sinais de forma a obter um supercanal óptico de elevada taxa de transmissão e alta eficiência espectral, conforme ilustrado na Figura 2.3.

A terceira etapa na geração de supercanais ópticos permite que se obtenha uma redução da ocupação espectral. Isso se deve a uma alocação mais eficiente dos recursos espectrais por meio da sobreposição de subportadoras ortogonais. A ocupação espectral para supercanais ópticos, utilizando a técnica OFDM, aumenta a eficiência espectral em até duas vezes comparada aos sistemas DWDM convencionais de mesmo formato de modulação, conforme ilustrado na Figura 2.4.

Em um supercanal óptico, algumas técnicas são descritas na literatura para realizar a multiplexação das subportadoras. A técnica abordada neste trabalho consiste na CO-OFDM, que permite, idealmente, a redução do espaçamento entre subportadoras até o limite de Nyquist

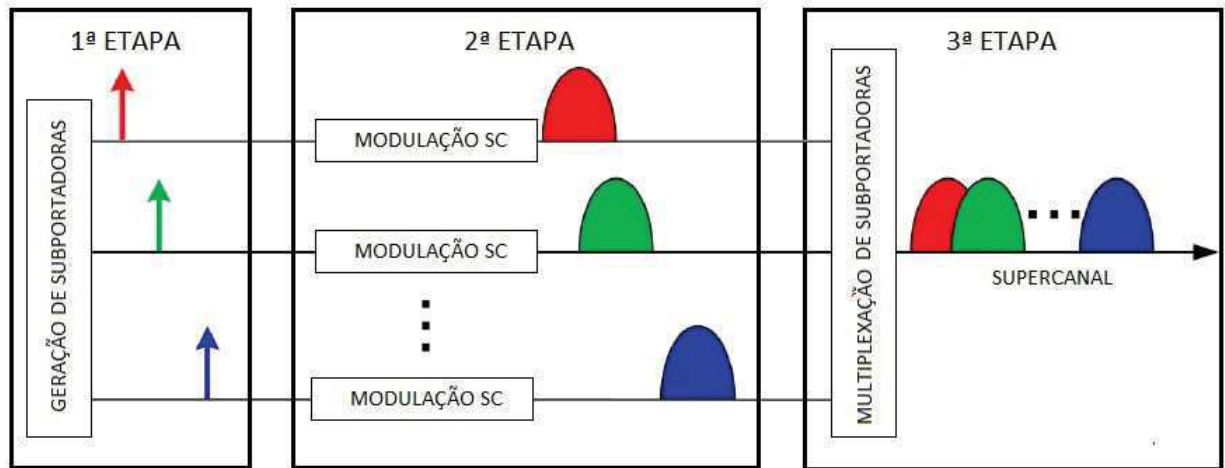


Figura 2.3 Estrutura básica de um transmissor de supercanal óptico.

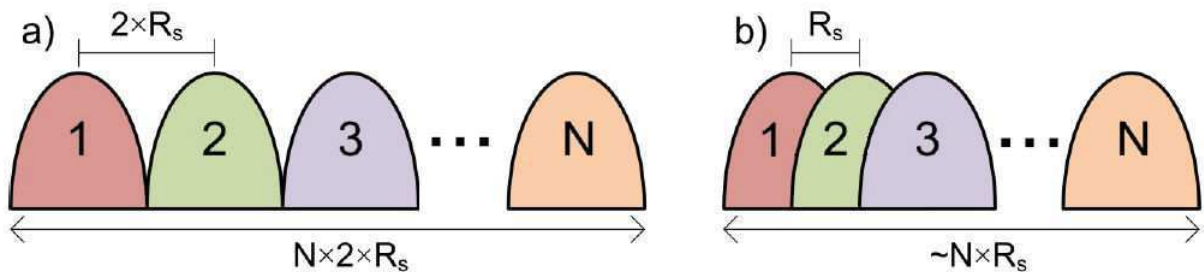


Figura 2.4 Ocupação espectral de diferentes sistemas ópticos em função da taxa de símbolos e número de subportadoras: (a) DWDM e (b) supercanais.

de forma ortogonal (CARVALHO, 2013). Essa condição impõe que o espaçamento em frequência entre subportadoras seja igual à taxa de símbolos, ou seja,  $\Delta f = R_s$ , sem que ocorra degradação por ICI ou ISI. O limite de espaçamento entre as subportadoras é também conhecido por espaçamento de Nyquist (CAI, 2012).

Supercanais CO-OFDM utilizam a técnica OFDM em conjunto com a multiplexação de polarização e a detecção coerente. A técnica OFDM oferece a capacidade de particionamento no espectro útil, devido à independência de suas subportadoras e por possibilitarem sobreposição espectral sem danos relativos à recuperação da informação. Essa característica fornece enorme flexibilidade e eficiência espectral aos sistemas de comunicação.

A ocupação espectral de um supercanal CO-OFDM é definida por

$$B = (N + 1) \cdot R_s, \tag{2.11}$$

em que  $N$  é o número de subcanais e  $R_s$  é a taxa de símbolos por subcanal. A eficiência espectral tende ao limite de Nyquist para um grande número de subportadoras empregadas (CARVALHO, 2014).

A geração de supercanais CO-OFDM envolve alguns pontos necessários para evitar que a interferência entre as subportadoras degrade o desempenho do sistema (CARVALHO, 2014):

1. O espaçamento entre as subportadoras deve ser igual à taxa de símbolos, ou seja,  $\Delta f = R_s$ .
2. Os símbolos das subportadoras moduladas devem ser alinhados no tempo.
3. Largura de banda analógica no transmissor e no receptor de, aproximadamente, duas vezes a taxa de símbolo.
4. Taxa de amostragem na recepção de, aproximadamente, quatro vezes a taxa de símbolo.

Esses pontos são essenciais para possibilitar a implantação comercial de um supercanal CO-OFDM.

### 2.3.2 Receptor de Supercanais Ópticos

A recepção de um supercanal óptico requer três etapas (CHANDRASEKHAR; LIU, 2010). A primeira etapa consiste em dividir em  $N$  cópias o supercanal recebido. Em seguida, cada cópia é enviada a um receptor coerente. Cada receptor coerente recebe como entrada uma das  $N$  cópias do supercanal recebido e um oscilador local, sintonizado na frequência da subportadora a ser demodulada. O receptor coerente recupera as informações de fase e amplitude do sinal transmitido, viabilizando o seu tratamento pelo processador digital de sinais (DSP – *Digital Signal Processor*). Técnicas como a recepção coerente permitem o uso de um receptor único para diversos formatos de modulação, movendo a complexidade do processamento óptico da fase e polarização do sinal para o domínio elétrico, por meio do DSP.

As saídas dos receptores coerentes são amostradas por conversores analógicos-digitais e, em seguida, processadas por algoritmos de DSP para a demodulação do sinal (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010). Esses algoritmos permitem realizar o tratamento do sinal recebido, corrigindo o desvio de frequência e compensando o ruído de fase. Além disso, também é possível compensar efeitos dispersivos oriundos da propagação do sinal pela fibra óptica.

## 2.4 Roteamento e Atribuição de Comprimento de Onda em Redes Ópticas

Uma rede óptica é composta por nós e enlaces. Cada enlace utiliza vários comprimentos de onda distintos multiplexados e interligam os nós da rede (RAMASWAMI; SIVARAJAN, 2009). O estabelecimento de uma conexão entre dois nós da rede só é possível mediante a seleção de uma rota e de um comprimento de onda disponível em cada um dos enlaces componentes da rota escolhida. O processo de obtenção de uma rota e um comprimento de onda para atender cada pedido de conexão solicitado por um usuário é conhecido como roteamento e atribuição de comprimento de onda (RWA – *Routing and Wavelength Assignment*) (CHAVES, 2012).

Alguns algoritmos são propostos na literatura para solução do problema de RWA em redes ópticas e têm como objetivo principal selecionar uma rota e um comprimento de onda,



por meio dos nós de uma rede óptica, com o intuito de estabelecer um caminho de comunicação entre dois nós da rede. Uma rota e um comprimento de onda ligando um dado nó fonte e um dado nó destino é definido como caminho óptico.

O problema de RWA pode ser simplificado dividindo-o em dois problemas: um de roteamento e outro de atribuição de comprimento de onda. O problema de roteamento pode ser resolvido da seguinte forma (CHAVES, 2012):

1. representa-se a topologia da rede por um grafo;
2. calcula-se o custo de cada enlace utilizando alguma métrica pré-estabelecida;
3. utiliza-se um algoritmo que encontra a rota de menor custo total entre os nós que desejam realizar uma conexão.

Diversas métricas são propostas na literatura para calcular o custo relativo a cada enlace (BHIDE; SIVALINGAM; FABRY-ASZTALO, 2001). Com respeito ao algoritmo que encontra a rota de menor custo, os mais comuns são o algoritmo de menor caminho de Dijkstra e de Bellman-Ford (TANEBAUM, 2003).

Quanto ao problema de atribuição de comprimento de onda, é necessário, além de encontrar uma rota, definir também qual comprimento de onda será utilizado para se estabelecer a chamada em uma rede óptica WDM. O algoritmo que estabelece qual comprimento de onda será utilizado é chamado de algoritmo de atribuição de comprimento de onda (WA – *Wavelength Assignment*). Muitos algoritmos de atribuição de comprimento de onda foram propostos na literatura. Informações detalhadas sobre RWA em redes ópticas podem ser encontradas em (CHAVES, 2012; BHIDE; SIVALINGAM; FABRY-ASZTALO, 2001; JÚNIOR, 2008; TANEBAUM, 2003; ZANG; JUE; MUKHERJEE, 2000).

## 2.5 Roteamento e Alocação de Espectro em Redes Ópticas

Análogo ao problema de RWA, outro problema a ser solucionado em redes ópticas é o de roteamento e alocação de espectro (RSA – *Routing and Spectrum Allocation*). No RSA é alocado um espectro para atender a demanda de tráfego da rede, cujo problema é mais desafiador que o de RWA (RIBEIRO, 2014). Primeiro, porque a subportadora alocada deve ter continuidade, isto é, ser a mesma em todos os enlaces da rota (SANTOS et al., 2012). Segundo, as subportadoras de um mesmo caminho óptico de tamanho variável devem ser consecutivas. Além disso, a filtragem no receptor requer que os caminhos ópticos que compartilhem enlaces físicos sejam separados por uma banda de guarda (SANTOS et al., 2012).

Recentemente, há um grande número de trabalhos de pesquisa de soluções para o problema de RSA em redes ópticas elásticas sob ambas as situações de tráfego, estático e dinâmico, incluindo considerações de tecnologia de modulação de distância adaptativa (RAMASWAMI; SIVARAJAN, 2009). No tráfego estático, a fase de planejamento de rede é realizada *off-line*. Uma

matriz de tráfego *a priori* é dada em termos da capacidade necessária para alocação de recursos e para o roteamento (RIBEIRO, 2014). Esse problema é formulado como uma programação linear inteira (ILP – *Integer Linear Programming*), que retorna a melhor solução por meio de uma combinação de roteamento e alocação de espectro.

Sob um cenário de tráfego dinâmico, o problema RSA deve ser utilizado de forma particionada em abordagens de roteamento e alocação de espectro com resolução de forma sequencial (SANTOS et al., 2012). No roteamento, uma das formas é pré-calculando os  $x$  caminhos mais curtos que serão utilizados na seleção da rota. Após o roteamento, a alocação do espectro pode ser realizadas com heurísticas. A mais utilizada na literatura é a *First-Fit* (RAMASWAMI; SIVARAJAN, 2009).

A formulação matemática de um modelo de programação linear inteira para o problema completo de RSA dinâmico é apresentado em (WAN; HUA; ZHENG, 2012), que integra os subproblemas de roteamento e atribuição de espectro, levando em consideração a restrição de continuidade de espectro e a restrição de rota única.

Uma vez que foram apresentados os conceitos de redes ópticas DWDM, dando enfoque à técnica OFDM e aos supercanais ópticos de alta capacidade e suas principais técnicas de implementação, o próximo capítulo aborda os conceitos da camada física para redes ópticas DWDM, apresentando a arquitetura e modelagem de um enlace físico, como também conceitos de OSNR e códigos para correção de erros em sistemas ópticos.

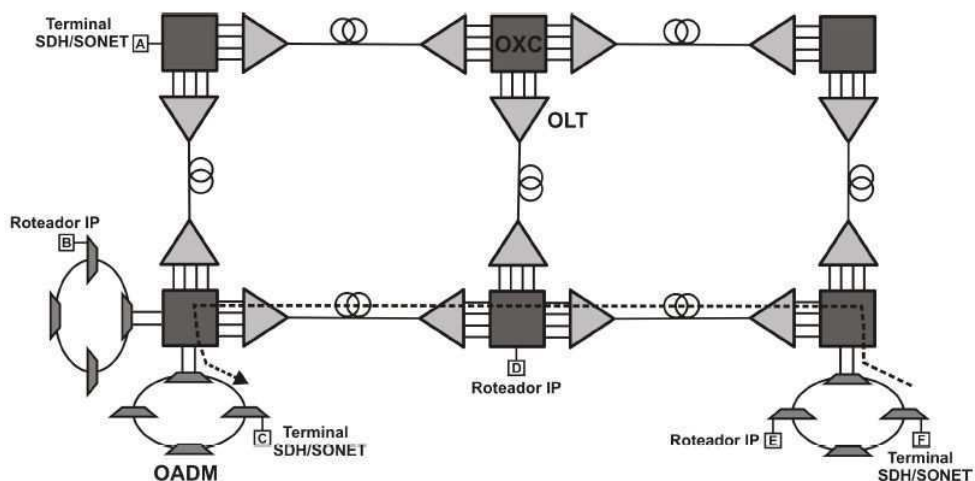


## CAPÍTULO 3

# Camada Física para Redes Ópticas DWDM

### 3.1 Arquitetura de uma Rede Óptica

A Figura 3.1 ilustra a arquitetura de uma rede óptica com a representação dos seus elementos constituintes. Nessa rede, os elementos chave responsáveis pela interconexão óptica são os terminais de linha ópticos (OLTs – *Optical Line Terminals*), multiplexadores ópticos insere-deriva (OADM – *Optical Add-Drop Multiplex*) e comutadores ópticos (OXC – *Optical Cross-Connect*) interconectados pelos enlaces de fibra (JÚNIOR, 2008).



**Figura 3.1** Interconexão em uma rede óptica com representação dos elementos (adaptado de (RAMASWAMI; SIVARAJAN, 2009)).

Os terminais de linha ópticos, OLTs, são usados para multiplexar e demultiplexar comprimentos de ondas provenientes dos equipamentos que processam pacotes dos clientes da rede WDM (RAMASWAMI; SIVARAJAN, 2009). Os principais elementos funcionais que compõem um OLT são os multiplexadores, demultiplexadores e os transceptores. Os transceptores são

componentes WDM, sendo compostos de diversos subsistemas, como *lasers*, fotodetectores e filtros, e podem ser fixos ou sintonizáveis (AGRAWAL, 2010).

Os OADMs são dispositivos utilizados para inserir ou retirar comprimentos de onda em uma transmissão óptica (JÚNIOR, 2008). Isso permite a extração ou a inclusão de dados em um comprimento de onda específico. Com o uso de OADMs é possível realizar uma economia considerável de OLTs em uma rede óptica, resultando então em um barateamento do sistema óptico (RAMASWAMI; SIVARAJAN, 2009). O OADM é composto de um multiplexador, demultiplexador e uma chave óptica.

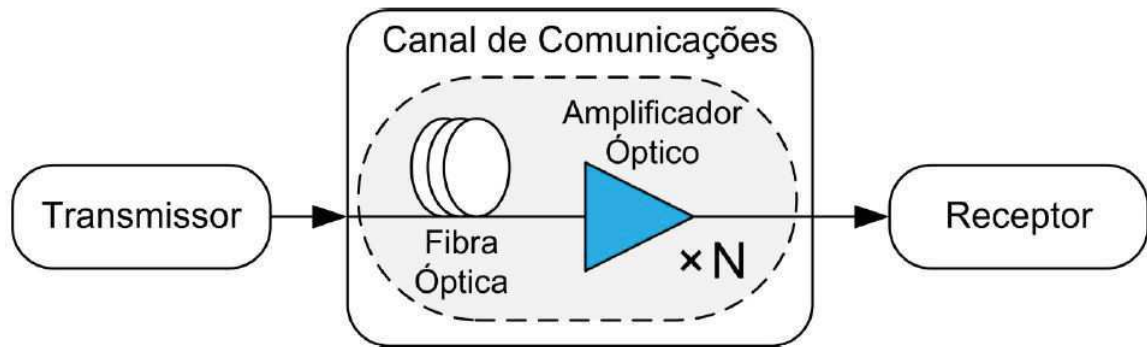
O OXC é um comutador óptico em que  $N_p$  portas de entrada podem se conectar com  $N_p$  portas de saída. Ou seja, o OXC permite a comutação de canais de transmissão, fornecendo então a capacidade de que o fluxo de dados vindo de qualquer uma de suas portas de entrada possa ser desviado para qualquer uma de suas portas de saída. O processo de comutação de comprimentos de onda pode exigir uma conversão óptico-elétrica na porta de entrada e uma conversão eletro-óptica na porta de saída, no caso de redes opacas, ou pode ser totalmente óptico, no caso de redes transparentes (JÚNIOR, 2008). Os OXCs tem várias funções-chaves em grandes redes ópticas (RAMASWAMI; SIVARAJAN, 2009): a) gerência – permite monitorar o desempenho, testar acessos e canais, além da localização de falhas; b) provisionamento de serviço – permite prover os caminhos ópticos de forma automática e dinâmica; c) proteção – oferece proteção aos caminhos ópticos; d) conversão de comprimento de onda – além de comutar o sinal óptico de uma extremidade à outra, os OXCs podem também incorporar capacidades de conversão de comprimentos de onda.

## 3.2 Modelagem de um Enlace Físico

Em um sistema de comunicação óptica, o canal de comunicação é composto pelos elementos que são inseridos entre o transmissor e o receptor, tais como o meio de propagação, os elementos passivos e os elementos ativos (AGRAWAL, 2010). A Figura 3.2 ilustra um exemplo de canal de comunicação para sistemas de transmissão óptica. A fibra óptica e o amplificador óptico são os principais elementos do canal de comunicação em um sistema de transmissão óptica (AGRAWAL, 2010).

### 3.2.1 Fibra Óptica

O principal meio de propagação em sistemas de comunicações ópticas é a fibra óptica (AGRAWAL, 2010). Em sistemas ópticos, tanto o meio de transmissão quanto os dispositivos pertencentes à rede degradam a qualidade dos sinais propagantes. As penalidades sofridas pelos sinais propagantes envolvem efeitos lineares, tais como adição de ruído, atenuação e dispersão ou até mesmo resposta não linear do meio considerado (PEREIRA, 2007). Algumas dessas penalidades são descritas nessa dissertação.



**Figura 3.2** Exemplo de canal de comunicações para sistemas de transmissão óptica (extraído de (CARVALHO, 2014)).

### Atenuação

A atenuação na fibra é um efeito linear e limita o alcance em um sistema de comunicação óptica de longa distância. Esse efeito é definido como a perda de potência óptica durante a transmissão (AGRAWAL, 2010). Para um sinal com potência de entrada  $P_0$  lançado em uma fibra óptica de comprimento  $L$ , a potência de saída ( $P$ ) ao fim do trecho é dada pela relação (AGRAWAL, 2010)

$$P = P_0 e^{-\alpha L}, \quad (3.1)$$

em que  $\alpha$  é o coeficiente de atenuação da fibra, em  $\text{Np/km}$ . A conversão para  $\text{dB/km}$ , é dada por (AGRAWAL, 2010)

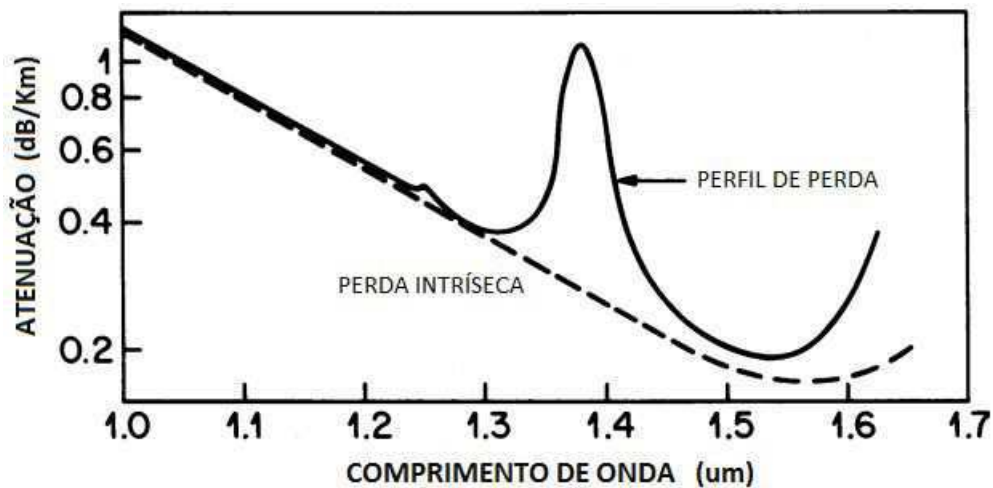
$$\alpha_{\text{dB/km}} = 4,343 \alpha_{\text{Np/km}}. \quad (3.2)$$

A perda na fibra depende do comprimento de onda da luz, conforme ilustrado na Figura 3.3. As fibras atualmente instaladas apresentam atenuação de  $0,2 \text{ dB/km}$ , em  $\lambda = 1550 \text{ nm}$  (CARVALHO, 2014). A perda é consideravelmente mais alta para comprimentos de onda menores, atingindo de  $1$  a  $10 \text{ dB/km}$  na região visível.

### Efeitos Dispersivos

Os efeitos dispersivos fazem com que diferentes componentes do sinal transmitido se propaguem na fibra óptica com velocidades diferentes, alcançando o receptor em instantes de tempo distintos (CARVALHO, 2014). Nas fibras ópticas monomodo padrão (SSMF – *Standard Single Mode Fibers*), os principais efeitos dispersivos são a dispersão cromática (CD – *Chromatic Dispersion*) e, em sistemas de altíssimas taxas de transmissão, também, a dispersão dos modos de polarização (PMD – *Polarization Mode Dispersion*) (AGRAWAL, 2010).

A dispersão cromática é um efeito linear e um dos fatores limitantes das fibras monomodo (AGRAWAL, 2010). Esse fenômeno é causado pela dispersão material e pela dispersão do guia de onda e manifesta-se com a dependência do índice de refração,  $n(\omega)$ , com relação à frequência (AGRAWAL, 2010). Mesmo na ausência de efeitos não lineares, a dispersão cromá-



**Figura 3.3** Valores de atenuação na fibra em dB/km em função do comprimento de onda (adaptado de (AGRAWAL, 2012)).

tica pode ser prejudicial para o funcionamento dos enlaces de comunicações ópticas (FONSECA, 2001).

Os efeitos da dispersão cromática na fibra podem ser avaliados expandindo a constante de propagação  $\beta$  por uma série de Taylor em torno da frequência central  $\omega_0$ ,

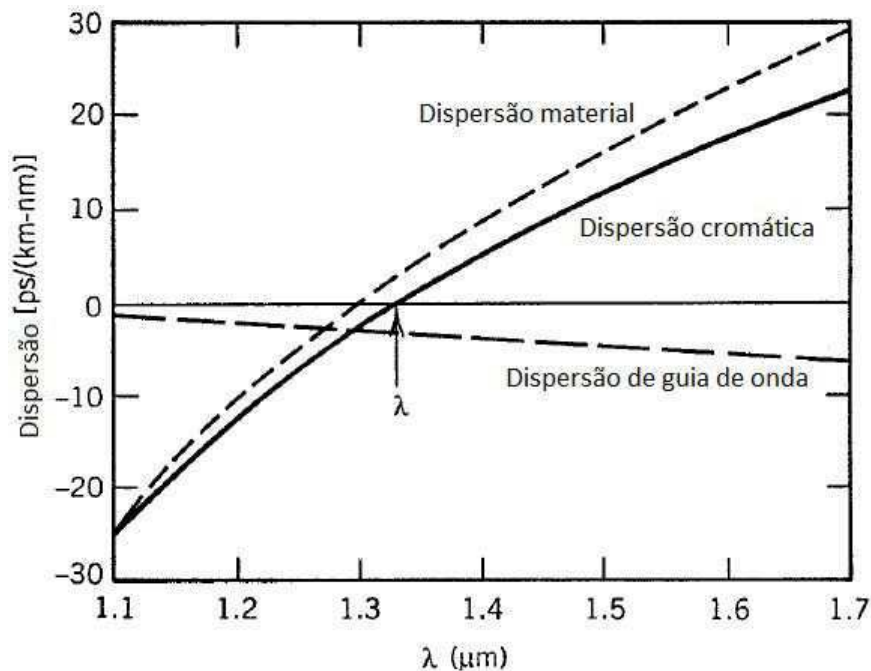
$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \dots, \quad (3.3)$$

em que  $\beta_m$  é a derivada de ordem  $m$  de  $\beta$ , avaliada em  $\omega = \omega_0$ , com  $m = 1, 2, \dots$  (AGRAWAL, 2010). A dispersão é quantificada pelo coeficiente da dispersão  $D$ , expresso em ps/nm/km,

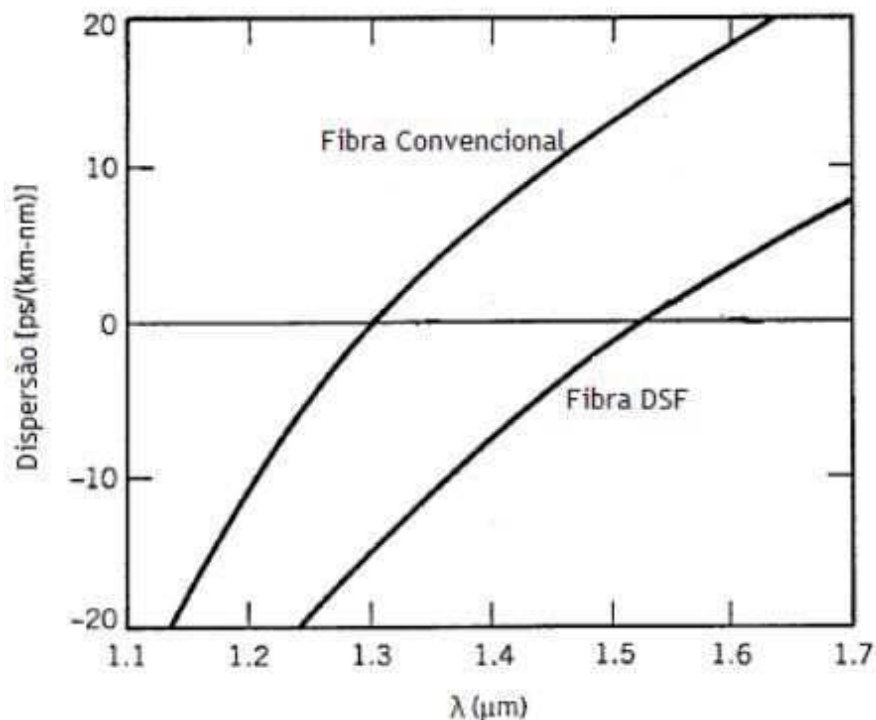
$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2}\beta_2. \quad (3.4)$$

A Figura 3.4 mostra a dispersão material, a dispersão de guia de onda e a dispersão cromática para uma fibra óptica monomodo padrão. A dispersão cromática é nula próximo do comprimento de onda de 1310 nm. A Figura 3.5 ilustra a dispersão em função do comprimento de onda para as fibras SSMF e para as fibras com dispersão deslocada (DSF – *Dispersion Shifted Fiber*).

Um outro efeito dispersivo está relacionado à dispersão do modo de polarização, decorrente da birrefringência da fibra óptica, causada pelas imperfeições do núcleo da fibra óptica em referência ao de uma fibra com núcleo cilíndrico ideal (AGRAWAL, 2010). Valores usuais do coeficiente de PMD situam-se na faixa de 0,1 a 1 ps/km, em fibras comerciais. Imperfeições, como a PMD podem ser, em princípio, totalmente compensadas com o uso de DSP em um receptor coerente caso ele seja complexo o suficiente. Porém, a complexidade de um DSP em um sistema real impõe um limite na quantidade de PMD que um sistema coerente pode tolerar (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010). Por isso, é importante para um projetista de um sistema de comunicação óptico coerente saber a quantidade de PMD que um receptor coerente com dada complexidade



**Figura 3.4** Dispersão cromática, material e de guia de onda para uma fibra SSMF (adaptado de (AGRAWAL, 2010)).



**Figura 3.5** Dispersão em função do comprimento de onda para fibras SSMF e DSF (adaptado de (AGRAWAL, 2010)).

pode compensar. Informações sobre os efeitos dispersivos podem ser encontradas na seção 2.3 de (AGRAWAL, 2010).

## Efeitos Não Lineares

As não linearidades do meio são estimuladas sob intensos campos eletromagnéticos. Esse efeito causa uma variação do índice de refração do material da fibra, cuja dependência leva ao aparecimento de efeitos não lineares (AGRAWAL, 2012). Tais efeitos se tornam limitantes na propagação dos sinais, causando distorções de fase e de amplitude, principalmente quando sistemas DWDM são utilizados (AGRAWAL, 2010). Dependendo do sinal de entrada, as não linearidades relativas ao efeito Kerr se manifestam em três efeitos distintos: a automodulação de fase (SPM – *Self-Phase Modulation*), a modulação cruzada de fase (XPM – *Cross-Phase Modulation*) e a mistura de quatro ondas (FWM – *Four Wave Mixing*).

A automodulação de fase é um dos principais efeitos não lineares e seu efeito é compreendido ao serem analisados três parâmetros: o índice de refração do meio óptico, a potência do campo eletromagnético e a sua fase. O índice de refração do meio causa um deslocamento de fase que é proporcional à intensidade do campo eletromagnético. A modulação cruzada de fase ocorre quando dois ou mais canais ópticos são transmitidos simultaneamente no interior de uma fibra óptica usando a técnica WDM. Em tais sistemas, o deslocamento de fase não linear de um canal específico depende não só da potência do canal, mas também da potência dos outros canais (CARVALHO, 2014). O efeito XPM é sempre acompanhado do efeito SPM, uma vez que ambos ocorrem devido à dependência do índice de refração com a intensidade do campo na fibra (AGRAWAL, 2012).

A mistura de quatro ondas é um efeito não linear intrínseco aos sistemas de transmissão WDM e envolve a interação entre dois ou mais sinais ópticos com frequências diferentes (AGRAWAL, 2010). Após a transmissão desses sinais na fibra, eles interagem entre si e com o meio dielétrico e geram combinações de frequências que podem afetar de forma severa o desempenho da rede. Outra consequência do efeito FWM é a redução da potência óptica dos sinais injetados devido à transferência de parte dessa potência para os novos sinais gerados (AGRAWAL, 2012).

O número total de sinais gerados,  $N_a$ , em função do número total de sinais injetados na fibra,  $M_a$ , devido ao efeito FWM é dado por

$$N_a = \frac{1}{2}(M_a^3 - M_a^2). \quad (3.5)$$

Dado dois sinais injetados na fibra, com frequências  $f_1$  e  $f_2$ , dois novos sinais são gerados com frequências  $2f_1 - f_2$  e  $2f_2 - f_1$  (AGRAWAL, 2010).

De maneira geral, os efeitos não lineares impõem um limiar de potência máxima que pode ser lançada na fibra óptica, no qual, acima de tal valor, o sinal é severamente degradado e sua recuperação pode se tornar inviável (AGRAWAL, 2012).



## Ruído

O ruído presente nos sistemas ópticos pode surgir de diversas fontes, seja do transmissor, dos amplificadores ópticos, do meio de transmissão ou do receptor (AGRAWAL, 2010). O transmissor gera um ruído proveniente das flutuações na intensidade e na fase do sinal óptico devido às reflexões causadas pela presença de emendas e conectores ao longo do enlace (RAMASWAMI; SIVARAJAN, 2009), enquanto o amplificador óptico adiciona ruído de emissão espontânea amplificada (ASE – *Amplified Spontaneous Emission*), em que fótons incoerentes em relação ao sinal são amplificados no dispositivo (PEREIRA, 2007). O ruído ASE é o principal fator degradante em sistemas de transmissão óptica de longas distâncias, limitando o seu alcance máximo. No entanto, à medida que a taxa de transmissão e a densidade de multiplexação de canais nos sistemas DWDM aumentam, o ruído causado pelos efeitos de propagação na fibra se torna dominante (MOBILON, 2003). Ao utilizar amplificadores ópticos à fibra dopada com érbio (EDFA – *Erbium Doped Fibre Amplifier*), a densidade espectral do ruído por estado de polarização  $N_E$ , gerada ao fim de uma linha composta por  $N_A$  amplificadores espaçados por uma distância  $L$ , é dada por

$$N_E = N_A(e^{\alpha L} - 1)hf_s n_{sp}, \quad (3.6)$$

em que  $\alpha$  é a atenuação em dB/km,  $f_s$  é a frequência do sinal e  $n_{sp}$  é o fator de emissão espontânea. Para amplificação Raman,

$$N_R = \alpha L h f_s K_t, \quad (3.7)$$

em que  $K_t$  é o fator de ocupação dos fônons (ESSIAMBRE et al., 2010).

No fotodetector, os ruídos balístico e térmico degradam a relação sinal-ruído (SNR – *Signal-to-Noise Ratio*) do sinal durante o processo de detecção dos sinais ópticos. O ruído balístico está sempre presente em qualquer receptor óptico e é uma manifestação direta da natureza quântica da luz, percebida como flutuações aleatórias da fotocorrente detectada, mesmo quando o campo óptico é determinístico. O ruído térmico tem origem no resistor de carga presente no circuito de detecção, de modo que é gerado um ruído devido ao movimento aleatório dos elétrons por causa da temperatura (PEREIRA, 2007).

### 3.2.2 Amplificadores Ópticos

A principal penalidade responsável pela determinação do alcance máximo em um sistema de comunicação óptico de elevada taxa de transmissão é a atenuação sofrida pelo sinal propagante na fibra (AGRAWAL, 2010). Para compensar as perdas impostas pelo meio de transmissão, e assim aumentar o alcance em sistemas de transmissão de longas distâncias, são utilizados atualmente dispositivos capazes de realizar a amplificação óptica. A amplificação óptica é baseada no processo de emissão estimulada entre dois níveis de energia que mantêm inversão

de população. Nesse processo, novos fótons são gerados com mesma energia, fase, direção e polarização dos fótons incidentes na entrada do dispositivo (BASTOS-FILHO, 2005).

Os amplificadores ópticos comerciais, devido à ampla largura de faixa, permitem amplificar sinais WDM constituídos por um grande número de canais. Além disso, os amplificadores ópticos são insensíveis à taxa de transmissão e ao formato de modulação dos sinais que amplifica. Os mais utilizados em sistemas ópticos são os amplificadores EDFA. Diversos fatores, tais como a disponibilidade de *lasers* de bombeio de alta potência compactos e confiáveis, uma maior faixa de amplificação, capacidade de operar com múltiplos comprimentos de onda, o fato de não introduzir interferência entre canais quando amplifica sinais WDM, ganho elevado, alta potência de saturação, insensibilidade à polarização e seu espectro de amplificação coincidir exatamente com o mínimo de atenuação da sílica, por volta de 1550 nm, fazem com que o amplificador EDFA seja a principal tecnologia de amplificação óptica atualmente (AGRAWAL, 2010).

Outra tecnologia de amplificação utilizada em sistemas ópticos é a amplificação Raman. O seu princípio básico consiste na utilização do espalhamento Raman estimulado em fibras ópticas, como mecanismo de interação da luz com modos vibracionais do material. Apesar de possuírem menor figura de ruído que os EDFAs, os amplificadores Raman possuem baixa eficiência de ganho e requerem *lasers* de bombeio caros de alta potência (AGRAWAL, 2010).

Os amplificadores ópticos introduzem ruído no sinal amplificado devido ao processo de emissão espontânea e esse ruído é acumulado com a passagem do sinal por múltiplos estágios de amplificação (CARVALHO, 2014). Além disso, o ruído introduzido é também amplificado, processo denominado de emissão espontânea amplificada. Para quantificar a degradação do sinal devido à inserção de ruído pelo amplificador é utilizado um parâmetro denominado de figura de ruído (NF – *Noise Figure*), definido por

$$NF = 10 \log \left( \frac{\gamma_i}{\gamma_o} \right), \quad (3.8)$$

em que  $\gamma_i$  e  $\gamma_o$  são, respectivamente, as relações sinal-ruído na entrada e na saída do amplificador (BASTOS-FILHO, 2005).

### 3.3 Relação Sinal-Ruído Óptica

O desempenho de um sistema de transmissão óptica, especialmente de longo alcance, depende diretamente da relação sinal-ruído óptica do sinal recebido (ESSIAMBRE et al., 2010). A OSNR é a razão entre a potência do sinal e a potência do ruído medida em uma largura de faixa de referência (ESSIAMBRE et al., 2010). Comumente, utiliza-se como referência a largura de faixa de 12,5 GHz, correspondente a 0,1 nm de largura de linha para a região de comprimento de onda de 1550 nm (AGRAWAL, 2010).



A OSNR, em dB, pode ser calculada por

$$\text{OSNR} = \frac{E_b}{N_0} + 10 \log_{10} \frac{V \cdot R \cdot R_s}{B_{ref}}, \quad (3.9)$$

em que  $B_{ref}$  é a largura de faixa de referência do ruído,  $R_s$  é a taxa dos símbolos transmitidos,  $R$  é a taxa do código LDPC e  $V$  corresponde ao número de *bits* associados a cada símbolo modulado (LEVEN; SCHMALEN, 2014). A definição de OSNR na Fórmula (3.9) é aplicada para sistemas ópticos com qualquer formato de modulação, taxa de transmissão e tecnologia de amplificação (LEVEN; SCHMALEN, 2014).

Em geral, os sistemas de transmissão óptica possuem uma especificação de OSNR mínima para que o sinal possa ser recuperado pelo receptor. Quanto maior a taxa de símbolos e a ordem do formato de modulação, maior a OSNR mínima requerida e, conseqüentemente, menor o alcance do sistema. Geralmente, empregam-se códigos para correção de erros para reduzir o limiar de OSNR mínima requerida em sistemas de transmissão óptica (CARVALHO, 2014).

### 3.4 Códigos para Correção de Erros

Em comunicações ópticas, o ruído pode surgir de diversas fontes e comprometer seriamente o desempenho do sistema óptico. Na literatura são descritas algumas medidas que podem ser utilizadas para reduzir as penalidades causadas pelas diversas formas de ruído em sistemas ópticos. No entanto, na maioria dos casos, essas soluções restringem a capacidade de operação do sistema (MOBILON, 2003).

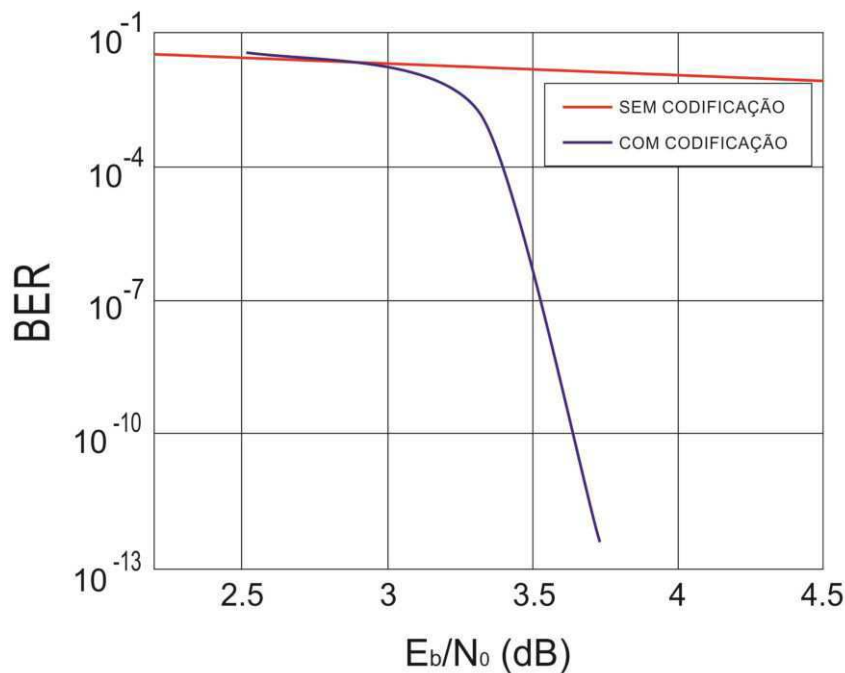
Uma alternativa para redução dos diversos fatores limitantes nos atuais sistemas de comunicações ópticas é o uso de códigos para correção de erros (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010). A aplicação de códigos para correção de erros em sistemas ópticos deu-se somente a partir de 1988 (GROVER, 1988) e, desde então, a pesquisa para aplicação de códigos nessa área tem crescido significativamente. Atualmente, eles são considerados cruciais para viabilizar, em muitos casos, transmissões ao longo de enlaces ópticos severamente penalizadas pelos efeitos da dispersão cromática ou mistura de quatro ondas; melhorar o desempenho em redes ópticas DWDM e tornar a comunicação mais robusta frente às diversas formas de ruído (DJORDJEVIC; ARABACI; MINKOV, 2009).

Sistemas ópticos que empregam códigos para correção de erros utilizam um excesso de taxa (*overhead*) de transmissão para incorporar redundância ao sinal transmitido e, conseqüentemente, reduzir a probabilidade de erro após a decodificação do sinal no receptor. O uso do excesso de taxa de transmissão apesar de melhorar o desempenho do sistema de comunicação, tem como consequência uma redução da eficiência espectral do sistema (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010). Para sistemas ópticos, usualmente é utilizada uma redundância de 20% ao sinal transmitido (LEVEN; SCHMALEN, 2014). Esquemas de codificação para correção de erros utilizando

decodificação suave com 20% de redundância fornecem<sup>1</sup>, geralmente, um ganho de codificação de 10-11 dB para uma BER de  $10^{-15}$  (LEVEN; SCHMALEN, 2014).

Atualmente, sistemas ópticos que operam a altas taxas de transmissão necessitam que diversas exigências sejam atendidas. Baixas taxas de erro de *bit*, baixo consumo de potência, alta eficiência espectral e capacidade de adaptação às peculiaridades do canal óptico são algumas delas. Para atender essas exigências, novos códigos eficientes para correção de erros, chamados códigos da terceira geração, têm sido propostos na literatura e são baseados em decodificação suave. Dentre esses códigos, os códigos LDPC têm obtido um grande destaque em sistemas ópticos que operam a altíssimas taxas e podem proporcionar um elevado ganho de codificação em diversos cenários (TZIMPRAGOS et al., 2015).

Diversas redes ópticas, nas quais a aplicação de códigos LDPC para correção de erros se dá em diferentes cenários, são descritas na literatura. A. Leven *et al.* evidenciaram que um sistema óptico utilizando um código LDPC (3,18)-regular, com taxa de projeto  $R_d = 5/6$ , excesso de taxa de transmissão de 20%, decodificação suave, técnica de chaveamento por deslocamento de fase binário (BPSK – *Binary Phase Shift Keying*) e o canal com ruído aditivo gaussiano branco (AWGN – *Additive White Gaussian Noise*) fornece um ganho de 10,6 dB para uma BER de  $10^{-13}$  (LEVEN; SCHMALEN, 2014). A Figura 3.6 ilustra o gráfico de desempenho BER em função de  $E_b/N_0$  para o caso simulado por Leven. É possível verificar, realizando uma extrapolação, um ganho de codificação de 11,2 dB para uma BER de  $10^{-15}$  para o sistema codificado quando comparado ao sistema sem codificação.

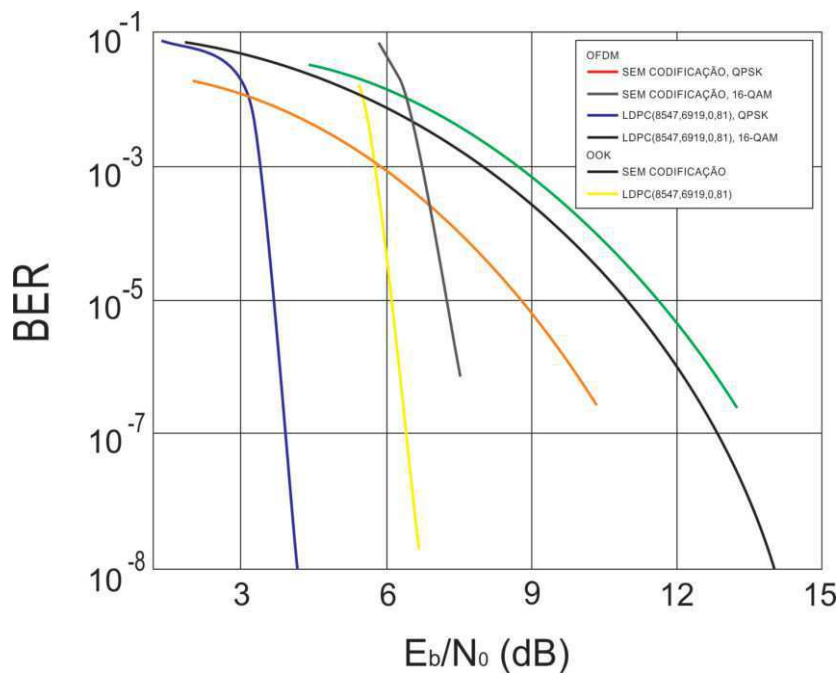


**Figura 3.6** Curva de desempenho BER  $\times E_b/N_0$  para um código LDPC (3,18)-regular (adaptado de (LEVEN; SCHMALEN, 2014)).

<sup>1</sup>Para códigos baseados em decisão abrupta usualmente é utilizada uma redundância de 7% ao sinal transmitido. Maiores informações podem ser encontradas em (TZIMPRAGOS et al., 2015).

Outra aplicação de códigos para correção de erros ocorre em enlaces ópticos de longas distâncias e no espaço livre. I. B. Djordjevic *et al.* demonstraram que o uso de códigos LDPC para correção de erros em sistemas de longas distâncias reduz a influência da dispersão cromática, da dispersão dos modos de polarização e diminui a influência de não linearidades na fibra, enquanto que, para comunicações ópticas no espaço livre, o uso de códigos LDPC aumenta a imunidade à turbulência atmosférica (DJORDJEVIC; VASIC; NEIFELD, 2007).

Para o estudo de enlaces de longas distâncias, Djordjevic simula dois sistemas ópticos, um convencional em que os símbolos são enviados por meio de uma única portadora, cujo espectro ocupa toda a faixa de frequência disponível e o outro utilizando a técnica OFDM, em que ambos os sistemas operam a 40 Gbit/s. A codificação dos dois sistemas é realizada por meio de um código LDPC (8547,6919,0,81)-regular para um canal AWGN, cujo gráfico de desempenho  $BER \times E_b/N_0$  está ilustrado na Figura 3.7 para os formatos de modulação QPSK, 16-QAM e chaveamento liga-desliga (OOK – *On-Off Keying*). É possível verificar um ganho de codificação de 2 dB para uma BER de  $10^{-8}$  no sistema codificado utilizando a técnica OFDM quando comparado ao codificado utilizando a técnica convencional.



**Figura 3.7** Curva de desempenho  $BER \times E_b/N_0$  para um código LDPC (8547,6919)-regular (adaptado de (DJORDJEVIC; VASIC; NEIFELD, 2007)).

Códigos LDPC são também aplicados a enlaces de fibra multimodo, reduzindo a influência da dispersão multimodal e em enlaces de fibras ópticas de plástico. Essa classe de códigos tem se mostrado eficiente para redes ópticas operando a 100 Gbit/s ou mais, possuindo numerosas aplicações em diferentes situações. Nessa dissertação, enfatiza-se o estudo e aplicação de códigos LDPC para correção de erros em supercanais ópticos.

## 3.5 Técnicas de Modulação Digital

A modulação é a alteração de uma onda portadora de acordo com a informação a ser transmitida (HAYKIN, 2002). No caso da modulação digital, a informação consiste em uma sequência de *bits* (HAYKIN, 2002). Nesta seção apresenta-se um estudo resumido das técnicas de modulação digital BPSK, QPSK e 16-QAM, que são utilizadas nas simulações realizadas no Capítulo 5.

### 3.5.1 Modulação BPSK

A técnica BPSK caracteriza um esquema de modulação digital em que a fase da portadora é variada, mantendo a amplitude e a frequência constantes (HAYKIN, 2002). O deslocamento de fase é realizado a fim de representar os *bits* de informação a serem transmitidos.

O sinal transmitido, para esse tipo de modulação, é dado por (HAYKIN, 2002)

$$s(t) = A \cos(\omega_c t), \quad (3.10)$$

para o *bit* 0, e

$$s(t) = -A \cos(\omega_c t), \quad (3.11)$$

para o *bit* 1, em que  $A$  é a amplitude do sinal e  $\omega_c$  é a frequência da portadora. Nesse sistema de modulação, quando há uma transição de um *bit* 0 para um *bit* 1, ou vice-versa, a onda portadora sofre uma alteração de fase de 180 graus.

Em sistemas de comunicações ópticas, a modulação BPSK pode ser obtida com o uso de um modulador de Mach-Zehnder (MZM – *Mach-Zehnder Modulator*) (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010). A função dos moduladores nesses sistemas é modular a portadora óptica com a informação proveniente de um sinal elétrico mensagem (CARVALHO, 2014). A Figura 3.8 ilustra o modulador de Mach-Zehnder, em que  $u_1(t)$  e  $u_2(t)$  representam tensões externas aplicadas ao modulador e  $E_i$  e  $E_o$ , os campos elétricos das portadoras ópticas de entrada e saída, respectivamente.

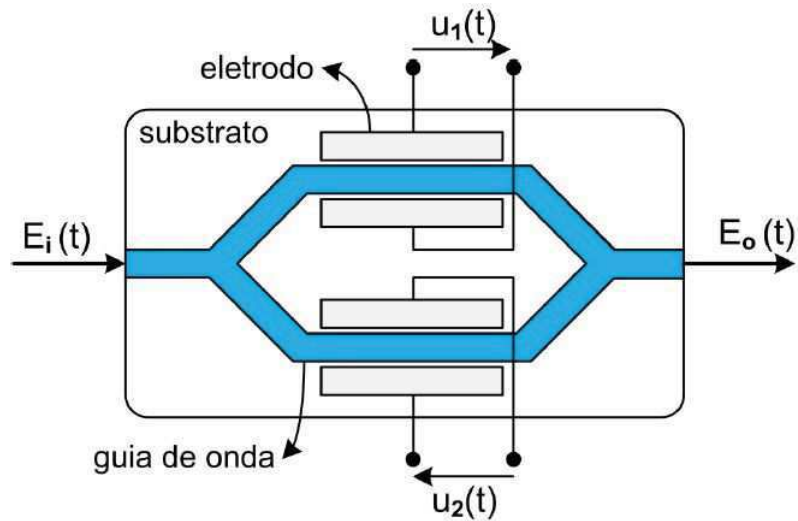
Quando o modulador de Mach-Zehnder opera com tensões de sinais opostos, modo de operação conhecido por *push-pull*, tem-se que os desvios de fase também possuem sinais opostos e a resposta de saída dessa estrutura para o campo elétrico e potência é dada por (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010)

$$E_o = E_i \cos\left(\frac{u(t)\pi}{2V_\pi}\right) \quad (3.12)$$

e

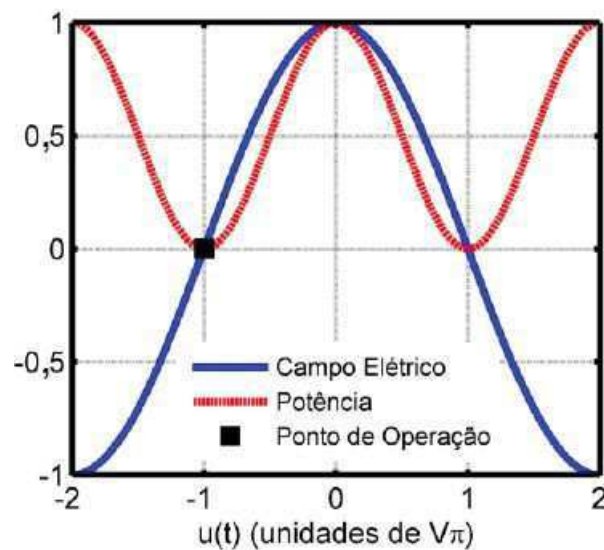
$$P_o = P_i \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{u(t)\pi}{V_\pi}\right) \right], \quad (3.13)$$

em que  $V_\pi$  representa o valor de tensão aplicada necessária para defasar o campo elétrico do sinal de entrada de  $\pi$  radianos. Para  $u(t) = -V_\pi \pm 2kV_\pi$ , em que  $k$  é um inteiro, o modulador



**Figura 3.8** Modulador Mach-Zehnder (adaptado de (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010)).

opera no ponto de mínima transmitância, o que resulta em um bloqueio da potência óptica de entrada, conforme ilustrado na Figura 3.9 (CARVALHO, 2014).



**Figura 3.9** Resposta normalizada de saída de um modulador de Mach-Zehnder na configuração *push-pull* para o campo elétrico e a potência.

A modulação BPSK é obtida quando o modulador de Mach-Zehnder é configurado para o ponto de operação de mínima transmitância e uma tensão pico a pico externa de  $2V_\pi$  é aplicada ao modulador (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010). Um exemplo de diagrama de constelação para um sinal com esse tipo de modulação é ilustrado na Figura 3.10.



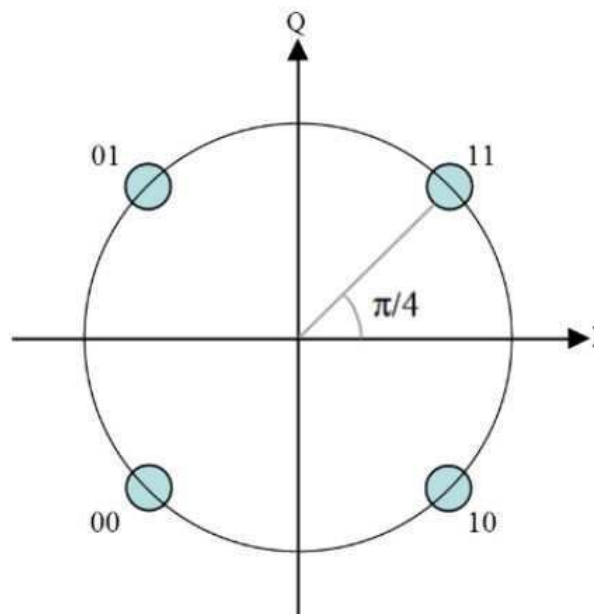
**Figura 3.10** Diagrama de constelação para um sinal com modulação BPSK (extraído de (HAYKIN, 2002)).

### 3.5.2 Modulação QPSK

A técnica de modulação digital QPSK define um esquema de modulação multinível e utiliza parâmetros de fase e quadratura da onda portadora para modular o sinal de informação (HAYKIN, 2002). Nesse esquema, o sinal é transmitido com amplitude constante,  $A$ , e alterando a fase, de forma que cada símbolo corresponda a uma fase distinta (HAYKIN, 2002). O número de pontos da constelação para este esquema é  $M = 4$ , o que permite que sejam enviados dois *bits* simultaneamente em cada ciclo do sinal, fornecendo então uma maior eficiência espectral quando comparado à técnica de modulação BPSK. O sinal transmitido, para esse tipo de modulação, é dado por (HAYKIN, 2002)

$$s(t) = A \cos \left( \omega_c t - \frac{2\pi}{M}(n-1) \right), n = 1, 2, \dots, M, \quad (3.14)$$

em que  $A$  é amplitude do sinal,  $\omega_c$  é a frequência da portadora e  $M$  é o número de pontos da constelação. Na Figura 3.11, vê-se um exemplo de diagrama de constelação para um sinal com modulação QPSK, em que  $\pi/4$  refere-se ao ângulo de referência. Nesse diagrama, (I) representa o eixo de fase e (Q) o eixo de quadratura.

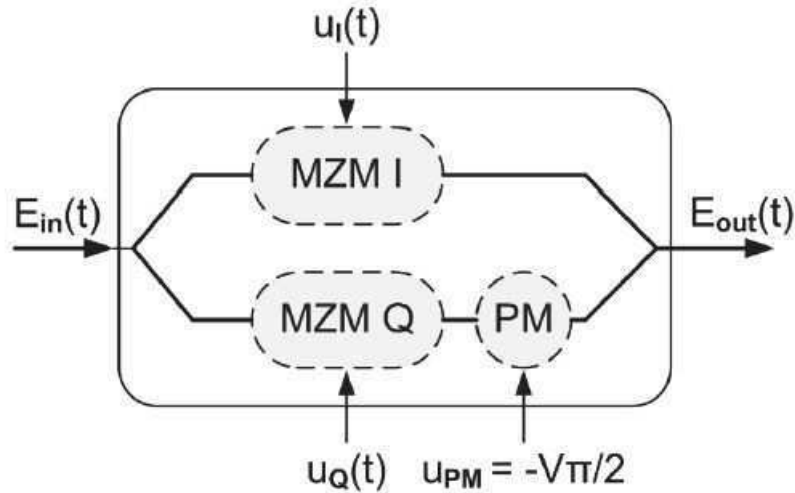


**Figura 3.11** Diagrama de constelação para um sinal com modulação QPSK (extraído de (HAYKIN, 2002)).

O formato de modulação QPSK pode ser obtido com o uso de um modulador óptico de fase e quadratura, composto por um modulador de fase e dois moduladores de Mach-Zehnder, conforme ilustrado na Figura 3.12, configurados no modo *push-pull* e no ponto de mínima transmitância com tensão pico a pico externa de  $2V_\pi$  aplicada ao modulador (JÚNIOR, 2013). O modulador de fase é utilizado para aplicar um desvio de fase de  $\pi/2$  radianos no braço Q, de forma que os sinais nos braços I e Q sejam ortogonais. A saída do campo elétrico para esse modulador é dada por

$$E_o = E_i \left[ \frac{1}{2} \cos \left( \frac{u_I(t)\pi}{2V_\pi} \right) + j \frac{1}{2} \sin \left( \frac{u_Q(t)\pi}{2V_\pi} \right) \right], \quad (3.15)$$

em que  $u_I(t)$  e  $u_Q(t)$  são, respectivamente, as tensões independentes aplicadas aos moduladores de Mach-Zehnder nos braços I e Q (CARVALHO, 2014).



**Figura 3.12** Modulador óptico de fase e quadratura (adaptado de (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010)).

### 3.5.3 Modulação 16-QAM

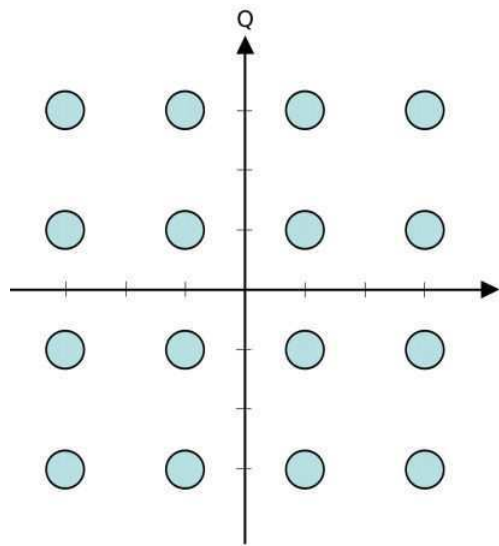
A modulação de amplitude em quadratura é uma técnica de modulação digital na qual a informação é escrita nas amplitudes de duas portadoras,  $\cos(2\pi f_c t)$  e  $\sin(2\pi f_c t)$ , de mesma frequência e defasadas de 90 graus. O sinal com modulação digital em quadratura tem a forma geral (CARVALHO, 2014)

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n p(t - nT) \cos(\omega_c t) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n p(t - nT) \sin(\omega_c t), \quad (3.16)$$

em que  $p(t)$  é a função pulso definida como  $p(t) = 1$  se  $0 < t < T$  e  $p(t) = 0$  caso contrário;  $\omega_c$  é a frequência da portadora e  $b_n$  e  $d_n$  representam símbolos em passos de duração  $T$ . A representação do sinal modulado em 16-QAM pode ser feita em um diagrama de constelação,



conforme ilustrado na Figura 3.13. Com o uso da técnica 16-QAM, são associados quatro *bits* para cada símbolo modulado.



**Figura 3.13** Diagrama de constelação para um sinal com modulação 16-QAM (extraído de (HAYKIN, 2002)).

A obtenção de um sinal a partir de um esquema de modulação 16-QAM é similar ao caso do QPSK, diferindo apenas que os sinais modulantes são quartenários, gerando então sinais ópticos com modulação de amplitude por pulsos de quatro níveis (4-PAM) em cada braço do modulador óptico de fase e quadratura, formando então o sinal 16-QAM após a combinação dos dois braços do modulador (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010).

Visto que foram abordados os conceitos de redes ópticas DWDM e sua camada física, bem como dada uma visão geral sobre códigos para correção de erros em sistemas ópticos, o próximo capítulo apresenta a classe de códigos LDPC, crucial para maximizar a taxa de transmissão em sistemas ópticos, dando enfoque à construção, codificação e decodificação desses códigos.



## CAPÍTULO 4

---

# Códigos de Verificação de Paridade de Baixa Densidade

---

### 4.1 Introdução

Códigos para correção de erros são essenciais para transmitir informação de forma confiável em praticamente todos os sistemas de comunicações digitais (BLAHUT, 1987). Algoritmos para correção de erros utilizam informações redundantes codificadas para fazer a verificação e correção de erros no momento da recepção, podendo aumentar significativamente a eficácia na transmissão de dados. Atualmente, quase todos os sistemas de envio de informações, como telefonia digital, transmissão de dados via satélite, entre outros, possuem algum tipo de código para correção de erros (LIN; JÚNIOR, 2011).

Uma importante classe de códigos para correção de erros usa os códigos verificadores de paridade de baixa densidade, usualmente chamados códigos LDPC. Os códigos LDPC foram descobertos por Robert Gallager (GALLAGER, 1963), em 1963, e constituem um conjunto de códigos definidos a partir de matrizes de verificação de paridade esparsas que apresentam excelentes desempenhos em uma grande variedade de canais (VASCONCELOS, 2006). Os códigos LDPC, quando comparados a códigos clássicos, possuem maior capacidade de correção, sendo seu diferencial o mecanismo de decodificação iterativo baseado nas probabilidades das mensagens recebidas (NAZARETH, 2010).

Na época de sua descoberta, os códigos LDPC não eram factíveis de implementação computacional e acabaram sendo esquecidos por anos, até que R. M. Tanner (TANNER, 1981), na década de 1980, introduziu uma representação gráfica para códigos de blocos, intitulada grafos de Tanner, que são úteis nos algoritmos de decodificação dos códigos LDPC; e Mackay, na década de 1990, mostrou que esses códigos atingem um desempenho muito próximo ao limite de Shannon, quando decodificados com o algoritmo Soma-Produto (SP) (MACKAY; NEAL, 1996).

Os códigos LDPC possuem alta capacidade de correção, menores patamares de erros quando comparados aos códigos turbo e, quando decodificados com o algoritmo SP, é possível atingir probabilidades de erro pequenas quando o comprimento do código aumenta (VASCONCELOS, 2006). Essa classe de códigos é amplamente utilizada atualmente, possuindo numerosas aplicações em vários padrões de transmissão, incluindo a segunda geração de transmissão de vídeo digital por satélite (DVB-S2 – *Digital Video Broadcasting-Satellite 2nd Generation*) (HUSSIEN et al., 2012).

## 4.2 Códigos de Blocos Lineares

Um código de bloco binário possui  $k$  bits de informação. A codificação de bloco atribui à sequência de  $k$  bits de informação uma palavra código com  $n$  bits codificados, com  $n > k$  (BLAHUT, 2003). A taxa de codificação de um código de bloco linear é definida por  $R = k/n$ .

Um código de bloco binário de tamanho  $M$  e comprimento de bloco  $n$  é um conjunto de  $M$  palavras binárias de comprimento  $n$ , chamadas palavras código. Usualmente,  $M = 2^k$  para um inteiro  $k$  (BLAHUT, 2008). Em geral, é possível definir códigos de blocos sobre um alfabeto finito arbitrário. Diz-se então que esse alfabeto possui  $q$  símbolos  $\{0, 1, \dots, q-1\}$ .

Um código de bloco linear possui três parâmetros: o comprimento do bloco  $n$ , o tamanho dos dados  $k$  e a distância mínima  $d_{min}$ . A distância mínima é a menor distância de Hamming, que corresponde ao número de posições em que duas palavras código diferem. Um código que atende a esses requisitos é dito código de bloco  $(n, k, d_{min})$ .

### 4.2.1 Matriz Geradora

A palavra código em um código de bloco linear  $(n, k)$  pode ser expressa por um vetor de comprimento  $n$  descrito por (BLAHUT, 2003)

$$\mathbf{c} = [c_0 \ c_1 \ \dots \ c_{n-1}] = \mathbf{m}\mathbf{G}, \quad (4.1)$$

em que  $\mathbf{m}$  é o vetor de dados de comprimento  $k$  e  $\mathbf{G}$  é uma matriz de ordem  $k \times n$ . Devido ao fato de cada palavra código ser gerada a partir do produto do vetor de dados  $\mathbf{m}$  pela matriz  $\mathbf{G}$ , essa é então designada matriz geradora do código (BLAHUT, 2003).

Para um código sistemático, ou seja, os bits de mensagem poderem ser separados dos bits de paridade, a palavra código é do tipo (BLAHUT, 2003)

$$\mathbf{c} = [c_0 \ c_1 \ \dots \ c_{n-1}] = [b_0 \ b_1 \ \dots \ b_{n-k-1} \ m_0 \ m_1 \ \dots \ m_{k-1}] = [\mathbf{b} \ ; \ \mathbf{m}], \quad (4.2)$$

em que  $\mathbf{b}$  é o vetor paridade de comprimento  $n-k$  e o operador  $:$  representa um particionamento na matriz. A partir da Equação (4.1) é possível verificar que cada bit da palavra código é uma combinação linear dos bits de mensagem.

É possível obter uma relação entre os vetores  $\mathbf{b}$  e  $\mathbf{m}$ . Essa relação é definida por

$$\mathbf{b} = \mathbf{mP}, \quad (4.3)$$

em que  $\mathbf{P}$  é a matriz de paridade de dimensão  $k \times (n - k)$ . Nesse caso, a matriz geradora do código pode ser representada na forma sistemática

$$\mathbf{G} = [\mathbf{P} : \mathbf{I}_k], \quad (4.4)$$

em que  $\mathbf{I}_k$  é a matriz identidade de dimensão  $k \times k$  (BLAHUT, 2003).

### 4.2.2 Matriz de Verificação de Paridade

Seja  $\mathbf{H}$  uma matriz contendo  $n - k$  vetores base como linhas, então, uma  $n$ -upla  $\mathbf{c}$  é uma palavra código se, e somente se, ela for ortogonal a todo vetor linha de  $\mathbf{H}$ , ou seja,

$$\mathbf{cH}^T = \mathbf{0}. \quad (4.5)$$

A matriz  $\mathbf{H}$  é denominada matriz de verificação de paridade do código  $(n, k)$  de dimensão  $(n - k) \times n$ .

A Equação (4.5) é uma condição necessária e suficiente para que  $\mathbf{c}$  seja uma palavra do código  $(n, k)$  gerado pela matriz  $\mathbf{G}$  (BLAHUT, 2003). Como a relação  $\mathbf{cH}^T = 0$  é satisfeita quando  $\mathbf{c}$  é ortogonal a qualquer linha de  $\mathbf{G}$ , então

$$\mathbf{GH}^T = \mathbf{0}. \quad (4.6)$$

Um código linear, definido por uma matriz  $\mathbf{H}$ , é sempre sistematizável e, nesse caso, por aplicação de operações lineares às linhas de  $\mathbf{H}$ , essa pode ser escrita na forma sistemática

$$\mathbf{H} = [\mathbf{I}_{n-k} : \mathbf{P}^T], \quad (4.7)$$

no qual  $\mathbf{I}_{n-k}$  é a matriz identidade de dimensão  $(n - k) \times (n - k)$  (BLAHUT, 2003).

### 4.2.3 Detecção de Erro: Síndrome

Se, em determinado sistema de comunicação, o canal introduz ruído, então a palavra recebida é a palavra transmitida acrescida do ruído, ou seja,

$$\mathbf{y} = \mathbf{v} + \mathbf{e}, \quad (4.8)$$

em que  $\mathbf{e}$  é o vetor de erro,  $\mathbf{v}$  é a palavra código e  $\mathbf{y}$  é a palavra recebida.

Por meio da síndrome, denotada por  $\mathbf{s}$ , é possível verificar se o vetor recebido  $\mathbf{y}$  contém ou não erros. A síndrome pode ser obtida por meio da expressão

$$\mathbf{s} = \mathbf{y}\mathbf{H}^T, \quad (4.9)$$

em que  $\mathbf{H}$  é a matriz de verificação de paridade para um código LDPC  $(n, k)$  (BLAHUT, 2003).

Substituindo a Equação (4.8) em (4.9) é possível verificar que

$$\mathbf{s} = \mathbf{y}\mathbf{H}^T = (\mathbf{v} + \mathbf{e})\mathbf{H}^T = \mathbf{v}\mathbf{H}^T + \mathbf{e}\mathbf{H}^T = \mathbf{e}\mathbf{H}^T. \quad (4.10)$$

A síndrome contém alguma informação sobre o comportamento padrão de erros, embora geralmente insuficiente para o identificar sem ambiguidade. Um código  $(n, k)$  tem  $2^k$  palavras admissíveis, em um total de  $2^n$  palavras binárias de comprimento  $n$ . Conclui-se então que existem  $2^{n-k}$  síndromes distintas (NAZARETH, 2010).

O cálculo da síndrome é utilizado como a primeira etapa do processo de decodificação. Caso a síndrome encontrada seja nula, o vetor recebido  $\mathbf{y}$  é considerado uma palavra código e admitido como vetor decodificado. Em caso contrário, admite-se que o vetor recebido contém erros, inseridos pelo canal de comunicação, e será necessária uma nova etapa de decodificação (MAGALHÃES, 2009).

### 4.3 Grafos de Tanner

R. M. Tanner, na década de 1980, introduziu uma representação gráfica para os códigos LDPC (TANNER, 1981). Essa representação é útil na descrição eficiente de algoritmos de decodificação dos códigos LDPC e é conhecida por grafo de Tanner. Tanner considerou que qualquer código de bloco linear, em particular o código LDPC, podia ser representado por grafo (DJORDJEVIC; ARABACI; MINKOV, 2009).

Os grafos de Tanner são grafos bipartidos possuindo dois conjuntos de nós. O grafo possui  $n$  nós de variáveis, denotados por  $v$ , e  $m$  nós de verificação, denotados por  $c$ , para as equações de paridade. O grafo de Tanner é desenhado de acordo com a seguinte regra: um nó de verificação  $c$  está conectado ao nó da variável  $v$  sempre que o elemento  $h_{cv}$  em uma matriz de paridade  $\mathbf{H}$  é 1. Logo, as posições dos 1s da matriz de verificação  $\mathbf{H}$  definem as interconexões entre os nós de variáveis e os nós de verificação. Em uma matriz de paridade de ordem  $m \times n$ , existem  $m = n - k$  nós de teste e  $n$  nós de variável (DJORDJEVIC; ARABACI; MINKOV, 2009).

Considere que, para um código LDPC, a matriz de paridade  $\mathbf{H}$  seja definida por

$$\mathbf{H}_{4 \times 6} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.11)$$

O grafo de Tanner, associado à matriz  $\mathbf{H}$ , descrita pela Matriz (4.11), é ilustrado na Figura 4.1. Os círculos representam os nós da variável, enquanto os quadrados representam os nós de teste. A partir de um grafo de Tanner, é possível obter a matriz de paridade  $\mathbf{H}$  do código e vice-versa.

O grafo de Tanner possui propriedades úteis que incrementam o desempenho de correção de erros do código (DJORDJEVIC; ARABACI; MINKOV, 2009).

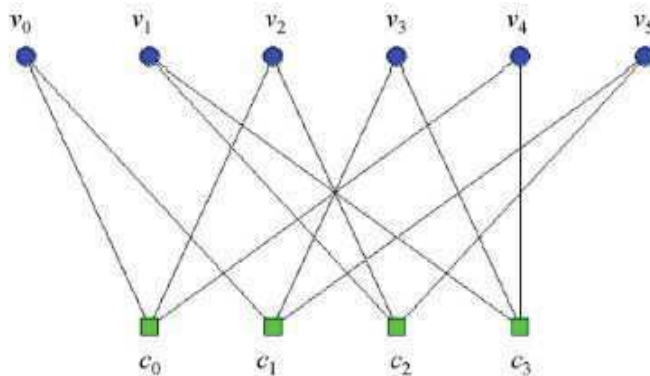


Figura 4.1 Gráfico de Tanner.

### 4.3.1 Giro

Um giro em um grafo de Tanner é um caminho fechado formado por  $l$  enlaces. Um giro possui comprimento  $l$  se ele é um ciclo fechado por  $l$  enlaces. Logo, o valor de  $l$  é par e seu menor valor é 4. Para  $l = 4$  significa que na matriz de verificação de paridade,  $\mathbf{H}$ , duas colunas possuem um 1 em comum.

A distância mínima dos códigos LDPC e os procedimentos de decodificação são influenciados pelo giro do código (DJORDJEVIC; ARABACI; MINKOV, 2009). Em códigos LDPC é preferível o uso de grandes giros, visto que eles incrementam a distância mínima e o desempenho do algoritmo SP. Tanner mostrou que o algoritmo SP possui desempenho ótimo quando aplicado a grafos sem ciclos (TANNER, 1981).

Diversas técnicas são propostas na literatura para se determinar o giro associado a cada nó (WU; YOU; ZHAO, 2008, 2006; HALFORD; CHUGG; GRANT, 2006; BOLLOBAS; SZEMEREDI, 2002). Y. Mao propõe construir um esquema de árvore para cada nó da variável (MAO; BANIHASHEMI, 2001). MacGowan propõe a determinação do giro a partir do conceito de matriz adjacente (MCGOWAN; WILLIAMSON, 2003).

## 4.4 Códigos LDPC Regulares e Irregulares

Os códigos LDPC foram criados por Gallager (GALLAGER, 1963) na sua tese de doutorado em 1960, e por mais de 30 anos foram esquecidos pela área científica. Eles são códigos de blocos lineares (MAGALHÃES, 2009).

Um código de bloco linear  $C$  de tamanho  $n$  é unicamente especificado por sua matriz geradora  $\mathbf{G}$  e por sua matriz de paridade  $\mathbf{H}$  (BLAHUT, 2003). Códigos LDPC são especificados em termos da sua matriz de verificação de paridade, de dimensão  $(n - k) \times n$ .

Os códigos LDPC podem ser divididos em regulares ou irregulares de acordo com a regularidade dos elementos das matrizes de verificação de paridade (LIN; JÚNIOR, 2011). Um código LDPC regular é definido como o espaço nulo de uma matriz que possui as seguintes propriedades (GALLAGER, 1963): (1) cada linha consiste de  $\rho$  1s; (2) cada coluna consiste de  $\gamma$  1s; (3) o número de 1s em comum entre duas colunas, denotado por  $\lambda$ , é no máximo 1, isto é,  $\lambda = 0$  ou  $\lambda = 1$ ; (4)  $\rho$  e  $\gamma$  são muito pequenos quando comparados com o comprimento do código e o número de linhas em  $\mathbf{H}$ .

Isso significa que em um código LDPC, cada símbolo pertencente a uma palavra código é envolvido por  $\gamma$  equações de paridade e cada equação de paridade envolve  $\rho$  símbolos de uma palavra código. Um código com essas características é chamado de código LDPC  $(\rho, \gamma)$ -regular de comprimento  $n$ . Devido às propriedades (1) e (2), uma matriz de paridade  $\mathbf{H}$ , possui o peso das linhas e colunas,  $\rho$  e  $\gamma$  respectivamente, constantes. A propriedade (3) implica que duas linhas de  $\mathbf{H}$  têm, no máximo, um 1 em comum. Essa regra é chamada de restrição linha-coluna (SANTOS, 2014). Devido ao fato de que  $\rho$  e  $\gamma$  são pequenos quando comparados com o tamanho do código e com o número de linhas da matriz de paridade, então  $\mathbf{H}$  possui uma pequena densidade de uns. Por essa razão,  $\mathbf{H}$  é dito ser uma matriz de verificação de paridade de baixa densidade.

A densidade da matriz de verificação de paridade  $\mathbf{H}$  é dada por (GALLAGER, 1963)

$$r = \frac{\rho}{N} = \frac{\gamma}{M}. \quad (4.12)$$

Por  $\mathbf{H}$  se tratar de uma matriz esparsa, suas linhas não são necessariamente linearmente independentes em um campo de Galois  $GF(q)$ .

A taxa  $R_d$  de um código regular é determinada por (LEVEN; SCHMALEN, 2014)

$$R_d = 1 - \frac{\rho}{\gamma}. \quad (4.13)$$

$R_d$  é denominado de taxa de projeto de um código LDPC. A taxa de codificação  $R$  de um código de bloco linear, definida por

$$R = k/n, \quad (4.14)$$

é igual a taxa de projeto se  $\mathbf{H}$  possui posto completo. Para códigos de bloco, quanto maior a distância mínima, maior é a capacidade do código de detectar e corrigir erros (NAZARETH, 2010).

Robert Gallager demonstrou na sua tese que em códigos regulares a distância mínima não pode aumentar mais do que logaritmicamente com o comprimento  $n$  se  $\rho = 2$ . No en-

tanto, se  $\rho \geq 3$  a distância mínima aumenta linearmente com  $n$  para  $\gamma$  e  $\rho$  constantes (LEVEN; SCHMALEN, 2014).

Se a matriz de verificação de paridade  $\mathbf{H}$  possui peso variável para as linhas e colunas, diz-se então que trata-se de um código LDPC irregular. Códigos LDPC irregulares possuem desempenho muito próximo do limite de Shannon (RICHARDSON; SHOKROLLAHI; URBANKE, 2001). Esses códigos são comumente projetados e construídos em termos de grafos de Tanner.

Em um grafo de Tanner de um código LDPC irregular, com matriz de verificação de paridade  $\mathbf{H}$ , tem-se que os nós da variável correspondem às colunas de  $\mathbf{H}$ . O grau de um nó nesse grafo é definido como o número de nós conectados a ele. O grau do nó da variável é exatamente igual ao peso da correspondente coluna em  $\mathbf{H}$  e o grau do nó de teste é exatamente igual ao peso da correspondente linha em  $\mathbf{H}$  (GALLAGER, 1963).

Um conjunto de códigos LDPC irregulares é definido a partir de distribuições de grau polinomiais  $\gamma(x)$  e  $\rho(x)$ , para os nós de variável e para os nós de teste respectivamente, definidas por

$$\gamma(x) = \sum_{d=1}^{d_v} \lambda_d x^{d-1} \quad (4.15)$$

e

$$\rho(x) = \sum_{d=1}^{d_c} \rho_d x^{d-1}, \quad (4.16)$$

em que  $\lambda_d$  e  $\rho_d$  denotam, respectivamente, a fração de ramos no grafo que são conectados aos nós da variável e de teste. As constantes  $d_v$  e  $d_c$  denotam, respectivamente, o grau máximo dos nós da variável e dos nós de teste.

A taxa  $R_d$  para os códigos irregulares é definida por (DJORDJEVIC; ARABACI; MINKOV, 2009)

$$R_d = 1 - \frac{\int_0^1 \rho(x) dx}{\int_0^1 \gamma(x) dx}. \quad (4.17)$$

## 4.5 Construção de códigos LDPC

A construção de códigos LDPC se dá na geração da matriz  $\mathbf{H}$  ou de um grafo de Tanner (MAGALHÃES, 2009). A primeira forma de construção requer que a matriz de verificação de paridade  $\mathbf{H}$  atenda a um conjunto de requisitos previamente solicitado e a segunda maneira requer que um giro mínimo para o código seja assegurado.

Para cada conjunto de restrições solicitado, o conjunto de códigos que satisfazem as exigências impostas é muito elevado e torna-se necessário dispor de alguns critérios de seleção para escolher um código que apresente desempenho ótimo. Alguns critérios para avaliação de códigos LDPC são: 1) obter um desempenho próximo da capacidade; 2) obter um desempenho



com baixos patamares de erro; 3) obter uma estrutura que permita uma codificação eficiente. Diferentes abordagens para a construção de códigos LDPC são descritas na literatura (VASCONCELOS, 2006; NAZARETH, 2010; MAGALHÃES, 2009; SANTOS, 2014).

Códigos LDPC com desempenho ótimo apresentam distância mínima elevada e a relação entre a palavra de dados e a palavra código pequena.

#### 4.5.1 Códigos de Gallager

A ideia de que a matriz de verificação de paridade satisfaça um conjunto de exigências foi originalmente proposta por Gallager (GALLAGER, 1963). Os códigos de Gallager são códigos que possuem matrizes  $\mathbf{H}$  esparsas, entretanto, elas não são sistemáticas (MAGALHÃES, 2009). Para a construção do código, Gallager estabeleceu inicialmente que  $k$  fosse um inteiro positivo maior que 1 e introduziu a notação de uma tupla  $(n, \rho, \gamma)$ , em que  $n$  é o tamanho da palavra código,  $\rho$  e  $\gamma$  são, respectivamente, a quantidade de 1s em cada linha e a quantidade de 1s em cada coluna.

Para uma dada escolha de  $\rho$  e  $\gamma$ , Gallager (GALLAGER, 1963) mostrou que uma matriz  $\mathbf{H}$  de ordem  $k\gamma \times k\rho$  consiste de  $\gamma$  submatrizes de ordem  $k \times k\rho$ :  $\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2, \dots, \mathbf{H}_\gamma$ . Cada linha da submatriz possui  $\rho$  1s em cada linha e um único 1 em cada coluna. Logo, cada submatriz possui um total de  $k\rho$  1s. As outras submatrizes podem ser formadas permutando colunas de  $\mathbf{H}_1$ . A matriz de verificação  $\mathbf{H}$  é definida como

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{H}_3 \\ \mathbf{H}_4 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_\gamma \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

O número total de 1s na matriz de verificação de paridade  $\mathbf{H}$  é  $k\rho\gamma$  e o número total de entradas é  $k^2\rho\gamma$ . Logo, a densidade da matriz é  $1/k$ . Se  $k$  é muito maior que 1, então  $\mathbf{H}$  possui uma pequena densidade e a matriz é esparsa (GALLAGER, 1963).

O número de 1s em comum entre duas colunas quaisquer na matriz de verificação de paridade para códigos LDPC não pode ser maior que 1. Isso depende claramente da escolha das  $\gamma - 1$  permutações de colunas da submatriz de  $\mathbf{H}_1$ . Permutações aleatórias das colunas de  $\mathbf{H}_1$ , para formar outras submatrizes, resultam em uma classe de códigos de blocos lineares que contêm uma subclasse de códigos LDPC.

As  $\gamma - 1$  permutações devem ser escolhidas de modo que o código gerado pela matriz  $\mathbf{H}$  possua uma distância mínima elevada e seu grafo de Tanner não possua ciclos curtos, especialmente ciclos de comprimento quatro (SANTOS, 2014; BERROU et al., 2002).



No final da construção, a matriz construída atende à restrição linha-coluna, e a seguinte relação é satisfeita

$$\frac{m}{n} = \frac{\gamma}{\rho}. \quad (4.19)$$

Para  $k = 5$ ,  $\rho = 4$ ,  $\gamma = 3$  e  $n = 20$ , usando a teoria de construção de Gallager, é possível formar uma matriz  $\mathbf{H}$  de ordem  $15 \times 20$ . Essa matriz consiste de três submatrizes,  $\mathbf{H}_1$ ,  $\mathbf{H}_2$  e  $\mathbf{H}_3$ , de ordem  $5 \times 20$ . Cada linha de  $\mathbf{H}_1$  consiste de quatro 1s consecutivos. As submatrizes  $\mathbf{H}_2$  e  $\mathbf{H}_3$  são obtidas por duas diferentes permutações das colunas de  $\mathbf{H}_1$ . A densidade de  $\mathbf{H}$  é  $r = 0,20$  e a distância mínima do código é 6. A matriz  $\mathbf{H}$  é descrita pela Matriz (4.20).

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.20)$$

A técnica de Gallager oferece baixos patamares de erro e possui baixa complexidade para implementação quando comparado à outras técnicas de construção de códigos LDPC (SANTOS, 2014). Por esse motivo, essa técnica será utilizada nas simulações realizadas no Capítulo 5.

## 4.5.2 Códigos de Mackay

Conjuntos de estratégias para gerar bons códigos LDPC são descritas por Mackay (MACKAY; NEAL, 1996). A complexidade de construção pelo método de Mackay é maior comparada com o algoritmo de Gallager, mesmo assim não é garantido que sempre se obterá um desempenho melhor (SANTOS, 2014). As estratégias de construção são:

1. A matriz  $\mathbf{H}$  é gerada a partir de uma matriz de zeros de dimensão  $(n-k) \times n$  e aleatoriamente adicionando  $\rho$  bits em cada coluna.
2. A matriz  $\mathbf{H}$  é produzida ao criar aleatoriamente colunas de peso de Hamming  $W_\rho$ .
3. A matriz  $\mathbf{H}$  é gerada com colunas aleatórias de peso de Hamming  $W_\rho$  e procurando uniformizar ao máximo o peso de Hamming  $W_\gamma$  de cada linha.
4. A matriz  $\mathbf{H}$  é formada com colunas de peso de Hamming  $W_\rho$ , linhas de peso de Hamming  $W_\gamma$ , e não possuindo quaisquer duas colunas com mais de um 1 em comum.
5. A matriz  $\mathbf{H}$  é gerada respeitando as regras anteriores, tendo como objetivo a maximização do giro do código.

Realizado esse conjunto de procedimentos, obtém-se a matriz verificação de paridade  $\mathbf{H}$ .

## 4.6 Codificação de códigos LDPC

Diferentemente dos códigos lineares, a matriz de verificação de paridade  $\mathbf{H}$  de um código LDPC não é sistemática, isto é, não é possível distinguir diretamente os bits de mensagem dos bits de paridade (NAZARETH, 2010). Para a codificação, pode-se obter uma matriz geradora  $\mathbf{G}$  para códigos LDPC por meio do método de eliminação de Gauss, com operação módulo 2 (VASCONCELOS, 2006). Porém, utilizando esse método, a esparsidade de  $\mathbf{H}$  tende a ser perdida, descaracterizando como uma matriz de verificação de paridade LDPC. A matriz geradora para códigos LDPC também pode ser obtida por meio de métodos algébricos e geométricos em que a codificação possa ser realizada por circuitos simples baseados em registradores de deslocamentos (NAZARETH, 2010).

Richardson e Urbanke em 2001 (RICHARDSON; SHOKROLLAHI; URBANKE, 2001) propuseram um método eficiente de codificação para códigos LDPC para qualquer matriz de verificação de paridade  $\mathbf{H}$ , baseado em uma matriz triangular inferior aproximada, utilizando operações elementares e permutações de linhas e colunas, de modo a não afetar drasticamente o desempenho e nem a estrutura esparsa de  $\mathbf{H}$ .

Um método alternativo para geração de  $\mathbf{G}$  é descrito em (HAYKIN, 2002). Nesse método, a palavra código em um código LDPC pode ser particionada em termos dos vetores  $\mathbf{m}$  e  $\mathbf{b}$  como

$$\mathbf{c} = \left[ \mathbf{b} \quad ; \quad \mathbf{m} \right], \quad (4.21)$$

em que  $\mathbf{m}$  é o vetor de dados de comprimento  $k$  e  $\mathbf{b}$  é o vetor paridade de comprimento  $(n-k)$ . A matriz de verificação de paridade  $\mathbf{H}$  pode ser fracionada conforme apresentado na Matriz (4.22).

$$\mathbf{H}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \dots \\ \mathbf{H}_2 \end{bmatrix}, \quad (4.22)$$

em que  $\mathbf{H}_1$  é uma matriz quadrada de dimensão  $(n-k) \times (n-k)$  e  $\mathbf{H}_2$  é uma matriz retangular de dimensão  $k \times (n-k)$ . A transposição mostrada na Equação (4.22) é usada no particionamento da matriz  $\mathbf{H}$  para facilitar a apresentação e para atender a relação

$$\mathbf{c}\mathbf{H}^T = \mathbf{m}\mathbf{G}\mathbf{H}^T = 0. \quad (4.23)$$

A partir da Equação (4.23) pode-se obter a relação entre os vetores  $\mathbf{b}$  e  $\mathbf{m}$  dada por (BLAHUT, 2003)

$$\mathbf{b} = \mathbf{m}\mathbf{P}, \quad (4.24)$$

em que  $\mathbf{P}$  é a matriz de paridade. Substituindo a Equação (4.24) em (4.23), tem-se  $\mathbf{P}\mathbf{H}_1 + \mathbf{m}\mathbf{H}_2 = 0$  e portanto  $\mathbf{P} = \mathbf{H}_2\mathbf{H}_1^{-1}$ , em que  $\mathbf{H}_1^{-1}$  é a matriz inversa de  $\mathbf{H}_1$ . Todas as operações são realizadas em GF(2).

Assim, a matriz geradora de códigos LDPC é definida por (BLAHUT, 2008)

$$\mathbf{G} = \left[ \mathbf{P} \quad \vdots \quad \mathbf{I}_k \right] = \left[ \mathbf{H}_2\mathbf{H}_1^{-1} \quad \vdots \quad \mathbf{I}_k \right] \quad (4.25)$$

em que  $\mathbf{I}_k$  é a matriz identidade de ordem  $k \times k$ .

Com a matriz geradora  $\mathbf{G}$  definida, é possível codificar as palavras código a partir da relação

$$\mathbf{c} = \mathbf{m}\mathbf{G} \quad (4.26)$$

em que  $\mathbf{m}$ , a palavra de dados, é uma  $k$ -upla dos símbolos de informação a serem codificados e a  $n$ -upla  $\mathbf{c}$  é a correspondente palavra código (JÚNIOR et al., 2006). A matriz geradora  $\mathbf{G}$  presente na Equação (4.26) está na forma sistemática e as suas linhas são linearmente independentes.

## 4.7 Decodificação de códigos LDPC

Gallager propôs dois algoritmos para decodificação de códigos LDPC, um baseado em decisão abrupta e outro em decisão suave, ambos obtendo excelentes desempenhos no processo de decodificação (GALLAGER, 1963). O mais comum e o mais utilizado em telecomunicações é algoritmo Soma-Produto (SP) (VASCONCELOS, 2006). O SP baseado em decisão abrupta considera que o número de *bits* que chegam ao decodificador é finito, diferente do SP baseado

em decisão suave que trabalha com a distribuição probabilística dos símbolos recebidos. O processo de decodificação por decisão suave funciona de forma iterativa.

A decodificação iterativa permite que o vetor recebido seja analisado várias vezes, até que se encontre um vetor considerado decodificado ou que seja declarado um erro, caso seja excedido o número máximo de iterações permitidas. Essa decodificação iterativa acontece com a troca de informações entre os nós de paridade e os nós de verificação, por intermédio de ligações determinadas durante a construção do grafo de Tanner (LEVEN; SCHMALEN, 2014).

Um decodificador baseado no algoritmo SP processa os símbolos recebidos iterativamente para aumentar a confiabilidade de cada símbolo decodificado. A primeira etapa de decodificação consiste em representar a distribuição de probabilidade conjunta *a posteriori* dos símbolos das palavras código transmitidas  $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_N)$  condicionadas à saída do canal  $\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_N)$ . Para variáveis binárias, cada mensagem no algoritmo SP pode ser representada como o logaritmo da razão entre as duas componentes do vetor que a representa (GALLAGER, 1963).

Seja  $X$  uma variável aleatória binária, o logaritmo da razão de verossimilhança (LLR – *LogLikelihood Ratio*) de  $X$  é definido por (VASCONCELOS, 2006)

$$L(X) = \log \left( \frac{P_X(0)}{P_X(1)} \right),$$

em que  $P_X(x)$  denota a probabilidade de  $X$  assumir o valor  $x$ . O sinal do logaritmo da razão de verossimilhança  $L(X)$  determina qual o valor mais provável que  $X$  pode assumir e é a partir dele que é realizada a decisão. Se a variável aleatória binária  $X$  for condicionada a uma variável aleatória discreta  $Z$ , então

$$\begin{aligned} L(X|Z) &= \log \left( \frac{P_{X|Z}(0|z)}{P_{X|Z}(1|z)} \right) \\ &= \log \left( \frac{P_X(0)}{P_X(1)} \right) + \log \left( \frac{P_{Z|X}(z|0)}{P_{Z|X}(z|1)} \right) \\ &= L(X) + L(Z|X). \end{aligned} \tag{4.27}$$

Se os valores assumidos pela variável aleatória  $X$  forem equiprováveis, então é possível expressar a distribuição de probabilidade de  $X$  em função de  $L(X)$ , ou seja,

$$P_X(0) = \frac{e^{L(X)}}{e^{L(X)} + 1}$$

e

$$P_X(1) = \frac{1}{e^{L(X)} + 1}.$$

O que implica

$$P_X(0) - P_X(1) = \frac{e^{L(X)} - 1}{e^{L(X)} + 1} = \tanh \left[ \frac{L(X)}{2} \right]. \tag{4.28}$$

Supondo que  $X$  e  $Z$  são variáveis aleatórias binárias estatisticamente independentes, o LLR da soma módulo 2 dessas variáveis é calculado por

$$\begin{aligned} P(X \oplus Z = 0) &= P_{X,Z}(0,0) + P_{X,Z}(1,1) \\ &= P_X(0) \cdot P_Z(0) + P_X(1) \cdot P_Z(1), \end{aligned} \quad (4.29)$$

e

$$\begin{aligned} P(X \oplus Z = 1) &= P_{X,Z}(0,1) + P_{X,Z}(1,0) \\ &= P_X(0) \cdot P_Z(1) + P_X(1) \cdot P_Z(0). \end{aligned} \quad (4.30)$$

Usando o mesmo argumento da Equação (4.28), obtém-se

$$\begin{aligned} \tanh \left[ \frac{L(X \oplus Z)}{2} \right] &= P(X \oplus Z = 0) - P(X \oplus Z = 1) \\ &= (P_X(0) - P_X(1))(P_Z(0) - P_Z(1)) \\ &= \tanh \left[ \frac{L(X)}{2} \right] \cdot \tanh \left[ \frac{L(Z)}{2} \right]. \end{aligned} \quad (4.31)$$

Portanto,

$$L(X \oplus Z) = 2 \tanh^{-1} \left\{ \tanh \left[ \frac{L(X)}{2} \right] \cdot \tanh \left[ \frac{L(Z)}{2} \right] \right\}. \quad (4.32)$$

A Equação (4.32) é chamada de regra da tangente hiperbólica (VASCONCELOS, 2006). Essa regra é usada pelo algoritmo SP no domínio LLR para calcular as atualizações das mensagens nos nós de verificação.

### 4.7.1 Descrição do Algoritmo Soma-Produto

Na descrição do algoritmo SP, denota-se por  $L(q_{n \rightarrow m})$  a mensagem enviada do nó de verificação  $c_n$  para o nó de paridade  $v_m$  e esta corresponde ao logaritmo da razão de verossimilhança da variável  $c_n$ , e por  $L(r_{m \rightarrow n})$  a mensagem enviada do nó  $v_m$  para o nó  $c_n$  (VASCONCELOS, 2006). O algoritmo SP no domínio LLR é descrito a seguir.

1. **Início** - Cada função  $p(y_n|x_n)$  passa ao seu único vizinho um LLR inicial

$$L(y_n|x_n) = \log \frac{p(y_n|x_n = 0)}{p(y_n|x_n = 1)} \quad (4.33)$$

para os nós de variável adjacentes. Então, todos nós de variável passam para seus vizinhos a mensagem

$$L(q_{n \rightarrow m}) = L(y_n | x_n). \quad (4.34)$$

2. **Atualização para nós de verificação de paridade** - O  $m$ -ésimo nó de verificação de paridade recebe as mensagens  $L(q_{n \rightarrow m})$ , em que  $n \in N(m)$ , e atualiza as mensagens  $L(r_{m \rightarrow n})$  segundo a seguinte equação

$$L(r_{m \rightarrow n}) = 2 \tanh^{-1} \left[ \prod_{n' \in N(m) \setminus n} \tanh \left( \frac{L(q_{n' \rightarrow m})}{2} \right) \right]. \quad (4.35)$$

3. **Atualização para nós de variável** - O  $n$ -ésimo nó de variável recebe as mensagens  $L(r_{m \rightarrow n})$ , em que  $m \in M(n)$ , e atualiza as mensagens  $L(q_{n \rightarrow m})$  segundo a seguinte equação:

$$L(q_{n \rightarrow m}) = L(y_n | x_n) + \sum_{m' \in M(n) \setminus m} L(r_{m' \rightarrow n}). \quad (4.36)$$

4. **Terminação** - O decodificador determina a informação *a posteriori* total sobre o símbolo  $n$  usando a soma das mensagens transmitidas por todos os nós de verificação a ele conectados.

$$D_n = L(y_n | x_n) + \sum_{m \in M(n)} L(r_{m \rightarrow n}). \quad (4.37)$$

A decisão  $\hat{x}$  do vetor  $D = (D_1, D_2, \dots, D_N)$  é dada por

$$\hat{x}_n = \begin{cases} 1 & \text{se } D_n \geq 0, \\ 0 & \text{se } D_n < 0. \end{cases} \quad (4.38)$$

O algoritmo é encerrado quando a condição  $\hat{\mathbf{x}}\mathbf{H}^T = 0$  ou um número máximo de iterações pré-definido é alcançado (VASCONCELOS, 2006).

Uma vez que foram apresentados os conceitos dos códigos LDPC e de supercanais ópticos de alta capacidade e suas principais técnicas de implementação, assim como os formatos de modulação avançados e o canal de comunicações, o próximo capítulo apresenta aplicações de códigos LDPC em estudos de casos e em topologias específicas de uma rede óptica operando a elevadas taxas de transmissão.

## CAPÍTULO 5

---

# Aplicação de Códigos LDPC em Enlaces Ópticos

---

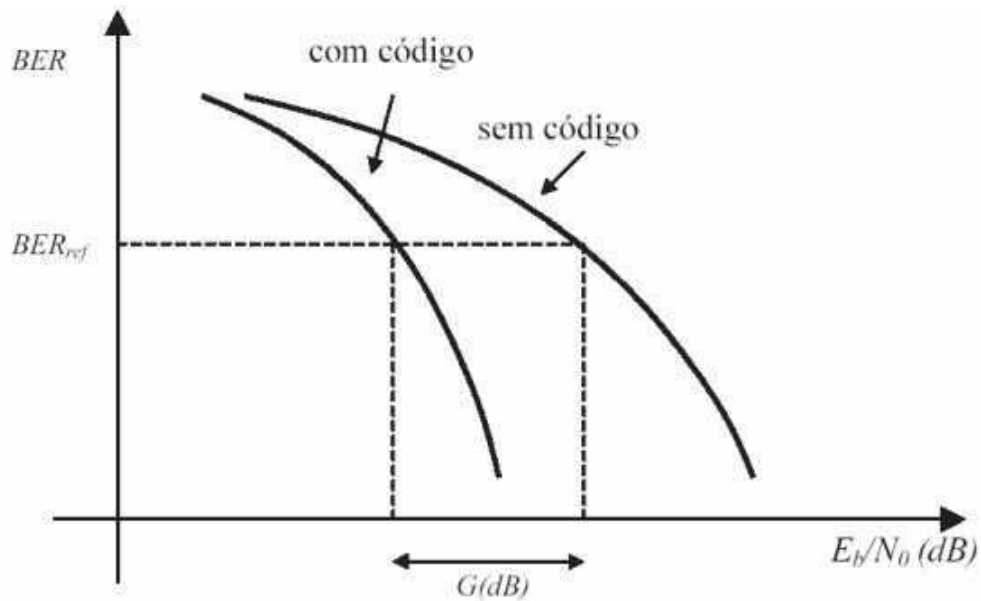
### 5.1 Métricas de Desempenho

A análise de desempenho dos sistemas simulados nesta dissertação é realizada por meio de curvas de taxa de erro de *bit* em função de  $E_b/N_0$ , em que a BER serve para indicar qual a taxa de *bits* errados durante uma transmissão e  $E_b/N_0$  torna possível a comparação justa do desempenho de diferentes esquemas de codificação e está diretamente relacionada com a SNR por meio da fórmula (LEVEN; SCHMALEN, 2014)

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E_s}{2R\sigma^2}, \quad (5.1)$$

em que  $R$  é a taxa de codificação dos dados,  $E_s$  é a energia transmitida por símbolo,  $\sigma^2$  é a variância do ruído AWGN que é adicionado a cada símbolo da palavra código transmitida e  $N_0/2$  é a densidade espectral de potência do ruído. A figura de mérito  $E_b/N_0$  é expressa normalmente em dB e está relacionada com a OSNR por meio da Fórmula (3.9).

Outra medida utilizada para análise de desempenho em um esquema de codificação é o ganho de codificação (G) (TZIMPRAGOS et al., 2015). Esse ganho fornece uma medida da potência adicional que seria necessária transmitir no caso de não ser usado qualquer método de codificação, para obter o mesmo desempenho. A Figura 5.1 ilustra o ganho de codificação em uma curva típica de desempenho: BER em função de  $E_b/N_0$ , para uma transmissão sem codificação e com codificação. É possível perceber que a redundância introduzida com o código corretor de erro permite que após o processo de decodificação muitos dos erros sejam corrigidos, garantindo então um desempenho superior do sistema codificado quando comparado ao sistema sem codificação.



**Figura 5.1** Ilustração do ganho de codificação ( $G$ ) obtido para uma curva típica de desempenho: BER em função de  $E_b/N_0$ , para um sistema com e sem codificação.

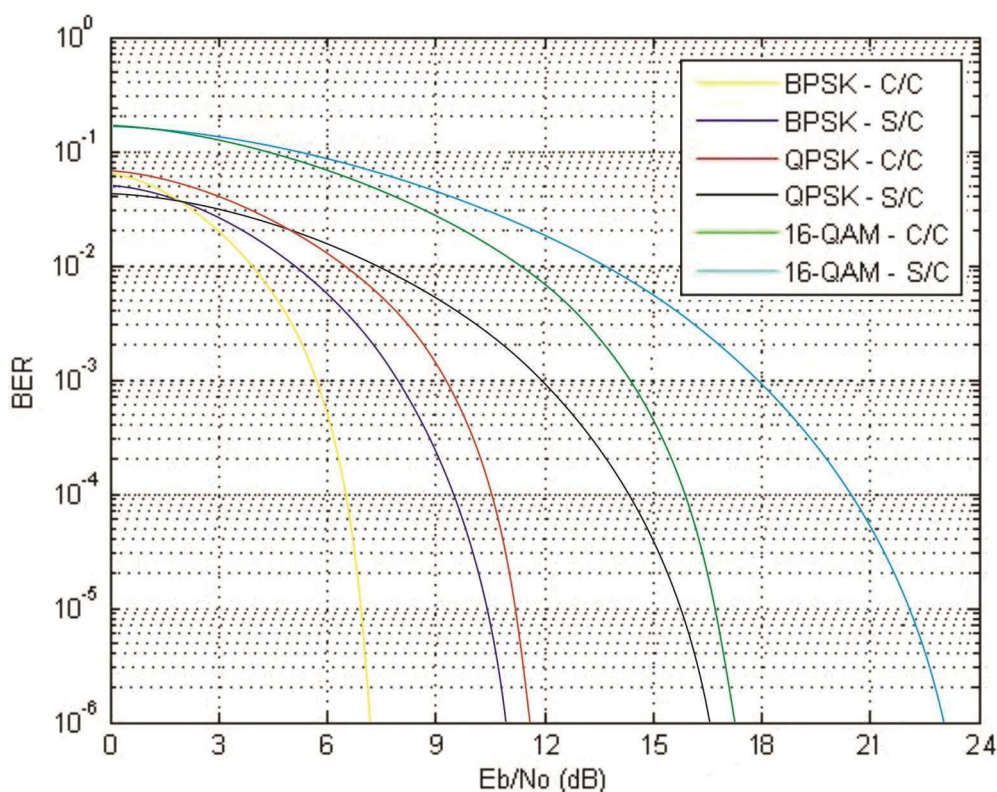
## 5.2 Aplicação de Códigos LDPC em Estudos de Casos

Nesta seção, com a finalidade de validar o programa escrito em MatLab, resultados recentemente publicados são reproduzidos. Dois sistemas de transmissão óptica, nomeados como Caso 1 e Caso 2, usando codificação LDPC, são usados como testes para o programa desenvolvido.

### 5.2.1 Caso 1

O primeiro sistema óptico simulado é baseado no artigo de A. Leven *et al.* (LEVEN; SCHMALEN, 2014). Nesse trabalho, os autores descrevem a aplicação de códigos LDPC em sistemas ópticos operando a 32 Gbit/s com o objetivo de melhorar o desempenho do sistema de transmissão frente ao ruído aditivo gaussiano branco. Nesse sistema, é considerado que os dados são transmitidos a uma taxa de 32 Gbit/s sobre um canal AWGN com densidade espectral de potência  $N_0/2$  e são modulados utilizando a técnica BPSK com taxa de símbolos ( $R_s$ ) de 32 Gbaud. O processo de codificação dos dados é realizado utilizando um código LDPC (3, 6)-regular construído por meio da técnica de Gallager, com taxa de projeto  $R_d = 1/2$  e matriz de verificação de paridade  $\mathbf{H}$  de ordem  $15 \times 36$ . A taxa de codificação dos dados é dada por  $R = K/N \approx 0,583$ , satisfazendo a condição que  $R > R_d$ . A decodificação dos dados é realizada com o algoritmo SP utilizando oito iterações. Os resultados da BER em função de  $E_b/N_0$ , para o sistema com e sem codificação descrito, utilizando as técnicas de modulação BPSK, QPSK e 16-QAM, podem ser vistos na Figura 5.2.





**Figura 5.2** Curva de desempenho: BER em função de  $E_b/N_0$ , para o sistema 1 utilizando as técnicas BPSK, QPSK e 16-QAM com  $R_d = 1/2$ .

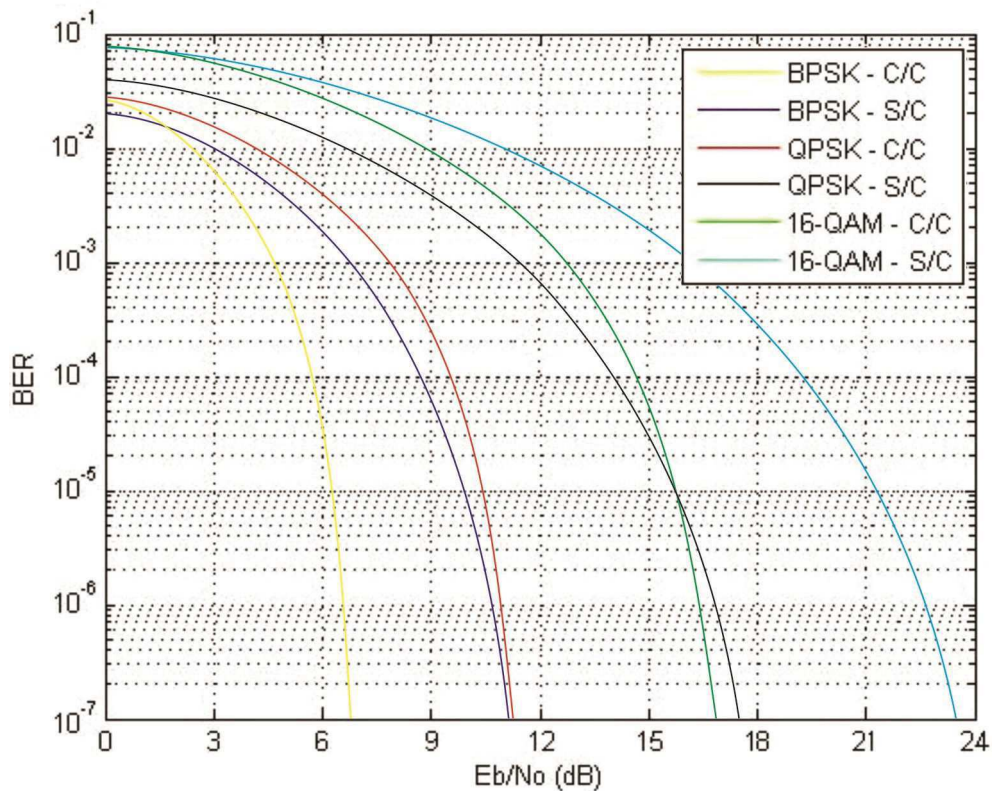
Na Figura 5.2, o desempenho obtido para o sistema codificado é superior ao sistema sem codificação para os três esquemas de modulação simulados. Nas simulações realizadas, ao se utilizar o esquema BPSK, um ganho de codificação de 3,7 dB é obtido para uma BER de  $10^{-6}$  para oito iterações do algoritmo SP. O ganho obtido para esse sistema é muito próximo de 3,6 dB, valor obtido por A. Leven em (LEVEN; SCHMALEN, 2014), evidenciando então que os resultados obtidos na simulação do sistema são coerentes. Para os esquemas de modulação de alta eficiência espectral, como o QPSK e o 16-QAM, percebe-se que maiores ganhos de codificação são obtidos em comparação ao BPSK, porém em contrapartida uma maior OSNR mínima é requerida para que o sinal possa ser recuperado pelo receptor e, conseqüentemente, menor o alcance do sistema. Para uma BER de  $10^{-6}$ , o ganho obtido para o esquema QPSK é de 4,8 dB e para o 16-QAM de 5,4 dB. A Tabela 5.1 apresenta os valores de OSNR obtidos para o sistema simulado, em que  $OSNR_1$ ,  $OSNR_2$  e  $OSNR_3$  referem-se, respectivamente, à OSNR para os esquemas BPSK, QPSK e 16-QAM. Para um dado valor de  $E_b/N_0$ , maiores valores de OSNR são obtidos para a técnica 16-QAM.

A. Leven *et al.* também descreve uma alteração do sistema, em que o processo de codificação dos dados é realizado utilizando um código LDPC (3, 18)-regular construído por meio da técnica de Gallager, com taxa de projeto  $R_d = 5/6$ , correspondendo a um excesso de taxa de transmissão (*overhead*) de 20% e matriz de verificação de paridade  $\mathbf{H}$  de ordem  $231 \times 1500$ . A taxa de codificação dos dados é dada por  $R = K/N \approx 0,846$ , satisfazendo

**Tabela 5.1** Valores de OSNR para o sistema 1.

$E_b/N_0$	0	3	6	9	12	15	18	21	24	27
OSNR <sub>1</sub>	1,74	4,74	7,74	10,74	13,74	16,74	19,74	22,74	25,74	28,74
OSNR <sub>2</sub>	4,74	7,74	10,74	13,74	16,74	19,74	22,74	25,74	28,74	31,74
OSNR <sub>3</sub>	7,76	10,76	13,76	16,76	19,76	22,76	25,76	28,76	31,76	34,76

a condição que  $R > R_d$ , e a decodificação dos dados é realizada com o algoritmo SP para oito iterações. As curvas de desempenho para o sistema com e sem codificação utilizando as técnicas de modulação BPSK, QPSK e 16-QAM, podem ser vistas na Figura 5.3.



**Figura 5.3** Curva de desempenho: BER em função  $E_b/N_0$ , para o sistema 1 utilizando as técnicas BPSK, QPSK e 16-QAM com  $R_d = 5/6$ .

Na Figura 5.3, percebe-se que à medida que o comprimento do código aumenta, a probabilidade de erro se torna arbitrariamente pequena. A alteração realizada no processo de codificação influi diretamente no desempenho do sistema, dado que para  $\rho = 3$  a distância mínima aumenta linearmente com o tamanho do código para  $\gamma$  e  $\rho$  constantes. Nas simulações realizadas, é utilizado um excesso de taxa de transmissão de 20%, correspondendo a um valor usado em comunicações ópticas (TZIMPRAGOS et al., 2015), cuja finalidade é incorporar redundância ao sinal transmitido e, conseqüentemente, reduzir a probabilidade de erro após a decodificação do sinal no receptor. Apesar de melhorar o desempenho do sistema de comunicações, o aumento da sobrecarga na taxa de transmissão resulta em uma redução da eficiência espectral do sistema. O desempenho para o sistema, quando os códigos LDPC são aplicados, é superior ao

que não utiliza qualquer método de codificação. Para uma BER de  $10^{-7}$ , o ganho de codificação obtido para os esquemas BPSK, QPSK e 16-QAM é, respectivamente, 4 dB, 6,4 dB e 6,8 dB. A Tabela 5.2 apresenta os valores da OSNR em função da relação  $E_b/N_0$  para o sistema modificado simulado, em que  $OSNR_1$ ,  $OSNR_2$  e  $OSNR_3$  referem-se, respectivamente, à OSNR para os esquemas BPSK, QPSK e 16-QAM.

**Tabela 5.2** Valores de OSNR para o sistema 1 modificado.

$E_b/N_0$	0	3	6	9	12	15	18	21	24	27
$OSNR_1$	3,36	6,36	9,36	12,36	15,36	18,36	21,36	24,36	27,36	30,36
$OSNR_2$	6,36	9,36	12,36	15,36	18,36	21,36	24,36	27,36	30,36	33,36
$OSNR_3$	9,38	12,38	15,38	18,38	21,38	24,38	27,38	30,38	33,38	36,38

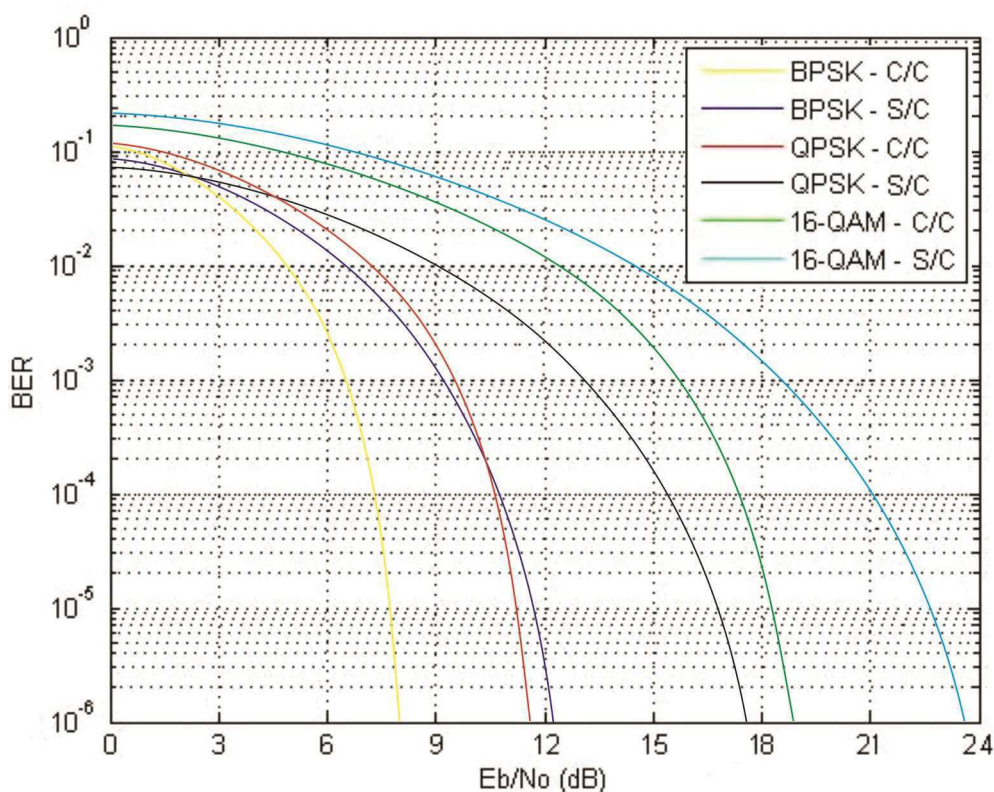
## 5.2.2 Caso 2

O segundo sistema óptico simulado é baseado no artigo de I. B. Djordjevic *et al.* (DJORDJEVIC; VASIC, 2012). Nesse trabalho, códigos LDPC são aplicados a sistemas de comunicações ópticas de longas distâncias com o intuito de diminuir os efeitos atenuantes e dispersivos sofridos pelos sinais propagantes na fibra. O sistema simulado por Djordjevic consiste de um sistema WDM com seis canais, com taxa de transmissão de 10 Gbit/s por canal e taxa agregada de 60 Gbit/s. Assume-se que não existe interferência entre os canais e que o espaçamento ( $\Delta f$ ) entre eles é de 50 GHz. O canal observado está localizado em 1552,524 nm, correspondente à frequência de 193.1 THz.

Nas simulações realizadas, considera-se que os dados são transmitidos sobre um canal AWGN com densidade espectral de potência  $N_0/2$  e potência média por canal de 0 dBm. O processo de codificação dos dados é realizado utilizando um código LDPC (1369, 1260)-regular, com matriz de verificação de paridade  $\mathbf{H}$  de ordem  $120 \times 1500$ . A taxa de codificação dos dados é dada por  $R = K/N \approx 0,92$ , correspondendo a um excesso de taxa de transmissão de 8,7%. A decodificação dos dados é realizada com o algoritmo SP para seis iterações. Os resultados da BER em função de  $E_b/N_0$  para o sistema com e sem codificação utilizando as técnicas de modulação BPSK, QPSK e 16-QAM, com taxa de símbolos ( $R_s$ ) de 10 Gbaud, podem ser vistos na Figura 5.4. Os valores dos coeficientes de atenuação e dispersão utilizados para uma fibra SSMF foram, respectivamente, 0,2 dB/km e 17 ps/nm.km.

O uso de codificação LDPC permite um melhor desempenho para o sistema codificado quando comparado ao sistema sem codificação, conforme ilustrado na Figura 5.4. Os resultados apresentados são condizentes com os simulados por Djordjevic (DJORDJEVIC; VASIC, 2012). Para uma BER de  $10^{-6}$ , o ganho de codificação obtido para os esquemas BPSK, QPSK e 16-QAM é, respectivamente, 3,9 dB, 5,4 dB e 6,6 dB. Os valores alcançados são muito próximos aos obtidos por (DJORDJEVIC; VASIC, 2012), com diferença de 0,2 dB e 0,4 dB para os esquemas BPSK e QPSK, respectivamente.





**Figura 5.4** Curva de desempenho:  $BER \times E_b/N_0$ , para o sistema 2 utilizando as técnicas BPSK, QPSK e 16-QAM com  $R_d = 0,92$ .

### 5.3 Aplicação de Códigos LDPC em Supercanais Ópticos

A Figura 5.5 apresenta uma topologia específica de uma rede óptica com 11 nós, sendo três deles nós de grade flexível e o restante nós de grade fixa, em que dois centros de dados são interligados pela rota 2-8. Nessa rota, representada pela linha tracejada na Figura 5.5, é considerado que trafega um supercanal óptico operando a altíssimas taxas de transmissão.

Nesta seção, diversos sistemas ópticos são simulados para diferentes combinações de largura de faixa, taxas de transmissão, quantidade de subcanais e técnicas de modulação. Em todas as simulações realizadas, considera-se que os dados são transmitidos em um canal AWGN com densidade espectral de potência  $N_0/2$ . A escolha dos parâmetros para as simulações dos Enlaces 1 e 2 definidos nas subseções a seguir são baseadas no trabalho de (CARVALHO, 2014).

#### 5.3.1 Algoritmo para Simulação dos Enlaces

A Figura 5.6 apresenta o fluxograma para o algoritmo implementado nessa dissertação para simulação dos Enlaces 1 e 2 definidos nas subseções a seguir.

O algoritmo inicia com a definição dos parâmetros de simulação, como:  $k$ ,  $n$ ,  $N$ ,  $R_s$ ,  $n_{it}$ ,  $\Delta f$  e a escolha da técnica de modulação a ser utilizada. Em seguida, conjuntos de  $N$  palavras de dados de  $k$  bits são geradas representando os dados das  $N$  subportadoras e en-

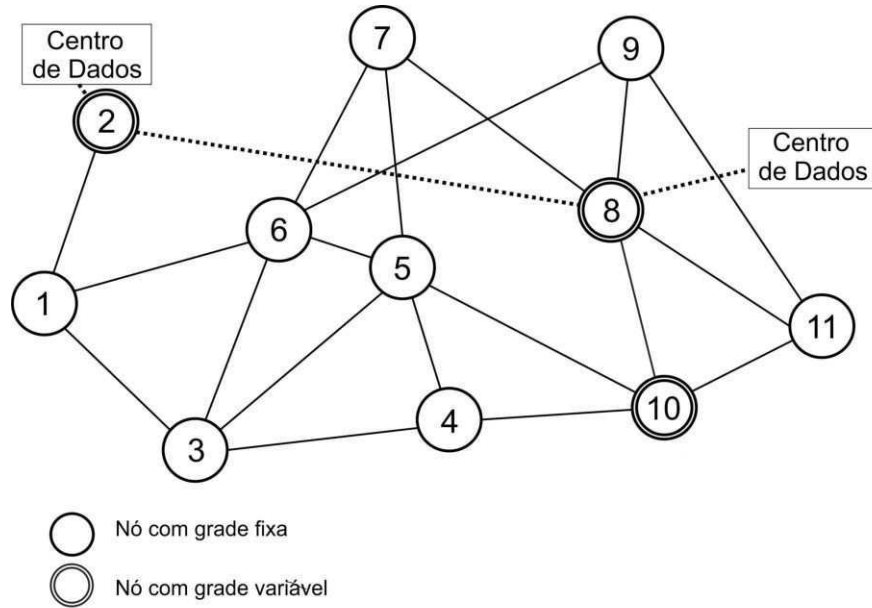


Figura 5.5 Topologia de uma rede óptica (adaptado de (YU et al., 2015)).

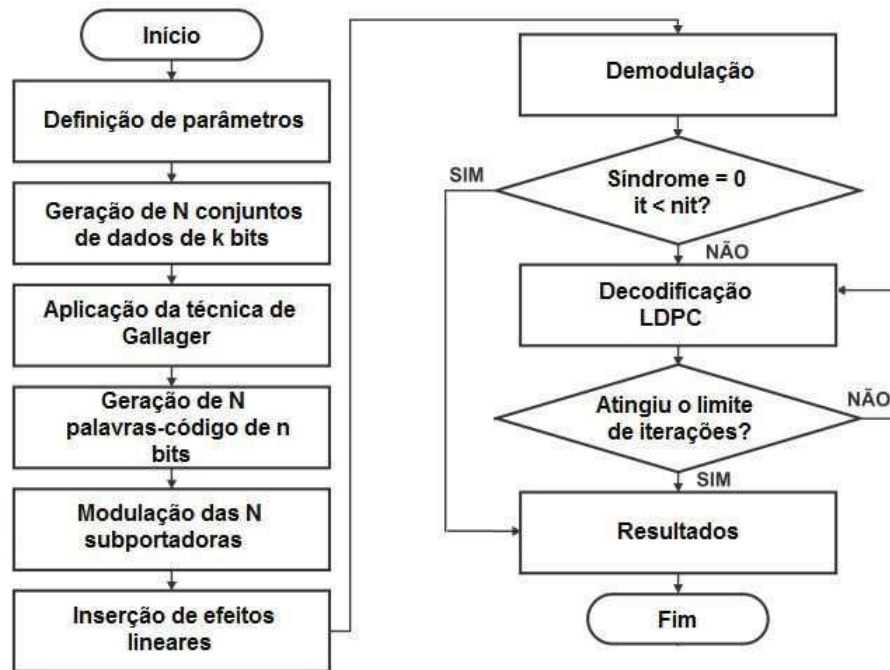


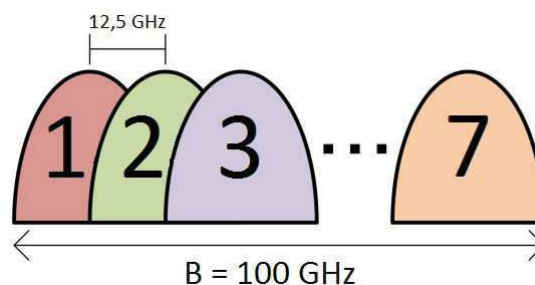
Figura 5.6 Fluxograma para o programa implementado.

tão codificadas com o uso da técnica de Gallager, levando em consideração o valor da redundância introduzida e a dimensão da matriz de verificação de paridade, gerando então  $N$  palavras de  $n$  bits, denominadas de palavras-código. Em seguida, os conjuntos de  $N$  palavras-código são mapeadas em  $N$  símbolos complexos, os quais determinam os pontos da constelação de cada subportadora de acordo com o tipo de modulação empregada. Em seguida, os efeitos lineares, tais como ruído AWGN, atenuação e dispersão cromática são inseridos

sobre os sinais propagantes a fim de representar os erros inseridos pelo canal de comunicação. Os símbolos são então demodulados e a etapa de decodificação é iniciada. A decodificação iterativa é realizada com o algoritmo Soma-Produto, cuja primeira etapa é o cálculo da síndrome. Caso a síndrome obtida seja nula, o vetor recebido é considerado uma palavra-código e admitido como vetor decodificado. Em caso contrário, admite-se que o vetor recebido contém erros e é necessária uma nova etapa de decodificação até que o número máximo de iterações pré-definido é alcançado. Por fim, os resultados são apresentados por meio de curvas de BER em função da relação sinal-ruído por *bit* e da BER em função da distância. O algoritmo implementado em MatLab está disponível para acesso no endereço [https://www.dropbox.com/sh/0hpffuu2mzya9x1/AACjfNKEorypYuX5rk\\_Vapcba?dl=0](https://www.dropbox.com/sh/0hpffuu2mzya9x1/AACjfNKEorypYuX5rk_Vapcba?dl=0).

### 5.3.2 Enlace 1

O primeiro sistema óptico simulado assume que na rota 2-8 da Figura 5.5 trafega um supercanal CO-OFDM operando a 350 Gbit/s. O supercanal óptico é composto de sete subportadoras, cada uma delas moduladas em 16-QAM com taxa de símbolos de 12,5 Gbaud, totalizando 50 Gbit/s por subportadora. A ocupação espectral ( $B$ ) para o supercanal é de 100 GHz, conforme ilustrado na Figura 5.7. Considera-se que o espaçamento entre as subportadoras ( $\Delta f$ ) é igual à taxa de símbolos ( $R_s$ ), o que implica em subportadoras travadas em frequência. É garantido também que os símbolos das subportadoras moduladas sejam alinhados no tempo, condição que implica modulação síncrona dos subcanais. A condição de ortogonalidade é atendida pelas subportadoras para que não ocorra efeitos de interferência. A Tabela 5.3 apresenta as características do supercanal obtido, em termos de taxa de transmissão, taxa de símbolos, número de portadoras, espaçamento entre subportadoras, largura de faixa e formato de modulação.

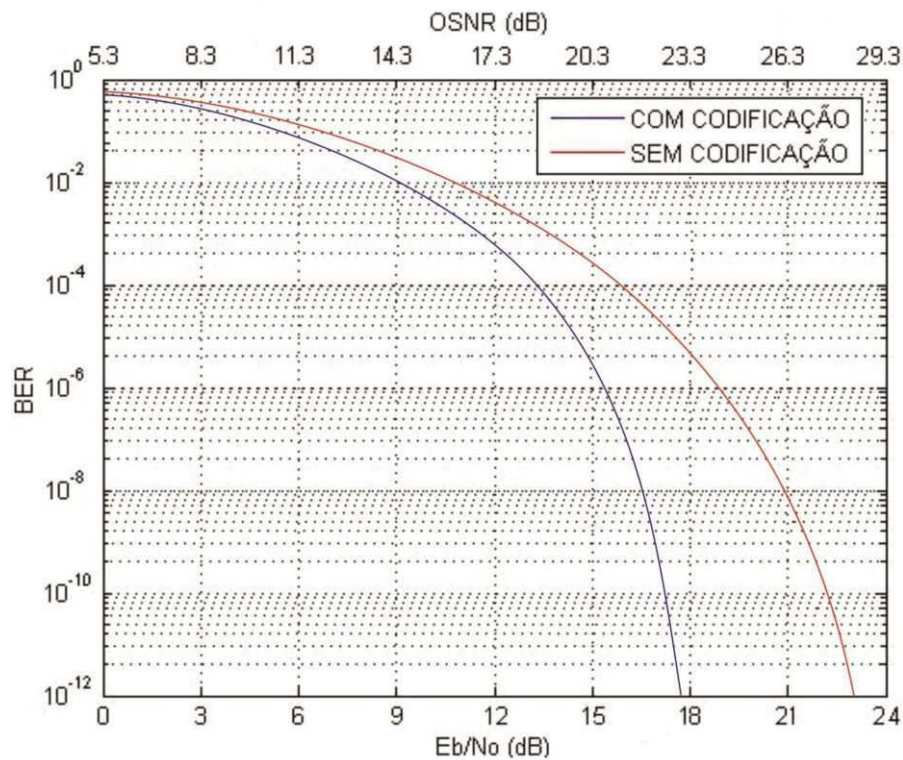


**Figura 5.7** Supercanal óptico com sete subportadoras,  $\Delta f = 12,5$  GHz e  $B = 100$  GHz.

**Tabela 5.3** Características do supercanal CO-OFDM simulado para o enlace 1.

Taxa de Transmissão	Taxa de Símbolos	Nº de Subcanais	Espaçamento de Subportadoras	Largura de Faixa	Formato de Modulação
350 Gbit/s	12,5 Gbaud	7	12,5 GHz	100 GHz	16-QAM

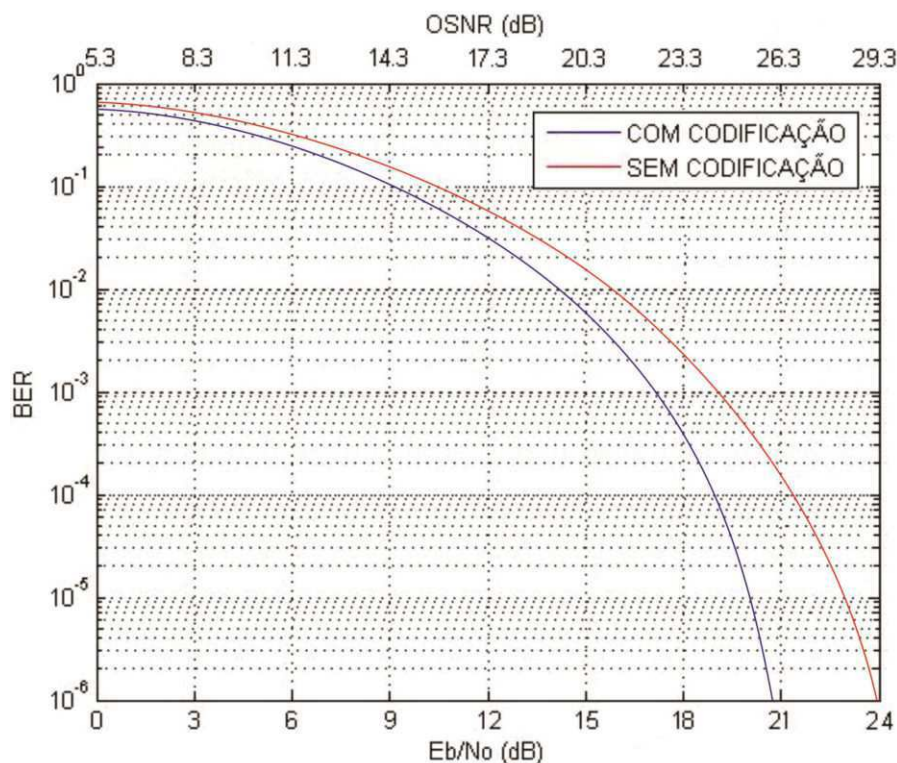
O processo de codificação dos dados é realizado utilizando um código LDPC (3, 18)-regular construído por meio da técnica de Gallager, com taxa de projeto  $R_d = 5/6$ , correspondendo a um excesso de taxa de transmissão de 20%, e matriz de verificação de paridade  $\mathbf{H}$  de ordem  $400 \times 2600$ . A taxa de codificação dos dados é dada por  $R = K/N \approx 0,846$ , satisfazendo a condição que  $R > R_d$ . A decodificação dos dados é realizada com o algoritmo SP utilizando 20 iterações. Os resultados da BER em função de  $E_b/N_0$  para uma subportadora do supercanal óptico com e sem codificação descrito podem ser vistos na Figura 5.8. O subcanal observado está localizado em 1552,82 nm, correspondente à frequência de 193,06 THz. A Figura 5.9 apresenta os resultados para as simulações incluindo os efeitos usualmente sofridos pelos sinais propagantes, tais como atenuação e dispersão cromática. Os valores dos coeficientes de atenuação e dispersão utilizados foram, respectivamente, 0,2 dB/km e 17 ps/nm.km.



**Figura 5.8** Curva de desempenho: BER  $\times E_b/N_0$ , para o sistema descrito no enlace 1 utilizando a técnica 16-QAM.

Percebe-se, ao analisar a Figura 5.8, que o desempenho obtido para o sistema codificado é superior ao sistema sem codificação. Nas simulações realizadas, um ganho de codificação de 5,2 dB é obtido para uma BER de  $10^{-12}$ . Esse ganho fornece uma medida da potência adicional que seria necessária transmitir no caso de não ser usado qualquer método de codificação, para obter o mesmo desempenho. O excesso na taxa de transmissão é utilizado nas simulações para incorporar redundância ao sinal transmitido e, conseqüentemente, reduzir a probabilidade de erro após a decodificação do sinal no receptor. Ao se utilizar o esquema de modulação 16-QAM, uma maior eficiência espectral é obtida, porém em contrapartida uma maior OSNR mínima é necessária para que o sinal possa ser recuperado pelo receptor e, conseqüentemente,





**Figura 5.9** Curva de desempenho:  $BER \times E_b/N_0$ , para o sistema descrito no enlace 1 incorporando os efeitos de atenuação e dispersão cromática utilizando a técnica 16-QAM.

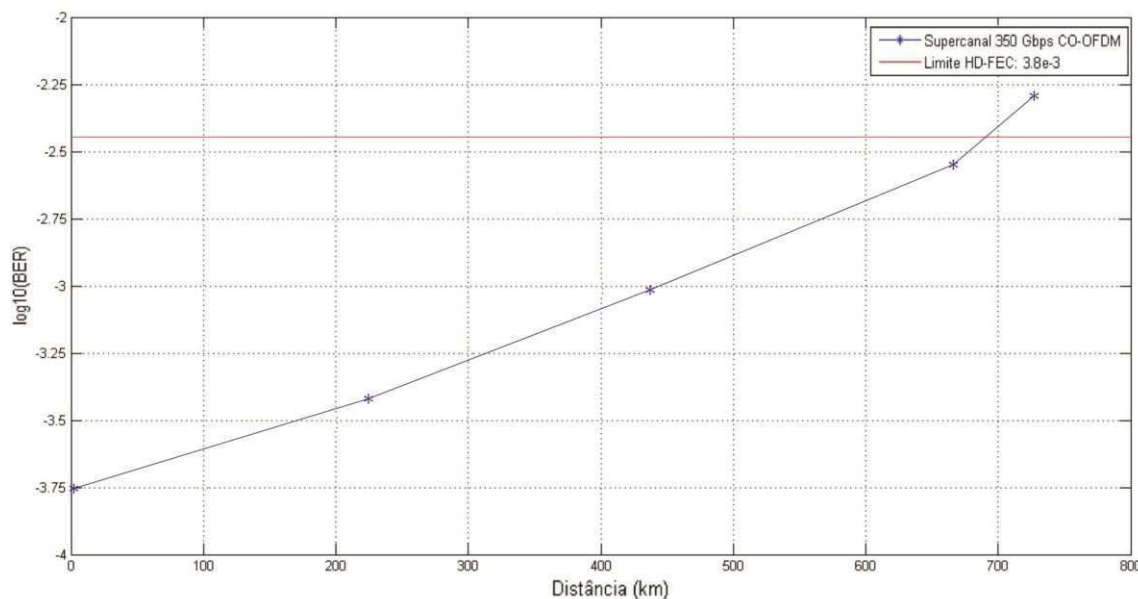
menor o alcance do sistema. Desconsiderando a sobrecarga do FEC (20% SD-FEC), a taxa de dados efetivamente transmitida (*payload*) é de 280 Gbit/s por supercanal, resultando em uma eficiência espectral de 2,8 bit/s/Hz para uma ocupação espectral de 100 GHz.

Na Figura 5.9 é ilustrada a curva de desempenho para o sistema quando efeitos atenuantes e de dispersão são incorporados aos sinais propagantes na fibra. Assim como no cenário anteriormente simulado, que só considera os efeitos do ruído AWGN sobre o sinal transmitido, o desempenho para o supercanal, quando se utiliza códigos LDPC para realizar a codificação, é superior ao desempenho do supercanal sem a utilização de qualquer método de codificação. No entanto, maiores valores de taxa de erro de *bit* e menor valor de ganho de codificação são obtidos. Uma alternativa para obtenção de menores valores de BER é aumentar o comprimento do código LDPC. Isso permite uma maior capacidade de correção de erros. Nessa simulação, um ganho de codificação de 3,1 dB é obtido para uma BER de  $10^{-6}$ .

Nesse sistema óptico, foi transmitido um supercanal 350 Gbit/s CO-OFDM, com largura de faixa de 100 GHz e amplificação EDFA. Os resultados de desempenho de transmissão, em termos de BER em função da distância, para o supercanal são apresentados na Figura 5.10. A potência de lançamento na fibra óptica para o supercanal foi de  $-6$  dBm, ou  $-14,5$  dBm por subportadora. Um alcance máximo de 695 km é obtido abaixo do limite do FEC para o supercanal recebido, representando uma transmissão sem erro sob essas condições. As medições apresentadas na Figura 5.10 representam a BER do primeiro subcanal do supercanal

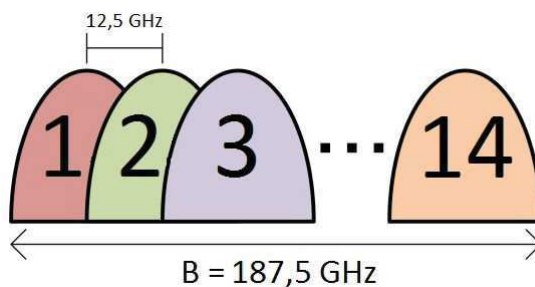


CO-OFDM 350 Gbit/s recebido. A OSNR recebida, após a transmissão por 695 km, foi de 22,3 dB por subportadora, para uma BER de  $3,8 \times 10^{-3}$ .



**Figura 5.10** Desempenho de transmissão para o supercanal 350 Gbit/s CO-OFDM para o enlace 1.

Uma variante do sistema descrito pode ser realizada considerando que na rota 2-8 da Figura 5.5 também trafega um supercanal CO-OFDM operando a 350 Gbit/s, porém o supercanal possui quatorze subportadoras, cada uma delas moduladas em QPSK com taxa de símbolos de 12,5 Gbaud, totalizando 25 Gbit/s por subportadora. A ocupação espectral para o supercanal é de 187,5 GHz, conforme ilustrado na Figura 5.11. A Tabela 5.4 apresenta os valores de diversos parâmetros para o cenário descrito. Todos os parâmetros para codificação e decodificação dos dados permanecem constantes.

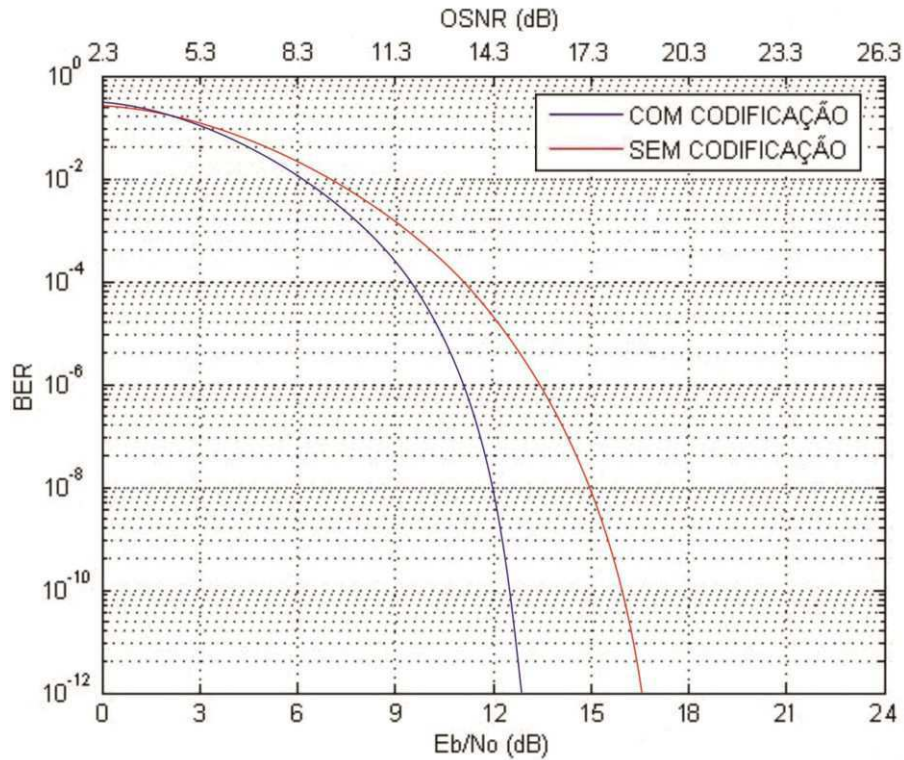


**Figura 5.11** Supercanal óptico com quatorze subportadoras,  $\Delta f = 12,5 \text{ GHz}$  e  $B = 187,5 \text{ GHz}$ .

**Tabela 5.4** Características do supercanal CO-OFDM simulado para o enlace 1 modificado.

Taxa de Transmissão	Taxa de Símbolos	Nº de Subcanais	Espaçamento de Subportadoras	Largura de Faixa	Formato de Modulação
350 Gbit/s	12,5 Gbaud	14	12,5 GHz	187,5 GHz	QPSK

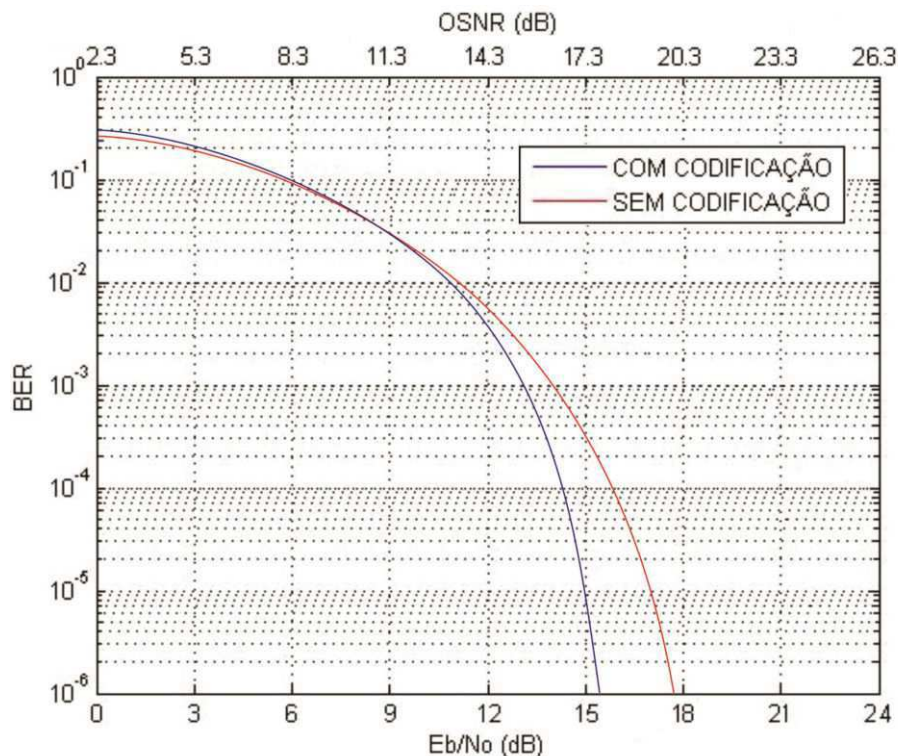
Os resultados da BER em função de  $E_b/N_0$  para uma subportadora do supercanal óptico com e sem codificação descrito anteriormente podem ser vistos na Figura 5.12. O subcanal observado está localizado em 1553,12 nm, correspondente à frequência de 193,02 THz. A Figura 5.13 apresenta os resultados para as simulações incluindo os efeitos de atenuação e dispersão cromática, cujo valores adotados são, respectivamente, 0,2 dB/km e 17 ps/nm.km.



**Figura 5.12** Curva de desempenho: BER  $\times E_b/N_0$ , para uma variante do sistema descrito no enlace 1 utilizando a técnica QPSK.

Na Figura 5.12, percebe-se que ao utilizar um esquema de modulação com uma menor eficiência espectral, como o QPSK, um menor ganho de codificação é obtido. Para uma BER de  $10^{-12}$ , é alcançado um ganho de codificação de aproximadamente 3,5 dB. Menores valores de OSNR são também obtidos para o esquema QPSK. Isso ocorre porque durante a simulação os valores de  $R$ ,  $R_s$  e  $B_{ref}$  não são alterados, evidenciando então a partir da Equação (3.9) que o valor de  $\beta$  depende diretamente do parâmetro  $V$ , cujo valor é 2 para o esquema QPSK e 4 para o 16-QAM. A eficiência espectral para o supercanal é de 1,5 bit/s/Hz para uma ocupação espectral de 187,5 GHz considerando uma taxa de dados efetivamente transmitida de 280 Gbit/s por supercanal.

A Figura 5.13 apresenta a curva de desempenho para o sistema quando as penalidades sofridas pelos sinais propagantes na fibra são consideradas. Percebe-se que, independente da técnica de modulação, os valores de BER são maiores quando essas penalidades são incluídas. Um menor valor de ganho de codificação é obtido quando comparado ao ganho da Figura 5.12. Nessa simulação, um ganho de codificação de 2,2 dB é obtido para uma BER de  $10^{-6}$ .

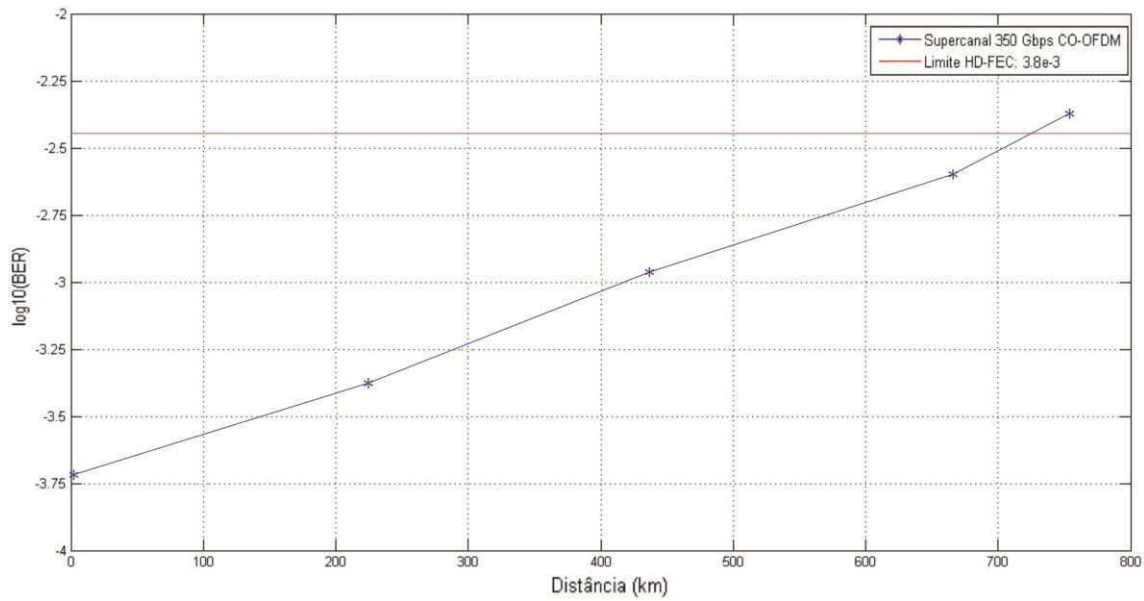


**Figura 5.13** Curva de desempenho: BER  $\times E_b/N_0$ , para uma variante do sistema descrito no enlace 1 incorporando os efeitos de atenuação e dispersão cromática utilizando a técnica QPSK.

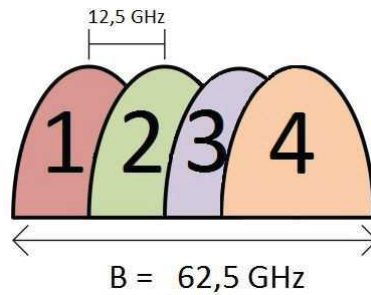
Nesse sistema óptico, foi transmitido um supercanal 350 Gbit/s CO-OFDM, com largura de faixa de 187,5 GHz e amplificação EDFA. Os resultados de desempenho de transmissão, em termos de BER em função da distância, para o supercanal são apresentados na Figura 5.14. A potência de lançamento na fibra óptica para o supercanal foi de  $-6$  dBm, ou  $-17,5$  dBm por subportadora. Um alcance máximo de 725 km é obtido abaixo do limite do FEC para o supercanal recebido, representando uma transmissão sem erro sob essas condições. As medições apresentadas na Figura 5.14 representam a BER do primeiro subcanal do supercanal CO-OFDM 350 Gbit/s recebido. A OSNR, recebida após a transmissão por 725 km, foi de 15,3 dB por subportadora, para uma BER de  $3,8 \times 10^{-3}$ .

### 5.3.3 Enlace 2

O segundo sistema simulado assume que na rota 2-8 da Figura 5.5 trafega um supercanal OFDM óptico coerente operando a 200 Gbit/s. O supercanal é composto de quatro subportadoras, cada uma delas moduladas em 16-QAM com taxa de símbolos de 12,5 Gbaud, totalizando 50 Gbit/s por subportadora. A ocupação espectral ( $B$ ) para o supercanal é de 62,5 GHz, conforme apresentado na Figura 5.15. Assume-se que  $\Delta f = R_s$ , que os símbolos dos subcanais modulados sejam alinhados no tempo e que a condição de ortogonalidade seja atendida pelas subportadoras. A Tabela 5.5 apresenta os valores de diversos parâmetros para o cenário descrito.



**Figura 5.14** Desempenho de transmissão para o supercanal 350 Gbit/s CO-OFDM para o enlace 1 modificado.



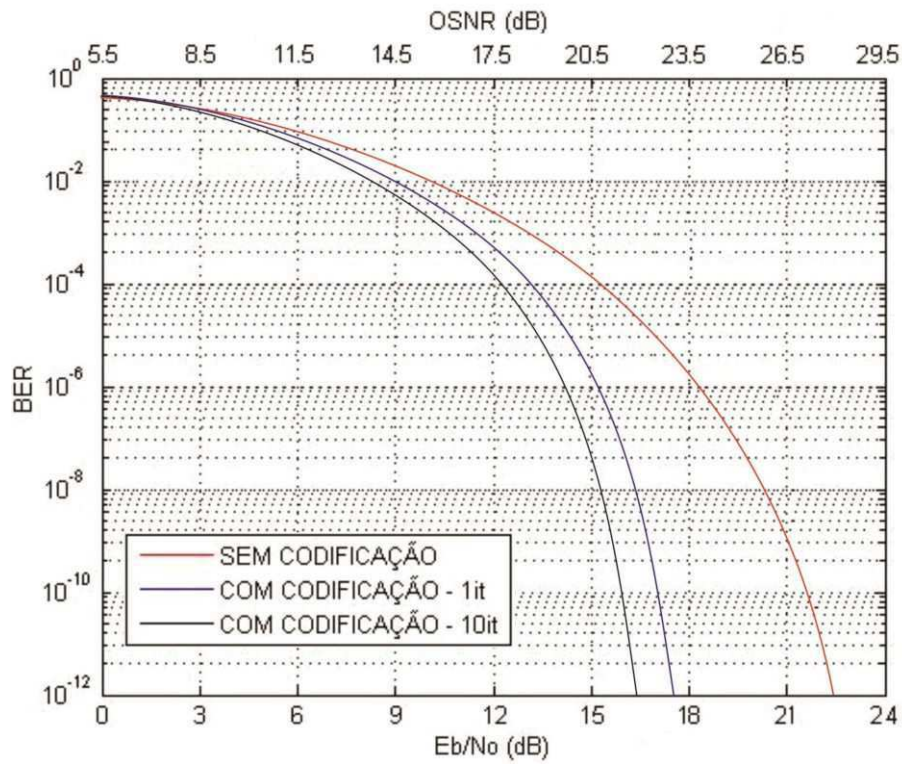
**Figura 5.15** Supercanal óptico com quatro subportadoras,  $\Delta f = 12,5$  GHz e  $B = 62,5$  GHz.

**Tabela 5.5** Características do supercanal CO-OFDM simulado para o enlace 2.

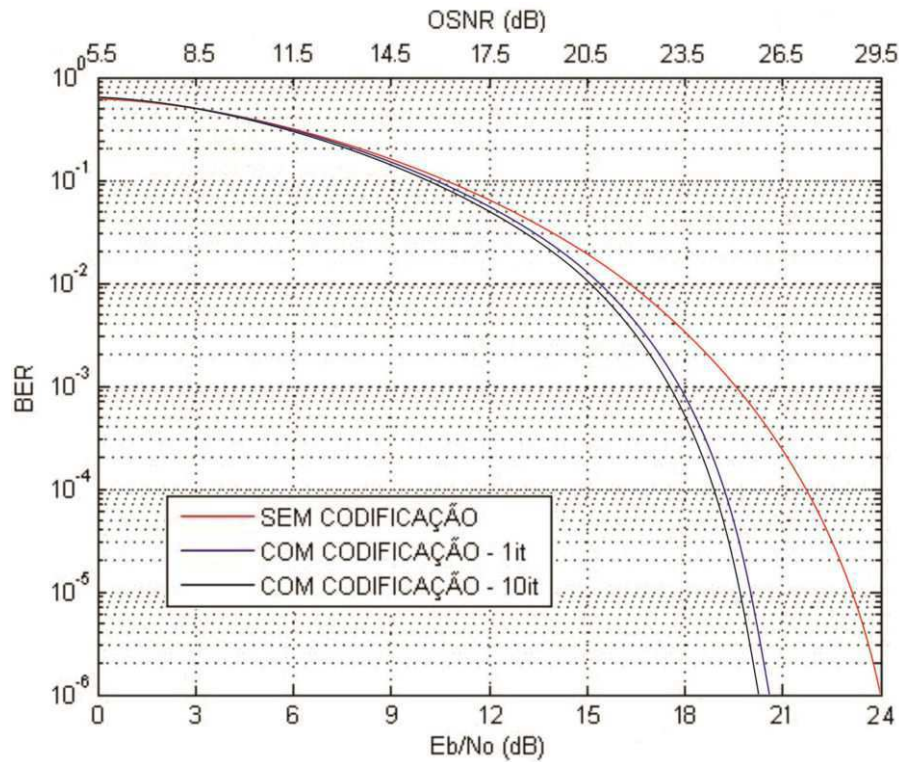
Taxa de Transmissão	Taxa de Símbolos	Nº de Subcanais	Espaçamento de Subportadoras	Largura de Faixa	Formato de Modulação
200 Gbit/s	12,5 Gbaud	4	12,5 GHz	62,5 GHz	16-QAM

O processo de codificação dos dados é realizado utilizando um código LDPC (3, 18)-regular construído por meio da técnica de Gallager, com taxa de projeto  $R_d = 5/6$ , sobrecarga de 20% e matriz de verificação de paridade  $\mathbf{H}$  de ordem  $800 \times 7800$ . A taxa de codificação dos dados é dada por  $R = K/N \approx 0,897$ . A decodificação dos dados é realizada com o algoritmo SP. Os resultados da BER em função de  $E_b/N_0$  para uma subportadora do supercanal óptico com e sem codificação descrito anteriormente podem ser vistos na Figura 5.16 para diferentes valores de iterações do algoritmo SP. O subcanal observado está localizado em 1552,72 nm, correspondente à frequência de 193,07 THz. A Figura 5.17 apresenta os resultados para as simulações incluindo os efeitos de atenuação e dispersão cromática.





**Figura 5.16** Curva de desempenho:  $BER \times E_b/N_0$ , para o sistema descrito no enlace 2 utilizando a técnica 16-QAM.



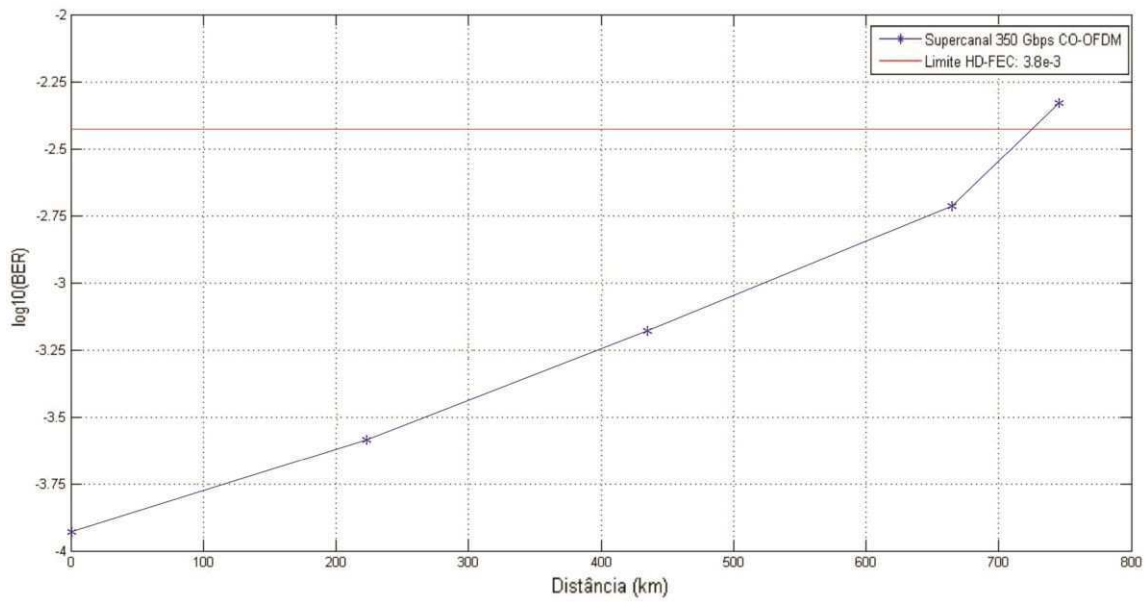
**Figura 5.17** Curva de desempenho:  $BER \times E_b/N_0$ , para o sistema descrito no enlace 2 incorporando os efeitos de atenuação e dispersão cromática utilizando a técnica 16-QAM.

Na Figura 5.16, o desempenho obtido para o supercanal óptico codificado é superior ao supercanal sem codificação. Nessa figura, *it* representa o número de iterações utilizado no algoritmo Soma-Produto para realização da decodificação dos dados. No cenário simulado, um ganho de codificação de 6 dB é obtido para uma BER de  $10^{-12}$ . Realizando uma extrapolação, é possível conseguir um ganho superior a 8 dB para uma BER de  $10^{-15}$ . Matrizes de verificação de paridade de dimensões elevadas, como as apresentadas por A. Leven (LEVEN; SCHMALEN, 2014), são capazes de fornecer um ganho de codificação ainda maior para os sistemas simulados neste capítulo, da ordem de 12-13 dB para uma BER de  $10^{-15}$ ; porém, em contrapartida, quanto maior a dimensão de  $\mathbf{H}$  mais elevado torna-se o custo computacional para a realização das simulações (VASCONCELOS, 2006). Percebe-se também ao analisar a Figura 5.16 que quanto maior o número de iterações do algoritmo SP, mais a curva do sistema codificado tende a se deslocar para a esquerda. O número de iterações para decodificação utilizado nessas simulações foi limitado a dez porque verificou-se que o desempenho pouco se alterava para valores superiores a esse. A eficiência espectral para este supercanal é de 2,6 *bit/s/Hz* para uma ocupação espectral de 62,5 GHz considerando uma taxa de dados efetivamente transmitida de 160 *Gbit/s* por supercanal. Uma alternativa para aumentar a eficiência espectral para esse cenário seria utilizar o esquema de modulação DP-16QAM, o que resultaria em uma eficiência de 5,1 *bit/s/Hz*, ou então diminuir o valor de excesso na taxa de transmissão.

Na Figura 5.17 é ilustrada a curva de desempenho para o sistema quando efeitos atenuantes e de dispersão são incorporados aos sinais propagantes na fibra. O desempenho para o supercanal codificado é também superior ao desempenho do supercanal sem a utilização de qualquer método de codificação. Devido à inclusão das penalidades, maiores valores de taxa de erro de *bit* são obtidas. Para se ter menores valores de BER, é necessário que o comprimento do código seja maior que 30 mil (LEVEN; SCHMALEN, 2014). Isso permite que o código forneça uma maior capacidade de correção de erros diante das imperfeições presentes nos sinais propagantes. O ganho de codificação obtido, cerca de 3,7 dB para uma BER de  $10^{-6}$ , é também menor em comparação ao alcançado na Figura 5.16 para dez iterações do algoritmo SP.

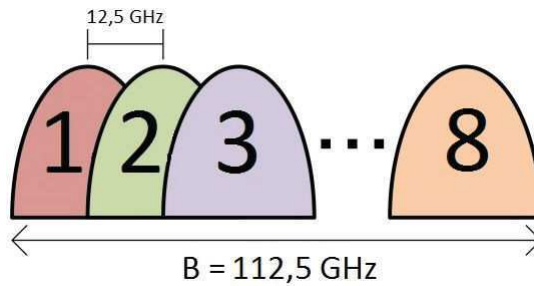
Nesse sistema óptico, foi transmitido um supercanal 200 *Gbit/s* CO-OFDM, com largura de faixa de 62,5 GHz e amplificação EDFA. Os resultados de desempenho de transmissão, em termos de BER em função da distância, para o supercanal são apresentados na Figura 5.18. A potência de lançamento na fibra óptica para o supercanal foi de -6 dBm, ou -12 dBm por subportadora. Um alcance máximo de 739 km é obtido abaixo do limite do FEC para o supercanal recebido, representando uma transmissão sem erro sob essas condições. As medições apresentadas na Figura 5.18 representam a BER do primeiro subcanal do supercanal CO-OFDM 200 *Gbit/s* recebido. A OSNR, recebida após a transmissão por 739 km, foi de 23 dB por subportadora, para uma BER de  $3,8 \times 10^{-3}$ .

Uma modificação do sistema pode ser realizada considerando que o supercanal CO-OFDM presente na rota 2-8 possui oito subportadoras, cada uma delas moduladas utilizando o esquema QPSK, com taxa de símbolos de 12,5 Gbaud, totalizando 25 *Gbit/s* por subportadora.



**Figura 5.18** Desempenho de transmissão para o supercanal 200 Gbit/s CO-OFDM para o enlace 2.

A ocupação espectral para o supercanal é de 112,5 GHz, conforme ilustrado na Figura 5.19. Considera-se que  $\Delta f = R_s$ . Assume-se também que os símbolos dos subcanais modulados sejam alinhados no tempo e que a condição de ortogonalidade seja atendida pelas subportadoras. A Tabela 5.6 apresenta os valores de diversos parâmetros para o cenário descrito. Todos os parâmetros para codificação e decodificação dos dados permanecem constantes.



**Figura 5.19** Supercanal óptico com oito subportadoras,  $\Delta f = 12,5$  GHz e  $B = 112,5$  GHz.

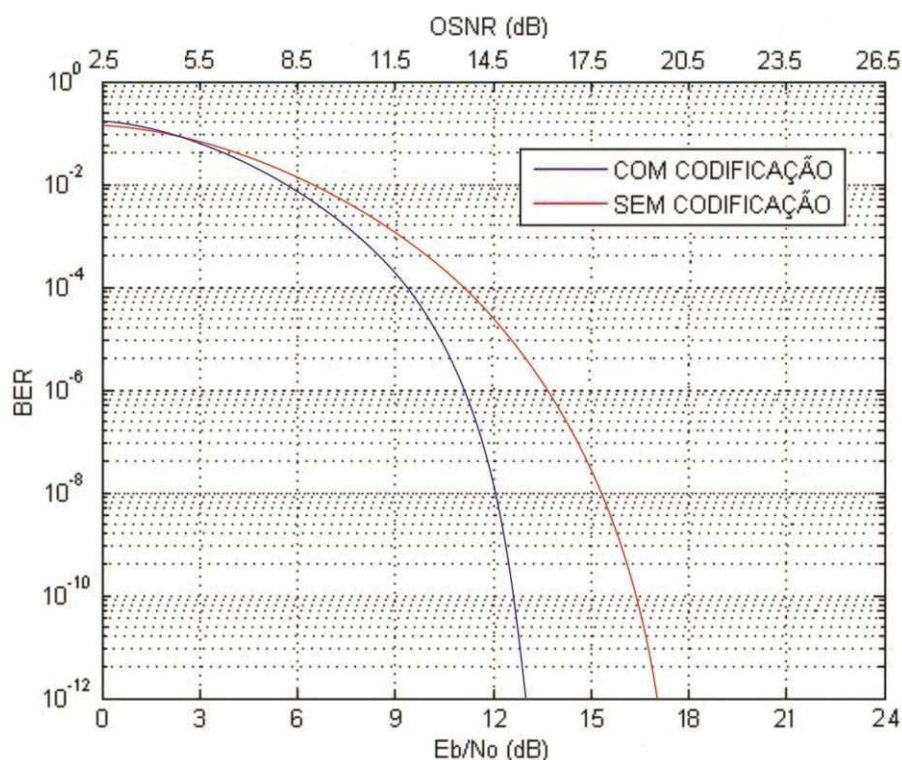
**Tabela 5.6** Características do supercanal CO-OFDM simulado para o enlace 2 modificado.

Taxa de Transmissão	Taxa de Símbolos	Nº de Subcanais	Espaçamento de Subportadoras	Largura de Faixa	Formato de Modulação
200 Gbit/s	12,5 Gbaud	8	12,5 GHz	112,5 GHz	QPSK

Os resultados da BER em função de  $E_b/N_0$  para uma subportadora do supercanal óptico com e sem codificação descrito podem ser vistos na Figura 5.20. O subcanal observado está localizado em 1552,82 nm, correspondente à frequência de 193,06 THz. A Figura 5.21 apresenta os resultados para as simulações incluindo os efeitos de atenuação e dispersão cromática. Os



valores dos coeficientes de atenuação e dispersão utilizados foram, respectivamente, 0,2 dB/km e 17 ps/nm.km.

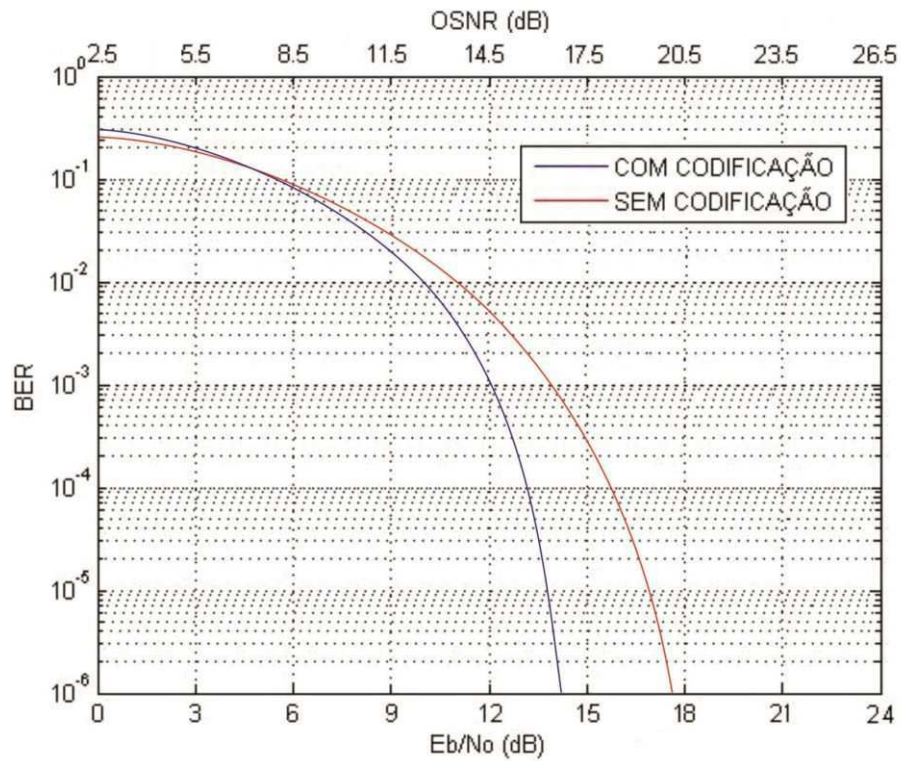


**Figura 5.20** Curva de desempenho: BER  $\times E_b/N_0$ , para o sistema descrito no enlace 2 modificado utilizando a técnica QPSK.

Na Figura 5.20, um ganho de codificação de 4,1 dB para uma BER de  $10^{-12}$  é alcançado para o esquema de modulação QPSK. Menores valores de OSNR são obtidos para esse formato de modulação digital, porém uma menor eficiência espectral é obtida visto que o número de *bits* associados a cada símbolo modulado é menor do que no caso da técnica 16-QAM. Na Figura 5.21, maiores valores de BER são obtidos devido à inclusão dos efeitos de atenuação e dispersão. No entanto, o desempenho para o sistema codificado ainda é superior ao sem codificação. Um ganho de codificação de 3,5 dB é obtido para esse supercanal simulado, para uma BER de  $10^{-6}$ . A eficiência espectral para o supercanal é de 1,4 *bit/s/Hz* para uma ocupação espectral de 112,5 GHz considerando uma taxa de dados efetivamente transmitida de 160 *Gbit/s* por supercanal.

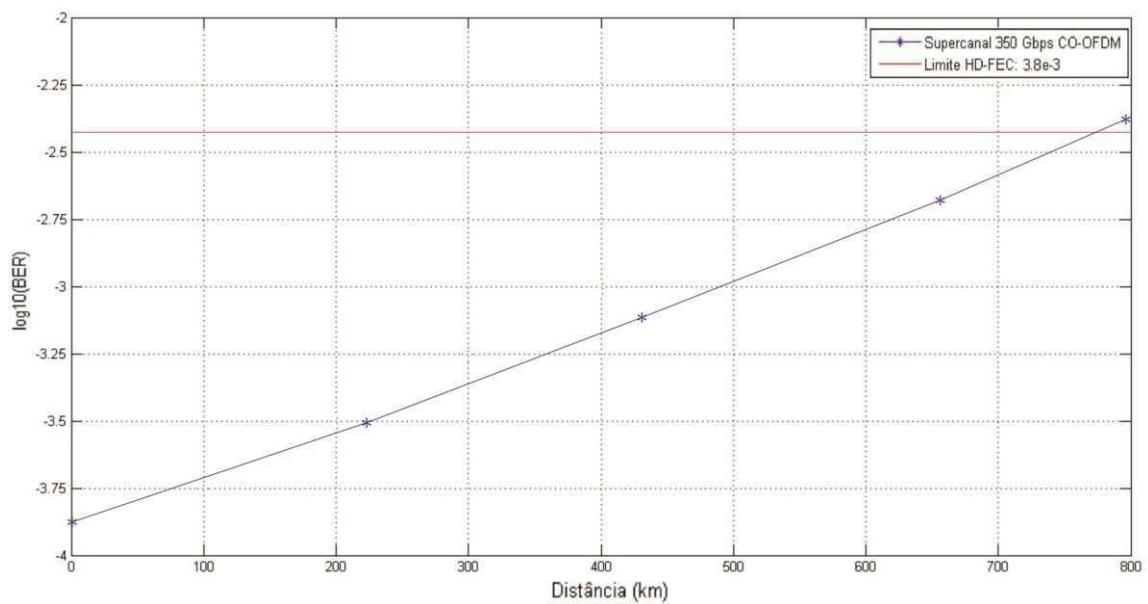
Nesse sistema óptico, foi transmitido um supercanal 200 *Gbit/s* CO-OFDM, com largura de faixa de 112,5 GHz e amplificação EDFA. Os resultados de desempenho de transmissão, em termos de BER em função da distância, para o supercanal são apresentados na Figura 5.22. A potência de lançamento na fibra óptica para o supercanal foi de -6 dBm, ou -15 dBm por subportadora. Um alcance máximo de 778 km é obtido abaixo do limite do FEC para o supercanal recebido, representando uma transmissão sem erro sob essas condições. As medições apresentadas na Figura 5.22 representam a BER do primeiro subcanal do supercanal CO-OFDM





**Figura 5.21** Curva de desempenho: BER  $\times E_b/N_0$ , para o sistema descrito no enlace 2 modificado incorporando os efeitos de atenuação e dispersão cromática utilizando a técnica QPSK.

200 Gbit/s recebido. A OSNR, recebida após a transmissão por 778 km, foi de 15,2 dB por supportadora, para uma BER de  $3,8 \times 10^{-3}$ .



**Figura 5.22** Desempenho de transmissão para o supercanal 200 Gbit/s CO-OFDM para o enlace 2 modificado.

## CAPÍTULO 6

---

# Conclusões

---

Nesta dissertação códigos verificadores de paridade de baixa densidade foram aplicados a enlaces ópticos operando a altas taxas de transmissão. Esses códigos de terceira geração possuem alta capacidade de correção de erros e constituem um conjunto de códigos definidos a partir de matrizes de verificação de paridade esparsas que apresentam excelentes desempenhos em uma grande variedade de canais.

O desempenho dessa técnica de codificação foi analisado em vários enlaces de simulação de transmissão óptica. Os enlaces consideram a presença de ruído AWGN, efeitos dispersivos e atenuantes nos sinais propagantes na fibra. Dois sistemas ópticos descritos na literatura foram analisados e resultados obtidos por diversos autores foram reproduzidos, assim como novas contribuições foram agregadas ao trabalho. Em todos os casos, o desempenho para o sistema, quando a codificação LDPC foi aplicada, mostrou-se superior ao sistema sem codificação.

Um estudo de caso foi realizado com a aplicação dos códigos LDPC em supercanais ópticos operando a altas taxas de transmissão com a finalidade de reduzir o limiar da OSNR mínima necessária para que o sinal pudesse ser recuperado pelo receptor quando esquemas de modulação avançados, tais como o QPSK e o 16-QAM, fossem utilizados. Distintos sistemas com diferentes combinações de largura de faixa, taxas de transmissão, quantidade de subcanais do supercanal óptico e formatos de modulação foram simulados. Para todos os enlaces simulados, o uso da técnica de codificação LDPC aprimorou o desempenho do sistema, fornecendo altos valores de ganho de codificação para taxas de erro de *bit* de  $10^{-12}$ . Além disso, foi possível fazer uma relação direta entre a OSNR, que é um parâmetro de desempenho de sistemas de transmissão óptica, com a taxa de codificação de um código LDPC.

A contribuição principal deste trabalho, além da obtenção dos resultados comentados, é a aplicação dos códigos LDPC no contexto de supercanais ópticos com uma estrutura eficiente de codificação e o uso da decodificação iterativa para obtenção dos resultados, e sua validação para o sistema sob diferentes condições de simulação, bem como a comparação com resultados anteriores. Esse trabalho, diferente dos outros, utiliza a técnica de Gallager para codificação e

o algoritmo SP para decodificação em uma topologia de uma rede óptica que considera nós de grade flexível e nós de grade fixa presentes na mesma rede.

## 6.1 Trabalhos Futuros

Como proposta para trabalhos futuros deve-se considerar novos tipos de construção de códigos LDPC, para se realizar uma nova análise de desempenho para os sistemas simulados nesta dissertação. Além disso, é importante simular esses sistemas para esquemas de modulação de maior ordem, tal como o 64-QAM, e incorporar mais efeitos lineares e não-lineares, tais como dispersão dos modos de polarização, modulação cruzada de fase, automodulação de fase e mistura de quatro onda, aos sinais propagantes na fibra.

Aplicar uma nova classe de códigos LDPC, os códigos LDPC espacialmente acoplados (SC-LDPC), aos supercanais ópticos para verificar se um maior ganho de codificação é obtido, assim como desenvolver modelos de OSNR que considerem os efeitos simultâneos de várias restrições da camada física referentes a taxas de transmissão de 350 Gbit/s são algumas propostas de trabalhos futuros.

## 6.2 Publicações

Dois artigos foram submetidos para publicação decorrente desta dissertação. São eles:

1. H. S. Silva, M. S. de Alencar e J. E. P. de Farias. Códigos LDPC Aplicados a Supercanais Ópticos. Revista de Tecnologia da Informação e Comunicação – RTIC, vol. 6, nº 1, março, 2016.
2. H. S. Silva, M. S. de Alencar e J. E. P. de Farias. Aplicação de Códigos LDPC em Enlaces Ópticos. 17º Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica – SBMO, Porto Alegre - RS, julho, 2016.

---

---

## Referências Bibliográficas

---

AGRAWAL, G. P. *Fiber-Optic Communication Systems*. 4. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.

AGRAWAL, G. P. *Non Linear Fiber Optics*. 5. ed. [S.l.]: Academic Press, 2012.

BASTOS-FILHO, C. J. A. *Amplificadores Ópticos para Sistemas de Comunicação Multicanais de Alta Capacidade*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Pernambuco – UFPE, 2005.

BERROU, C. et al. Computing the Minimum Distance of Linear Codes by the Error Impulse Method. *IEEE GLOBECOM*, v. 2, n. 1, p. 1017–1020, Novembro 2002.

BHIDE, N. M.; SIVALINGAM, K. M.; FABRY-ASZTALO, T. Routing Mechanisms Employing Adaptive Weight Functions for Shortest Path Routing in Optical WDM Networks. *Photonic Network Communications*, v. 3, n. 3, p. 227–236, Março 2001.

BLAHUT, R. E. *Theory and Practice of Error Control Codes*. 2. ed. [S.l.]: Reading, MA: Addison-Wesley, 1987.

BLAHUT, R. E. *Algebraic Codes for Data Transmission*. 3. ed. [S.l.]: Cambridge University Press, 2003.

BLAHUT, R. E. *Algebraic Codes on Lines, Planes and Curves*. 3. ed. [S.l.]: Cambridge University Press, 2008.

BOLLOBAS, B.; SZEMEREDI, E. Girth of Sparse Graphs. *Journal of Graph Theory*, v. 39, n. 1, p. 194–200, Março 2002.

CAI, J. X. 100G Transmission Over Transoceanic Distance With High Spectral Efficiency and Large Capacity. *Journal Lightwave Technology*, v. 30, n. 24, p. 3845–3856, Dezembro 2012.

CARVALHO, D. B. et al. Ampliação de Ganho de Codificação em um Código EFEC BCH para Comunicações Ópticas. In: *Anais do XXXIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*. Juiz de Fora, MG, Brazil: [s.n.], 2015.

CARVALHO, L. H. H. Generation and Coherent Detection of a 400-gb/s CO-OFDM Superchannel with 6.4-b/s/hz. In: *Anais do Frontiers in Optics (FiO)*. Orlando: [s.n.], 2013.

CARVALHO, L. H. H. *Avaliação Experimental da Transmissão Óptica em Altas Taxas de Supercanais com Diferentes Técnicas de Multiplexação de Subportadoras*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, Campinas, Brasil, 2014.

- CHANDRASEKHAR, S.; LI, X. OFDM Based Superchannel Transmission Technology. *Journal of Lightwave Technology*, v. 30, n. 24, p. 3816–3823, Dezembro 2012.
- CHANDRASEKHAR, S.; LIU, X. Terabit Superchannels for High Spectral Efficiency Transmission. In: *Anais do European Conference on Optical Communication (ECOC)*. Torino: [s.n.], 2010.
- CHANG, F.; ONOHARA, K.; MIZUOCHI, T. Forward Error Correction for 100G Transport Networks. *IEEE Communication Magazine*, v. 48, n. 3, p. S48–S55, Março 2010.
- CHAVES, D. A. R. *Projeto de Redes Ópticas de Alta Capacidade Utilizando Técnicas de Otimização Bioinspiradas*. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco – UFPE, Recife, Brasil, 2012.
- CVIJETIC, N. OFDM for Next-Generation Optical Access Networks. *Journal of Lightwave Technology*, v. 30, n. 4, p. 3816–3823, Fevereiro 2012.
- DJORDJEVIC, I. B.; ARABACI, M.; MINKOV, L. L. Next Generation FEC for High-Capacity Communication in Optical Transport Networks. *Journal of Lightwave Technology*, v. 27, n. 16, p. 3518–3530, Agosto 2009.
- DJORDJEVIC, I. B.; VASIC, B. Low-Density Parity Check Codes for Long-Haul Optical Communication Systems. *IEEE Photonic Technology Letters*, v. 14, n. 8, p. 194–200, Agosto 2012.
- DJORDJEVIC, I. B.; VASIC, B.; NEIFELD, M. A. LDPC-Coded OFDM for Optical Communication Systems with Direct Detection. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 13, n. 5, p. 1446–1454, Setembro 2007.
- ESSIAMBRE, R. et al. Capacity Limits of Optical Fiber Networks. *Journal of Lightwave Technology*, v. 28, n. 4, p. 662–701, Fevereiro 2010.
- FONSECA, I. E. *Contribuições ao Estudo de Efeitos Não-Lineares em Fibras Ópticas Monomodo Utilizando Técnicas Numéricas*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, Campinas, Brasil, 2001.
- G.694.1, I.-T. *Spectral Grids for WDM Applications: DWDM Frequency Grids*. [S.l.], 2012.
- GALLAGER, R. G. *Low-Density Parity-Check Codes*. 2. ed. [S.l.]: Cambridge, MA: MIT Press, 1963.
- GONZALE, O. et al. Adaptive OFDM System For Communications Over the Indoor Wireless Optical Channel. *IEEE Proceedings Optoelectronics*, v. 153, n. 4, p. 139–144, Agosto 2006.
- GROVER, W. Error Correction in Dispersion-Limited Lightwave Systems. *Journal Lightwave Technology*, v. 6, n. 5, p. 643–654, Maio 1988.
- HALFORD, T. R.; CHUGG, K. M.; GRANT, A. J. Which Codes Have 4-Cycle-Free Tanner Graphs? *IEEE International Symposium on Information Theory*, v. 31, n. 3, p. 871–875, Julho 2006.
- HAYKIN, S. *Communication Systems*. 4. ed. [S.l.]: John Willey and Sons: EUA, 2002.



- HSU, D. et al. Cost-Effective 33 Gbits/s Intensity Modulation Direct Detection Multi-band OFDM LR-PON System Employing a 10-GHz-Based Transceiver. *Optics Express*, v. 19, n. 18, p. 17546–17556, Agosto 2011.
- HUSSIEN, H. et al. Performance Study on Implementation of DVB-S2 Low-Density Parity-Check Codes on Additive White Gaussian Noise Channel and Rayleigh Fading Channel. *IEEE International Conference on Electronics Design, Systems and Applications (ICEDSA)*, v. 1, n. 30, p. 179–182, Novembro 2012.
- JÚNIOR, P. R. L. *Roteamento Adaptativo com Agregação de Tráfego em Redes Ópticas Dinâmicas*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande – UFCG, Campina Grande, Brasil, 2008.
- JÚNIOR, P. R. L. *Análise Espectral do Sinal Óptico Considerando Ruído de Amplitude e de Fase do Laser*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande – UFCG, 2013.
- JÚNIOR, R. P. et al. *Fundamentos Algébricos e Geométricos dos Códigos Corretores de Erro*. 1. ed. [S.l.]: Editora da Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, 2006.
- LEVEN, A.; SCHMALEN, L. Status and Recent Advances on Forward Error Correction Technologies for Lightwave Systems. *Journal of Lightwave Technology*, v. 32, n. 16, p. 2735–2750, Agosto 2014.
- LIN, S.; JÚNIOR, D. J. C. *Error Control Coding*. 2. ed. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2011.
- LIU, X.; CHANDRASEKHAR, S. Superchannel for Next Generation Optical Networks. *Optical Fiber Communication Conference*, p. W1H.5, Outubro 2014.
- MACKAY, D. J. C.; NEAL, R. M. Near Shannon Limit Performance of Low-Density Parity-Check Codes. *Electronic Letters*, v. 32, n. 6, p. 1645–1646, Setembro 1996.
- MAGALHÃES, F. P. *Análise de Desempenho de Algoritmos de Decodificação para Códigos LDPC Regulares*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Instituto Nacional de Telecomunicações – Inatel, Santa Rita do Sapucaí, Brasil, 2009.
- MAO, Y.; BANIHASHEMI, A. H. A Heuristic Search for Good Low-Density Parity-Check Codes at Short Block Lengths. *IEEE International Conference on Communication*, v. 1, n. 3, p. 41–44, Junho 2001.
- MCGOWAN, J. A.; WILLIAMSON, R. C. Loop Removal from LDPC Codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 24, n. 2, p. 230–233, Abril 2003.
- MIZUOCHI, T. Recent Progress in Forward Error Correction and its Interplay with Transmission Impairments. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 12, n. 4, p. 544–554, Julho 2006.
- MIZUOCHI, T.; MIYATA, Y. LDPC-based Advanced FEC for 100 Gbps Transmission. *Proc. IEEE LEOS Summer Topicals*, v. 17, n. 3, p. 217–218, Março 2008.
- MOBILON, E. *Análise Experimental das Aplicações de Códigos Corretores de Erro em Sistemas de Comunicações Ópticas*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, Campinas, Brasil, 2003.

- NAZARETH, F. J. F. *Estudo de Códigos LDPC (Low-Density Parity-Check): Matrizes Regulares e Irregulares*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro – UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil, 2010.
- PEREIRA, H. A. *Análise Sistêmica das Penalidades de Ruído nas Redes Ópticas Transparentes*. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco – UFPE, Recife, Brasil, 2007.
- PINTO, E. L.; ALBUQUERQUE, C. P. A Técnica de Transmissão OFDM. *Revista Científica Periódica – Telecomunicações*, v. 5, n. 1, p. 1–10, Junho 2002.
- RAMASWAMI, R.; SIVARAJAN, K. N. *Optical Networks: a Practical Perspective*. 3. ed. [S.l.]: Morgan Kaufmann Publishers, 2009.
- RIBEIRO, S. R. L. *Roteamento Multicritério em Redes Ópticas Elásticas Dinâmicas*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba – IFPB, João Pessoa, Brasil, 2014.
- RICHARDSON, T.; SHOKROLLAHI, M.; URBANKE, R. Design of Capacity Approaching Irregular Low-Density Parity-Check Codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 47, n. 3, p. 638–656, Fevereiro 2001.
- SANTOS, A. F. et al. Roteamento e Alocação de Espectro em Redes Ópticas: O Conceito SLICE. In: *Anais do XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações – SBRt*. Brasília – DF: [s.n.], 2012.
- SANTOS, L. F. *Decodificadores de Baixa Complexidade para Códigos LDPC Q-ários*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, Campinas, Brasil, 2014.
- SHIEH, W.; DJORDJEVIC, I. *OFDM for Optical Communication*. 1. ed. [S.l.]: Elsevier, 2010.
- SMITH, B.; KSCHISCHANG, F. Future Prospects for FEC for 100 Gbps Transmission. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 16, n. 5, p. 1245–1257, Março 2010.
- TANEBAUM, A. S. *Computer Networks*. 4. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2003.
- TANNER, R. M. A Recursive Approach to Low Complexity Codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 27, n. 5, p. 533–547, Setembro 1981.
- TZIMPRAGOS, G. et al. A Survey on FEC Codes for 100G and Beyond Optical Networks. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, v. 1, n. 99, p. 1–14, Outubro 2015.
- VASCONCELOS, M. M. *Decodificação Iterativa de Códigos Baseados em Matrizes de Verificação de Paridade Esparsas*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco – UFPE, Recife, Brasil, 2006.
- WAN, X.; HUA, N.; ZHENG, X. Dynamic Routing and Spectrum Assignment in Spectrum Flexible Transparent Optical Networks. *Journal Optical Communication Network*, v. 2, n. 5, p. 633–644, Agosto 2012.
- WU, X.; YOU, X.; ZHAO, C. An Efficient Girth-Locating Algorithm for Quasi-Cyclic LDPC Codes. *IEEE International Symposium on Information Theory*, v. 31, n. 3, p. 817–820, Julho 2006.

WU, X.; YOU, X.; ZHAO, C. A Necessary and Sufficient Condition for Determining the Girth of Quasi-Cyclic LDPC Codes. *IEEE Transactions on Communications*, v. 56, n. 6, p. 854–857, Junho 2008.

YU, X. et al. Migration from Fixed Grid to Flexible Grid in Optical Networks. *IEEE Communications Magazine*, v. 53, n. 2, p. 34–43, Fevereiro 2015.

ZANG, H.; JUE, J. P.; MUKHERJEE, B. A Review of Routing and Wavelength Assignment Approaches for Wavelength-routed Optical WDM Networks. *Optical Networks Magazine*, v. 1, n. 1, p. 47–60, Janeiro 2000.