



UNIVERSIDADE  
ESTADUAL DE LONDRINA

---

MOANIR STÁBILE FILHO

CONTROLE DE POTÊNCIA EM REDES ÓPTICAS DE  
MÚLTIPLO ACESSO OCDMA

---

Londrina  
2011

MOANIR STÁBILE FILHO

**CONTROLE DE POTÊNCIA EM REDES ÓPTICAS DE  
MÚLTIPLO ACESSO OCDMA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como parte dos requisitos para a obtenção do grau de mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Engenharia Elétrica  
Especialidade: Sistemas de Telecomunicação

Orientador: Prof. Dr. Taufik Abrão

Londrina  
2011

**Catálogo elaborado pela Divisão de Processos Técnicos da Biblioteca Central da  
Universidade Estadual de Londrina.**

**Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)**

S775c Stábile Filho, Moanir.  
Controle de potência em redes ópticas de múltiplo acesso OCDMA/  
Moanir Stábile Filho. - Londrina, 2011.  
93 f.: il.

Orientador: Abrão, Taufik.  
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual  
de Londrina, Centro de Tecnologia e Urbanismo, Programa de Pós-  
Graduação em Engenharia Elétrica, 2011..  
Inclui bibliografia

1. Rede óptica CDMA - Controle de potência- Teses. 2. Sistema OCDMA  
- Teses. 3. Modelo de Verhulst - Teses. 4. Inteligência Swarm - Teses. I.  
Abrão, Taufik. II. Universidade Estadual de Londrina. Centro Centro de  
Tecnologia e Urbanismo. Programa de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica. III. Título.

CDU 621.391

MOANIR STÁBILE FILHO

**CONTROLE DE POTÊNCIA EM REDES ÓPTICAS DE MÚLTIPLO  
ACESSO OCDMA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como parte dos requisitos para a obtenção do grau de mestre em Engenharia Elétrica.

**BANCA EXAMINADORA**

---

Orientador. Prof. Dr. Taufik Abrão  
Universidade Estadual de Londrina - UEL

---

Prof. Dr. Fábio Renand Durand  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná -  
UTFPR

---

Prof. Dr. Bruno Angélico  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná  
UTFPR

---

Prof. Dr. Mário Lemes Proença Jr  
Universidade Estadual de Londrina - UEL

Londrina 25 de abril de 2011.

Ao Deus Todo Poderoso, pela sabedoria, conhecimento e entendimento derramados sobre minha vida e sem o qual não seria e nem teria nada. À minha família pelo total apoio e suporte em todos os momentos.

# Agradecimentos

Agradeço à Universidade Estadual de Londrina por possibilitar a minha qualificação profissional, à CAPES pelo suporte financeiro, ao Prof. Dr. Taufik Abrão (orientador) e ao Prof. Dr. Fábio Renan Durand por todo o apoio e suporte para que fosse possível a realização deste trabalho.

STÁBILE FILHO, Moanir. **Controle de potência em redes ópticas de múltiplo acesso OCDMA**. 2011. 93 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2011.

## RESUMO

A utilização da técnica de acesso múltiplo por divisão de códigos (CDMA) em redes puramente ópticas foi proposta levando-se em consideração sua ampla largura de banda óptica. OCDMA óptico é uma técnica que permite a múltiplos usuários compartilharem simultaneamente o mesmo canal de fibra de modo assíncrono, sem atraso e sem a necessidade de gerenciamento de recursos (*scheduling*). No entanto, os níveis de interferência de múltiplo acesso (MAI) são significativos nesses sistemas devido à natureza da detecção de potência incoerente. A redução desse efeito de interferência é crucial na melhoria de desempenho dos sistemas CDMA ópticos. Neste sentido, propõe-se a utilização de mecanismos de alocação de recursos, particularmente de potência, que garantam a cada usuário um desempenho mínimo aceitável em termos de taxa de erro de bit (BER). Utiliza-se a estratégia do controle de potência centralizado e particionado (onde a rede óptica é dividida em rede de acesso e rede de broadcast). Neste trabalho, analisa-se o problema do controle de potência para redes ópticas CDMA particionadas (p-OCDMA), sob dois pontos de vista distintos: a) modelo matemático de crescimento populacional de Verhulst; b) abordagem heurística denominada inteligência *swarm* (PSO – *Particle Swarm Optimization*). Extensivas simulações e resultados numéricos indicaram que tanto o modelo de Verhulst quanto o PSO são adequados para resolver o problema do controle de potência em redes p-OCDMA, com resultados de convergência satisfatórios para uma variedade de cenários de operação para o sistema p-OCDMA. Uma análise de complexidade, em termos de número de operações, é realizada no sentido de se obter um quadro comparativo mais realista para as duas metodologias de otimização, com indicativo de superioridade da abordagem analítica iterativa de Verhulst para o problema do controle de potência em redes p-OCDMA. Finalmente, uma quarta análise é desenvolvida utilizando o modelo de Verhulst para o controle de potência óptica, considerando-se no entanto a adição dos efeitos da dispersão dos modos de polarização (PMD) e da dispersão da velocidade de grupo (GVD).

**Palavras-chave:** CDMA Óptico. Controle de potência. Modelo de Verhulst. Inteligência computacional *swarm*. Dispersão.

STÁBILE FILHO, Moanir. **Power Control in optical networks multiple access OCDMA**. 2011. 93 p. Dissertation (Master's Degree in electrical engineering) - Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2011.

## ABSTRACT

The deployment of code division multiple access (CDMA) technique in optical networks was proposed taking into account the huge optical spectrum availability. In the optical CDMA (OCDMA) systems, multiple users simultaneously share the same optical asynchronous channel with neither the necessity of time coordination nor scheduling of resources. However, the attainable levels of multiple access interference (MAI) are a concern, due to the characteristic of the non-coherent power detection associate to the optical signal. The reduction in the MAI effects is crucial in order to achieve performance improvement in these systems. Hence, in this work we propose the use of resource allocation, particularly the power allocation within the lasers, that guarantee a minimum acceptable performance in terms of bit error rate (BER). We used the centralized power control and partitioned power control (the network is divided into access and broadcast network sides) strategies. In this work, the power control problem in partitioned optical CDMA (p-OCDMA) networks is analysed under two distinct approaches: a) based on the *Verhulst* mathematical model originally conceived for population growth; b) heuristic approach named swarm intelligence (PSO - particle *swarm* optimization). Extensive simulations and numerical results have indicated that both the *Verhulst* as the PSO models are adequate in order to resolve the optimization power problem in p-OCDMA networks. The optimization was carried out under the single-objective optimization (SOO) framework, with suitable convergence results for both approaches and considering various p-OCDMA system operation scenarios. A third analysis is made based on the *Verhulst* model for optical power control, but now considering PMD e GVD dispersive effects.

**Keywords:** Optical CDMA. Power control. *Verhulst* equilibrium equation. *Swarm* intelligence. Dispersion.

# Lista de Figuras

- Figura 1.1:** Técnicas de codificação em domínio óptico: a) OOK, bits 1/0 modulados por dois níveis em amplitudes distintas; b) DPSK, bits 1/0 modulados pela diferença de fase  $\pi$ , porém na mesma amplitude (SANTOS FILHO, 2006)..... 21
- Figura 1.2:** Esquema básico de um sistema de comunicação óptica utilizando tecnologia WDMA e PCM (SANTOS FILHO, 2006)..... 22
- Figura 2.1:** Esquema básico de um sistema de comunicação óptica utilizando tecnologia OCDMA (SANTOS FILHO, 2006)..... 29
- Figura 2.2:** Rede óptica em Estrela ..... 37
- Figura 2.3:** Rede CDMA óptica em Estrela ..... 38
- Figura 3.1:**  $SIR_{max}$  para uma rede estrela para vários  $q$ , equação (3.9)..... 42
- Figura 3.2:** Particionamento da Topologia Estrela em Rede de Acesso e Rede Broadcast ..... 43
- Figura 3.3:** Curvas  $p(t)$  parametrizadas por diferentes condições iniciais  $p(0)$  ..... 45
- Figura 3.4:** Comprimento das fibras dos nós a) transmissores e b) receptores até o acoplador estrela, c) matriz interferência  $\mathbf{H}$  e d) potência ótima dos lasers com controle de potência particionado via  $\mathbf{P}^*$ , equação (3.7) ..... 48
- Figura 3.5:** Curvas da convergência da potência inicial de cada laser para sua respectiva potência ótima e cálculo da NMSE:  $p_i(n \rightarrow \infty) = p_i^*$ ,  $i = 1, 2, \dots, 31$ . a)  $\alpha = 0, 1$  e  $NMSE = 1, 62 \times 10^{-6}$ ; b)  $\alpha = 0, 9$  e  $NMSE = 5, 15 \times 10^{-6}$  ..... 49
- Figura 4.1:** Exemplos de conjuntos convexos e não-convexos. A figura da esquerda, o hexágono, incluindo seus limites, é convexo. No meio, a figura em forma de rim é não-convexa, pois o segmento de linha entre os dois pontos do conjunto não está contido no conjunto. O quadrado à esquerda contém alguns pontos no limite mas outros não, e não é convexo ..... 51

<b>Figura 4.2:</b> Fluxograma para o DPCA-PSO .....	58
<b>Figura 4.3:</b> Busca das partículas pela potência ótima com $w = 0, 5$ e a NMSE para a solução analítica .....	60
<b>Figura 4.4:</b> Convergência PSO para $K = 31$ usuários e $P = 126$ partículas. a) Potência alocada a cada iteração. b) NMSE em 10 realizações; c) CIR a cada iteração.....	61
<b>Figura 4.5:</b> Teste de convergência para o DPCA Verhulst e para o PSO em relação ao número de usuários no sistema. Os ajustes foram calculados de maneira linear para Verhulst, com $y_{Verh} = 1.12x + 14.14$ , e cúbica para o PSO, com $y_{PSO} = 0.45x^3 - 3.48x^2 + 17x - 24.43$ .....	63
<b>Figura 4.6:</b> Número médio de operações até a convergência versus número de usuários, considerando polinômios de ajuste da Figura 4.5 e complexidade da Tabela 4.3.....	64
<b>Figura 5.1:</b> Atribuição de potência ótima para cada nó/usuário para o número de iterações para 31 nós ( $P = 31$ ) e $\alpha$ igual a a) 0,1, b) 0,4 e c) 0,9 .....	68
<b>Figura 5.2:</b> a) Desempenho da Log(BER) do OCDMA utilizando DPCA com Verhulst para um número crescente de nós $P$ . b) NMSE correspondente para número de iterações diferentes (porcentagem de $N^*$ ) sobre 20 testes. $N^* = 400$ iterações .....	70
<b>Figura 5.3:</b> a) NMSE para número diferente de nós, e parametrizado sobre a porcentagem de iterações do teste de convergência, equação (5.12). b) número respectivo de iterações. Média de 20 testes. $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 10^{-6}$ .....	71
<b>Figura 5.4:</b> Atribuição de potência ótima para cada nó/usuário versus número de iterações para 7 nós ( $P = 7$ ). a) Sem os efeitos do GVD e da PMD; b) Taxa de bit de 1,0 Gbps; c) Taxa de bit de 2,5 Gbps .....	72

<b>Figura 5.5:</b> Atribuição de potência ótima para cada nó/usuário versus número de iterações para 31 nós ( $P = 31$ ). a) Sem os efeitos do GVD e da PMD; b) Taxa de bit de 1,0 Gbps; c) Taxa de bit de 2,5 Gbps.....	73
<b>Figura 5.6:</b> a) Comprimento total típico do enlace; b) Atribuição de potência na ausência dos efeitos do GVD e da PMD. Atribuição de potência com os efeitos do GVD e da PMD para c) 1,0 Gbps e d) 2,5 Gbps.....	73
<b>Figura 5.7:</b> a) Comprimento total do enlace para $P = 31$ nós, b) Atribuição de potência sem os efeitos do GVD e da PMD. Atribuição de potência com os efeitos do GVD e da PMD para c) 1,0 Gbps e d) 2,5 Gbps .....	74
<b>Figura A.1:</b> Uma matriz $3 \times 9$ , onde os quadrados negros representam seus pares ordenados. Os números horizontais e verticais na matriz representam a posição de chip e portadoras de transmissão dos pares ordenados, respectivamente.....	83
<b>Figura A.2:</b> Matrizes FH a) $U_{1,1}$ , e b) $U_{2,0}$ do prime code de multiportadora sobre $GF(3)$ com $y = 2$ .....	87

# Lista de Tabelas

<b>Tabela 2.1:</b>	Adição e Multiplicação de módulo-sete em $GF(7)$ .....	34
<b>Tabela 2.2:</b>	Sequência Prime sobre $GF(5)$ .....	34
<b>Tabela 2.3:</b>	Sequência Prime sobre $GF(7)$ .....	35
<b>Tabela 3.1:</b>	Parâmetros de simulação do Sistema OCDMA Estrela Particionado.....	47
<b>Tabela 4.1:</b>	Parâmetros de entrada do PSO para o Sistema p-OCDMA .....	57
<b>Tabela 4.2:</b>	Parâmetros de entrada do PSO, para a função custo (4.16).....	60
<b>Tabela 4.3:</b>	Número de Operações por Equação a cada iteração.....	62
<b>Tabela A.1:</b>	Prime Code Estendido sobre $GF(3)$ .....	77
<b>Tabela A.2:</b>	Prime Code Estendido sobre $GF(5)$ .....	78
<b>Tabela A.3:</b>	Prime Code Generalizado sobre $GF(3)$ com $k = 2$ .....	80
<b>Tabela A.4:</b>	Prime Code Generalizado sobre $GF(5)$ com $k = 2$ .....	81
<b>Tabela A.5:</b>	Valores y legítimos para vários números primos .....	85

# Lista de Abreviaturas

<b>AM</b>	Modulação em Amplitude (Amplitude Modulation)
<b>ASE</b>	Emissão Espontânea Amplificada (Amplified Spontaneous Emission)
<b>ASK</b>	Chaveamento por Deslocamento de Amplitude (Amplitude Shift Keying)
<b>BER</b>	Taxa de Erro de Bit (Bit Error Rate)
<b>BPSK</b>	Chaveamento por Deslocamento de Fase Binária (Binary Phase Shift Keying)
<b>BPPM</b>	Modulação por Posição de Pulso Binário (Binary Pulse Position Modulation)
<b>CCP</b>	Problema de Custo Central (Central Cost Problem)
<b>CDMA</b>	Acesso Múltiplo por Divisão de Código (Code Division Multiple Access)
<b>CIR</b>	Relação Portadora-Interferência (Carrier to Interference Ratio)
<b>DEMUX</b>	Demultiplexador (Demultiplexer )
<b>DFB</b>	Laser Laser DFB (Distributed Feedback Laser )
<b>DGD</b>	Atraso Diferencial de Grupo (Differential Group Delay)
<b>DPCA</b>	Algoritmo de Controle de Potência Distribuído (Distributed Power Control Algorithm)
<b>DPSK</b>	Chaveamento por Deslocamento de Fase Diferencial (Differential Phase Shift Keying)
<b>FDMA</b>	Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência (Frequency Division Multiple Access)
<b>FH</b>	Salto em Frequência (Frequency Hopping)
<b>FH-CDMA</b>	Acesso Múltiplo por Divisão de Código por Salto em Frequência (Frequency Hopping Code Division Multiple Access)
<b>FM</b>	Modulação em Frequência (Frequency Modulation)
<b>FSK</b>	Chaveamento por Deslocamento de Frequência (Frequency Shift Keying)

<b>FWM</b>	Mistura de Quatro Ondas (Four-Wave Mixing)
<b>GVD</b>	Dispersão da Velocidade de Grupo (Group Velocity Dispersion)
<b>IM-DD</b>	Modulação de Intensidade com Detecção Direta (Intensity Modulation with Direct Detection)
<b>ISI</b>	Interferência Intersimbólica (Intersymbol Interference)
<b>ITU-T</b>	União Internacional de Telecomunicações - Setor de Padronização de Telecomunicações (International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector )
<b>LED</b>	Diodo Emissor de Luz (Light-Emitting Diode)
<b>MAI</b>	Interferência de Múltiplo Acesso (Multiple Access Interference)
<b>MFSK</b>	Chaveamento por Deslocamento de Frequência de Vários Níveis (Multilevel Frequency Shift Keying)
<b>MUX</b>	Multiplexador (Multiplexer )
<b>NMSE</b>	Erro Quadrático Médio Normalizado (Normalized Mean Square Error )
<b>NZDSF</b>	Fibra de Dispersão Deslocada Diferente de Zero (Nonzero Dispersion Shifted Fiber )
<b>OCDMA</b>	Acesso Múltiplo por Divisão de Código em Domínio óptico (Optical Code Division Multiple Access)
<b>OOC</b>	Código óptico Ortogonal (Optical Orthogonal Code)
<b>OOK</b>	Chaveamento Liga-Desliga (On-Off Keying)
<b>OSNR</b>	Relação Sinal-Ruído óptica (Optical Signal to Noise Ratio)
<b>OTDMA</b>	Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo em Domínio óptico (Optical Time Division Multiple Access)
<b>PCM</b>	Modulação por Código de Pulso (Pulse Code Modulation)
<b>PM</b>	Modulação em Fase (Phase Modulation)
<b>PMD</b>	Dispersão por Polarização Modal (Polarization Mode Dispersion)

<b>p-OCDMA</b>	Acesso Múltiplo por Divisão de Código em Domínio óptico - particionado (partitioned - Optical Code Division Multiple Access)
<b>PSK</b>	Chaveamento por Deslocamento de Fase (Phase Shift Keying)
<b>PSO</b>	Otimização por Nuvem de Partículas (Particle Swarm Optimization)
<b>QoS</b>	Qualidade de Serviço (Quality of Service)
<b>QPSK</b>	Chaveamento por Deslocamento de Fase em Quadratura (Quadrature Phase Shift Keying)
<b>SAC</b>	Codificação de Amplitude Espectral (Spectral Amplitude Coding)
<b>SBS</b>	Espalhamento de Brillouin Estimulado (Stimulated Brillouin Scattering)
<b>SIR</b>	Relação Sinal-Interferência (Signal to Interference Ratio)
<b>SNIR</b>	Relação Sinal-Ruído mais Interferência (Signal to Noise Plus Interference Ratio)
<b>SNR</b>	Relação Sinal-Ruído (Signal to Noise Ratio)
<b>SOO</b>	Otimização Uni-Objetivo (Single Objective Optimization)
<b>SPM</b>	Auto Modulação de Fase (Self Phase Modulation)
<b>SRS</b>	Espalhamento de Raman Estimulado (Stimulated Raman Scattering)
<b>TDMA</b>	Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo (Time Division Multiple Access)
<b>WDMA</b>	Acesso Múltiplo por Divisão de Comprimento de Onda (Wavelength Division Multiple Access)
<b>W-OCDMA</b>	Acesso Múltiplo por Divisão de Código em Domínio óptico Infravermelho Sem Fio (Wireless Infrared Optical Code Division Multiple Access)
<b>XPM</b>	Modulação de Fase Cruzada (Cross Phase Modulation)

# Convenções e Lista de Símbolos

Na notação das fórmulas, as seguintes convenções foram utilizadas:

- letras maiúsculas são conjuntos, exemplo:  $\mathcal{P}, \mathcal{SG}$ ;
- letras minúsculas são elementos de conjunto, exemplo:  $\rho \in \mathcal{R}, gt \in \mathcal{SG}$ ;
- subscrito diferencia um elemento de um conjunto de outro, exemplo:  $\rho_{aluno}, gt_{selecao}$ ;
- letras minúsculas em negrito expressam vetores, exemplo:  $\mathbf{v}$  e  $\mathbf{p}$ ;
- letras maiúsculas em negrito expressam matrizes, exemplo:  $\mathbf{G}$ ;
- $\{\cdot\}^T$  é o operador de transposição;
- $\{\cdot\}^{-1}$  é o operador matriz inversa;
- $i$  e  $j$  são indexadores de usuários receptores e transmissores, respectivamente;
- $\|\cdot\|^2$  é a distância Euclidiana quadrática em relação à origem;
- $\mathbb{E}[\cdot]$  é o operador esperança;
- $\mathcal{U}[x; y]$  é um processo aleatório de distribuição uniforme entre as variáveis  $x$  e  $y$ ;

Os seguintes símbolos serão utilizados:

Símbolo	Descrição
$K$	número de usuários ativos na rede óptica
$Tx_i$	nó transmissor
$Rx_i$	nó receptor
$P_i$	potências dos lasers
$L_{ij}$	comprimento da fibra óptica
$P_r$	potência recebida

*continua...*

---

**Símbolo Descrição**

---

$P_t$	potência transmitida
$a$	coeficiente de atenuação da fibra
$a_{\text{estrela}}$	atenuação do acoplador estrela
$\alpha$	atenuação da fibra
$\gamma$	relação de perda excessiva
$\mathbf{G}$	matriz de atenuação da fibra
$q$	<i>prime code</i>
$\sigma^2$	variância
$\sigma_{CC}^2$	variância para as amplitudes da correlação cruzada
$\mathbf{P}$	vetor de potência óptica
$P_E$	probabilidade de erro de bit
$\Gamma_i$	razão entre a potência da portadora pela potência da interferência (CIR)
$\mathbf{1}^T$	$[1, \dots, 1]$
$G_{ij}$	atenuação da fibra entre o $j$ -ésimo nó transmissor e o $i$ -ésimo nó receptor
$N_i$	potência do ruído no nó receptor $i$
$\Gamma^*$	CIR mínima
$\mathbf{I}$	matriz identidade
$\mathbf{H}$	matriz interferência normalizada
$\mathbf{P}^*$	vetor potência otimizado
$\Gamma_{\max}$	CIR máxima alcançável com MAI limitada
$\hat{\Gamma}$	CIR na saída do acoplador estrela
$F_i^{th}$	função de <i>threshold</i> para o usuário $i$
$F_i^P$	função de potência para o usuário $i$
$\mathcal{P}$	tamanho da população do PSO
$c_1$	coeficiente de aceleração para soluções locais no PSO
$c_2$	coeficiente de aceleração para soluções globais no PSO
$w$	inércia da partícula no PSO
$\sigma_D$	espalhamento do pulso devido aos efeitos da GVD e PMD

---

# Sumário

<b>1 Introdução</b> .....	18
1.1 Técnicas de Acesso e Multiplexação .....	18
1.2 Técnicas de Modulação.....	19
1.3 Aplicação CDMA em Fibra óptica.....	20
1.4 Técnicas de Codificação em Domínio óptico .....	21
1.5 Rede óptica Convencional .....	22
1.6 Motivação .....	23
1.7 Trabalhos Correlatos .....	24
1.8 Publicações e Submissões .....	25
1.9 Organização da Dissertação.....	26
<b>2 Modelo do Sistema</b> .....	28
2.1 Rede óptica CDMA .....	29
2.2 Efeitos da PMD em Redes ópticas.....	30
2.2.1 Dispersão por Polarização Modal (PMD).....	30
2.2.2 Efeitos Dispersivos por Velocidade de Grupo (GVD).....	32
2.3 Os Prime Codes .....	33
2.3.1 Prime Code Original.....	34
2.4 Descrição do Modelo Adotado.....	36
<b>3 O Problema do Controle de Potência em Redes ópticas</b> .....	40
3.1 Controle de Potência óptico Particionado.....	42
3.2 Controle de Potência óptico via Modelo de Verhulst.....	44
3.3 Resultados Numéricos .....	46
<b>4 Alocação de Potência em Sistemas OCDMA via Otimização Heurística</b>	
Uni-Objetivo .....	50
4.1 O Problema de Otimização .....	50
4.1.1 Definição de Conjunto e Problema Convexo .....	51

4.1.2	Função Custo baseada em Programação Geométrica .....	51
4.1.3	Função Custo Central .....	53
4.1.4	Função Custo baseada na Abordagem de Jogos Não Cooperativos.....	54
4.1.5	Função Custo com Limiar em CIR Mínima.....	55
4.2	Controle de Potência óptico via Inteligência Swarm.....	56
4.3	Resultados de Simulação .....	58
4.3.1	Controle de Potência com PSO .....	59
4.4	Análise de Complexidade .....	62
5	Os Efeitos da Dispersão em Redes OCDMA Estrela.....	65
5.1	Consequências do GVD e da PMD no Controle de Potência óptica .....	66
5.2	Resultados .....	68
6	Conclusão .....	75
Apêndice A -- Prime Code - Principais Variantes .....		
A.1	Prime Code Estendido (Extended Prime Code) .....	77
A.2	Prime Code Sincronizado (Synchronized Prime Code) .....	78
A.3	Prime Code $2n$ ( $2n$ Prime Code).....	79
A.4	Prime Code Generalizado (Generalized Prime Code).....	79
A.5	Prime Code por Salto de Portadora (Carrier-Hopping Prime Code) .....	81
A.6	Prime Code por Salto em Portadora de Vários Comprimentos (Multilength Carrier-Hopping Prime Code) .....	83
A.7	Prime Code Concatenado (Concatenated Prime Code) .....	84
A.8	Prime Code de Multiportadora (Multicarrier Prime Code).....	84
Apêndice B -- Pseudo-Código PSO .....		
		88
Referências.....		
		89

# 1 Introdução

A busca por meios de transmissão de informação cada vez mais velozes e com maior capacidade tem estimulado pesquisadores a explorar as possibilidades de manipulação das tecnologias existentes. Nos tempos primitivos, um meio de comunicação à distância utilizado era o sinal de fumaça (SANTOS FILHO, 2006). No entanto, somente após o estabelecimento da natureza e do comportamento da luz por pesquisadores como Huygens (1678), Euler (1746), Fresnel (1827), Kirchhoff (1859), Maxwell (1864), Rayleigh (1871), Sommerfeld (1896), entre outros, é que o desenvolvimento de sistemas de transmissão utilizando os princípios de propagação de luz e interferência ganharam impulso (MESTDAGH, 1995).

Durante a Segunda Guerra mundial, surgiu a necessidade do desenvolvimento de sistemas de comunicação resistentes à interferências e seguros contra interceptações. Para satisfazer essa necessidade, em meados de 1950, aplicações militares foram inicialmente desenvolvidas empregando a técnica de espalhamento espectral, mas só no final dos anos 70 é que a idéia de acesso múltiplo por divisão de código (*Code Division Multiple Access*, CDMA) começou a ser explorada para uso civil em sistemas de comunicações móveis (HUGHES; HENDRICKS, 1998; COOPER; NETTLETON, 1978; PICKHOLTZ; SCHILLING; MILSTEIN, 1982; GILHOUSEN et al., 1991; POOR; RUSH, 1994). A evolução dos processadores de sinais digitais (filtros, codificadores, multiplexadores, etc.) tornou viável sua implementação na prática. Intensos estudos sobre os benefícios da tecnologia CDMA em comunicações ópticas, explorando a largura de banda disponível nas fibras ópticas, foram motivados graças ao seu grande sucesso (SANTOS FILHO, 2006).

## 1.1 Técnicas de Acesso e Multiplexação

O compartilhamento do meio em um determinado domínio é chamado de acesso múltiplo. Diferentes usuários podem coexistir, em um único canal estabelecido, por meio das técnicas de multiplexação e demultiplexação de sinais. Os modelos mais conhecidos de acesso múltiplo são: acesso múltiplo por divisão em frequência

(*Frequency Division Multiple Access*, FDMA), acesso múltiplo por divisão no tempo (*Time Division Multiple Access*, TDMA), acesso múltiplo por divisão em comprimento de onda (*Wavelength Division Multiple Access*, WDMA) e CDMA. No sistema FDMA todos os usuários podem transmitir ao mesmo tempo, mas a cada um é designada uma faixa de frequência específica. O espaçamento de canal empregado corresponde, aproximadamente, à largura de banda do sinal. O termo WDMA é utilizado para sistemas onde cada usuário usa um comprimento de onda para transmissão e recepção (BENVENUTO; CHERUBINI, 2002). No caso do TDMA, cada usuário transmite sequencialmente e em seu próprio intervalo de tempo. Por último, no sistema CDMA todos os usuários transmitem ao mesmo tempo espalhados na faixa de frequência disponível e cada usuário é identificado por um código próprio que o diferencia dos demais.

Os sistemas TDMA e WDMA podem ser caracterizados como sistemas de capacidade abrupta (ou *hard*) por possuírem alocações de canais fixas. Já o sistema CDMA é dependente do número de códigos presentes, os quais interferem no código desejado. Com isso, este sistema aceita uma degradação maior em função da quantidade de usuários admitidos no sistema, caracterizando-o como um sistema de multiplexação estatística (BENVENUTO; CHERUBINI, 2002).

## 1.2 Técnicas de Modulação

A técnica de modulação de sinais tem como principal objetivo alcançar a melhor eficiência no uso da faixa de frequência para transmissão do sinal (eficiência espectral), e diminuir a energia utilizada no processo (eficiência de potência). Primeiramente, as técnicas de modulação analógicas manipulavam amplitude (*Amplitude Modulation*, AM), frequência (*Frequency Modulation*, FM) ou fase (*Phase Modulation*, PM) da portadora para transmissão de sinais. Na era digital, as técnicas de modulação evoluíram para modulação digital em amplitude (*Amplitude Shift Keying*, ASK), frequência (*Frequency Shift Keying*, FSK) ou fase (*Phase Shift Keying*, PSK). Atualmente, as técnicas de modulação buscam combinações entre elas, aumentando a sofisticação do processo. Com relação à detecção na recepção, ela pode ser coerente (o receptor utiliza a informação de fase da portadora para recuperar o sinal) ou não-coerente (a informação de fase da portadora não é necessária) (SANTOS FILHO, 2006).

Para a escolha do esquema de modulação deve-se levar em consideração vários fatores: eficiência espectral e de potência, robustez aos efeitos dispersivos lineares e não-lineares, baixo custo e facilidade de implementação, baixa emissão de ra-

dição fora da faixa em que se está transmitindo. O alcance desses requisitos deve-se às recentes técnicas de modulação digital. A busca pela eficiência espectral tem se estendido à modulação CDMA em fibra óptica (*Optical Code Division Multiple Access*, OCDMA) (SANTOS FILHO, 2006).

### 1.3 Aplicação CDMA em Fibra Óptica

Uma das vantagens que levaram a aplicação do sistema CDMA em redes sem fio é a maior resistência ao desvanecimento seletivo em frequência, o que melhora consideravelmente seu desempenho (COOPER; NETTLETON, 1978; PICKHOLTZ; SCHILLING; MILSTEIN, 1982; GILHOUSEN et al., 1991; POOR; RUSH, 1994). Na fibra óptica não existe problema com desvanecimento seletivo, entretanto, quanto maior o espalhamento espectral, maior a suscetibilidade aos efeitos dispersivos.

O uso da tecnologia CDMA em redes ópticas permite um método de acesso múltiplo flexível para tráfego assíncrono com baixa degradação na presença de interferentes, e as taxas de erro podem ser satisfeitas com a escolha adequada do código (LAM, 2000; SMITH, 1987; IVERSEN; HAMPICKE, 1995).

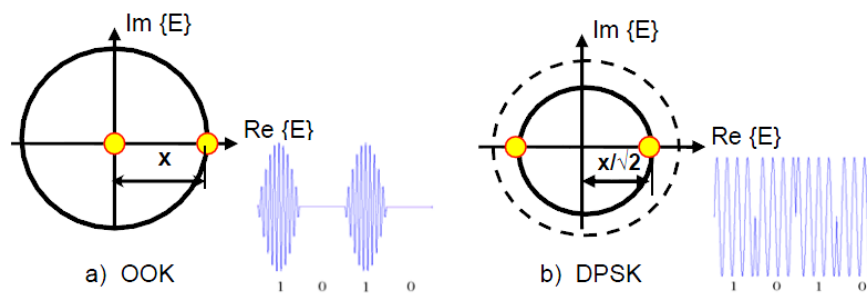
O sistema OCDMA pode ser dividido em sistema OCDMA unipolar não-coerente, o qual é baseado somente na modulação de intensidade da potência óptica (KARAFOLAS; UTTAMCHANDANI, 1996) e sistema OCDMA bipolar coerente, o qual é baseado na modulação de amplitude e fase (KITAYAMA; SOTOBAYASHI; WADA, 1999). O desempenho de códigos coerentes é maior que dos códigos não-coerentes quando analisa-se a relação sinal-ruído mais interferência (*Signal to Noise Plus Interference Ratio*, SNIR) (STOK; SARGENT, 2000). Esse efeito ocorre porque o código bipolar é ortogonal verdadeiro (*true-orthogonal*), enquanto o código unipolar é pseudo-ortogonal. Porém, a principal desvantagem do sistema OCDMA coerente está nas dificuldades técnicas de implementação, concomitante com a utilização de sinais ópticos com fase deslocada (*phase-shifted optical signals*) (E.MUTAFUNGWA, 2007).

Por outro lado, códigos não-coerentes podem ser classificados em unidimensional (1-D) e bidimensional (2-D). Em códigos 1-D os bits são subdivididos no tempo em "pedaços" muito pequenos com um padrão de chip designado representando um código de um usuário. Além disso, nos códigos 2-D os bits são subdivididos em tempos de chip individuais, e cada chip é atribuído a um comprimento de onda independente de um conjunto discreto disponível de comprimentos de onda (DURAND et al., 2010). Os códigos 2-D possuem melhor desempenho que os

códigos 1-D e podem aumentar significativamente o número de usuários ativos e potenciais (KARAFOLAS; UTTAMCHANDANI, 1996). No entanto, a aplicação de códigos 2-D poderia aumentar a complexidade do sistema considerando tecnologias disponíveis para comercialização (*commercial off-the-shelf technologies*).

## 1.4 Técnicas de Codificação em Domínio Óptico

Em sistema ópticos, as técnicas de codificação utilizadas são caracterizadas por manipular a intensidade do sinal (BENVENUTO; CHERUBINI, 2002). Um esquema muito utilizado é o chaveamento *on/off* do sinal óptico (*On-Off Keying*, OOK), Figura 1.1. O bit "1" representa presença de luz e o bit "0" sua ausência. Neste caso a detecção é direta. Outro esquema utiliza chaveamento por deslocamento de fase diferencial (*Differential Phase Shift Keying*, DPSK), onde a representação do bit está associada a um deslocamento de fase  $\pi$  em pulsos de igual amplitude. Sua detecção é feita com receptor balanceado, no qual a diferença entre o sinal recebido e uma versão deslocada corresponde ao sinal enviado (SANTOS FILHO, 2006).



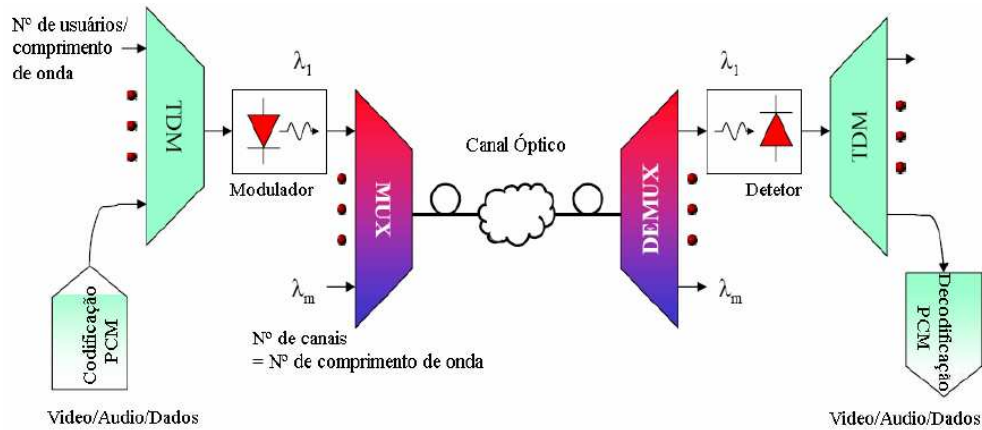
**Figura 1.1:** Técnicas de codificação em domínio óptico: a) OOK, *bits* 1/0 modulados por dois níveis em amplitudes distintas; b) DPSK, *bits* 1/0 modulados pela diferença de fase  $\pi$ , porém na mesma amplitude (SANTOS FILHO, 2006).

A amplitude do sinal modulado em DPSK é  $\sqrt{2}$  vezes menor que em OOK, para uma mesma potência média, resultando em metade da potência necessária para o sinal modulado em OOK (JACOBSEN, 1994).

Estudos propuseram esquemas de modulação BPSK e QPSK em sinais OCDMA, manipulando altas taxas de codificação e transmissão (SOTOBAYASHI; CHUJO; KITAYAMA, 2004).

## 1.5 Rede Óptica Convencional

Em um enlace óptico convencional tem-se basicamente três etapas: geração, transmissão e recepção, conforme Figura 1.2. O sinal gerado e codificado no domínio elétrico, é convertido para o meio óptico e transmitido em taxas mais elevadas.



**Figura 1.2:** Esquema básico de um sistema de comunicação óptica utilizando tecnologia WDM e PCM (SANTOS FILHO, 2006).

A multiplexação (*Multiplexer*, MUX) e a demultiplexação (*Demultiplexer*, DEMUX) ocorrem no domínio óptico, e cada usuário é identificado por um determinado comprimento de onda. Esse sistema é conhecido como WDM. A capacidade desse sistema (número de usuários) corresponde ao número de comprimentos de onda disponíveis. Como cada usuário é considerado ortogonal aos demais, não há interferência entre eles (quando não estão sob efeitos degenerativos), mas há limitações quanto aos efeitos dispersivos, provocando interferência intersimbólica (*Intersymbol Interference*, ISI) (SANTOS FILHO, 2006).

Há vários tipos de configurações de interconectores ópticos (também chamados acopladores). Cada porta de entrada é conectada a uma ou várias portas de saída, e vice-versa. No acoplador estrela, cada porta de entrada é conectada a todas as portas de saída.

Para interconexões ópticas coerentes lineares, o campo óptico  $U_l^{(o)}$  na  $l$ -ésima porta de saída ( $l = 1, 2, \dots, N$ ) está relacionado aos campos ópticos  $U_m^{(i)}$  nas portas de entrada,  $m = 1, 2, \dots, M$ , por uma superposição:

$$U_l^{(o)} = \sum_{m=1}^M \mathbf{T}_{lm} U_m^{(i)}, \quad (1.1)$$

onde os pesos  $\{\mathbf{T}_{lm}\}$  são números complexos definindo uma matriz de interco-

nexão  $\mathbf{T}$ .

Assumindo-se que a luz seja coerente, a relação de fase entre os feixes de entrada e as fases introduzidas pelos elementos do acoplador desempenham papéis importantes. De fato, efeitos interferométricos são muitas vezes usados para redistribuir a potência de entrada entre as portas de saída de uma forma prescrita. Se a luz é não-coerente, então a intensidade (e, portanto, a potência) em cada porta de saída é uma superposição ponderada das intensidades (potências) presentes nas portas de entrada:

$$P_l^{(o)} = \sum_{m=1}^M |\mathbf{T}_{lm}|^2 P_m^{(i)}. \quad (1.2)$$

As principais características dos acopladores podem ser elencadas:

- A perda de inserção descreve a transmitância de potência porta-a-porta, idealmente 0 dB para um caminho sem perdas.
- Para um acoplador distribuindo potência entre múltiplas portas de saída, a relação de divisão é a relação da potência em uma porta de saída com a potência em todas as portas de saída. Por exemplo, para um acoplador ideal de 3-dB, a relação de divisão é 3 dB.
- O *crosstalk* é a relação da potência recebida indesejada em uma porta de saída com a potência de entrada dirigida a outra(s) porta(s) de saída.
- A perda excessiva é a relação da potência total de saída com a potência total de entrada.

## 1.6 Motivação

A tecnologia OCDMA tem se mostrado uma abordagem atrativa devido a arquitetura simples de sua rede e da capacidade de suportar acessos assíncronos e simultâneos de vários usuários além da segurança do sistema e capacidade flexível sob condições de demanda variável e escalabilidade. Há ainda a possibilidade de redes ópticas formadas pela integração dos sistemas OCDMA e WDM.

Entre os diversos mecanismos que degradam a propagação na fibra podem ser destacados: atenuação, dispersão cromática, PMD, efeitos não-lineares, etc. Neste trabalho será dado uma ênfase maior aos efeitos dispersivos pelo fato de ser difícil sua mitigação.

Este trabalho busca realizar um estudo sobre o controle de potência em redes OCDMA. O controle de potência é fundamental para se obter maior número de usuários ativos na rede, cada um com a mínima potência necessária para atingir uma certa qualidade de serviço (*Quality of Service*, QoS) e para minimizar a interferência de múltiplo acesso (*Multiple Access Interference*, MAI). O QoS significa boa qualidade dos serviços de rede para os usuários finais. Mais especificamente, se é dito que uma rede tem QoS ou fornece QoS, significa que a rede é capaz de ir ao encontro às necessidades das aplicações dos usuários finais de um modo satisfatório. Qualquer coisa que pode afetar a percepção do usuário final na qualidade do serviço de rede, como por exemplo, confiabilidade, segurança, política de roteamento, engenharia de tráfego, todos se enquadram no escopo do QoS (XIAO, 2008). Os métodos utilizados para o controle de potência, neste trabalho, foram a técnica heurística baseada na otimização por nuvem de partículas (*Particle Swarm Optimization*, PSO) e, principalmente, o método analítico-iterativo baseado na equação populacional de Verhulst.

## 1.7 Trabalhos Correlatos

Trabalhos anteriores considerando o problema do controle de potência em sistemas OCDMA estrela incluem (TARHUNI et al., 2005), (TARHUNI; ELMUSRATI; KORHONEN, 2006), (YANG; HUANG; HSU, 2008), onde foram encontradas várias alternativas para a solução desse problema. Em (TARHUNI et al., 2005) foi proposto o particionamento da rede estrela em duas: rede de acesso e rede de *broadcast*. Assim cada usuário poderia ser equipado com a informação do status dos outros nós, permitindo a distribuição de potência apropriada para suportar o balanceamento de potência. Já em (TARHUNI; ELMUSRATI; KORHONEN, 2006) foi investigado o efeito da não-linearidade do fotodetector utilizando potência de transmissão ótima em uma rede OCDMA. O controle de potência não-linear óptico foi resolvido por repetições de um algoritmo proposto que converge a um ponto único. Em (YANG; HUANG; HSU, 2008) é utilizada uma técnica muito eficiente para a redução/eliminação da MAI, denominada *spectral amplitude coding* (SAC) que se mostrou também vantajosa para o controle de potência, sem tornar o decodificador mais complexo em relação ao decodificador na ausência de mecanismos de controle de potência. Em (KHAZRAEI; PAKRAVAN; AMINZADEH-GOHARI, 2010) foram realizados estudos sobre o desempenho do *uplink* de redes W-OCDMA (*Wireless Infrared Optical Code Division Multiple Access*) empregando esquemas de modulação OOK e modulação por posição de pulso binário

(*Binary Pulse Position Modulation*, BPPM) sem qualquer algoritmo de controle de potência. Os autores analisam a melhoria de desempenho do sistema OCDMA com o uso de controle perfeito de potência, bem como quantificam a degradação deste desempenho quando se tem um controle imperfeito de potência, resultante de erros de potência perfeito. Os resultados ilustram claramente que utilizando-se um algoritmo de controle de potência apropriado é possível aumentar a capacidade da rede e reduzir seu consumo de potência médio. É mostrado que sistemas com controle de potência não-ideais ainda possuem desempenho consideravelmente melhor que sistemas sem qualquer tipo de controle de potência. Já em (CHANG; LIAO; CHEN, 2009) é desenvolvido um novo sistema chamado de sistema CDMA/WDMA óptico híbrido por sub-banda (*Sub-Band Hybrid Optical CDMA/WDMA System*), para alcançar controle de potência eficiente, e considerar que os códigos de controle de erro podem ser usados em nosso sistema. Esta abordagem pode reduzir efetivamente a taxa de erro de bit (BER), comparado com sistemas de sub-banda sem a utilização dos códigos de controle de erro.

## 1.8 Publicações e Submissões

Este trabalho de pesquisa gerou diretamente quatro artigos científicos. Na primeira publicação foi realizado um estudo utilizando o modelo matemático de crescimento populacional de Verhulst, empregado anteriormente em (GROSS; ABRÃO; JESZENSKY, 2009, 2006) para o controle de potência em redes CDMA sem fio. No entanto, neste novo contexto OCDMA, o intuito foi empregar o modelo de Verhulst ao controle de potência em uma rede óptica utilizando topologia estrela para o OCDMA.

- I. Moanir Stábile Filho, Fábio Renan Durand, Fernando Ciriaco and Taufik Abrão, "**Controle de Potência em Redes OCDMA Estrela de Múltiplo Acesso via Modelo de Verhulst,**" in *XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Blumenau, SC, 29 Sep. - 02 Oct. 2009, pp. 1-6.

No segundo artigo decorrente deste trabalho de dissertação, utilizou-se a técnica heurística PSO (*particle swarm optimization*) na obtenção do controle de potência ótimo em sistemas OCDMA. Este trabalho foi realizado em colaboração com o mestrando Lucas Dias Hiera Sampaio, o qual naquele momento vinha trabalhando em tema correlato de alocação de recursos, porém aplicado a redes de múltiplo acesso sem fio. Neste contexto, realizou-se uma análise do

controle de potência a partir da abordagem heurística, comparando-se as figuras de mérito obtidas com aquelas obtidas anteriormente através do método de Verhuslt.

- II. Moanir Stábile Filho, Lucas Dias Hiera Sampaio and Taufik Abrão, ”**Inteligência Swarm e Equilíbrio de Verhulst Aplicados à Alocação de Potência em Redes Ópticas CDMA Particionadas**” *RITA*, Março de 2010. (Revisão 1 em Março 2011).

No terceiro trabalho, investigou-se o desempenho de um sistema óptico híbrido no qual são combinados o algoritmo de controle de potência distribuído (*Distributed Power Control Algorithm*, DPCA) e o protocolo de acesso aleatório (ALOHA). A topologia representa um simples e novo esquema tendo em vista a obtenção de alto desempenho em redes descentralizadas de múltiplo acesso por divisão de código no domínio óptico (OCDMA). Resultados mostraram que o atraso e a vazão da rede OCDMA são fortemente afetados pelo problema *near-far* e portanto o DPCA é apropriado para resolver tal problema.

- III. Fábio Renan Durand, Moanir Stábile Filho and Taufik Abrão. **The Effects of Power Control on the Optical CDMA Random Access Protocol.** *Optical Switching and Networking, Elsevier*. R1-review (Minor revision on March 2011)

No quarto trabalho, em processo de submissão, os efeitos dispersivos da PMD e GVD foram acrescentados ao modelo do sistema OCDMA. Assim, além da atenuação da fibra imposta pela distância entre Tx-Rx, foram considerados esses efeitos dispersivos de tal sorte a tornar o modelo de sistema o mais próximo da realidade física. Torna-se crucial a inclusão e o combate a esses efeitos tendo em vista modelar completamente os principais cenários de aplicação de interesse nos sistemas OCDMA.

- IV. Fábio Renan Durand, Moanir Stábile Filho and Taufik Abrão, ”**Distributed Power Control for OCDMA Networks Based on Verhulst Model Considering Dispersive Effects of GVD and PMD**”, March 2011 (submission process).

## 1.9 Organização da Dissertação

Para apresentar o conteúdo deste trabalho de uma forma mais clara, ele está organizado da seguinte forma. No Capítulo 2 é descrito o modelo do sistema

utilizado neste trabalho, no Capítulo 3 é exemplificado o problema do controle de potência em redes OCDMA e utilização de um método anteriormente utilizado para redes CDMA sem fio, o método populacional de Verhulst. No Capítulo 4 o controle de potência é feito utilizando um método heurístico, o PSO, para realizar o controle de potência da rede OCDMA. Já no Capítulo 5, é acrescentado às perdas da fibra os efeitos dispersivos da PMD e GVD para tornar a simulação mais próxima do real, continuando a utilizar o método de Verhulst para realizar o controle de potência. E finalmente, no Capítulo 6 tem-se as conclusões sobre este trabalho e suas contribuições.

## 2 Modelo do Sistema

O sistema OCDMA se tornou uma tecnologia promissora para implementar comunicações totalmente ópticas e redes que utilizem processamento do sinal óptico diretamente, combinando as vantagens do CDMA elétrico com a predominância da largura de banda da fibra óptica e aparelhos de processamento de sinais ópticos.

Muitos tipos de sistemas OCDMA têm sido propostos como resultado de intensas pesquisas nos últimos 20 anos. Classificando os sistemas OCDMA em termos da natureza da superposição do sinal óptico, pode-se dividi-los em sistemas OCDMA coerentes e sistemas OCDMA não-coerentes. O sistema OCDMA coerente faz uso da propriedade coerente da luz e implementa codificação bipolar do sinal óptico, isto é, codificando a fase dos sinais ópticos, com a fase da luz detectada nos terminais receptores. A forma de adição de sinais é a superposição das amplitudes dos sinais de luz. Este tipo de sistema OCDMA precisa usar fontes de pulso de luz de banda larga ultracurtos. O sistema OCDMA não-coerente emprega a presença ou ausência do sinal de luz para representar o binário "1" e "0" respectivamente, que é codificação unipolar, onde os sinais de luz são detectados nos terminais receptores. Esta forma de adição de sinais é a superposição das potências dos sinais de luz. Este tipo de sistema OCDMA pode utilizar fontes de luz não-coerentes, tais como ASE, diodo emissor de luz (*Light-Emitting Diode*, LED), etc.

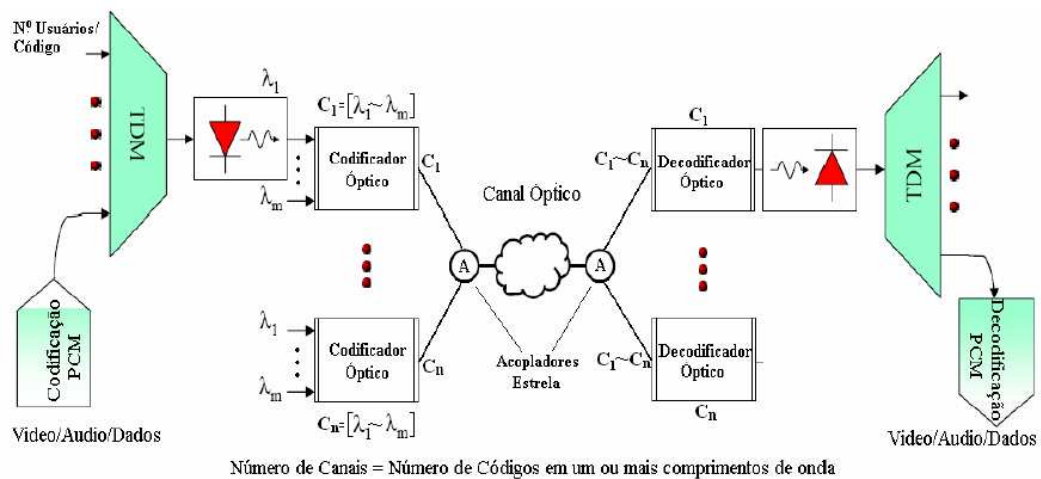
O sistema de comunicação OCDMA não requer nenhum gerenciamento no tempo ou frequência. Pode operar de forma assíncrona sem controle centralizado e não sofre problemas com colisões de pacotes. Em um sistema OCDMA cada bit é dividido em  $N$  intervalos de tempo, onde cada intervalo é chamado tempo de chip. Enviando pulsos ópticos curtos durante alguns intervalos de tempo de chip, uma sequência de assinatura óptica pode ser criada. Cada usuário no sistema OCDMA possui uma única sequência de assinatura. Depois de codificados, os dados são enviados a um acoplador estrela que faz o envio da informação para os receptores desejados. A interferência entre diferentes usuários compartilhando um canal de fibra comum (MAI) é geralmente a fonte dominante de erros de bit

em um sistema OCDMA.

A principal diferença entre o sistema CDMA sem fio e o sistema CDMA óptico é que, enquanto nos sistemas em rádio-frequência o que é modulado é tensão (ou corrente ou intensidade do campo), nos sistemas ópticos é a potência (ou intensidade). Assim, enquanto tensão pode ser positiva ou negativa ('-1' ou '+1'), intensidade é definitivamente positiva ('1' ou '0'). Uma importante classe de códigos OCDMA são os códigos ópticos ortogonais (*Optical Orthogonal Code*, OOC). O código OOC é um conjunto de sequências de '0' e '1' com boas propriedades de autocorrelação e correlação cruzada. Para um bom código, valores elevados de autocorrelação torna a sincronização do código mais fácil enquanto uma correlação cruzada baixa garante uma menor MAI (FRIGYES, 2006; YIN; RICHARDSON, 2009).

## 2.1 Rede Óptica CDMA

A aplicação da tecnologia CDMA em fibra óptica (OCDMA) consiste em codificação e decodificação em meio totalmente óptico para proporcionar acessos à rede. Um esquema básico de uma rede OCDMA é apresentado na Figura 2.1.



**Figura 2.1:** Esquema básico de um sistema de comunicação óptica utilizando tecnologia OCDMA (SANTOS FILHO, 2006).

A interconexão óptica entre todos os códigos é realizada passivamente por meio de acopladores em estrela. A informação codificada chega a todos os usuários simultaneamente, sem atraso no tempo de acesso. O codificador manipula os pulsos ópticos em um ou mais comprimentos de onda para a formação do código, de acordo com um determinado algoritmo. O decodificador utilizado na recepção é um correlator óptico, um aparelho com uma cópia do código de origem (filtro casado). A existência de um pulso de autocorrelação, cuja potência ultrapassa a

potência dos demais interferentes em um determinado limiar, indica a recepção de informação enviada por um determinado usuário. Em sistemas OCDMA cada comprimento de onda é apenas um instrumento utilizado na formação do código, ao passo que no sistema convencional, WDMA, cada canal é representado por um único pulso com seu respectivo comprimento de onda (SANTOS FILHO, 2006).

## 2.2 Efeitos da PMD em Redes Ópticas

As restrições físicas em fibra óptica podem ser classificadas em lineares e não-lineares (AGRAWAL, 1995). Os efeitos lineares não dependem do nível de potência injetada na fibra e afetam os canais ópticos de forma individual. A emissão espontânea amplificada (*Amplified Spontaneous Emission*, ASE), dispersão por polarização modal (*Polarization Mode Dispersion*, PMD) e dispersão cromática são exemplos deste tipo de restrição física (STRAND; CHIU; R.TKACH, 2001). Já os efeitos não-lineares dependem do nível de potência injetado na fibra e podem induzir a interferência entre os canais ópticos. Alguns exemplos de efeitos não-lineares são: automodulação de fase (*Self Phase Modulation*, SPM), modulação cruzada de fase (*Cross Phase Modulation*, XPM) e a mistura de quatro ondas (*Four-Wave Mixing*, FWM) (ABBADE, 2001).

### 2.2.1 Dispersão por Polarização Modal (PMD)

Em fibras monomodo o modo fundamental é composto por dois modos degenerados, ou seja, dois modos que possuem as constantes de propagação longitudinal iguais, porém com planos de polarização ortogonais (REFI, 1999). Desta forma, pode-se representar arbitrariamente estas polarizações como polarização vertical ( $HE_{11}^y$ ) e polarização horizontal ( $HE_{11}^x$ ). Entretanto esta igualdade nas constantes de propagação é considerada verdadeira apenas para fibras ópticas ideais que apresentem simetria circular perfeita. Neste caso, qualquer polarização injetada na fibra se propagaria de forma inalterada através do enlace óptico. Porém, as fibras reais apresentam imperfeições causadas por pressão lateral, núcleos com geometria não circular, além de variações no perfil de índice de refração (NOLAN; CHE; LI, 2004). Estas imperfeições quebram a simetria circular da fibra e acabam com a degenerescência dos dois modos. Desta forma, estes modos irão propagar-se com diferentes velocidades de fase e a diferença entre seus índices de refração efetivos é denominada birrefringência. Assim, se a luz lançada na fibra excitar as duas polarizações do modo fundamental, então, devido às imperfeições da fibra, um dos modos irá propagar-se com atraso de fase em relação

ao outro. Quando esta diferença de fase é um número inteiro múltiplo de  $2\pi$ , os modos irão reproduzir o estado de polarização inicial que foi injetado na entrada da fibra. Valores típicos de birrefringência de uma fibra de seção circular podem variar desde  $1 \times 10^{-8}$  a  $1 \times 10^{-3}$ . As duas polarizações ortogonais que constituem o modo fundamental possuem diferentes constantes de propagação ilustradas por  $\beta_x$  e  $\beta_y$  e diferentes atrasos de grupo, representados por  $\tau_{gx}$  e  $\tau_{gy}$ . O atraso por quilômetro,  $\Delta\tau_g$ , entre as duas polarizações ortogonais  $\Delta\tau_g = \tau_{gx} - \tau_{gy}$  é chamado de atraso de grupo diferencial (*Differential Group Delay*, DGD). O DGD é a medida que representa a magnitude da PMD, e é dada em picossegundos. A PMD apresenta característica estocástica em função da natureza aleatória do acoplamento que é induzido pelo comprimento aleatório da birrefringência e alguns dados experimentais indicam que a PMD em fibras convencionais é menor que  $1ps/\sqrt{km}$ , já em fibras de polarização mantida de alta birrefringência é maior que  $1ns/\sqrt{km}$ . O DGD entre os principais estados de polarização varia com o tempo e comprimento de onda, induzindo um fenômeno conhecido como PMD de segunda ordem que introduz distorção adicional no sinal. Para fibras com alto grau de acoplamento aleatório a DGD possui uma distribuição estatística Maxwelliana. A PMD em transmissões analógicas causa a distorção do sinal, conhecida como distorção devido à polarização modal e em transmissões digitais causa o aumento na taxa de erro de bit (*Bit Error Rate*, BER) devido à interferência intersimbólica. Na fibra, existem dois meios de diminuir a PMD. O primeiro é diminuir a assimetria do perfil de índice de refração e perfil de estresse, estes elementos estão relacionados com o processo de fabricação da fibra; o segundo é introduzir o acoplamento controlado dos modos de polarização (DURAND, 2007).

A PMD representa uma limitação em sistemas de comunicações ópticas, onde pulsos com pequena duração, ou seja, taxas de transmissão elevadas são transmitidos em enlaces com grande comprimento. Atualmente, verifica-se a existência de compensadores de PMD automáticos que aumentam em até nove vezes o comprimento dos enlaces. Observa-se porém, que a compensação da PMD é muito difícil, em virtude de sua natureza aleatória, dinâmica, causada por esforços ou trações externas aplicadas à fibra e, principalmente, em razão de outros efeitos como dispersão cromática, XPM e SPM que diminuem os efeitos da compensação da PMD. Além disso, o custo dos compensadores ainda é muito elevado (DURAND, 2007).

### 2.2.2 Efeitos Dispersivos por Velocidade de Grupo (GVD)

A dispersão de velocidade de grupo (*Group Velocity Dispersion*, GVD), ou também conhecida como dispersão cromática, consiste na variação da velocidade de propagação das diversas componentes espectrais do sinal. Caso a fonte de luz fosse perfeitamente monocromática, o efeito da dispersão cromática seria inexistente em qualquer comprimento de onda. Ao se conhecer os valores da dispersão da fibra é possível minimizar os seus efeitos através do uso de compensadores de dispersão.

O termo pode ser também utilizado como uma grandeza precisamente definida, chamada de derivada do inverso da velocidade de grupo com respeito a frequência angular (ou às vezes o comprimento de onda):

$$\text{GVD} = \frac{\partial}{\partial \omega} \frac{1}{v_g} = \frac{\partial}{\partial \omega} \left( \frac{\partial k}{\partial \omega} \right) = \frac{\partial^2 k}{\partial \omega^2} \quad (2.1)$$

onde  $\omega$  é a frequência angular,  $v_g$  é a velocidade de grupo ( $v_g = \left(\frac{\partial k}{\partial \omega}\right)^{-1}$ ) e  $k$  é o número de onda ( $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ ).

Assim, a dispersão de velocidade de grupo pode ser quantificada pela dispersão de atraso de grupo por unidade de comprimento, sendo responsável pelo alargamento do pulso, cuja unidade básica de medida é  $[\text{s}^2/\text{m}]$ . Por exemplo, a dispersão de velocidade de grupo da sílica é  $+35 \text{ fs}^2/\text{mm}$  em 800 nm e  $-26 \text{ fs}^2/\text{mm}$  em 1500 nm.

Para fibras ópticas no contexto de comunicações ópticas, por exemplo, a dispersão de velocidade de grupo é normalmente definida como uma derivada com relação ao comprimento de onda (ao invés de frequência angular). Pode ser calculado pelo parâmetro GVD mencionado acima:

$$D_\lambda = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \cdot \text{GVD} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \cdot \frac{\partial^2 k}{\partial \omega^2} \quad (2.2)$$

e essa grandeza é normalmente especificada por  $\text{ps}/(\text{nm km})$ . Por exemplo, 20  $\text{ps}/(\text{nm km})$  em 1550 nm (um valor típico para fibras utilizadas em telecomunicações) corresponde a  $-25509 \text{ fs}^2/\text{m}$ .

A GVD é a dispersão cromática e causa o alargamento do pulso e perda de potência, desta forma ocorre um aumento da BER. Com isso, cada usuário na rede necessita de uma potência maior para transmissão, o que leva a uma redução no número de usuários, uma vez que há um limite máximo de potência que os lasers conseguem operar.

## 2.3 Os Prime Codes

Funções de correlação são parâmetros importantes no estudo das propriedades dos códigos. Há dois tipos principais: funções de autocorrelação e correlação cruzada. Pelo fato de alguns códigos serem construídos em formas de vetores e outros são em formas de matrizes, existem funções de correlação unidimensionais (*one-dimensional*) e bidimensionais (*two-dimensional*). Funções de correlação unidimensionais são aplicadas àqueles códigos utilizando somente um recurso de código (por exemplo, tempo ou frequência) para a transmissão de informações. Por exemplo, códigos com saltos no tempo normalmente usam versões de palavras-código (*codewords*) deslocadas no tempo e, assim, requerem as funções de correlação unidimensionais. Já as funções de correlação bidimensionais são aplicadas em códigos utilizando dois recursos de código (ou seja, tempo e frequência) para transmitir informações. Por exemplo, alguns códigos com saltos em frequência usam ambos deslocamentos no tempo e frequência das palavras-código e, assim, exigem as funções de correlação bidimensionais.

Em sistemas de comunicações utilizando palavras-código, a função de correlação cruzada representa o grau de interferência mútua entre duas palavras-código. Portanto, deve-se criar um código com o valor máximo de correlação cruzada tão pequeno quanto possível. A função de autocorrelação determina quão boa uma palavra-código é detectada em um receptor pretendido na presença de interferência mútua. A função também é útil para aquisição inicial e sincronização. Enquanto que a parte importante, o pico, da função de autocorrelação é normalmente determinada pelo peso do código, deve-se criar lóbulos laterais de autocorrelação tão pequenos quanto possíveis.

Os *prime codes* foram desenvolvidos com o propósito de suportar transmissões assíncronas das unidade móveis para as estações rádio-base utilizando formas de onda de sinalização que possuíam funções de correlação cruzada uniformemente pequenas para qualquer deslocamento de tempo relativo.

A estrutura do *prime code* original foi baseada na teoria de congruência linear e é equivalente a um código de Reed-Solomon cíclico estendido. O número de sequências de códigos binários no *prime code* original sobre  $GF(p)$  é  $p$ . O *prime code* original é construído através do uso de campos aritméticos finitos. Campos finitos são também chamados de campos de Galois, em homenagem ao seu descobridor Evariste Galois (GALOIS, 1830). Para qualquer número primo  $p$ , há um campo finito de  $p$  elementos, que é simbolizado por  $GF(p) = 0, 1, \dots, p - 1$ . Por exemplo, as tabelas de adição e multiplicação do módulo-sete são dadas na

Tabela 2.1. A distância de Hamming mínima do *prime code* é  $p - 1$  e o código é um tipo de código de distância máxima separável cíclica.

### 2.3.1 Prime Code Original

A construção do *prime code* começa com o campo de Galois  $GF(p)$  de um número primo  $p$ . Uma sequência *prime*  $S_i = (s_{i,0}, s_{i,1}, \dots, s_{i,j}, \dots, s_{i,p-1})$  é construída pelo elemento

$$s_{i,j} = i \cdot j \pmod{p} \quad (2.3)$$

onde  $s_{i,j}$ ,  $i$ , e  $j$  estão todos no  $GF(p)$ . Por exemplo, as Tabelas 2.2 e 2.3 mostram as sequências *prime* sobre  $GF(5)$  e  $GF(7)$ , respectivamente.

**Tabela 2.1:** Adição e Multiplicação de módulo-sete em  $GF(7)$

+	0	1	2	3	4	5	6	.	0	1	2	3	4	5	6
0	0	1	2	3	4	5	6	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	2	3	4	5	6	0	1	0	1	2	3	4	5	6
2	2	3	4	5	6	0	1	2	0	2	4	6	1	3	5
3	3	4	5	6	0	1	2	3	0	3	6	2	5	1	4
4	4	5	6	0	1	2	3	4	0	4	1	5	2	6	3
5	5	6	0	1	2	3	4	5	0	5	3	1	6	4	2
6	6	0	1	2	3	4	5	6	0	6	5	4	3	2	1

A função de correlação cruzada (periódica) na  $k$ -ésima posição para quaisquer duas sequências *prime* distintas  $S_{i_1}$  e  $S_{i_2}$  pode ser encontrada a partir da função de correlação cruzada de posição de estado de tempo discreto, tal que

$$\Theta_{S_{i_1}S_{i_2}}(k) = \sum_{j=0}^{p-1} \theta(s_{i_1,j}, s_{i_2,j \oplus k}) \quad (2.4)$$

onde

**Tabela 2.2:** Sequência *Prime* sobre  $GF(5)$

$i$	$s_{i,0}$	$s_{i,1}$	$s_{i,2}$	$s_{i,3}$	$s_{i,4}$
0	0	0	0	0	0
1	0	1	2	3	4
2	0	2	4	1	3
3	0	3	1	4	2
4	0	4	3	2	1

$$\theta(x, y) = \begin{cases} 1 & \text{se } x = y \\ 0 & \text{se } x \neq y \end{cases} \quad (2.5)$$

**Tabela 2.3:** Sequência *Prime* sobre  $GF(7)$ 

$i$	$s_{i,0}$	$s_{i,1}$	$s_{i,2}$	$s_{i,3}$	$s_{i,4}$	$s_{i,5}$	$s_{i,6}$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	2	3	4	5	6
2	0	2	4	6	1	3	5
3	0	3	6	2	5	1	4
4	0	4	1	5	2	6	3
5	0	5	3	1	6	4	2
6	0	6	5	4	3	2	1

e onde " $\oplus$ " indica uma adição de módulo- $p$  e  $0 \leq k < p$ . Porque cada elemento  $s_{i,j}$  da sequência *prime*  $S_i$  dado em (2.3) pode ser considerado como um operador de posicionamento linear, o número de coincidências dos elementos para todas as versões deslocadas de quaisquer duas sequências *prime* é no máximo um. Então o valor máximo da correlação cruzada é um (YANG; KWONG, 2002).

Em conformidade com as características e especificidades de cada sistema óptico, surgiram diversas variantes para os *prime codes*, entre as quais pode-se citar:

- *Prime Code* Estendido;
- *Prime Code* sincronizado;
- *Prime Code*  $2^n$ ;
- *Prime Code* Generalizado;
- *Prime Code* por Salto em Portadora;
- *Prime Code* por Salto de Portadora de Vários Comprimentos de Onda;
- *Prime Code* Concatenado;
- *Prime Code* de Multiportadora,

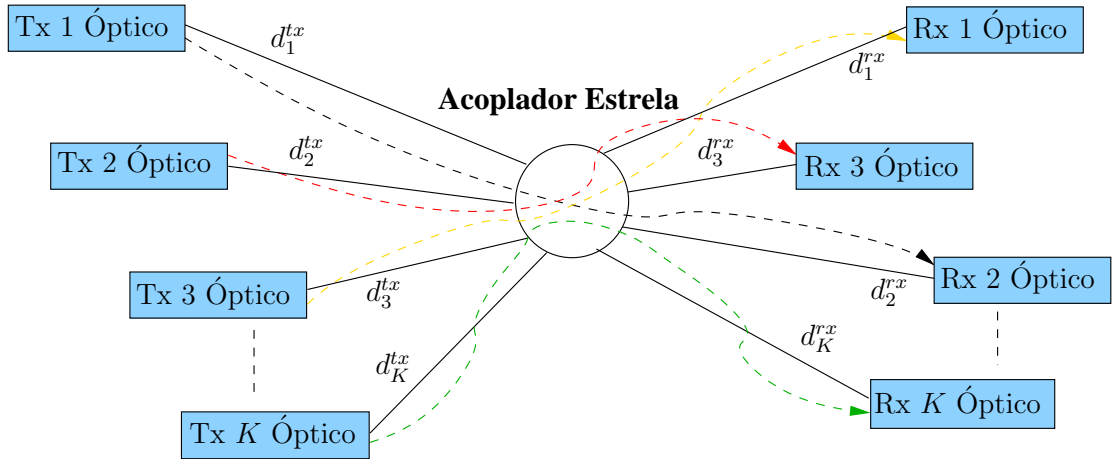
O Apêndice A faz uma revisão das principais características para os *prime codes* mencionados acima.

Neste trabalho será utilizado o *prime code* original devido a sua simplicidade e facilidade de implementação.

## 2.4 Descrição do Modelo Adotado

Com o intuito de tornar mais útil o uso de toda a largura de banda disponível nas redes ópticas, estudos mostram que CDMA óptico oferece uma solução interessante para redes de múltiplo acesso onde vários usuários utilizam o mesmo comprimento de onda para transmissão e recepção. Muitas alternativas para aumentar a eficiência espectral das redes ópticas e otimizar a utilização de sua enorme largura de banda foram sugeridas, entre elas: WDMA utilizando multiplexadores *add-drop* reconfiguráveis, acesso múltiplo por divisão de tempo óptico (*Optical Time Division Multiple Access*, OTDMA) e OCDMA. Em um sistema OCDMA diferentes transmissores fazem o uso de códigos distintos para espalhar seus dados, tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência. Os códigos são cuidadosamente projetados para que muitos transmissores possam transmitir simultaneamente sem interferir um no outro, e o receptor possa selecionar o sinal transmitido desejado decodificando adequadamente o sinal recebido (RAMASWAMI; SIVARAJAN; SASAKI, 2009). OCDMA permite acesso simultâneo à rede por múltiplos usuários e possui muitas vantagens, tais como, *soft capacity* (degradação suave na qualidade do *link* reverso quando há sobrecarga de usuários no sistema), transmissão de pacotes robusta, atraso de pacotes desprezível e operação assíncrona (STOK; SARGENT, 2000). Então, OCDMA é considerado como uma das principais tecnologias futuras para tráfego multimídia suportando vários níveis de QoS. Todos os sistemas OCDMA sofrem do problema de *near-far*, onde os nós mais próximos tem suas potências muito mais superiores do que as potências dos nós mais distantes. Portanto, realizar o controle de potência foi sugerido para as redes OCDMA para equalizar a potência recebida de todos os usuários resultando em um considerável ganho de capacidade, já que esse controle de potência se mostrou bastante eficiente nos sistemas sem fio (YASHIMA; KOBAYASHI, 2003). Para redes OCDMA com nível de QoS igual para todos os terminais e todos os nós localizados a uma mesma distância do acoplador estrela, o controle de potência pode ser desprezado. Devido ao aumento da demanda de vários níveis de QoS, assim como nós muito espalhados geograficamente, o controle de potência vai ser um ponto crítico em redes OCDMA. Implementando sistemas com vários níveis de QoS faz as redes ópticas muito mais eficientes devido a otimização dos recursos disponíveis (TARHUNI; ELMUSRATI; KORHONEN, 2006).

A MAI é um problema a ser considerado em sistemas envolvendo tecnologia CDMA. Em situações onde os usuários recebem o mesmo nível de potência,



**Figura 2.2:** Rede Óptica em Estrela.

aqueles usuários mais próximos ao acoplador estrela podem causar interferência em usuários mais afastados geograficamente. O controle de potência suaviza a MAI, aumentando a performance e *throughput* da mesma forma que nos sistemas CDMA sem fio. O controle de potência centralizado oferece ótima potência de transmissão distribuído entre os nós transmissores que tentam maximizar a relação portadora-interferência (*Carrier to Interference Ratio*, CIR) desejada. No entanto, o controle de potência centralizado tem uma desvantagem: é necessário um nó central com informação sobre o ganho de todos os links.

Seja a rede de comunicação CDMA óptica com topologia estrela  $K \times K$  da Figura 2.3. Cada usuário possui dois *links* de fibra, um para transmissão e outro para recepção que podem ser conseguidos utilizando-se diferentes fibras ou diferentes comprimentos de onda. Para as fibras são considerados desprezíveis os coeficientes de dispersão e não-linearidade, somente a atenuação da fibra é levada em conta. Se as distâncias entre os nós e o acoplador estrela forem muito diferentes, como encontrado na prática, deverá ser considerado também o problema de *near-far* e algum tipo de controle de potência deverá ser aplicado para otimização do sistema.

Nesta análise (TARHUNI et al., 2005),  $Tx_i$  é o transmissor e  $Rx_i$  é o receptor, Figura 2.3. No transmissor, os dados de cada usuário são convertidos do domínio elétrico para o óptico com o uso de um diodo laser e então codificados opticamente utilizando uma linha de atraso óptico para produzir o sinal OCDMA temporal. As potências dos lasers foram chamadas de  $P_i$  para  $i = 1, 2, \dots, K$ . O sinal óptico codificado CDMA sofre atenuação ao longo do enlace do nó com o acoplador estrela e depois pelo próprio acoplador estrela após transmitir o sinal para todos os nós através das fibras receptoras, com isso consegue-se ter sempre o sinal e a interferência sobrepostos desejados no nó receptor. Esse sinal composto é então

decodificado por um filtro óptico compatível com o código do usuário desejado. As perdas de potência na codificação e decodificação ópticas foram consideradas iguais, então são somadas às outras perdas da fibra. Para um comprimento de fibra óptica total  $L_{ij}$  [km] do  $j$ -ésimo nó Tx ao  $i$ -ésimo nó Rx, as potências de entrada e saída da rede se relacionam por, (KWONG; PRUCNAL; PERRIER, 1989):

$$P_r = a_{\text{estrela}} P_t \exp(-\alpha L_{ij}) \quad (2.6)$$

e

$$a_{\text{estrela}} = 10 \log_{10} K - (\log_2 K) 10 \log_{10} \gamma, \quad (2.7)$$

onde

$P_r$  = potência recebida;

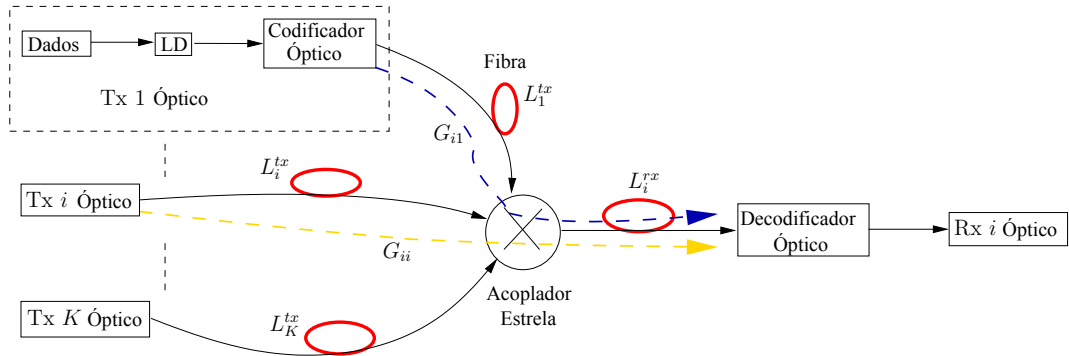
$P_t$  = potência transmitida;

$\alpha = \frac{a}{10 \log(e)}$  [ $\text{km}^{-1}$ ];

$a$  = coeficiente de atenuação da fibra [dB/km];

$a_{\text{estrela}}$  = atenuação do acoplador estrela [dB];

$\gamma$  = relação de perda excessiva [dB].



**Figura 2.3:** Rede CDMA Óptica em Estrela.

Na rede da Figura 2.3, assume-se que todos os nós da rede estão distribuídos uniformemente em uma área centralizada no acoplador estrela com raio de  $L_{\min} \leq r \leq L_{\max}$ . O comprimento total da fibra conectando o  $i$ -ésimo nó receptor ao  $j$ -ésimo nó transmissor através do acoplador estrela pode ser representado por

$$L_{ij} = L_j^{\text{tx}} + L_i^{\text{rx}}; \quad i, j = 1, 2, \dots, K, \quad (2.8)$$

sendo:  $L_j^{\text{tx}}$  o comprimento de fibra do nó transmissor até o acoplador, e  $L_i^{\text{rx}}$  o comprimento de fibra do nó receptor até o acoplador. Neste caso, denomina-se  $\mathbf{G}$  a matriz de atenuação da fibra que conecta todos os pares transceptores,

formalmente definida em (2.9)

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & \cdots & G_{1K} \\ G_{21} & G_{22} & \cdots & G_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{K1} & G_{K2} & \cdots & G_{KK} \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

sendo  $G_{ij}$  o elemento da matriz que representa a atenuação entre o nó  $j$  Tx e o nó  $i$  Rx.

Os codificadores ópticos da Figura 2.3 codificam os bits dos dados numa série de pulsos ópticos de alta taxa utilizando as regras do *Prime Code*. O *Prime Code* gerado consiste de um conjunto de blocos contendo um único pulso. Para qualquer número primo  $q$  um código consiste de  $q$  blocos de duração  $q$  chips. Um conjunto de sequências de códigos de duração  $N = q^2$  foi derivado em (PRUCNAL; SANTORO; FAN, 1986). Quando os  $K$  usuários estão transmitindo simultaneamente, a interferência total em um dado receptor consiste da superposição de  $K - 1$  funções de correlação cruzada distintas. Para essa classe de sequências de espaçamento, a variância para as amplitudes da correlação cruzada é de  $\sigma_{CC}^2 \approx 0,29$ , a qual resulta independente de  $q$ , (KWONG; PRUCNAL; PERRIER, 1989).

Admitindo-se controle perfeito de potência para todos os usuários ópticos, a relação sinal-interferência média ( $\overline{SIR}$ ) é simplesmente,

$$\overline{SIR} = \frac{q^2}{\sigma_{CC}^2(K - 1)} \quad (2.10)$$

Adicionalmente, utilizando aproximação Gaussiana quando um grande número de usuários ópticos estão ativos, a probabilidade de erro de bit pode ser aproximada por (YANG; KWONG, 1995):

$$P_E = Q\left(\frac{\sqrt{\overline{SIR}}}{2}\right) \quad (2.11)$$

### 3 O Problema do Controle de Potência em Redes Ópticas

O controle de potência óptico em uma rede é um problema de otimização. Denominando-se  $\Gamma_i$  a CIR desejada à entrada do decodificador de interesse, tendo em vista obter um certo QoS associado à BER máxima tolerada para o  $i$ -ésimo usuário e, definindo-se o vetor-coluna  $K$ -dimensional da potência óptica transmitida  $\mathbf{P} = [P_1, P_2, \dots, P_K]^T$ , então o *problema do controle de potência óptica centralizada* consiste em encontrar o vetor de potência óptica  $\mathbf{P}$  que minimiza a função custo (ELMUSRATI, 2002):

$$J(\mathbf{P}) = \min \quad \mathbf{1}^T \mathbf{P} = \sum_{i=1}^K P_i, \quad (3.1)$$

sujeito às restrições:

$$\Gamma_i = \frac{P_i G_{ii}}{\sum_{j=1; j \neq i}^K P_j G_{ij} + N_i} \geq \Gamma^*, \quad (3.2)$$

$$P_{\min} \leq P_i \leq P_{\max} \quad \forall i = 1, \dots, K, \quad (3.3)$$

onde

$$\mathbf{1}^T = [1, \dots, 1],$$

$K$  = número de usuários ativos na rede óptica,

$G_{ij}$  = atenuação da fibra entre o  $j$ -ésimo nó transmissor e o  $i$ -ésimo nó receptor,

$N_i$  = potência do ruído no nó receptor  $i$ ,

$\Gamma^*$  = CIR mínima.

Utilizando notação matricial, (3.2) pode ser expressa como

$$[\mathbf{I} - \Gamma^* \mathbf{H}] \mathbf{P} \geq \mathbf{u}, \quad (3.4)$$

sendo  $\mathbf{I}$  = matriz identidade,  $\mathbf{H}$  = matriz interferência normalizada, cujos ele-

mentos são definidos por:

$$H_{ij} = \begin{cases} 0, & i = j, \\ \frac{G_{ij}}{G_{ii}}, & i \neq j, \end{cases} \quad (3.5)$$

e

$$u_i = \frac{\Gamma^* N_i}{G_{ii}}, \quad (3.6)$$

em (3.6) tem-se a forma escalar do ruído. Resolvendo (3.4) substituindo a desigualdade por uma igualdade, obtém-se a solução do vetor potência otimizado através da inversão da matriz:

$$\mathbf{P}^* = [\mathbf{I} - \Gamma^* \mathbf{H}]^{-1} \mathbf{u}. \quad (3.7)$$

Tal vetor de potência óptico representa o caso de equilíbrio de potência no nó receptor e é então a potência ótima exigida para alcançar a CIR desejada. Se o valor da CIR fosse aumentado resultaria em valores de potência óptica mais elevados que poderiam resultar maiores que a potência máxima permitida. Neste caso, a solução seria fixar ou diminuir o valor da CIR desejada, ou remover (desligar) alguns usuários da rede.

Ajustando a potência do ruído para zero e, supondo equilíbrio perfeito da potência recebida em (3.2), pode-se considerar que a CIR máxima alcançável com MAI limitada é,

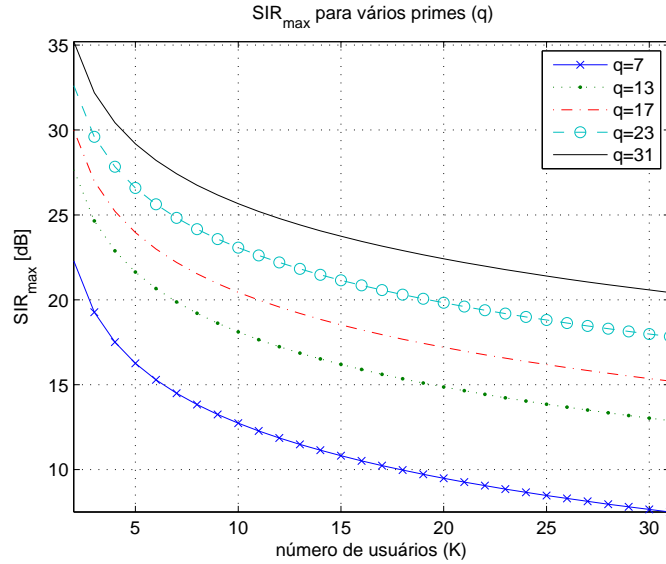
$$\Gamma_{\max} = \frac{1}{K - 1}. \quad (3.8)$$

Assim, a máxima CIR que pode ser alcançada na rede é limitada ao número de nós (independendo do comprimento da fibra), o qual é similar ao caso de uma única célula em um sistema de telefonia celular. Utilizando (3.8), a máxima  $SIR$  alcançável é

$$SIR_{\max} \simeq \frac{q^2 \Gamma_{\max}}{\sigma_{CC}^2} = \frac{q^2}{(K - 1) \sigma_{CC}^2}. \quad (3.9)$$

Essa equação corresponde ao caso de usuários com potências iguais em (2.10). A Figura 3.1 demonstra a variação da  $SIR_{\max}$  de acordo com o tamanho da rede para diferentes valores de  $q$  (*Prime Codes*). Assumindo-se  $SIR_{\max} = 20dB$ , e analisando o gráfico, pode-se afirmar que para  $q = 13$  a rede suporta no máximo 05 usuários do total de 13 usuários, enquanto que para  $q = 31$  a rede suporta todos os 31 usuários. Na rede óptica estrela da Figura 2.3, a  $SIR$  para o  $i$ -ésimo usuário relaciona-se à matriz de atenuação da fibra por:

$$SIR_i = \frac{q^2 G_{ii} P_i}{\sigma_{CC}^2 \sum_{j=1, j \neq i}^K G_{ij} P_j + N_i}. \quad (3.10)$$



**Figura 3.1:**  $SIR_{\max}$  para uma rede estrela para vários  $q$ , equação (3.9).

Desta forma, (3.10) pode ser utilizada em (2.11) para calcular a probabilidade de erro de bit da rede óptica CDMA estrela admitindo o emprego de seqüências do tipo *Prime Codes*, com ou sem controle de potência.

### 3.1 Controle de Potência Óptico Particionado

A avaliação da potência ótima pode ser simplificada pelo particionamento da rede estrela (Figura 3.2), em:

- rede de acesso, incluindo o acoplador estrela,
- rede de *broadcasting*, situada após do acoplador estrela.

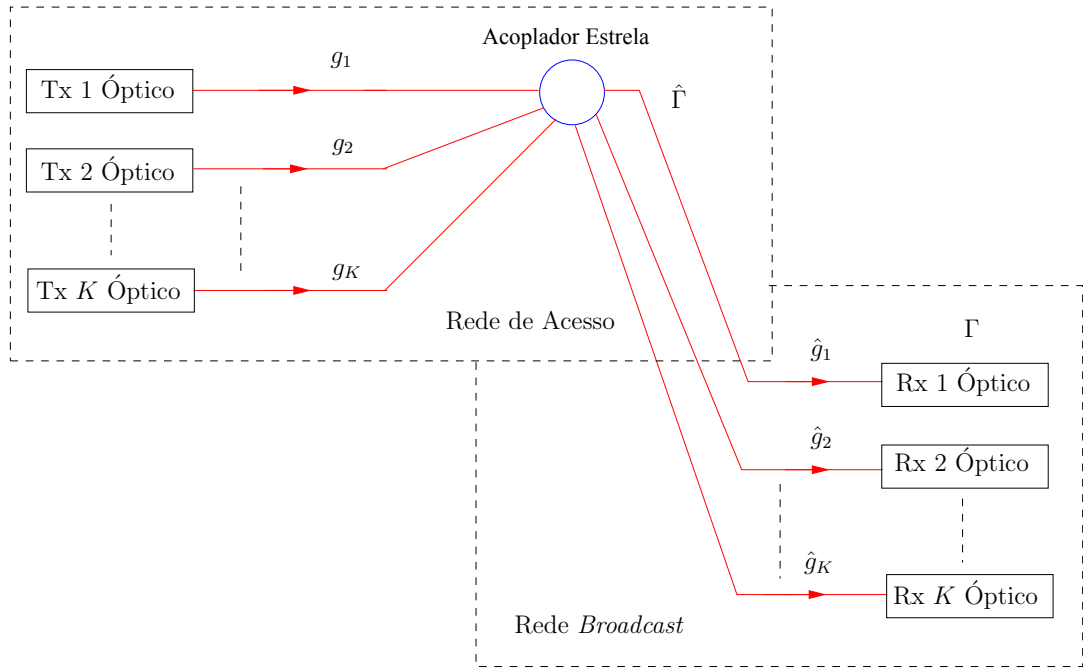
Assumindo que  $g_j = a_{\text{estrela}} \exp(-\alpha L_j^{\text{tx}})$  é a atenuação do nó transmissor mais perda do acoplador estrela e que  $\hat{g}_i = \exp(-\alpha L_i^{\text{rx}})$  é a atenuação da fibra do nó receptor, a CIR no  $i$ -ésimo receptor é dada por:

$$\Gamma_i = \frac{P_i g_i \hat{g}_i}{\sum_{j=1}^K P_j g_j \hat{g}_i - P_i g_i \hat{g}_i + N_i} \geq \Gamma^*, \quad (3.11)$$

com  $G_{ij} = g_j \hat{g}_i$ . Neste caso, os elementos da matriz interferência são dados por:

$$H_{ij} = \begin{cases} 0, & i = j \\ \frac{g_j}{g_i}, & i \neq j \end{cases}. \quad (3.12)$$

Verifica-se que os cabos de fibra após o acoplador estrela não afetam a MAI encontrada pelos nós receptores (TARHUNI et al., 2005).



**Figura 3.2:** Particionamento da Topologia Estrela em Rede de Acesso e Rede Broadcast.

Para a rede particionada da Figura 3.2, pode-se definir dois valores de CIR:  $\Gamma_i$  nos nós receptores e  $\hat{\Gamma}_i$  na saída do acoplador estrela. Assim, tem-se,

$$\Gamma_i = \frac{P_i g_i}{\sum_{j=1}^K P_j g_j - P_i g_i + \frac{N_i}{\hat{g}_i}}, \quad (3.13)$$

$$\hat{\Gamma}_i = \frac{P_i g_i}{\sum_{j=1}^K P_j g_j - P_i g_i}, \quad (3.14)$$

onde o ruído de fundo foi considerado zero. Adicionalmente, a partir das equações acima, pode-se admitir  $\Gamma_i \simeq \hat{\Gamma}_i$  se:

$$\frac{N_i}{\hat{g}_i} \ll \sum_{j=1}^K P_j g_j - P_i g_i. \quad (3.15)$$

Portanto, em redes ópticas CDMA do tipo estrela com MAI limitada, a CIR necessária em cada nó receptor será a mesma daquela encontrada à saída do acoplador estrela: as fibras conectadas após o acoplador estrela não exercem efeito sobre o balanço das potências ótimas. Neste caso, a solução do problema do controle de potência é o autovetor correspondente ao maior autovalor associado à decomposição da matriz  $\mathbf{H}$ .

Então, cada usuário pode avaliar a potência do laser óptico aplicado baseado em uma tabela de pesquisa com os comprimentos das fibras de outros usuários e o status de cada usuário, se está ON ou OFF. A tabela de pesquisa é atualizada

regularmente e cada vez que o status de um usuário é modificado, o nível de potência ótimo é recalculado.

Empregando-se potências ótimas de laser, para uma dada taxa de erro de bit, obtém-se o incremento na capacidade da rede (número de usuários) em comparação ao caso onde não se utiliza nenhum tipo de controle de potência.

## 3.2 Controle de Potência Óptico via Modelo de Verhulst

O modelo de Verhulst, anteriormente empregado na solução do problema de controle de potência em sistemas de comunicação sem fio unitaxas (GROSS; ABRÃO; JESZENSKY, 2009, 2006), um trabalho pioneiro na utilização do modelo populacional dinâmico de Verhulst, bem como em sistemas OCDMA unitaxas (STÁBILE FILHO et al., 2009), é estendido aqui para o cenário das comunicações CDMA ópticas com configuração estrela.

Originalmente, o modelo de Verhulst foi proposto para descrever o crescimento populacional de indivíduos de uma determinada espécie biológica, em um ambiente com limitações de alimento e espaço físico (recursos disponíveis). Isto faz com que a população cresça até atingir um equilíbrio, cujo ponto é função da quantidade de recursos disponíveis. O modelo dinâmico atribuído à Verhulst (VERHULST, 1838) pode ser descrito pela equação diferencial:

$$\dot{p} = z(p) = p \left( 1 - \frac{p}{p^*} \right) . \quad (3.16)$$

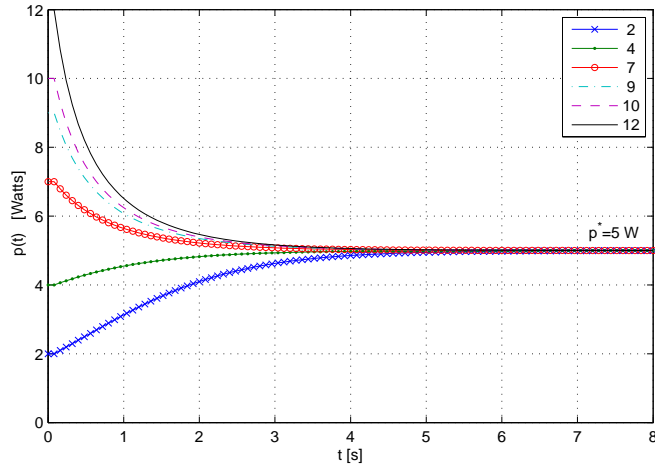
onde  $\dot{p}$  representa o comportamento dinâmico da população e  $p^*$  a população ótima. Integrando-se analiticamente a equação (3.16) obtém-se,

$$p(t) = \frac{\exp(t)p(0)p^*}{p^* + p(0)[\exp(t) - 1]} , \quad (3.17)$$

cujo comportamento assintótico é,

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} p(t) = p^* , \quad (3.18)$$

para qualquer condição inicial  $p(0)$  estritamente positiva, conforme Figura 3.3, onde pode-se verificar que quando  $p(0)$  for maior que  $p^*$  (o sinal de  $dp/dt$  será negativo),  $p(t)$  irá diminuir conforme  $p(+\infty) = p^*$ . Para o sinal  $dp/dt$  positivo,  $p(t)$  aumentará até que  $p(+\infty) = p^*$  (GROSS; ABRÃO; JESZENSKY, 2009; STÁBILE FILHO et al., 2009).



**Figura 3.3:** Curvas  $p(t)$  parametrizadas por diferentes condições iniciais  $p(0)$ .

A versão discreta implementável para o modelo populacional de Verhulst, em termos da atualização das potências dos  $K$  usuários em uma rede de múltiplo acesso, é descrita por (GROSS; ABRÃO; JESZENSKY, 2009, 2006):

$$p_i(n+1) = (1 + \alpha)p_i(n) - \alpha \left[ \frac{\Gamma_i(n)}{\Gamma_i^*} \right] p_i(n), \quad i = 1, \dots, K, \quad (3.19)$$

sendo  $0 < \alpha \leq 1$  o fator responsável pela velocidade de convergência (valores de  $\alpha$  próximo de 1 indicam convergência rápida) e simultaneamente determina a qualidade da solução (após a convergência) em termos de erro quadrático médio normalizado (*Normalized Mean Square Error*, NMSE) em relação a  $p_i^*$ , e calculado por:

$$\text{NMSE}(n) = \mathbb{E} \left[ \frac{\|\mathbf{p}(n) - \mathbf{p}^*\|^2}{\|\mathbf{p}^*\|^2} \right], \quad (3.20)$$

onde  $\|\cdot\|^2$  denota a distância Euclidiana quadrática em relação à origem, e  $\mathbb{E}[\cdot]$  o operador esperança. Então, a qualidade da solução alcançada pela equação iterativa de Verhulst (3.19) é medida por quão perto da solução ótima está  $p(n)$  na  $n$ -ésima iteração.

Note que o procedimento de equilíbrio de Verhulst obtido recursivamente aplicando (3.19) caracteriza um problema de controle de potência distribuído, desde que a potência da interferência recebida possa ser estimada eficientemente. O DPCA proposto pode ser implementado efetivamente em cada nó, pois todos os parâmetros necessários (nível de SIR dada por  $\Gamma^*$  e a potência transmitida  $p_j[n]$ ) são conhecidos no nó. É possível medir  $\Gamma_i[n]$  sem o conhecimento efetivo da informação dos nós interferentes, os quais, de acordo com a equação de restrição de potência (3.3), seriam necessários. Assim, o equilíbrio de Verhulst em (3.19) depende de parâmetros locais permitindo somente que o controle de potência funcione de maneira distribuída. Em (GROSS; ABRÃO; JESZENSKY, 2006), onze

teoremas são discutidas para provar a convergência do algoritmo de controle de potência distribuído de Verhulst. Assim, a validade teórica da convergência de Verhulst não será demonstrada aqui.

### 3.3 Resultados Numéricos

As simulações foram feitas em ambiente MatLab, utilizando os parâmetros de sistema OCDMA estrela indicados na Tabela 3.1. A potência de ruído do receptor usual  $N_i$  inclui ruído térmico, ruído de disparo e ruído do pré-amplificador óptico. No entanto, a ASE no pré-amplificador óptico será o fator limitante principal (além da MAI), comparado ao ruído térmico e de disparo no receptor (TARHUNI et al., 2006). Neste trabalho a potência de ruído do receptor é representada por.

$$N_i = 2 \cdot \underbrace{n_{SP} h f (G - 1) B_o}_{P_N}, \quad (3.21)$$

considerando os dois modos de polarização apresentados em uma única fibra monomodo (RAMASWAMI; SIVARAJAN; SASAKI, 2009).  $P_N$  é a potência do ruído espontâneo na saída do amplificador para cada modo de polarização,  $n_{SP}$  é o fator de emissão espontânea, tipicamente em torno de 2 – 5,  $h$  é a constante de Planck,  $f$  é a frequência da portadora,  $G$  é o ganho do amplificador e  $B_o$  é a largura de banda óptica. Idealmente, para reduzir a potência do ruído ASE, a largura de banda óptica pode ser definida a um mínimo de  $B_o = 2R$ , onde  $R$  é a taxa de bit. Portanto, por exemplo, aplicando valores de parâmetros típicos (RAMASWAMI; SIVARAJAN; SASAKI, 2009):  $n_{SP} = 2$ ,  $h = 6.63 \times 10^{-34}$  [J/Hz],  $f = 193,1$  [THz],  $G = 20$  [dB],  $B_o = 30$  [GHz], imediatamente obtém-se  $N_i = 15 \times 10^{-7}$  [A<sup>2</sup>].

Inicialmente, a potência ótima dos lasers para o problema do controle de potência particionado foi obtida para cada um dos  $K$  usuários via inversão de matriz, obtendo-se o vetor  $\mathbf{P}^*$  através da equação (3.7).

A Figura 3.4 exemplifica uma situação típica para  $K = 31$  usuários, e a Figura 3.5 apresenta a evolução das potências alocadas para os 31 nós (linhas cheias) segundo a aplicação decorrente da equação (3.19), considerando  $n = 1, 2, 3, \dots, 800$  iterações. O sistema analisado considera uma rede com nós distribuídos uniformemente distantes entre 2 e 50 km do acoplador estrela, máxima potência do laser de 20 dBm para cada nó; desprezou-se o efeito da dispersão e não-linearidade da fibra. Observa-se que, para valores reduzidos do fator de convergência,  $\alpha = 0,1$  na Figura 3.5.a, são necessárias de 600 a 800 iterações para o algoritmo atingir os respectivos valores das potências ótimas obtidos via (3.7), indicados pelas li-

nhas pontilhadas. À medida que  $\alpha \rightarrow 1$ , o algoritmo de controle de potência de Verhulst converge mais rapidamente para o vetor de potência ótimo às custas de uma redução na qualidade da solução (GROSS; ABRÃO; JESZENSKY, 2006), necessitando porém um menor número de iterações, conforme indicado na Figura 3.5.b.

**Tabela 3.1:** Parâmetros de simulação do Sistema OCDMA Estrela Particionado

Parâmetro	Valores Adotados
<i>Sistema OCDMA</i>	
Seq. Espalham. Prime, q	31
$\sigma_{CC}^2$	0,29
Taxa de dados	2,5 Gb/s
Pot. laser disponível	$P_{\max} = 20$ dBm
	$P_{\min} = 0,01P_{\max}$
$N_i$	$15 \times 10^{-7} \text{ A}^2$
# us. Tx	31
# us. Rx	31
Distância Tx-Acoplador	$\sim \mathcal{U}[2, 50]$ Km
<i>Fibra Óptica</i>	
Comprimento de Onda	1550 nm
$\gamma$	0,2 dB*
$a$	0,2 dB/km
<i>DPCA Verhulst</i>	
Tipo	distribuído
$\alpha$	faixa [0, 10; 0, 99]

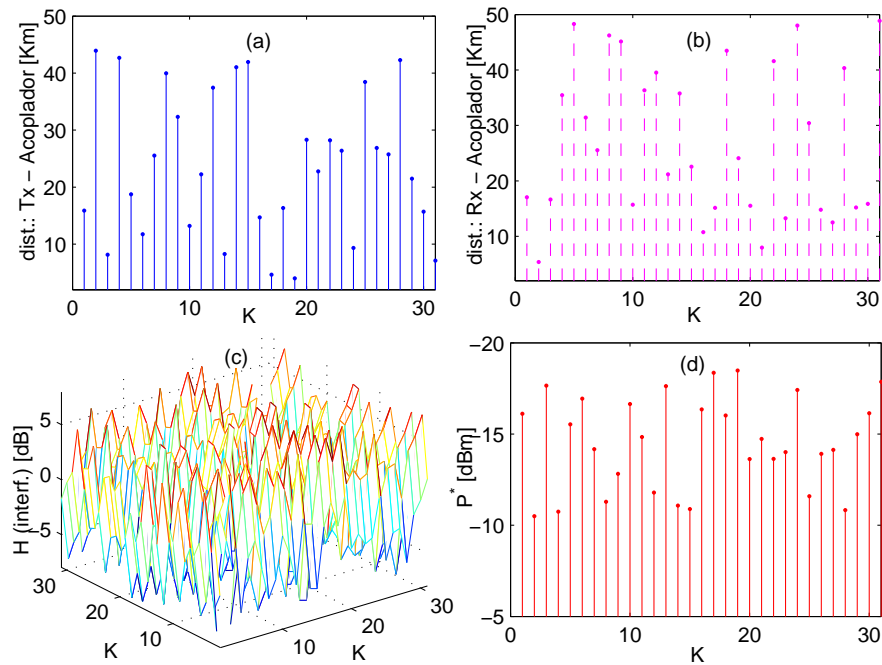
\* valor encontrado em (RAMASWAMI; SIVARAJAN; SASAKI, 2009)

Assim, pôde-se verificar que com o controle de potência os nós mais distantes (usuários: 2, 4, 8, 14, 15, 28, por exemplo) recebem mais potência do que os nós mais próximos ao acoplador estrela (usuários: 3, 13, 17, 19, 24, 31, por exemplo), ao invés de todos receberem a mesma potência, o que causaria uma grande quantidade de MAI no receptor, diminuindo assim a capacidade do sistema.

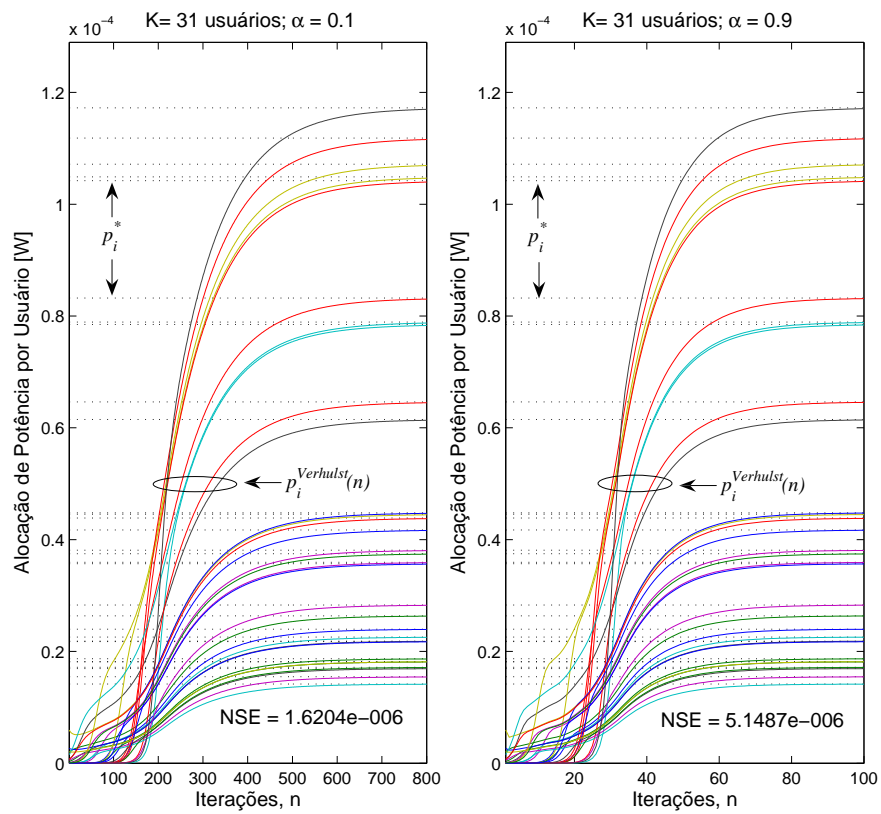
As potências obtidas a cada iteração via modelo de Verhulst, na Figura 3.5, foram comparadas com a solução da potência ótima ( $\mathbf{P}^*$ ), obtida analiticamente em (3.7). Nota-se que independentemente da potência inicial atribuída a cada laser, assumida uma variável aleatória uniformemente distribuída no intervalo  $[P_{\min}; P_{\max}]$ , a aplicação da equação (3.19) permite obter a convergência das potências dos lasers para as respectivas potências ótimas após um determinado número de iterações, função do parâmetro  $\alpha$ . À medida que  $\alpha$  ( $0 < \alpha \leq 1$ ) cresce, a velocidade de convergência é melhorada. No entanto, a qualidade da solução, isto é, o erro quadrático normalizado em relação à potência ótima analítica,  $P^*$ , tende a aumentar (GROSS; ABRÃO; JESZENSKY, 2006).

Para efeito de comparação, a Figura 3.4.c indica a faixa dinâmica, em dB, para a matriz de interferência normalizada  $\mathbf{H}$ , correspondente à configuração do sistema. Na configuração adotada, cujas distâncias entre os lasers Tx e o acoplador estrela assumem valores uniformemente distribuídos entre 2 Km e 50 Km, a matriz  $\mathbf{H}$  resulta em valores na faixa de aproximadamente  $\pm 5$  dB. Por fim, a Figura 3.4.b indica as correspondentes distâncias entre receptor e acoplador; conforme discutido anteriormente, após o acoplador estrela, não há ocorrência da MAI, não contribuindo, portanto, para o balanço de potência dos lasers transmissores, conforme já mostrado no decorrer do trabalho.

Outros resultados empregando o método de Verhulst para o controle de potência em redes p-OCDMA de taxa única são discutidos em (STÁBILE FILHO et al., 2009).



**Figura 3.4:** Comprimento das fibras dos nós a) transmissores e b) receptores até o acoplador estrela, c) matriz interferência  $\mathbf{H}$  e d) potência ótima dos lasers com controle de potência particionado via  $\mathbf{P}^*$ , equação (3.7).



**Figura 3.5:** Curvas da convergência da potência inicial de cada laser para sua respectiva potência ótima e cálculo da NMSE:  $p_i(n \rightarrow \infty) = p_i^*$ ,  $i = 1, 2, \dots, 31$ .  
 a)  $\alpha = 0,1$  e  $NMSE = 1,62 \times 10^{-6}$ ; b)  $\alpha = 0,9$  e  $NMSE = 5,15 \times 10^{-6}$ .

## 4 Alocação de Potência em Sistemas OCDMA via Otimização Heurística Uni-Objetivo

Nesta seção, o problema da alocação de potência (minimização) é tratado na forma uni-objetivo (*Single Objective Optimization*, SOO). Assim, considerou-se como restrição o valor mínimo para a CIR (3.2) e uma faixa de valores para a potência dos lasers (3.3). Neste caso, tal restrição apresenta justificativa prática: há limitação de potência máxima para o laser por um lado e ruído do pré-amplificador óptico no receptor que impede a redução da potência transmitida, no outro extremo. Uma CIR mínima faz-se necessária para garantir o QoS do sistema, ou seja para que as interferências de múltiplo acesso em redes OCDMA não levem a SNR de todos os usuários a níveis inferiores a mínima SNR determinada para cada classe de serviço.

### 4.1 O Problema de Otimização

Na literatura pode-se encontrar vários exemplos de funções custo aplicáveis ao problema de controle de potência (KANDUKURI; BOYD, 2000; ZHU; PAVEL, 2009; PAVEL, 2006b, 2006a; MOUSTAFA; HABIB; NAGHSHINEH, 2000; ELKAMCHOUCHI; ELRAGAL; MAKAR, 2007). Além do controle de potência, algumas se propõem a resolver o problema de alocação de outros recursos conjuntamente. A seguir são discutidas através de exemplos distintas técnicas de otimização. Dentre as técnicas apresentadas, neste trabalho foi adotada a função custo baseado em limiar de CIR mínima, uma vez que as demais funções custo apresentadas são melhores aplicáveis na otimização de problemas multi-objetivos.

### 4.1.1 Definição de Conjunto e Problema Convexo

Um problema de otimização convexa é da seguinte forma

$$\begin{aligned} &\text{minimizar} && f_0(x) \\ &\text{sujeito a} && f_i(x) \leq b_i, \quad i = 1, \dots, m, \end{aligned} \quad (4.1)$$

onde as funções  $f_0, \dots, f_m : \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}$  são convexas, ou seja, satisfazem

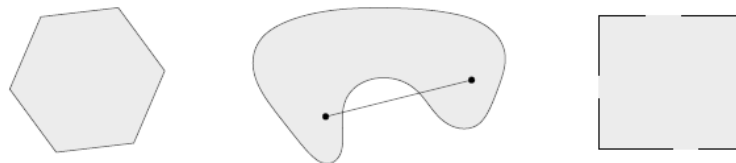
$$f_i(\alpha x + \beta y) \leq \alpha f_i(x) + \beta f_i(y) \quad (4.2)$$

para todo  $x, y \in \mathbf{R}^n$  e todo  $\alpha, \beta \in \mathbf{R}$  com  $\alpha + \beta = 1$ ,  $\alpha \geq 0$ ,  $\beta \geq 0$  (BOYD; VANDENBERGHE, 2004).

Um conjunto  $C$  é convexo se o segmento de linha entre quaisquer dois pontos em  $C$  estão em  $C$ , ou seja, se para qualquer  $x_1, x_2 \in C$  e qualquer  $\theta$  com  $0 \leq \theta \leq 1$ , tem-se

$$\theta x_1 + (1 - \theta)x_2 \in C \quad (4.3)$$

Um conjunto é convexo se todo ponto no conjunto pode ser visto por todos os outros pontos, juntamente com um caminho reto desobstruído (dentro do conjunto) entre eles. Todo conjunto afim também é convexo, desde que contenha toda a linha entre quaisquer dois pontos distintos dentro dele, e, portanto, também o segmento de linha entre os pontos. A Figura 4.1 ilustra alguns conjuntos convexas e não-convexas em  $\mathbf{R}^2$  (BOYD; VANDENBERGHE, 2004).



**Figura 4.1:** Exemplos de conjuntos convexas e não-convexas. A figura da esquerda, o hexágono, incluindo seus limites, é convexo. No meio, a figura em forma de rim é não-convexa, pois o segmento de linha entre os dois pontos do conjunto não está contido no conjunto. O quadrado à esquerda contém alguns pontos no limite mas outros não, e não é convexo.

### 4.1.2 Função Custo baseada em Programação Geométrica

Para solucionar o problema do controle de potência e taxa pode-se utilizar o método de otimização denominada programação geométrica. Esta técnica de otimização permite a transformação de um problema não-linear e não-convexo

em um problema convexo. O método permite a obtenção de solução ótima global. Resultados mostram que com potências e taxas otimizadas pode-se obter melhor QoS que o obtido por sistemas que utilizam potências mais altas.

As duas características da programação geométrica, habilidade em encontrar o ótimo global e a eficiência com que pode ser obtido, tem várias implicações práticas importantes. Os programas geométricos podem ser resolvidos globalmente, o que também significa que conjuntos de especificações impraticáveis são inequivocamente reconhecidas. Com a aplicação do método, atinge-se ou ótimo global para o problema ou uma prova que o conjunto de especificações é impraticável. A velocidade e eficiência com a qual programas geométricos podem ser resolvidos possibilitam a obtenção de projetos robustos, isto é, projetos garantidos para atender vários conjuntos de especificações.

Programação geométrica é um tipo especial de problema de otimização não-convexo que pode ser moldado como um problema de otimização convexo. Os problemas de otimização convexo são aqueles nos quais as funções objetivo e de restrição são todas convexas. As vantagens práticas da otimização convexa têm sido colocadas em evidência devido aos métodos de pontos internos extremamente poderosos desenvolvidos inicialmente para programação linear (KARMARKAR, 1984) e posteriormente estendidos para problemas de otimização convexa não-linear (NESTEROV; NEMIROVSKII, 1994). Estes métodos podem resolver eficientemente grandes problemas, com milhares de variáveis e dezenas de milhares de restrições.

A idéia geral do método de otimização por programação linear é desenvolvida a seguir (KANDUKURI; BOYD, 2000). Seja  $x_1, \dots, x_n$  variáveis positivas e  $\mathbf{x}$  denota o vetor dessas  $n$  variáveis. A função  $f$  é chamada função posinomial (*posynomial function*) de  $\mathbf{x}$  se tiver a forma

$$f(x_1, \dots, x_n) = \sum_{k=1}^t c_k x_1^{\alpha_{1k}} x_2^{\alpha_{2k}} \dots x_n^{\alpha_{nk}} \quad (4.4)$$

onde  $c_k \geq 0$  e  $\alpha_{ij} \in \mathbb{R}$ . Somente os coeficientes  $c_k$  devem ser não-negativos, mas os expoentes  $\alpha_{ij}$  podem ser negativos ou números fracionários.  $f$  é denominada função monômio (*monomial function*) se  $t = 1$ . Um programa geométrico é um

problema de otimização da forma

$$\begin{aligned}
 & \min && f_0(\mathbf{x}) && (4.5) \\
 \text{sujeito a} && f_i(\mathbf{x}) \leq 1, && i = 1, \dots, m, \\
 && g_i(\mathbf{x}) = 1, && i = 1, \dots, p, \\
 && x_i > 0, && i = 1, \dots, n,
 \end{aligned}$$

onde  $f_1, \dots, f_m$  são funções posinomiais e  $g_1, \dots, g_p$  são funções monomiais (KANDUKURI; BOYD, 2000).

### 4.1.3 Função Custo Central

Semelhante ao problema de otimização da SIR em redes de comunicações sem fio, a otimização OSNR (*Optical Signal to Noise Ratio*) alcança a OSNR ótima pré-definida por cada usuário do canal permitindo potência de transmissão mínima. Seja  $\gamma_i^*, i \in \mathbb{N}$ , a OSNR ótima para cada canal, e ao estabelecer a OSNR exigida como uma restrição, chega-se ao seguinte problema de otimização de custo central (*Central Cost Problem, CCP*) (PAVEL, 2006b):

$$\begin{aligned}
 \text{(CCP)} && \min_p && \sum_{i \in \mathbb{N}} p_i && (4.6) \\
 \text{sujeito a} && \text{OSNR}_i \geq \gamma_i^* && \forall i \in \mathbb{N}
 \end{aligned}$$

Sob certas condições, o conjunto praticável de (CCP) é não-vazio e a solução ótima é atingível no limite do conjunto praticável. O problema de otimização formulado pode ser estendido para incorporar mais restrições como

$$p_{i,\min} \leq p_i \leq p_{i,\max} \quad (4.7)$$

onde  $p_{i,\min}$  é a potência de limiar mínima exigida para transmissão para o canal  $i$ , e  $p_{i,\max}$  é a potência máxima que o canal  $i$  pode alcançar. Na abordagem de custo central, as potências  $p_i$  são os parâmetros a serem minimizados e a função objetivo é linearmente separável. Além disso, as restrições são linearmente acopladas. Essas boas características na abordagem de custo central leva a um problema de otimização relativamente simples (ZHU; PAVEL, 2009).

#### 4.1.4 Função Custo baseada na Abordagem de Jogos Não Cooperativos

Considera-se um jogo definido pelo trio  $\langle \mathcal{N}, (A_i), (J_i) \rangle$ , onde  $\mathcal{N}$  é o conjunto indicador de jogadores ou canais;  $A_i$  é a estratégia definida  $\{p_i | p_i \in [p_{i,\min}, p_{i,\max}]\}$ ; e  $J_i$  é a função custo. Ela é escolhida de uma forma que minimizar o custo está relacionado com maximizar o nível da OSNR. A função custo  $J_i$  é definida como (PAVEL, 2006a)

$$J_i(p_i, p_{-i}) = \alpha_i p_i - \beta_i \ln \left( 1 + a_i \frac{p_i}{X_{-i}} \right), \quad i \in \mathbb{N} \quad (4.8)$$

onde  $\alpha_i, \beta_i$  são parâmetros específicos do canal, que quantificam a disposição em pagar o preço e o desejo de maximizar sua OSNR, respectivamente,  $a_i$  também é uma parâmetro específico do canal,  $X_{-i}$  é definido como:

$$X_{-i} = \sum_{j \neq i} \Gamma_{i,j} p_j + n_{0,i} \quad (4.9)$$

onde  $\mathbf{\Gamma}$  é a matriz do sistema  $n \times n$  completa, a qual caracteriza o acoplamento entre os canais, e  $n_{0,i}$  indica a potência do ruído do  $i$ -ésimo canal no transmissor. Esta escolha específica da função utilidade é não-separável, não-linear e acoplada. No entanto,  $J_i$  é estritamente convexo em  $p_i$  e toma uma forma especialmente projetada tal que sua derivada de primeira ordem é linear em relação ao vetor de potências  $\mathbf{p}$ .

A solução da abordagem de jogos é geralmente caracterizada pelo equilíbrio de Nash (NE - *Nash Equilibrium*). Desde que  $\sum_{j \neq i} \Gamma_{i,j} < a_i$ , a solução NE resultante é unicamente determinada em uma forma fechada por (PAVEL, 2006a)

$$\tilde{\mathbf{\Gamma}} \mathbf{p}^* = \tilde{\mathbf{b}} \quad (4.10)$$

onde  $\mathbf{p}^*$  é vetor de potências solução obtido via equilíbrio de Nash,  $\tilde{\Gamma}_{i,j} = a_i$ , para  $j = i$ ;  $\tilde{\Gamma}_{i,j} = \Gamma_{i,j}$ , para  $j \neq i$  e  $\tilde{\mathbf{b}} = \frac{a_i \beta_i}{\alpha_i} - n_{0,i}$ .

Com isso é possível construir algoritmos iterativos para alcançar o equilíbrio de Nash. Um simples algoritmo de atualização paralela de primeira ordem determinístico é explorado/proposto em (PAVEL, 2006a):

$$p_i(n+1) = \frac{\beta_i}{\alpha_i} - \frac{1}{a_i} \left( \frac{1}{\text{OSNR}_i} - \Gamma_{i,i} \right) p_i(n) \quad (4.11)$$

O algoritmo acima converge para o equilíbrio de Nash  $\mathbf{p}^*$ , desde que  $\frac{1}{a_i} \sum_{j \neq i} \Gamma_{i,j} < 1$ ,  $\forall i$  (ZHU; PAVEL, 2009).

### 4.1.5 Função Custo com Limiar em CIR Mínima

Tendo em vista a seleção de soluções de vetores de potência que minimizam a potência total transmitida e, simultaneamente garantam a mínima CIR, mantido os demais parâmetros do sistema como restrições, a função uni-objetivo em (3.1) pode ser modificada (MOUSTAFA; HABIB; NAGHSHINEH, 2000), (ELKAMCHOUCHI; ELRAGAL; MAKAR, 2007) para:

$$J(\mathbf{P}) = \max \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K F_i^{th} F_i^P, \quad (4.12)$$

sujeito às restrições:

$$\Gamma_i = \frac{P_i G_{ii}}{\sum_{j=1; j \neq i}^K P_j G_{ij} + N_i} \geq \Gamma^*, \quad (4.13)$$

$$P_{\min} \leq P_i \leq P_{\max} \quad \forall i = 1, \dots, K, \quad (4.14)$$

onde

$$F_i^{th} = \begin{cases} 1 & \Gamma_i \geq \Gamma^* \\ 0 & c.c. \end{cases}, \quad e \quad F_i^P = \left(1 - \frac{p_i}{P_{\max}}\right), \quad (4.15)$$

sendo  $F_i^{th}$  uma função de *threshold* definida para o usuário  $i$ . Tal função limita o espaço de busca para soluções que maximizem o QoS médio, enquanto que  $F_i^P$  valoriza soluções que utilizam mínima potência e pune outras que utilizam um nível mais elevado de potência.

Neste caso, será adotado a tarefa de maximização da função custo em (4.12) para a obtenção do vetor de potências ótimas em redes ópticas de múltiplo acesso, ao contrário do que é sugerido no problema equivalente posto com a função custo em (3.1). Observando  $F_i^P$  em (4.15), percebe-se que quanto mais próxima a sugestão de solução  $p_i$  da potência máxima disponível no laser  $P_{\max}$ , menor será o valor de  $F_i^P$ , e por consequência, menor a função (4.12). Desta forma a sugestão do vetor de potência solução  $\mathbf{p}$  deve conter elementos com menores valores numéricos possíveis capazes de satisfazerem, simultaneamente a relação SNR mínima (ou de forma equivalente a CIR mínima) para todos os enlaces ópticos.

No entanto, modificação foi introduzida na função custo em (4.12), tendo em vista garantir a convergência em situações de alto carregamento de sistema e em condições de canal bastante díspares, resultando em:

$$J(\mathbf{P}) = \max \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K F_k^{th} \left(1 - \frac{p_k}{P_{\max}}\right) + \frac{\rho}{\sigma_{rp}}. \quad (4.16)$$

A inclusão do segundo termo em (4.16) atribui crédito às soluções com pequeno desvio padrão,  $\sigma_{rp}$ , para a distribuição das potências recebidas normalizadas, selecionando as soluções com  $NFR \rightarrow 0$ . Observa-se que com a inclusão desse segundo termo na função custo, obteve-se melhoria de convergência em relação ao problema originalmente descrito em (4.12).

Nas próximas subseções será descrita uma outra metodologia para se resolver o mesmo problema de alocação de recursos em redes p-OCDMA, particularmente o problema da minimização de potência anteriormente resolvido com o método de Verhulst. Assim, soluções para esta classe de problema são obtidas e comparadas, a partir das abordagens inteligência *swarm* e equação iterativa de Verhulst, tendo como métrica o compromisso qualidade das soluções *versus* complexidade de implementação.

## 4.2 Controle de Potência Óptico via Inteligência Swarm

A utilização de inteligência computacional na resolução de diversos problemas de otimização em engenharia tem recebida muita atenção nos últimos anos. Descreve-se, a seguir, o princípio do PSO aplicado ao problema do controle de potência em redes p-OCDMA utilizando abordagem de otimização uni-objetivo.

A heurística PSO utiliza como inspiração o comportamento social de um bando de aves, onde uma população é gerada para fazer a busca pela melhor solução. Considerando que o espaço de busca é  $K$ -dimensional, a  $i$ -ésima partícula é representada por um vetor posição  $K$ -dimensional  $\mathbf{x}_i = [x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iK}]$  e a melhor partícula do bando, isto é, a partícula associada ao ótimo global<sup>1</sup> obtida avaliando-se a função custo (4.16) até a presente iteração, é designada o índice  $g$  e representada por  $\mathbf{b}_g = [b_{g1}, b_{g2}, \dots, b_{gK}]$ . De forma análoga, o ótimo local atingido individualmente em cada elemento do vetor candidato  $\mathbf{x}_i$ , i.e. melhor posição individual<sup>2</sup> atingida pelo  $k$ -ésimo elemento da  $i$ -ésima partícula até a iteração anterior é representada por  $\mathbf{b}_i = [b_{i1}, b_{i2}, \dots, b_{iK}]$ , sendo a mudança de posição (velocidade) da  $i$ -ésima partícula é  $\mathbf{v}_i = [v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iK}]$ .

A atualização da velocidade e posição da partículas que compõem a população

<sup>1</sup>Maior ou menor valor da função custo, dependendo da otimização considerada. No caso do problema tratado aqui, busca-se a maximização em (4.16).

<sup>2</sup>Considerando o histórico individual da  $k$ -ésima partícula.

(ou bando) na  $n$ -ésima iteração é obtida, em sua versão escalar, de acordo com:

$$v_{iK}[n] = wv_{iK}[n-1] + c_1r_1(b_{iK} - x_{iK}) + c_2r_2(b_{gK} - x_{iK}) \quad (4.17)$$

$$x_{iK}[n] = x_{iK} + v_{iK}[n] \quad (4.18)$$

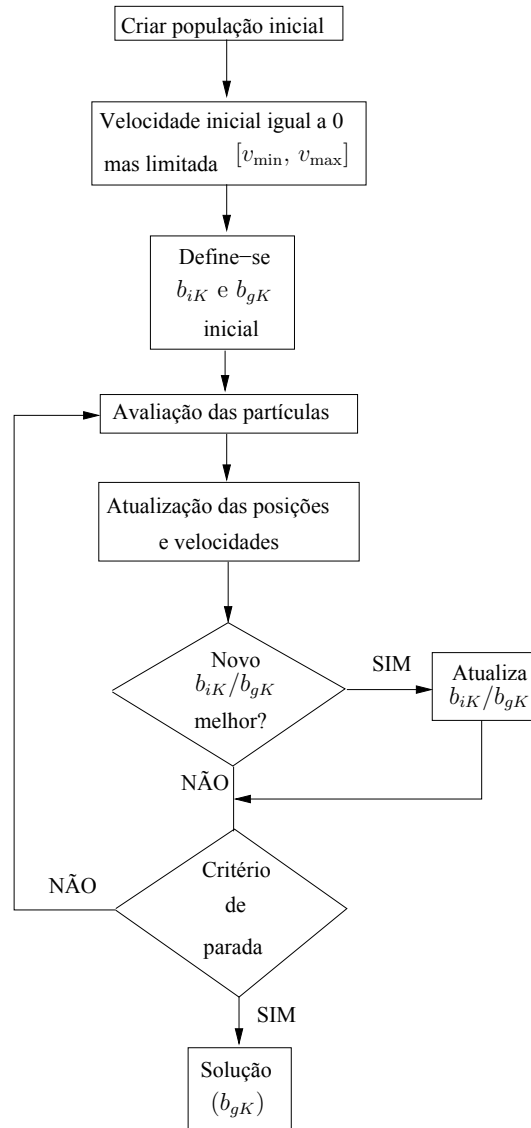
sendo  $i = 1, 2, \dots, \mathcal{P}$ , com  $\mathcal{P}$  o tamanho da população considerada em cada iteração;  $w$  representa a inércia da partícula e controla a sua capacidade de exploração do espaço de soluções; um valor pequeno privilegia buscas locais, enquanto um valor elevado para este parâmetro amplia o universo de busca. Os valores mais utilizados na literatura encontram-se na faixa  $[0, 4; 0, 9]$  (KENNEDY; EBERHART, 2001). Os coeficientes de aceleração  $c_1$  e  $c_2$  são os parâmetros de confiança e definem o peso que o conjunto atribui a soluções individuais (i.e., se  $c_1 > c_2$ ), ou o oposto, atribui-se mais importância para a solução global encontrada pelo bando (se  $c_2 > c_1$ ). Classicamente, para a maioria dos problemas de otimização descritos na literatura,  $c_1$  e  $c_2$  assumem valores idênticos, sendo ajustados geralmente em  $c_1 = c_2 = 2$ . Adicionalmente,  $r_1$  e  $r_2$  são números aleatórios uniformemente distribuídos no intervalo  $[0; 1]$ . As equações (4.17) e (4.18) são utilizadas para determinar a nova velocidade da  $i$ -ésima partícula a cada iteração e a nova posição da  $i$ -ésima partícula, adicionando sua nova velocidade à sua posição atual, respectivamente. A população inicial é gerada aleatoriamente (PARSOPOULOS; VRAHATIS, 2002) dentro do intervalo  $[x_{\min}; x_{\max}]$ .

Para o problema considerado, este intervalo representa a potência mínima e máxima associada ao laser do transmissor óptico. Adicionalmente, nas simulações computacionais foram utilizados valores para a inércia  $w \in [0, 1; 0, 9]$ . Considerou-se ainda que a velocidade  $v_{iK}$  de cada partícula é limitada segundo um valor máximo e um mínimo, assumidos iguais aos valores de potências máxima e mínima, respectivamente, associadas (restrições) ao problema. Para os coeficientes de aceleração adotou-se valor típico encontrada na literatura,  $c_1 = c_2 = 2$ . A Tabela 4.1 sumariza os principais parâmetros de entrada adotados nas simulações.

**Tabela 4.1:** Parâmetros de entrada do PSO para o Sistema p-OCDMA

Parâmetro	Valores Adotados
Número de usuários	$K \in [5; 10; 15; 31]$
Aceleração local e global	$c_1 = c_2 = 2$
Inércia, $w$	$[0,1; 0,9]$
Potências do Laser	$P_{\max} = 5$ dBm; $P_{\min} = -40$ dBm
População Inicial	$\mathbf{x}_{iK}[0] \sim \mathcal{U}[P_{\min}; P_{\max}]$ , $i = 1, \dots, \mathcal{P}$
Velocidade, $v_{iK}$	$v_{\max} = P_{\max} - P_{\min}$ ; $v_{\min} = -v_{\max}$
Tamanho da População	$\mathcal{P} = K + 2$

As etapas do funcionamento do algoritmo PSO, em sua versão contínua, podem ser observadas pelo fluxograma da Figura 4.2, e o respectivo pseudo-código para o problema do controle de potência empregando abordagem heurística *swarm* com otimização uni-objetivo é descrito no Algoritmo 1 do Apêndice B.



**Figura 4.2:** Fluxograma para o DPCA-PSO.

### 4.3 Resultados de Simulação

As simulações foram feitas em ambiente MatLab, utilizando os parâmetros de sistema OCDMA estrela indicados na Tabela 3.1. Inicialmente, a potência ótima dos lasers para o problema do controle de potência particionado foi obtida para cada um dos  $K$  usuários via inversão de matriz, obtendo-se o vetor  $\mathbf{P}^*$  através da equação (3.7).

Adicionalmente, um critério de parada pode ser estabelecido dado um erro

máximo:

$$\left| \frac{J[n] - J[n-1]}{J[n]} \right| < \epsilon_{\text{stop}} \quad (4.19)$$

onde  $J[n]$  e  $J[n-1]$  são os valores da função custo na  $n$ -ésima e  $n+1$ -ésima iteração, respectivamente, e usualmente  $\epsilon_{\text{stop}} \in [0.001; 0.01]$ .

De maneira alternativa, com o intuito de avaliar a convergência dos algoritmos considerando um número máximo de iterações  $N$  ao longo de  $TR$  realizações, o seguinte teste é considerado:

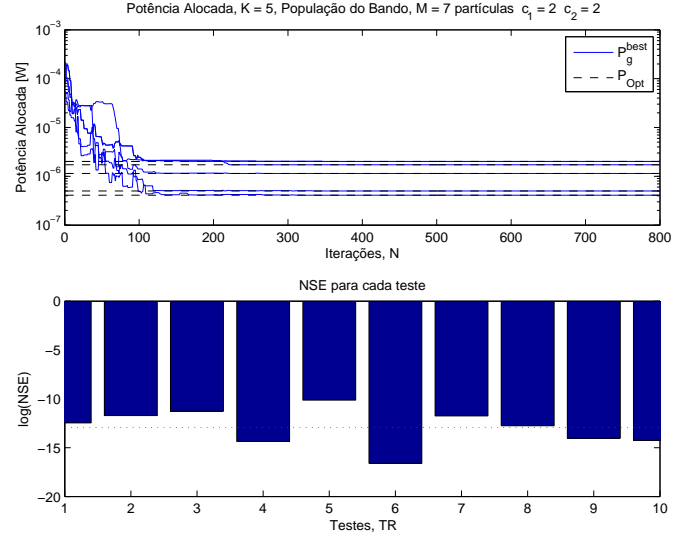
$$|J[n] - J[\mathbf{p}^*]| < \epsilon_1 J[\mathbf{p}^*] + \epsilon_2 \quad (4.20)$$

onde,  $J[\mathbf{p}^*]$  é o ótimo global da função objetivo,  $J[n]$  é o valor da função custo na iteração  $n$  e  $\epsilon_1$  e  $\epsilon_2$  são coeficientes de precisão cujos valores típicos estão entre  $10^{-1}$  e  $10^{-5}$ . Neste trabalho considerou-se  $TR = 100$  realizações e  $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 2 \times 10^{-2}$ .

### 4.3.1 Controle de Potência com PSO

Extensivas simulações foram realizadas tendo em vista a caracterização da região de convergência para o problema do controle de potência em sistema p-OCDMA empregando-se abordagem heurística PSO. Inicialmente, analisou-se os valores dos parâmetros de entrada do algoritmo PSO, visando caracterizar o comportamento do algoritmo face às alterações nos valores desses parâmetros. Para cada configuração de parâmetros de entrada do PSO ( $c_1$ ,  $c_2$ ,  $\omega$  e  $v_{\text{max}}$ ), o algoritmo foi testado 10 vezes para análise de seu desempenho. Inicialmente, utilizou-se a função custo expressa em (4.12). Para  $K = 5$  usuários,  $c_1 = c_2 = 2$ ,  $v_{\text{max}} = 1(P_{\text{max}} - P_{\text{min}})$  e variando  $w$  de 0,1 a 0,9, houve convergência para os casos em que  $w = 0,5$  e  $w = 0,6$ , conforme indicado Figura 4.3. Para os demais casos, a convergência não foi garantida. Elevando-se o carregamento do sistema para  $K = 10$  usuários, comprovou-se que o valor ótimo para o parâmetro inércia permaneceu confinado no intervalo  $w \in [0,5; 0,6]$ , com um incremento na faixa de valores NMSE, como esperado. No entanto, com o aumento do número de interferentes no sistema óptico ( $K \rightarrow 31$ ), há perda de capacidade do PSO convergir para o vetor de potências ótimo, indicando a não convexidade do problema e portanto a necessidade de modificar a função custo (4.12).

Utilizando a função custo uni-objetiva modificada da equação (4.16) obteve-se os resultados de desempenho discutidos a seguir. Para tanto, realizou-se uma nova otimização dos parâmetros de entrada para o algoritmo PSO, conforme Tabela 4.2.



**Figura 4.3:** Busca das partículas pela potência ótima com  $w = 0,5$  e a NMSE para a solução analítica.

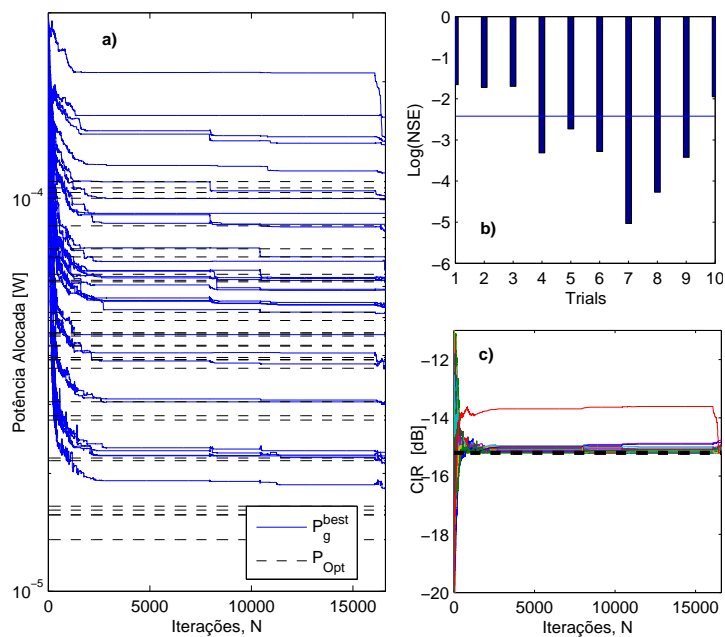
**Tabela 4.2:** Parâmetros de entrada do PSO, para a função custo (4.16)

Parâmetro	Valores Adotados
Número de usuários	$K \in [2; 31]$
Aceleração local e global	$c_1 = c_2 = 2$
Inércia	$w = 0,6$
População Inicial	$\sim \mathcal{U}[P_{\min}; P_{\max}] = [-20; -5] \text{ dBm}$
Velocidade	$v_{iK} \in [v_{\min}; v_{\max}]$ $v_{\max} = \frac{P_{\max} - P_{\min}}{50}, \quad v_{\min} = -v_{\max}$
Tamanho da População	$\mathcal{P} \in [K; 10K]$

Com o aumento do número de usuários, há também um acréscimo no número de iterações até a convergência e no tamanho da população do bando, gerando um inevitável aumento na complexidade computacional. À medida que  $K$  aumenta, a CIR mínima para garantir o QoS mínimo também se eleva. Esta condição deve ser satisfeita para se garantir a convergência.

Resultados de simulação para o sistema p-OCDMA com 31 usuários indicaram consistência do vetor de potência otimizado via equação (4.17), com valores de NMSE na faixa de  $\approx [10^{-5}; 10^{-1}]$ , todos os usuários apresentando CIR acima da mínima aceitável.

Com a utilização de velocidades máxima e mínima muito pequenas (Figura 4.4), obteve-se NMSEs bem abaixo de  $10^{-1}$  para  $K = 31$  usuários. Observa-se que com limites de velocidade muito baixos, a NMSE final é menor; em contrapartida exige-se uma maior número de iterações para a convergência.



**Figura 4.4:** Convergência PSO para  $K = 31$  usuários e  $\mathcal{P} = 126$  partículas. a) Potência alocada a cada iteração. b) NMSE em 10 realizações; c) CIR a cada iteração

Por se tratar de um problema não-convexo combinado a um método de busca heurístico, a convergência para a solução ótima nem sempre é atingida, conforme indicado na Figura 4.4, mesmo após um número considerável de iterações. A velocidade de convergência também depende do quão próximo o vetor de potência inicial (população inicial), assumido aleatório, está do vetor solução,  $\mathbf{P}^*$ , equação (3.7). Observe que, na Figura 4.4.a, apesar da solução encontrada pela heurística PSO não coincidir com a solução ótima, o erro quadrático médio normalizado situa-se em patamares reduzidos (Figura 4.4.b).

## 4.4 Análise de Complexidade

A complexidade dos algoritmos foi analisada somente levando-se em consideração o número de operações matemáticas envolvidas no processo de solução do problema em relação ao número de usuários ativos no sistema  $K$ . Desta forma as equações (3.2), (4.16), (3.19), (4.17) e (4.18) foram avaliadas e a Tabela 4.3 mostra a quantidade de operações realizadas a cada iteração para cada uma das equações.

**Tabela 4.3:** Número de Operações por Equação a cada iteração.

DPCA	Equação	Somas	Multipl.	Inv. Matriz
Verhulst, PSO	(3.2)	$K^2 + K$	$2K^2 + 2K$	0
Verhulst	(3.19)	$K + 1$	$2K + 2$	0
	(4.16)	$2K$	$4K$	0
PSO	(4.17)	$5K \times \mathcal{P}$	$(3K + 2) \times \mathcal{P}$	0
	(4.18)	$K \times \mathcal{P}$	0	0
Matriz Inversa	(3.7)	$K$	$K^2$	1

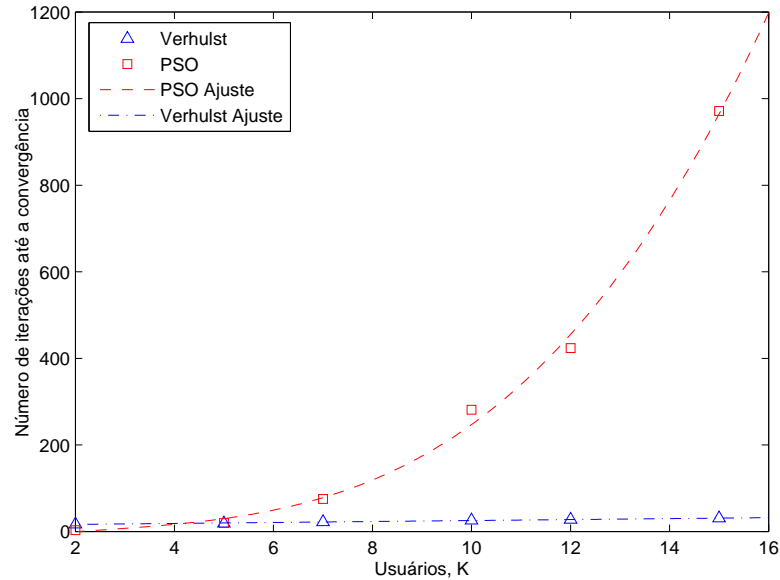
Observe que para as equações (4.16) e (3.19) o número de multiplicações depende diretamente do cálculo da CIR e portanto a complexidade da equação (3.2) deve ser somada. Para a solução analítica utilizando a inversão da matriz, as multiplicações são da ordem de  $K^2$ . Além disto, a inversão da matriz é considerada de complexidade  $K^3$  se calculada pelo algoritmo de eliminação de Gauss-Jordan. Considerou-se aqui que os tempos necessários para o cômputo de cada operação de soma, subtração, divisão e multiplicação são equivalentes. Adicionalmente, a complexidade computacional envolvida na geração dos números  $c_1$  e  $c_2$  em (4.17), bem como no cálculo da função  $F_k^{th}$  em (4.16) foi considerada desprezível, i.e. da ordem de  $\mathcal{O}(1)$ .

Sendo assim, é possível conjecturar que a solução analítica do problema tem complexidade computacional da ordem de  $\mathcal{O}(K^3)$ . O PSO por sua vez tem complexidade computacional equivalente a soma da complexidade das equações (3.2), (4.16), (4.17) e (4.18) e portanto equivalente a  $\mathcal{O}(K^2 + K\mathcal{P})$ , ou seja, para os casos<sup>3</sup>  $\mathcal{P} \gg K^2$ , a complexidade do PSO é da ordem de  $\mathcal{O}(P)$ , caso contrário  $\mathcal{O}(K^2)$ . Por fim, a solução baseada no equilíbrio de Verhulst tem complexidade computacional da ordem de  $\mathcal{O}(K^2)$ .

Note que a análise de complexidade acima refere-se a uma única iteração. Desta forma, um estudo acerca da convergência computacional para os dois algoritmos foi conduzido. A Figura 4.5, indica o número médio de iterações necessárias

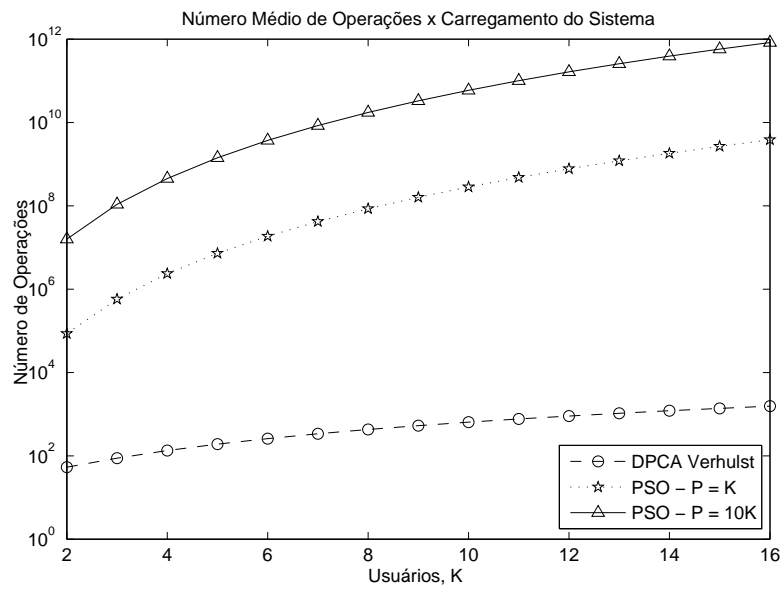
<sup>3</sup>Quando a dimensão do problema cresce, i.e., número elevado de usuários.

até a convergência para os algoritmos de Verhulst e PSO, obtido a partir de 100 realizações e para  $K \in \{2, 5, 7, 10, 12, 15\}$ . Neste sentido, é importante observar que a convergência para carregamentos de sistema inferiores a 5 usuários é mais rápida no algoritmo PSO. Todavia, a complexidade exibida pelo algoritmo PSO neste quesito pode ser bem ajustada a um polinômio de terceiro grau enquanto o DPCA Verhulst é simplesmente linear.



**Figura 4.5:** Teste de convergência para o DPCA Verhulst e para o PSO em relação ao número de usuários no sistema. Os ajustes foram calculados de maneira linear para Verhulst, com  $y_{\text{Verh}} = 1.12x + 14.14$ , e cúbica para o PSO, com  $y_{\text{PSO}} = 0.45x^3 - 3.48x^2 + 17x - 24.43$ .

Associando a análise de complexidade a cada iteração ao número médio de iterações necessárias à convergência (obtido via ajuste de curvas), é possível avaliar o número total de operações necessárias em função do carregamento crescente do sistema. Este estudo está ilustrado na Figura 4.6: foram considerados dois casos para o tamanho da população no PSO,  $\mathcal{P} = K$  e  $\mathcal{P} = 10K$ . É evidente a maior complexidade da abordagem heurística quando comparada ao algoritmo iterativo de Verhulst, mesmo para um número de usuários muito reduzido ( $K < 5$ ); isto se deve à maior quantidade de operações computacionais associada ao PSO. Assim, comparando-se os resultados de convergência e complexidade para as abordagens de Verhulst e PSO, Figura 3.5 *versus* Figura 4.4 e Figura 4.6, claramente a abordagem analítica-iterativa de Verhulst apresenta figuras de mérito superiores em ambos os quesitos para qualquer carregamento de sistema.



**Figura 4.6:** Número médio de operações até a convergência *versus* número de usuários, considerando polinômios de ajuste da Figura 4.5 e complexidade da Tabela 4.3.

## 5 Os Efeitos da Dispersão em Redes OCDMA Estrela

A arquitetura de rede considerada é formada por  $K$  nós-usuários interconectados por um acoplador estrela passivo, em um padrão *broadcast and select*, como foi mostrado na Figura 2.2. Para características de viabilidade, considera-se que os equipamentos de rede, tais como aparelhos de processamento de códigos (codificadores e decodificadores no transmissor e receptor) e o acoplador estrela, poderiam ser feitos utilizando plataformas tecnológicas robustas, leves e de baixo custo com tecnologias disponíveis para comercialização.

Com o objetivo de trabalhar com um sistema OCDMA mais simples possível, foram escolhidos *Prime Codes* não-coerentes para desenvolver este estudo, considerando que *Prime Codes* não-coerentes podem ser gerados simplesmente utilizando componentes ópticos passivos, e podem suportar mais usuários, embora resultando em maiores valores de correlação que OOCs convencionais (YANG; KWONG, 2002). Além do mais, a facilidade na geração de *prime codes* os fazem atraentes para redes OCDMA.

Seja  $P$  um número primo, um conjunto de *prime codes* com  $P$  palavras-código distintas,  $\{\mathbf{c}_i\}_{i=1}^P$ , onde  $\mathbf{c}_i = \{c_{i0}, c_{i1}, \dots, c_{i\ell}, \dots, c_{i(L-1)}\}$ , assim são construídas através de (YANG; KWONG, 2002)

$$c_{i\ell} = \begin{cases} 1, & \ell = s_{ij} + jP \text{ e } j \in GF(P) \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (5.1)$$

para  $\ell = 0, 1, 2, 3, \dots, L - 1$ .

Cada código óptico contribuirá para aumentar os efeitos da MAI aparecendo como interferência para os outros usuários multiplexados; como resultado, o desempenho geral do sistema será gradativamente degradado enquanto o carregamento do sistema aumenta. A probabilidade de erro de bit na saída do correla-

cionador, para cada usuário, pode ser escrita como (AGRAWAL, 2002)

$$P_E = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{i_1 - i_0}{\sqrt{2}(\sigma_1 + \sigma_0)} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (5.2)$$

com  $Q$  dado por

$$Q = \frac{i_1 - i_0}{\sigma_1 + \sigma_0}, \quad (5.3)$$

onde  $i_0 = i_{MAI}$  e  $i_1 = i_1^D + i_{MAI}$  denotam as correntes médias na saída do detector para bits 0 e 1, respectivamente, com  $i_1^D$  sendo a fotocorrente média recebida para um bit 1 transmitido, e  $i_{MAI}$  sendo a corrente média da MAI. As variâncias do sinal recebido para bits 0 e 1 são  $\sigma_0^2 = \sigma_{MAI}^2 + \sigma_{sh0}^2 + \sigma_{th}^2$  e  $\sigma_1^2 = \sigma_{MAI}^2 + \sigma_{sh1}^2 + \sigma_{th}^2$ , respectivamente; com  $\sigma_{MAI}^2$ ,  $\sigma_{sh0}^2$ ,  $\sigma_{sh1}^2$ ,  $\sigma_{th}^2$  sendo as variâncias da MAI, ruídos de disparo para bit 0 e 1, e ruído térmico (AGRAWAL, 2002). A equivalência para o fator  $Q$  e a SIR é dada por  $Q = \frac{1}{2} \sqrt{SIR}$  (AGRAWAL, 2002).

Supondo que os ruídos de disparo e térmico sejam zero, então os valores médios para 1 e 0 são (DURAND et al., 2010) (YANG; KWONG, 2002),

$$i_0 = (\Re P_r)^2 \frac{K - 1}{2} \quad (5.4)$$

$$i_1 = (\Re P_r)^2 \left( P + \frac{K - 1}{2} \right) \quad (5.5)$$

$$\sigma_0^2 = \sigma_1^2 = (\Re P_r)^2 \left[ (K - 1) \frac{5P^2 - 2P - 4}{12P^2} \right] \quad (5.6)$$

onde  $\Re$  é a responsividade do diodo PIN, e  $P_r$  é a potência recebida definida por (2.6).

## 5.1 Consequências do GVD e da PMD no Controle de Potência Óptica

Para uma dada distância de enlace de fibra  $d_{ij}$  há um limite máximo sobre o produto distância taxa de chip ( $d_{ij} \cdot L \cdot B$ ), onde  $B$  é a taxa de bit, devido a dispersão da fibra que causa o espalhamento temporal dos pulsos de chip (DURAND et al., 2005). O sinal óptico é continuamente distorcido assim que se propaga através da fibra óptica e a dispersão é atribuída aos mecanismos do GVD e PMD que ocorrem devido a diferentes velocidades de grupo de componentes e polarizações do comprimento de onda de um sinal, respectivamente. O espalhamento do pulso devido a combinação dos efeitos do GVD e PMD de primeira ordem para pulsos

Gaussianos é dado por (SANCHES; JR.; BORGES, 2009)

$$\sigma_D = \left\{ 1 + \frac{C_p \beta_2 d}{2\tau_0^2} + \frac{\beta_2 d}{2\tau_0^2} + x - \frac{1}{2(1+C_p^2)} \times \left( \sqrt{1 + \frac{4}{3}(1+C_p^2)x - 1} \right) \right\}^{1/2} \quad (5.7)$$

onde  $C_p$  é o parâmetro de *chirp*,  $\tau_0 = \frac{T_c}{2\sqrt{2\ln(2)}}$  é a largura do pulso rms,  $T_c$  é o período de chip em metade do valor máximo,  $\beta_2 = \frac{-D\lambda_0^2}{2\pi c}$  é o fator GVD,  $D$  é o parâmetro de dispersão,  $c$  é a velocidade da luz no vácuo,  $x = \frac{\Delta\tau^2}{4\tau_0^2}$  é uma medida da quantidade média de PMD em relação à largura de pulso, e  $\Delta\tau$  é o atraso de grupo diferencial médio (DGD) devido a PMD. O DGD pode ser relacionado ao fator PMD por  $\Delta\tau = D_{PMD}\sqrt{d}$ . Os dois primeiros termos no lado direito da equação (5.7) indicam o alargamento de pulso induzido pelo GVD e pelo *chirp*, e os outros termos restantes indicam o alargamento induzido pela PMD e pelo *chirp* (ZHENG; YANG; ZHANG, 2003).

O espalhamento temporal do pulso pode causar uma redução da energia do pulso num *time slot* alocado e também ISI na transmissão OCDMA (ZHENG; YANG; ZHANG, 2003). Essa ISI é causada porque um pulso de sinal lançado em uma fibra chega manchado na outra extremidade como consequência da dispersão, o que leva a castigar a potência (RAMASWAMI; SIVARAJAN; SASAKI, 2009). Então, considera-se a potência óptica disponível no fotodetector com a redução de potência de pico devido ao espalhamento temporal como é dado por

$$P_{ri_D} = \frac{P_{tj} \cdot G_{ij}}{\sigma_D} \quad (5.8)$$

Agora, considerando os efeitos da dispersão (PMD e GVD) e controle de potência óptico centralizado em rede estrela particionado em rede de acesso e rede *broadcasting*, para o cálculo da CIR, um novo termo em (3.13) precisa ser incluído:

$$\Gamma_{i_D} = \frac{p_i g_i}{\sum_{j=1}^K p_j g_j - p_i g_i + \frac{N_i + \sigma_D^2}{\hat{g}_i}} \quad (5.9)$$

onde o novo termo ( $\sigma_D^2$ ) refere-se aos efeitos da dispersão.

Além disso, uma pequena mudança no cálculo da atenuação do enlace deve ser realizada, porque quando considera-se os efeitos da dispersão, deve ser considerada a extensão total do enlace; portanto, agora,

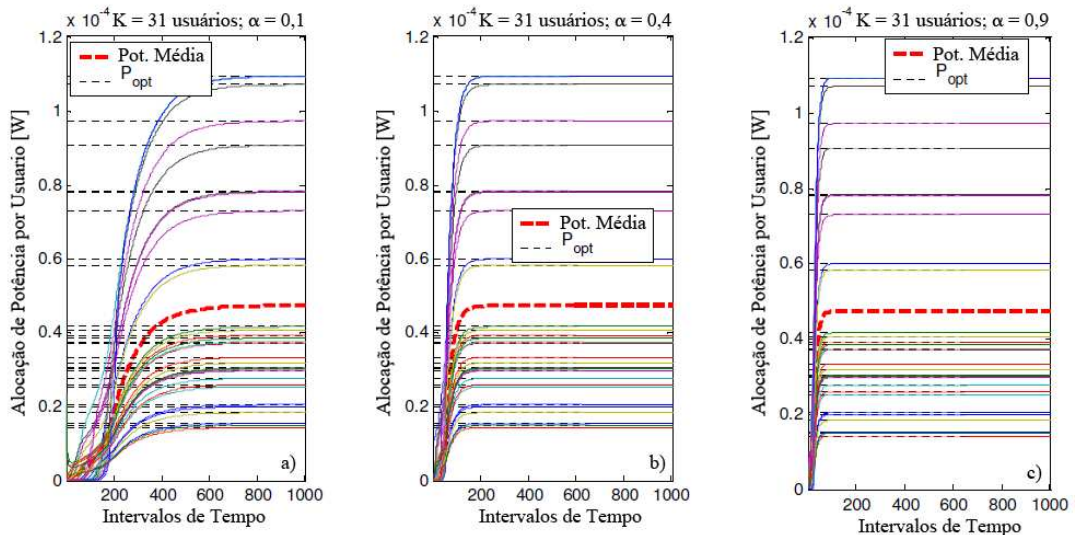
$$G_{ii} = a_{\text{star}} \exp[-a(d_j^{\text{tx}} + d_i^{\text{rx}})] \quad (5.10)$$

e não mais  $G_{ii} = g_j$  como se mantém no caso de controle de potência óptico particionado na ausência dos efeitos da dispersão, equações (3.1)–(3.3).

## 5.2 Resultados

Nesta seção considera-se a transmissão de um sinal OCDMA em uma fibra NZDSF (ITU-T G.655) com  $D_{PMD}$  de  $0,1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$  com atenuação da fibra  $a = 0,2 \text{ dB/km}$ , parâmetro não-linear  $\Upsilon = 1 \text{ (W.km)}^{-1}$ , comprimento de onda (*zero-dispersion wavelength*)  $\lambda_0 = 1550 \text{ nm}$ , parâmetro de dispersão  $D = 15 \text{ ps/nm/km}$ , e inclinação de dispersão (*dispersion slope*)  $S_0 = 0,07 \text{ ps}/(\text{nm}^2.\text{km})$ .

Verifica-se na Figura 5.1 a potência otimizada atribuída por usuário para o número de *time slots* ou iterações do DPCA proposto para  $\alpha$  de 0,1, 0,4 e 0,9. O número de nós é 31 ( $P = 31$ ) que estão distribuídos uniformemente sobre uma área com um raio entre 2 e 50 km, uma vez que o alcance do enlace é de 4 a 100 km. As linhas horizontais (pontilhadas) foram obtidas considerando-se controle de potência centralizado que é calculado resolvendo (3.7). O objetivo é ilustrado pela convergência do DPCA proposto para os valores das potências ótimas de transmissão e sua influência no resultado final. Neste caso os efeitos do GVD e da PMD foram ignorados.



**Figura 5.1:** Atribuição de potência ótica para cada nó/usuário para o número de iterações para 31 nós ( $P = 31$ ) e  $\alpha$  igual a a) 0,1, b) 0,4 e c) 0,9.

Pode ser visto na Figura 5.1 que o aumento de iterações causa a convergência da potência atribuída para cada usuário obtida pelo DPCA ao valor calculado pelo controle de potência centralizado (linhas horizontais). A Potência Média representa  $\sum_i^n p_i(n)$  na  $n$ -ésima iteração (ou *time slot*) em direção à convergência.

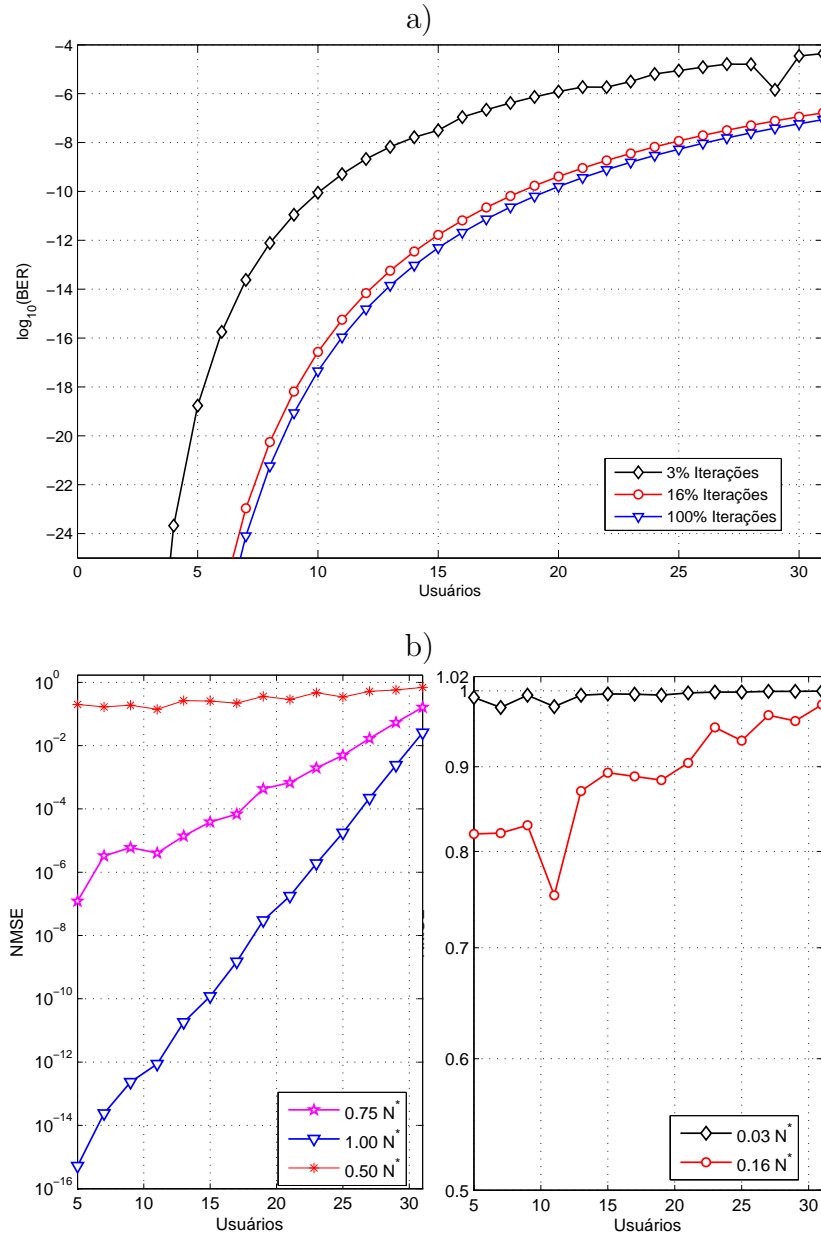
A velocidade da convergência depende do  $\alpha$ . O aumento do  $\alpha$  resulta no aumento da velocidade de convergência da potência atribuída; no entanto a qualidade da solução encontrada é afetada (GROSS; ABRÃO; JESZENSKY, 2006).

Com o objetivo de mostrar o impacto do controle de potência no desempenho da BER na rede OCDMA, verifica-se na Figura 5.2 a BER para número de usuários/nós. Foi considerado o mesmo cenário utilizado na Figura 5.1 e com  $\alpha = 0,1$ . Na Figura 5.2.a), há três condições de número de iterações: 3% (quase sem controle de potência), 16% and 100% (total controle de potência). A porcentagem de iterações é calculada da seguinte forma:

$$\Delta i_{\%} = 100 \times \left( 1 - \frac{|N - N^*|}{N^*} \right), \quad [\%] \quad (5.11)$$

onde  $N^*$  é o número de iterações quando a potência óptica alcança o valor ótimo e  $N \leq N^*$  é o número de iterações; na Figura 5.2.b foi adotado  $N^* = 400$  iterações.

É interessante observar na Figura 5.2 o efeito do número de iterações  $N$  sobre o desempenho da BER. Para 3%, 16%, e 50% de  $N^*$  iterações, a NMSE é considerável, enquanto a degradação da BER correspondente não é tão maior para um número de iterações  $\geq 0,16N^*$ . Por isso, para 3% de  $N$  iterações a BER é alta e poderia tornar o sistema inoperável, no entanto, quando o número de iterações aumenta somente para 16% a BER quase atinge o valor alcançado com controle total de potência. O desempenho do sistema afeta a viabilidade do sistema OCDMA. Por exemplo, considerando a BER =  $10^{-20}$ , o sistema OCDMA poderia acomodar aproximadamente 5 nós sem controle de potência e 8 com 100% de controle de potência. Por outro lado, considerando um sistema OCDMA com menos exigência de QoS com BER =  $10^{-10}$ , o sistema OCDMA poderia acomodar aproximadamente 10 usuários/nós sem controle de potência e 20 com 100% de controle de potência.



**Figura 5.2:** a) Desempenho da Log(BER) do OCDMA utilizando DPCA com Verhulst para um número crescente de nós  $P$ . b) NMSE correspondente para número de iterações diferentes (porcentagem de  $N^*$ ) sobre 20 testes.  $N^* = 400$  iterações.

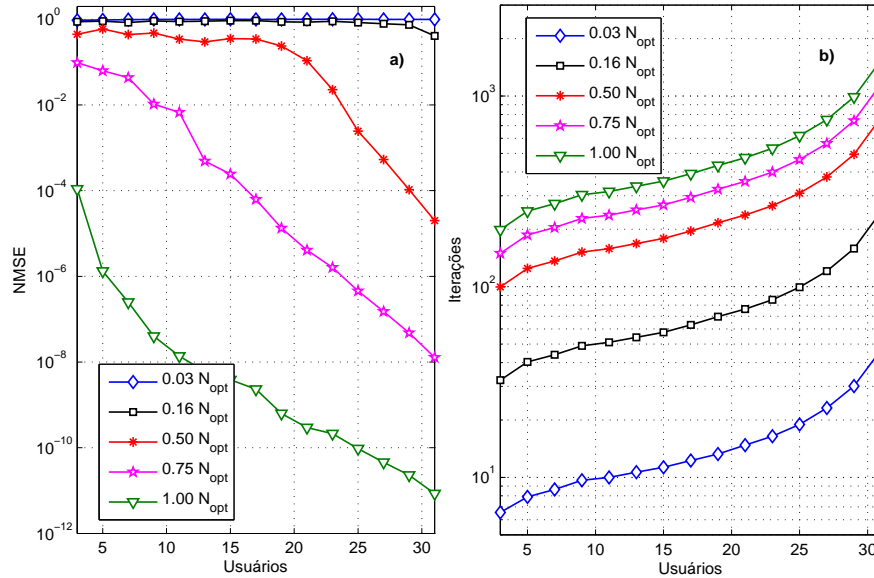
Para aprofundar sobre o número ideal de iterações a ser adotado, o critério de parada para o valor  $N^*$  pode ser obtido baseado no teste de convergência para a versão discreta implementável do modelo de Verhulst (3.19). Então, o teste de convergência 100% bem sucedido pode ser baseado na seguinte relação:

$$|J(N) - J_{\mathbf{P}^*}| < \epsilon_1 J_{\mathbf{P}^*} + \epsilon_2 \quad (5.12)$$

onde  $J_{\mathbf{P}^*}$  é o ótimo global da função objetivo, equações (3.1)–(3.3), e calculado com os valores do vetor de potência ótima obtida através de (3.7); além disso,  $J(N)$  é o melhor da função objetivo obtido pelo algoritmo de Verhulst depois de  $N$

iterações, e  $\epsilon_1$ ,  $\epsilon_2$  são coeficientes de precisão, usualmente na faixa de  $[10^{-6}; 10^{-2}]$ . Então, quando (5.12) se mantém,  $N$  se torna  $N^*$ .

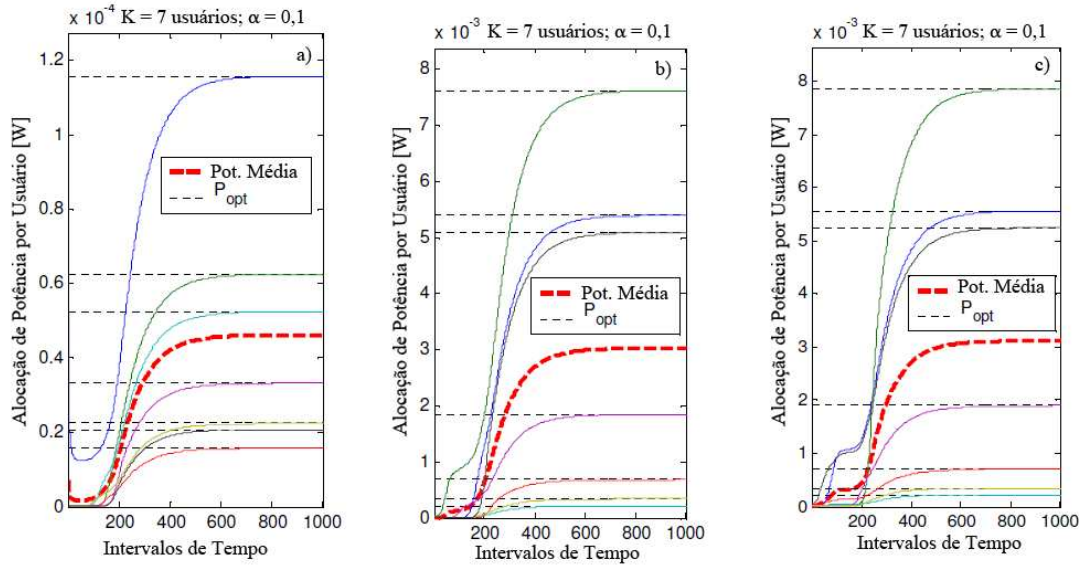
Adotando (5.12) como um critério de teste de convergência, Figura 5.3 mostra a NMSE associada e o número de iterações necessárias para número diferente de nós, considerando 3%, 16%, 50%, 75% e 100% de  $N^*$  iterações. Neste trabalho foi adotado  $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 10^{-6}$ .



**Figura 5.3:** a) NMSE para número diferente de nós, e parametrizado sobre a porcentagem de iterações do teste de convergência, equação (5.12). b) número respectivo de iterações. Média de 20 testes.  $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 10^{-6}$ .

Agora, os efeitos do GVD e da PMD estão incluídos nesta análise. Os valores de potência ótima necessária para ser transmitido considerando as penalidades de potência do GVD e da PMD são avaliados na Figura 5.4. Inicialmente, é realizado o controle de potência sobre um número de nós igual a 7 ( $P = 7$ ), que estão distribuídos uniformemente sobre uma área circular com raio na faixa de 2 a 50 km. Então, pode-se verificar que na Figura 5.4.a) não há os efeitos do GVD e da PMD, enquanto que na Figura 5.4.b) e .c) são considerados os efeitos do GVD e da PMD com taxa de bit de 1,0 e 2,5 Gbps, respectivamente. Novamente, as linhas horizontais (pontilhadas) foram obtidas considerando controle de potência centralizado que é calculado resolvendo (3.7), mas com ganho de canal calculado por (5.10).

Os efeitos do GVD e da PMD causam o espalhamento do pulso e perda de potência que resulta na diminuição na relação sinal-ruído no receptor, com isso aumentando a BER. A penalidade de potência poderia ser observada para aumentar a potência transmitida exigida. No entanto, a potência transmitida é limitada pela configuração dos equipamentos do sistema e deveriam ser evitados

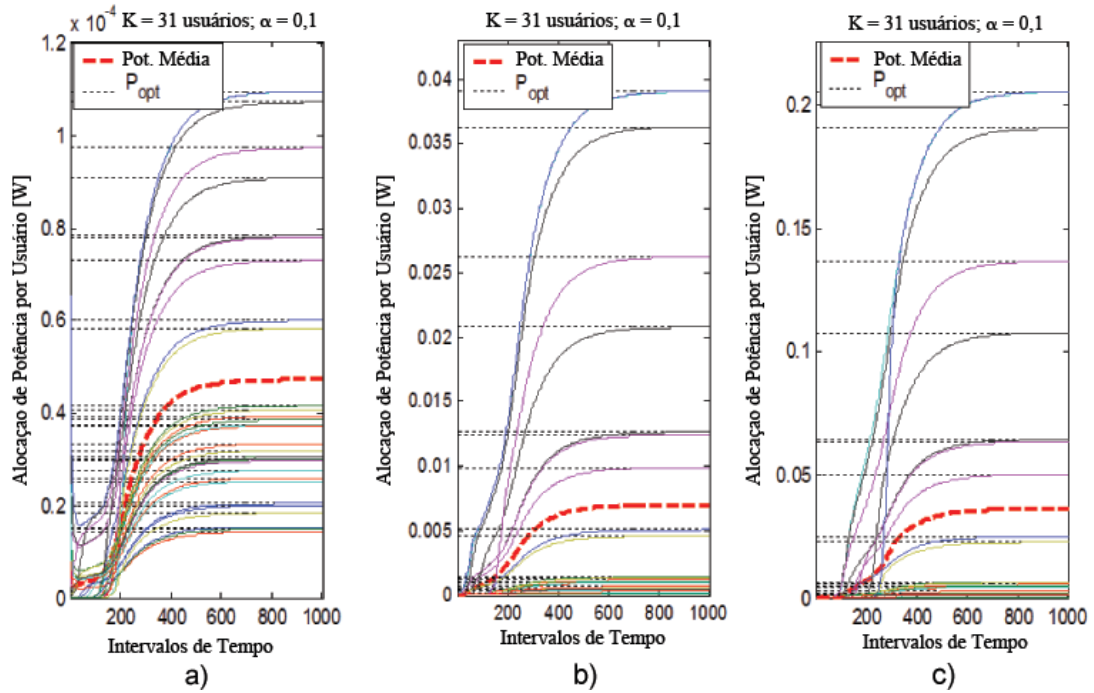


**Figura 5.4:** Atribuição de potência ótima para cada nó/usuário *versus* número de iterações para 7 nós ( $P = 7$ ). a) Sem os efeitos do GVD e da PMD; b) Taxa de bit de 1,0 Gbps; c) Taxa de bit de 2,5 Gbps.

os efeitos não-lineares. Este tipo de efeito pode ser deletério ao desempenho da BER do sistema. A fim de ilustrar esse efeito, o mesmo estudo conduzido na Figura 5.4 é apresentado na Figura 5.5, com os mesmos parâmetros menos para o caso de 31 nós ( $P = 31$ ). Observa-se que o aumento do número de usuários na rede afeta a potência transmitida, a fim de manter a mesma SIR no lado do receptor. Neste contexto, pode-se verificar que alguns valores de potências são proibitivos em redes ópticas reais, independente da taxa de bit. Em outras palavras, impondo a restrição  $P_{\max}$  sobre certas configurações de número e comprimento dos nós, o problema do controle de potência se torna impraticável.

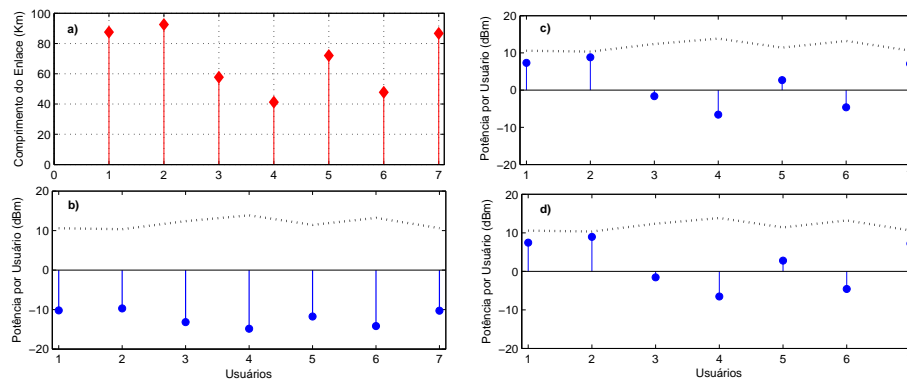
Para analisar os efeitos não-lineares na potência ótima transmitida quando os efeitos do GVD e da PMD são considerados, pode-se aplicar o comprimento não-linear (AGRAWAL, 2002)  $L_{NL} = (\Upsilon P)^{-1}$  para avaliar como a magnitude da potência transmitida e a SPM afetam o desempenho do sistema. Por outro lado, a potência de limiar para espalhamento de Brillouin estimulado (*Stimulated Brillouin Scattering*, SBS) está vários mW acima; portanto, considera-se que a potência transmitida poderia atingir menos que 100 mW antes de considerar o SBS. Além disso, outros danos físicos, como espalhamento de Raman estimulado (*Stimulated Raman Scattering*, SRS) não devem ser relevantes pois trata-se de um canal WDM único que é propagado no  $\lambda_0$ .

Na Figura 5.6.a) mostra-se o comprimento total de um enlace típico para uma rede OCDMA com 7 nós ( $P = 7$ ), enquanto que na Figura 5.6.b) observa-se a potência otimizada atribuída correspondente para cada nó sem os efeitos



**Figura 5.5:** Atribuição de potência ótima para cada nó/usuário *versus* número de iterações para 31 nós ( $P = 31$ ). a) Sem os efeitos do GVD e da PMD; b) Taxa de bit de 1,0 Gbps; c) Taxa de bit de 2,5 Gbps.

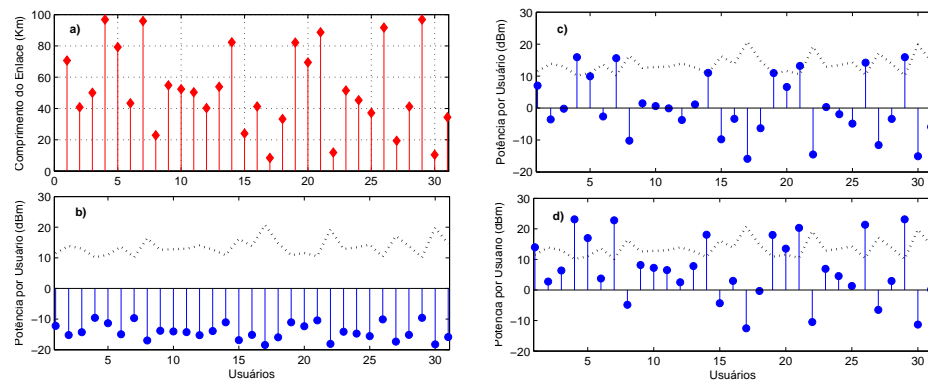
do GVD e da PMD. A Figura 5.6.c) e d) apresenta a potência ótima atribuída considerando-se os efeitos do GVD e da PMD com uma taxa de bit de 1,0 Gbps e 2,5 Gbps, respectivamente. A potência transmitida limite quando o comprimento não-linear não é atingido é demonstrado pelas linhas pontilhadas. Verifica-se que a potência não-linear limite não é alcançada para taxa de bit de 1,0 e 2,5 Gbps.



**Figura 5.6:** a) Comprimento total típico do enlace; b) Atribuição de potência na ausência dos efeitos do GVD e da PMD. Atribuição de potência com os efeitos do GVD e da PMD para c) 1,0 Gbps e d) 2,5 Gbps.

Finalmente, na Figura 5.7 verifica-se em a) comprimento total do enlace para uma rede OCDMA com 31 nós ( $P = 31$ ); b) a potência otimizada atribuída para cada nó sem os efeitos do GVD e da PMD; c) a potência otimizada atribuída considerando os efeitos do GVD e da PMD para 1,0 Gbps; e d) a potência otimizada atribuída com os efeitos do GVD e da PMD para 2,5 Gbps. Novamente, o

limite da potência transmitida quando o comprimento não-linear é atingido está indicado pelas linhas pontilhadas. Observa-se na Figura 5.7 o impacto do GVD e da PMD na potência transmitida. É um sério problema, neste caso, que o limite da potência não-linear seja alcançado para taxa de bit de 1,0 e 2,5 Gbps para o comprimento total médio do enlace de aproximadamente 80 e 60 km, respectivamente. Nota-se que no caso de taxa de bit de 2.5 Gbps algumas potências de lasers são proibitivas, então alguns usuários terão que ser desligados. De acordo com (RAMASWAMI; SIVARAJAN; SASAKI, 2009) a saída depende do tipo de transmissor. Lasers DFB podem fornecer em torno de 0-10 dBm. Alternativamente, um amplificador óptico de potência pode ser utilizado para impulsionar a potência transmitida necessária, tipicamente para 50 mW (17 dBm).



**Figura 5.7:** a) Comprimento total do enlace para  $P = 31$  nós, b) Atribuição de potência sem os efeitos do GVD e da PMD. Atribuição de potência com os efeitos do GVD e da PMD para c) 1,0 Gbps e d) 2,5 Gbps.

## 6 Conclusão

Neste trabalho foi mostrada a importância do controle de potência em redes OCDMA para se obter um melhor desempenho do sistema. Sob um restrito controle de potência é possível transmitir com menor potência, reduzir a interferência de múltiplo acesso (MAI) e aumentar o número de usuários e a vazão do sistema. Para realizar este controle de potência foram empregadas duas abordagens: modelo analítico de Verhulst e uma técnica heurística por inteligência *swarm* ou PSO.

Em uma primeira análise foi realizado o controle de potência utilizando as duas técnicas em um cenário considerando-se somente as perdas na fibra. Ambos métodos se mostraram eficazes, porém o PSO demonstrou perda de convergência em relação ao resultado ótimo conforme o número de usuários no sistema era incrementado; adicionalmente, o PSO resultou em maior complexidade computacional em relação ao algoritmo analítico-iterativo de Verhulst.

Tendo em vista tornar a modelagem do sistema de comunicação óptico por divisão de código (OCDMA) mais próximo da realidade, foram acrescentados os efeitos dispersivos presentes na fibra óptica, a dispersão por polarização modal (PMD) e os efeitos dispersivos por velocidade de grupo (GVD). Assim, considerando-se os efeitos dispersivos e o algoritmo analítico-iterativo de Verhulst para a realização do DPCA, a potência de cada usuário após equilíbrio resultou maior para que o sistema com perdas por PMD e GVD operasse corretamente para todos os usuários. Por outro lado, tal potência de equilíbrio não deve ultrapassar nem o limite de potência disponível nos lasers, nem o limite acima do qual os efeitos não-lineares na fibra devam ser considerados.

Este estudo trouxe à luz as seguintes conclusões:

- Os nós após o acoplador estrela não afetam a MAI encontrada pelos nós receptores, pois a CIR encontrada na saída do acoplador estrela pode ser considerada igual a CIR encontrada em cada nó receptor;
- A CIR necessária em cada nó receptor é igual àquela encontrada à saída do

acoplador estrela, pois pode-se desconsiderar o ruído encontrado em cada nó receptor pelo fato de ser um valor muito pequeno;

- O DPCA Verhulst tem um melhor desempenho que o algoritmo PSO com relação à qualidade da solução e complexidade computacional, uma vez que não houve convergência satisfatória para um número elevado de usuários e pelo fato da NMSE encontrada ser bem maior que a encontrada pelo método de Verhulst;
- É necessário somente 16% do controle de potência para que a BER atinja o mesmo patamar de desempenho obtido com controle de potência total;
- Com o aumento do número de iterações há uma diminuição do erro quadrático médio que implica em uma solução mais próxima da solução ótima encontrada analiticamente pela inversa da matriz, equação (3.7);
- Os efeitos dispersivos inerentes à fibra (GVD e PMD) causam uma enorme degradação do sinal e, por consequência, cria a necessidade de aumento da potência a ser transmitida e diminuição do número de usuários suportados no sistema.

Como proposta para trabalhos futuros sugere-se a análise do impacto dos efeitos não-lineares (SPM, SRS, SBS) sobre os problemas de alocação de recursos em redes OCDMA, incluindo a reformulação dos problemas de controle de potência, taxa, *throughput*, entre outros, neste novo cenário.

## Apêndice A – *Prime Code* – Principais Variantes

### A.1 *Prime Code* Estendido (*Extended Prime Code*)

Para seqüências de código binária (0,1), a função de correlação cruzada deve ser pelo menos igual a um. O *prime code* estendido é projetado para reduzir o valor máximo de correlação cruzada de dois para um no *prime code* original. Todo sub-bloco nas seqüências de código do *prime code* original é agora preenchido com  $p - 1$  zeros à direita.

A construção do *prime code* estendido começa com a seqüência *prime* em (2.3). Para um dado número primo  $p$ , todo  $S_i$  é mapeado em uma seqüência de código binário (0,1)  $E_i = (e_{i,0}, e_{i,1}, \dots, e_{i,k}, \dots, e_{i,p(2p-1)-1})$ , de acordo com a regra

$$e_{i,k} = \begin{cases} 1 & \text{se } k = s_{i,j} + j(2p - 1) \text{ para } j = \{0, 1, \dots, p - 1\} \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

para  $i \in GF(p)$ . Como resultado, seqüências de código  $p$  distintos do *prime code* estendido de comprimento  $p(2p - 1)$  e peso  $p$  são obtidos.

Por exemplo, as Tabelas A.1 e A.2 mostram o *prime code* estendido sobre  $GF(3)$  e  $GF(5)$ , respectivamente (YANG; KWONG, 2002).

**Tabela A.1:** *Prime Code* Estendido sobre  $GF(3)$

$i$	$S_i$	$E_i$		
0	0 0 0	10000	10000	10000
1	0 1 2	10000	01000	00100
2	0 2 1	10000	00100	01000

**Tabela A.2:** *Prime Code* Estendido sobre  $GF(5)$ 

$i$	$S_i$	$E_i$				
0	0 0 0 0 0	100000000	100000000	100000000	100000000	100000000
1	0 1 2 3 4	100000000	010000000	001000000	000100000	000010000
2	0 2 4 1 3	100000000	001000000	000010000	010000000	000100000
3	0 3 1 4 2	100000000	000100000	010000000	000010000	001000000
4	0 4 3 2 1	100000000	000010000	000100000	001000000	010000000

## A.2 *Prime Code Sincronizado (Synchronized Prime Code)*

Os *prime codes* original e estendido são projetados para redes CDMA ópticas com processamento de sinal óptico com grande largura de banda. O CDMA óptico é um esquema de acesso múltiplo assíncrono sem tempo de espera ou agendamento. No entanto, transmissões não agendadas criam aleatoriedade no acesso à rede. O CDMA assíncrono pode somente permitir um número limitado de assinantes e menos ainda usuários simultâneos antes que ocorra uma deterioração rápida do sistema. Por exemplo, para os *prime codes* original e estendido sobre  $GF(p)$ , o número de seqüências de código é limitado a  $p$  e também é o número total de assinantes.

Em geral, esquemas de acesso síncrono, com horários de transmissão rigorosos, produzem *throughput* (isto é, mais transmissões bem sucedidas) mais alto que técnicas assíncronas nas quais o acesso à rede é aleatório e colisões ocorrem. Para acomodar um acesso síncrono e mais assinantes, esquemas síncronos exigem novos conjuntos de seqüências de código. Em particular, o *prime code* original é aqui modificado em *prime code* sincronizado.

Limitando-se ao deslocamento no tempo das seqüências de código binário do *prime code* original,  $p^3 - p^2 + p$  novas seqüências de código poderiam ser geradas, resultando em um acréscimo significativo no número de possíveis assinantes. No entanto, o pico da função de correlação cruzada entre as versões deslocadas no tempo de quaisquer duas seqüências de código pode ser tão alto quanto  $p - 1$  na posição esperada do pico de autocorrelação. Portanto, o número de usuários simultâneos é limitado a um. Escolhendo um conjunto de seqüências de código apropriado, entre todas as seqüências de código deslocadas no tempo, que minimiza a função de correlação cruzada na posição de pico de autocorrelação esperada, o número de assinantes e usuários simultâneos pode ser significativamente aumentado (YANG; KWONG, 2002).

### A.3 Prime Code $2^n$ ( $2^n$ Prime Code)

Estudos recentes mostram que uma rede CDMA óptica não pode simplesmente ser avaliada ou projetada considerando-se somente as propriedades de correlação ou desempenho dos códigos ópticos selecionados. A configuração de codificação (isto é, as estruturas dos codificadores e decodificadores) é outro fator importante a considerar porque afeta o orçamento de energia, tamanho, custo, e por sua vez, a viabilidade de todo o sistema. A seleção do código óptico e configuração de codificação atualmente utilizada em um sistema tem que ser considerada como um todo e coordenada uma com a outra tanto quanto possível. Como resultado, uma configuração de codificação, a qual é particularmente atrativa para processamento óptico ultra-rápido e implementação de guia de onda para o futuro, redes CDMA totalmente ópticas, de alta capacidade, têm sido estudadas. A configuração exige a utilização do *prime code*  $2^n$ , o qual retém as propriedades algébricas do *prime code* original além da propriedade simétrica dos códigos  $2^n$ .

Um código  $2^n$  é definido com uma coleção de sequências de código binário (0,1) de peso  $2^n$ . A distribuição dos pulsos em cada sequência de código é simétrica. Ou seja, a distribuição dos pulsos  $2^m$  atuais depende altamente dos  $2^{m-1}$  pulsos anteriores, onde  $1 < m \leq n$ , resultando em uma restrição de distribuição de pulso. Algumas vezes é mais conveniente representar a distribuição de pulso em termos da distribuição do atraso de tempo (ou chip) (YANG; KWONG, 2002).

### A.4 Prime Code Generalizado (*Generalized Prime Code*)

O *prime code* original tem uma restrição rigorosa quanto ao peso, comprimento e cardinalidade. Para um número primo  $p$ , o peso, comprimento e cardinalidade do código são sempre restritos a  $p$ ,  $p^2$  e  $p$ , respectivamente. Por exemplo, para suportar  $p^2$  assinantes, o comprimento do código deve ser igual a  $p^4$ . Assim, duplicando o número de assinantes requer um aumento quádruplo no comprimento do código. Comprimento de código longo resulta em ampla expansão da largura de banda e isso cria uma exigência rigorosa quanto a velocidade de processamento da codificação e *hardware* correlacionado. O *prime code* generalizado é construído para fornecer mais flexibilidade na cardinalidade e comprimento do código sem mudar as propriedades de correlação. Dado um número primo  $p$  e um número inteiro positivo  $k$ , o peso, comprimento, e cardinalidade do *prime code* generalizado sobre  $GF(p)$  são  $p$ ,  $p^{k+1}$ , e  $p^k$ , respectivamente. Para suportar  $p^2$

assinantes, o comprimento é agora somente  $p^3$ , reduzindo a expansão da largura de banda por um fator de  $p$ .

Dado um número inteiro  $k$ , a construção do *prime code* generalizado começa com o campo de Galois  $GF(p)$ . Uma sequência *prime* generalizada  $S_{i_1, i_2, \dots, i_k} = (s_{i_1, i_2, \dots, i_k, 0}, s_{i_1, i_2, \dots, i_k, 1}, \dots, s_{i_1, i_2, \dots, i_k, j}, \dots, s_{i_1, i_2, \dots, i_k, p-1})$  é construída por

$$s_{i_1, i_2, \dots, i_k, j} = j \odot i_1 + (j \odot i_2)p + \dots + (j \odot i_k)p^{k-1} \quad (\text{A.2})$$

onde  $i_1, i_2, \dots, i_k$ , e  $j$  estão todos no  $GF(p)$  e " $\odot$ " denota uma multiplicação de módulo- $p$ . Cada sequência *prime* generalizada  $S_{i_1, i_2, \dots, i_k}$  é então mapeada em uma sequência de código binária (0,1)  $C_{i_1, i_2, \dots, i_k} = (c_{i_1, i_2, \dots, i_k, 0}, c_{i_1, i_2, \dots, i_k, 1}, \dots, c_{i_1, i_2, \dots, i_k, l}, \dots, s_{i_1, i_2, \dots, i_k, N-1})$  de comprimento  $p^{k+1}$ , de acordo com

$$c_{i_1, i_2, \dots, i_k, l} = \begin{cases} 1 & \text{para } l = s_{i_1, i_2, \dots, i_k, j} + jp^k \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

Como resultado, são obtidas  $p^k$  sequências de código binárias do *prime code* generalizado de comprimento  $p^{k+1}$  e peso  $p$ . O *prime code* original é um caso especial com  $k = 1$ .

Como um exemplo, o *prime code* generalizado para  $p = 3$  e  $k = 2$  é dado na Tabela A.3, onde o código tem um comprimento de 27 e cardinalidade igual a 9. A Tabela A.4 mostra as sequências *prime* generalizadas para  $p = 5$  e  $k = 2$ , onde as sequências de código correspondentes possuem um comprimento de 125 e cardinalidade igual a 25 (YANG; KWONG, 2002).

**Tabela A.3:** Prime Code Generalizado sobre  $GF(3)$  com  $k = 2$

$i_1, i_2$	$S_{i_1, i_2}$	$C_{i_1, i_2}$
0, 0	0 0 0	100000000 100000000 100000000
1, 0	0 1 2	100000000 010000000 001000000
2, 0	0 2 1	100000000 001000000 010000000
0, 1	0 3 6	100000000 000100000 000000100
1, 1	0 4 8	100000000 000010000 000000001
2, 1	0 5 7	100000000 000001000 000000010
0, 2	0 6 3	100000000 000000100 000100000
1, 2	0 7 5	100000000 000000010 000001000
2, 2	0 8 4	100000000 000000001 000010000

**Tabela A.4:** Prime Code Generalizado sobre  $GF(5)$  com  $k = 2$ 

$i_1, i_2$	$S_{i_1, i_2}$	$i_1, i_2$	$S_{i_1, i_2}$
0,0	0 0 0 0 0	0,3	0 15 5 20 10
1,0	0 1 2 3 4	1,3	0 16 7 23 14
2,0	0 2 4 1 3	2,3	0 17 9 21 13
3,0	0 3 1 4 2	3,3	0 18 6 24 12
4,0	0 4 3 2 1	4,3	0 19 8 22 11
0,1	0 5 10 15 20	0,4	0 20 15 10 5
1,1	0 6 12 18 24	1,4	0 21 17 13 9
2,1	0 7 14 16 23	2,4	0 22 19 11 8
3,1	0 8 11 19 22	3,4	0 23 16 14 7
4,1	0 9 13 17 21	4,4	0 24 18 12 6
0,2	0 10 20 5 15		
1,2	0 11 22 8 19		
2,2	0 12 24 6 18		
3,2	0 13 21 9 17		
4,2	0 14 23 7 16		

## A.5 Prime Code por Salto de Portadora (Carrier-Hopping Prime Code)

Os vários tipos de *prime code* demonstrados até agora assumem uma única portadora, ou seja, todas as sequências de código são transmitidas utilizando a mesma frequência ou comprimento de onda. Embora o uso de múltiplas portadoras causar o aumento da complexidade do sistema, essa abordagem adiciona flexibilidade à codificação e, mais importante, e melhora o desempenho do código. Em sistemas ópticos, salto em comprimento de onda é geralmente integrado. Por exemplo, o *prime-hop code*, o qual tinha cada pulso em cada sequência de código binária do *prime code* original codificado em um comprimento de onda distinto, resultando numa classe de OOCs com lóbulos laterais de autocorrelação de zero e funções de correlação cruzada de no máximo um. Para um dado número primo  $p$ ,  $p$  comprimentos de onda diferentes foram utilizados, e o *prime-hop code* tinha comprimento, peso e cardinalidade de  $p^2$ ,  $p$ , e  $p(p - 1)$ , respectivamente. Utilizando  $p$  comprimentos de onda, o código fornece um fator de  $p$  mais sequências de código que o *prime code* original.

Como para comunicação sem fio, salto em portadora é geralmente referida como salto em frequência. A maioria dos códigos FH estudados são baseados nos códigos de Reed-Solomon. Para esses códigos, a cardinalidade é geralmente controlada pelo valor de correlação cruzada máximo pré-selecionado depois do número de saltos em frequência ter sido determinado. Em outras palavras, para

melhorar a cardinalidade, a única alternativa é relaxar o valor máximo de correlação cruzada. Tal solução aumenta a MAI e, por sua vez, piora a probabilidade de interrupção (*outage*) do sistema. Para aprimorar a cardinalidade e manter a função de correlação cruzada sem ser maior que um, o número de frequências disponíveis deve ser aumentada de códigos baseados nos códigos de Reed-Solomon, os quais serão proibidos em algumas aplicações com banda limitada. Portanto, é vantajoso ter outras famílias de códigos FH, cuja cardinalidade é uma função do código, não o valor máximo de correlação cruzada pré-selecionado.

Nesta seção é construído o *prime code* por salto em portadora utilizando uma abordagem em duas dimensões, onde as sequências de código são representadas por  $w \times p_1 p_2 \cdots p_k$  matrizes binárias (0,1) de comprimento  $p_1 p_2 \cdots p_k$ , peso  $w$ , e cardinalidade  $p_1 p_2 \cdots p_k$  para dados dois números inteiros positivos  $w$  e  $k$  e um conjunto de números primos  $\{p_1, p_2, \dots, p_k\}$ , onde  $p_k \geq p_{k-1} \geq \dots \geq p_2 \geq p_1 \geq w$ . Note que  $w$  é também o número de linhas, com relação ao comprimento das matrizes por salto em portadora. Pelo fato de cada matriz consistir de um pulso (isto é, um binário) por linha e cada pulso na matriz ser atribuído com uma portadora distinta, o código tem os lóbulos laterais de autocorrelação de zero ( $\lambda_a = 0$ ) e funções de correlação cruzada não maiores que um ( $\lambda_w = 1$ ). Com respeito ao código de Reed-Solomon, o *prime code* por salto em portadora possui a vantagem de melhorar a cardinalidade do código sem sacrificar a propriedade de correlação pois a cardinalidade é agora relacionada ao comprimento do código.

Para facilitar a representação, toda matriz pode ser escrita equivalentemente como um conjunto de  $w$  pares ordenados (um par ordenado para cada 1 binário), onde um par ordenado  $(f_v, t_h)$  grava os deslocamentos verticais ( $v$ ) e horizontais ( $h$ ) de 1 binário do canto inferior esquerdo da matriz. Em outras palavras,  $f_v$  representa a portadora transmissora e  $t_h$  mostra a posição (no tempo ou chip) de um 1 binário na matriz.

Por exemplo, a sequência por salto em portadora  $f_0 00 0 f_2 0 00 f_1$  pode também ser representada como uma matriz  $3 \times 9$ , onde  $f_v$  é a  $v$ -ésima portadora usada para transmitir um 1 binário e  $v = \{0, 1, 2\}$ . A matriz pode ser igualmente representada por um conjunto de três pares ordenados  $[(0, 0), (1, 8), (2, 4)]$ . A Figura A.1 é a matriz  $3 \times 9$  correspondente, onde os quadrados negros representam os locais dos pares ordenados, e suas portadoras de transmissão dependem em quais linhas elas estão localizadas (YANG; KWONG, 2002).

$f_2$									
$f_1$									
$f_0$									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8

**Figura A.1:** Uma matriz  $3 \times 9$ , onde os quadrados negros representam seus pares ordenados. Os números horizontais e verticais na matriz representam a posição de chip e portadoras de transmissão dos pares ordenados, respectivamente.

## A.6 *Prime Code por Salto em Portadora de Vários Comprimentos (Multilength Carrier-Hopping Prime Code)*

A maioria dos estudos sobre os códigos por salto em portadora são baseados na suposição que existe somente um tipo de meio em um sistema e as taxas de sinalização entre usuários são iguais. É esperado, no entanto, que sistemas futuros suportem uma ampla variedade de serviços (dados, voz, imagem e vídeo, por exemplo); usuários com diferentes taxas de sinalização e exigências de QoS serão acomodados simultaneamente. O uso somente de códigos por salto em portadora de comprimento constante pode não ser capaz de servir suficientemente a essas multitaxas, sistemas multimídia. Utilizando códigos de vários comprimentos, a taxa e qualidade do serviço podem ser dinamicamente combinados às necessidades dos usuários através da designação de matrizes por salto em portadora de comprimentos diferentes. Apesar de um código de vários comprimentos possa ser gerado simplesmente combinando matrizes de comprimentos diferentes na mesma família de código (por exemplo, utilizando diferentes números primos e  $k$ -valores no *prime code* por salto em portadora), tal método geralmente resulta num código de vários comprimentos com pobres propriedades de correlação.

Olhando para essa questão, o *prime code* por salto em portadora de vários comprimentos é construído modificando-se o *prime code* por salto em portadora de comprimento constante numa forma que as portadoras em toda matriz do código de vários comprimentos são utilizados somente uma vez. Como resultado, o código de vários comprimentos tem um valor máximo de correlação cruzada de um (YANG; KWONG, 2002).

## A.7 Prime Code Concatenado (*Concatenated Prime Code*)

Acesso múltiplo por divisão de código por salto em frequência (*Frequency Hopping Code Division Multiple Access*, FH-CDMA) tem ganhado significativa atenção nos últimos anos como uma tecnologia promissora para sistemas sem fio. No sistema FH-CDMA, matrizes FH são usadas para especificar as frequências transmissoras em dadas posições de chip. A modulação por chaveamento de frequência de vários níveis (*Multilevel Frequency-Shift Keying*, MFSK) possui um esquema que pode ser utilizado em sistemas FH-CDMA a fim de fazer detecção incoerente efetiva praticável. Para implementar MFSK nos sistemas FH-CDMA, cada matriz FH deve ser facilmente distinguível de suas próprias versões de frequências deslocadas assim como de versões deslocadas no tempo e frequência de outras matrizes. Estas duas exigências no projeto de matrizes FH para sistemas MFSK/FH-CDMA podem ser equivalentemente apresentadas como as restrições de autocorrelação e correlação cruzada (YANG; KWONG, 2002).

## A.8 Prime Code de Multiportadora (*Multicarrier Prime Code*)

Os códigos por salto em portadora apresentados assumem no máximo um salto por posição de chip. Para proporcionar melhor proteção contra desvanecimento em sistemas FH-CDMA sem fio, é apresentada uma família de códigos FH de multiportadora a seguir.

A construção do *prime code* de multiportadora começa com o campo de Galois  $GF(p)$  de um número primo  $p$ . Como dado em (2.3), uma sequência *prime*  $S_a = (s_{a,0}, s_{a,1}, \dots, s_{a,b}, \dots, s_{a,p-1})$  é construída por

$$s_{a,b} = a \cdot b \pmod{p} \quad (\text{A.4})$$

onde  $a$  e  $b$  estão ambos em  $GF(p)$ . Uma matriz FH do *prime code* de multiportadora

$$U_{a,b} = \begin{pmatrix} \{u_{a,b,0,0}, u_{a,b,0,1}, \dots, u_{a,b,0,p-1}\} \\ \{u_{a,b,1,0}, u_{a,b,1,1}, \dots, u_{a,b,1,p-1}\} \\ \vdots \\ \{u_{a,b,p-1,0}, u_{a,b,p-1,1}, \dots, u_{a,b,p-1,p-1}\} \end{pmatrix} \quad (\text{A.5})$$

é construída ajustando cada elemento  $u_{a,b,i,j}$  [para  $i$  e  $j$  ambos em  $GF(p)$ ], de

acordo com a regra

$$u_{a,b,i,j} = f_{s_{a,j} \oplus s_{(s_y,b),i}, s_{a,i} \oplus s_{b,j}} \quad (\text{A.6})$$

Cada elemento  $u_{a,b,i,j}$  representa uma frequência de transmissão distinta  $f_{m,n}$  na  $i$ -ésima banda de frequência e  $i$ -ésima posição de chip na matriz  $U_{a,b}$  onde  $m = s_{a,j} \oplus s_{(s_y,b),i}$  e  $n = s_{a,i} \oplus s_{b,j}$  estão ambos em  $GF(p)$ ,  $(a,b) \neq (0,0)$ ,  $y = \{1, 2, \dots, p-1\} \setminus \{A\}$ , e " $\oplus$ " denota uma adição módulo- $p$ .  $\{A\}$  é um conjunto do número  $q$  que satisfaz a condição

$$q = \frac{1}{r^2} \pmod{p} \quad (\text{A.7})$$

onde  $r = \{1, 2, \dots, (p-1)/2\}$ .

De acordo com a construção, cada linha em  $U_{a,b}$  representa uma banda de frequência desarticulada e há no total  $p$  frequências distintas por linha. Em outras palavras, há  $p$  frequências transmissoras em cada posição de chip e num total de  $p^2$  frequências distintas ( $f_{0,0}, f_{0,1}, \dots, f_{0,p-1}, f_{1,0}, f_{1,1}, \dots, f_{1,p-1}, \dots, f_{m,n}, \dots, f_{p-1,0}, f_{p-1,1}, \dots, f_{p-1,p-1}$ ) em cada uma das  $p$  bandas de frequência desarticuladas. Como resultado, são geradas  $p^2 - 1$  matrizes multiportadoras, cada uma de tamanho  $p^3 \times p$ , peso  $p^2$ , e comprimento  $p$ . A Tabela A.5 mostra os valores  $y$  legítimos que podem ser utilizados para obter  $u_{a,b,i,j}$  para vários números primos.

**Tabela A.5:** Valores  $y$  legítimos para vários números primos

$p$	$y$
3	2
5	2 3
7	3 5 6
11	2 6 7 8 10
13	2 5 6 7 8 11
17	3 5 6 7 10 11 12 14
19	2 3 8 10 12 13 14 15 18
23	5 7 10 11 14 15 17 19 20 21 22
29	2 3 8 10 11 12 14 15 17 18 19 21 26 27
31	3 6 11 12 13 15 17 21 22 23 24 26 27 29 30
37	2 5 6 8 13 14 15 17 18 19 20 22 23 24 29 31 32 35

Utilizando  $p = 3$  e  $y = 2$  como um exemplo, as três seqüências *prime* são  $S_0 = (0, 0, 0)$ ,  $S_1 = (0, 1, 2)$ , e  $S_2 = (0, 2, 1)$ . O *prime code* de multiportadora correspondente tem oito matrizes,  $U_{a,b}$ , de tamanho  $27 \times 3$  e peso 9, onde  $a$  e  $b$  estão ambos em  $GF(3)$  e  $(a,b) \neq (0,0)$ .

As matrizes seguintes correspondem aos dois exemplos apresentados na Figura

A.2:

$$U_{1,1} = \begin{pmatrix} \{f_{0,0}, f_{1,1}, f_{2,2}\} \\ \{f_{2,1}, f_{0,2}, f_{1,0}\} \\ \{f_{1,2}, f_{2,0}, f_{0,1}\} \end{pmatrix} \quad (\text{A.8})$$

$$U_{2,0} = \begin{pmatrix} \{f_{0,0}, f_{2,0}, f_{1,0}\} \\ \{f_{0,2}, f_{2,2}, f_{1,2}\} \\ \{f_{0,1}, f_{2,1}, f_{1,1}\} \end{pmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Utilizando  $p = 5$  e  $y = 2$ , o *prime code* de multiportadora correspondente possui 24 matrizes,  $U_{a,b}$ , de tamanho  $125 \times 5$  e peso 25, onde  $a$  e  $b$  estão ambos em  $GF(5)$  e  $(a, b) \neq (0, 0)$ . As matrizes seguintes são dois exemplos das 24 matrizes:

$$U_{2,3} = \begin{pmatrix} \{f_{0,0}, f_{2,3}, f_{4,1}, f_{1,4}, f_{3,2}\} \\ \{f_{1,2}, f_{3,0}, f_{0,3}, f_{2,1}, f_{4,4}\} \\ \{f_{2,4}, f_{4,2}, f_{1,0}, f_{3,3}, f_{0,1}\} \\ \{f_{3,1}, f_{0,4}, f_{2,2}, f_{4,0}, f_{1,3}\} \\ \{f_{4,3}, f_{1,1}, f_{3,4}, f_{0,2}, f_{2,0}\} \end{pmatrix} \quad (\text{A.10})$$

$$U_{4,1} = \begin{pmatrix} \{f_{0,0}, f_{4,1}, f_{3,2}, f_{2,3}, f_{1,4}\} \\ \{f_{2,4}, f_{1,0}, f_{0,1}, f_{4,2}, f_{3,3}\} \\ \{f_{4,3}, f_{3,4}, f_{2,0}, f_{1,1}, f_{0,2}\} \\ \{f_{1,0}, f_{0,3}, f_{4,4}, f_{3,0}, f_{2,1}\} \\ \{f_{3,1}, f_{2,2}, f_{1,3}, f_{0,4}, f_{4,0}\} \end{pmatrix} \quad (\text{A.11})$$

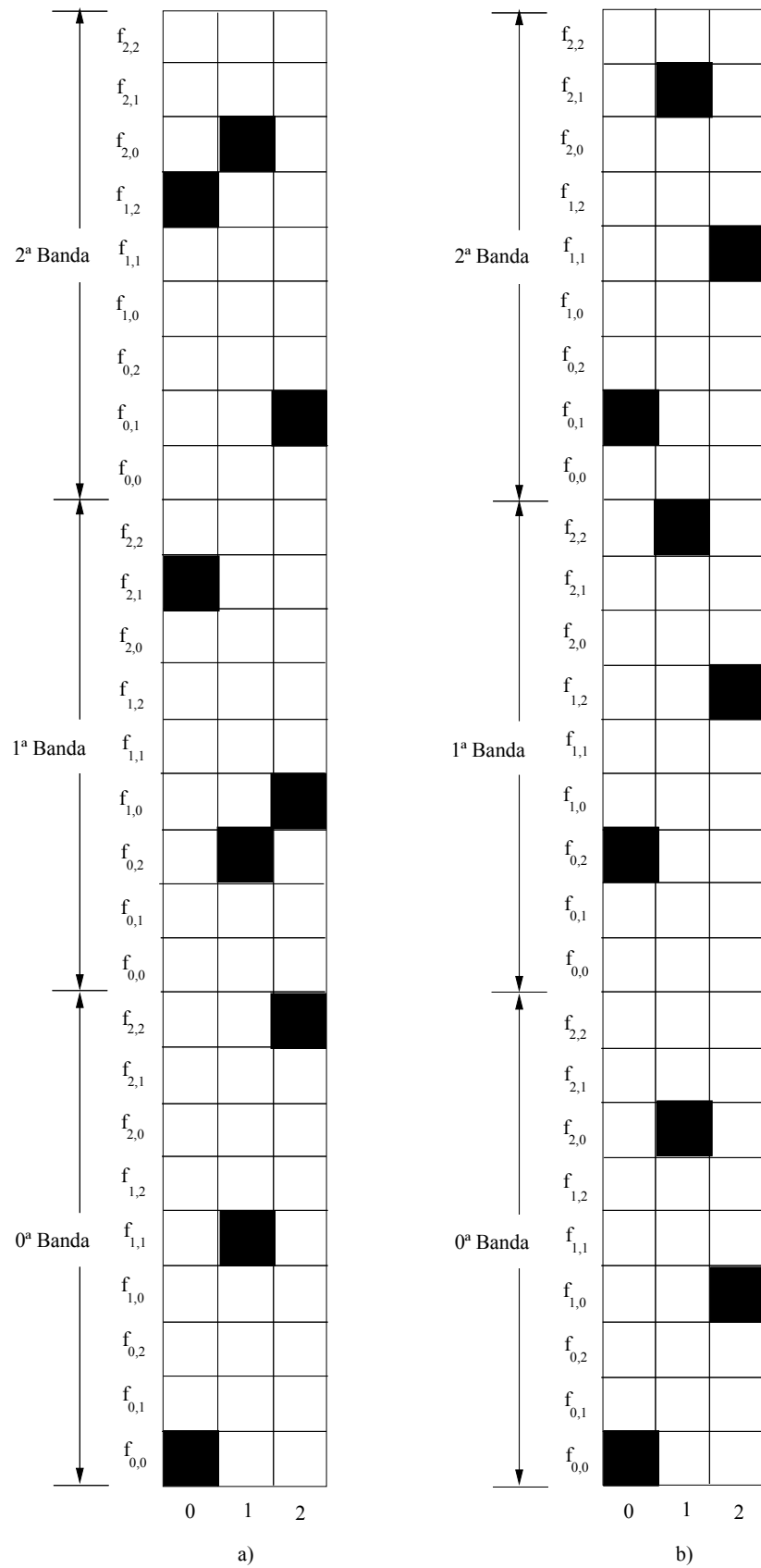


Figura A.2: Matrizes FH a)  $U_{1,1}$ , e b)  $U_{2,0}$  do prime code de multiportadora sobre  $GF(3)$  com  $y = 2$ .

## Apêndice B – Pseudo-Código PSO

---

### Algoritmo 1 CONTROLE DE POTÊNCIA VIA PSO PARA SISTEMAS P-OCDMA

---

**Input:**  $K, P_{\max}, P_{\min}, \mathcal{P}, G, \omega, c_1, c_2, V_{\max}$ ;     **Output:**  $\hat{\mathbf{b}}$   
 início

1. inicializa a primeira população:  $t = 0$ ;  
 $\mathbf{B}[0] \sim \mathcal{U}[P_{\min}; P_{\max}]$  onde  $\mathbf{B}$  tem dimensão  $K \times \mathcal{P}$   
 $\mathbf{b}_i[0] = \mathbf{x}_i[0]$  e  $\mathbf{b}_g[0] = \mathbf{b}^{\text{cMFB}}$ ;  
 $\mathbf{v}_i[0] = \mathbf{0}$ : velocidade inicial nula;
2. enquanto  $t \leq G$ 
  - a. calcule  $f(\mathbf{x}_i[t]), \forall \mathbf{x}_i[t] \in \mathbf{B}[t]$ , usando (4.16);
  - b. atualização da velocidade  $\mathbf{v}_i[t], i = 1, \dots, \mathcal{P}$ , via (4.17);
  - c. atualização das melhores posições:
    - para  $i = 1, \dots, \mathcal{P}$ 
      - se  $f(\mathbf{x}_i[t]) > f(\mathbf{b}_i^{\text{best}}[t]), \mathbf{b}_i[t+1] \leftarrow \mathbf{x}_i[t]$
      - então  $\mathbf{x}_i[t+1] \leftarrow \mathbf{b}_i^{\text{best}}[t]$
    - fim
    - se  $\exists \mathbf{x}_i[t]$  tal que  $[f(\mathbf{x}_i[t]) > f(\mathbf{b}_g[t])] \wedge$   
 $[f(\mathbf{x}_i[t]) > f(\mathbf{x}_j[t]), j \neq i],$   
 $\mathbf{b}_g[t+1] \leftarrow \mathbf{x}_i[t]$
    - então  $\mathbf{b}_g[t+1] \leftarrow \mathbf{b}_g[t]$
    - d. nova população swarm  $\mathbf{B}[t+1]$ , eq. (4.17);
    - e. faça  $t = t + 1$ .
  3.  $\hat{\mathbf{b}} = \mathbf{b}_g[G]$ .  
 fim

---

$K$ : número de usuários

$P_{\max}, P_{\min}$ : potências máximas e mínimas permitidas

$\mathcal{P}$ : tamanho da população swarm.

$G$ : número máximo de iterações.

$\omega$ : peso inercial.

$c_1$ : coeficiente de aceleração individual.

$c_2$ : coeficiente de aceleração global.

$V_{\max}$ : limitação para a velocidade.

$\mathbf{b}_i^{\text{best}}[t]$ : melhor posição individual até a iteração anterior.

$f(\mathbf{x}_i[t])$ : cálculo utilizando uma das funções custo discutidas na Seção 4.1, especialmente a função da equação (4.16).

---

# Referências

- ABBADE, M. *Contribuição para o Estudo de Não-Linearidades em Fibra Ópticas Monomodo*. Tese (Doutorado) — Faculdade de Engenharia Elétrica e Engenharia da Computação da Universidade Estadual de Campinas, 2001.
- AGRAWAL, G. *Nonlinear Fiber Optics*. London: Academic Press, 1995.
- AGRAWAL, G. P. *Fiber-Optic Communication Systems*. New York: Wiley-Interscience, 2002.
- BENVENUTO, N.; CHERUBINI, G. *Algorithms for Communications Systems and their Applications*. England: John Wiley & Sons, 2002.
- BOYD, S.; VANDENBERGHE, L. *Convex Optimization*. New York: Cambridge, 2004.
- CHANG, P.-H.; LIAO, S.-C.; CHEN, J.-R. Design and performance analysis of a hybrid ocdma/wdma system with the sub-band application. In: IEEE. *Fourth International Conference on Communications and Networking in China, 2009. ChinaCOM 2009*. Xi'an, 2009. p. 1.
- COOPER, G. R.; NETTLETON, R. W. A spread spectrum technique for high-capacity mobile communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, VT-27, n. 4, p. 264–275, Nov 1978.
- DURAND, F. R. *Contribuições ao Estudo de Redes Ópticas Híbridas WDM/OCDM*. Tese (Doutorado) — Faculdade de Engenharia Elétrica e Engenharia da Computação da Universidade Estadual de Campinas, 2007.
- DURAND, F. R.; GALDINO, L.; BONANI, L. H.; ABBADE, M. L. F.; BARBOSA, F. R.; MOSCHIM, E. *The effects of polarization mode dispersion on 2D wavelength-hopping time spreading code routed networks*. 2010. Accepted Jan. 2010.
- DURAND, F. R.; LIMA, M.; CÉSAR, A.; MOSCHIM, E. Impact of PMD on hybrid WDM/OCDM networks. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 17, n. 12, p. 2787–2789, December 2005.
- ELKAMCHOUCI, H. M.; ELRAGAL, H. M.; MAKAR, M. A. Power control in CDMA system using particle swarm optimization. In: IEEE. *24th NATIONAL RADIO SCIENCE CONFERENCE (NRSC 2007)*. Cairo, 2007. p. 1–8.
- ELMUSRATI, M. S. *Power Control and MIMO Beamforming in CDMA Mobile Communication Systems*. Helsink, August 2002.
- E.MUTAFUNGWA. Comparative analysis of the traffic performance of fiber-impairment limited WDM and hybrid OCDM/WDM networks. *Photonic Network Communications*, v. 13, p. 53–66, 2007.

- FRIGYES, I. CDMA in optics. In: IEEE. *2006 IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*. Manaus, 2006. p. 452–457.
- GALOIS, E. Sur la théorie des nombres. *Bulletin des Sciences mathématiques XIII*, p. 428, 1830.
- GILHOUSEN, K. S.; JACOBS, I. M.; PADOVANI, R.; VITERBI, A. J.; WEAVER, L. A.; WHEATLEY III, C. E. On the capacity of a cellular CDMA system. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 40, n. 2, p. 303–312, May 1991.
- GROSS, T. J.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Algoritmo de controle de potência distribuído fundamentado no modelo populacional de verhulst. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, v. 20, n. 2, p. 59–74, 2006.
- GROSS, T. J.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Distributed power control algorithm for multiple access systems based on verhulst model. Feb. 2009. Submission process.
- HUGHES, D. R.; HENDRICKS, D. Spread-spectrum radio. *Scientific American*, p. 94–96, Apr 1998.
- IVERSEN, K.; HAMPICKE, D. Comparison and classification of all-optical CDMA system for future telecommunication networks. In: PROC. *SPIE 2614*. Philadelphia, 1995.
- JACOBSEN, G. *Noise in Digital Optical Systems*. Norwood: Artech House, 1994.
- KANDUKURI, S.; BOYD, S. Simultaneous rate and power control in multirate multimedia CDMA systems. In: IEEE. *6th International Symposium on Spread-Spectrum Techniques & Applications*. New Jersey, USA, 2000. p. 570–574.
- KARAFOLAS, N.; UTTAMCHANDANI, D. Optical fiber code division multiple access networks: A review. *Optical Fiber Technology*, n. 2, p. 149–168, Feb 1996.
- KARMARKAR, N. A new polynomial-time algorithm for linear programming. *Combinatorica*, p. 373–395, 1984.
- KENNEDY, J.; EBERHART, R. C. *Swarm Intelligence*. San Francisco: Morgan Kaufmann, 2001.
- KHAZRAEI, S.; PAKRAVAN, M.; AMINZADEH-GOHARI, A. Analysis of power control for indoor optical wireless code-division multiple access networks using on-off keying and binary pulse position modulation. *IET Communications*, v. 4, p. 1919, November 2010.
- KITAYAMA, K.; SOTOBAYASHI, H.; WADA, N. Optical code division multiplexing (OCDM) and its applications to photonic networks. *IEICE Transactions Fundamentals*, E82 A, n. 12, p. 2616–2626, Dec 1999.
- KWONG, W.; PRUCNAL, P.; PERRIER, P. Synchronous versus asynchronous CDMA for fiber-optic LANs using optical signal processing. In: IEEE. *Global Telecommunications Conference GLOBECOM 89*. Dallas, 1989. v. 2, p. 1012–1016.

- LAM, C. F. To spread or not to spread: the myths of optical CDMA. In: IEEE. *Lasers and Electro-Optics Society 2000. 13th Annual Meeting*. Rio Grande, 2000. v. 2, p. 810–811.
- MESTDAGH, D. J. G. *Fundamentals of Multiaccess Optical Fiber Networks*. London: Artech House, 1995.
- MOUSTAFA, M.; HABIB, I.; NAGHSHINEH, M. Genetic algorithm for mobiles equilibrium. In: IEEE. *MILCOM 2000. 21st Century Military Communications Conference Proceedings*. Los Angeles, 2000. v. 1, p. 70–74.
- NESTEROV, Y.; NEMIROVSKII, A. Interior-point polynomial methods in convex programming. Philadelphia, PA, v. 13, 1994.
- NOLAN, D.; CHE, X.; LI, M. Fibers with low polarization-mode dispersion. *Journal of Lightwave Technology*, v. 22, n. 4, p. 1066–1077, Apr 2004.
- PARSOPOULOS, K. E.; VRAHATIS, M. N. *Intelligent technologies: theory and applications*. Greece: IOS Press, 2002.
- PAVEL, L. A noncooperative game approach to OSNR optimization in optical networks. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 51, n. 5, p. 848–852, May 2006.
- PAVEL, L. OSNR optimization in optical networks: Modeling and distributed algorithms via a central cost approach. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 24, n. 4, p. 54–65, April 2006.
- PICKHOLTZ, R. L.; SCHILLING, D. L.; MILSTEIN, L. B. Theory of spread spectrum communications - a tutorial. *IEEE Transactions on Communications*, COM-C30, n. 5, p. 855–884, May 1982.
- POOR, H. V.; RUSH, L. A. A promising multiplexing technology for cellular telecommunications: Narrowband interference suppression in spread spectrum CDMA. *IEEE Personal Commun.*, p. 14–27, Third Quarter 1994.
- PRUCNAL, P. R.; SANTORO, M. A.; FAN, T. R. Spread spectrum fiberoptic local area network using optical processing. *Journal of Lightwave Technology*, v. 4, p. 547–554, May 1986.
- RAMASWAMI, R.; SIVARAJAN, K. N.; SASAKI, G. H. *Optical Networks: A Practical Perspective*. 3rd. ed. Burlington: Morgan Kaufmann, 2009.
- REFI, J. Optical fibers for optical networking. *Bell Labs Technical Journal*, p. 246–261, Jan/Mar 1999.
- SANCHES, A. L.; JR., J. V. dos R.; BORGES, B. V. Analysis of high-speed optical wavelength/time CDMA networks using pulse-position modulation and forward error correction techniques. *Journal of Lightwave Technology*, v. 27, n. 22, p. 5134–5144, November 2009.
- SANTOS FILHO, R. V. B. d. *Análise de Sistemas CDMA Ópticos*. Dissertação (Mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2006.

- SMITH, P. W. On the role photonics switching in future communications systems. In: IEEE. *International Conference on Communications, ICC Proc.* Washington, 1987. p. 1570–1574.
- SOTOBAYASHI, H.; CHUJO, W.; KITAYAMA, K. Highly spectral-efficient optical code-division multiplexing transmission system. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 10, n. 2, p. 250–258, Mar./Apr. 2004.
- STÁBILE FILHO, M.; DURAND, F.; CIRIACO, F.; ABRÃO, T. Controle de potência em redes OCDMA estrela de múltiplo acesso via modelo de verhulst. In: SBRT. *XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*. Blumenau, SC, 2009. p. 1–6.
- STOK, A.; SARGENT, E. H. Lighting the local area: Optical code-division multiple-access and quality of service provisioning. *IEEE Network*, v. 14, n. 6, p. 42, Nov./Dec. 2000.
- STRAND, J.; CHIU, A.; R.TKACH. Issues for routing in the optical layer. *IEEE Communications Magazine*, p. 81–87, Feb 2001.
- TARHUNI, N.; KORHONEN, T.; ELMUSRATI, M.; MUTAFUNGWA, E. Power control of optical CDMA star networks. *Optics Communications*, v. 259, p. 655–664, 2006.
- TARHUNI, N. G.; ELMUSRATI, M. S.; KORHONEN, T. O. Nonlinear power control for asynchronous fiber-optic CDMA networks. In: IEEE. *ICC 2006*. Istanbul, 2006. p. 2782–2786.
- TARHUNI, N. G.; ELMUSRATI, M. S.; KORHONEN, T. O.; MUTAFUNGWA, E. Multi-access-interference mitigation using power control in optical-CDMA star network. In: IEEE. *International Conference on Communications, ICC'05*. Seoul, 2005. v. 3, p. 1593–1597.
- VERHULST, P. F. Notice sur la loi que la population poursuit dans son accroissement. *Correspondance mathématique et physique*, p. 10:113–10:121, 1838.
- XIAO, X. *Technical, Commercial and Regulatory Challenges of QoS: An Internet Service Model Perspective*. Burlington: Morgan Kaufmann, 2008.
- YANG, C.-C.; HUANG, J. F.; HSU, T.-C. Differentiated service provision in optical CDMA network using power control. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 20, n. 20, p. 1664–1666, October 2008.
- YANG, G. C.; KWONG, W. Performance analysis of optical CDMA with prime codes. *Electronics Letters*, v. 31, p. 569–570, March 1995.
- YANG, G.-C.; KWONG, W. C. *Prime codes with applications to CDMA optical and wireless networks*. Boston, MA: Artech House, 2002.
- YASHIMA, H.; KOBAYASHI, T. OCDMA with time-hopping and power control for multimedia networks. *Journal of Lightwave Technology*, v. 21, n. 3, p. 695, March 2003.

YIN, H.; RICHARDSON, D. J. *Optical code division multiple access communication networks: theory and applications*. Berlin: Springer-Verlag GmbH and Tsinghua University Press, 2009.

ZHENG, Y.; YANG, B.-J.; ZHANG, X.-G. Analytical theory for pulse broadening induced by all-order polarization mode dispersion combined with frequency chirp and group-velocity dispersion. *Optical and Quantum Electronics*, v. 35, n. 7, p. 725–734, January 2003.

ZHU, Q.; PAVEL, L. Enabling differentiated services using generalized power control model in optical networks. *IEEE Transactions on Communications*, v. 57, n. 9, p. 2570–2575, Sep 2009.