UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

*SISTEMAS CDMA ÓPTICOS COERENTES BASEADOS
EM CODIFICAÇÃO DE FASE ESPECTRAL*

AUTOR: Pedro Luiz Lima Bertarini

ORIENTADOR: Prof. Dr. Ben-Hur Viana Borges

Tese apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da USP como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Ciências, na área de Engenharia Elétrica.

São Carlos – SP

2012

Trata-se da versão corrigida da tese. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

B536s Bertarini, Pedro Luiz Lima
Sistemas CDMA ópticos coerentes baseados em
codificação de fase espectral / Pedro Luiz Lima
Bertarini; orientador Ben-Hur Viana Borges. São Carlos,
2012.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em
Telecomunicações -- Escola de Engenharia de São Carlos
da Universidade de São Paulo, 2012.

1. Acesso múltiplo por divisão de código em domínio
óptico (OCDMA). 2. Códigos ópticos. 3. Sistemas de
comunicação ópticos. 4. Codificação espectral de fase.
I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **PEDRO LUIZ LIMA BERTARINI**.

Título da tese: "Sistemas CDMA ópticos coerentes baseados em codificação de fase espectral".

Data da defesa: 11/12/2012

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Associado **Ben-Hur Viana Borges (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

APROVADO

Prof. Titular **Amílcar Careli César**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

APPROVADO

Prof. Dr. **Gustavo Fraidenraich**
(Universidade Estadual de Campinas/UNICAMP)

APROVADO

Prof. Dr. **Marcelo Luís Francisco Abbade**
(Pontifícia Universidade Católica de Campinas/PUC-Campinas)

APPROVADO

Prof. Associado **Cleber Renato Mendonça**
(Instituto de Física de São Carlos/USP)

APPROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Presidente da Comissão de Pós-Graduação:

Prof. Titular **Denis Vinicius Coury**

92010235
Serviço de Pós-Graduação
Protocolo nº 11/12/2012
11/12/2012

*Aos meus pais e heróis,
Luiz Antônio e Maria Isabel.*

"Tudo vale a pena se a alma não é pequena"

Fernando Pessoa

Agradecimentos

À Deus, pela vida.

Aos meus pais, Luiz Antônio e Maria Isabel, pelos exemplos de caráter, honestidade e dedicação e que nunca pouparam esforços para me ajudar e incentivar em todas etapas e decisões da minha vida, e das vidas de meus irmãos. Muito obrigado pelo amor, sabedoria e pela luz em momentos de escuridão. Amo vocês!

Aos meus irmãos Diogo e Fernanda, pelo apoio e carinho incondicionais. E à minha cunhada Lucimara, pela força e otimismo.

À minha namorada Mariana, pelos incentivos e pelos ótimos momentos juntos nesses últimos meses de doutorado.

Ao meu orientador e amigo, professor Dr. Ben-Hur, pelos ensinamentos e ajuda na condução deste trabalho, e pelo exemplo de dedicação à ciência.

Ao professor Dr. Sérgio Zilio, pelas ideias e sugestões que motivaram a pesquisa de geração de luz supercontínua com pulsos com fase modulada.

Aos meus amigos Anderson Sanches e Emiliano Martins, que diretamente contribuíram para o desenvolvimento deste projeto.

A todos os meus amigos e familiares que compartilharam momentos de aflição e de conquistas.

A todos os outros professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica que contribuíram para minha formação desde a graduação.

À FAPESP, pelo auxílio financeiro para realização desta pesquisa.

À Universidade de São Paulo, Escola de Engenharia de São Carlos, Departamento de Engenharia Elétrica, pela oportunidade concedida.

Resumo

BERTARINI, P. L. L. (2012). Sistemas CDMA Ópticos Coerentes Baseados em Codificação de Fase Espectral. Tese (doutorado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2012.

Este trabalho faz uma extensa e detalhada análise de sistemas ópticos coerentes baseados na tecnologia de acesso múltiplo por divisão de código, com ênfase naqueles em que o processo de codificação do sinal óptico é realizado por meio de deslocamentos de fase no domínio espectral (SPECTS-OCDMA). Apesar de ser um estudo numérico, esforços são concentrados na tentativa de aproximar estes cenários simulados aos cenários mais realistas, implementados em laboratórios.

Nesse contexto, levando em consideração o impacto dos efeitos dispersivos e não-lineares da fibra óptica em sistemas SPECTS-OCDMA, são modelados diversos dispositivos que constituem o sistema de recepção do sinal óptico (*nonlinear optical loop mirror* e *nonlinear threshold*), e mostradas suas influências no desempenho do sistema. Isso permite identificar o exato grau de interferência que cada código de uma determinada família de códigos causa nos outros códigos da mesma família. Esta análise é diferente de tudo previamente reportado para os sistemas OCDMA, porque até então sempre se supôs que todos os códigos de uma mesma família têm o mesmo desempenho.

Também é demonstrado que uma escolha ótima do conjunto de códigos reduz consideravelmente a taxa de erro de bit (BER). Os conjuntos ótimos de códigos são obtidos em termos do padrão de interferência causado por todos os códigos no usuário de interesse. Isso permite mostrar que o uso de conjuntos ótimos de códigos não só melhora o desempenho geral do sistema em termos de BER, mas também elimina a quebra de ortogonalidade (nunca levada em consideração em análises anteriores de sistemas OCDMA) devido à diafonia (*crosstalk*). Este aspecto também é resolvido com detalhes neste trabalho uma vez que ele compromete seriamente a segurança do sistema contra espões (intencionais e não intencionais).

Ainda visando a modelagem de dispositivos voltados para sistemas ópticos coerentes, também foi investigado neste trabalho a evolução de pulsos ultracurtos e de

alta potência (com fase modulada no domínio espectral) em fibras altamente não-lineares. Esse fenômeno conhecido por geração de luz supercontínua é caracterizado por um forte alargamento espectral induzido por efeitos não-lineares no meio óptico, e que encontra uma grande variedade de aplicações, como tomografia por coerência óptica, espectroscopia e metrologia de frequência. Entretanto, o ajuste do espectro obtido após a propagação para uma dessas aplicações requer uma escolha correta da fibra óptica e da fonte de pulsos ultracurtos utilizados. Uma vez que esses parâmetros estão definidos, fica muito difícil conseguir um ajuste fino do espectro obtido. Dessa forma, a vantagem da utilização de pulsos modulados é a possibilidade de se realizar uma sintonia fina do espectro obtido para uma aplicação desejada. Além disso, essa técnica permite a geração de pentes de frequências ópticos (*optical frequency combs*) sintonizáveis.

Palavras-chave: Acesso Múltiplo por Divisão de Código em domínio Óptico (OCDMA), códigos ópticos, sistemas de comunicações ópticos, codificação espectral de fase.

Abstract

BERTARINI, P. L. L. (2012). Coherent Optical CDMA Systems Based on Spectral Phase Coding. Thesis (PhD) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2012.

In this work we perform a comprehensive analysis of a spectral phase-encoded time spreading optical code division multiple access (SPECTS-OCDMA) system. Despite being a numerical study, efforts were concentrated on the investigation of more realistic scenarios using as much information as possible from implemented test-beds in laboratories.

In this context, after take into account the impact of dispersive and nonlinear effects of optical fiber in SPECTS-OCDMA systems, some devices of the optical signal reception subsystem are modeled (nonlinear optical loop mirror and nonlinear threshold), and their influences on system performance are shown.

This allowed for the first time in the OCDMA literature the identification of the exact degree of interference that each code of a particular family of codes causes on other codes of the same family. This analysis considerably advances the common sense adopted in the literature in which all codes of the same family perform equally.

It is demonstrated that an adequate (optimal) choice of codes can reduce considerably the bit error rate (BER). The optimal code-sets are obtained in terms of the interference pattern caused by every code on the code of interest. Furthermore, it is shown that the use of optimal code-sets not only improves the overall system performance in terms of BER, but also eliminates the orthogonality failure (never accounted for in previous OCDMA analysis) due to crosstalk. This issue is also addressed in details in this work since it seriously compromises the security of the system against (intentional or unintentional) eavesdroppers.

Still aiming at modeling devices for coherent optical systems, it is investigated the evolution of ultrashort high-power pulses (spectrally phase modulated) in high nonlinear fibers. This phenomenon known as supercontinuum generation is characterized by strong spectral broadening induced by nonlinear effects in optical medium, and finds a wide range of applications such as optical coherence tomography, spectroscopy and frequency metrology. However, tailoring the supercontinuum (SC) spectra to a specific application

requires the correct choice of the optical fiber and the ultrashort pulse source. Once these parameters are defined, it becomes very difficult to achieve a fine tune of the generated spectra. Therefore, an alternative is to phase modulate the input pulse to adjust the generated spectra to a specific application. Also, we show that this technique allow us to generate tunable optical frequency combs simply by adjusting the modulation parameters.

Index-Terms: Code Division for Multiple Access in Optical domain (OCDMA), code in optical domain, optical communication systems, spectral phase coding.

Sumário

AGRADECIMENTOS.....	VII
RESUMO.....	IX
ABSTRACT	XI
LISTA DE FIGURAS	XV
LISTA DE TABELAS	XX
LISTA DE ACRÔNIMOS.....	XXI
LISTA DE PUBLICAÇÕES	XXIII
CAPÍTULO 1	1
INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO 2	5
REVISÃO BIBLIOGRÁFICA – SISTEMAS OCDMA	5
2.1 Codificação de intensidade no domínio temporal	6
2.2 Codificação de intensidade no domínio espectral.....	8
2.3 Codificação espacial.....	11
2.4 Codificação de fase espectral	12
2.5 Sistemas OCDMA híbridos	14
2.5.1 Combinando Codificação em Tempo e Espaço	14
2.5.2 Combinando Codificação em Tempo e Frequência.....	15
CAPÍTULO 3	20
SISTEMAS OCDMA COERENTES	20
3.1 Sistemas OCDMA com codificação de fase espectral	20
3.2 Sistemas OCDMA com codificação de fase temporal	22
3.3 Codificadores e decodificadores para sistemas SPECTS-OCDMA	24
3.3.1 Codificadores e decodificadores espectrais de espaço livre	25
3.3.2 Arranjo de fase imageado virtualmente -VIPA (virtually imaged phased array)	27
3.3.3 Codificadores e decodificadores espectrais de ondas guiadas	28
3.3.4 AWGS e integração óptica.....	29
3.3.5 Micro-ressoadores em anel	29
CAPÍTULO 4	32
IMPLEMENTAÇÃO NUMÉRICA DO SISTEMA SPECTS-OCDMA	32
4.1 NOLM	45
4.2 Nonlinear Thresholder.....	51
4.3 Sistema SPECTS-OCDMA com NOLM e thresholder.....	58
CAPÍTULO 5	66
ANÁLISE DE DESEMPENHO DE SISTEMAS SPECTS-OCDMA	66
5.1 Largura do pulso inicial e do pulso de controle.....	68
5.2 Taxa de transmissão e Interferência Inter-Simbólica (ISI)	71
CAPÍTULO 6	75
SELEÇÃO ÓTIMA DE CONJUNTO DE CÓDIGOS E ASPECTOS DE SEGURANÇA EM SISTEMAS SPECTS-OCDMA	75

6.1 Códigos Walsh-Hadamard.....	76
6.2 Códigos m-sequence	88
CAPÍTULO 7	103
GERAÇÃO DE LUZ SUPERCONTÍNUA EM FIBRAS <i>TAPERED</i>	103
7.1 Influência da região de transição da fibra tapered	104
7.2 Influência dos parâmetros de modulação espectral	110
7.3 Geração de pentes de frequências ópticas (<i>optical frequency combs</i>).....	113
CAPÍTULO 8	119
CONCLUSÃO.....	119
8.1 Trabalhos futuros.....	120
APÊNDICE A.....	122
EQUAÇÃO NÃO-LINEAR DE SCHRÖDINGER (NLSE).....	122
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	128

Lista de Figuras

FIGURA 1-1 – ESQUEMAS DE ACESSO MÚLTIPLO PARA N USUÁRIOS, SENDO B A LARGURA DE FAIXA DE MODULAÇÃO E T A LARGURA TEMPORAL DE UM QUADRO, E AS RESPECTIVAS DIMENSÕES DE TEMPO(T), FREQUÊNCIA(F) E CÓDIGO(C): A) FDMA OU WDMA, B) TDMA, C) CDMA.....	3
FIGURA 3-1 – DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM SISTEMA OCDMA COM CODIFICAÇÃO DE FASE ESPECTRAL (SPECTS-OCDMA).....	21
FIGURA 3-2 – DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM SISTEMA OCDMA COM CODIFICAÇÃO DE FASE TEMPORAL (TPC-OCDMA).	23
FIGURA 3-3 – CODIFICADOR E DECODIFICADOR UTILIZANDO REDES DE DIFRAÇÃO PARA PULSOS ULTRACURTOS EM SISTEMAS OCDMA COM CODIFICAÇÃO ESPECTRAL DE FASE.....	26
FIGURA 3-4 – ILUSTRAÇÃO DO <i>VIRTUALLY IMAGED PHASED ARRAY</i> (VIPA).	29
FIGURA 3-5 - (A) FILTRO SINTONIZÁVEL UTILIZANDO MICRO-RESSOADORES EM ANEL [110]. (B) CIRCUITO ÓPTICO DO CODIFICADOR ESPECTRAL DE FASE DE 16 CHIPS BASEADO EM MRRs [110].	30
FIGURA 4-1 – MÓDULO DO FORMATO TEMPORAL DO PULSO DE ENTRADA.	34
FIGURA 4-2 – MÓDULO DO FORMATO ESPECTRAL DO PULSO DE ENTRADA.....	34
FIGURA 4-3 – FORMATO ESPECTRAL DO PULSO DE ENTRADA CODIFICADO.....	35
FIGURA 4-4 – FORMATO TEMPORAL DO PULSO DE ENTRADA CODIFICADO.	35
FIGURA 4-5 – MÓDULO DO FORMATO TEMPORAL DO PULSO DE ENTRADA CODIFICADO.	36
FIGURA 4-6 – FORMATOS TEMPORAIS DOS PULSOS DECODIFICADOS PARA CADA USUÁRIO, QUANDO APENAS UM USUÁRIO (#5) ESTÁ TRANSMITINDO.	37
FIGURA 4-7 – FORMATOS TEMPORAIS DOS PULSOS DECODIFICADOS PARA CADA USUÁRIO, QUANDO APENAS DOIS USUÁRIOS (#5 E #32) ESTÃO TRANSMITINDO.	37
FIGURA 4-8 – FORMATOS TEMPORAIS DOS PULSOS DECODIFICADOS PARA CADA USUÁRIO, QUANDO APENAS TRÊS USUÁRIOS (#5, #32 E #52) ESTÃO TRANSMITINDO.....	38
FIGURA 4-9 – FORMATOS TEMPORAIS DOS PULSOS DECODIFICADOS PARA CADA USUÁRIO, QUANDO TODOS OS USUÁRIOS ESTÃO TRANSMITINDO.	38
FIGURA 4-10 – PROPAGAÇÃO TEMPORAL EM UM SISTEMA OCDMA COM CODIFICAÇÃO ESPECTRAL DE FASE COM UM USUÁRIO.	41
FIGURA 4-11 – PROPAGAÇÃO ESPECTRAL EM UM SISTEMA OCDMA COM CODIFICAÇÃO ESPECTRAL DE FASE COM UM USUÁRIO.	41
FIGURA 4-12 – FORMATO TEMPORAL DO SINAL ÓPTICO CODIFICADO APÓS A COMPENSAÇÃO DE DISPERSÃO.	42
FIGURA 4-13 – FORMATO ESPECTRAL DO SINAL ÓPTICO CODIFICADO APÓS A COMPENSAÇÃO DE DISPERSÃO.	42
FIGURA 4-14 – FORMATOS TEMPORAIS DOS PULSOS DECODIFICADOS PARA TODOS OS USUÁRIOS DO SISTEMA APÓS A COMPENSAÇÃO DE DISPERSÃO, QUANDO APENAS UM USUÁRIO (#5) ESTÁ TRANSMITINDO.	43
FIGURA 4-15 – FORMATOS TEMPORAIS DOS PULSOS DECODIFICADOS PARA CADA USUÁRIO DE UM SISTEMA OCDMA COM CODIFICAÇÃO ESPECTRAL DE FASE COM DOIS USUÁRIOS (#5 E #54), APÓS A COMPENSAÇÃO DE DISPERSÃO.....	44

FIGURA 4-16 – FORMATOS TEMPORAIS DOS PULSOS DECODIFICADOS PARA CADA USUÁRIO DE UM SISTEMA OCDMA COM CODIFICAÇÃO ESPECTRAL DE FASE COM TRÊS USUÁRIOS (#5, #52 E #54), APÓS A COMPENSAÇÃO DE DISPERSÃO.	44
FIGURA 4-17 – FORMATOS TEMPORAIS DOS PULSOS DECODIFICADOS PARA CADA USUÁRIO DE UM SISTEMA OCDMA COM CODIFICAÇÃO ESPECTRAL DE FASE COM QUATRO USUÁRIOS, APÓS A COMPENSAÇÃO DE DISPERSÃO.	45
FIGURA 4-18 – DIAGRAMA REPRESENTATIVO DO NOLM - <i>NONLINEAR OPTICAL LOOP MIRROR</i>	46
FIGURA 4-19 – RELAÇÕES ENTRE AS POTÊNCIAS DE ENTRADA E SAÍDA PARA UM NOLM COM COMPRIMENTO FIXO PARA VÁRIOS VALORES DE ACOPLAMENTO R	48
FIGURA 4-20 – SINAIS DECODIFICADOS PARA OS USUÁRIOS 5, 32, 52 E 54 EM AZUL E O PULSO DE CONTROLE NORMALIZADO EM VERMELHO.	49
FIGURA 4-21 – ATENUAÇÃO FORA DA JANELA TEMPORAL DO PULSO DE CONTROLE EM FUNÇÃO DO ACOPLAMENTO R	50
FIGURA 4-22 – CHAVEAMENTO TEMPORAL DO NOLM EM FUNÇÃO DO ACOPLAMENTO R	50
FIGURA 4-23 – SINAIS DECODIFICADOS PARA OS USUÁRIOS 5, 32, 52 E 54 APÓS PASSAREM PELO NOLM.	51
FIGURA 4-24 – DIAGRAMA REPRESENTATIVO DO <i>NONLINEAR THRESHOLDER</i>	52
FIGURA 4-25 – SINAIS DECODIFICADOS PARA OS USUÁRIOS 5, 32, 52 E 54.	53
FIGURA 4-26 – FORMATOS TEMPORAL E ESPECTRAL DO USUÁRIO #5 PARA VÁRIAS DISTÂNCIAS DE PROPAGAÇÃO NA HNLF DO <i>THRESHOLDER</i>	54
FIGURA 4-27 – FORMATOS TEMPORAL E ESPECTRAL DO USUÁRIO #32 PARA VÁRIAS DISTÂNCIAS DE PROPAGAÇÃO NA HNLF DO <i>THRESHOLDER</i>	55
FIGURA 4-28 – FORMATOS TEMPORAL E ESPECTRAL DO USUÁRIO #52 PARA VÁRIAS DISTÂNCIAS DE PROPAGAÇÃO NA HNLF DO <i>THRESHOLDER</i>	55
FIGURA 4-29 – FORMATOS TEMPORAL E ESPECTRAL DO USUÁRIO #34 PARA VÁRIAS DISTÂNCIAS DE PROPAGAÇÃO NA HNLF DO <i>THRESHOLDER</i>	56
FIGURA 4-30 – FORMATOS ESPECTRAIS DE TODOS OS USUÁRIOS APÓS A PROPAGAÇÃO NA HNLF DO <i>THRESHOLDER</i> . EM AZUL, A RESPOSTA ESPECTRAL DO FILTRO UTILIZADO NO DISPOSITIVO.	57
FIGURA 4-31 – FORMATOS ESPECTRAIS DE TODOS OS USUÁRIOS APÓS A ATUAÇÃO DO FILTRO DO <i>THRESHOLDER</i>	57
FIGURA 4-32 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA SPC-OCDMA COM NOLM E <i>THRESHOLDER</i>	58
FIGURA 4-33 – FORMATOS TEMPORAIS DOS PULSOS DECODIFICADOS PARA CADA USUÁRIO DE UM SISTEMA OCDMA COM CODIFICAÇÃO ESPECTRAL DE FASE COM UM USUÁRIO (#5), APÓS O NOLM.	59
FIGURA 4-34 – FORMATOS TEMPORAIS DOS PULSOS DECODIFICADOS PARA CADA USUÁRIO DE UM SISTEMA OCDMA COM CODIFICAÇÃO ESPECTRAL DE FASE COM DOIS USUÁRIOS (#5 E #54), APÓS O NOLM.	60
FIGURA 4-35 – FORMATOS TEMPORAIS DOS PULSOS DECODIFICADOS PARA CADA USUÁRIO DE UM SISTEMA OCDMA COM CODIFICAÇÃO ESPECTRAL DE FASE COM TRÊS USUÁRIOS (#5, #52 E #54), APÓS O NOLM.	60
FIGURA 4-36 – FORMATOS TEMPORAIS DOS PULSOS DECODIFICADOS PARA CADA USUÁRIO DE UM SISTEMA OCDMA COM CODIFICAÇÃO ESPECTRAL DE FASE COM QUATRO USUÁRIOS, APÓS O NOLM.	61
FIGURA 4-37 – FORMATOS ESPECTRAIS DOS PULSOS DECODIFICADOS PARA CADA USUÁRIO DE UM SISTEMA OCDMA COM CODIFICAÇÃO ESPECTRAL DE FASE COM UM USUÁRIO (#5), APÓS O <i>NONLINEAR THRESHOLDER</i> . A RESPOSTA ESPECTRAL DO FILTRO UTILIZADO É INDICADA PELA CURVA VERMELHA.	62

FIGURA 4-38 – FORMATOS ESPECTRAIS DOS PULSOS DECODIFICADOS PARA CADA USUÁRIO DE UM SISTEMA OCDMA COM CODIFICAÇÃO ESPECTRAL DE FASE COM DOIS USUÁRIOS (#5 E #54), APÓS O <i>NONLINEAR THRESHOLDER</i> . A RESPOSTA ESPECTRAL DO FILTRO UTILIZADO É INDICADA PELA CURVA VERMELHA.	62
FIGURA 4-39 – FORMATOS ESPECTRAIS DOS PULSOS DECODIFICADOS PARA CADA USUÁRIO DE UM SISTEMA OCDMA COM CODIFICAÇÃO ESPECTRAL DE FASE COM TRÊS USUÁRIOS (#5, #52 E #54), APÓS O <i>NONLINEAR THRESHOLDER</i> . A RESPOSTA ESPECTRAL DO FILTRO UTILIZADO É INDICADA PELA CURVA VERMELHA.	63
FIGURA 4-40 – FORMATOS ESPECTRAIS DOS PULSOS DECODIFICADOS PARA CADA USUÁRIO DE UM SISTEMA OCDMA COM CODIFICAÇÃO ESPECTRAL DE FASE COM QUATRO USUÁRIOS, APÓS O <i>NONLINEAR THRESHOLDER</i> . A RESPOSTA ESPECTRAL DO FILTRO UTILIZADO É INDICADA PELA CURVA VERMELHA.	63
FIGURA 5-1 – BERS EM FUNÇÃO DA RAZÃO ENTRE AS LARGURAS DO PULSO DE CONTROLE DO NOLM E DO PULSO INICIAL, UTILIZANDO CÓDIGOS W-H 64 E 128. FOI UTILIZADO UM PULSO DE CONTROLE DO NOLM DE 3PS E FORAM CONSIDERADOS 10 USUÁRIOS ATIVOS NO SISTEMA [122].	70
FIGURA 5-2 – BER EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE USUÁRIOS ATIVOS NO SISTEMA UTILIZANDO CÓDIGOS W-H 64 E 128. A RAZÃO T_{CONT}/T_{FWHM} FOI ESTABELECIDO COMO PARÂMETRO [122].	71
FIGURA 5-3 - FORMATO TEMPORAL DOS SINAIS DECODIFICADOS PARA OS USUÁRIOS #5, #30, #52 E #108, APÓS CODIFICAÇÃO COM O USUÁRIO #5. OS PULSOS DE CONTROLE DO NOLM SÃO MOSTRADOS EM PRETO PARA CADA BIT. AS ENERGIAS DOS PULSOS INCORRETAMENTE DECODIFICADOS PERMANECE ESPALHADAS TEMPORALMENTE E ATINGE A JANELA TEMPORAL DE OPERAÇÃO DO NOLM DOS PULSOS ADJACENTES. RETIRADO DE [123].	72
FIGURA 5-4 – TAXA DE ERRO DE BIT EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE USUÁRIOS ATIVOS NO SISTEMA, QUANDO CÓDIGOS W-H 128 E PULSOS INICIAIS DE LARGURAS 1 PS E 1.5 PS SÃO CONSIDERADOS PARA DIFERENTES TAXAS DE TRANSMISSÃO.	74
FIGURA 6-1 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA SPECTS-OCDMA ANALISADO (<i>BACK-TO-BACK</i>) [124].	76
FIGURA 6-2 – DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA POR CHIP, PARA OS CÓDIGOS W-H 32.	77
FIGURA 6-3 – DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA POR CHIP, PARA OS CÓDIGOS W-H 64.	78
FIGURA 6-4 – ENERGIAS QUE CADA USUÁRIO RECEBE APÓS UM PULSO ULTRACURTO SER CODIFICADO COM CÓDIGO W-H 32 #5 (A) E #6 (B). TODOS OS VALORES DE ENERGIA FORAM NORMALIZADOS EM RELAÇÃO AO USUÁRIO CORRETAMENTE DECODIFICADO (EM VERMELHO). AS LINHAS TRACEJADAS INDICAM O VALOR MÉDIO DE INTERFERÊNCIA, IGUAL A 0,286 PARA AMBOS OS CASOS [124].	79
FIGURA 6-5 – ENERGIA QUE CADA USUÁRIO RECEBE APÓS UM PULSO ULTRACURTO SER CODIFICADO COM CÓDIGO W-H 64 #5 (A) E #6 (B). TODOS OS VALORES DE ENERGIA FORAM NORMALIZADOS EM RELAÇÃO AO USUÁRIO CORRETAMENTE DECODIFICADO (EM VERMELHO). AS LINHAS TRACEJADAS INDICAM O VALOR MÉDIO DE INTERFERÊNCIA, IGUAL A 0,141 PARA AMBOS OS CASOS [124].	80
FIGURA 6-6 - PERCENTUAL DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS W-H 32 EM FUNÇÃO DA BER COM O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS COMO PARÂMETRO. NÃO SÃO MOSTRADAS AS CURVAS PARA 2, 9 E 10 USUÁRIOS POR UMA QUESTÃO DE CLAREZA.	84
FIGURA 6-7 - PERCENTUAL DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS W-H 64 EM FUNÇÃO DA BER COM O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS COMO PARÂMETRO. NÃO SÃO MOSTRADAS AS CURVAS PARA 2, 3, 4 E 5 USUÁRIOS POR UMA QUESTÃO DE CLAREZA.	85
FIGURA 6-8 – BER PARA CÓDIGOS W-H 32 E 64, ANTES E DEPOIS DA SELEÇÃO DE CONJUNTOS ÓTIMOS DE CÓDIGOS PARA ATÉ 10 USUÁRIOS SIMULTÂNEOS. A BER PARA	

CONJUNTOS ÓTIMOS DE CÓDIGOS W-H 32 COM MENOS DE 5 USUÁRIOS E W-H 64 COM MENOS DE 9 USUÁRIOS ERA ESSENCIALMENTE ZERO.	87
FIGURA 6-9 – NÍVEL DE INTERFERÊNCIA CAUSADO PELOS USUÁRIOS #5 (A)-(F) EM OUTROS USUÁRIOS DA MESMA FAMÍLIA DE CÓDIGOS QUANDO É ENVIADO UM BIT "1" CODIFICADO COM <i>M</i> -SEQUENCE 31 (A)-(F). TODOS OS VALORES DE ENERGIA FORAM NORMALIZADOS EM RELAÇÃO AO USUÁRIO CORRETAMENTE DECODIFICADO (EM VERMELHO). AS LINHAS TRACEJADAS INDICAM O VALOR MÉDIO DE INTERFERÊNCIA, IGUAL A 0,302 PARA AMBOS OS CASOS.....	92
FIGURA 6-10 – NÍVEL DE INTERFERÊNCIA CAUSADO PELOS USUÁRIOS #5 (A)-(F) EM OUTROS USUÁRIOS DA MESMA FAMÍLIA DE CÓDIGOS QUANDO É ENVIADO UM BIT "1" CODIFICADO COM <i>M</i> -SEQUENCE 63 (A)-(F). TODOS OS VALORES DE ENERGIA FORAM NORMALIZADOS EM RELAÇÃO AO USUÁRIO CORRETAMENTE DECODIFICADO (EM VERMELHO). AS LINHAS TRACEJADAS INDICAM O VALOR MÉDIO DE INTERFERÊNCIA, IGUAL A 0,167 PARA AMBOS OS CASOS.....	93
FIGURA 6-11 - PERCENTUAL DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS <i>M</i> -SEQUENCE 31 (A) EM FUNÇÃO DA BER COM O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS COMO PARÂMETRO.	95
FIGURA 6-12 - PERCENTUAL DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS <i>M</i> -SEQUENCE 31 (B) EM FUNÇÃO DA BER COM O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS COMO PARÂMETRO.	95
FIGURA 6-13 - PERCENTUAL DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS <i>M</i> -SEQUENCE 31 (C) EM FUNÇÃO DA BER COM O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS COMO PARÂMETRO.	96
FIGURA 6-14 - PERCENTUAL DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS <i>M</i> -SEQUENCE 31 (D) EM FUNÇÃO DA BER COM O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS COMO PARÂMETRO.	96
FIGURA 6-15 - PERCENTUAL DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS <i>M</i> -SEQUENCE 31 (E) EM FUNÇÃO DA BER COM O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS COMO PARÂMETRO.	97
FIGURA 6-16 - PERCENTUAL DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS <i>M</i> -SEQUENCE 31 (F) EM FUNÇÃO DA BER COM O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS COMO PARÂMETRO.	97
FIGURA 6-17 - PERCENTUAL DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS <i>M</i> -SEQUENCE 63 (A) EM FUNÇÃO DA BER COM O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS COMO PARÂMETRO.	100
FIGURA 6-18 - PERCENTUAL DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS <i>M</i> -SEQUENCE 63 (B) EM FUNÇÃO DA BER COM O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS COMO PARÂMETRO.	100
FIGURA 6-19 - PERCENTUAL DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS <i>M</i> -SEQUENCE 63 (C) EM FUNÇÃO DA BER COM O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS COMO PARÂMETRO.	101
FIGURA 6-20 - PERCENTUAL DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS <i>M</i> -SEQUENCE 63 (D) EM FUNÇÃO DA BER COM O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS COMO PARÂMETRO.	101
FIGURA 6-21 - PERCENTUAL DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS <i>M</i> -SEQUENCE 63 (E) EM FUNÇÃO DA BER COM O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS COMO PARÂMETRO.	102
FIGURA 6-22 - PERCENTUAL DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS <i>M</i> -SEQUENCE 63 (F) EM FUNÇÃO DA BER COM O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS COMO PARÂMETRO.	102
FIGURA 7-1 - ESQUEMA BÁSICO DE UMA FIBRA <i>TAPERED</i> BASEADA EM FIBRAS SMF-28 CONVENCIONAIS.....	103
FIGURA 7-2 - PERFIS DE DISPERSÃO PARA ALGUNS DIÂMETROS (1,5 μ M, 1,3 μ M E 1,1 μ M) AO LONGO DA REGIÃO DE TRANSIÇÃO DA FIBRA <i>TAPERED</i> . EM PRETO É MOSTRADO O PERFIL DE DISPERSÃO DA FIBRA SMF28 (DIÂMETRO DE 125 μ M).	106
FIGURA 7-3 - EVOLUÇÃO DOS DOIS ZDW AO LONGO DA REGIÃO DE TRANSIÇÃO DA FIBRA <i>TAPERED</i> . OS PONTOS EM DESTAQUE CORRESPONDEM AOS DIÂMETROS DE 1,5 μ M, 1,3 μ M E 1,1 μ M	107
FIGURA 7-4 - EVOLUÇÃO DA ÁREA EFETIVA MODAL AO LONGO DA REGIÃO DE TRANSIÇÃO DA FIBRA <i>TAPERED</i> PARA OS COMPRIMENTOS DE ONDA DE 800 NM E 1064 NM.	107
FIGURA 7-5 – PAINÉIS SUPERIORES: SUPERCONTÍNUO GERADO (ESQUERDA) E ESPECTROGRAMA (DIREITA) APÓS A PROPAGAÇÃO EM 6,98 CM DA FIBRA <i>TAPERED</i>	

(CINTURA E REGIÕES DE TRANSIÇÃO CONSIDERADAS). PAINÉIS INFERIORES: SUPERCONTÍNUO GERADO (ESQUERDA) E ESPECTROGRAMA (DIREITA) APÓS A PROPAGAÇÃO EM 5 CM DA FIBRA <i>TAPERED</i> QUANDO APENAS A CINTURA É CONSIDERADA.	109
FIGURA 7-6 – ESPALHAMENTO TEMPORAL DO PULSO APÓS A MODULAÇÃO DE FASE NO DOMÍNIO ESPECTRAL COM FUNÇÃO SENOIDAL. OS MAIORES VALORES DE ENERGIA NAS COMPONENTES J_1 E J_{-1} OCORREM QUANDO A AMPLITUDE DE MODULAÇÃO $\Phi = 1.8413$	111
FIGURA 7-7 – ESPALHAMENTO TEMPORAL DO PULSO APÓS A MODULAÇÃO DE FASE NO DOMÍNIO ESPECTRAL COM FUNÇÃO SENOIDAL. OS MAIORES VALORES DE ENERGIA NAS COMPONENTES J_1 E J_{-1} OCORREM QUANDO A AMPLITUDE DE MODULAÇÃO $\Phi = \pi/2$	111
FIGURA 7-8 – SCG EM FUNÇÃO DO PARÂMETRO AMPLITUDE DE MODULAÇÃO COM FUNÇÃO QUADRADA (ESQUERDA) E SENOIDAL (DIREITA) COMO FUNÇÕES DE MODULAÇÃO. A LINHA HORIZONTAL EM AMBAS AS FIGURAS INDICA A AMPLITUDE DE MODULAÇÃO $\Phi =$ 1.5.	112
FIGURA 7-9 – FORMATOS TEMPORAL E ESPECTRAL DE SAÍDA FUNÇÃO SENOIDAL (A) E QUADRADA (B) COMO FUNÇÕES DE MODULAÇÃO. É CONSIDERADA A AMPLITUDE DE MODULAÇÃO $\Phi = 1,5$ EM AMBOS OS CASOS. EM (C) É MOSTRADO O DETALHE DA FAIXA DO ESPECTRO OBTIDO APÓS A MODULAÇÃO COM FUNÇÃO QUADRADA (B).	112
FIGURA 7-10 - ETAPAS DA PROPAGAÇÃO DO PULSO MODULADO AO LONGO DA FIBRA <i>TAPERED</i> , NOS DOMÍNIOS TEMPORAL (ESQUERDA) E ESPECTRAL (DIREITA).	114
FIGURA 7-11 - EVOLUÇÃO TEMPORAL E ESPECTRAL DO PULSO MODULADO NOS DOMÍNIOS TEMPORAL (ESQUERDA) E ESPECTRAL (DIREITA).	115
FIGURA 7-12 - PENTE DE FREQUÊNCIAS ÓPTICO OBTIDO APÓS A PROPAGAÇÃO DE PULSOS ULTRACURTOS E DE ALTA POTÊNCIA (COM FASE MODULADA NO DOMÍNIO ESPECTRAL) EM UMA FIBRA <i>TAPERED</i>	116
FIGURA 7-13 - EVOLUÇÃO DO COMPRIMENTO DE ONDA CENTRAL DOS <i>SOLITONS</i> EJETADOS AO LONGO DA PROPAGAÇÃO FIBRAS <i>TAPERED</i> COM CINTURAS DE DIÂMETRO $1,5 \mu m$...	118
FIGURA 7-14 - EVOLUÇÃO DO COMPRIMENTO DE ONDA CENTRAL DOS <i>SOLITONS</i> EJETADOS AO LONGO DA PROPAGAÇÃO FIBRAS <i>TAPERED</i> COM CINTURAS DE DIÂMETRO $2,0 \mu m$. .	118

Lista de Tabelas

TABELA 4-1 - PARÂMETROS DA FIBRA ÓPTICA E DA FIBRA DE COMPENSAÇÃO DE DISPERSÃO.	40
TABELA 4-2 – ENERGIA DOS SINAIS APÓS O DECODIFICADOR.	64
TABELA 4-3 – ENERGIA DOS SINAIS DECODIFICADOS APÓS O NOLM.	64
TABELA 4-4 – ENERGIA DOS SINAIS DECODIFICADOS APÓS O <i>NONLINEAR THRESHOLDER</i> .	65
TABELA 6-1 - GRUPOS DE CÓDIGOS QUE PRODUZEM UM ALTO NÍVEL DE INTERFERÊNCIA ENTRE OS CÓDIGOS DO MESMO GRUPO. CADA COLUNA REPRESENTA UM DESSES GRUPOS.	81
TABELA 6-2 - AMOSTRA DOS CONJUNTOS ÓTIMOS DE CÓDIGOS ENCONTRADOS PARA WALSH-HADAMARD 32(64) COM 4(8) USUÁRIOS SIMULTÂNEOS. AS LINHAS PONTILHADAS INDICAM EXEMPLOS DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS.	86
TABELA 6-3 - POLINÔMIOS PRIMITIVOS PARA GERAÇÃO DE FAMÍLIAS DE CÓDIGOS <i>M</i> -SEQUENCE COM 31 <i>CHIPS</i> E SUAS RESPECTIVAS SEQUÊNCIAS INICIAIS, DEFINIDAS COMO O CÓDIGO #1.	89
TABELA 6-4 - POLINÔMIOS PRIMITIVOS PARA GERAÇÃO DE FAMÍLIAS DE CÓDIGOS <i>M</i> -SEQUENCE COM 63 <i>CHIPS</i> E SUAS RESPECTIVAS SEQUÊNCIAS INICIAIS, DEFINIDAS COMO O CÓDIGO #1.	89
TABELA 6-5 - NÚMEROS (E PERCENTUAIS) DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS <i>M</i> -SEQUENCE 31 QUE SATISFAZEM OS CRITÉRIOS $BER < 10^{-12}$ E $BER < 10^{-9}$ QUANDO 3 E 4 USUÁRIOS ESTÃO ATIVOS NO SISTEMA SPECTS-OCDMA.	94
TABELA 6-6 - AMOSTRA DOS CONJUNTOS ÓTIMOS DE CÓDIGOS ENCONTRADOS PARA <i>M</i> -SEQUENCE 31 (A) E (B) COM 4 USUÁRIOS SIMULTÂNEOS. AS LINHAS PONTILHADAS INDICAM EXEMPLOS DE CONJUNTOS DE CÓDIGOS.	98
TABELA 7-1 - FAIXA ESPECTRAL COM MENOS DE 3 dB DE ATENUAÇÃO PARA TODOS OS PENTES DE FREQUÊNCIA ÓPTICOS ANALISADOS.	117

Lista de Acrônimos

1-D One Dimension	Unidimensional
2-D Two Dimension	Bidimensional
3-D Three Dimension	Tridimensional
APD Avalanche Photo Diode	Fotodetector Avalanche
AOM Acoustic-Optical Modulator	Moduladores Acusto-Ópticos
AWG Arrayed Waveguide Grating	Arranjos de Redes de Difração em Guia de Onda
BER Bit Error Ratio	Taxa de Erro de Bit
CDM Code Division Multiplexing	Multiplexação por Divisão de Código
CDMA Code Division Multiple Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Código
DSF Dispersion Shifted Fiber	Fibra de Dispersão Deslocada
EDFA Erbium Doped Fiber Amplifier	Amplificador óptico de Fibra Dopada com Érbio
EQC Extended Quadratic Congruence	Congruência Quadrática Estendida
FEC Forward Error Correction	Correção de Erro a Frente (destino)
FBG Fiber Bragg Grating	Rede de Bragg em Fibra Óptica
FH Frequency Hopping	Salto em Frequência
FWHM Full Width at Half Maximum (3dB)	Largura Total Medida na Metade do valor Máximo em potência
FWM Four Wave Mixing	Mistura de quatro ondas
GA Genetic Algorithm	Algoritmo Genético
GVD Group Velocity Dispersion	Dispersão da Velocidade de Grupo
HC Hyperbolic Congruence	Congruência Hiperbólica
ISI Inter-Symbol Interference	Interferência Intersimbólica
HNLF High Nonlinear Fiber	Fibra Altamente Não-Linear
LAN Local Area Network	Rede com Área de abrangência Local
LASER Light Amplified Stimulated Emission of Radiation	Luz Amplificada por Emissão Estimulada de Radiação
LED Light Emitting Diode	Diodo Emissor de Luz
LCD Liquid Crystal Device	Dispositivo de Cristal Líquido
MAI Multiple Access Interference	Interferência de Acesso Múltiplo
MAN Metropolitan Area Network	Rede com Área de abrangência Metropolitana
MZI Mach Zehnder Interferometer	Interferômetro Mach Zehnder
NLSE Non-Linear Schrödinger Equation	Equação Não-Linear de Schrödinger
NOLM Nonlinear Optical Loop Mirror	<i>Nonlinear Optical Loop Mirror</i>
NRZ Non Return to Zero	Não Retorna a Zero no período do pulso
OCDM Optical Code Division Multiplexing	Multiplexação por Divisão de Código em domínio Óptico
OCDMA Optical Code Division Multiplexing Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Código em domínio Óptico
OHL Optical Hard Limiter	Limitador Óptico Abrupto

OOO Optical Orthogonal Code	Código Óptico Ortogonal
OOK On-Off Keying	Chaveamento On-Off
OSNR Optical signal to noise ratio	Relação Sinal / Ruído Óptica
pdf Probability Density Function	Função Densidade de Probabilidade
PS Prime Sequence	Sequências Primas
PD Photodetector	Fotodetector
PMD Polarization Mode Dispersion	Dispersão do Modo de Polarização
QC Quadratic Congruence	Congruência Quadrática
RF Radio frequency	Radiofrequência
SBS Stimulated Brillouin Scattering	Dispersão Estimulada de Brillouin
SE Spectral Efficiency	Eficiência Espectral
SLM Spatial Light Modulator	Modulador Espacial de Luz
SMF Single Mode Fiber	Fibra Monomodo
SNR Signal to Noise Ratio	Relação Sinal Ruído
SPM Self Phase Modulation	Automodulação de Fase
SPECTS-OCDMA Spectral Phase-Encoded Time Spreading - OCDMA	OCDMA com Codificação de Fase Espectral e Espalhamento Temporal
SRS Stimulated Raman Scattering	Dispersão Estimulada de Raman
TDM Time Domain Multiplexing	Multiplexação no Domínio do Tempo
TOD Third Order Dispersion	Dispersão de Terceira Ordem
TPC-OCDMA Temporal Phase Coding - OCDMA	OCDMA com Codificação de Fase Temporal
TS Time Spreading	Espalhamento Temporal
VBR Variable Bit Rate	Taxa Variável de Bits
VCR Variable Coupler Ratio	Acoplador de Razão Variável
VIPA Virtually Imaged Phased Array	Arranjo de Fase Imageado Virtualmente
WC Wavelength Coupler	Acoplador de Comprimento de Onda
WDM Wavelength Division Multiplexing	Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda
WDMA Wavelength Division Multiplexing Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Comprimento de Onda
W-H Walsh-Hadamard	Walsh-Hadamard
WT/TS Wavelength Hopping / Time Spreading	Salto em comprimento de onda / Espalhamento Temporal
XPM Cross Phase Modulation	Modulação Cruzada de Fase
ZDW Zero Dispersion Wavelength	Comprimento de onda de Dispersão Zero

Lista de Publicações

REVISTAS

BERTARINI, P. L. L.; SANCHES, A. L. and BORGES, B.-H. V., "Optimal Code Set Selection and Security Issues in Spectral Phase-Encoded Time Spreading (SPECTS) OCDMA Systems," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 12, June, 2012. DOI: 10.1109/JLT.2012.2194986

CONGRESSOS E CONFERÊNCIAS

BERTARINI, P. L. L.; MARTINS, E. R.; ZILIO, S. C. and BORGES, B.-H. V., "Effect of the Tapered Regions on the Evolution of a Spectrally Phase Modulated Pulse in a Tapered Fiber for Supercontinuum Generation", in *OSA Latin America Optics & Photonics Conference*, LAOP 2010, Recife, Brazil, October 2010.

BERTARINI, P. L. L.; SANCHES, A. L. and BORGES, B.-H. V., "Performance analysis in time-gated spectral phase-encoded time spreading (SPECTS) OCDMA systems," in *IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference*, IMOC 2011, Natal, Brazil, November 2011.

BERTARINI, P. L. L.; MARTINS, E. R.; ZILIO, S. C. and BORGES, B.-H. V., "Effect of the modulation parameters on the evolution of a spectrally phase modulated pulse in a tapered fiber for supercontinuum generation," in *OSA Advanced Photonics - Nonlinear Photonics*, NP 2012, Colorado Springs, United States, June 2012.

BERTARINI, P. L. L.; SANCHES, A. L. and BORGES, B.-H. V., "Interferência inter-simbólica em sistemas OCDMA com codificação espectral de fase (SPECTS)," in *15º SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 10º CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, MOMAG 2012, João Pessoa, Brazil, August 2012.

BERTARINI, P. L. L.; SANCHES, A. L. and BORGES, B.-H. V., "Optimal code set selection in m -sequence spectral phase-encoded time spreading (SPECTS) OCDMA systems," in *IEEE/OSA Photonics in Switching 2012*, PS 2012, Ajaccio, France, September 2012.

BERTARINI, P. L. L.; SANCHES, A. L. and BORGES, B.-H. V., "Security issues in m -sequence spectral phase-encoded time spreading (SPECTS) OCDMA systems," in *OSA Latin America Optics & Photonics Conference*, LAOP 2012, São Sebastião, Brazil, November 2012.

Capítulo 1

Introdução

O crescente número de serviços oferecidos aos usuários finais tem exercido, nas últimas décadas, uma enorme pressão no sentido de aumentar a capacidade das redes de telecomunicações. Neste contexto, os sistemas de comunicações ópticas têm desempenhado um papel essencial por constituírem o núcleo central das redes das grandes operadoras de telecomunicações.

A evolução dos sistemas de comunicações ópticas tem sido caracterizada pela contínua procura pelo aumento da capacidade desses sistemas. Os primeiros sistemas de comunicações ópticos remontam à década de 70 e desde então os esforços realizados indicam um aumento considerável nas capacidades de transmissão e nas distâncias alcançadas. Até os anos 2000, o produto taxa de transmissão e distância alcançada praticamente dobra a cada ano e essa evolução pode ser dividida em gerações [1].

A primeira geração de sistemas de comunicação ópticos, que foi possibilitada pelo desenvolvimento de fibras ópticas de baixas perdas (foram reduzidas para abaixo de 20 dB/km na região de comprimento de onda de 1 μm [2]), é caracterizada pela utilização de diodos emissores de luz (LEDs) e fibra multimodo. Devido às perdas nas fibras da ordem dos 2.5 dB/km, a distância estava limitada a uma dezena de quilômetros, conseguindo-se atingir capacidades da ordem dos 10 Mbit/s·km [3]. Mais tarde, foi possível aumentar a capacidade e a distância dos sistemas, respectivamente, para 500 Mbit/s·km e 20 km. Assim, a capacidade dos sistemas ópticos já tinha ultrapassado a capacidade dos sistemas baseados em cabos coaxiais. Entretanto, a dispersão intermodal ainda era um fator que limitava significativamente o aumento da capacidade dos sistemas.

Este problema foi resolvido no final da década de 70 e início da década de 80 com o desenvolvimento de fibras monomodo. Dessa forma, sistemas de segunda geração apresentavam capacidades próximas a 100 Gbit/s·km. Os avanços foram conseguidos com o surgimento de *lasers* semicondutores e fotodetectores na janela de operação de comprimento de onda de 1300 nm, onde as perdas na fibra óptica eram da ordem de 1

dB/km [2]. Progressos ocorreram até o final da década de 80, mas a capacidade desses sistemas era limitada a 100 Gbit/s·km, sobretudo, pela dispersão cromática.

Em outra janela de operação de comprimento de onda de 1550 nm, valores da atenuação das fibras ópticas na ordem de 0.2 dB/km se apresentavam como vantagens. No entanto, o aparecimento da terceira geração de sistemas a operarem nesta janela só foi possível com o surgimento de *lasers* monomodo, que resolviam o problema da maior dispersão cromática que das fibras ópticas em 1550 nm. Assim, em 1985 foram realizadas experiências laboratoriais com taxas de transmissão de 2.5 Gbit/s, que se tornaram disponíveis comercialmente em 1990, e 4 Gbit/s foram obtidos para distâncias superiores 100 km [2]. Também foram feitas experiências a taxas de 10 Gbit/s mas a dispersão cromática e a sensibilidade do receptor limitavam o desempenho dos sistemas.

A desvantagem desses sistemas de terceira geração era que o sinal óptico tinha que ser regenerado periodicamente utilizando repetidores eletrônicos após 60 km de transmissão devido às perdas da fibra. O uso de detecção coerente aumentou em 10 ou 20 km a distância de transmissão, mas sua implementação comercial só aconteceu com o advento de amplificadores ópticos. Dessa forma, a quarta geração de sistemas de comunicações ópticas faz uso de amplificação óptica para aumentar o espaçamento entre os repetidores. Aliado a isso, foram utilizadas técnicas de acesso múltiplo que permitiram dobrar a capacidade de transmissão dos sistemas a cada seis meses e levaram as taxas de dados a 10 Tb/s em 2001 [3].

Acesso múltiplo é o compartilhamento do meio em um determinado domínio. O estabelecimento de canais únicos permite que diferentes usuários ingressem e coexistam na rede por meio das técnicas de multiplexação e demultiplexação de sinais. Os três esquemas mais conhecidos de acesso e multiplexação estão representados na Figura 1.2. No primeiro caso, acesso múltiplo por divisão em frequência (FDMA) ou comprimento de onda (WDMA), todos os usuários podem transmitir ao mesmo tempo, porém a cada um está associado uma faixa de frequência específica. Já no acesso múltiplo por divisão em tempo (TDMA), cada usuário transmite sequencialmente e em seu próprio intervalo de tempo. Finalmente, no acesso múltiplo por divisão de código (CDMA), todos os usuários transmitem ao mesmo tempo espalhados na faixa de frequência disponível e cada um é identificado por um código próprio que os distingue dos demais por uma sequência única. Portanto, os sistemas TDMA e WDMA possuem alocações de canais fixas, caracterizando-os como sistemas determinísticos. Já o CDMA depende da quantidade de

Figura 1-1 – Esquemas de acesso múltiplo para n usuários, sendo B a largura de faixa de modulação e T a largura temporal de um quadro, e as respectivas dimensões de tempo(t), frequência(f) e código(c): a) FDMA ou WDMA, b) TDMA, c) CDMA.

usuários/códigos ativos no sistema, que se manifestam como interferentes em relação ao código do usuário de interesse. Sendo assim, este último aceita uma degradação maior a medida que se aumenta a quantidade de usuários ativos no sistema, o que o caracteriza como sistema de multiplexação estatística.

A tecnologia CDMA óptica (ou simplesmente OCDMA) tem-se estabelecido como uma abordagem bastante atrativa em redes com área de abrangência local (LAN), particularmente em razão da arquitetura simples de sua rede e da capacidade de suportar acessos assíncronos e simultâneos de múltiplos usuários. Além da segurança inerente ao processo de codificação a que os usuários estão submetidos, o sistema OCDMA possui capacidade flexível sob condições de demanda variável e escalabilidade.

O universo de códigos OCDMA em uma rede é determinado com base em algoritmos de codificação conhecidos, que respeitam determinados compromissos de correlação. A fim de explorar ao máximo a diferenciação entre códigos (ortogonalidade) e a quantidade de códigos oferecida (cardinalidade), os algoritmos manipulam as dimensões de tempo, frequência, espaço e polarização. Quando a codificação acontece em apenas uma dessas dimensões, diz-se que o sistema OCDMA é unidimensional (1-D), ao passo que se o processo de codificação envolve mais uma dimensão, como comprimento de onda e tempo, o sistema OCDMA é bidimensional (2-D).

Este trabalho busca investigar o desempenho de sistemas OCDMA coerentes baseados em codificação de fase espectral. Os sistemas OCDMA incoerentes utilizam a presença ou ausência de luz para representar, respectivamente, os símbolos “1” e “0”. Os sistemas OCDMA coerentes, por sua vez, impõem as informações de código do usuário

ao sinal óptico por meio da manipulação de sua amplitude e fase. Embora já tenha sido provado que os sistemas coerentes apresentam um desempenho superior em relação aos sistemas incoerentes [4], foi apenas com o advento de novos dispositivos de codificação e decodificação [5] que os sistemas coerentes se credenciaram como a tecnologia mais viável para implementação de sistemas OCDMA [6]. Além disso, tal configuração é particularmente interessante devido à sua simplicidade de implementação prática e boa capacidade de reconfiguração [7]. A análise do sistema será feita com base em taxas de erro de bit (BER), relação sinal-ruído (SNR) e interferência multiusuário (MAI).

Esta tese está organizada da seguinte forma: uma revisão bibliográfica das diversas abordagens dos sistemas OCDMA realizadas nas últimas décadas é realizada no Capítulo 2. No capítulo 3 é feita uma análise detalhada dos sistemas OCDMA coerentes e são mostrados as tecnologias chave para a implementação desses sistemas. Alguns resultados de algumas implementações numéricas do sistema SPECTS-OCDMA são mostradas no Capítulo 4, junto com as dinâmicas temporal e espectral durante a propagação de pulso ultracurtos com fase codificada espectralmente. A metodologia de análise de desempenho de redes OCDMA coerente baseadas em codificação de fase espectral é apresentada no Capítulo 5. O Capítulo 6, por sua vez, apresenta diversos resultados a respeito da segurança dessa redes e como a escolha do conjunto ótimo de códigos melhora o desempenho do sistema. Ainda visando a modelagem de dispositivos voltados para sistemas ópticos coerentes, no Capítulo 7 é analisada a evolução de pulsos ultracurtos e de alta potência (com fase modulada no domínio espectral) em fibras altamente não-lineares, o que permite a geração de pentes de frequências ópticos (*optical frequency combs*) sintonizáveis. Por fim, o Capítulo 8 apresenta as conclusões finais e aspectos futuros deste trabalho.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica – Sistemas OCDMA

A tecnologia CDMA óptica (OCDMA) como é conhecida e estudada atualmente, tem sua base fundamentada principalmente em dois trabalhos: Prucnal *et al.*, em 1986 [8] e Weiner *et al.*, em 1988 [6]. Prucnal mostrou que sequências diretas pseudo-ortogonais poderiam ser implementadas para codificação temporal utilizando-se fibras ópticas como linhas de atraso, e uma abordagem similar também para os correladores, ou decodificadores. Isso significa que os mecanismos de codificação e decodificação dos dados poderiam operar sem a intervenção eletrônica, o que chamamos hoje de “redes totalmente ópticas”. Weiner, por sua vez, mostrou que em sistemas coerentes pulsos ultracurtos e com grande largura espectral poderiam ser produzidos e manipulados utilizando-se codificação de fase espectral. Com isso, os desenvolvimentos já obtidos em comunicação por radiofrequência (RF) poderiam agora ser aplicados em sistemas de comunicação ópticos.

Estimulados por esses dois trabalhos [6,8], muitas configurações de sistemas OCDMA têm sido propostas como resultado das intensas pesquisas na área realizadas nos últimos anos. Se os classificarmos em termos da natureza da sobreposição do sinal óptico, eles podem ser divididos em sistemas OCDMA coerentes e sistemas OCDMA incoerentes. Os sistemas OCDMA coerentes fazem uso da propriedade de coerência da luz e utilizam codificação bipolar no sinal óptico, ou seja, um dado código de usuário geralmente é aplicado via codificação de fase do sinal óptico. Este tipo de sistema OCDMA requer fontes de luz banda-larga capazes de produzir pulsos ultracurtos, como por exemplo, *lasers mode-locked*. Os sistemas OCDMA incoerentes, por sua vez, utilizam a presença ou ausência de luz para representar, respectivamente, os símbolos “1” e “0”, o que os caracteriza como codificação unipolar. Este tipo de sistema OCDMA pode fazer uso de fontes de luz incoerentes, como LEDs.

Se dividirmos os sistemas OCDMA de acordo com os diferentes tipos de codificação do sinal óptico, seis tipos de sistemas OCDMA podem ser definidos:

1. Codificação de intensidade no domínio temporal;
2. Codificação de intensidade no domínio espectral;
3. Codificação de fase espectral;
4. Codificação de fase temporal;
5. Codificação espacial;
6. Codificação híbrida.

Sistemas OCDMA híbridos utilizam uma combinação dos tipos de codificação mencionados. Por exemplo, uma codificação de duas dimensões pode ser feita utilizando-se a combinação de codificação temporal e espectral, como os sistemas OCDMA WH/TS (saltos em comprimento de onda / espalhamento temporal). Os esquemas de codificação 1, 2 e 5 referem-se a sistemas OCDMA incoerentes, enquanto os esquemas 3 e 4 referem-se a sistemas coerentes. Para os sistemas híbridos, depende de cada caso.

A seguir será mostrado como tem sido a evolução destes processos de codificação nos domínios do tempo, frequência e espaço sugeridos ao longo das duas últimas décadas.

2.1 Codificação de intensidade no domínio temporal

A busca por compromissos de diferenciação (*ortogonalidade*) e quantidade de usuários (*cardinalidade*) disponíveis para os sistemas OCDMA estimulou pesquisas por esquemas eficientes de codificação. No final da década de 1980, Salehi, entre outros, trabalhou em pesquisas com os denominados códigos ópticos ortogonais (OOC). Foram também realizados por esse autor estudos envolvendo aspectos relacionados ao projeto, análise e aplicações desses códigos [9], além de experimentos práticos destacando os limites e fundamentos da técnica [10]. Uma análise de desempenho desses códigos ópticos ortogonais, assim como considerações a respeito do controle de potência dos sinais interferentes com limitadores de potência óptica (OHLs, por exemplo), foi realizada em [11].

Um código óptico ortogonal é identificado pela notação $(N, w, \lambda_a, \lambda_c)$, onde N é o comprimento da sequência do código, w a ponderação, λ_a o coeficiente de pico de autocorrelação fora de fase, e λ_c o coeficiente de pico de correlação cruzada. Um código

OOO ideal adota $\lambda_a=\lambda_c=1$, pois são sistemas positivos e não podem atingir ortogonalidade estrita, sendo caracterizado como $(N, w, 1)$. Para as sequências primas (PS), a representação seria $(p^2, p, p-1, 2)$ [12,13]. Outras construções e análises de desempenho de códigos têm sido sugeridas na tentativa de melhorar a ortogonalidade e a cardinalidade dos códigos. Métodos como o da congruência quadrática (QC), que é baseado na teoria dos números, resulta em $(p^2, p, 2, 4)$, congruência quadrática estendida (EQC), $(p(2p-1), p, 1, 2)$, e arranjos de Welch-Costas, utilizados para gerar o código Costas truncado, $(w(2p-3), w, 1, 1)$, foram propostos por Maric *et al.* [14,15].

Vários outros trabalhos com números primos foram propostos por Kwong, Zhang e Yang [16-19]. Sequências primas com ponderação $w=2^n$ foram propostas em [16,17] e caracterizavam-se pelo coeficiente $\lambda_a \leq w-1$, com $p \geq 2^{n+1}$, e N podendo ser reduzido e limitado superiormente por $2^{n+1}p$. Com o objetivo de diminuir a ponderação e o comprimento do código, preservando-se os coeficientes de correlação, foram propostos códigos primos modificados (MPR ou MPC), com o comprimento limitado em $\min\{P^2, 2wP-2\} \leq N \leq P^2$ [18]. Uma família especial de códigos denominada OOC estrito é explorada por Zhang [19]. Nesta família é trabalhado o conceito de intervalos de tempo, sem violar a condição $\lambda_a=\lambda_c=1$, sendo adequado ao tráfego com taxas de *bit* variáveis (VBR). Essa ideia foi expandida em [20], que também propôs um código OOC baseado no método da congruência hiperbólica (HC) $((p-1)^2, p-1, 4, 4)$. Algoritmos que tem essencialmente o caráter de otimização, como o algoritmo genético (GA), também têm sido empregados na geração de códigos OOC. Uma abordagem sobre a construção de OOC's com auxílio de algoritmo genético híbrido, bem como uma comparação com sequências PS, EPS e QC, destacando seu desempenho em rede de acesso CDMA, é realizada em [21]. Em todos eles nota-se a busca por compromissos entre os parâmetros N, w, λ_a e λ_c de forma a maximizar a ortogonalidade e a cardinalidade construindo um código eficiente e eficaz.

Além da proposição de novos formatos de codificação, a análise de desempenho de diversos tipos de sistemas OCDMA também foi intensamente estudada levando-se em consideração vários efeitos que degradam a relação sinal-ruído (SNR) dos sistemas e, consequentemente, a sua taxa de erro de bit (BER). Modelagens de desempenho incluindo os efeitos do fotodetector de avalanche (APD) e o ruído térmico, além da interferência de acesso múltiplo (MAI) foram apresentadas em [22-23]. Ambos utilizaram detecção direta, ao contrário de [24] que propôs um esquema de detecção balanceada para sistemas incoerentes. Também visando diminuir a MAI, foi realizada uma análise comparativa

entre diversos tipos de detectores para sistemas multiusuários [25], mostrando que a eficiência de detecção multiusuário aumenta com o aumento da ponderação do código e com a diminuição do número de usuários simultâneos [26]. Em [27], Shalaby considerou quatro esquemas de diferentes complexidades para estimar e cancelar a MAI tendo obtido que todos os quatro regimes tinham a vantagem de remover o piso de erro normalmente associados a sistemas OCDMA com modulação de dados OOK (*on-off keying*). Limitadores ópticos abruptos (OHL) também foram explorados como uma forma de reduzir a MAI [28]. É comumente aceito que o uso de OHL reduz a MAI e proporciona um bom desempenho ao sistema. No entanto, foi demonstrado que o OHL funciona melhor com um número relativamente baixo de usuários (~7-15) para os códigos primos [28].

Outra análise interessante realizada foi a comparação de desempenho entre sistemas OCDMA síncronos e assíncronos, cujo espalhamento temporal foi baseado em códigos que utilizavam sequências primas e primas-modificadas. Nesse caso, o sistema OCDMA síncrono se mostrou mais atrativo, pois conseguia acomodar um maior número de usuários [29].

A dificuldade em se obter desempenhos satisfatórios utilizando códigos pseudo-ortogonais, juntamente com a grande largura de banda oferecida por sistemas ópticos serviram de estímulos para novas propostas de formatos de codificação temporal, em conjunto com outros esquemas - como espaço e frequência. Esses esquemas híbridos serão apresentados ao final deste capítulo.

2.2 Codificação de intensidade no domínio espectral

Várias implementações e algoritmos de codificação no domínio da frequência têm sido explorados desde a década de 1970. No domínio espectral há a possibilidade de se manipular sinais de fontes ópticas coerentes ou não-coerentes, manipulando fase ou intensidade espectral. A principal motivação para a manipulação da intensidade espectral é que a largura de faixa do sinal independe da largura de faixa da fonte, que pode ser um diodo emissor de luz (LED) não-coerente. Desse modo, os parâmetros que definem o código tornam-se independentes da informação a ser transmitida. O processo de

codificação funciona da seguinte forma: o pulso é inicialmente disperso espacialmente por uma rede de difração, e cada usuário tem um codificador de intensidade espectral para bloquear ou transmitir seletivamente determinadas componentes de frequências de acordo com o código do usuário. Esse processo de modulação resulta em distorção do pulso no domínio do tempo, configurando o espalhamento temporal do pulso de entrada.

Fontes incoerentes (como os LEDs) foram incorporadas em sistemas OCDMA com codificação de intensidade espectral por Zaccarin e Kavehrad em [30-31]. Neste esquema, quando o bit “1” é transmitido por determinado usuário, seu respectivo código $A(\omega)$ é usado para modular em intensidade o espectro do pulso. O contrário acontece quando o bit “0” era transmitido, quando o pulso é modulado com o código $\bar{A}(\omega)$. Assim, por meio da detecção balanceada se obtém correlação cruzada nula entre diferentes sequências de códigos, eliminando a MAI. A desvantagem desse esquema é que são necessárias duas máscaras de fase e dois fotodetectores para cada sistema de decodificação de cada usuário [32]. Um esquema parecido foi proposto em [33], mas utilizava codificação bipolar. Isso só foi possível porque uma sequência bipolar x_n contendo $\{-1,1\}$ pode ser representada como a diferença entre duas sequências unipolares u_n e $\bar{u}_n$ contendo $\{0,1\}$, sendo que u_n foi obtida substituindo-se os símbolos “-1” de x_n por “0”. Dessa forma, quando um bit “1” é transmitido, a sequência u_n é transmitida no canal A e $\bar{u}_n$ no canal B , e vice-versa para “0”. A desvantagem deste sistema é utilizar dois canais para a transmissão dos mesmos dados. Mais tarde, este sistema foi amplamente analisado e demonstrado experimentalmente [34].

Em virtude do LED não apresentar um espectro plano, os *chips* “1” poderão ter diferentes valores de energia, dependendo da posição que eles assumem ao longo do espectro. A consequência disso será a perda da ortogonalidade perfeita entre usuários. Esse problema tem sido atacado de três maneiras. Primeiramente, e de maneira mais simples, pode-se simplesmente reduzir o comprimento da faixa de frequências para a região mais plana do espectro. A segunda consiste na atribuição de diferentes comprimentos de códigos a diferentes faixas de frequências, dependendo da posição dos *chips* nos códigos, com a desvantagem de que isso aumenta a complexidade na fabricação da máscara [35-36]. A terceira consiste em equalizar o espectro do LED utilizando-se filtros acustoópticos ou moduladores acustoópticos (AOM) [37], ou ainda utilizando-se um modulador espacial de luz (SLM) programável, tal como dispositivos de cristal

líquido (LCD) [38]. O funcionamento desses moduladores (SLM, LCD, AOM, etc.) foi detalhado por Weiner para aplicações em formatadores de pulsos em [39,40].

Outras pesquisas em codificação de intensidade espectral buscaram o desenvolvimento de novos códigos com melhores características de cardinalidade e ortogonalidade. Análises teóricas de sistemas OCDMA mostraram que a interferência de acesso múltiplo (MAI) é a principal razão para a degradação do desempenho do sistema, especialmente quando envolve um grande número de usuários [9,11]. Em sistemas OCDMA com codificação de intensidade espectral, para um dado número de usuários e comprimento de código, a MAI é determinada apenas pelos valores da correlação cruzada “em fase” entre as sequências de códigos, uma vez que a correlação perderia seu sentido físico se fosse feita fora de fase [30]. Uma grande vantagem desses sistemas é que se pode eliminar a MAI - via esquemas de detecção balanceada - quando os códigos utilizados têm uma correlação cruzada “em fase” conhecida, como no caso dos códigos Walsh-Hadamard (W-H) e *m*-sequence [30].

Supondo a identificação desses códigos pela notação (N, w, λ) , onde N é o comprimento da sequência do código, w a ponderação e λ a correlação cruzada “em fase”, outros códigos foram propostos buscando a supressão do ruído de intensidade espectral no detector causado por flutuações de fase das fontes ópticas. O código $((q^{m+1}-1)/(q-1), (q^m-1)/(q-1), (q^{m-1}-1)/(q-1))$ foi proposto baseado em pontos e hiper-planos de uma progressão geométrica $PG(m, q)$, onde q é a potência de um número primo $q=p^n$ com n sendo um inteiro positivo, e m ($m>2$) denota o vetor espacial de dimensão finita [41]. Algoritmos para sua construção também foram demonstrados junto com os métodos de construção algébrica do código $(p^2+p, p+1, 1)$ para cada número primo p ($p>2$), baseados em modificações feitas nos códigos obtidos por meio do método da congruência quadrática em [42]. De maneira semelhante, baseado em códigos de saltos em frequência (FH), outra família de códigos $(q^2+q, q+1, 1)$ foi proposta para potência de um número primo q . Este código não apenas possui uma correlação cruzada ideal, mas também existe para um número muito maior de inteiros que o código baseado no método da congruência quadrática [42]. Esses códigos mostraram desempenho muito superior ao código Walsh-Hadamard [42]. Já em [43], foi proposto um código primo modificado $(p^2, (p-1)/M, 1)$, onde p é um número primo e M é um fator de expansão do código. A utilização de pares de interferômetros Mach-Zehnder (MZI), que possibilitam a eliminação da MAI, e de códigos primos modificados para suprimir o ruído de intensidade espectral fez esse sistema operar com um maior número de usuários que os sistemas descritos anteriormente

para uma BER de 10^{-9} [43]. Também foi proposto um código com correlação cruzada igual a zero, o que aproxima esse sistema dos sistemas com multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM), já que a componente espectral transmitirá informações de apenas um usuário [44].

2.3 Codificação espacial

Seguindo implementações anteriores em espalhamento temporal [8] e espalhamento espectral [6], há também a possibilidade de espalhamento espacial [45-49]. Após codificado no domínio espacial, o sinal óptico pode-se propagar tanto em fibra óptica quanto no espaço livre. A codificação espacial tem sido também utilizada para a propagação de imagens em fibra óptica. Uma das primeiras propostas de implementação prática foi elaborada por Kitayama em 1994 [45]. A nova tecnologia proporciona transmissão paralela e acesso simultâneo de imagens bidimensionais (2-D) em um ambiente de múltiplo acesso. A ideia é transmitir imagens codificadas em elementos de quadro binários (*pixels*), associada a um padrão de assinatura óptica ortogonal. O padrão de assinatura é definido espacialmente como uma matriz de *pixels*, com m linhas por n colunas, ponderação w , e coeficientes de correlação λ_a e λ_c , configurando, assim, um esquema 2-D ($mn, w, \lambda_a, \lambda_c$). No que tange aos dispositivos, há muito que se evoluir, como por exemplo, fibras longas para transmissão de imagens e arranjos 2-D de fonte óptica coerente para operação em alta velocidade.

Outra possibilidade é a codificação espacial para propagação no espaço livre. As primeiras implementações utilizando *spread space* OCDMA, para propagação no espaço livre foram realizadas por Hassan *et al.* [46] e Salehi *et al.* [47,48]. A abordagem de Hassan era baseada nas propriedades do padrão de interferência gerado por fonte óptica coerente, manipulando as componentes espaciais por meio de uma máscara, um modulador espacial de luz (SLM) que imprime uma alteração de fase no sinal. O tamanho e a resolução da máscara determinam a máxima largura de faixa do código. Desse modo, sua capacidade era limitada por interferência. Um esquema de sincronização era necessário para viabilizar a implementação prática em sistemas de acesso múltiplo.

Esquemas de codificação de fase espacial com moduladores espaciais programáveis, utilizando cristal líquido (LCD), por exemplo, também foram propostos

[49]. O objetivo é substituir as máscaras SLM estáticas por outras reconfiguráveis, que podem ser facilmente programadas por um computador externo, viabilizando interconexão óptica.

2.4 Codificação de fase espectral

O conceito de codificação de fase espectral surgiu a partir de estudos das propriedades de pulsos ultracurtos [50], que mais tarde tiveram suas componentes espectrais manipuladas coerentemente para se estabelecer a base dos sistemas OCDMA coerentes [8,51]. Nesta seção será apresentada uma perspectiva histórica dos sistemas OCDMA com codificação de fase espectral, que serão discutidos com mais detalhes no próximo capítulo.

A ideia básica da codificação de fase espectral é modular a fase das componentes espectrais de pulsos ultracurtos de fontes coerentes. O uso de pulsos ultracurtos é justificado pela maior largura espectral que ele possui. O pulso é inicialmente disperso espacialmente por uma rede de difração, tem suas componentes espectrais moduladas por uma grade de codificação que aplica diferentes deslocamentos de fase de acordo com o código do usuário. Esse processo de modulação resulta em distorção do pulso em tempo, configurando o espalhamento temporal do pulso de entrada. A duração temporal do pulso espalhado é inversamente proporcional à resolução espectral do codificador de fase. A decodificação do sinal é realizada com um modulador de fase, que faz deslocamentos conjugados àqueles feitos no transmissor. Para uma saída casada com o transmissor, a codificação de fase será removida no receptor e um pulso estreito, com alto valor de pico em intensidade, será reconstruído. O pulso reconstruído é separado dos interferentes por meio de dispositivos de detecção de limiar ou empregando óptica não-linear, como o esquema de recepção em [52-53].

Um estudo teórico sobre os efeitos de dispersão e efeitos não-lineares em sistemas OCDMA coerentes foi feito em [54], onde foram analisadas as limitações do sistema em relação à largura do pulso e sua potência, respectivamente. Além disso, foi mostrado que a largura máxima do pulso está relacionada também à resolução espectral do codificador, que é função do comprimento do código e da largura de feixe do laser. Os autores também analisaram o problema da perda de alinhamento da máscara de codificação de

fase. Além das limitações físicas descritas acima, em [55] foram estudadas as limitações impostas pelo projeto do sistema e analisados os limites inferiores e superiores das potências dos pulsos em função do comprimento do código. Os efeitos da dispersão da fibra em sistemas com codificação de fase espectral foram posteriormente investigados em [56].

Analizando a viabilidade da técnica de codificação de fase espectral, Marhic propôs um sistema OCDMA coerente e o comparou tanto com sistemas OCDMA incoerentes quanto com sistemas WDM, cujas componentes poderiam ser utilizadas para uma implementação prática do sistema proposto [57]. Numa tentativa de diminuir os custos de uma implementação de um sistema OCDMA coerente, Griffin *et. al.* [58] utilizaram fontes de luz de baixa coerência para implementar um sistema OCDMA coerente utilizando redes de Bragg. Análises de performance desse sistema mostraram ser possível o funcionamento de um sistema de 12 usuários transmitindo a 1 Gbit/s cada. Além disso, foi demonstrado um sistema OCDMA com codificação bipolar livre de erros a uma taxa de 10 Gbits/s onde o chaveamento temporal foi introduzido numa tentativa de se reduzir a MAI [59]. Também utilizando redes de Bragg para a codificação/decodificação de fase espectral, a performance de sistemas com taxa de transmissão de 160 Gchips/s utilizando códigos *M-sequences* de 7 chips e Gold bipolar de 63 chips foram comparadas em [60]. Uma transmissão livre de erros foi demonstrada em testes com quatro usuários a 10 Gbit/s utilizando no receptor um dispositivo óptico de limiar não-linear (*nonlinear optical threshold*) [61]. Os resultados experimentais foram ampliados em [35, 62-63].

Devido à complexidade desses sistemas, várias outras análises de desempenho foram realizadas nos últimos anos. Comparações entre os formatos de modulação de fase ganharam importância na análise de sistemas coerentes [64] e surgiram novas técnicas de codificação espectral de fase, sendo feita no domínio do tempo [65] e utilizando distribuição não uniforme de chips, ou seja, atribuindo diferentes comprimentos de códigos a diferentes faixas de frequências [36]. Também foi estudada a influência do efeito de fase do *laser* na performance de sistemas coerentes [66], onde foi apresentado um novo conceito de sistema coerente utilizando luz banda larga gerada via processos paramétricos. Nesse trabalho, onde foram analisadas as sensibilidades do sistema ao comprimento do código, à largura de pulso e ao número de usuários concorrentes, foi projetado um sistema com número de usuários maior que 100, a uma taxa de 1Gbit/s cada usando modulação PSK [67].

Soluções CDMA para redes do tipo "FTTx" (*fiber to the X* - termo genérico dado às arquiteturas dos sistemas de comunicações que utilizam a fibra óptica para substituir os guias metálicos na última milha do link; ex.: FTTh - *home* - a fibra óptica chega até a casa do usuário) começaram a ser propostas e desenvolvidas com o objetivo de se obter um desempenho robusto e, ao mesmo tempo, de baixo custo. Nesse contexto, foi demonstrado experimentalmente um sistema OCDMA coerente com dois usuários transmitindo a uma taxa de 100 Mchips/s cada [68], utilizando LEDs como fontes ópticas e dispositivos Fabry-Perot ou Mach-Zehnder como codificadores/decodificadores. Mais tarde, foi implementado experimentalmente um sistema OCDMA com codificação de intensidade espectral permitindo que até oito usuários simultâneos compartilhassem a rede, sem erros, a uma taxa de 155Mb/s [69].

2.5 Sistemas OCDMA híbridos

2.5.1 Combinando Codificação em Tempo e Espaço

A fim de superar os problemas com a ineficiência no uso de largura de faixa e potência das primeiras propostas de codificação utilizando sequências unipolares pseudo-ortogonais, foram propostas formas de conversão destas sequências unidimensionais, 1-D, em bidimensionais, 2-D, manipulando tempo e espaço (T/S) [70-71].

Para construção do código matricial T/S, toma-se um membro de um conjunto de N_t sequências pseudo-ortogonais unipolares 1-D ($N, w, \lambda_a, \lambda_c$), sendo N o comprimento temporal de cada sequência (T_b/T_c), w a ponderação, λ_a e λ_c os coeficientes de correlação. Para se converter o código 1-D em 2-D divide-se a sequência pseudo-ortogonal em segmentos de comprimento f que, por conveniência de implementação, seleciona-se como binário (podem ser acrescentados zeros na sequência para tornar o comprimento múltiplo de f). Esses segmentos são arranjados em L_T colunas, sendo função de N_t e w . As linhas resultantes do arranjo podem ser permutadas para gerar até $f-1$ matrizes adicionais. Cada uma dessas matrizes é pseudo-ortogonal à outra. O processo é repetido para as outras $n-1$ sequências originais restantes.

O resultado é um conjunto de $N_t \times f$ matrizes pseudo-ortogonais de comprimento f vezes mais curtas que o código linear inicial dos quais foram gerados. Esse esquema

híbrido codificado no tempo e no espaço (T/S) pode aparecer caracterizado pela notação $M(N_t, w, f)$, sendo w a ponderação da sequência original e f o número de canais no espaço (w não precisa ser necessariamente igual a f). De um modo mais abrangente, pode ainda ser caracterizado por $N_t (L_T, R, p, w, \lambda_a, \lambda_c)$, que indica a formação de N_t códigos matriciais com p pulsos por linha. Uma implementação T/S com apenas um único pulso por linha (T/S SPR) realizada por Park *et al.* [70]. Diferente do caso temporal, não existem lóbulos laterais de autocorrelação, reduzindo a potência de interferentes, o que resulta $\lambda_a=0$. O coeficiente de correlação cruzada para esta configuração pode chegar a $\lambda_c=2$.

Uma nova família de códigos T/S SPR um pouco mais longa que a de Park *et al.* [70] e mais curta que a de Mendez *et al.* [71] foi proposta por Shivalleela *et al.* [72] e denominado T/S com adição módulo L_T (T/S AML), por meio de método algébrico. Uma vantagem importante desse modelo é a redução de $\lambda_c=2$, para $\lambda_c=1$, mantendo $\lambda_a=0$. Nesse trabalho é realizada ainda uma comprovação experimental destes valores de coeficientes de correlação encontrados para as configurações T/S SPR ($\lambda_c=2, \lambda_a=0$) e T/S AML ($\lambda_c=1, \lambda_a=0$), ambas com um único pulso por linha.

Essas primeiras implementações em códigos bidimensionais utilizavam apenas um comprimento de onda. Entretanto, a manipulação de sequências utilizando mais de um comprimento de onda tem sido sugerida desde o início da década de 1990 e continua a ser explorada atualmente. Configurações desse tipo serão apresentadas a seguir.

2.5.2 Combinando Codificação em Tempo e Frequência

Codificar em tempo e frequência proporciona maior flexibilidade na escolha dos códigos ópticos, resultando em aumento da capacidade do sistema. De acordo com o algoritmo empregado na distribuição dos pulsos nas sequências que governarão o espalhamento temporal (TS) e espalhamento espectral (SS), algumas classificações devem ser adotadas. Quando os algoritmos são os mesmos para ambos, o sistema é denominado simétrico e é um caso especial de um mais geral, o sistema assimétrico, com diferentes sequências de espalhamento temporal e espectral. No sistema assimétrico é possível ainda uma divisão geral em sistemas sobrecoloridos (*overcolored*), no caso de possuir mais comprimentos de onda que pulsos, e subcoloridos (*undercolored*), quando

há menos comprimento de onda que pulsos, necessitando o emprego do reuso de comprimento de onda [73].

Os códigos 2-D W/T OCDMA têm representação matricial $m \times n$, com o número de linhas, m , associado aos comprimentos de onda disponíveis, e o número de colunas, n , relacionado com os intervalos de *chips*, comprimento do código temporal. Portanto, sejam os códigos 2-D, $\mathbf{x}$ e $\mathbf{y}$, pertencentes a um conjunto C . Admitindo ortogonalidade entre os diferentes comprimentos de onda utilizados, para o cálculo das figuras de correlação serão considerados apenas os deslocamentos no tempo. A cardinalidade do código vai depender do algoritmo utilizado e a notação segue o padrão de identificação $(m \times n, w, \lambda_a, \lambda_c)$ ou $(mn, w, \lambda_a, \lambda_c)$ adotado para o OOC, sendo o comprimento $N=mn$, w a ponderação, λ_a e λ_c os coeficientes de correlação.

Lancevski e Andonovic foram os primeiros a propor combinação de códigos para codificação W/T 2-D híbrida em 1994 [74]. Nesta implementação utilizaram filtros passa-faixa (FPF) e linhas de atraso óptico (ODL). Nesta abordagem foi utilizado código de sequências primas (PCS) para efetuar o espalhamento em tempo (TS) e os saltos em comprimento de onda (WH), configurando um WH-TS 2-D primo/primo com propriedades de correlação $(p \times p^2, p, 0, 1)$ [74]. Esses mesmos autores apresentaram em 1996 uma análise mais completa do esquema híbrido utilizando o esquema primo/primo para construção dos códigos, ressaltando suas propriedades de segurança e simetria, pois o mesmo algoritmo de sequências primas é utilizado para espalhamento temporal (TS) e salto em comprimento de onda (WH) [73].

Baseado em sistemas de comunicação sem fio, o conceito de acesso múltiplo com saltos em frequência (FHMA) foi sugerido pela primeira vez para o domínio óptico em [75], e analisado com modulação de fase e detecção coerente em [76], que também utilizou codificação Reed-Solomon (RS) para fazer a correção de erros. Porém, para a técnica de codificação com saltos rápidos em frequência (FFH) ser implementada no domínio óptico dependia de dispositivos apropriados para efetuar o isolamento seletivo de frequências. Assim, Lancevski e Andonovic sugeriram filtros passa faixa (FPF) e linhas de atraso óptico (ODL) para as configurações propostas [74]. Chen *et al.*, por sua vez, demonstraram experimentalmente múltiplas redes de difração em uma estrutura de fibra óptica, denominada rede Bragg em fibra (FBG), que poderiam ser utilizadas para decompor pulsos ópticos faixa larga ultracurtos simultaneamente em comprimento de onda e tempo [77-78].

Implementações baseadas em esquemas de codificação propostos para FHMA foram adaptadas para o domínio óptico e demonstradas na prática por Fathallah *et al.*, configurando o OFFH-CDMA ou FFH-OCDMA [79]. Algoritmos de codificação, como os denominados sequências de coincidência unitária [80], foram utilizados na prática em [79]. Eles têm as seguintes propriedades: 1) todas as sequências são de mesmo comprimento; 2) em cada sequência, cada frequência é utilizada no máximo uma vez; 3) o número máximo de batimento entre qualquer par de sequências para qualquer deslocamento de tempo é no máximo igual a “1”. Cada usuário seleciona um padrão de N frequências de um conjunto de q frequências disponíveis, $S=\{f_1, f_2, \dots, f_q\}$, sendo $N \leq q$. O modelo de saltos em frequência geralmente é representado por uma matriz ($N \times q$), no plano tempo e frequência. N corresponde ao número de redes escritas no decodificador, q é fixado pela capacidade da rede sintonizar um determinado comprimento de onda, estabelecendo um limite físico. Outros métodos, como o de congruência hiperbólica estendida (EHC), utilizado em sistemas de RF [81], consegue melhores propriedades de correlação. Entretanto, por não serem retangulares, $N \neq q$, nesse caso, tiveram modificações sugeridas para adaptá-los às variações de frequência, derivando o EHC truncado. Este último foi aplicado ao sistema FFH-OCDMA para torná-lo mais robusto [82]. Redes de Bragg também foram utilizadas na análise de um sistema FFH-OCDMA com taxas de *bit* variáveis para aplicações multimídia que necessitavam de diferentes padrões de qualidade de serviço (QoS) [83]. Utilizando redes de Bragg no esquema de codificação proposto em [83], Kitayama *et. al.*, demonstraram experimentalmente um sistema FFH-OCDMA com dois usuários transmitindo a uma taxa de 10 Gbit/s sem erros por uma distância de 100 km [84].

Yang e Kwong [85] propuseram um esquema utilizando códigos ópticos ortogonais em múltiplos comprimentos de onda (MWOOC), que consiste em palavras de código matriciais, sendo cada pulso codificado em um comprimento de onda distinto. Nesta implementação é empregado um método generalizado de múltiplos comprimentos de onda em códigos primos e em códigos Reed-Solomon [86]. Uma outra proposta de construção MWOOC com objetivo de melhorar a cardinalidade é realizada por Kowng *et al.* em [86], onde emprega saltos em comprimento de onda governados por sequências primas, $(p^2, p, p-1, 2)$, sobre o espalhamento temporal de códigos ópticos ortogonais $(N, w, 1, 1)$, resultando no $(p \times N, w, 1, 1)$.

Outra possibilidade no âmbito da codificação 2-D W/T são as propostas que utilizam conversão de sequências pseudo-ortogonais unipolares unidimensionais (1-D)

em bidimensionais (2-D), denominada de matriz plana por Mendez *et al.* [87-89]. Essas formulações buscam projetar códigos para trabalhar em altas taxas, 2,5 Gb/s, por exemplo, incorporando *lasers* de múltiplas frequências utilizados em sistemas DWDM. A estratégia de Mendez é explorar sistemas OCDMA compatíveis com alta densidade (> 8 usuários), altas taxas ($>> 155$ Mb/s) e enlaces longos ($>> 40$ km).

A ideia nessa abordagem é semelhante àquela utilizada pelo algoritmo empregado para geração dos códigos temporal/espacial 2-D (T/S) [70-71], com base em sequências pseudo-ortogonais (PO). O objetivo é manter as propriedades de correlação das sequências originais, ao passo que reduz a expansão em largura de faixa e aumenta a quantidade de códigos. Nessa estratégia, uma ou mais sequências PO são empacotadas ou convertidas em matrizes 2-D, preservando as propriedades de correlação. As demais matrizes são obtidas mediante permutações de linhas da matriz gerada. As colunas estão associadas com os subintervalos de tempo do *bit*, os *chips*, e as linhas aos comprimentos de onda. Um “1” dentro da matriz corresponde à transmissão de um pulso óptico naquele comprimento de onda e naquele intervalo [87].

As pesquisas mostram que a complexidade das implementações pode ser evitada utilizando-se um tempo de guarda (período do bit que fica apagado) e um OHL no receptor. O OHL só seria necessário com um número significativo de usuários; com poucos, o tempo de guarda pode ser uma providência suficiente, pois aumenta a cardinalidade e evita a interferência intersimbólica (ISI) [88].

Códigos W/T 2-D têm melhor eficiência espectral que os esquemas híbridos WDM + CDMA 1-D, quando confrontados em cardinalidade. A eficiência espectral é maior que 0,1 b/s/Hz, com potencial para chegar a 0,5 b/s/Hz, conforme simulado e demonstrado na prática por Mendez *et al.* [89], com um equipamento montado para trabalhar como um demonstrador de tecnologia OCDMA. A régua de Golomb ótima, adotada nesta implementação, forma códigos com cardinalidade arbitrária.

Uma outra implementação na linha de conversão de sequências foi realizada por Shivaleela *et al.* [90]. Nesta abordagem a proposta é substituir a dimensão espaço por comprimento de onda, formando o código 2-D W/T SPR e também a adoção de múltiplos pulsos por linha (MPR) para gerar outra formulação 2-D, o W/T MPR. Códigos 2-D W/T MPR de R linhas, L_T colunas e w_p ponderação por linha, totalizando $w = R w_p$, podem ser construídos com base em uma família de R OOC's com ponderação w_p , como vetores linha, caracterizando N códigos, dado por: $N(R \times L_T, w, \lambda_a=1, \lambda_c=1)$. Outras propostas de códigos W/T MPR foram realizadas incluindo metodologias de projeto de códigos,

descrições dos padrões W/T, esquemas de implementação do codificador/decodificador e medidas de diagrama de olho e BER em função do número de usuários [91-92]. Além disso, efeitos de dispersão em sistemas OCDMA com múltiplos comprimentos de onda foram estudados e remediados [93], inclusive com compensação eletrônica da dispersão [94]. Sistemas W/T-OCDMA utilizando fontes coerentes e incoerentes foram comparados em [95-96], e até a técnica de geração de luz supercontínua e fatiamento espectral foi utilizada em uma implementação prática [97].

A eficiência espectral (SE), definida como fluxo efetivo de dados pela largura de faixa necessária para transmissão, é calculada para cada algoritmo de codificação específico. Para os códigos W/T é definida como $SE = (N \times 1/T_b) / (R \times 1/T_c)$, sendo N o número de códigos e R o número de linhas ou de comprimentos de onda. Além do aumento na cardinalidade, houve uma melhora significativa na SE para a formulação W/T MPR.

No capítulo seguinte é feita uma análise detalhada dos sistemas OCDMA coerentes, tema principal deste trabalho, e são mostradas as tecnologias chave para a implementação desses sistemas.

Capítulo 3

Sistemas OCDMA coerentes

Os sistemas OCDMA coerentes são classificados pela maneira que a codificação de fase é aplicada ao sinal óptico. Se a manipulação da fase óptica é feita no domínio do tempo, temos uma codificação temporal de fase - TPC/OCDMA. Caso a codificação seja feita no domínio da frequência, temos uma codificação espectral de fase - SPECTS-OCDMA.

3.1 Sistemas OCDMA com codificação de fase espectral

O sistema OCDMA com codificação espectral de fase (SPECTS-OCDMA) necessita de uma fonte de luz banda-larga que, além de suportar vários comprimentos de onda, seja altamente coerente do ponto de vista do domínio da frequência, como por exemplo, *lasers mode-locked*. O diagrama de blocos de um sistema OCDMA com codificação espectral de fase é mostrado na Figura 3.1.

A sequência de pulsos do *laser mode-locked* é primeiramente modulada com os dados do usuário. A modulação de dados, que acontece no domínio do tempo, pode ser simplesmente um chaveamento *on-off* (OOK), que apenas acende ou apaga o pulso óptico, dependendo se o bit de dado é “1” ou “0”, respectivamente. Outra opção para essa modulação de dados é utilizar formatos de modulação mais avançados, como chaveamento por deslocamento de fase em quadratura (QPSK) e Duobinário. Vale ressaltar que dependendo do formato de modulação escolhido, pode ser necessária a realização de uma operação complementar de demodulação óptica antes de o sinal chegar ao detector.

Figura 3-1 – Diagrama de blocos de um sistema OCDMA com codificação de fase espectral (SPECTS-OCDMA).

Após a modulação de dados, o sinal é enviado a um codificador espectral de fase, que aplica um código de fase específico OCDMA no espectro do pulso. A cada usuário é atribuído um código de um conjunto de N elementos de codificação espectral de fase. Os codificadores espectrais de fase dividem o espectro do pulso modulado em pequenas partes proporcionais ao comprimento do código e aplicam um deslocamento de fase para cada parte do espectro de acordo com o código. Esses deslocamentos de fase podem ser simplesmente bipolares, como 0 ou π , ou podem ser mais avançados e ter vários níveis de fase. O efeito do codificador espectral de fase no domínio da frequência é alterar a fase relativa entre as diferentes componentes espectrais do sinal. No domínio do tempo, a ação do codificador espectral de fase resulta em espalhamento temporal do pulso original, o que o faz se parecer com ruídos.

Uma vez codificado, o sinal pode ser passivamente combinado com outros sinais OCDMA, sendo que cada um pode ter suas características únicas de codificação espectral de fase e se sobrepõem completamente no domínio da frequência. Esta forma de multiplexação passiva é que distingue sistemas OCDMA de sistemas mais convencionais, como o WDMA, onde os usuários são independentes, não podem se sobrepor, e existem larguras de faixa para cada usuário. Sistemas OCDMA também se diferem dos sistemas TDMA porque o sinal não ocupa um *slot* de tempo pré-determinado, permitindo a sobreposição temporal entre usuários. Entretanto, para sistemas OCDMA coerentes, é um tanto comum a sincronização entre usuários para minimizar a interferência de acesso múltiplo (MAI).

A recuperação do sinal de um dado usuário no receptor no final do sistema é realizada por meio de um decodificador espectral de fase, que é aproximadamente idêntico ao codificador localizado no transmissor, mas utiliza uma máscara espectral de fase conjugada. O processo de decodificação espectral de fase realinha as fases das componentes espectrais, o que resulta na recuperação do pulso no seu formato original para aquele usuário desejado. Ao mesmo tempo, os sinais vindos de outros transmissores não são recuperados, pois o decodificador não está devidamente ajustado para esses sinais. Assim, o sinal continua no formato de ruído.

Após a decodificação espectral de fase, é necessário remover a interferência de acesso múltiplo (MAI) resultante dos sinais dos usuários indesejados. Existem duas possíveis implementações para essa função: chaveamento temporal óptico, que extrai apenas o pulso de interesse e, *thresholding* óptico, que atua como um limitador para extinguir o ruído da MAI de baixa intensidade. Depois do ruído da MAI ter sido eliminado, o sinal de dados do usuário desejado pode ser recuperado por meio da demodulação de dados e da detecção.

3.2 Sistemas OCDMA com codificação de fase temporal

Como já mencionado, também é possível manipular a fase óptica no domínio do tempo. Esta abordagem é feita em sistemas OCDMA com codificação de fase temporal (TPC-OCDMA), como a implementada em [98-99] cujo esquema básico é ilustrado na Figura 3.2.

A arquitetura de um sistema TPC-OCDMA tem várias semelhanças com a abordagem feita em um sistema SPECTS-OCDMA descrito anteriormente. Por exemplo, fontes de luz frequentemente utilizadas nos sistemas TPC-OCDMA são os *lasers mode-locked*. Entretanto, neste caso não são as características espectrais de vários comprimentos de onda dos *lasers mode-locked* que são importantes, como no caso da codificação espectral, mas sim a capacidade de produzir pulsos ultracurtos. Os pulsos gerados são modulados com os dados do usuário. Esta etapa pode ser feita utilizando-se modulação de intensidade por chaveamento *on-off* ou ainda formatos de modulação mais complexos.

Figura 3-2 – Diagrama de blocos de um sistema OCDMA com codificação de fase temporal (TPC-OCDMA).

Após a modulação de dados, um codificador temporal de fase é utilizado para criar N cópias do pulso, cada uma atrasada de tal forma que eles sejam igualmente espaçados temporalmente. O espaçamento entre os pulsos é definido como o intervalo temporal entre *chips*. Além do atraso temporal entre as cópias dos pulsos, existe também um deslocamento de fase. Apesar de o atraso temporal não ser feito de forma precisa, pode-se dizer que o deslocamento de fase é relativamente preciso. A cada cópia do pulso é aplicado um conjunto de deslocamentos de fase baseados no código atribuído àquele usuário. Assim como nos sistemas SPECTS-OCDMA, as componentes individuais de fase podem ser construídas a partir de códigos bipolares, com deslocamentos de fase 0 e π , ou podem ser construídas utilizando-se codificação com vários níveis de deslocamento de fase.

Após a codificação temporal de fase, os sinais de vários usuários OCDMA podem ser passivamente combinados em um único meio de transmissão. Assim como nos sistemas SPECTS-OCDMA, os sinais, que estão sincronizados temporalmente, se sobrepõem completamente em tempo e espectro, mas agora é sua codificação temporal de fase que identifica unicamente cada sinal transmitido por seu respectivo usuário.

Para recuperar as informações transmitidas por um determinado usuário, é utilizado no receptor um decodificador temporal de fase similar ao utilizado no

transmissor para a codificação. Os elementos de deslocamento de fase do decodificador são ajustados de forma conjugada às posições desses elementos do codificador do usuário de interesse. Ou seja, o decodificador, que faz essencialmente apenas uma correlação temporal entre o sinal recebido e o código do usuário, faz N cópias do sinal recebido. Em seguida, aplica o conjunto de deslocamentos de fase para cada cópia e atrasa temporalmente esses pulsos por um intervalo de chip antes de recombina-los passivamente. Como resultado, quando o decodificador temporal de fase está ajustado para um determinado código transmitido, um forte pico de auto-correlação é observado na forma de onda da saída do decodificador. Caso contrário, quando o decodificador não está ajustado para o código transmitido, é visto na saída do decodificador um sinal cuja forma de onda se assemelha a ruído.

Após a decodificação, é necessário remover a MAI resultante de contribuições dos usuários indesejados. Tecnologias utilizadas nos sistemas SPECTS-OCDMA, como chaveamento temporal óptico e *thresholding* óptico, também podem ser utilizadas em sistemas TPC-OCDMA. Depois do ruído da MAI ter sido eliminado, o sinal de dados do usuário desejado pode ser recuperado por meio da demodulação de dados e da detecção.

Na próxima seção, será dada ênfase na análise dos diversos tipos de codificadores e decodificadores do sistema SPECTS-OCDMA, foco deste trabalho.

3.3 Codificadores e decodificadores para sistemas SPECTS-OCDMA

A capacidade de acessar e modificar uniformemente a fase de *slots* de frequência independentes é fundamental para a tecnologia OCDMA baseada em codificação espectral de fase. A operação essencial do codificador/decodificador consiste em três funções: demultiplexar os canais de frequência em *slots* de frequência pré-definidos, imprimir uma mudança de fase uniforme sobre toda a largura espectral do *slot*, e multiplexar os *slots* de frequência codificados em fase em uma única fibra óptica. Para manter a integridade do processo de codificação de fase, as fases de todos os *slots* de frequência têm que ser modificadas por meio do emprego de processos opticamente estáveis. Os processos de multiplexação e demultiplexação podem ser feitos em paralelo ou em série, dependendo da tecnologia empregada. Nesta seção são apresentadas algumas

das tecnologias que estão sendo utilizadas em codificadores e decodificadores espectrais de fase, divididas pela maneira que a manipulação da fase do campo óptico é feita: no espaço livre ou sob guiamento.

3.3.1 Codificadores e decodificadores espectrais de espaço livre

A ideia de um sistema OCDMA coerente baseado na codificação de fase espectral foi primeiramente introduzida em [6], mas uma análise completa foi feita mais tarde, em [51]. O codificador/decodificador, baseado em técnicas de formatação de pulsos ultracurtos [50,100-101], utiliza um par de redes de difração de espaço livre e um par de lentes ópticas para espalhar as componentes espectrais no espaço, enquanto que a máscara de fase é utilizada para realizar o deslocamento de fase pré-determinado pelo código utilizado para cada componente espectral do pulso. Recentemente foi publicado um ótimo *review* sobre essas técnicas de formatação dos pulsos, dando ênfase em implementações programáveis da máscara de fase [39,40]. Um exemplo de codificador/decodificador é mostrado na Figura 3.3.

A máscara de fase consiste simplesmente em um arranjo linear no espaço de todas as componentes espectrais, cujas fases serão moduladas com valores entre 0 e π , de acordo com o tipo de código utilizado. A máscara de fase é colocada no plano focal equidistante às duas lentes, no ponto onde as componentes espectrais obtêm a máxima separação espacial. A reconstrução temporal do pulso é, na ausência de uma modulação espectral de fase, idêntica ao pulso de entrada, uma vez que a máscara de fase não é um meio dispersivo. Caso contrário, se uma variação de fase é imposta pelo modulador no espectro do pulso, o formato temporal do pulso de saída será dado pela transformada de Fourier do espectro modulado.

Figura 3-3 – Codificador e decodificador utilizando redes de difração para pulsos ultracurtos em sistemas OCDMA com codificação espectral de fase.

A resolução do codificador/decodificador é definida como a razão entre o tamanho da região no plano focal correspondente a uma única componente espectral e o espalhamento espacial total do espectro do pulso no plano focal. Quando se necessita de resoluções mais altas, em geral é melhor aumentar o diâmetro do feixe incidente na rede de difração que aumentar a dispersão espectral da rede de difração ou aumentar a largura de banda espectral do pulso de entrada [5]. Intuitivamente, situações de alta resolução são caracterizadas quando o espectro aparece como uma linha larga e plana, focalizado no plano focal da lente. A resolução de codificadores/decodificadores práticos pode ser da ordem de algumas centenas, e até mais, para o comprimento de onda de $1,55 \mu\text{m}$, com projetos cuidadosamente otimizados e pulsos ultracurtos de aproximadamente 100fs [6]. A resolução tem um papel importante no projeto do sistema, uma vez que determina qual o tamanho do código (número de *chips*) que pode ser aplicado ao espectro de um pulso, já que um modulador espacial eficiente pode ser construído com um grande número de minúsculos pixels. Como exemplo, a resolução espectral de redes de difração se mostrou adequada para endereçamento e modulação de fases para até 127 componentes espectrais em [6,101]. Atualmente, moduladores espaciais de luz (SLMs) endereçáveis e disponíveis comercialmente fornecem entre 128-256 pixels, o que é ideal para comprimentos de código de 64-128 [5].

Os sinais codificados vindos de diferentes transmissores são passivamente combinados e enviados a todos os subsistemas receptores que compartilham o mesmo

canal de transmissão. O subsistema receptor é composto por um decodificador espectral de fase e um dispositivo de limiar óptico. O decodificador óptico tem uma máscara de fase que é uma versão complexo-conjugada da máscara de fase utilizada no transmissor. Para o caso de códigos espectrais de fase bipolares (símbolos $[+1, -1]$ se referem, respectivamente, aos deslocamentos de fase $[0, \pi]$), as máscaras de fase do codificador e decodificador são idênticas. Assim, quando o sinal recebido passa por um decodificador casado, os deslocamentos espectrais de fase são removidos e o pulso original é reconstruído. Por outro lado, quando o par codificador/decodificador não é casado, os deslocamentos espectrais de fase são rearranjados, mas não removidos. Como resultado, a saída do decodificador permanece semelhante a um ruído. O dispositivo de limiar óptico é ajustado para detectar dados correspondentes aos pulsos decodificados, e rejeitar os ruídos que surgiram da decodificação imprópria dos pulsos de outros transmissores. Em [51], onde apenas um único usuário estava presente, foi demonstrada uma relação de contraste de aproximadamente 25:1 entre os pulsos devidamente e erroneamente decodificados. Em sistema OCDMA realísticos, onde existe mais de um transmissor, o ruído de fundo será sobrepujado pelo ruído da interferência de acesso múltiplo (MAI). Com isso, outras técnicas de supressão de ruído, como o uso de codificação ortogonal, chaveamento temporal óptico e limitadores ópticos se farão necessárias. Alguns progressos mais recentes em sistemas OCDMA baseados em redes de difração podem ser vistos em [102].

3.3.2 Arranjo de fase imageado virtualmente -VIPA (virtually imaged phased array)

O desejo de se ter um sistema OCDMA compatível com as redes ópticas com multiplexação por comprimento de onda em alta densidade (DWDM) nos obriga a considerar a possibilidade de um sistema com faixa espectral limitada a uma única banda passante, onde a largura espectral é da ordem de 100GHz. Neste contexto, o máximo número de *chips* que pode ser empregado no processo de codificação pode ser significativamente diminuído pela resolução do codificador/decodificador.

Para se conseguir um importante aumento na resolução espectral do codificador/decodificador, foi utilizado em demonstrações de sistemas OCDMA [103] o arranjo de fase imageado virtualmente, ou *virtually imaged phased array* (VIPA) [104-

106]. Esse dispositivo atua como um dispersor espectral no lugar da rede de difração. O VIPA é um interferômetro Fabry-Perot modificado, que é iluminado por uma fonte focalizada e injetada no dispositivo Fabry-Perot sob certo ângulo de incidência. Como mostrado na Figura 3.4, o *walk-off* espacial das múltiplas reflexões são equivalentes a uma matriz virtual de fontes ópticas, que formam uma rede de difração virtual. Quando combinado com lentes de Fourier, o conjunto se comporta como a rede de difração e as lentes descritas anteriormente. VIPAs podem ser projetados para ter alta resolução espectral porque eles podem ser equivalentes a uma rede de difração de tamanho pequeno, permitindo a separação dos diferentes modos axiais de fluxos de dados em taxas de alguns gigahertz sobre uma faixa espectral limitada. Além de codificação e decodificação espectral, os formatadores de pulsos baseados no VIPA também podem ser utilizados para outras aplicações de processamento de sinais ópticos, como compensação de dispersão programável de alta resolução espectral [107]. Dispositivos baseados em redes de difração parecem ser mais apropriados para uso com pulsos ultracurtos e altas taxas de repetição, enquanto o VIPA é útil para reduzidas larguras de banda ópticas onde a sua alta resolução permite uma precisa modulação de fase de um grande número de componentes espectrais.

3.3.3 Codificadores e decodificadores espectrais de ondas guiadas

Embora codificadores/decodificadores de espaço livre sejam dispositivos úteis para testes laboratoriais, construídos em mesas ópticas, um sistema OCDMA prático exige dispositivos de onda guiada de tamanho compacto, com potencial para a integração em larga escala, facilidade de uso, baixo custo, e com produção em larga escala. Pesquisas focadas no desenvolvimento de guias de onda planares e estruturas fabricadas em silício ou InP para OCDMA progrediram sob a forma de AWGs (redes de guias de ondas, ou *arrayed waveguide gratings*) passivos, integração de dispositivos passivos e ativos em InP, redes de Bragg em fibras (FBGs) e circuitos ressoadores em anel [5].

Figura 3-4 – Ilustração do *virtually imaged phased array* (VIPA).

3.3.4 AWGS e integração óptica

AWGs fabricados em silício e InP foram desenvolvidos para OCDMA com codificação espectral. Em 1999, Tsuda *et al.* [108] investigaram a codificação/decodificação espectral de fase de um trem de pulsos ultracurtos cuja taxa era de 10-Gb/s (largura de pulso aproximadamente 800 fs). Os autores utilizaram um AWG de sílica de alta resolução como um codificador/decodificador, um filtro espacial de fase de 255-chips e um espelho de ouro padronizado.

O desenvolvimento de um transceptor OCDMA plenamente integrado, incluindo fonte de luz laser, codificadores e decodificadores AWG, e processamento de sinais ópticos não-lineares é um grande desafio que permitiria o desenvolvimento de transmissores e receptores OCDMA compactos de custo-benefício realizável.

3.3.5 Micro-ressoadores em anel

Desenvolvimentos recentes na fabricação de dispositivos guias de onda utilizando geometria planar possibilitaram aos micro-ressoadores em anel (MRR) uma posição competitiva em termos de filtragem de alta resolução [109-110]. As vantagens dos filtros baseados em MRRs são: compatibilidade com integração óptica, alta capacidade de compactação, estabilidade de fase e possibilidade de produção em massa. Filtros de banda

Figura 3-5 - (a) Filtro sintonizável utilizando micro-ressonadores em anel [110]. (b) Circuito óptico do codificador espectral de fase de 16 chips baseado em MRRs [110].

estreita que utilizam MRR, capazes de fazer sintonia de comprimento de onda por meio da variação da temperatura foram demonstrados em [110]. Estes dispositivos têm desempenho similar aos filtros VIPA em termos de resolução espectral, qualidade de formatação espectral do pulso e perdas de inserção. Entretanto, para codificadores baseados em MRRs, devem ser levadas em conta as variações de velocidade de grupo e dispersão para cada componente de frequência quando for projetado o sistema OCDMA.

A Figura 3.5 mostra um filtro utilizando MRRs fabricado numa plataforma de SiO_2/Si por [110]. Os dispositivos guias de onda são definidos por um processo de dopagem do material que aumenta o índice de refração. Assim, a luz vinda da entrada é acoplada à primeira estrutura de ressoadores cuja frequência de ressonância é definida pelo raio do ressonador. O comprimento de onda para se obter máximo acoplamento pode ser sintonizado via mudanças nos raios dos anéis, o que pode ser realizado pela variação de temperatura no chip. Quanto maior o número de anéis utilizados em série, maior controle do espectro da luz acoplada se consegue. A direção de acoplamento é tal que, para um número par de anéis, a luz acoplada sai do dispositivo na direção contrária à fibra de entrada.

Um sistema OCDMA compatível com a canalização de frequências de um sistema WDMA foi desenvolvido em [109]. Ao contrário do codificador baseado no VIPA, as componentes espectrais são sintonizadas individualmente no codificador utilizando MRRs. Para se manter a mesma relação de fase entre diferentes componentes espectrais, a luz acoplada no ressonador necessitará sair no sentido oposto à entrada, o que fará com que o número de MRRs seja sempre par. Os deslocamentos de fase de $[0, \pi]$ numa

determinada componente espectral são induzidos por meio da propagação da luz por uma distância extra, via aquecimento, que alonga o respectivo caminho óptico.

No capítulo seguinte será apresentada a metodologia de análise de desempenho de redes OCDMA coerente baseadas em codificação de fase espectral desenvolvida neste trabalho.

Capítulo 4

Implementação numérica do sistema SPECTS-OCDMA

Neste capítulo serão apresentados resultados de algumas implementações numéricas do sistema SPECTS-OCDMA. Serão mostradas as dinâmicas temporal e espectral durante a propagação de pulsos ultracurtos codificados. Será possível perceber mudanças significativas no formato do pulso codificado ao longo da propagação devido à forte influência dos efeitos não-lineares em pulsos de alta potência. Além disso, será mostrado que os efeitos dispersivos também degradam o desempenho do sistema devido à grande largura de banda dos pulsos codificados. Como consequência disso, a decodificação se tornou mais difícil à medida que a distância de propagação aumenta se não for realizada uma compensação de dispersão.

Outro importante aspecto do processo de decodificação em sistemas OCDMA com codificação espectral de fase é como é feito o tratamento do sinal para se recuperar a informação transmitida. O receptor deve distinguir entre um pulso ultracurto decodificado e a superposição de sinais espalhados temporalmente, todos com a mesma amplitude [5]. Vários métodos não-lineares têm sido empregados para realizar essa importante tarefa, entre eles: auto-modulação de fase (SPM) em fibras ópticas [101] e chaveamento óptico síncrono utilizando *nonlinear optical loop mirror* (NOLM) [52,111]. Após alguns aspectos gerais do sistema SPECTS-OCDMA implementado, serão mostrados detalhes da implementação desses métodos não-lineares de pós-processamento do sinal.

Para cada sistema implementado é escolhida a taxa de transmissão (B) de cada usuário. O período do bit é $T_{\text{bit}} = 1/B$. Para evitar interações entre pulsos de bits adjacentes, que também é conhecida por interferência inter-simbólica (ISI), a largura do pulso T_0 é definida como $T_0 = T_{\text{bit}}/(2 \times q_0)$, onde $2 \times q_0$ é o fator de compressão do pulso em relação ao período do bit, em unidades normalizadas [112-113]. Nos sistemas simulados utilizou-se uma taxa de transmissão $B = 10$ Gbits/s para cada usuário, com fator de compressão do pulso de $2 \times q_0 = 20$, e obtiveram-se pulsos de largura $T_0 = 500$ fs. Além

disso, foram utilizados pulsos de 0 dBm de potência, para minimizar a influência dos efeitos não-lineares.

O código utilizado foi o Walsh-Hadamard (W-H), obtido via comando *hadamard* no Matlab. Códigos W-H são vantajosos em redes OCDMA síncronas devido à sua propriedade de minimizar a energia no centro do pulso após a codificação e o espalhamento temporal. Em sistemas síncronos, a falta de energia no centro do pulso reduz a interferência entre os pulsos espalhados e o pulso corretamente decodificado dentro da janela temporal utilizada para o chaveamento síncrono, realizado com o auxílio do NOLM (*nonlinear optical loop mirror*) [114]. O quanto o pulso espalha quando codificado é proporcional ao comprimento do código, e códigos mais longos são desejáveis para minimizar a MAI. Entretanto, códigos longos necessitam de alta resolução espectral e pulsos com maior largura de banda.

A codificação de fase foi limitada à faixa espectral do pulso que tem pelo menos 1% da potência espectral do comprimento de onda de bombeio, $\lambda_0 = 1550$ nm, resultando numa largura espectral de aproximadamente 17 nm, e foram atribuídos deslocamentos de 0 e π para os códigos -1 e 1, respectivamente. Todos os parâmetros utilizados nessas análises são os mesmos do capítulo anterior. Para exemplificar esse processo de codificação, as Figuras 4.1 e Figuras 4.2 representam, respectivamente, o pulso no domínio do tempo e frequência, antes da codificação espectral. O espectro do pulso codificado para o usuário 5 do código Walsh-Hadamard de 64 *chips* pode ser visto na Figura 4.3. Nas Figuras 4.4 e 4.5 são mostrados, respectivamente, o formato temporal do pulso codificado e seu módulo. É importante lembrar que o módulo do formato espectral não mudou devido à codificação. Como já foi dito, a atribuição de fases às componentes espectrais do pulso, de acordo com uma sequência pseudo-aleatória, causa o espalhamento temporal do pulso.

Figura 4-1– Módulo do formato temporal do pulso de entrada.

Figura 4-2 – Módulo do formato espectral do pulso de entrada.

Figura 4-3 – Formato espectral do pulso de entrada codificado.

Figura 4-4 – Formato temporal do pulso de entrada codificado.

Figura 4-5 – Módulo do formato temporal do pulso de entrada codificado.

Após a propagação e a compensação de dispersão, a decodificação é feita de forma semelhante ao processo de codificação, mas utilizando uma máscara de fase conjugada em relação à máscara utilizada na codificação. Nesse sistema em particular, as máscaras de fase de codificação e decodificação são idênticas, devido aos deslocamentos de 0 e π .

Após a decodificação, o sinal óptico do usuário de interesse é corretamente decodificado e o pulso inicialmente transmitido é recuperado, enquanto os outros usuários não são decodificados e seus sinais são resultados da interferência de acesso múltiplo (MAI). Para exemplificar como essa interferência aparece no sistema, a Figura 4.6 mostra os sinais ópticos para o usuário de interesse e outros usuários presentes no sistema descrito anteriormente, após a decodificação. Não foi considerada nenhuma fibra óptica no sistema (*back-to-back*). Como apenas o usuário 5 teve seu sinal transmitido, ele é o único a recuperar seu sinal e os outros usuários tem sinais resultantes da MAI. E à medida que outros usuários são adicionados no sistema, a sua decodificação também acontece. Isso pode ser visto nas Figuras 4.7, 4.8 e 4.9, para 2, 3 e 4 usuários, respectivamente.

Figura 4-6 – Formatos temporais dos pulsos decodificados para cada usuário, quando apenas um usuário (#5) está transmitindo.

Figura 4-7 – Formatos temporais dos pulsos decodificados para cada usuário, quando apenas dois usuários (#5 e #32) estão transmitindo.

Figura 4-8 – Formatos temporais dos pulsos decodificados para cada usuário, quando apenas três usuários (#5, #32 e #52) estão transmitindo.

Figura 4-9 – Formatos temporais dos pulsos decodificados para cada usuário, quando todos os usuários estão transmitindo.

Uma análise mais realista de um sistema OCDMA necessita levar em consideração a fibra óptica, que causa mudanças significativas no formato do pulso codificado devido à forte influência dos efeitos não-lineares e efeitos dispersivos. A equação que modela a propagação de pulsos em fibra óptica é a *equação não-linear de Schrödinger* (NLSE), que é mostrada abaixo em uma das suas formas mais gerais para apenas um estado de polarização [111,112]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} A + \sum_{m \geq 1} \frac{i^{m-1} \beta_m}{m!} \frac{\partial^m A}{\partial t^m} = i \gamma \left(1 + i \tau_{SHOCK} \frac{\partial}{\partial t} \right) \left[(1 - f_R) (A|A|^2) + f_R \left(A \int_0^\infty R(t') |A(t-t')|^2 dt' \right) \right], \quad (4.1)$$

onde $A(\omega)$ é a envoltória de variação lenta do pulso para uma dada frequência angular ω , α é o coeficiente de atenuação da fibra, γ é o coeficiente de não-linearidade do material da fibra, definido por $\gamma = \frac{n_2 \omega_0}{c A_{eff}}$, onde c é a velocidade da luz, ω_0 é a frequência central

(ou frequência de bombeio), n_2 é o coeficiente de índice não-linear, e A_{eff} é a área efetiva da fibra. O somatório à esquerda de (4.1) descreve a ação da dispersão, onde os coeficientes da expansão em série de Taylor da curva de dispersão em torno da frequência

da portadora ω_0 são obtidos por meio da relação $\beta_m = \frac{\partial^m \beta}{\partial \omega^m} \Big|_{\omega_0}$ [112]. A ação dos efeitos

não-lineares está descrita no lado direito de (4.1), onde γ é o coeficiente não-linear da fibra [112], $f_R = 0,18$ [115] representa a fração de contribuição do efeito Raman,

$\tau_{SHOCK} = \frac{1}{\omega_0} + \frac{\partial}{\partial \omega} \left[\ln \left(\frac{1}{n_{eff}(\omega) A_{eff}(\omega)} \right) \right]$ expressa a dependência da área efetiva em

relação ao comprimento de onda [115] e a derivada temporal expressa a dependência da velocidade de grupo em relação à potência do campo [112]. Os dois termos da soma entre colchetes modelam a dependência do índice de refração em relação às intensidades instantânea e atrasada do campo, respectivamente. A primeira gera o efeito conhecido como efeito Kerr, enquanto a segunda gera o efeito conhecido como efeito Raman.

Detalhes do método numérico utilizado para a implementação dessa equação são apresentados no Apêndice A. Na Tabela 4.1 são mostrados os parâmetros da fibra óptica

utilizada nas simulações (SMF28), assim como da fibra óptica utilizada para compensação de dispersão.

FIBRA ÓPTICA – SMF28	
(de acordo com a <i>equação não-linear de Schrödinger</i> (NLSE) mostrada na equação (1)	
β_2	$-2,1443 \times 10^{-26} \text{ s}^2/\text{m}$
β_3	$0,6304 \times 10^{-41} \text{ s}^3/\text{m}$
γ	$1,38 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$
f_R	0,18
τ_{SHOCK}	0,56 fs
<i>comprimento</i>	40 km
<i>atenuação α</i>	0,2 dB/km
FIBRA ÓPTICA PARA COMPENSAÇÃO DE DISPERSÃO	
β_2	$2,0024 \times 10^{-25} \text{ s}^2/\text{m}$
β_3	$-4,1875 \times 10^{-40} \text{ s}^3/\text{m}$
<i>comprimento</i>	4,28 km
<i>atenuação α</i>	0,6 dB/km

Tabela 4-1 - Parâmetros da fibra óptica e da fibra de compensação de dispersão.

Neste exemplo, os efeitos dispersivos exercem um efeito deletério à qualidade do sinal maior que os efeitos não-lineares, devido à baixa potência considerada. As dinâmicas temporal e espectral durante a propagação para o sistema com apenas um usuário podem ser vistas, respectivamente, nas Figuras 4.10 e 4.11. Nota-se que a diminuição da amplitude espectral vista na Figura 4.11 é uma consequência da atenuação $\alpha = 0,2 \text{ dB/km}$, que após 40 km de propagação, resulta numa perda de 8 dB. Ainda assim, o efeito da dispersão de velocidade de grupo (GVD) pode ser contrabalanceado ao se utilizar uma fibra compensadora de dispersão. Entretanto, para a fibra utilizada, não se conseguiu compensar completamente o efeito de dispersão de terceira ordem. Isso pode ser visto nas Figuras 4.12, 4.13 e 4.14, que mostram respectivamente, os formatos temporal e espectral do sinal óptico após a propagação na fibra compensadora de dispersão, e os sinais ópticos para o usuário de interesse e outros usuários presentes no sistema descrito anteriormente, após a decodificação.

Figura 4-10 – Propagação temporal em um sistema OCDMA com codificação espectral de fase com um usuário.

Figura 4-11 – Propagação espectral em um sistema OCDMA com codificação espectral de fase com um usuário.

Figura 4-12 – Formato temporal do sinal óptico codificado após a compensação de dispersão.

Figura 4-13 – Formato espectral do sinal óptico codificado após a compensação de dispersão.

Figura 4-14 – Formatos temporais dos pulsos decodificados para todos os usuários do sistema após a compensação de dispersão, quando apenas um usuário (#5) está transmitindo.

Como pôde ser visto anteriormente, a recuperação do pulso para o usuário de interesse acontece para o sistema com um único usuário transmitindo. Tal resultado não é tão nítido quando outros usuários transmitem, como pode ser visto nas Figuras 4.15, 4.16 e 4.17 para 2, 3 e 4 usuários, respectivamente. Nota-se que a intensidade da MAI se torna da ordem do pulso decodificado, cuja separação é fundamental para um bom desempenho do sistema. Para realizar essa importante tarefa vários métodos não-lineares têm sido empregados, entre eles: automodulação de fase (SPM) em fibras ópticas [52] e chaveamento óptico síncrono utilizando *nonlinear optical loop mirror* (NOLM) [111]. Esses métodos serão discutidos a seguir.

Figura 4-15 – Formatos temporais dos pulsos decodificados para cada usuário de um sistema OCDMA com codificação espectral de fase com dois usuários (#5 e #54), após a compensação de dispersão.

Figura 4-16 – Formatos temporais dos pulsos decodificados para cada usuário de um sistema OCDMA com codificação espectral de fase com três usuários (#5, #52 e #54), após a compensação de dispersão.

Figura 4-17 – Formatos temporais dos pulsos decodificados para cada usuário de um sistema OCDMA com codificação espectral de fase com quatro usuários, após a compensação de dispersão.

4.1 NOLM

O chaveamento óptico síncrono é um “recorte” temporal do sinal óptico, realizado em frequência equivalente à taxa de transmissão de bits. Os sinais que estão fora dessa janela temporal de operação do dispositivo são rejeitados. Se esse recorte puder ser feito suficientemente pequeno, tem-se um benefício adicional de rejeitar a maioria da energia vinda de usuários interferentes. O *nonlinear optical loop mirror* (NOLM) é um dispositivo de chaveamento óptico síncrono e uma de suas implementações pode ser vista na Figura 4.18 [114].

Figura 4-18 – Diagrama representativo do NOLM - *nonlinear optical loop mirror*.

O NOLM é composto por um acoplador de razão variável (VCR), um acoplador de comprimento de onda (WC), uma fibra altamente não-linear (HNLF). Para seu funcionamento, também é necessário um sistema de geração de pulsos de controle em um comprimento de onda diferente do utilizado no sistema. Uma fonte banda larga semelhante à fonte utilizada no transmissor do sistema OCDMA cria pulsos de mesma largura temporal que, depois de amplificados no EDFA – amplificador de fibra dopada com érbio, alargam significativamente no domínio espectral devido ao SPM da fibra de dispersão deslocada (DSF). O sinal na saída da DSF é então filtrado para um comprimento de onda central diferente do utilizado no sistema. Como exemplo, o sistema implementado experimentalmente em [114] utiliza pulsos de controle iniciais de 400 fs de largura temporal, que após experimentar os efeitos de 1 km de DSF, alarga espectralmente e é filtrado por um filtro passa-faixa de 1 nm de largura espectral, centrado em 1540 nm. Isso resulta num pulso de controle de 3 ps, que depois é amplificado a um nível médio de potência de +15dBm para ser utilizado no NOLM. Este é um sistema semelhante ao sistema utilizado em [103] para controlar a sincronização da rede.

Já o sinal vindo do decodificador entra no NOLM pelo VCR e se separa em dois sinais propagando em sentidos horário e anti-horário. Na ausência do pulso de controle, ambos os sinais viajam em torno do loop e experimentam o mesmo deslocamento de fase,

recombinando no VCR. Uma vez que o deslocamento de fase relativo entre os sinais é zero, o sinal é recombinado inteiramente e sai na porta de entrada do VCR, que atua como um espelho. Para operar como um dispositivo de chaveamento temporal óptico, os pulsos de controle são acoplados no *loop* por meio do WC e temporalmente alinhados com o sinal que está propagando no sentido horário. Uma vez que o pulso de controle co-propaga na HNLF com o sinal no sentido horário, ele proporciona um deslocamento de fase ao sinal via XPM. Dessa forma, a parte do sinal que teve deslocamento de fase π é transferida para a porta de saída do VCR. Como está centralizado em um comprimento de onda diferente do comprimento de onda do sinal, o pulso de controle pode ser separado do sinal por meio de um filtro passa-faixa na saída do NOLM. As perdas de inserção do dispositivo são compensadas com os amplificadores colocados antes e depois do NOLM. O contraste para pulsos transmitidos e rejeitados é da ordem de 15-20dB e a largura do pulso de saída é aproximadamente de 900 fs [114].

O chaveamento temporal realizado pelo NOLM é implementado numericamente por meio da transmissividade do NOLM, que é descrita em [116] e foi adaptada para a indução de mudança de fase via XPM, que é duas vezes maior que a mudança de fase induzida por SPM [112].

$$T = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \left\{ 1 - 2r(1 - r) \left[1 + \cos\left(\pi \frac{P_{cont}}{P_{switch}}\right) \right] \right\} \quad (4.2)$$

$$P_{switch} = \frac{\lambda A_{eff}}{\pi n_2 L (1 - 2r)} \quad (4.3)$$

A equação (4.2) representa a transmissividade do NOLM em função da potência de entrada, e P_{switch} indica a potência necessária para que seja induzido um deslocamento de fase π no sinal de entrada, e assim, direcioná-lo para a porta de saída do dispositivo. A função de transferência também é dependente do acoplamento r realizado no VRC, o que pode ser visto na Figura 4.19, que mostra a relação entre as potências de entrada e saída para um NOLM com comprimento fixo. As outras variáveis presentes nas equações são: o comprimento de onda de bombeio λ , o índice de refração não-linear do material n_2 , a área efetiva A_{eff} , e o comprimento da fibra óptica L . Para uma correta descrição do dispositivo,

P_{cont} deve ser a soma das potências dos sinais transmitidos e do pulso de controle. Uma vez que as amplitudes do pulso de controle são muito maiores que as do sinal transmitido e este induziria apenas metade da mudança de fase, foi feita uma simplificação para considerar apenas o pulso de controle em P_{cont} , sem nenhum prejuízo no resultado final.

Para exemplificar a atuação do NOLM, um pulso de 500 fs de largura temporal e potência de pico de 0 dBm foi codificado para o usuário 5 do código Walsh-Hadamard e em seguida decodificado para os usuários 5, 32, 52 e 54. Tais sinais são mostrados na Figura 4.20, junto com o pulso de controle, que tem largura temporal de 3 ps e foi normalizado para a mesma potência de pico. Uma vez que o pulso de controle limitará o sinal decodificado temporalmente, o usuário 5, que foi decodificado corretamente, não terá seu sinal alterado significativamente. Os outros usuários, que foram decodificados incorretamente, terão seus sinais limitados temporalmente e a parcela da energia que não se sobrepõe ao pulso de controle será rejeitada pelo NOLM.

Figura 4-19 – Relações entre as potências de entrada e saída para um NOLM com comprimento fixo para vários valores de acoplamento r .

Figura 4-20 – Sinais decodificados para os usuários 5, 32, 52 e 54 em azul e o pulso de controle normalizado em vermelho.

De acordo com a transmissividade do NOM, uma amplitude de pulso de controle igual à P_{switch} indica que a potência de saída dependerá apenas do acoplamento r , minimizando as perdas dentro da janela temporal correspondente ao pulso de controle. Dessa forma, para $\lambda=1550nm$, $n_2= 2,66 \times 10^{-20} m^2/W$, $A_{eff} = 10\mu m^2$ e $L=500m$, as potências necessárias para induzir um deslocamento de fase π no sinal de entrada são $P_{switch} = 4,6370 W$ ($r = 0,48$), $P_{switch} = 0,9274$ ($r = 0,4$), $P_{switch} = 0,4637$ ($r = 0,3$), $P_{switch} = 0,3091$ ($r = 0,2$), $P_{switch} = 0,2650$ ($r = 0,15$) e $P_{switch} = 0,2319$ ($r = 0,1$). Fazendo a potência de pico do pulso de controle igual à P_{switch} , encontra-se a atenuação em função do acoplamento r , fora da janela temporal do pulso de controle, que pode ser visto na Figura 4.21. Para um melhor desempenho do sistema OCDMA, reduzindo a interferência de acesso múltiplo (MAI), maior deverá ser a rejeição dos sinais de interferência fora da janela temporal. O chaveamento temporal, que é o objetivo do NOLM, realizado por meio da atenuação dos sinais fora da janela de operação do dispositivo, pode ser visto na figura 4.22, para alguns valores de acoplamento r .

Figura 4-21 - Atenuação fora da janela temporal do pulso de controle em função do acoplamento r .

Figura 4-22 – Chaveamento temporal do NOLM em função do acoplamento r .

De acordo com o NOLM realizado experimentalmente em [114], consegue-se uma atenuação em torno de 17 dB fora da janela temporal do pulso de controle. Para simular

esse dispositivo utilizando a função transferência escolhe-se um fator de acoplamento $r = 0,3$ e o efeito do NOLM nos sinais decodificados é mostrado na Figura 4.23. Nota-se que a parcela da energia que não se sobrepõe ao pulso de controle é rejeitada pelo NOLM, o que aumenta consideravelmente o desempenho do sistema. Isso acontece porque a energia que chega ao fotodetector no período de bit diminui significativamente para os usuários que não foram decodificados corretamente, ao contrário do usuário corretamente decodificado.

Figura 4-23 – Sinais decodificados para os usuários 5, 32, 52 e 54 após passarem pelo NOLM.

4.2 Nonlinear Thresholder

A habilidade de distinguir com sucesso pulsos corretos e incorretamente decodificados permanece como um dos desafios chave para a implementação da tecnologia OCDMA utilizando pulsos ultracurtos. Apesar do pulso decodificado incorretamente estar consideravelmente espalhado quando comparado ao pulso corretamente decodificado, os receptores ópticos típicos não conseguem diferenciá-los

devido à suas limitadas respostas temporais. Para o mesmo sistema implementado e analisado anteriormente, por exemplo, o pulso de 500 fs após a codificação espalha temporalmente por até 50 ps, período que ainda está dentro da janela temporal do receptor para um sistema de 10 Gbits/s, que tem 100 ps de período por bit. Portanto, ambos os pulsos correta e incorretamente decodificados irão produzir respostas praticamente indistinguíveis no receptor de 10 Gbits/s. Mesmo que fosse utilizado um receptor para um sistema de 40 Gbits/s, reduzindo a janela temporal para 25 ps, nenhuma diferença significativa poderia ser observada, determinando a necessidade do uso de um dispositivo óptico de limiar não-linear (*nonlinear optical threshold*) ao invés do emprego de uma simples integração do sinal no período do bit, típicas de fotodetectores.

Vários tipos de *thresholders* foram implementados para aplicações em sistemas OCDMA com taxas de transmissão de alguns gigabits por segundo [52,117-118] e uma de suas formas mais gerais pode ser vista na Figura 4.24. Basicamente, estes esquemas utilizam as não-linearidades da fibra óptica para se diferenciar os pulsos correta e incorretamente decodificados. Isso acontece porque os efeitos não-lineares são proporcionais à intensidade do sinal aplicado na fibra sendo, assim, mais estimulados pelos pulsos corretamente decodificados que possuem potência concentrada temporalmente. Além disso, o “ruído” dos pulsos incorretamente decodificados não terá potência suficiente para estimular os efeitos não-lineares, mesmo após a amplificação EDFA, posicionado antes da HNLF para intensificar os efeitos não-lineares. À medida que se propaga na fibra óptica altamente não-linear (HNLF), novas componentes de frequência são geradas via auto-modulação de fase (SPM), e o filtro selecionará apenas essas novas componentes espectrais para a integração do sinal no período do bit feita no fotodetectores.

Figura 4-24 – Diagrama representativo do *nonlinear threshold*.

Para exemplificar a atuação do *threshold*, um pulso de 500 fs de largura temporal e potência de pico de 30 dBm (1 W) foi codificado para o usuário 5 do código

Walsh- Hadamard e em seguida decodificado para os usuários 5, 32, 52 e 54. Tais sinais são mostrados na Figura 4.25. Não foi levada em consideração a propagação nas fibras ópticas e foi utilizado um pulso de alta potência para estimular os efeitos não-lineares. Apesar das diferenças entre os sinais no domínio do tempo, vale ressaltar que a codificação de fase espectral não altera o valor absoluto do espectro e, assim, os sinais de todos os usuários são idênticos.

Figura 4-25 – Sinais decodificados para os usuários 5, 32, 52 e 54.

A implementação deste dispositivo é baseada na propagação dos sinais ópticos vindos dos decodificadores na HNLF, e depois uma filtragem espectral. Entre as dificuldades encontradas, o ajuste das potências dos pulsos e o tamanho do passo de propagação foram obstáculos consideráveis para o sucesso na implementação deste dispositivo. Isso aconteceu porque a potência do pulso de controle deveria ser suficientemente alta para estimular o alargamento espectral via SPM no sinal corretamente decodificado, mas também não poderia ser excessivamente alta a ponto de ocorrer para os usuários cujo sinal não foi decodificado corretamente. Em conjunto com esses fatores, o passo de propagação não poderia ser muito grande, pois erros numéricos ocorreriam durante a integração da parte não-linear da NLSE, e não poderia ser muito pequeno, devido ao aumento considerável do esforço computacional.

Dessa forma, os formatos temporal e espectral dos pulsos durante a propagação na HNLF (cuja características para $\lambda_0 = 1550\text{nm}$ são $A_{\text{eff}} = 10\mu\text{m}^2$, $L = 500\text{m}$ e $\beta_2 = -2,42 \times 10^{-28} \text{ s}^2/\text{m}$ e $\beta_3 = 4,19 \times 10^{-41} \text{ s}^3/\text{m}$) são mostradas nas Figuras 4.26 a 4.29 para os usuários 5, 32, 52 e 54, respectivamente. Nota-se que o alargamento espectral ocorreu apenas para o usuário de interesse, que foi corretamente decodificado, enquanto os outros usuários não tiveram seu espectro alterado significativamente. Isso aconteceu devido à concentração da energia em um pequeno período de tempo para o pulso corretamente decodificado e ao fato de a mesma energia estar espalhada em todo o período de bit para os pulsos incorretamente decodificados, que não conseguem excitar os efeitos não-lineares na fibra óptica.

Figura 4-26 – Formatos temporal e espectral do usuário #5 para várias distâncias de propagação na HNLF do *threshold*.

Figura 4-27 – Formatos temporal e espectral do usuário #32 para várias distâncias de propagação na HNLF do *threshold*.

Figura 4-28 – Formatos temporal e espectral do usuário #52 para várias distâncias de propagação na HNLF do *threshold*.

Figura 4-29 – Formatos temporal e espectral do usuário #34 para várias distâncias de propagação na HNLF do *threshold*.

Após o alargamento espectral, os sinais passam por um filtro passa-faixa, semelhante ao filtro utilizado em [114]. Devido às propriedades da HNLF, as novas componentes de frequência foram geradas nos comprimentos de onda maiores que 1550nm para o pulso corretamente decodificado. Logo, o filtro deverá selecionar as componentes de frequência com comprimentos de onda maiores que bombeio. Foi utilizado um filtro óptico baseado no filtro utilizado em [61], cuja resposta espectral é mostrada na Figura 4.30, junto com os espectros dos usuários após a propagação na HNLF. Após o processo de filtragem, os espectros resultantes para todos os usuários são mostrados na Figura 4.31, onde pode ser visto que apenas o usuário de interesse permanece com uma energia considerável e os sinais incorretamente decodificados são atenuados.

Figura 4-30 – Formatos espectrais de todos os usuários após a propagação na HNLF do *threshold*. Em azul, a resposta espectral do filtro utilizado no dispositivo.

Figura 4-31 – Formatos espectrais de todos os usuários após a atuação do filtro do *threshold*.

4.3 Sistema SPECTS-OCDMA com NOLM e thresholder

Depois de mostrada como a atuação do NOLM e do *nonlinear thrsholder* melhoram a identificação dos usuários de interesse, agora será analisado um sistema SPECTS-OCDMA com um receptor que contém esses dispositivos. O diagrama de blocos do sistema analisado é mostrado na Figura 4.32.

Figura 4-32 – Diagrama de blocos do sistema SPC-OCDMA com NOLM e thresholder.

A fonte banda larga gera um pulso com largura temporal $T_0 = 500$ fs e potência de pico $P_0 = 1$ mW (0 dBm), que é modificado no codificador SPC para a inclusão do código de cada usuário. Após o processo de codificação, os sinais de todos os usuários são combinados no multiplexador para propagarem simultaneamente em apenas um canal, ou seja, uma única fibra óptica. Os dados da fibra óptica SMF128 e da fibra compensadora de dispersão utilizados nessa análise foram mostrados na Tabela 4.1. Após a propagação, o sinal passa por amplificador de fibra dopada com érbio (EDFA), cujas propriedades são ganho de 20 dB e figura de ruído de 6 dB. O ruído ASE é adicionado ao sinal por meio de uma função aleatória de média $\mu = 0$ e variância $\sigma^2 = 1$ [119]. Após a divisão de potência no *splitter*, o sinal é decodificado para cada usuário e chega ao receptor. No receptor, o sinal decodificado é chaveado temporalmente no NOLM, e amplificado em 30 dB para

atingir os níveis de potência necessários para a operação no *threshold*. Depois, o sinal é integrado durante o período de bit onde é calculada a energia recebida por cada usuário.

Serão apresentados os resultados para quatro cenários desse sistema: 1, 2, 3 e 4 usuários transmitindo simultaneamente. Logo após o decodificador e na entrada do receptor, os sinais para esses quatro cenários são muito semelhantes aos sinais mostrados nas Figuras 4.14 a 4.17. Após o NOLM, os formatos temporais dos pulsos decodificados para cada usuário são mostrados nas Figuras 4.33 a 4.36 para 1, 2, 3 e 4 usuários simultâneos. A parcela da energia que não se sobrepõe ao pulso de controle é rejeitada pelo NOLM, tornando a recuperação dos sinais transmitidos mais nítida.

Figura 4-33– Formatos temporais dos pulsos decodificados para cada usuário de um sistema OCDMA com codificação espectral de fase com um usuário (#5), após o NOLM.

Figura 4-34 – Formatos temporais dos pulsos decodificados para cada usuário de um sistema OCDMA com codificação espectral de fase com dois usuários (#5 e #54), após o NOLM.

Figura 4-35 – Formatos temporais dos pulsos decodificados para cada usuário de um sistema OCDMA com codificação espectral de fase com três usuários (#5, #52 e #54), após o NOLM.

Figura 4-36 – Formatos temporais dos pulsos decodificados para cada usuário de um sistema OCDMA com codificação espectral de fase com quatro usuários, após o NOLM.

Após a amplificação no EDFA, os sinais decodificados para cada usuário são chaveados temporalmente no NOLM, e depois experimentam os efeitos não-lineares da HNLF do *nonlinear threshold*. Apenas os sinais dos usuários corretamente decodificados sofrem alargamento espectral, e após passarem por um filtro passa-faixa, consegue-se uma grande distinção entre os usuários corretamente e incorretamente decodificados. Os espectros após a propagação na HNLF são mostrados nas Figuras 4.37 a 4.40 para 1, 2, 3 e 4 usuários simultâneos. A resposta espectral do filtro utilizado também é mostrada nas figuras.

Figura 4-37 – Formatos espectrais dos pulsos decodificados para cada usuário de um sistema OCDMA com codificação espectral de fase com um usuário (#5), após o *nonlinear threshold*. A resposta espectral do filtro utilizado é indicada pela curva vermelha.

Figura 4-38 – Formatos espectrais dos pulsos decodificados para cada usuário de um sistema OCDMA com codificação espectral de fase com dois usuários (#5 e #54), após o *nonlinear threshold*. A resposta espectral do filtro utilizado é indicada pela curva vermelha.

Figura 4-39 – Formatos espectrais dos pulsos decodificados para cada usuário de um sistema OCDMA com codificação espectral de fase com três usuários (#5 , #52 e #54), após o *nonlinear threshold*. A resposta espectral do filtro utilizado é indicada pela curva vermelha.

Figura 4-40 – Formatos espectrais dos pulsos decodificados para cada usuário de um sistema OCDMA com codificação espectral de fase com quatro usuários, após o *nonlinear threshold*. A resposta espectral do filtro utilizado é indicada pela curva vermelha.

Além da análise do formato do sinal, podem-se tirar conclusões em termos da energia do sinal, que é calculada por meio da integral durante o período de bit. Na Tabela 4.2, são mostradas as energias dos sinais decodificados para cada usuário quando o sistema tem 1, 2, 3 ou 4 usuários simultâneos. Em destaque, as energias dos usuários

corretamente decodificados. Não é possível perceber nenhuma diferença entre as energias dos usuários correta e incorretamente decodificados, pois nenhum tratamento foi dado ao sinal. Apesar dos diferentes formatos temporais após a decodificação, eles possuem a mesma energia no período de 1 bit.

Energia do sinal no período de 1 bit (J)				
Sinal após o decodificador	Usuários Simultâneos			
	1	2	3	4
usuário 5	7,395E-15	1,478E-14	2,221E-14	2,937E-14
usuário 32	7,395E-15	1,478E-14	2,222E-14	2,937E-14
usuário 52	7,390E-15	1,478E-14	2,220E-14	2,936E-14
usuário 54	7,393E-15	1,478E-14	2,222E-14	2,937E-14

Tabela 4-2 – Energia dos sinais após o decodificador.

Após o chaveamento temporal executado pelo NOLM, os pulsos dos usuários incorretamente decodificados têm sua energia atenuada substancialmente, e ocorre a identificação dos usuários que estavam transmitindo. Isso pode ser visto na Tabela 4.3. A relação entre as energias médias dos pulsos correta e incorretamente decodificados é aproximadamente 7.7, 2.7 e 3.5 para 1, 2 e 3 usuários simultâneos, respectivamente. Para a obtenção de um cenário mais realista, é necessária a análise de todas as combinações possíveis entre os usuários para cada número de usuários simultâneos. Esse estudo está sendo realizado e não foi apresentado aqui devido ao seu elevado tempo computacional.

Energia do sinal no período de 1 bit (J)				
Sinal após o NOLM	Usuários Simultâneos			
	1	2	3	4
usuário 5	3,394E-15	3,733E-15	4,647E-15	5,976E-15
usuário 32	4,809E-16	1,057E-15	1,344E-15	5,048E-15
usuário 52	5,243E-16	1,666E-15	5,075E-15	4,469E-15
usuário 54	3,071E-16	3,731E-15	4,597E-15	5,615E-15

Tabela 4-3 – Energia dos sinais decodificados após o NOLM.

Uma vez no *nonlinear threshold*, as energias dos sinais crescem substancialmente devido ao processo de amplificação dos sinais no EDFA, como pode ser visto na Tabela 4.4. Apenas os sinais dos usuários corretamente decodificados sofrem alargamento espectral. Mas após passarem por um filtro passa-faixa, consegue-se uma grande distinção entre os usuários correta e incorretamente decodificados. A relação entre as energias médias dos pulsos correta e incorretamente decodificados é de aproximadamente 924, 10 e 174 para 1, 2 e 3 usuários simultâneos, respectivamente. Essa significativa melhora em relação ao cenário anterior com apenas o NOLM mostra a importância do *nonlinear threshold* para a obtenção de um sistema mais robusto e menos susceptível a erros.

Energia do sinal no período de 1 bit (J)				
Sinal após o thresholder	Usuários Simultâneos			
	1	2	3	4
usuário 5	7,074E-13	8,033E-13	1,127E-12	1,784E-12
usuário 32	7,434E-16	2,350E-14	5,498E-15	8,626E-13
usuário 52	8,105E-16	1,314E-13	1,041E-12	6,054E-13
usuário 54	7,422E-16	7,895E-13	7,143E-13	1,310E-12

Tabela 4-4 – Energia dos sinais decodificados após o *nonlinear threshold*.

Nos próximos capítulos serão oportunamente empregados os resultados e conceitos aqui explorados, após o desenvolvimento de uma metodologia para o cálculo do desempenho de sistemas SPECTS-OCDMA.

Capítulo 5

Análise de desempenho de sistemas SPECTS-OCDMA

O formalismo desenvolvido para o cálculo da BER é baseado no quanto cada usuário interfere nos outros usuários ativos no sistema SPECTS-OCDMA. Assume-se que um pulso proveniente de um determinado usuário é imposto aos detectores de todos os outros usuários. Este sinal incorretamente decodificado é então submetido à atuação dos dispositivos presentes no receptor e assim, no fotodetector, é possível encontrar as energias que cada usuário recebem quando qualquer usuário transmite um bit "1".

Sabendo disso, pode-se calcular a energia recebida pelo fotodetector do usuário de interesse m (I_m), conforme a equação:

$$I_m = b_m U_{m,m} + MAI_m + BEAT^{(1)}_m + BEAT^{(2)}_m \quad (5.1)$$

onde

$$MAI_m = \sum_{k=1}^N b_k E_{k,m}, m \neq k \text{ e } b_k = "1", \quad (5.2)$$

$$BEAT_m^{(1)} = \sum_{k=1}^N 2\sqrt{(b_m U_{m,m})(b_m b_k U_{k,m})} \cos(\Delta\Phi_{k,m}), \quad (5.3)$$

$m \neq k, b_m = "1" \text{ e } b_k = "1",$

$$BEAT_m^{(2)} = \sum_{k=1}^{N-1} \sum_{l=k+1}^N 2\sqrt{(b_k E_{k,m})(b_l E_{l,m})} \cos(\Delta\Phi_{k,l}), \quad (5.4)$$

$m \neq k \text{ e } m \neq l, b_k = "1" \text{ e } b_l = "1",$

com b_m representando a modulação de dados OOK do usuário m e N o número de usuários ativos. $E_{k,m}$ é a energia recebida pelo usuário m quando o usuário k transmitiu um

bit "1" ($b_k = "1"$) supondo que o usuário m transmitiu um bit "0" ($b_m = "0"$); $U_{k,m}$ é a energia recebida pelo usuário m quando o usuário k transmitiu um bit "1" ($b_k = "1"$) supondo que o usuário m transmitiu um bit "1" ($b_m = "1"$). Em um sistema com um único usuário, tanto $E_{m,m}$ quanto $U_{m,m}$ são interpretadas como a energia recebida pelo usuário corretamente decodificado. MAI_m é o ruído MAI, e $BEAT_m^{(1)}$ e $BEAT_m^{(2)}$ são os ruídos de batimento primário e secundário, respectivamente. O termo $\cos(\Delta\Phi_{k,l})$ é a fase relativa entre diferentes usuários interferentes. As fontes de ruídos são variáveis estocásticas e, conseqüentemente, têm suas médias e variâncias associadas com possíveis valores na teoria estatística. Assim, para sistemas com mais de um usuário ($N > 1$), a MAI tem média e variância dadas por, respectivamente [120]:

$$\mu MAI_m = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N E_{k,m}, m \neq k \quad (5.5)$$

$$\sigma MAI_m^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (E_{k,m} - \mu MAI_m)^2, m \neq k \quad (5.6)$$

Já a variância do ruído de batimento pode ser definida considerando $\Delta\Phi_{k,l}$ uma variável aleatória independente, uniformemente distribuída ao longo do intervalo $[-\pi, \pi]$. Assim, para sistemas com mais de um usuário ($N > 1$), a média e variância globais para os ruídos de batimento são dadas, respectivamente, por:

$$\mu BEAT_m^{(1)} = \frac{1}{(N-1)} \sum_{k=1}^N 2\sqrt{U_{m,m}U_{k,m}}, m \neq k \quad (5.7)$$

$$\sigma BEAT_m^{(1)2} = \frac{1}{(N-1)} \sum_{k=1}^N (2\sqrt{U_{m,m}U_{k,m}} - \mu BEAT_m^{(1)})^2, m \neq k \quad (5.8)$$

$$\mu BEAT_m^{(2)} = \frac{2}{(N-1)(N-2)} \sum_{k=1}^{N-1} \sum_{l=k+1}^N 2\sqrt{E_{k,m}E_{l,m}}, \quad m \neq k \text{ e } m \neq l \quad (5.9)$$

$$\sigma_{BEAT_m^{(2)}}^2 = \frac{2}{(N-1)(N-2)} \sum_{k=1}^{N-1} \sum_{l=k+1}^N (2\sqrt{E_{k,m}E_{l,m}} - \mu_{BEAT_m^{(2)}})^2, \quad (5.10)$$

$m \neq k \text{ e } m \neq l$

As equações (5.7)-(5.10) foram adaptadas de [121] para o sistema SPECTS-OCDMA. O fator $(N-2)$ aparece em (5.9)-(5.10) em virtude da simplificação dos limites de integração dos somatórios, o que não limita esta metodologia para $N > 2$. O mesmo resultado é obtido se $(N-2)$ for substituído por $(N-1)$ quando os limites dos dois somatórios forem de $k, l = 1:N$, sendo $k \neq l$. Uma vez que as contribuições dos efeitos dominantes sobre o desempenho do sistema foram consideradas, e supondo uma distribuição gaussiana para a BER [121], encontra-se:

$$BER_m = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{SNR_m}{2}} \right) \right] \quad (5.11)$$

onde

$$SNR_m = \frac{1}{(N-1)} \frac{U_{m,m}^2}{\left(2 \left(\sigma_{MAI_m^2} + \sigma_{BEAT_m^{(2)}}^2 \right) + \sigma_{BEAT_m^{(1)}}^2 \right)} \quad (5.12)$$

é a relação sinal-ruído. O fator $(N-1)$ em (5.12) representa as contribuições dos ruídos MAI e de batimento, quando N usuários estão ativos no sistema. Nenhuma outra fonte de ruído foi considerada, mas podem ser adicionadas à expressão da SNR como em [3]. Na próxima seção, será mostrada a influência da largura do pulso inicial e do pulso de controle do NOLM no desempenho do sistema.

5.1 Largura do pulso inicial e do pulso de controle

Esta seção descreve como a largura de pulso inicial afeta o desempenho do sistema. Vale ressaltar que a largura de pulso inicial está relacionada com a largura

espectral à qual será imposto o código. Portanto, pulsos iniciais mais longos terão menor resolução espectral. Nas simulações, a discretização de Fourier é escolhida de tal forma a garantir a mesma resolução espectral para todas as larguras de pulso inicial. Além disso, a janela computacional deve ser grande o suficiente para acomodar todo o espalhamento temporal do pulso inicial causado pelo processo de codificação espectral de fase. O espalhamento temporal é igual a $L \cdot \tau_0$ [51], onde L é o comprimento do código e τ_0 é a largura do pulso inicial ($\tau_0 \sim T_{fwhm}/1,665$ para pulsos gaussianos [112]). Para satisfazer estes dois critérios, utilizou-se uma janela computacional proporcional ao espalhamento temporal do pulso codificado e uma discretização de Fourier de 2^{15} pontos. Isso garante que a parcela do espectro que vai ser codificado tem o mesmo número de pontos, independentemente da largura de pulso inicial. Vale ressaltar que esse artifício só é realizado para evitar erros numéricos. Fisicamente, isso significa aumentar o espalhamento espacial dos diferentes componentes espectrais do pulso óptico.

Todos os parâmetros utilizados nas simulações são os mesmos do capítulo anterior, e nenhuma fibra foi considerada no sistema (*back-to-back*). O *nonlinear threshold* também não foi considerado nesta análise, e o único dispositivo responsável pela separação entre usuários correta e incorretamente decodificados é o NOLM.

Uma vez que a resolução espectral é constante, o desempenho do sistema não depende diretamente da largura do pulso inicial, mas sim da razão entre as larguras do pulso de controle do NOLM (t_{cont}) e do pulso inicial (t_{fwhm}). Isto pode ser visto na Figura 5.1, que mostra a BER para sistemas SPECTS-OCDMA utilizando códigos W-H 64 e 128. Em seguida, variou-se a largura do pulso inicial de $500fs$ até $1,5ps$ enquanto a largura do pulso de controle do NOLM permaneceu constante em $3ps$. Foram considerados 10 usuários ativos no sistema. Este resultado mostra que sistemas com menores razões t_{cont}/t_{fwhm} apresentam melhores performances em termos de BER. Isto acontece porque com menores janelas temporais de operação do NOLM, menos energia dos usuários incorretamente decodificados chega ao fotodetector. Além disso, se a razão t_{cont}/t_{fwhm} permanece constante para toda a faixa de larguras dos pulsos iniciais, a BER também permanece constante. A Figura 5.2 mostra a BER em função do número de usuários ativos, com a razão t_{cont}/t_{fwhm} como parâmetro, obtida para códigos W-H 64 e 128. Como esperado, os melhores desempenhos acontecem para os menores valores da razão t_{cont}/t_{fwhm} devido aos menores valores de interferência causados com pulsos de controle mais curtos. Além disso, os melhores desempenhos obtidos para códigos mais longos acontecem devido à sua melhor capacidade de supressão de ruídos [130].

Figura 5-1 – BERs em função da razão entre as larguras do pulso de controle do NOLM e do pulso inicial, utilizando códigos W-H 64 e 128. Foi utilizado um pulso de controle do NOLM de 3ps e foram considerados 10 usuários ativos no sistema [122].

Figura 5-2 – BER em função do número de usuários ativos no sistema utilizando códigos W-H 64 e 128. A razão t_{cont}/t_{fwhm} foi estabelecida como parâmetro [122].

5.2 Taxa de transmissão e Interferência Inter-Simbólica (ISI)

Como já mencionado, o espalhamento temporal do pulso codificado é proporcional ao comprimento de código e à largura de pulso inicial. Se o espalhamento temporal é maior do que o período de um bit, então a interferência inter-símbolo irá ocorrer, diminuindo a qualidade do sinal. Para analisar este aspecto em sistemas SPECTS-OCDMA, foram considerados sistemas com taxas de transmissão de 10 Gbits/s , 20 Gbits/s e 40 Gbits/s , cujos períodos de bit são 100 ps , 50 ps e 25 ps , respectivamente. O espalhamento temporal do pulso inicial codificado com larguras de 1 ps e 1.5 ps utilizando códigos W-H 128 é, respectivamente, $\approx 128 \text{ ps}$ e $\approx 192 \text{ ps}$. Assim, parte da energia que se espalha temporalmente por conta do processo de codificação espectral de

fase permanece dentro da janela temporal de operação do NOLM do bit adjacentes transmitido.

Figura 5-3 - Formato temporal dos sinais decodificados para os usuários #5, #30, #52 e #108, após codificação com o usuário #5. Os pulsos de controle do NOLM são mostrados em preto para cada bit. As energias dos pulsos incorretamente decodificados permanece espalhadas temporalmente e atinge a janela temporal de operação do NOLM dos pulsos adjacentes. Retirado de [123].

Como exemplo, a Figura 5.3 mostra um pulso com largura de 1 ps codificado para usuário W-H 128 #5 e decodificados para os usuários # 5, # 30, # 52 e # 108 antes de passar pelo NOLM no receptor. Considerou-se uma taxa de transmissão de 20 Gbit/s , cujo período do bit de 50 ps é mostrado pelas linhas verticais pontilhadas na Figura 5.3. Apenas o bit localizado temporalmente no *slot* central (indicado na figura) tem o seu pulso modulado, enquanto os sinais restantes são vistos como interferência. Nota-se que uma parte considerável da energia alcança a janela temporal de NOLM dos bits adjacentes, resultando em ISI (também indicado na figura).

Para analisar o quanto a taxa de transmissão de bits influencia o desempenho de um sistema SPECTS-OCDMA, foi considerada uma janela computacional de 400 ps , que

permite a inclusão de *nibbles* (sequências) de 4, 8 e 16 bits para as taxas de transmissão de *10 Gbits/s*, *20 Gbits/s* e *40 Gbits/s*, respectivamente. Em cada caso, foram calculadas as SNRs médias de todos os bits transmitidos do *nibble*, e esses valores usados para a estimativa da BER. Foram utilizados os mesmos parâmetros do NOLM descritos na seção anterior, e os mesmos 2^{15} pontos de discretização de Fourier. A Figura 5.4 mostra a BER em função do número de usuários ativos no sistema, com as taxas de transmissão como parâmetros. As larguras dos pulsos iniciais utilizadas nestas simulações foram de *1 ps* e *1.5 ps*. Nota-se que para os cenários com pulsos iniciais de *1 ps*, praticamente não acontece nenhum prejuízo de desempenho quando a taxa de transmissão aumenta de *10 Gbits/s* para *20 Gbits/s*. Isto acontece porque a energia que alcança a janela de operação do NOLM do bit adjacente é muito pequena em ambos os casos. Entretanto, para pulsos iniciais de largura de *1.5 ps*, que sofrem maior espalhamento espectral, a BER aumenta de aproximadamente de 10^{-12} para 10^{-5} quando há 4 usuários ativos no sistema. Em ambos os cenários (*1 ps* and *1.5 ps*) com a taxa de transmissão de *40 Gbits/s*, mesmo com apenas 2 usuários ativos, não é possível atingir o limiar de BER de 10^{-9} . Uma forma possível de minimizar esta interferência inter-símbolo é a utilização de pulsos de controle do NOLM mais curtos, da mesma forma que pulsos iniciais com menor largura temporal também.

Porém, esta análise de como a interferência inter-simbólica afeta o desempenho de sistemas SPECTS-OCDMA ainda pode ser explorada teoricamente, visando buscar maneiras de minimizá-la por meio da escolha de códigos ou de conjunto de códigos adequados. Estes resultados mostram que a ISI não pode ser desprezada se é desejável que a taxa de transmissão de bits chegue até *40Gbits/s*.

Figura 5-4 – Taxa de erro de bit em função do número de usuários ativos no sistema, quando códigos W-H 128 e pulsos iniciais de larguras 1 ps e 1.5 ps são considerados para diferentes taxas de transmissão.

No próximo capítulo será mostrado como a seleção ótima do conjunto de códigos pode melhorar o desempenho de sistemas SPECTS-OCDMA corrigindo também problemas de segurança devido ao *crosstalk* entre usuários ativos.

Capítulo 6

Seleção ótima de conjunto de códigos e aspectos de segurança em sistemas SPECTS-OCDMA

Conforme mostrado no capítulo anterior, cada usuário interfere diferentemente em cada um dos outros usuários do sistema. Sabendo disso, foi implementado um sistema SPECTS-OCDMA com o objetivo não só de encontrar os conjuntos de códigos que obtém o melhor desempenho em termos de BER, mas também de avaliar alguns aspectos de segurança desse sistema. Para isso, todas as possíveis combinações de códigos para um determinado número de usuários simultâneos foram analisadas. Esta análise intensa em termos de esforço computacional permite definir os conjuntos de códigos que garantem uma mínima BER para todos os códigos do conjunto analisado. Além disso, é possível mostrar como o *crosstalk* entre usuários ativos pode ser prejudicial à segurança do sistema. Também mostramos que essa inesperada perda de segurança pode ser contornada por meio de uma escolha adequada de um conjunto de códigos.

O diagrama de blocos do sistema analisado é mostrado na Figura 6.1. O transmissor consiste de uma fonte de pulsos ultracurtos, de uma fonte de dados e de um codificador espectral (SE). Para o formato OOK aqui adotado, um pulso ultracurto será enviado para o SE apenas quando um bit "1" é gerado pela fonte [51]. Em seguida, o SE impõe em cada componente espectral uma mudança de fase específica de acordo com o código de usuário. Duas Transformadas de Fourier são realizadas no SE para se obter o espectro do pulso. Com o objetivo de avaliar a influência da MAI no usuário de interesse, o pulso codificado tem que ser imposto ao decodificador espectral (SD) de todos os outros usuários. Mais uma vez, duas Transformadas de Fourier são realizadas em cada SD para se obter o espectro de pulsos cujas componentes têm as suas fases deslocadas de acordo com o conjugado do código de todos os outros usuários. Então, esse sinal passa por um NOLM e atinge o fotodetector, onde a energia resultante é calculada integrando-se o sinal em um período de bit. O NOLM realiza o chaveamento temporal e rejeita sinais que estão fora da janela de tempo de operação do dispositivo melhorando o desempenho

do sistema [125]. Duas famílias de códigos serão utilizadas nesta análise: códigos Walsh-Hadamard (W-H) e códigos *m*-sequence.

6.1 Códigos Walsh-Hadamard

A primeira família de códigos analisada é Walsh-Hadamard (W-H), que é um conjunto de códigos ortogonais construídos recursivamente a partir da seguinte relação [126]:

$$H(k+1) = \begin{bmatrix} H(k) & H(k) \\ H(k) & -H(k) \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

onde $k = 0, 1, 2, \dots$ e $H(0) = 1$. Os elementos desta matriz são ± 1 , e cada código de usuário é definido como uma linha dessa matriz, onde “1” e “-1” representam deslocamentos de fase de “0” e “ π ”, respectivamente. Todos os parâmetros do pulso inicial, da faixa espectral que é codificada e todos os parâmetros no NOLM utilizados nestas simulações são os mesmos apresentados no capítulo 4.

Figura 6-1 – Diagrama de blocos do sistema SPECTS-OCDMA analisado (*back-to-back*) [124].

Ao contrário do cenário ideal, que mantém a ortogonalidade entre os códigos, em um cenário mais realista como no caso aqui analisado, a MAI produzida por usuários incorretamente decodificados coincide com o sinal do usuário corretamente decodificado. Isso acontece devido à distribuição gaussiana de energia ao longo do espectro de pulso, que faz com que cada chip tenha um valor diferente de energia após a codificação [127], ou seja, o sistema assume uma ponderação diferente para cada chip. Por exemplo, pelo

menos 85% da energia total está concentrada em 25% dos *chips*, independentemente do código utilizado, o que pode ser visto nas Figura 6.2 e 6.3 para os códigos W-H 32 e 64, respectivamente. Assim, a condição de ortogonalidade que idealmente elimina a MAI já não existe para todos os pares de código e é possível criar grupos de códigos que atingem alto grau de semelhança, resultando em alta interferência entre eles. Dessa forma, durante o processo de decodificação, o pulso ultracurto não é totalmente reconstruído, mas uma grande parte dele é reconstruída dentro da janela de operação do NOLM. Conforme sugerido em [128], pode-se reduzir essa interferência adotando-se um esquema de codificação não-uniforme, concentrando-se os *chips* na porção do espectro com maior energia. Alternativa semelhante foi proposta em [129], que sugeriu que um cenário com menor interferência entre os usuários pode ser alcançado por meio do uso de pulsos iniciais com espectro mais plano.

Figura 6-2 – Distribuição de energia por chip, para os códigos W-H 32.

Figura 6-3 – Distribuição de energia por chip, para os códigos W-H 64.

A partir deste ponto tornar-se-á claro que uma escolha inadequada de códigos em SPECTS-OCDMA não só afeta o desempenho da BER do sistema, mas também a sua segurança. Como exemplo, vamos considerar os códigos W-H com 32 e 64 *chips* mostrados nas Figuras 6.4 e 6.5, respectivamente. Na Figura 6.4 (a), um bit "1" do usuário #5 é decodificado por todos os outros usuários, enquanto que na Figura 6.4 (b) um bit "1" do usuário #6 é decodificado por todos os outros usuários. As mesmas suposições são feitas para W-H 64 nas Figuras 6.5 (a) e (b). Os valores de energia foram normalizados para o usuário corretamente decodificado (usuários #5 ou #6, dependendo do caso). A energia média recebida pelos usuários incorretamente decodificados é indicada nas figuras como uma linha tracejada. Vale ressaltar que a energia média permanece a mesma, independentemente do usuário utilizado no processo de codificação, e é cerca de 0,286 e 0,141 para W-H 32 e 64, respectivamente. Esta maior média para os códigos W-H 32 em relação aos W-H 64 é esperada, uma vez que maiores comprimentos de código permitem uma melhor supressão de interferência [130]. Ainda mais importante, alguns usuários recebem quase a mesma energia recebida pelo usuário de interesse. Isso acontece com W-H 32 (64) para usuários #29 (#53) e #30 (#54) quando o usuário #5 (#6) está transmitindo. Essa interferência é simétrica, ou seja, considerando os códigos W-H 64, a energia que o usuário #5 recebe quando o usuário #53 está transmitindo é a mesma que o usuário #53 receberia caso o usuário #5 transmitisse. Esta propriedade comutativa é habilitada nesta configuração do sistema devido a três fatores: 1) os deslocamentos de

fase são "0" e " π ", então o conjugado destes códigos (usado no processo de decodificação) é idêntico aos utilizados no processo de codificação; 2) o formato de modulação de dados adotado aqui (OOK) não induz nenhum deslocamento de fase; 3) nenhuma penalidade de transmissão foi considerada entre o codificador e o decodificador (sistema é suposto aqui como *back-to-back*). Este é um resultado semelhante ao obtido para matriz de translação de códigos W-H 16 realizado em [131]. Além disso, é possível observar certa periodicidade nos valores de interferência. Para códigos W-H 32, o intervalo entre os principais picos ocorre em cada quatro usuários, como visto na Figura 6.4 (a), onde o usuário #5 causa mais interferência nos usuários #9, #13, #17, #21, #25 e #29. O usuário #6, por sua vez, interfere de forma mais significativa nos usuários #10, #14, #18, #22, #26 e #30, como mostrado na Figura 6.4 (b). Da mesma forma, para códigos W-H 64 a distância entre os picos aumenta para 8 e as maiores interferências ocorrem para usuários #21, #29, #37, #45 e #53 devido ao usuário #5 (Figura 6.5 (a)), e para os usuários #22, #30, #38, #46 e #54 devido ao usuário #6 (Figura 6.5 (b)). Para ambos os casos (W-H 32 e 64), esta periodicidade também é observada para os casos com menor interferência (valores próximos a zero). Quando o usuário #5 está transmitindo, a menor interferência ocorre para os usuários pares. Por outro lado, quando o usuário #6 está transmitindo a baixa interferência ocorre para usuários ímpares.

Figura 6-4 – Energias que cada usuário recebe após um pulso ultracurto ser codificado com código W-H 32 #5 (a) e #6 (b). Todos os valores de energia foram normalizados em relação ao usuário corretamente decodificado (em vermelho). As linhas tracejadas indicam o valor médio de interferência, igual a 0,286 para ambos os casos [124].

Figura 6-5 – Energia que cada usuário recebe após um pulso ultracurto ser codificado com código W-H 64 #5 (a) e #6 (b). Todos os valores de energia foram normalizados em relação ao usuário corretamente decodificado (em vermelho). As linhas tracejadas indicam o valor médio de interferência, igual a 0,141 para ambos os casos [124].

Ao se observar o resto da divisão do número de código por 4 ou 8 (em relação à W-H 32 ou 64), nota-se a existência de um padrão na interferência entre os códigos. Esse padrão pode ser usado para separar os códigos em grupos de códigos que produzem um alto nível de interferência entre os códigos do mesmo grupo, tornando-se potenciais candidatos para perda de segurança em virtude do *crosstalk*. Um alto nível de interferência ocorre quando o usuário de interesse em um grupo transmite um bit "1" e os outros usuários no mesmo grupo recebem pelo menos 50% desta energia transmitida. Isto permite a distinção de 4 e 8 grupos de códigos que causarão alta interferência aos outros códigos dentro do mesmo grupo. Isto pode ser visto na Tabela 6.1, onde cada coluna representa um desses grupos.

W-H 32				W-H 64							
RESTO				RESTO							
1	2	3	0	1	2	3	4	5	6	7	0
1	2	3	4	1	2	3	4	5	6	7	8
5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
9	10	11	12	17	18	19	20	21	22	23	24
13	14	15	16	25	26	27	28	29	30	31	32
17	18	19	20	33	34	35	36	37	38	39	40
21	22	23	24	41	42	43	44	45	46	47	48
25	26	27	28	49	50	51	52	53	54	55	56
29	30	31	32	57	58	59	60	61	62	63	64

Tabela 6-1 - Grupos de códigos que produzem um alto nível de interferência entre os códigos do mesmo grupo. Cada coluna representa um desses grupos.

Além disso, como 50% da energia do usuário de interesse é um limiar de detecção padrão em sistemas de comunicações ópticas utilizando modulação OOK [3], se dois ou mais usuários utilizando os códigos do mesmo grupo estão ativos no sistema SPECTS-OCDMA, ocorrerá uma perda de segurança devido ao *crosstalk*. Como uma ilustração do perigo incorrido pela incorreta atribuição de códigos aos usuários, se um usuário mal-intencionado está ciente desse fato, basta ele/ela ficar em *stand-by* para receber os dados transmitidos por outro usuário de seu grupo. Isso é configurado como uma perda substancial de segurança. Mais importante, até mesmo implementações alternativas de SPECTS-OCDMA sistemas que tinham como objetivo robustez contra a perda de segurança devido à espionagem, tais como [132-135], não estão imunes à perda de segurança devido a *crosstalk* entre usuários ativos utilizando códigos do mesmo grupo.

Também deve ser ressaltado que um espião poderia receber a combinação dos sinais de todos os usuários ativos o que, em princípio, torna muito difícil para ele/ela apontar a quem pertence o sinal detectado. Entretanto, se tal espião está ciente dos grupos listados na Tabela 6.1, então ele/ela seria capaz de determinar o dono da informação transmitida, independente do número de usuários ativos no sistema. Além disso, esse usuário malicioso teria o seu trabalho muito facilitado. Por exemplo, o uso de um método de força bruta, como o discutido em [136], para descobrir o código do usuário de interesse tornaria a tarefa de encontrar o código correto 8 vezes mais fácil, independentemente se W-H 32 ou 64 está sendo usado. Portanto, testando um código de

cada grupo (4 grupos de W-H 32 e 8 grupos de W-H 64), é possível localizar com precisão qual grupo atinge os mais altos níveis de energia de *crosstalk* para, em seguida, restringir a este grupo a busca pelo código apropriado.

Neste contexto, o objetivo é selecionar um conjunto de códigos que representa o melhor cenário entre todas as possíveis combinações de códigos. Para isso, o critério do processo de seleção é obter uma combinação que obtenha a menor BER para todos os usuários. É importante salientar que dentro de um conjunto de códigos, cada usuário tem BER diferente porque a interferência dos outros usuários também é diferente. Assim, o procedimento para este cálculo é detalhado nos passos a seguir.

PASSO 1: Encontrar as energias que todos os usuários recebem em dois cenários: (1) apenas o usuário interferente está transmitindo um bit "1" e o usuário de interesse transmite o bit "0"; (2) o usuário de interesse também está transmitindo um bit "1". Assim, é possível montar duas matrizes quadradas cuja dimensão é igual ao comprimento de código. Estas matrizes são simétricas e a diagonal principal representa as energias dos usuários corretamente decodificados I_m . As outras energias correspondem aos valores de $E_{k,m}$ ou $U_{k,m}$, respectivamente aos cenários (1) ou (2), que correspondem às energias recebidas pelo usuário m quando o usuário k transmite.

PASSO 2: Este passo é realizado para todas as combinações de códigos possíveis:

PASSO 2a: Selecionar uma possível combinação h . Para um sistema com N usuários ativos uma possível combinação de códigos é $[C_1 C_2 \dots C_N]$, onde C_1 é o código #1.

PASSO 2b: Calcular a BER para todos os usuários da combinação escolhida de acordo com as equações de cálculo da BER mostradas no capítulo anterior - equações 5.1) a (5.12) , resultando em $[BER_1 BER_2 \dots BER_N]$.

PASSO 2c: O maior valor de $[BER_1 BER_2 \dots BER_N]$ (cenário de pior caso) é escolhido para representar o conjunto de códigos analisado. Assim, é possível garantir que este conjunto de códigos terá para todos os usuários do conjunto um desempenho melhor ou igual ao valor de BER obtido. Este valor é guardado em $BER_c(h)$.

PASSO 3: Depois de analisadas todas as combinações de códigos possíveis, uma simples busca pelo menor valor de BER_c mostra o conjunto de códigos que tem o melhor desempenho para um sistema SPECTS-OCDA com N usuários simultâneos.

A respeito do *PASSO 2c*, outra opção viável para esta análise seria a utilização da média de $[BER_1 \ BER_2 \ ... \ BER_N]$ para encontrar o melhor conjunto de códigos. Esse critério, porém, não tem significado prático porque não é desejável um sistema em que algum dos usuários apresenta desempenho pior do que o esperado. Assim, usando o critério de maior valor, é possível garantir que todos os usuários tenham um desempenho melhor ou igual ao valor BER_c obtido.

Por meio dessa metodologia é possível encontrar o conjunto ótimo de códigos para qualquer sistema OCDMA síncrono, independentemente da família de códigos usada e do número de usuários ativos. O único problema é o custo computacional, pois à medida que se aumenta o número de códigos disponíveis para a escolha do número de usuários ativos, o número de possíveis combinações de conjunto de códigos cresce substancialmente.

Para cumprir a tarefa de encontrar os conjuntos ótimos de códigos, foi considerado um máximo de 10 usuários simultâneos (este número foi limitado aqui, essencialmente, por causa dos custos computacionais) para ambos os W-H 32 e 64. Nesse primeiro momento, mostra-se uma informação muito útil obtida com o algoritmo de otimização: o percentual de conjuntos de códigos que satisfaz um valor predefinido de BER. A análise para W-H 32, com o número de usuários como parâmetro é mostrada na Figura 6.6. Apenas as curvas de 3 a 8 usuários simultâneos são mostrados na figura, por uma questão de clareza. Para 3 usuários simultâneos, foram encontradas 384 (7,74%) de 4960 possíveis combinações que satisfazem o critério de $BER < 10^{-12}$ (cenário livre de erros). Se o critério de $BER < 10^{-9}$ for desejado, então o número de combinações encontradas cresce para 448 (aproximadamente 9,03%). Quando 4 usuários estão ativos no sistema, são obtidos 192 (aproximadamente 0,53%) conjuntos de códigos com $BER < 10^{-12}$ de um universo de 35690 combinações possíveis. Na verdade, as mesmas combinações para 4 usuários simultâneos são encontradas mesmo se for utilizado como critério $BER < 10^{-9}$. Em outras palavras, uma escolha aleatória dos códigos utilizados no sistema implicaria em aproximadamente 99,5% de chance de se obter uma $BER > 10^{-9}$. É importante ressaltar que o número máximo de usuários simultâneos permitidos com W-H 32 com níveis satisfatórios BER, e sem perda de segurança em virtude do *crosstalk*, é de apenas 4.

Uma análise similar pode ser realizada para W-H 64. As percentagens de conjuntos de códigos que satisfazem uma BER predefinida, com os números de usuários simultâneos como parâmetro, são mostradas na Figura 6.7. Apenas as curvas de 6-10 usuários simultâneos são mostradas na figura, por uma questão de clareza. Para um

cenário com 6 usuários simultâneos foram encontradas 74582 (ou cerca de 0,1%) das quase 75 milhões de combinações possíveis com $BER < 10^{-12}$. Se for utilizado como critério $BER < 10^{-9}$, o número de conjuntos de códigos encontrados se torna 135264 (ou cerca de 0,18%). Com 7 usuários simultâneos, a quantidade de conjuntos de códigos encontrados é 23936 (ou cerca de $3,9 \times 10^{-3} \%$) e 58112 (ou cerca de $9,4 \times 10^{-3} \%$) com $BER < 10^{-12}$ e $BER < 10^{-9}$, respectivamente, de mais de 621 milhões de combinações possíveis. Ao repetir-se a análise para oito usuários simultâneos, encontra-se apenas 4352 dos mais de 4 bilhões de combinações de códigos possíveis que satisfazem $BER < 10^{-12}$. Isso representa cerca de $9,8 \times 10^{-5} \%$ de todas as combinações possíveis para este cenário. Se for desejado um valor de $BER < 10^{-9}$, o número de conjuntos de códigos encontrados se torna 11034 (ou cerca de $2,4 \times 10^{-5} \%$). Para mais de 8 usuários simultâneos, nenhum dos conjuntos de códigos alcança valores aceitáveis de BER. Este resultado também confirma que uma escolha aleatória do conjunto de códigos irá estatisticamente comprometer não só o desempenho geral do sistema, mas também sua segurança.

Figura 6-6 - Percentual de conjuntos de códigos W-H 32 em função da BER com o número de usuários simultâneos como parâmetro. Não são mostradas as curvas para 2, 9 e 10 usuários por uma questão de clareza.

Figura 6-7 - Percentual de conjuntos de códigos W-H 64 em função da BER com o número de usuários simultâneos como parâmetro. Não são mostradas as curvas para 2, 3, 4 e 5 usuários por uma questão de clareza.

A segurança do sistema é ameaçada quando o conjunto de códigos adotado produzir níveis de energia (*crosstalk*) suficientemente altos a ponto de um determinado usuário conseguir detectar com sucesso informações de outros usuários. Com isso em mente, os conjuntos de códigos livre de erros encontrados com o algoritmo proposto para W-H 32 e 64 foram investigados (uma pequena amostra dos conjuntos ótimos de códigos para estes dois cenários é apresentada na Tabela 6.2 para 4 e 8 usuários simultâneos, respectivamente). Mesmo que este quadro não compreenda todos os conjuntos ótimos encontrados para ambos os casos, mostra claramente um padrão em sua construção. Primeiramente, todos os códigos aparecem exatamente a mesma quantidade de vezes em todos os conjuntos de códigos, ou seja, cada um dos 32 (64) códigos de W-H 32 (64) aparece 24 (544) vezes nos 192 (4352) conjuntos de códigos livre de erros. Além disso, observando-se a separação dos códigos em grupos conforme mostrado na Tabela 6.1, é possível estabelecer que nenhuma repetição de grupo ocorre dentro de qualquer conjunto de códigos escolhido. Esta é uma condição essencial para garantir a segurança do sistema contra o *crosstalk*. Além disso, uma vez que altos níveis de interferência entre os usuários devem ser evitados a fim de se alcançar BERs satisfatórias para todos os usuários, então o conjunto ótimo de códigos deve ter apenas um usuário de cada um desses grupos, sem

W-H 32 – 4 usuários				W-H 64 – 8 usuários							
1	3	14	16	1	3	5	7	50	52	54	56
2	4	13	15	2	4	6	8	49	51	53	55
5	7	10	12	9	11	13	15	58	60	62	64
6	8	9	11	10	12	14	16	57	59	61	63
17	19	30	32	17	19	21	23	34	36	38	40
18	20	29	31	18	20	22	24	33	35	37	39
21	23	26	28	25	27	29	31	42	44	46	48
22	24	25	27	26	28	30	32	41	43	45	47

Tabela 6-2 - Amostra dos conjuntos ótimos de códigos encontrados para Walsh-Hadamard 32(64) com 4(8) usuários simultâneos. As linhas pontilhadas indicam exemplos de conjuntos de códigos.

qualquer repetição. Este resultado confirma, mais uma vez, que uma escolha aleatória dos códigos irá comprometer estatisticamente a segurança geral do sistema. Mais importante, um conjunto não-ótimo de códigos não só permite a detecção não-intencional de informações de outros usuários (via *crosstalk*), mas aumenta drasticamente as chances do sistema SPECTS-OCDMA ter um desempenho pior que o esperado.

No entanto, se um número maior de usuários é necessário então algumas repetições dos grupos estabelecidos na Tabela 6.1 são inevitáveis para se construir os conjuntos de códigos. Por exemplo, não há nenhuma maneira possível de se combinar os códigos dos 4 (8) grupos na Tabela 6.1 para criar conjuntos de códigos com 5 (9) ou mais usuários simultâneos usando W-H 32 (64) sem qualquer repetição de grupo. Portanto, é impossível de se alcançar níveis satisfatórios de BER e de *crosstalk* para todos os usuários devido aos inevitáveis altos níveis de interferência entre pelo menos dois usuários ativos. Com o algoritmo proposto este problema pode ser aliviado, conforme mostrado na Figura 6.8. Os valores da BER para conjunto de códigos W-H 32 (64) com 4 (8) usuários simultâneos não são mostrados na Figura 6.8 porque para estes casos $BER < 10^{-12}$. No entanto, para W-H 32 (64) com 5 (9) usuários simultâneos a BER cai de aproximadamente $2,65 \times 10^{-1}$ ($2,55 \times 10^{-1}$) para cerca de $1,21 \times 10^{-2}$ ($1,37 \times 10^{-2}$). Isto não é uma melhoria muito significativa porque ambos os casos teriam desempenho inaceitáveis mesmo se um códigos corretores de erros (RS-FEC (255.223)) fossem utilizados [137]. Portanto, sistemas SPECTS-OCDMA baseados em W-H 32 e 64 são fundamentalmente limitados a suportar até 4 e 8 usuários simultâneos, respectivamente, sem que ocorra

violação de segurança devido ao *crosstalk*. Se um número maior de usuários simultâneos for necessário, então o *nonlinear threshold* deve ser incluído no receptor [3]. Análises preliminares usando o algoritmo proposto neste trabalho mostraram que a energia média incorreta recebida pelos usuários cairia de aproximadamente 0,141 para 0,092 com códigos W-H 64 caso o *nonlinear threshold* fosse incluído. Além disso, utilizando pulsos de controle do NOLM mais curtos, níveis menores de energia de usuários incorretamente decodificados atingem o detector, reduzindo a MAI e melhorando o desempenho geral do sistema. O desempenho geral do sistema também pode ser melhorado com a ajuda de um RS-FEC (255,233). Finalmente, caso os códigos W-H 128 fossem analisados, seria possível esperar por grupos de códigos com até 16 usuários simultâneos com $BER < 10^{-12}$. Este sistema não será analisado porque o grande número de usuários simultâneos e número de códigos aumentaria o número de combinações possíveis a um patamar além da nossa capacidade computacional.

Figura 6-8 – BER para códigos W-H 32 e 64, antes e depois da seleção de conjuntos ótimos de códigos para até 10 usuários simultâneos. A BER para conjuntos ótimos de códigos W-H 32 com menos de 5 usuários e W-H 64 com menos de 9 usuários era essencialmente zero.

6.2 Códigos *m*-sequence

A segunda família de códigos analisada são os códigos *m*-sequence, que assim como os códigos W-H, são idealmente ortogonais quando utilizados sincronamente. As famílias *m*-sequence são construídas a partir de deslocamentos cíclicos da sequência inicial que, por sua vez, é construída a partir de propriedades da regra de Golomb e seus polinômios primitivos [139]. Nesta seção serão analisadas as famílias de códigos *m*-sequence com 31 e 63 *chips* e, de acordo com [139], existem seis polinômios primitivos para cada um desses comprimentos. Tais polinômios são mostrados nas Tabelas 6.3 e 6.4 para códigos *m*-sequence com 31 e 63 *chips*, respectivamente, assim como as sequências iniciais obtidas (definidas aqui como o código #1). Cada um desses polinômios permite gerar uma família de códigos que respeitam as propriedades de ortogonalidade entre os códigos da mesma família. Entretanto, códigos gerados por um polinômio primitivo não são ortogonais aos códigos gerados pelos outros polinômios, mesmo quando não existe sincronismo [139].

Códigos *m*-sequence 31

Polinômio primitivo (a)	$x^5 + x^2 + 1$
-1 1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1 1 -1 1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 1 -1	
Polinômio primitivo (b)	$x^5 + x^3 + 1$
-1 -1 1 1 -1 1 1 1 -1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1 1 1 -1	
Polinômio primitivo (c)	$x^5 + x^3 + x^2 + x + 1$
1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 1 -1	
Polinômio primitivo (d)	$x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$
-1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 1 1 1 1 -1	
Polinômio primitivo (e)	$x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$
1 1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 1 1 1 -1	

Polinômio primitivo (f)	$x^5 + x^4 + x^3 + x + 1$
1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 1 1 1 1 -1	

Tabela 6-3 - Polinômios primitivos para geração de famílias de códigos *m*-sequence com 31 *chips* e suas respectivas sequências iniciais, definidas como o código #1.

Códigos *m*-sequence 63

Polinômio primitivo (a)	$x^6 + x + 1$
1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 1 1 1 -1	
Polinômio primitivo (b)	$x^6 + x^5 + 1$
-1 -1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 - 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 -1	
Polinômio primitivo (c)	$x^6 + x^5 + x^2 + x + 1$
1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 1 1 1 1 1 -1	
Polinômio primitivo (d)	$x^6 + x^5 + x^4 + x + 1$
1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 -1	
Polinômio primitivo (e)	$x^6 + x^4 + x^3 + x + 1$
1 -1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 1 1 -1	
Polinômio primitivo (f)	$x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + 1$
-1 1 -1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 -1 1 1 1 1 1 1 -1	

Tabela 6-4 - Polinômios primitivos para geração de famílias de códigos *m*-sequence com 63 *chips* e suas respectivas sequências iniciais, definidas como o código #1.

Da mesma forma que foi mostrado para os códigos W-H 32 e 64, a ortogonalidade entre os códigos da mesma família de um cenário ideal não se mantém em um cenário mais realista, e a MAI produzida por usuários incorretamente decodificados coincide com o sinal do usuário corretamente decodificado. Em um cenário realista existem diferentes valores de energia para cada chip devido à distribuição gaussiana de energia ao longo do espectro do pulso [127]. Utilizando um pulso inicial com os mesmos parâmetros definidos na seção anterior, pelo menos 85% da energia total está concentrada em 25% dos *chips*, independentemente do código utilizado, como mostrado nas Figura 6.2 e 6.3 para os códigos W-H 32 e 64, respectivamente.

Sendo assim, de forma semelhante aos resultados mostrados para os códigos W-H 32 e 64, uma escolha inadequada dos códigos *m*-sequence utilizados em sistemas SPECTS-OCDMA não só afeta o desempenho da BER do sistema, mas também a sua segurança. Para provar essa afirmação, é calculado o nível de interferência causado por um usuário em todos os outros usuários da mesma família. Isso é feito da seguinte forma: um bit "1" do usuário #5 é decodificado por todos os outros usuários da mesma família, e as energias recebidas por cada um dos detectores são mostradas na Figura 6.9 (a)-(f) para as famílias de códigos *m*-sequence 31 (a)-(f), respectivamente. O mesmo é feito para os códigos *m*-sequence 64 (a)-(f) e mostrado nas Figuras 6.10 (a)-(f). Os valores de energia foram normalizados para o usuário corretamente decodificado (usuário #5) e a energia média recebida pelos usuários incorretamente decodificados é indicada nas figuras como uma linha tracejada. Vale ressaltar que a energia média permanece a mesma para todas as famílias, independentemente do usuário utilizado no processo de codificação, e é cerca de 0,302 e 0,167 para *m*-sequence 31 e 63, respectivamente. Estes valores são maiores que a média de interferências entre os códigos W-H 32 (0,286) e W-H 64 (0,141), o que indica uma melhor performance em termos de BER para os códigos W-H. Isto será mostrado em detalhes adiante.

Apesar disso, diferentemente dos códigos W-H em que alguns usuários recebem quase a mesma energia recebida pelo usuário de interesse, os códigos *m*-sequence não causam tamanha interferência nos outros códigos da mesma família. Mais importante, enquanto um código W-H 32 causa um alto nível de interferência em 4 outros códigos da mesma família, os códigos *m*-sequence 31 (a),(c),(d),(e),(f) interferem de maneira semelhante em 3 outros códigos da respectiva família. Isso pode ser visto nas Figuras 6.9 (a),(c),(d),(e),(f). A exceção é a família *m*-sequence 31 (b) que também causa um alto nível de interferência em 4 outros códigos dessa mesma família, conforme mostrado na

Figuras 6.9 (b). Vale lembrar que um alto nível de interferência ocorre quando o usuário de interesse em um grupo transmite um bit "1" e os outros usuários no mesmo grupo recebem pelo menos 50% desta energia transmitida. Já os códigos *m*-sequence 63 (a)-(f) não causam alto nível de interferência nos outros códigos das respectivas famílias, como pode ser visto nas Figuras 6.10 (a)-(f). Dessa forma, diferentemente de sistemas com códigos W-H 64, perdas de segurança devido ao *crosstalk* não ocorrerão quando os códigos *m*-sequence 63 (a)-(f) estiverem sendo utilizados. Entretanto, perdas de segurança devido ao *crosstalk* ainda acontecem em sistemas SPECTS-OCDMA baseados em códigos *m*-sequence 31. Além disso, não é possível perceber a existência de um padrão na interferência entre os códigos *m*-sequence. Isso pode ser justificado pelo processo de construção dos códigos, que é realizado por meio de deslocamentos cíclicos da sequencia inicial. Sendo assim, não é possível estabelecer grupos de códigos que produzem um alto nível de interferência entre os códigos do mesmo grupo, como foi mostrado na Tabela 6.1 para códigos W-H. Isso dificulta o trabalho de espões, uma vez que ele/ela precisa estar ciente dos grupos de códigos para recuperar a informação transmitida pois irá receber a combinação dos sinais de todos os usuários ativos.

Neste contexto, também é possível selecionar um conjunto de códigos que representa o melhor cenário entre todas as possíveis combinações de códigos. O mesmo critério de seleção adotado na seção anterior é adotado aqui: encontrar uma combinação que apresenta a menor BER para todos os usuários. Ressalta-se que dentro de um conjunto de códigos, cada usuário tem BER diferente porque a interferência dos outros usuários também é diferente. Assim sendo, de acordo com o algoritmo proposto na seção anterior, todas as combinações de códigos foram analisadas considerando um máximo de 9 usuários simultâneos (este número foi limitado aqui, essencialmente, por causa dos custos computacionais) para todas as famílias *m*-sequence 31 e 63.

Figura 6-9 – Nível de interferência causado pelos usuários #5 (a)-(f) em outros usuários da mesma família de códigos quando é enviado um bit "1" codificado com m -sequence 31 (a)-(f). Todos os valores de energia foram normalizados em relação ao usuário corretamente decodificado (em vermelho). As linhas tracejadas indicam o valor médio de interferência, igual a 0,302 para ambos os casos.

Figura 6-10 – Nível de interferência causado pelos usuários #5 (a)-(f) em outros usuários da mesma família de códigos quando é enviado um bit "1" codificado com m -sequence 63 (a)-(f). Todos os valores de energia foram normalizados em relação ao usuário corretamente decodificado (em vermelho). As linhas tracejadas indicam o valor médio de interferência, igual a 0,167 para ambos os casos.

Os percentuais de conjuntos de códigos que satisfazem um valor predefinido de BER para todas as famílias *m*-sequence 31(a)-(f), com o número de usuários como parâmetro são mostrados nas Figuras 6.11 a 6.16. Apenas as curvas de 3-8 usuários foram mostradas nas figuras, por uma questão de clareza. Nota-se que apesar de as médias das interferências serem iguais para todas as famílias *m*-sequence 31, os desempenhos dos conjuntos de códigos se diferenciam significativamente. O número de combinações encontradas que satisfazem os critérios $BER < 10^{-12}$ (cenário livre de erros) e $BER < 10^{-9}$ são mostrados para todas as famílias *m*-sequence 31 na Tabela 6.5. Somente as famílias (a) e (b) tiveram combinações (7 de 31465 possíveis, ou cerca de 0,022%) que satisfizeram o critério de $BER < 10^{-12}$ quando existem 4 usuários ativos no sistema SPECTS-OCDDMA. Quando o critério foi relaxado para $BER < 10^{-9}$, as famílias (c) e (d) encontraram 7 (cerca de 0,0022%) e 14 (cerca de 0,045%) combinações, respectivamente, para os mesmos 4 usuários simultâneos. As famílias (e) e (f), no entanto, apresentam desempenho inferior às demais e não obtiveram combinações de códigos que satisfizessem nenhum dos critérios estabelecidos para 4 usuários simultâneos. Até quando o cenário com 3 usuários simultâneos foi avaliado, apenas 29 (ou cerca de 0,645%) de um total de 4495 possíveis combinações satisfizeram o critério de $BER < 10^{-9}$, enquanto nenhuma atingiu $BER < 10^{-12}$. Para mais de 4 usuários simultâneos, nenhum dos conjuntos de códigos alcança valores aceitáveis de BER.

	3 usuários (4495 combinações)		4 usuários (31465 combinações)	
	$BER < 10^{-9}$	$BER < 10^{-12}$	$BER < 10^{-9}$	$BER < 10^{-12}$
<i>m</i> -sequence 31 (a)	58 (1,29%)	58 (1,29%)	14 (0,045%)	7 (0,022%)
<i>m</i> -sequence 31 (b)	58 (1,29%)	29 (0,645%)	14 (0,045%)	7 (0,022%)
<i>m</i> -sequence 31 (c)	203 (4,516%)	87 (1,935%)	7 (0,0022%)	0
<i>m</i> -sequence 31 (d)	145 (3,226%)	116 (2,581%)	14 (0,045%)	0
<i>m</i> -sequence 31 (e)	29 (0,645%)	0	0	0
<i>m</i> -sequence 31 (f)	29 (0,645%)	0	0	0

Tabela 6-5 - Números (e percentuais) de conjuntos de códigos *m*-sequence 31 que satisfazem os critérios $BER < 10^{-12}$ e $BER < 10^{-9}$ quando 3 e 4 usuários estão ativos no sistema SPECTS-OCDDMA.

Figura 6-11 - Percentual de conjuntos de códigos *m*-sequence 31 (a) em função da BER com o número de usuários simultâneos como parâmetro.

Figura 6-12 - Percentual de conjuntos de códigos *m*-sequence 31 (b) em função da BER com o número de usuários simultâneos como parâmetro.

Figura 6-13 - Percentual de conjuntos de códigos *m*-sequence 31 (c) em função da BER com o número de usuários simultâneos como parâmetro.

Figura 6-14 - Percentual de conjuntos de códigos *m*-sequence 31 (d) em função da BER com o número de usuários simultâneos como parâmetro.

Figura 6-15 - Percentual de conjuntos de códigos *m*-sequence 31 (e) em função da BER com o número de usuários simultâneos como parâmetro.

Figura 6-16 - Percentual de conjuntos de códigos *m*-sequence 31 (f) em função da BER com o número de usuários simultâneos como parâmetro.

Este resultado, além de confirmar que uma escolha aleatória do conjunto de códigos irá estatisticamente comprometer o desempenho geral do sistema, mostra que a

escolha da família de códigos utilizada também compromete este desempenho. Além disso, a segurança do sistema também é ameaçada pois o conjunto de códigos adotado pode produzir níveis de energia (*crosstalk*) suficientemente altos a ponto de um determinado usuário conseguir detectar com sucesso informações de outros usuários.

Nesse contexto, são mostrados na Tabela 6.6 os conjuntos de códigos livre de erros encontrados com o algoritmo proposto para as famílias de códigos *m*-sequence 31 (a) e (b) para 4 usuários simultâneos. Não é possível perceber nenhum padrão na construção dos conjuntos ótimos encontrados para ambos os casos. Podemos dizer apenas que nenhum código aparece mais de uma vez nos conjuntos de códigos livre de erros, e que os códigos (#17, #18 e #31) e (#8, #9 e #26) não apareceram nas combinações encontradas para as famílias *m*-sequence 31 (a) e (b), respectivamente. As outras famílias não obtiveram conjuntos de códigos que atendessem ao critério de $BER < 10^{-12}$, mas poderiam ser utilizadas condicionadas ao emprego de códigos corretores de erros como o RS-FEC (255.223) [137].

<i>m</i> -sequence 31 (a) – 4 usuários				<i>m</i> -sequence 31 (b) – 4 usuários			
1	8	14	19	1	21	22	23
2	9	24	28	2	17	24	29
3	4	5	25	3	5	15	30
6	10	26	29	4	6	11	14
7	13	16	30	7	12	18	25
11	21	23	27	10	13	19	27
12	15	20	22	16	20	28	31

Tabela 6-6 - Amostra dos conjuntos ótimos de códigos encontrados para *m*-sequence 31 (a) e (b) com 4 usuários simultâneos. As linhas pontilhadas indicam exemplos de conjuntos de códigos.

Já para as famílias de códigos *m*-sequence 63 (a)-(f), eram esperados desempenhos melhores ou iguais aos obtidos pelos códigos W-H 64, uma vez que não ocorre violação de segurança devido ao *crosstalk* entre usuários ativos. No entanto, nenhum dos conjuntos de códigos alcança valores aceitáveis de BER em cenários com mais de 4 usuários simultâneos. Além disso, diferentemente do que ocorreu para as famílias *m*-sequence 31 (a)-(f), os desempenhos das famílias de códigos *m*-sequence 63 (a)-(f) são muito similares. Isso pode ser visto nas Figuras 6.17 a 6.22, que mostram os percentuais de conjuntos de códigos que satisfazem um valor predefinido de BER com o número de

usuários como parâmetro. Apenas as curvas de 3-8 usuários foram mostradas nas figuras, por uma questão de clareza. Esse desempenho abaixo do esperado pode ser justificado pelo significativo aumento da média de interferências entre os códigos *m*-sequence 63 (0,167), quando comparados com os códigos W-H 64 (0,144). Esse aumento se torna consideravelmente relevante pois também aumenta as intensidades dos ruídos de batimento e MAI, que degradam o desempenho do sistema. Além disso, conforme demonstrado em [35] para sistemas SPECTS-OCDMA síncronos (caso analisado aqui), os códigos *m*-sequence tem desempenho inferior aos códigos W-H. Ainda de acordo com [35], em sistemas SPECTS-OCDMA assíncronos códigos *m*-sequence apresentam performance superior aos códigos W-H. Isso acontece devido aos padrões de distribuição temporal de energia após a codificação do pulso.

Dessa forma, mesmo após a seleção do conjunto de códigos pelo algoritmo proposto, todas as famílias de códigos *m*-sequence 63 (a)-(f) não são indicadas para serem utilizadas em sistemas SPETCS-OCDMA síncronos, apesar de não apresentarem problemas de segurança devido ao *crosstalk* entre usuários ativos. Nestes sistemas, é indicada a utilização de códigos W-H 64, que conseguem atingir um cenário livre de erros para todos os usuários ativos com o dobro do número de usuários presentes no sistema.

Figura 6-17 - Percentual de conjuntos de códigos *m*-sequence 63 (a) em função da BER com o número de usuários simultâneos como parâmetro.

Figura 6-18 - Percentual de conjuntos de códigos *m*-sequence 63 (b) em função da BER com o número de usuários simultâneos como parâmetro.

Figura 6-19 - Percentual de conjuntos de códigos *m*-sequence 63 (c) em função da BER com o número de usuários simultâneos como parâmetro.

Figura 6-20 - Percentual de conjuntos de códigos *m*-sequence 63 (d) em função da BER com o número de usuários simultâneos como parâmetro.

Figura 6-21 - Percentual de conjuntos de códigos *m*-sequence 63 (e) em função da BER com o número de usuários simultâneos como parâmetro.

Figura 6-22 - Percentual de conjuntos de códigos *m*-sequence 63 (f) em função da BER com o número de usuários simultâneos como parâmetro.

Capítulo 7

Geração de luz supercontínua em fibras *tapered*

Ainda visando a modelagem de dispositivos voltados para sistemas ópticos coerentes, é investigado neste trabalho a evolução de pulsos ultracurtos e de alta potência (com fase modulada no domínio espectral) em fibras altamente não-lineares. Esse fenômeno conhecido por geração de luz supercontínua (SCG) é caracterizado por um forte alargamento espectral induzido por efeitos não-lineares no meio óptico, e que encontra uma grande variedade de aplicações, como tomografia por coerência óptica [140], espectroscopia [141], metrologia de frequência [142] e sistemas de comunicações ópticas coerentes [143-144]. Sendo assim, fontes ópticas baseadas na técnica de SCG encontram direta aplicação em sistemas SPECTS-OCDMA, analisados anteriormente nesta tese. Os conceitos de modulação de fase espectral discutidos anteriormente aliados às técnicas implementadas para propagação de pulsos em fibras ópticas permitiram a realização deste estudo.

Embora a SCG possa ser realizada em diversos meios não-lineares [145], os mais atraentes são as fibras ópticas, principalmente porque estas proporcionam alto confinamento modal e, conseqüentemente, maior interação não-linear. Os primeiros experimentos de SCG em fibras ópticas aconteceram na década de 1970 [146], mas foi apenas com o advento das fibras microestruturadas (MOFs), combinado com a crescente popularização dos *lasers* Ti:Safira, que este fenômeno atraiu fortemente a atenção da comunidade científica [147]. As fibras *tapered* (fibras que apresentam variação longitudinal de seu diâmetro em uma determinada região) cujo esquema básico é mostrado na Figura 7.1, são fibras que também são interessantes para SCG [148]. Isso

Figura 7-1 - Esquema básico de uma fibra *tapered* baseada em fibras SMF-28 convencionais.

acontece porque este tipo de fibra apresenta características que beneficiam a SCG, como a possibilidade de guiamento monomodo em uma vasta região de comprimentos de onda, a facilidade de ajuste da área efetiva e das propriedades de dispersão. Por exemplo, ao se alterar o diâmetro da cintura da fibra *tapered*, é possível adaptar a área efetiva modal, o perfil de dispersão e, por consequência, o coeficiente não-linear (que é inversamente proporcional à área efetiva modal) para uma aplicação específica. Além disso, fibras *tapered* podem ser fabricadas a partir de fibras ópticas convencionais, como a SMF-28.

Desde então, os estudos estiveram principalmente concentrados no entendimento de como esta ampla variedade de tipos de fibras e como os parâmetros dos pulsos iniciais (durações, energias e comprimentos de onda de bombeio) podem influenciar o espectro gerado [149]. Varias publicações também lidaram com a dinâmica de SCG em fibras *tapered*, só pra mencionar algumas [150-152]. No entanto, o ajuste do espectro obtido para qualquer uma das aplicações requer uma correta escolha da fibra óptica e da fonte de pulsos ultracurtos utilizados. Uma vez que esses parâmetros estão definidos, fica muito difícil conseguir um ajuste fino do espectro obtido. Nesse contexto, é realizada a análise de SCG em fibras *tapered* por meio da propagação de pulsos ultracurtos e de alta potência com fase modulada no domínio espectral. A vantagem da utilização de pulsos modulados é a possibilidade de se realizar uma sintonia fina do espectro obtido para uma aplicação desejada. Além disso, essa técnica permite a geração de pentes de frequências ópticas (*optical frequency combs*) sintonizáveis. A utilização desta técnica de modulação foi sugerida pelo Prof. Sérgio C. Zílio (IFSC-USP).

Dessa forma, na primeira parte deste capítulo será mostrado que a região de transição das fibras *tapered* exerce influência no fenômeno de SCG. Na segunda parte serão discutidos os efeitos dos parâmetros de modulação de fase espectral no espectro obtido e como essa técnica pode ser utilizada para geração de pentes de frequências ópticas.

7.1 Influência da região de transição da fibra *tapered*

A influência da região de transição da fibra *tapered* na evolução do modo confinado e na dispersão de velocidade de grupo (GVD) foi incluída pela primeira vez em

análise numéricas em [153,154], mas somente [154] lidou com SCG. Mais tarde, a influência dos *pigtails* (seguimentos) de entrada e saída destas fibras foram teorica e experimentalmente investigadas por Türke *et al.* [155], que manipularam o *chirp* do pulso de entrada para controlar o processo de fissão de *solitons* na cintura da fibra. Os autores [155] também mostraram que variações da GVD e do confinamento modal ao longo da região de transição não influenciaram a dinâmica de SCG para os parâmetros adotados. Entretanto, quando o pulso de entrada tem sua fase modulada no domínio espectral, as regiões de transição de fato influenciam a dinâmica da SCG e, por isso, não podem ser negligenciadas.

O método numérico adotado aqui é baseado na equação que modela a propagação de pulsos em fibra óptica, a *equação não-linear de Schrödinger* (NLSE). Essa equação já foi apresentada em detalhes no capítulo 4 - equação (4.1). Assume-se que a modulação de fase espectral é imposta ao pulso inicial por meio de modulador espacial de luz (SLM) da seguinte forma:

$$A_m(\omega, 0) = A(\omega, 0) \cdot e^{(i\Phi f_2(\Delta t \cdot \omega))} \quad (7.1)$$

onde $A_m(\omega, 0)$ é o pulso modulado, $A(\omega, 0)$ é o pulso antes da modulação, f_2 é a função de modulação, Δt é a frequência de modulação, e Φ é a amplitude de modulação. A variação adiabática do raio da fibra na região de transição é dada por

$$r_{casca}(\mu m) = -1,9 + 67,8 \cdot e^{-z/4,7} \quad (7.2)$$

com z em mm [153]. A Figura 7.2 mostra como variam os perfis de dispersão ao longo da região de transição da fibra tapered, desde a SMF28 (diâmetro de 125 μm) até os diâmetros de 1,5 μm , 1,3 μm e 1,1 μm . À medida que o diâmetro diminui, o segundo ZDW (comprimento de onda de dispersão zero) se desloca para comprimentos de onda mais curtos. Isso também pode ser visto na Figura 7.3 que mostra a evolução dos dois ZDW ao longo da região de transição da fibra tapered. Os pontos em destaque correspondem aos diâmetros de 1,5 μm , 1,3 μm e 1,1 μm . Por fim, a Figura 7.4 mostra a evolução da área efetiva modal ao longo da região de transição para os comprimentos de onda de 800 nm e 1064 nm. Como é esperado, à medida que se diminui o diâmetro da

fibra, a área efetiva também diminui, o que aumenta o coeficiente não-linear, tornando os efeitos não-lineares mais pronunciados na SCG. A solução modal para diversos diâmetros foi realizada com o aplicativo comercial COMSOL Multiphysics [156], que é baseado no método de elementos finitos.

Figura 7-2 - Perfis de dispersão para alguns diâmetros (1,5 μm , 1,3 μm e 1,1 μm) ao longo da região de transição da fibra *tapered*. Em preto é mostrado o perfil de dispersão da fibra SMF28 (diâmetro de 125 μm).

Figura 7-3 - Evolução dos dois ZDW ao longo da região de transição da fibra *tapered*. Os pontos em destaque correspondem aos diâmetros de $1,5\ \mu\text{m}$, $1,3\ \mu\text{m}$ e $1,1\ \mu\text{m}$

Figura 7-4 - Evolução da área efetiva modal ao longo da região de transição da fibra *tapered* para os comprimentos de onda de $800\ \text{nm}$ e $1064\ \text{nm}$.

Para analisar a influência da região de transição, compara-se o espectro obtido quando as regiões de transição de entrada e saída da fibra *tapered* estão incluídas na análise com o espectro obtido quando apenas a cintura da fibra é considerada. Em ambos os casos, supõe-se um pulso de entrada gaussiano de duração $t_{FWHM}=20\text{ fs}$ e potência de pico de 20 kW . O comprimento de onda de bombeio é 1100 nm , localizado no regime de dispersão anômala. Os parâmetros do SLM são: $\Delta t = 500\text{ fs}$, $\Phi = \pi/2$, função de modulação f_2 definida como uma função quadrada oscilando entre -1 e 1. A fibra *tapered*, que é baseada em uma fibra SMF-28 padrão, tem comprimento e diâmetro da cintura de 50 mm e $1,1\text{ }\mu\text{m}$, respectivamente. Dessa forma, as regiões de transição de entrada e saída têm comprimento igual a $9,9\text{ mm}$. A cintura apresenta dois comprimentos de onda de dispersão zero (ZDW) localizados em 558 nm e 1373 nm . A área efetiva da região da cintura para o comprimento de onda de bombeio é aproximadamente $0,761\text{ }\mu\text{m}^2$, resultando num termo choque $\tau_{SHOCK} \approx 0,917\text{ fs}$.

Os resultados simulados obtidos para ambos os casos são mostrados na Figura 7.5, onde os painéis superiores referem-se ao caso mais realista quando regiões de transição e cintura são consideradas, e os painéis inferiores quando apenas a região da cintura é considerada. Ambos os painéis mostram, respectivamente, o espectro gerado (à esquerda) e o espectrograma (à direita) no final da transmissão, para cada caso. O espectrograma foi obtido de acordo com [157]. Na região entre 1600 e 1900 nm , existe uma clara discrepância de intensidade espectral entre ambos os casos, que aparece de forma ainda mais drástica quando são comparados os dois espectrogramas. O aparecimento de energia nesta região espectral após o segundo ZDW é basicamente devido à mistura de quatro ondas (FWM). Quando os perfis de dispersão das regiões de transição são levados em conta nas simulações, observamos que os *solitons* ejetados demoram mais tempo para alcançar temporalmente os picos de intensidade localizados ao redor do sinal de bombeio quando comparados com o caso quando apenas a cintura é considerada. Assim, logo após a fissão de *solitons*, o perfil de dispersão da região de transição proporciona o casamento de fase necessário para a transferência de energia da região do comprimento de onda de bombeio para a região de $1600\text{-}1900\text{ nm}$.

Figura 7-5 – Painéis superiores: supercontínuo gerado (esquerda) e espectrograma (direita) após a propagação em 6,98 cm da fibra *tapered* (cintura e regiões de transição consideradas). Painéis inferiores: supercontínuo gerado (esquerda) e espectrograma (direita) após a propagação em 5 cm da fibra *tapered* quando apenas a cintura é considerada.

Como é esperado, na região de transição de entrada o coeficiente não-linear é gradualmente aumentado, e a consequência deste aumento gradual é que os *solitons* são formados quando o pulso se aproxima da região da cintura. Nesse caso, o casamento de fase necessário para ativar a FWM irá ocorrer apenas quando houver sobreposição entre os *solitons* e os lóbulos vizinhos de baixa intensidade (estes lóbulos aparecem devido à modulação de fase espectral do pulso de entrada). Consequentemente, o efeito de FWM torna-se muito menos eficiente se comparado com o caso em que apenas a cintura da fibra *tapered* é considerada. É importante ressaltar que pulsos sem modulação espectral de fase são qualitativamente influenciados pelas regiões de transição e, por conseguinte, têm pouca influência sobre o espectro gerado. Além disso, percebe-se que efeito Raman não é significativamente influenciado pelos diferentes perfis de dispersão da região de transição. Por outro lado, a dinâmica do efeito FWM muda dramaticamente em virtude de um casamento de fase mais eficaz próximo aos dois ZDWs. Isso também vale para fibras *tapered* com cinturas de outros diâmetros.

7.2 Influência dos parâmetros de modulação espectral

Como foi dito, o ajuste do espectro obtido para qualquer uma das aplicações requer uma correta escolha da fibra óptica e da fonte de pulsos ultracurtos utilizados. Uma vez que esses parâmetros estão definidos, fica muito difícil conseguir um ajuste fino do espectro obtido. Uma alternativa é modular a fase do pulso de entrada, tal como em [158], em que a modulação de fase foi feita no domínio do tempo (o que espalha o sinal na frequência). Modulação de fase no domínio espectral foi usada em [155] para manipular o *chirp* do pulso de entrada para controlar o processo de fissão de *solitons* numa fibra *tapered*. Neste contexto, é investigado neste trabalho como os parâmetros de modulação espectral influenciam a dinâmica de SCG e, por causa disso, produzem diferentes alargamentos espectrais. Para isso, são comparados os espectros gerados após a propagação em fibras *tapered* em dois diferentes cenários: (1) f_2 como uma função senoidal; e (2) f_2 como uma função quadrada oscilando entre -1 e 1. Em ambos os casos supõe-se que a excitação é um pulso gaussiano com largura temporal $t_{FWHM}=50fs$ e 20kW de potência de pico. O comprimento de onda de bombeio é 800 nm, localizado no regime de dispersão anômala. A cintura da fibra apresenta diâmetro de 1,5 μm e comprimento de 50 mm. Dessa forma, as regiões de transição de entrada e saída têm comprimento igual a 9,25 mm. A cintura apresenta dois comprimentos de onda de dispersão zero (ZDW) localizados em 627 nm e 1872 nm. A frequência de modulação é $\Delta t = 500 fs$ e a amplitude de modulação Φ é utilizada como parâmetro.

Antes de analisarmos os espectros obtidos é importante demonstrar como a modulação de fase no domínio espectral altera o sinal no domínio do tempo. Como já foi dito, a modulação espectral de fase faz com que o pulso se espalhe temporalmente. Esse espalhamento temporal tem como solução as funções de Bessel, e está diretamente ligado à função de modulação utilizada e à amplitude da modulação. Isso pode ser visto nas Figuras 7.6 e 7.7 para as funções de modulação senoidal e quadrada quando a amplitude de modulação é deixada como parâmetro. Observa-se que a modulação senoidal estimula todos os componentes harmônicos, enquanto que a modulação quadrada concentra energia apenas em componentes harmônicas ímpares. A distância temporal entre cada um desses componentes é proporcional à frequência de modulação Δt . Além disso, uma vez que para induzir alargamento espectral são necessários pulsos com potência alta, após o espalhamento (ou modulação), o objetivo é concentrar a maior energia possível do pulso

inicial nas componentes J_1 e J_{-1} . Isso ocorre para as amplitudes de modulação $\Phi = 1.8413$ e $\Phi = \pi/2$ para as funções de modulação senoidal e quadrada, respectivamente.

Figura 7-6 – Espalhamento temporal do pulso após a modulação de fase no domínio espectral com função senoidal. Os maiores valores de energia nas componentes J_1 e J_{-1} ocorrem quando a amplitude de modulação $\Phi = 1.8413$.

Figura 7-7 – Espalhamento temporal do pulso após a modulação de fase no domínio espectral com função senoidal. Os maiores valores de energia nas componentes J_1 e J_{-1} ocorrem quando a amplitude de modulação $\Phi = \pi/2$.

Assim, a Figura 7.8 mostra os espectros gerados com as funções quadrada (esquerda) e senoidal (direita) como funções de modulação. É importante ressaltar que para cada um dos valores de amplitude de modulação foi realizada uma simulação diferente. O maior alargamento espectral ocorre para $\Phi = 0$ (sem modulação de fase) para o qual a energia do pulso não se espalha no tempo (o que favorece a influência dos efeitos não lineares). Embora este espalhamento temporal reduza a estimulação de efeitos não lineares, ele permite controlar com êxito o ponto de ejeção do *soliton*, que quanto mais cedo ocorrer, mais deslocado para o vermelho este *soliton* estará.

Figura 7-8 – SCG em função do parâmetro amplitude de modulação com função quadrada (esquerda) e senoidal (direita) como funções de modulação. A linha horizontal em ambas as figuras indica a amplitude de modulação $\Phi = 1.5$.

As Figuras 7.9 (a) - (b) mostram os formatos temporal e espectral após a propagação para as modulações senoidal e quadrada, respectivamente. No entanto, para $\Phi = 1,5$ (amplitude em que a componente J_0 está praticamente extinta para modulação quadrada), as primeiras componentes harmônicas (J_1 e J_{-1}) têm mais energia para a modulação quadrada que para a modulação senoidal. Consequentemente, a modulação quadrada faz com que o *soliton* seja ejetado mais cedo e se desloque mais para o vermelho à medida que se propaga ao longo da fibra. Nota-se que uma modulação de amplitude aparece no espectro de saída devido à interferência entre os sinais em tempos diferentes (ver a potência espectral na Figura 7.9 (b)). Este espectro modulado é mostrado em mais detalhes na Figura 7.9 (c), que ressalta a faixa do espectro onde estão localizados os *solitons* ejetados mais cedo. Sendo assim, essa técnica permite a geração de pentes de frequências ópticos (*optical frequency combs*) sintonizáveis, como discutido a seguir.

Figura 7-9 – Formatos temporal e espectral de saída função senoidal (a) e quadrada (b) como funções de modulação. É considerada a amplitude de modulação $\Phi = 1,5$ em ambos os casos. Em (c) é mostrado o detalhe da faixa do espectro obtido após a modulação com função quadrada (b).

7.3 Geração de pentes de frequências ópticas (*optical frequency combs*)

A geração de pentes de frequência ópticos é uma técnica importante que permitiu grande desenvolvimento em síntese de frequência óptica e metrologia [159,160]. Além disso, essa técnica pode encontrar um grande interesse em outras aplicações, como o sensoriamento remoto [161], espectroscopia [162], geração de referência [163], sistemas de comunicações coerentes [143,144], processamento de sinais [143,164], e geração de formas de onda ópticas arbitrárias [165,166]. Um grande número de técnicas têm sido demonstradas para gerar um pente óptico. Até agora, a maioria destas aplicações foram realizadas com pentes de frequência ópticas baseados em *lasers* de pulsos ultracurtos [161,162,143,166], mas fontes baseadas na modulação de uma onda contínua (CW) têm atraído muita atenção [144,164,165]. Enquanto a primeira técnica tem problemas quanto à estabilização de frequência e ruídos de fase [167], a segunda requer o uso de filtros de radiofrequência (RF) muito rápidos para a formatação do pulso [164]. Outros esquemas de geração de pentes de frequência ópticas têm surgido nos últimos anos baseados em ressoadores em anel [168,169] e modos de galeria de sussurros (WGM) [170]. Neste contexto, é então realizada a geração de pentes de frequência ópticos por meio da propagação de pulsos com fase modulada no domínio espectral em fibras ópticas altamente não-lineares.

Sabe-se que interferência entre dois *solitons* espaçados temporalmente induz a modulação de amplitude espectral, como foi mostrado na Figura 7.9 (c). Sendo assim, é desejado adequar as energias das componentes J_1 e J_{-1} do pulso inicial modulado de forma que o processo de fissão de *solitons* seja controlado de forma a gerar um pente de frequências ópticas estável. Após a fissão de *solitons* ocorrer, o *soliton* ejetado mais cedo terá maior amplitude, menor duração e se propagará com maior velocidade de grupo [2]. Além disso, cada *soliton* experimenta um deslocamento contínuo para comprimentos de onda maiores porque a largura de banda do *soliton* individual sobrepõe o ganho Raman [2]. A ideia é utilizar bombeios em comprimentos de onda mais baixos e aproveitar esta propriedade do auto-deslocamento de frequência do *soliton* (*soliton self-frequency shift*) para atingir os comprimentos de onda na região de operação dos sistemas de telecomunicações, em torno de 1550 nm.

Como exemplo, foram utilizados os seguintes parâmetros nesta simulação: pulso de entrada gaussiano de duração $t_{FWHM} = 50 \text{ fs}$ e potência de pico de 20 kW . O comprimento de onda de bombeio é 1300 nm , localizado no regime de dispersão anômala. Os parâmetros de modulação são: $\Delta t = 5000 \text{ fs}$, $\Phi = \pi/2$, função de modulação f_2 definida como uma função quadrada oscilando entre -1 e 1. A fibra *tapered* tem comprimento e diâmetro da cintura de 100 mm e $1,3 \mu\text{m}$, respectivamente. Etapas da propagação do pulso modulado ao longo da fibra *tapered* são mostradas na Figura 7.10 para os domínios temporal e espectral. É possível perceber o *soliton* se deslocando para comprimentos de onda maiores. O processo de fissão de *solitons* pode ser visto com mais detalhes na Figura 7.11, que mostra a evolução temporal e espectral do pulso modulado. Nota-se que a fissão acontece depois da região de transição da fibra *tapered*, quando o pulso chega à cintura da fibra. Isso acontece porque, como já foi mostrado, os efeitos não-lineares estão mais pronunciados nessa região.

Figura 7-10 - Etapas da propagação do pulso modulado ao longo da fibra *tapered*, nos domínios temporal (esquerda) e espectral (direita).

Figura 7-11 - Evolução temporal e espectral do pulso modulado nos domínios temporal (esquerda) e espectral (direita).

O pente de frequências óptico obtido na simulação anterior é mostrado em detalhes na Figura 7.12. O comprimento de onda central dos sólitons ejetados ao final da propagação é aproximadamente 1550 nm , e a faixa espectral com menos de 3 dB de atenuação se estende de 1521 nm a 1588 nm . Com isso foi possível obter 62 canais com separação de $0,8 \text{ nm}$ entre canais.

Figura 7-12 - Pente de frequências óptico obtido após a propagação de pulsos ultracurtos e de alta potência (com fase modulada no domínio espectral) em uma fibra *tapered*

A vantagem da utilização desta técnica é a simplicidade para realizar o ajuste no pente de frequências ópticos gerado. Isso é possível de ser feito por meio de uma simples mudança nos parâmetros de modulação de fase no SLM. Em virtude disso, outros cenários foram analisados, considerando diferentes comprimentos de onda de bombeio (1064 nm, 1152 nm, 1200 nm, 1250 nm, 1300 nm, 1350 nm, 1400 nm e 1450 nm), diferentes diâmetros (1,5 μm e 2,0 μm) e comprimentos (5 cm, 10 cm e 15 cm) da cintura da fibra *tapered*. Todos os cenários têm resultados muito semelhantes ao já apresentado aqui. A diferença é o comprimento de onda central do sóliton, que muda de acordo com o bombeio utilizado e com a distância de propagação. Dessa forma, os gráficos apresentados nas Figuras 7.13 e 7.14 podem funcionar como ábacos: para gerar um pente de frequências ópticos específico para uma aplicação, basta ajustar um diferente bombeio para a fibra *tapered* disponível. As Figuras 7.13 e 7.14 mostram o comprimento de onda central dos sólitons ejetados ao final da propagação para fibras *tapered* com cinturas de diâmetro 1,5 μm e 2,0 μm , respectivamente. Nota-se que o auto-deslocamento de frequência do *soliton* é muito mais forte na fibra com cintura de diâmetro 1,5 μm , onde os

efeitos não-lineares são mais significativos. Finalmente, a Tabela 7.1 mostra a faixa espectral com menos de 3 dB de atenuação para todos os pentes de frequência ópticos analisados.

Bombeio λ_0	Diâmetro da cintura - 1,5 μm		Diâmetro da cintura - 2,0 μm	
	Comprimento da cintura	Faixa espectral 3dB	Comprimento da cintura	Faixa espectral 3dB
1064 nm	15 cm	1339 - 1383 nm	15 cm	1259 - 1296 nm
1152 nm	15 cm	1441 - 1484 nm	15 cm	1341 - 1387 nm
1200 nm	15 cm	1487 - 1545 nm	15 cm	1383 - 1430 nm
1250 nm	10 cm	1542 - 1604 nm	15 cm	1423 - 1472 nm
1300 nm	10 cm	1521 - 1588 nm	10 cm	1423 - 1473 nm
1350 nm	10 cm	1571 - 1644 nm	10 cm	1456 - 1509 nm
1400 nm	5 cm	1519 - 1594 nm	10 cm	1490 - 1545 nm
1450 nm	5 cm	1565 - 1643 nm	10 cm	1524 - 1578 nm

Tabela 7-1 - Faixa espectral com menos de 3 dB de atenuação para todos os pentes de frequência ópticos analisados.

Figura 7-13 - Evolução do comprimento de onda central dos *solitons* ejetados ao longo da propagação fibras *tapered* com cinturas de diâmetro $1,5\ \mu\text{m}$.

Figura 7-14 - Evolução do comprimento de onda central dos *solitons* ejetados ao longo da propagação fibras *tapered* com cinturas de diâmetro $2,0\ \mu\text{m}$.

Capítulo 8

Conclusão

Este trabalho fez uma extensa e detalhada análise de sistemas ópticos coerentes baseados na tecnologia de acesso múltiplo por divisão de código, com ênfase naqueles em que o processo de codificação do sinal óptico é realizado por meio de deslocamentos de fase no domínio espectral (SPECTS-OCDMA). Apesar de ser um estudo numérico, esforços foram concentrados na tentativa de aproximar estes cenários simulados aos cenários mais realistas, implementados em laboratórios.

Nesse contexto, levando em consideração o impacto dos efeitos dispersivos e não-lineares da fibra óptica em sistemas SPECTS-OCDMA, foram modelados diversos dispositivos que constituem o sistema de recepção do sinal óptico (*nonlinear optical loop mirror* e *nonlinear threshold*), e mostradas suas influências no desempenho do sistema.

Isso permitiu identificar, pela primeira vez em toda a literatura de OCDMA coerente, o grau exato de interferência que cada código de uma determinada família de códigos causa nos outros códigos da mesma família. Esta análise se difere de tudo previamente reportado para os sistemas OCDMA porque até então sempre se assumiu que todos os códigos de uma mesma família têm o mesmo desempenho.

Também foi demonstrado que uma escolha ótima do conjunto de códigos reduz consideravelmente a taxa de erro de bit (BER). Os conjuntos ótimos de códigos foram obtidos em termos do padrão de interferência causado por todos os códigos no usuário de interesse. Além disso, foi mostrado que o uso de conjuntos ótimos de códigos não só melhora o desempenho geral do sistema em termos de BER, mas também elimina a quebra de ortogonalidade (nunca levada em consideração em análises anteriores de sistemas OCDMA) devido à diafonia (*crosstalk*). Este aspecto também foi resolvido com detalhes neste trabalho uma vez que ele seriamente compromete a segurança do sistema contra (intencionais e não intencionais) espiões.

Essa metodologia deve ser aplicada para outros tipos de sistemas OCDMA, inclusive incoerentes. Isto pode contribuir significativamente para aumentar o número de usuários ativos em redes OCDMA, aproximando os resultados teóricos das implementações práticas.

Também foi investigado neste trabalho a evolução de pulsos ultracurtos e de alta potência (com fase modulada no domínio espectral) em fibras altamente não-lineares. Esse fenômeno conhecido por geração de luz supercontínua encontra uma grande variedade de aplicações, como tomografia por coerência óptica, espectroscopia e metrologia de frequência. A vantagem da utilização de pulsos modulados é a possibilidade de se realizar uma sintonia fina do espectro obtido para ajustá-lo a uma determinada aplicação. Além disso, essa técnica permitiu a geração de pentes de frequências ópticas (*optical frequency combs*) sintonizáveis.

8.1 Trabalhos futuros

A implementação do algoritmo de seleção de conjuntos de códigos para sistemas OCDMA incoerentes é um caminho natural deste trabalho. Entretanto, algum cuidado deve ser tomado devido ao potencial esforço computacional a ser exigido. Para isso, técnicas de otimização da seleção do conjunto de códigos podem ser necessárias.

Além disso, a análise de segurança e escolha do conjunto ótimo de códigos para outras famílias de códigos (códigos Gold, por exemplo) e outros formatos de modulação (Duobinário e QPSK, por exemplo) comumente utilizadas em sistemas OCDMA coerentes pode ser realizada, incluindo a análise do sistema com codificação temporal de fase (TPC-OCDMA). A influência de outros dispositivos como o *nonlinear threshold* e amplificadores na escolha do conjunto ótimo de códigos em sistemas SPECTS-OCDMA também pode ser realizada. Ruídos de fase também devem ser incluídos na análise, de forma a aproximá-la ainda mais de cenários reais.

Outras técnicas podem ser utilizadas com o objetivo de melhorar o desempenho geral de sistemas SPECTS-OCDMA, como equalização espectral e codificação multi-nível. Essas técnicas aliadas a seleção do conjunto ótimo de códigos podem

significativamente melhorar o número de usuários simultâneos no sistema em um cenário livre de erros.

Este trabalho apresentou uma contribuição significativa para implementação prática de redes OCDMA. Mas ainda assim, a condição necessária à implementação passa pela evolução dos dispositivos ópticos. Da mesma forma que os processadores de sinais digitais (DSPs) deram sustentação à ativação comercial com sucesso da tecnologia CDMA no espaço livre, viabilizando um rígido controle de potência, também em domínio óptico espera-se a evolução dos dispositivos ópticos viabilizando a implementação desta tecnologia comercialmente.

Apêndice A

Equação não-linear de Schrödinger (NLSE)

Quando pulsos ópticos propagam-se ao longo das fibras, efeitos dispersivos e não-lineares podem influenciar consideravelmente sua largura temporal (e, conseqüentemente, seu espectro). A fenomenologia da interação do campo óptico com o meio dispersivo e não-linear pode ser adequadamente estudada por meio da *equação não-linear de Schrödinger* (NLSE). Esta equação é obtida diretamente das equações de Maxwell, e é mostrada abaixo em uma das suas formas mais gerais para apenas um estado de polarização [112]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} A + \sum_{m \geq 1} \frac{i^{m-1} \beta_m}{m!} \frac{\partial^m A}{\partial t^m} = i\gamma \left(1 + i\tau_{SHOCK} \frac{\partial}{\partial t} \right) \left[(1 - f_R) (A|A|^2) + f_R \left(A \int_0^\infty R(t') |A(t-t')|^2 dt' \right) \right], \quad (A.1)$$

onde $A(\omega)$ é a amplitude para uma dada frequência angular ω . Uma aproximação consistente da equação (A.1) para pulsos com largura temporal maior ou igual a 0,1ps é mostrada abaixo [112],

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} + \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + \frac{\alpha}{2} A = i\gamma |A|^2 A, \quad (A.2)$$

onde α é o coeficiente de atenuação da fibra, γ é o coeficiente de não-linearidade do material da fibra, definido por $\gamma = \frac{n_2 \omega_0}{c A_{eff}}$, onde c é a velocidade da luz, ω_0 é a frequência central (ou frequência de bombeio), n_2 é o coeficiente de índice não-linear, e A_{eff} é a área efetiva da fibra, que pode ser calculada por [112]:

$$A_{eff} = \frac{\left(\int \int_{-\infty}^{\infty} |R(x, y)| dx dy \right)^2}{\int \int_{-\infty}^{\infty} |R(x, y)|^4 dx dy}.$$

Os parâmetros β_1 e β_2 surgem da expansão da variável $\beta(\omega)$ em série de Taylor, como mostrado pela equação (A.3) [112]:

$$\beta_{(\omega)} = \beta_{(0)} + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{3!}\beta_3(\omega - \omega_0)^3 + \dots \frac{1}{n!}\beta_n(\omega - \omega_0)^n, \quad (A.3)$$

onde $\beta_n = \frac{\partial^n \beta}{\partial \omega^n} \big|_{\omega_0}$. Cada parâmetro está associado a um determinado efeito: $\beta_{(0)}$ considera o deslocamento de fase independente da frequência durante a propagação, β_1 está relacionado ao inverso da velocidade de grupo, $v_g = \beta_1^{-1}$, e β_2 descreve a dispersão de velocidade de grupo (GVD), responsável pelo alargamento do pulso. Os demais termos da série são considerados em situações especiais. Os parâmetros β_1 e β_2 estão relacionados com o índice de refração n e suas derivadas por meio das equações (A.4) e (A.5) [112]:

$$\beta_1 = \frac{1}{c} \left(n + \omega \frac{\partial n}{\partial \omega} \right) = \frac{n_g}{c} = \frac{1}{v_g}, \quad (A.4)$$

$$\beta_2 = \frac{1}{c} \left(2 \frac{\partial n}{\partial \omega} + \omega \frac{\partial^2 n}{\partial \omega^2} \right) \approx \frac{\omega}{c} \frac{\partial^2 n}{\partial \omega^2} \approx \frac{\lambda^3}{2\pi c^2} \frac{\partial^2 n}{\partial \lambda^2}, \quad (A.5)$$

onde n_g é o índice efetivo de grupo.

A ação dos efeitos não-lineares está descrita no lado direito de (A.1), onde $f_R = 0,18$ representa a fração de contribuição do efeito Raman [115],

$$\tau_{SHOCK} = \frac{1}{\omega_0} + \frac{\partial}{\partial \omega} \left[\ln \left(\frac{1}{n_{eff}(\omega) A_{eff}(\omega)} \right) \right] \text{ expressa a dependência da área efetiva em}$$

relação ao comprimento de onda [115], e a derivada temporal expressa a dependência da velocidade de grupo em relação à intensidade do campo. Os dois termos da soma entre colchetes modelam a dependência do índice de refração em relação às intensidades instantânea e atrasada do campo, respectivamente. Estes termos representam a geração dos efeitos não-lineares Kerr e Raman, respectivamente.

Para simular o efeito da propagação do pulso óptico foi implementada a equação (A.1) com o auxílio do *split-step fourier method* (SSFM). Quando se deseja considerar efeitos de polarização, o formalismo é necessariamente o mesmo, mas utiliza-se a equação não-linear de *Schrödinger acoplada*. O algoritmo do SSFM consiste em se dividir a fibra em N segmentos pequenos o suficiente para que os operadores lineares e não-lineares de (1) possam ser supostos como independentes de z. Assim, as duas equações de (1) são escritas da seguinte forma [112]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} = (\hat{D} + \hat{N})A,$$

(A.6)

onde $\hat{D}$ é operador diferencial que leva em conta as dispersões e absorções em um meio linear, e $\hat{N}$ é operador não-linear que governa os efeitos de não-linearidades da fibra óptica na propagação do pulso. Estes operadores são [112]:

$$\hat{D} = \frac{\alpha}{2} A + \sum_{m \geq 2} \frac{i^{m-1} \beta_m}{m!} \frac{\partial^m A}{\partial t^m}$$

$$\hat{N} = i\gamma \left(1 + i\tau_{SHOCK} \frac{\partial}{\partial t} \right) \left[(1 - f_R) (A|A|^2) + f_R \left(A \int_0^\infty R(t') |A(t-t')|^2 dt' \right) \right].$$

Apesar dos efeitos de dispersão e não-linearidades agirem juntos ao longo da fibra, o SSFM obtém uma solução aproximada para a propagação do campo óptico em um pequeno passo h , considerando que os efeitos dispersivos e não-lineares atuam independentemente. Ou seja, a propagação de z até $z+h$ é feita em dois passos: primeiro, considera-se que os efeitos dispersivos atuam sozinhos ($\hat{N}=0$), e depois que os efeitos não lineares exercem sua influência isoladamente ($\hat{D}=0$). Matematicamente, $A(z+h, T) \cong e^{h\hat{N}} e^{h\hat{D}} A(z, T)$. Esse esquema tem precisão numérica de segunda ordem $O(h^2)$ em relação ao tamanho do passo h .

$$A(z+h, T) \cong e^{\frac{h}{2}\hat{D}} e^{h\hat{N}} e^{\frac{h}{2}\hat{D}} A(z, T)$$

(A.7)

Isso pode ser melhorado adotando-se uma divisão da atuação do operador $\hat{D}$ em duas partes, propagando-se metade do passo h antes dos efeitos não-lineares e depois a metade restante, como mostra a equação (A.7). Assim, consegue-se precisão numérica de

terceira ordem $O(h^3)$ em relação ao tamanho do passo h , e a esse esquema é dado o nome de *symmetric split-step fourier method* (S-SSFM) [112], e pode ser visto na Figura A.1.

Figura A.1 - *Symmetric split-step fourier method* (S-SSFM).

A execução do operador $e^{\frac{h}{2}\hat{D}}$ em (A.7) é facilmente realizada no domínio da frequência onde os operadores diferenciais $\partial^n / \partial T^n$ são substituídos por $(j\omega)^n$, de acordo com o teorema da diferenciação da Transformada de Fourier. Utilizando $\mathfrak{F}$ para denotar a FFT:

$$e^{\frac{h}{2}\hat{D}} A(z, T) = \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \mathfrak{F}[A(z, T)] e^{\frac{h}{2}\hat{D}_\omega} \right\}.$$

Para o cômputo do operador não-linear $\hat{N}$ é necessária uma nova aproximação numérica, uma vez que o cálculo desse operador não possui solução analítica se todos os efeitos não-lineares descritos na equação (A.1) forem considerados. Se apenas o efeito da auto-modulação de fase (SPM) for considerado, a solução analítica é direta [112].

Duas abordagens para esse cálculo foram feitas e implementadas. A primeira tenta diminuir erros numéricos introduzindo a dependência de z no cálculo de $\hat{N}$, ou seja,

$e^{h\hat{N}} \approx e^{\int_z^{z+h} \hat{N}(z') dz'}$. Tal integral pode ser resolvida utilizando a regra do trapézio, como na equação (34).

$$e^{\int_z^{z+h} \hat{N}(z') dz'} \cong \frac{h}{2} [\hat{N}(z) + \hat{N}(z+h)].$$

(A.8)

Como o cálculo do operador não-linear $\hat{N}$ é dependente do campo naquela distância de propagação z , não é possível calcular diretamente $\hat{N}(z+h)$, pois ainda não temos o campo em $z+h$. Isso nos leva a um procedimento iterativo, que se inicia ao substituímos $\hat{N}(z+h)$ por $\hat{N}(z)$ para estimarmos $A(z+h/2, T)$, que em seguida é utilizado para calcular o novo valor de $\hat{N}(z+h)$. Esse procedimento é repetido até que a diferença entre os valores anterior e atual de $A(z+h/2, T)$ seja menor que uma tolerância previamente escolhida.

A segunda abordagem não calcula diretamente o valor do operador não-linear $\hat{N}$, mas a equação diferencial que o contém. Isso pode ser visto na equação (A.9).

$$\frac{\partial A}{\partial z} = \hat{N}A.$$

(A.9)

Utilizando a definição matemática de derivada em um ponto (A.10), consegue-se encontrar o valor de $A(z'+h, T)$ a partir do valor de $A(z', T)$. Substituindo (A.10) em (A.9), tem-se a propagação do campo para o operador não-linear em (A.11).

$$\frac{\partial A(z')}{\partial z} = \frac{A(z'+h) - A(z')}{h},$$

(A.10)

$$A(z'+h) = A(z') + h[\hat{N}A(z')].$$

(A.11)

Para resolver a equação (A.11) utiliza-se o método de integração de equações diferenciais Range-Kutta de quarta ordem. Este método possibilita precisão numérica de quinta ordem $O(h^5)$ em virtude da ponderação entre os passos [139].

A eficiência do SSFM

depende das resoluções no domínio do tempo e frequência e da distribuição dos passos ao longo da fibra. Em simulações de sistemas de comunicação ópticas, as resoluções de tempo e frequência são determinadas, respectivamente, pela largura de banda do sinal e pelo número de bits que irão se propagar pelo sistema. Consequentemente, as propriedades do sinal determinam um número mínimo de pontos

para a discretização temporal e espectral. Deve-se tomar cuidado com a escolha do número de pontos da discretização, pois além de afetar sensivelmente a precisão da solução numérica, isso pode significativamente aumentar o esforço computacional necessário para a resolução do problema.

Referências Bibliográficas

- [1] H. Kogelnik, "High-capacity optical communications: Personal recollections," *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, Vol. 6, No. 6, pp. 1279–1286, Nov./Dec. 2000.
- [2] G. P. Agrawal, *Fiber-optic Communication Systems*, New York: John Wiley & Sons, 2005.
- [3] G. Keiser, *Optical Fiber Communications*, 3rd edition, New York: McGraw-Hill, Inc., 2000.
- [4] M. E. Marhic, "Coherent optical CDMA networks," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11, No. 5/6, pp. 854–864, May–June 1993.
- [5] J. P. Heritage and A. M. Weiner, "Advances in spectral optical code-division multiple-access communications," *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, Vol. 13, No. 5, pp. 1351–1369, Sep.–Oct. 2007.
- [6] Optical Access Seamless Evolution (OASE), "Survey of next-generation optical access system concepts," FP7/2007–2013, deliv. D4.1; <http://www.ict-oase.eu/>.
- [7] P. R. Prucnal, M. A. Santoro and T. R. Fan, "Spread Spectrum Fiber-optic Local Area Network Using Optical Processing", *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, Vol. 4, No. 5, pp. 547–554, May 1986.
- [8] A. M. Weiner, J. P. Heritage and J. A. Salehi, "Encoding and Decoding Femtosecond Pulses", *Optics Letters*, Vol. 13, No. 4, pp 300–302, 1988.
- [9] J. A. Salehi and C. A. Brackett, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks—Part II: Systems performance analysis", *IEEE Transaction on Communications*, Vol. 37, pp. 834–842, Aug. 1989.
- [10] F. R. K. Chung, J. A. Salehi and V. K. Wei, "Optical Orthogonal Codes: Design, Analysis and Applications", *IEEE Transactions of Information Theory*, Vol. 35, No. 3, pp. 595–604, May. 1989.
- [11] J. A. Salehi, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks—Part I: Fundamental principles", *IEEE Transaction on Communications*, Vol. 37, No. 8, pp. 824–833, Aug. 1989.
- [12] A. A. Shaar, P. Davies, "Prime sequences: Quasi-optimal sequences for channel code division multiplexing", *Electronics Letters*, Vol. 19, No. 21, pp. 866–873, Oct. 1983.
- [13] A. Holmes and R. Syms, "All-optical CDMA using 'quasi-prime' codes" *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 10, No. 2, pp. 279–286 Feb. 1992.
- [14] S. V. Maric, Z. Kostic, and E. L. Titlebaum, E., "A new family of optical code sequences for use in spread-spectrum fiber-optic local area networks". *IEEE Transaction on Communications* Vol. 41, No. 8, pp. 1217–1221, 1993.
- [15] S. V. Maric, M. D. Hahn and E. L. Titlebaum, "Construction and Performance Analysis of a New Family of Optical Orthogonal Codes for CDMA Fiber-optic Networks" *IEEE Transaction on Communications*, Vol. 43, pp. 485–489, No. 2/3/4, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [16] W. C. Kwong, J. G. Zhang and G. C. Yang, "2(n) prime-sequence codes and coding architecture for optical code-division multiple-access". *IEEE Transaction on Communications* Vol. 44, No. 9, pp. 1152–1162, 1996.

- [17] G. C. Yang and W. C. Kwong, "On the construction of 2^n codes for optical code division multiple-access". *IEEE Transaction on Communications* Vol. 43, No. 234, pp. 495–502, 1995.
- [18] J. G. Zhang and W. C. Kwong, "Effective design of optical code-division multiple access networks by using the modified prime code". *Electronics Letters* Vol. 33, No. 3, pp. 229–230, 1999.
- [19] J. G. Zhang, "Design of a special family of optical CDMA address codes for fully asynchronous data communications". *IEEE Transaction on Communications* Vol. 47, No. 7, pp. 967–973, 1999.
- [20] S. Maric and V. K. N. Lau, "Multirate fiber-optic CDMA: System design and performance analysis". *Journal of Lightwave Technology* Vol. 16, No. 1, pp. 9–17, 1998.
- [21] C. K. Ho and Y. P. Singh, "A Hybrid Genetic Algorithm for Optical Code Orthogonal Construction", *Applied Artificial Intelligence*, No. 17, pp. 927-953, 2003.
- [22] A. Lam and A. Hussain, "Performance analysis of direct-detection optical CDMA communication systems with avalanche photodiodes". *IEEE Transaction on Communications* Vol. 40, No.4, pp.810–820, 1992.
- [23] H. Kwon, "Optical orthogonal code-division multiple-access system: Part I: APD noise and thermal noise". *IEEE Transaction on Communications* Vol. 42, No. 7, pp.2470–2479, 1994.
- [24] I. Andonovic, L. Bazgaloski, M. Shabeer and L. Tancevski, "Incoherent all-optical code recognition with balanced detection". *Journal of Lightwave Technology* Vol. 12, No. 6, pp.1073–1080, 1994.
- [25] M. Brandt-Pearce and B. Aazhang, "Performance analysis of single-user and multiuser detectors for optical code division multiple access communication systems". *IEEE Transaction on Communications* Vol. 43, No. 234, pp. 435–444, 1995.
- [26] L. B. Nelson and H. V. Poor, "Performance of multiuser detection for optical CDMA. II. Asymptotic analysis". *IEEE Transactions on Communications* Vol. 43, No. 12, pp. 3015–3024, 1995.
- [27] H. Shalaby, "Synchronous Fiber-Optic CDMA Systems with Interference Estimators". *Journal of Lightwave Technology* Vol. 17, No. 11, pp. 2268–2275, 1999.
- [28] S. Mori, T. Ohtsuki, I. Sasase and K. Sato, "Direct-detection optical synchronous CDMA systems with double optical hard-limiters using modified prime sequence codes". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* Vol. 14, No. 9, pp. 1879–1887, 1999.
- [29] W. C. Kwong, P. Perrier and P. Prucnal, "Performance comparison of asynchronous and synchronous code-division multiple-access techniques for fiber-optic local area networks." *IEEE Transactions on Communications* Vol. 39, No. 11, pp. 1625–1634, 1991.
- [30] D. Zaccarin and M. Kavehrad, "An Optical CDMA System Based on Spectral Encoding of LED", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 5, No. 4, pp. 479-482, Apr. 1993.
- [31] M. Kavehrad and D. Zaccarin, "Optical Code-Division-Multiplexed Systems Based on Spectral Encoding of Noncoherent Sources", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 13, No. 3, pp. 534-545, Mar. 1995.

- [32] J.-F. Hunag, C.-C. Yang and S.-P. Tseng, "Complementary Walsh–Hadamard coded optical CDMA coder/decoders structured over arrayed-waveguide grating routers", *Optics Communications*, Vol. 229, No. 1-6, pp. 241-248, Jan. 2004.
- [33] B. Aazhang, L. Nguyen and J. F. Young, "All-optical CDMA with bipolar codes". *Electronics Letters* Vol. 31, No. 6, pp. 469–470, 1995.
- [34] L. Nguyen, T. Dennis, B. Aazhang and J. F. Young, "Experimental demonstration of bipolar codes for optical spectral amplitude CDMA communication". *Journal of Lightwave Technology* Vol. 15, No. 9, pp. 1647–1653, 1995.
- [35] W. Cong, Z. Ding, Y. Du, J. P. Heritage, V. J. Hernandez, B. H. Kolner, K. Li, R. P. Scott and S. T. B. Yoo, "Spectral phase encoded time spreading (SPECTS) optical-code-division multiple access for terabit optical access networks". *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 22, No. 11, pp. 2671–2679, 2004.
- [36] Y. Du, S. J. B. Yoo and Z. Ding, "Nonuniform spectral phase encoding in optical CDMA networks," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 18, No. 23, pp. 2505-2507, 2006.
- [37] I. Hinkov, V. Hinkov, K. Iversen and O. Ziemann, " Feasibility of optical CDMA using spectral encoding by acoustically tunable optical filters", *Electronics Letters*, Vol. 31, No. 5, pp. 384-386, 1995.
- [38] A. M. Weiner, D. E. Leaird and J. R. Wullert, "Programmable Shaping of Femtosecond Optical Pulses by Use of 128-Element Liquid Crystal Phase Modulator", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 28, No. 4, pp. 908-920, Apr. 1992.
- [39] A. M. Weiner, "Femtosecond pulse shaping using spatial light modulators," *Review of Scientific Instruments*, vol. 71, pp. 1929–1960, 2000.
- [40] A. M. Weiner, "Ultrafast optical pulse shaping: A tutorial review", *Optics Communications*, Vol. 284, No. 15, pp. 3669–3692, July 2011
- [41] H. Ghafouri-Shiraz and W. Zou, "Codes for spectral-amplitude-coding optical CDMA systems". *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 20, No. 8, pp. 1284–1291, 2002.
- [42] Z. Kostic, and E. Titlebaum, "The design and performance analysis for several new classes of codes for optical synchronous CDMA and for arbitrary-medium time-hopping synchronous CDMA communication systems". *IEEE Transaction on Communications*, Vol. 42, No. 8, pp. 2608–2617, 1994.
- [43] C.-H. Lin, J. Wu, H.-W. Tsao and C.-L. Yang, "Spectral amplitude-coding optical CDMA system using Mach-Zehnder interferometers," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 23, No. 4, pp. 1543-1555, 2005.
- [44] M. S. Anuar, S. A. Aljunid, N. M. Saad and S. M. Hamzah, "New design of spectral amplitude coding in OCDMA with zero cross-correlation," *Optics Communications*, Vol. 282, pp. 2659-2664, 2009.
- [45] K. Kitayama, "Novel Spatial Spread Spectrum Based Fiber Optic CDMA Networks for Image Transmission", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 12, No. 4, pp. 762-772, 1994.
- [46] A. A. Hassan, J. Hershey and N. A. Riza, "Spatial Optical CDMA", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 13, No. 3, pp. 609-613, 1995.
- [47] J. A. Salehi and E. G. Paek "Holographic CDMA", *IEEE Transaction on Communications*, Vol. 43, No. 9, pp. 2434-2438, 1995.
- [48] M. Abtahi and J. A. Salehi, "Spread-Space Holographic CDMA Technique: Basic Analysis and Applications", *IEEE Transaction on Communications*, Vol. 1, No. 2, pp. 311-321, 2002.

- [49] K. Takasago, M. Takekawa, A. Shirakawa, and F. Kannari, "Spatial-phase code-division multiple-access system with multiplexed Fourier holography switching for reconfigurable optical interconnection", *Applied Optics*, Vol. 39, No. 14, pp. 2278-2286, 2000.
- [50] J. Heritage, R. Thurston, W. Tomlinson and A. Weiner, "Analysis of picoseconds pulse shape synthesis by spectral masking in a grating pulse compressor" *IEEE Journal of Quantum Electronics* Vol. 22, No. 5, pp. 682-696, 1986.
- [51] J. A. Salehi, A.M. Weiner and J.P. Heritage, "Coherent Ultrashort Light Pulse Code-Division Multiple Access Communication Systems", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 8, No. 3, pp 478-491, 1990.
- [52] H. P. Sardesai and A. M. Weiner, "Nonlinear fiber-optic receiver for ultrashort pulse code division multiple access communications", *IEEE Electronics Letters*, Vol. 33, No. 7, pp. 610-611, 1997.
- [53] J. H. Lee, P. C. Teh, Z. Yusoff, M. Ibsen, W. Belardi, T. M. Monro, and D. J. Richardson, "A Holey Fiber-Based Nonlinear Thresholding Device for Optical CDMA Receiver Performance Enhancement", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 14, No. 6, pp. 876-878, 2002.
- [54] X. S. Yao, J. Feinberg, R. Logan and L. Maleki, "Limitations on peak pulse power, pulse width, and coding mask misalignment in a fiber-optic code-division multiple-access system". *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11, No. 5, pp. 836-846, 1993.
- [55] D. Hajela and J. Salehi, "Limits to the encoding and bounds on the performance of coherent ultrashort light pulse code-division multiple-access". *IEEE Transaction on Communications*, Vol. 40, No. 2, pp. 325-336, 1992.
- [56] F. M. Abou, C. H. Chua, H. T. Chuah and S. P. Majumder, "Performance analysis on phase-encoded OCDMA communication system in dispersive fiber medium". *IEEE Photonics Technology Letters* 16(2):668-670, 2004.
- [57] M. Marhic, "Coherent optical CDMA networks". *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11, No. 5, pp. 854-864, 1993.
- [58] R. A. Griffin, D. D. Sampson and D. A. Jackson, "Coherence coding for photonic code-division multiple access networks". *Journal of Lightwave Technology*, Vol.13, No. 9, pp. 1826-1837, 1995.
- [59] K. I. Kitayama and N. Wada, "A 10 Gb/s optical code division multiplexing using 8-chip optical bipolar code and coherent detection". *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 17, No. 10, pp. 1758-1765, 1999.
- [60] P. C. Teh, P. Petropoulos, M. Ibsen and D. J. Richardson, "A comparative study of the performance of seven- and 63-chip optical code-division multiple-access encoders and decoders based on super-structural fiber Bragg gratings". *Journal of Lightwave Technology* Vol. 19, No. 9:1352-1365, 2001.
- [61] W. Cong, J. P. Heritage, V. J. Hernandez, B. H. Kolner, K. Li, R. P. Scott and S. J. B. Yoo, "Demonstration of an error-free 4×10 Gb/s multiuser SPECTS O-CDMA network testbed", *IEEE Photonics Technology Letters* Vol. 16, No. 9, pp. 2186-2188, 2004.
- [62] W. Cong, C. Yang, R. P. Scott, V. J. Hernandez, N. K. Fontaine, B. H. Kolner, J. P. Heritage and S. J. B. Yoo, "Demonstration of 160-and 320-Gb/s SPECTS O-CDMA network testbeds," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, pp. 1567-1569, 2006.
- [63] R. P. Scott, W. Cong, V. J. Hernandez, K. Li, B. H. Kolner, J. P. Heritage, and S. J. B. Yoo "An eight-user time-slotted SPECTS O-CDMA testbed: Demonstration

- and simulations," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 23, No. 10, pp. 3232-3240, 2005.
- [64] M. M. Karbassian and H. Ghafouri-Shiraz, "Study of Phase Modulations With Dual-Balanced Detection in Coherent Homodyne Optical CDMA Network," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 26, No. 16, pp. 2840-2847, 2008.
- [65] X. Wang and N. Wada, "Spectral phase encoding of ultra-short optical pulse in time domain for OCDMA application," *Optics Express*, vol. 15, No. 12, pp. 7319-7326, 2007.
- [66] H. V. Poor and L. Rusch, "Effects of laser phase drift on coherent optical CDMA". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 13, No. 3, pp. 577-591, 1995.
- [67] A. Pe'er, B. Dayan, Y. Silberberg, A. A. Friesem, "Optical code-division multiple access using broad-band parametrically generated light". *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 22, No. 6, pp. 1463-1471, 2004.
- [68] N. Karafolas, G. C. Gupta and D. Uttamchandani, "Combining code division multiplexing and coherence multiplexing for private communications in optical fiber multiple access networks", *Optics Communications* Vol. 123, No. 1-3, pp. 11-18, 1996.
- [69] B. Deppisch, R. Heidemann, T. Pfeiffer and M. Witte, "Operational stability of a spectrally encoded optical CDMA system using inexpensive transmitters without spectral control". *IEEE Photonics Technology Letters* Vol. 11, No. 7, pp. 916-918, 1999.
- [70] E. Park, A. J. Mendez and E. M. Garmire, "Temporal/Spatial Optical CDMA Networks-Design, Demonstration, and Comparison with Temporal Networks", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 4, No. 10, pp. 1160-1162, 1992.
- [71] A. J. Mendez, J. L. Lambert, J. M. Morookian, and R. M. Gagliardi, "Synthesis and Demonstration of High Speed, Bandwidth Efficient Optical Code Division Multiple Access (CDMA) Tested at 1 Gb/s Throughput", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 6, No. 9, pp. 1146-1149, 1994.
- [72] E. S. Shivala, K. N. Sivarajan and A. Selvarajan, "Design of a new family of two-dimensional codes for fiber-optic CDMA networks", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 16, No. 4, pp. 501-508, 1998.
- [73] L. Tancevski and I. Andonovic, "Hybrid wavelength hopping/time spreading schemes for use in massive optical networks with increased security", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, No. 12, pp. 2636-2647, 1996.
- [74] L. Tancevski and I. Andonovic, "Wavelength Hopping/Time Spreading Code Division Multiple Access Systems", *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 30, No. 17, pp. 1388-1390, 1994.
- [75] K. Kiasaleh, "Fiber optic frequency hopping multiple access communication system", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 3, No. 2, pp. 173-175, 1991.
- [76] K. Kiasaleh, "Performance of packet-switched fiber-optic frequency-hopping multiple-access networks", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43 No. 7, pp. 2241-2253, 1995.
- [77] L. R. Chen, S. D. Benjamin, and P. W. E. Smith, "Ultrashort pulse propagation in multiple-grating fiber structures", *Optics Letters*, Vol. 22, No. 6, pp. 402-404, 1997.
- [78] L. Chen, S. Benjamin, P. Smith, and J. Sipe, "Ultrashort pulse reflection from fiber gratings: A numerical investigation", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 15, No. 8, pp. 1503-1512, 1997.

- [79] H. Fathallah, S. LaRochelle and L. Rusch, "Passive optical fast frequency-hop CDMA communications system". *Journal of Lightwave Technology* Vol. 17, No. 3, pp. 397–405, 1999.
- [80] L. Bin, "One-coincidence sequences with specified distance between adjacent symbols of frequency-hopping multiple access". *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 45, No. 4, pp. 408–410, 1997.
- [81] L. D. Wronski, R. Hossain, and A. Albicki, "Extended hyperbolic congruential frequency hop code: Generation and bounds for cross- and auto-ambiguity function", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 44, No. 3, pp. 301-305, Mar. 1996.
- [82] H. Fathallah and L.A. Rusch, "Robust Optical FFH-CDMA Communications: Coding in Place of Frequency and Temperature Controls", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 17, No. 8, pp. 1284-1293, Aug. 1999.
- [83] E. Inaty, H. Shalaby, P. Fortier and L. Rusch, "Multirate optical fast frequency hopping CDMA system using power control". *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 20, No. 2, pp. 166–177, 2002.
- [84] S. Kutsuzawa, N. Minato, S. Oshiba, A. Nishiki, and K. Kitayama, "10 Gb/s $\times$ 2 ch signal unrepeated transmission over 100 km of data rate enhanced time-spread/wavelength-hopping OCDM using 2/5-Gb/s-FBG en/decoder". *IEEE Photonics Technology Letters* Vol. 15, No.2, pp. 317–319, 2003.
- [85] G. C. Yang and W. C. Kwong, "Performance comparison of multiwavelength CDMA and WDMA+CDMA for fiber-optic networks", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 45, No. 11, pp. 1426-1434, Nov. 1997.
- [86] W. C. Kwong, G. C. Yang, V. Baby, C. S. Bres and P. R. Prucnal, "Multiple-Wavelength Optical Orthogonal Codes Under Prime-Sequence Permutations for Optical CDMA", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 53, No. 1, pp. 117–123, Jan. 2005.
- [87] A. J. Mendez, R. M. Gagliardi, H. X. C. Feng, J. P. Heritage, and J. M. Morookian, "Strategies for realizing optical CDMA for dense, high speed, long span, optical network applications", *Journal of Lightwave Technology (Special Issue on Optical Networks)*, Vol. 18, No. 12, pp. 1685-1696, 2000.
- [88] A. J. Mendez, R. M. Gagliardi, V. J. Hernandez, C. V. Bennett, and W. J. Lennon, "Design and Performance Analysis Wavelength/Time (W=T) Matrix Codes for Optical CDMA", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 21, No. 11, pp. 2524-2533, 2003.
- [89] A. J. Mendez, R. M. Gagliardi, V. J. Hernandez, C. V. Bennett, and W. J. Lennon, "High-Performance Optical CDMA System Based on 2-D Optical Orthogonal Codes", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 22, No. 11, pp. 2409-2419, 2004.
- [90] E. S. Shivaleela, A. Selvarajan and T. Srinivas, "Two-Dimensional Optical Orthogonal Codes for Fiber-Optic CDMA Networks", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 23, No. 2, pp. 647-654, 2005.
- [91] S. P. Wan and Y. Hu, "Two-dimensional optical CDMA differential system with prime/OOC codes". *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 13, No. 12, pp.1373–1375, 2001.
- [92] R. Yim, L. Chen and J. Bajcsy, "Design and performance of 2-D codes for wavelength-time optical CDMA". *IEEE Photonics Technology Letters* Vol. 14, No. 5, pp.714–716, 2002.
- [93] E. Ng, G. Weichenberg, and E. Sargent, "Dispersion in multiwavelength optical code-division multiple-access systems: Impact and remedies". *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 50, No. 11, pp. 1811–1816, 2002.

- [94] S. L. Woodward, S.-Y. Hunag, M. D. Feuer and M. Boroditsky, "Demonstration of an electronic dispersion compensator in a 100-km 10-Gb/s ring network". *IEEE Photonics Technology Letters* Vol. 15, No. 6, pp.867–869, 2003.
- [95] S. Ayotte and L. A. Rusch, "Experimental comparison of coherent versus incoherent sources in a four-user lambda-t OCDMA system at 1.25 Gb/s," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 17, No. 11, pp. 2493-2495, 2005.
- [96] T. M. Bazan, D. Harle and A. Andonovic, "Performance analysis of 2-D time-wavelength OCDMA systems with coherent light sources: Code design considerations," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 24, No. 10, pp. 3583-3589, 2006.
- [97] C. S. Bres, I. Glesk and P. R. Prucnal, "Demonstration of an eight-user 115-Gchip/s incoherent OCDMA system using supercontinuum generation and optical time gating," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 18, No. 7, pp. 889-891, 2006.
- [98] H. Sotobayashi, W. Chujo, and K. Kitayama, "1.6-b/s/Hz 6.4-Tb/s OPSK-OCDM/WDM (4 OCDM $\times$ 40 WDM $\times$ 40 Gb/s) transmission experiment using optical hard thresholding". *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 14, No. 4, pp. 555–557, 2002.
- [99] H. Sotobayashi, W. Chujo, and K. Kitayama, "Highly Spectral-Efficient Optical Code-Division Multiplexing Transmission System", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* Vol. 10, No. 2, pp. 250-258, 2004.
- [100] J. Heritage, R. Thurston and A. Weiner, "Picosecond pulse shaping by spectral phase and amplitude manipulation", *Optics Letters* Vol. 10, No. 12, pp. 609-611, 1985.
- [101] A. Weiner, J. Heritage and E. M. Kirschner, "High-resolution femtosecond pulse shaping", *Journal of Optical Society of America B*, Vol. 5, No. 8, pp; 1563-1572, 1988.
- [102] Z. Jiang, D. Seo, D. Leaird, R. Roussev, C. Langrock, M. Fejer and A. Weiner, "Reconfigurable all-optical code translation in spectrally phase-coded O-CDMA". *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 23, No. 6, pp. 1979–1990, 2005.
- [103] S. Etemad, P. Toliver, R. Menendez, J. Young, T. Bandwell, S. Galli, J. Jackel, P. Delfyett, C. Price and T. Turpin "Spectrally efficient optical CDMA using coherent phase-frequency coding," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 17, No. 4, pp. 929-931, 2005.
- [104] M. Shirasaki, "Large angular dispersion by a virtually imaged phased array and its application to a wavelength demultiplexer", *Optics Letters* Vol. 21, No. 5, pp. 366–368, 1996.
- [105] S. Xiao, A. Weiner and C. Lin, "A dispersion law for virtually imaged phased-array spectral dispersers based on paraxial wave theory," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 40, no. 4, pp. 420–426, 2004.
- [106] S. Xiao, A. Weiner, and C. Lin, "Experimental and theoretical study of hyperfine WDM demultiplexer performance using the virtually imaged phased-array (VIPA)," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 23, No. 3, pp. 1456–1467, 2005.
- [107] G. Lee, S. Xiao and A. Weiner, "Optical dispersion compensator with >4000-ps/nm tuning range using a virtually imaged phased array (VIPA) and spatial light modulator (SLM)," in *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 18, No. 17, pp. 1819–1821, 2006.
- [108] H. Tsuda, H. Takenouchi, T. Ishii, K. Okamoto, T. Goh, K. Sato, A. Hirano, T. Kurokawa, and C. Amano, "Spectral encoding and decoding of 10 Gbit/s femtosecond pulses using high resolution arrayed-waveguide grating," *Electronics Letters*, Vol. 35, pp. 1186–1188, 1999.

- [109] A. Agarwal, P. Toliver, R. Menendez, T. Bandwell, J. Jackel and S. Etemad, "Spectrally efficient six-user coherent OCDMA system using reconfigurable integrated ring resonator circuits," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 18, No. 18, pp. 1952-1954, 2006.
- [110] B. Little, S. Chu, H. Haus, J. Foresi and J.-P. Laine, "Microring resonator channel dropping filters", *Journal of Lightwave Technology* Vol. 15, No. 6, pp. 998-1005, 2007.
- [111] K. J. Blow, N. J. Doran and B. P. Nelson, "Demonstration of nonlinear fiber loop mirror as an ultrafast all-optical demultiplexer", *Electronics Letters*, Vol. 26, No. 14, pp. 962-964, 1990.
- [112] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*. Academic Press, 1995.
- [113] R. Kumar and M. Tiwari, *Solitons in Optical Communication*, Department of Electrical Engineering, University of New Mexico, Albuquerque, USA.
- [114] S. J. B. Yoo, J. P. Heritage, V. J. Hernandez, R. P. Scott, W. Cong, N. K. Fontaine, R. G. Broeke, J. Cao, S.-W. Seo, J.-H. Baek, F. M. Soares, Y. Du, C. Yang, W. Jiang, K. Aihara, Z. Ding, B. H. Kolner, Anh-Vu Pham, Shu Lin, F. Olsson, S. Lourdudoss, K. Y. Liou, S. N. G. Chu, R. A. Hamm, B. Patel, W. S. Hobson, J. R. Lothian, S. Vatanapradit, L. A. Gruezeke, W. T. Tsang, M. Shearn and A. Scherer, "Spectral phase encoded time spread optical code division multiple access technology for next generation communication networks", *Journal of Optical Networking*, Vol. 6, No. 10, pp. 1210-1227, 2007.
- [115] K. J. Blow and D. Wood, "Theoretical description of transient stimulated Raman scattering in optical fibers," *IEEE J. Quantum Electron.* Vol. 25, No. 12, pp. 2665 - 2673, Dec. 1989.
- [116] N. J. Smith and N. J. Doran, "Picosecond soliton transmission using concatenated nonlinear optical loop-mirror intensity filters", *Journal of Optical Society of America B*, Vol. 12, No. 6, pp. 1117-1125, 1995.
- [117] Z. Zheng, S. Shen, H. Sardesai, C.-C. Chang, J. H. Marsh, M. M. Karkhanehchi, and A. M. Weiner, "Ultrafast two-photon absorption optical thresholder of spectrally coded pulses", *Optics Communications*, Vol. 167, pp. 225-233, 1999.
- [118] S. Shen and A. M. Weiner, "Suppression of WDM interference for error-free detection of ultrashort-pulse CDMA signals in spectrally overlaid hybrid WDM-CDMA operation", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 13, pp. 82-84, 2001.
- [119] L. N. Binh, "Modeling platform for ultra-long ultra-high-speed dispersion managed DWDM optical fibre communications systems", Monash University, 2001.
- [120] M. M. N. Hamarsheh, M. K. Abdullah, S. Khatun, and H. M. H. Shalaby, "Design and analysis of synchronous dynamic frequency hopping code division multiple access communication systems," *Opt. Fiber Technol.*, vol. 12, no. 4, pp. 334-339, Oct. 2006.
- [121] W. Amaya, D. Pastor, and J. Capmany, "Modeling of a time-spreading OCDMA system including nonperfect time gating optical thresholding and fully asynchronous signal/interference overlapping," *J. Lightwave Technol.*, vol. 26, no. 7, pp. 768-776, April 2008.
- [122] P. L. L. Bertarini, A. L. Sanches, and B.-H. V. Borges, "Performance analysis in time-gated spectral phase-encoded time spreading (SPECTS) OCDMA systems," in *IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference, IMOC 2011*, Natal, Brazil, November 2011.
- [123] P. L. L. Bertarini, A. L. Sanches, and B.-H. V. Borges, "Interferência inter-simbólica em sistemas OCDMA com codificação espectral de fase (SPECTS)," in *15º SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 10º CBMag –*

- Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, MOMAG 2012, João Pessoa, Brazil, August 2012, to be published.*
- [124] P. L. L. Bertarini, A. L. Sanches, and B.-H. V. Borges, "Optimal Code Set Selection and Security Issues in Spectral Phase-Encoded Time Spreading (SPECTS) OCDMA Systems," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 12, June, 2012. DOI: 10.1109/JLT.2012.2194986
 - [125] Y. Du, J. Cao, and S. J. B. Yoo, "Performance comparison of gated and nongated all-optical thresholding detection schemes using Mach–Zehnder interferometers in SPECTS-OCDMA," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 14, pp. 1554–1556, Jul. 2007.
 - [126] H. Yin and D. Richardson, *Optical Code Division Multiple Access Communications Networks: Theory and Applications*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2007.
 - [127] Y. Du, S. J. B. Yoo, and Z. Ding, "Non-uniform spectral encoding of measured mode-locked laser pulses for performance enhancement of optical CDMA networks," presented at the presented at the Opt. Fiber Commun. Conf., Anaheim, CA, 2006, Paper JThB59.
 - [128] Y. Du, S. J. B. Yoo, and Z. Ding, "Non-uniform spectral phase encoding in optical CDMA networks," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 23, pp. 2505–2507, Dec. 2006.
 - [129] R. A. Griffin, D. D. Sampson, and D. A. Jackson, "Coherence coding for photonic code-division multiple access networks," *IEEE/OSA Journal Lightwave Technology*, vol. 13, no. 9, pp. 1826–1837, Sep. 1995.
 - [130] A. M. Weiner, Z. Jiang, and D. E. Leaird, "Spectrally phase-coded O-CDMA [invited]," *Journal of Optical Networking*, vol. 6, no. 6, pp. 728–755, Jun. 2007.
 - [131] R. C. Menendez, P. Toliver, S. Galli, A. Agarwal, T. Banwell, J. Jackel, J. Young, and S. Etemad, "Network applications of cascaded passive code translation for WDM-compatible spectrally phase-encoded optical CDMA," *IEEE/OSA Journal Lightwave Technology*, vol. 23, no. 10, pp. 3219–3231, Oct. 2005.
 - [132] D. E. Leaird, Z. Jiang, and A. M. Weiner, "Experimental investigation of security issues in OCDMA: A code-switching scheme," *Electronics Letters*, vol. 41, pp. 817–819, Jul. 2005.
 - [133] Z. Jiang, D. E. Leaird, and A. M. Weiner, "Experimental investigation of security issues in O-CDMA," *IEEE/OSA Journal Lightwave Technology*, vol. 24, no. 11, pp. 4228–4234, Nov. 2006.
 - [134] Y. Du, F. Xue, S. J. B. Yoo, and Z. Ding, "Security enhancement of SPECTS O-CDMA through concealment against upstream DPSK eavesdropping," *IEEE/OSA Journal Lightwave Technology*, vol. 25, no. 9, pp. 2799–2806, Sep. 2007.
 - [135] C. Yang, R. P. Scott, D. J. Geisler, N. K. Fontaine, J. P. Heritage, and S. J. B. Yoo, "Four-state data encoding for enhanced security against upstream eavesdropping in SPECTS O-CDMA," *IEEE/OSA Journal Lightwave Technology*, vol. 29, no. 1, pp. 62–68, Jan. 2011.
 - [136] T. H. Shake, "Confidentiality performance of spectral-phase-encoded optical CDMA," *IEEE/OSA Journal Lightwave Technology*, vol. 23, no. 4, pp. 1652–1663, Apr. 2005.
 - [137] P. Ossieur, C. Antony, A. M. Clarke, A. Naughton, H.-G. Krimmel, Y. Chang, C. Ford, A. Borghesani, D. G. Moodie, A. Poustie, R. Wyatt, B. Harmon, I. Lealman, G. Maxwell, D. Rogers, D. W. Smith, D. Nasset, R. P. Davey, and P. D. Townsend, "A 135-km 8192-split carrier distributed DWDM-TDMA PON with 2 32 10 Gb/s

- capacity,” *IEEE/OSA Journal Lightwave Technology*, vol. 29, no. 4, pp. 463–474, Feb. 2011.
- [138] S. Golomb, *Shift Register Sequences*. San Francisco, CA: HoldenDay, 1967.
 - [139] W. H. Press, B. P. Flannery, S. A. Teukolsky and W. T. Vetterling, *Numerical Recipes: the Art of Scientific Computing*. Cambridge University Press, 1986.
 - [140] A. D. Aguirre, N. Nishizawa, J. G. Fujimoto, W. Seitz, M. Lederer, and D. Kopf, “Continuum generation in a novel photonic crystal fiber for ultrahigh resolution optical coherence tomography at 800 nm and 1300 nm”, *Opt. Express*, Vol. 14, No 3, pp. 1145 -1160, Feb. 2006.
 - [141] A. Freiberg, J. A. Jackson, S. Lin, and N.W. Woodbury, “Subpicosecond pump supercontinuum probe spectroscopy of LH2 photosynthetic antenna”, *J. Phys. Chem. A*, Vol. 102, No. 23, pp. 4372 - 4380, May 1998.
 - [142] D. J. Jones, S. A. Diddams, J. K. Ranka, A. Stentz, R. S. Windeler, J. L. Hall, and S. T. Cundiff, “Carrier-envelope phase control of femtosecond mode-locked laser and direct optical frequency synthesis”, *Science* Vol. 288, No. 5466, pp. 635 - 639, Apr. 2000.
 - [143] P. J. Delfyett, S. Gee, M.-T. Choi, H. Izadpanah, W. Lee, S. Ozharar, F. Quinlan, and T. Yilmaz, “Optical frequency combs from semiconductor lasers and applications in ultrawideband signal processing and communications,” *J. Lightwave Technol.* 24, 2701-2719 (2006).
 - [144] A. D. Ellis, and F. C. G. Gunning, “Spectral density enhancement using coherent WDM,” *IEEE Photon. Technol. Lett.* 17, 504-506 (2005).
 - [145] C. Lin and R. H. Stolen, “New nanosecond continuum for excited-state spectroscopy,” *Appl. Phys. Lett.* Vol. 28, No. 4, pp. 216 - 218, Feb. 1976.
 - [146] P. B. Corkum, C. Rolland, and T. Srinivasanrao, “Supercontinuum Generation in Gases”, *Phys. Rev. Lett.* Vol. 57, No 18, pp. 2268 – 2271, Nov. 1986.
 - [147] J. K. Ranka, R. S. Windeler, and A. J. Stentz, "Visible continuum generation in air-silica microstructure optical fibers with anomalous dispersion at 800 nm," *Opt. Lett.*, 25, pp. 25–27 (2000).
 - [148] T. A. Birks, W. J. Wadsworth, P. St. J. Russell, “Supercontinuum generation in tapered fibers”, *Opt. Lett.* 25, 1415–1417 (2000).
 - [149] J. M. Dudley, G. Genty, and S. Coen, "Supercontinuum generation in photonic crystal fiber," *Rev. Mod. Phys.* **78**, 1135-1184 (2006).
 - [150] J. M. Dudley, S. Coen, “Numerical simulations and coherence properties of supercontinuum generation in photonic crystal and tapered optical fibers”, *IEEE J. Sel. Top. in Quant. Elect.* 8, 651-659 (2002).
 - [151] M. Kolesik, E. M. Wright, J. V. Moloney, “Simulation of femtosecond pulse propagation in sub-micron diameter tapered fibers”, *Appl. Phys. B* 79, 293-300 (2004).
 - [152] S. G. Leon-Saval, T. A. Birks, W. J. Wadsworth, P. St. J. Russell, M. Mason, “Supercontinuum generation in submicron fibre waveguides”, *Opt. Exp.* 12, 2864-2869 (2004).
 - [153] R. Zhang, X. Zhang, D. Meiser, H. Giessen, “Mode and group velocity dispersion evolution in the tapered region of a single-mode tapered fiber”, *Opt. Exp.* 12, 5840-5849 (2004).
 - [154] Z. Wang, H. Sone, Y. Tsuji, M. Imai, “Spectral phase and intensity evolutions of supercontinuum generation in biconical tapered fiber”, *Opt. Rev.* 14, 81-85 (2007).
 - [155] D. Törke, W. Wohlleben, J. Teipel, M. Motzkus, B. Kibler, J. Dudley, H. Giessen, “Chirp-controlled soliton fission in tapered optical fibers”, *Appl. Phys. B* 83, 37-42 (2006).

- [156] COMSOL Multiphysics. www.comsol.com.
- [157] E. R. Martins, D. H. Spadoti, M. A. Romero, B.-H. V. Borges, "Theoretical analysis of supercontinuum generation in a highly birefringent D-shaped microstructured optical fiber", *Opt. Exp.* **15**, 14335-14347 (2007).
- [158] G. Genty, J. M. Dudley, and B. J. Eggleton, "Modulation control and spectral shaping of optical fiber supercontinuum generation in the picosecond regime," *Appl. Phys. B* **94**(2), pp. 187–194 (2009).
- [159] J. L. Hall, "Nobel Lecture: Defining and measuring optical frequencies," *Rev. Mod. Phys.* **78**, 1279 (2006).
- [160] T. W. Hänsch, "Nobel Lecture: Passions for precision," *Rev. Mod. Phys.* **78**, 1297 (2006).
- [161] A. Schliesser, M. Brehm, F. Keilmann, and D. van der Weide, "Frequency-comb infrared spectrometer for rapid, remote chemical sensing," *Opt. Express* **13**(22), 9029–9038 (2005).
- [162] R. Holzwarth, T. Udem, T. W. Hänsch, J. C. Knight, W. J. Wadsworth, and P. S. J. Russell, "Optical frequency synthesizer for precision spectroscopy," *Phys. Rev. Lett.* **85**(11), 2264–2267 (2000).
- [163] B. Sprenger, J. Zhang, Z. H. Lu, and L. J. Wang, "Atmospheric transfer of optical and radio frequency clock signals," *Opt. Lett.* **34**(7), 965–967 (2009).
- [164] V. R. Supradeepa, C. M. Long, R. Wu, F. Ferdous, E. Hamidi, D. E. Leaird, and A. M. Weiner, "Comb-based radiofrequency photonic filters with rapid tunability and high selectivity," *Nat. Photonics* **6**(3), 186–194 (2012).
- [165] Z. Jiang, C.-B. Huang, D. E. Leaird, and A. M. Weiner, "Optical arbitrary waveform processing of more than 100 spectral comb lines," *Nature Photonics* **1**, 463–467 (2007).
- [166] S. T. Cundiff and A. M. Weiner, "Optical arbitrary waveform generation," *Nature Photonics* **4**, 760–766 (2010).
- [167] E. Benkler, H. R. Telle, A. Zach, and F. Tauser, "Circumvention of noise contributions in fiber laser based frequency combs," *Opt. Express* **13**, 5662–5668 (2005).
- [168] F. Ferdous, H. Miao, D. E. Leaird, K. Srinivasan, J. Wang, L. Chen, L. T. Varghese, and A. M. Weiner, "Spectral line-by-line pulse shaping of an on-chip microresonator frequency comb," *Nature Photonics* **5**, 770–776 (2011).
- [169] T. J. Kippenberg, R. Holzwarth, and S. A. Diddams, "Microresonator-based optical frequency combs," *Science* **332**(6029), 555–559 (2011).
- [170] I. S. Grudinin, L. Baumgartel, and N. Yu, "Frequency comb from a microresonator with engineered spectrum," *Opt. Express* **20**(6), 6604–6609 (2012).