



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ

CENTRO DE TECNOLOGIA

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA

**Estudo Numérico do Acoplador Duplo Simétrico de Fibras
Ópticas Operando com PPM e PAM para Obtenção de
Portas Lógicas**

ALISSON DA CONCEIÇÃO FERREIRA

Orientador: Prof. Dr. Antônio Sergio Bezerra Sombra

Fortaleza – Ceará

Janeiro – 2008

ALISSON DA CONCEIÇÃO FERREIRA

ESTUDO NUMÉRICO DO ACOPLADOR DUPLO SIMÉTRICO DE FIBRAS ÓPTICAS
OPERANDO COM PPM E PAM PARA OBTENÇÃO DE PORTAS LÓGICAS

Dissertação submetida à Coordenação do Curso de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática, da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Teleinformática.

Orientador: Prof. Dr. Antônio Sérgio Bezerra Sombra.

FORTALEZA
2008

Ficha catalográfica elaborada pela Bibliotecária Ana Cristina Azevedo U. Melo CRB-3/572

F439e Ferreira, Alisson da Conceição

Estudo numérico do acoplador duplo simétrico de fibras ópticas operando com PPM e PAM para obtenção de portas lógicas / Alisson da Conceição Ferreira.

., 114f, il. enc.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2008.

Área de Concentração : Eletromagnetismo Aplicado

Orientador: Prof. Dr. Antonio Sérgio Bezerra Sombra

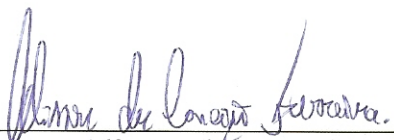
1.Fotônica 2. Dispositivos ópticos 3. Codificação I. Sombra, Antonio Sérgio Bezerra (orient.) II. Universidade Federal do Ceará – Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática III. Título

CDD 621.38

Alisson da Conceição Ferreira

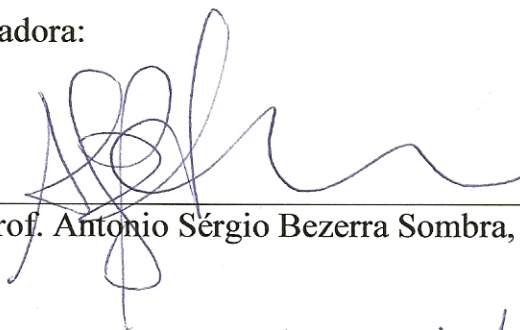
**Estudo Numérico do Acoplador Duplo Simétrico de Fibras Ópticas
Operando com PPM e PAM para Obtenção de Portas Lógicas**

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Teleinformática e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática da Universidade Federal do Ceará.



Alisson da Conceição Ferreira

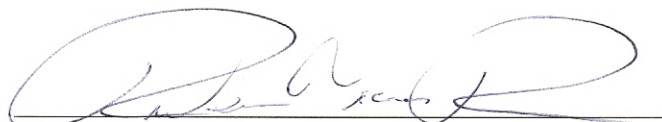
Banca Examinadora:



Prof. Antonio Sérgio Bezerra Sombra, Dr.



Prof. Antonio Ferreira da Silva, Dr.



Prof. Rubens Viana Ramos, Dr.



Prof. Giovanni Cordeiro Barroso, Dr.

Fortaleza, 22 de janeiro de 2008.

Dedico este trabalho ao Deus Todo-Poderoso, Eterno, Invisível e Imortal e à Bem-Aventurada Virgem Maria. Dedico também, aos meus pais Valdeci Ferreira (in memoriam) e Irenilda Ferreira, e aos meus irmãos Valdélío e Valdelice.

AGRADECIMENTOS

Agradeço inicialmente a Deus a Quem tudo devo nesta vida e a Quem confio a minha existência futura, o Princípio e Fim de todas as coisas, por mais este presente, tendo me ofertado a oportunidade que, infelizmente, a imensa maioria do povo brasileiro dificilmente terá acesso.

Ao meu querido Pai Valdeci Ferreira (in memorian) e minha querida Mãe Irenilda Ferreira, por tudo o que sou, e pelo apoio que sempre me deram, nos momentos de alegria e de dificuldade, pelo referencial e modelo que sempre foram para mim.

Aos meus irmãos Valdélío e Valdelice pelo apoio constante, segurando todas as barras comigo.

Um forte agradecimento e estimada consideração ao professor e meu orientador Antônio Sergio Bezerra Sombra, por ter me acolhido como seu aluno, desde a iniciação científica, tendo acreditado no meu potencial, pelo estímulo constante e empolgação, seu acompanhamento durante as fases de desenvolvimento desta dissertação, com seus inúmeros esclarecimentos e sugestões, como também pela amizade, compreensão e paciência.

Aos professores Dr. Antonio Ferreira da Silva, Dr. Rubens Viana Ramos, Dr. Giovanni Cordeiro Barroso pelas relevantes observações e contribuições no trabalho final.

Aos professores Dr. João César Moura Mota, Dr. Francisco Rodrigo Porto Cavalcanti, agradecendo respectivamente ao Departamento de Engenharia de Teleinformática da UFC e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática da UFC, pela oportunidade que me foi dada, tendo sido acolhido como aluno deste egrégio departamento.

Ao companheiro Cícero Saraiva pelas intensas discussões e esclarecimentos, colaboração e interação durante todo o processo da pesquisa, sobretudo pela paciência e amizade para comigo, como também pelo seu testemunho de ética.

À professora Eloneid Felipe Nobre, pela atenção, forma carinhosa e sincera com que me acompanhou e incentivou durante a graduação e a seguir rumo à pós-graduação.

Ao professor Cleuton Freire, pelos valorosos conselhos, pelo amor e dedicação à docência, pelo forte estímulo a seguir em frente na pesquisa, pela amizade e confiança.

Aos professores José Carlos Parente, Carlos Alberto, Giovanni Cordeiro, José Evangelista Moreira, Cleuton Freire, Manoel Azevedo, Alejandro Ayala, Márcio Gomes, Nildo Loiola, Audísio, Ismael, Marcos Lima, Carmensita Matos Braga, Sérgio Antenor, Élvio César, Charles Casimiro, Danielo Gonçalves, e os demais professores que me lecionaram, da graduação e pós-graduação da UFC, por todos os ensinamentos.

Aos meus grandes amigos e companheiros José Wally Mendonça, Márcio “Vaso” Porfírio, Pe. Luiz Alberto Peixoto, Guilherme Aragão, Guido Aragão, Raphael Ferreira, Ir. Jackson Câmara INJ, José Silva, Felipe Soares, Edvalson Filho, Fernando Oliveira, Edson Roberto, que muitas lutas suportamos juntos.

Aos amigos Pe. Almeida Neto, Pe. Leonardo Wagner, Dom Marcelo Carvalheira, Pe. Fabrício INJ, pelo estímulo, intercessão e amizade.

Aos amigos Esdras Filho, Régis Aires, Alessandro Melo, Jäder Montenegro, André Castelo Branco, Ir. Lauro INJ, Herbert Oliveira, Neuton Júnior, Chico Zenner, Natália Said, Natalya Sampaio, Maria Denise, Dona Nenzinha pela amizade e admiração.

A toda a galera do grupo Qadosh do Projeto Juventude, pela amizade, companheirismo, cumplicidade e intercessão.

Ao meu primo Paulo Anaximandro, pela amizade e estímulo sempre.

Ao companheiro Glendo Freitas de Guimarães, pela amizade e referencial de ética.

Ao Maurício Filho e à Valdelice por terem assistido aos ensaios da apresentação da defesa várias vezes.

Sinceros agradecimentos aos companheiros do nosso grupo de pesquisa Cícero, Wally, Wilton, Antônio Filho, José Silva, Claussion, Apiano Ferreira, Alessandro, Agliberto, Almir, José Luiz, Glendo, Juscelino, Henrique, José Rubens, Tiago, David, Sebastião, Miranda, Pierre, Sarah, Aíla, Nivaldo, Roberval, Ricardo Moretz, Rodrigo, Fabíola, Emerson, Herbert Oliveira, Marcos, Paulo Maria, José Carlos.

Aos companheiros de graduação, de uma forma especial, ao Neuton Júnior, Juarez, Jackson Câmara, Kebeck, Rogelma, Fábio Eduardo Ferreira, Dioclécio, Marcelo Montanha, Eduardo Girão, Edvalson, Paschoal, Andrey Chaves, Chico Zenner, Lino, Roberto Maluf, Guilherme, Wendel, Pedro Accioly, Enerson, Alexander “Afrânio” Arley, José Júnior, Acrísio, Julio César, resumindo, a galera que entrou em 2002.1 e 2003.1.

Aos servidores do DETI, em especial a Marleide, o Gilcélcio e o Edson, pela atenção e esclarecimentos de dúvidas e resolução de pendências.

À CAPES pelo apoio financeiro.

"Criaste-me para Ti, e inquieto estará o meu coração
enquanto eu não repousar em Ti."
Santo Agostinho.

Resumo

Neste trabalho, foram investigadas as características de operação de um Acoplador Direcional Não-Linear (NLDC) Duplo Simétrico, trabalhando com pulsos de 2 ps, em duas diferentes aplicações: Obtenção de portas lógicas E e OU, sob Modulação Por Posição de Pulsos (PPM); obtenção de portas lógicas E e OU, sob Modulação Por Amplitude de Pulsos (PAM). A investigação é realizada, através de simulações numéricas, utilizando-se do método de Runge Kutta de quarta ordem. Na primeira aplicação, é analisada a possibilidade da realização de operações lógicas pelo Acoplador Direcional Não-Linear (NLDC) Duplo Simétrico sem perda. Considerando a operação das portas lógicas, foram utilizadas as quatro possíveis combinações para dois pulsos, nas fibras 1 e 2, modulados pela posição temporal (PPM) nos níveis lógicos 0 ou 1. Foram investigados os efeitos de uma variação no parâmetro de ajuste da modulação PPM, ou seja, no deslocamento inicial do pulso em relação ao pulso referencial, ou informação não modulada, e na diferença de fase entre os pulsos sólitons fundamentais de entrada devidamente modulados. Na segunda aplicação, o NLDC duplo simétrico é submetido à modulação PAM, utilizando-se também, das quatro combinações possíveis para os dois pulsos, nas fibras de entrada. Foram investigados os efeitos da variação no parâmetro de ajuste da modulação PAM na amplitude inicial do pulso em relação à amplitude de referência, ou sinal sem modulação, e também observada a amplitude de saída modulada versus uma diferença de fase entre os pulsos sólitons fundamentais de entrada devidamente modulados. Nas duas aplicações foram obtidas portas lógicas E e OU.

Palavras-chave : NLDC duplo, Portas lógicas ópticas, Modulação por Posição de Pulsos (PPM), Modulação por Amplitude de Pulsos (PAM).

Abstract

In this work, the performance study of a Symmetric Dual-Core Non-Linear Directional Coupler (NLDC), working with pulses of 2 ps, in two different applications have been investigated: accomplishment of logical gates AND and OR, under Pulse Position Modulation (PPM); accomplishment of logical gates AND and OR, under Pulse Amplitude Modulation (PAM). The investigation is based in a numerical simulation study, using the fourth order Runge Kutta numerical method. In the first application, the possibility of the accomplishment of logical operations by Symmetric Dual-Core Non-Linear Directional Coupler (NLDC) without loss is analyzed. Considering the operation of the logical gates, the four possible combinations for two pulses, on the input fibers, modulated by the temporal PPM in the logical levels 0 or 1, were used. The effects of a variation in the coding parameter offset of the PPM modulation, that is, in the displacement of the input pulse relative to the reference time level, was investigated. In the second application, the symmetric dual-core NLDC is submitted to PAM modulation, using the four possible combinations for two pulses on the input fibers, were used, as well. The effects of a variation in the coding parameter offset of the PAM modulation relative to the reference amplitude, was investigated. The modulated output amplitude versus a phase difference between the input pulses, was also studied. On the two applications, logical gates AND and OR was observed.

Keywords: Dual-Core NLDC, Optical Logical Gates, Pulse Position Modulation (PPM), Pulse Amplitude Modulation (PAM).

Lista de Figuras

CAPÍTULO 1

Figura 1.1: O alargamento de um pulso gaussiano causado pelo SPM. Os espectros estão especificados pelo máximo deslocamento de fase não linear $\Phi_{\text{máx}}$ no pico do pulso.....30

CAPÍTULO 2

Figura 2.1a: Acoplador direcional não linear (NLDC) com uma ilustração esquemática do processo de chaveamento. Os pulsos aplicados na porta 1 aparecem em diferentes portas de saídas dependendo de suas potências de pico..37

Figura 2.1b : Seção transversal do NLDC.....37

Figura 2.2 : Acoplador Simétrico.....38

Figura 2.3 : Acoplador Assimétrico. Os índices “M” e “m” referem-se respectivamente aos núcleos maior e menor.....38

Figura 2.4: Características de chaveamento para um acoplador com dopagem e outro sem dopagem.....44

CAPÍTULO 3

Figura 3.1: Fluxo de pulsos solitônicos com modulação OOK no formato RZ, correspondendo à seqüência de dígitos binários (110010).....54

Figura 3.2: Modulação pela posição temporal de pulsos sólitons.....57

Figura 3.3a: Pulsos sólitons sem modulação.....58

Figura 3.3b: Pulsos sólitons modulados na seqüência de níveis lógicos 110010 pela posição temporal dentro de cada time slot.....58

Figura 3.4: Delimitação das regiões de acerto e erro PPM para bit 0 e bit 1.58

Figura 3.5: Símbolo gráfico e equação Booleana para porta E.59

Figura 3.6: Símbolo gráfico e equação Booleana para porta OU.59

Figura 3.7: Modelo proposto para a investigação do desempenho do NLDC realizando operações lógicas E e OU, utilizando modulação PPM.60

Figura 3.8: Máximo deslocamento temporal τ_{1s} , calculado no pulso de saída da fibra 1, A_{1s} , como função do parâmetro de ajuste da modulação $|\tau|$ no intervalo $0 \leq |\tau| \leq 2$ ps, com $L_C=64,30$ m e $\Delta\Phi=0$65

Figura 3.9: Máximo deslocamento temporal τ_{2S} , calculado no pulso de saída da fibra 2, A_{2S} , como função do parâmetro de ajuste da modulação $|\tau|$ no intervalo $0 \leq |\tau| \leq 2$ ps, com $L_C=64,30$ m e $\Delta\Phi=0$66

Figura 3.10: Máximo deslocamento temporal τ_{1S} , calculado no pulso de saída da fibra 1, A_{1S} , como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_2 = 0$) entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30$ m e $|\tau| = 0,25$ ps.....67

Figura 3.11: Máximo deslocamento temporal τ_{2S} , calculado no pulso de saída da fibra 2, A_{2S} , como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_2 = 0$) entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30$ m e $|\tau| = 0,25$ ps.....67

Figura 3.12: Máximo deslocamento temporal τ_{1S} , calculado no pulso de saída da fibra 1, A_{1S} , como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_1 = 0$) entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30$ m e $|\tau| = 0,25$ ps.....68

Figura 3.13: Máximo deslocamento temporal τ_{2S} , calculado no pulso de saída da fibra 2, A_{2S} , como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_1 = 0$) entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30$ m e $|\tau| = 0,25$ ps.....68

Figura 3.14: Máximo deslocamento temporal τ_{1S} , calculado no pulso de saída da fibra 1, A_{1S} , como função da diferença de fase $\Delta\Phi$: A fase é aplicada aos pulsos de entrada A_{1E} ou A_{2E} se os casos são $L_{1E}=1, L_{2E}=0$ e $L_{1E}=1, L_{2E}=1$ ou $L_{1E}=0, L_{2E}=0$ e $L_{1E}=0, L_{2E}=1$ respectivamente, no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30$ m e $|\tau| = 0,25$ ps.....69

Figura 3.15: Máximo deslocamento temporal τ_{2S} , calculado no pulso de saída da fibra 2, A_{2S} , como função da diferença de fase $\Delta\Phi$: A fase é aplicada aos pulsos de entrada A_{1E} ou A_{2E} se os casos são $L_{1E}=1, L_{2E}=0$ e $L_{1E}=1, L_{2E}=1$ ou $L_{1E}=0, L_{2E}=0$ e $L_{1E}=0, L_{2E}=1$ respectivamente, no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30$ m e $|\tau| = 0,25$ ps.....69

Figura 3.16: Perfil de intensidade temporal do pulso de saída na fibra 2, $|A_{2S}|^2$, obtido da solução numérica das equações (3.3a) – (3.3b) no regime de propagação de sóliton de

primeira ordem, considerando $|\Delta\Phi| = 0,63\pi$, $L_C = 64,30\text{m}$ e $|\tau| = 0,25\text{ps}$71

Figura 3.17: Perfil de intensidade temporal do pulso de saída na fibra 2, $|A_{2S}|^2$, obtido da solução numérica das equações (3.3a) – (3.3b) no regime de propagação de sólton de primeira ordem, considerando $|\Delta\Phi| = 1,37\pi$, $L_C = 64,30\text{m}$ e $|\tau| = 0,25\text{ps}$72

CAPÍTULO 4

Figura 4.1: Delimitação do modelo de codificação digital por amplitude dos pulsos.....82

Figura 4.2: Modelo proposto para a investigação do desempenho do NLDC operando sob modulação PAM-ASK, realizando operações lógicas E e OU.....83

Figura 4.3: Amplitude do pulso de saída da fibra 1 menos amplitude de referência, $A_{1S} - A_r$, calculada como função do parâmetro de ajuste da modulação no intervalo $0 \leq |\varepsilon| \leq 0,9 W^{1/2}$, com $L_C = 64,30\text{m}$ e $\Delta\Phi = 0$88

Figura 4.4: Amplitude do pulso de saída da fibra 2 menos amplitude de referência, $A_{2S} - A_r$, calculada como função do parâmetro de ajuste da modulação $|\varepsilon|$ no intervalo $0 \leq |\varepsilon| \leq 0,9 W^{1/2}$, com $L_C = 64,30\text{m}$ e $\Delta\Phi = 0$89

Figura 4.5: Amplitude do pulso de saída da fibra 1 menos amplitude de referência, $A_{1S} - A_r$, calculada como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_2 = 0$), entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C = 64,30\text{m}$ e $|\varepsilon| = 0,1W^{1/2}$90

Figura 4.6: Amplitude do pulso de saída da fibra 2 menos amplitude de referência, $A_{2S} - A_r$, calculada como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_2 = 0$), entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C = 64,30\text{m}$ e $|\varepsilon| = 0,1W^{1/2}$90

Figura 4.7: Amplitude do pulso de saída da fibra 1 menos amplitude de referência, $A_{1S} - A_r$, calculada como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_2 = 0$), entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C = 64,30\text{m}$ e $|\varepsilon| = 0,2W^{1/2}$92

Figura 4.8: Amplitude do pulso de saída da fibra 2 menos amplitude de referência, $A_{2S} - A_r$, calculada como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_2 = 0$), entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C = 64,30\text{m}$ e $|\varepsilon| = 0,2W^{1/2}$92

Figura 4.9: Amplitude do pulso de saída na fibra 1 menos amplitude de referência, $A_{1S} - A_r$, calculada como função da diferença de fase $\Delta\Phi (\Phi_2 = 0)$, entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30\text{m}$ e $|\varepsilon| = 0,3W^{1/2}$94

Figura 4.10: Amplitude do pulso de saída na fibra 2 menos amplitude de referência, $A_{2S} - A_r$, calculada como função da diferença de fase $\Delta\Phi (\Phi_2 = 0)$, entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30\text{m}$ e $|\varepsilon| = 0,3W^{1/2}$94

Figura 4.11: Perfil de intensidade temporal do pulso de saída na fibra 2 $|A_{2S}|^2$ obtido da solução numérica das equações (4.1a) – (4.1b) no regime de propagação de sóliton de primeira ordem, considerando $|\Delta\Phi| = 0,58\pi$, $L_C=64,30\text{m}$, $I_{REF} = 5,18W$ e $|\varepsilon| = 0,2W^{1/2}$97

Figura 4.12: Perfil de intensidade temporal do pulso de saída na fibra 2 $|A_{2S}|^2$ obtido da solução numérica das equações (4.1a) – (4.1b) no regime de propagação de sóliton de primeira ordem, considerando $|\Delta\Phi| = 1,02\pi$, $L_C=64,30\text{m}$, $I_{REF} = 5,18W$ e $|\varepsilon| = 0,2W^{1/2}$98

Figura 4.13: Perfil de intensidade temporal do pulso de saída na fibra 2 $|A_{2S}|^2$ obtido da solução numérica das equações (4.1a) – (4.1b) no regime de propagação de sóliton de primeira ordem, considerando $|\Delta\Phi| = 1,56\pi$, $L_C=64,30\text{m}$, $I_{REF} = 5,18W$ e $|\varepsilon| = 0,3W^{1/2}$98

Figura 4.14: Perfil de intensidade temporal do pulso de saída na fibra 2 $|A_{2S}|^2$ obtido da solução numérica das equações (4.1a) – (4.1b) no regime de propagação de sóliton de primeira ordem, considerando $|\Delta\Phi| = 1,92\pi$, $L_C=64,30\text{m}$, $I_{REF} = 5,18W$ e $|\varepsilon| = 0,3W^{1/2}$99

Lista de Tabelas

CAPÍTULO 3

Tabela 3.1: Tabela verdade para porta E.....	59
Tabela 3.2: Tabela verdade para porta OU.	59
Tabela 3.3: Tabela para porta lógica NLDC de maior estabilidade (lógica OU - Fibras 1 e 2)	72
Tabela 3.4: Tabela para porta lógica NLDC de maior estabilidade (lógica E - Fibras 1 e 2)...	73

CAPÍTULO 4

Tabela 4.1: Tabela para porta lógica NLDC PAM: lógica OU - Fibra 2- $ \varepsilon =0,2W^{1/2}$..	96
Tabela 4.2: Tabela para porta lógica NLDC PAM: lógica E - Fibra 2- $ \varepsilon =0,2W^{1/2}$..	96
Tabela 4.3: Tabela para porta lógica NLDC PAM: lógica OU - Fibra 2- $ \varepsilon =0,3W^{1/2}$	96
Tabela 4.4: Tabela para porta lógica NLDC PAM: lógica OU - Fibra 2- $ \varepsilon =0,3W^{1/2}$	97

Lista de abreviaturas e siglas

ASK – do inglês *Amplitude Shift Keying*.

Chirp – cuja tradução para o português é *gorjeio*. Dentro do contexto, significa variação de fase no tempo.

CS₂ – Sulfeto de Carbono.

CW – do inglês *Continuous Wave*.

Bit – do inglês *Binary digiT* - Simplificação para dígito binário.

dB – do inglês *decibel*.

DFB – do inglês *Distributed Feedback*.

FFT – do inglês *Fast Fourier Transform*.

FWM – do inglês *Four Wave Mixing*.

GVD – do inglês *group velocity dispersion*.

Laser – do inglês *light amplification by stimulated emission of radiation*.

LED – do inglês *light emission diode*.

LiNbO₃ – do inglês *Lithium Niobate* ou Niobato de Lítio.

NLDC – do inglês *Non Linear Directional Coupler*.

NLSE – do inglês *Non Linear Schrödinger Equation*.

NRZ – do inglês *Non Return to Zero*.

On-Off – dentro do contexto, significa liga-desliga.

OOK – do Inglês *On-Off Keying*.

OTDM – do inglês *Optical Time Division Multiplexing*.

PAM – do inglês *Pulse Amplitude Modulation*.

PMD – do inglês *Polarization Mode Dispersion*.

PPM – do inglês *Pulse Position Modulation*.

MPPM – do inglês *Multi-pulse Pulse Position Modulation*.

RZ – do inglês *Return to Zero*.

SPM – do inglês *Self Phase Modulation*.

Time slot – dentro do contexto, significa o exato intervalo de tempo disposto para cada *bit* transmitido através da porta lógica, dentro do tempo total de transmissão da informação.

UFC – Universidade Federal do Ceará.

XPM – do inglês *Cross-Phase Modulation*.

Índice

DEDICATÓRIA	5
AGRADECIMENTOS	6
RESUMO	9
ABSTRACT	10
LISTA DE FIGURAS	11
LISTA DE TABELAS	15
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	16
INTRODUÇÃO	20
CAPÍTULO 1 – Propagação de Sólitons em Fibras Ópticas	22
1.1 Regimes de Propagação	22
1.2 Regime Dispersivo	24
1.3 Regime Não Linear	27
1.4 Regime Dispersivo e Não Linear.....	30
1.5 Sóliton Óptico.....	32
1.6 Referências Bibliográficas.....	34
CAPÍTULO 2 – Teoria Fundamental sobre Acopladores de Fibra Óptica	35
2.1 Acopladores de Fibra	35
2.2 Características dos Acopladores	36
2.3 Acopladores Direcionais e Contradirecionais.....	37
2.4 Acopladores Simétricos	38
2.5 Acopladores Assimétricos.....	38
2.6 Acoplador Direcional Não Linear (NLDC).....	39
2.7 Modelagem de Acopladores.....	41
2.8 Acopladores Duplos.....	41
2.9 Acopladores Ativos.....	43
2.10 Referências Bibliográficas.....	45
CAPÍTULO 3 – Estudo de Operações Lógicas por um NLDC sob Modulação por Posição de Pulso (PPM)	47
3.1 Aplicações Ópticas com Chaveamento Ultra-Rápido.....	48
3.2 Modulação por Posição de Pulsos Solitônicos.....	50
3.3 Modelo Proposto da Porta Lógica NLDC – E e OU sob Modulação PPM.....	59

3.4 Ferramenta Teórica para a Análise da Porta Lógica NLDC sob Modulação PPM.....	61
3.5 Procedimento Numérico para Estudo do Parâmetro de Ajuste da Modulação PPM e Diferença de Fase dos Pulsos Sólitons de Entrada.....	62
3.6 Resultados e Discussões	64
3.7 Conclusões do Capítulo.....	73
3.8 Referências Bibliográficas.....	75
CAPÍTULO 4 – Estudo de Operações Lógicas por um NLDC sob Modulação por Chaveamento de Amplitude de Pulso (PAM-ASK)	78
4.1 Dispositivos Ópticos e a Modulação por Amplitude no Processamento Digital de Informações.....	79
4.2 Modelo Proposto para Modulação por Amplitude de Pulsos Sólitons em Acoplador Direcional Não Linear Simétrico para Obter Portas Lógicas	81
4.3 Ferramenta Teórica e Procedimento Numérico para Estudo do Parâmetro de Ajuste da Modulação PAM-ASK e Diferença de Fase dos Pulsos Sólitons de Entrada.....	84
4.4 Resultados e Discussões	87
4.5 Conclusões do Capítulo	99
4.6 Referências Bibliográficas	102
CONCLUSÕES GERAIS E PERSPECTIVAS FUTURAS.....	103
ANEXO A – Publicações Científicas.....	105
ANEXO B – Análise Numérica.....	113

Introdução

A invenção do *laser*, a implementação de fibras ópticas de baixo custo e a introdução de dispositivos ópticos semicondutores, correspondem a três das maiores conquistas alcançadas no campo da óptica, nos últimos trinta anos, representando a sua renovação e seu crescente interesse na tecnologia moderna.

Perseguindo esse desenvolvimento tecnológico, tem-se confirmado também o nascimento de novas áreas de pesquisa associadas à óptica como, por exemplo, à genética, à medicina, à robótica, ao processamento de imagens e, ultimamente, à informação quântica. Com o desenvolvimento do laser várias tecnologias correlatas (óptica integrada, comunicações ópticas e processamento óptico de sinais) foram estabelecidas, sendo possível presenciar o progresso de um novo ramo da engenharia, a engenharia óptica.

Em situações concretas de aplicação, correntes e futuras, a influência da óptica tem gerado a necessidade e o interesse em se conseguir dispositivos totalmente ópticos, funcionando como peças capazes de tratar e/ou processar informação a velocidades ultra-rápidas. Para corresponder a essas demandas, pesquisadores têm estudado tecnologias de chaveamento ultra-rápido. Desta forma, poucas são as dúvidas de que os dispositivos ópticos representam um impacto crescente em sistemas de comunicações.

Diante de um vasto campo de estudo a ser explorado, no tocante ao processamento totalmente óptico de informações, esta dissertação trata do estudo numérico de um acoplador direcional não-linear (NLDC) duplo simétrico de fibras ópticas operando com duas técnicas de modulação por pulsos, quais sejam, a modulação por posição de pulsos (PPM) e a modulação por amplitude de pulsos (PAM), em separado, cada uma delas, objetivando a obtenção de portas lógicas OU e E.

No primeiro capítulo desta dissertação, é feita uma revisão da propagação de sólitons em fibras ópticas, sobretudo os efeitos de dispersão da velocidade de grupo (GVD) e da automodulação de fase (SPM), e suas influências sobre um pulso óptico se propagando na fibra.

No capítulo 2 é realizado um estudo sobre a teoria fundamental dos acopladores direcionais de fibra óptica, com suas aplicações e formalização básica do modelo que os descrevem.

No capítulo 3 é investigada a construção de portas lógicas com o NLDC duplo simétrico sob codificação PPM, proposta nesta dissertação. Nesta nova aplicação, pulsos sólitons

fundamentais são modulados nos níveis lógicos 1 e 0, através da modulação por posição de pulsos (PPM). Para verificar a realização de operações lógicas E e OU, pelo NLDC duplo simétrico, utilizam-se as quatro combinações possíveis de dois bits, considerando portas de duas entradas. Em seguida, investiga-se uma variação no parâmetro de ajuste da modulação, ou seja, no deslocamento temporal do pulso inicial em relação ao tempo referencial de um pulso sóliton não modulado pelo PPM, e na diferença de fase entre os pulsos sóliton de entrada devidamente moduladas. O estudo leva em conta apenas os efeitos da automodulação de fase (SPM) e da dispersão por velocidade de grupo (GVD), apresentados no capítulo 1.

No capítulo 4 é analisada a construção de portas lógicas E e OU com o NLDC duplo simétrico sob codificação PAM, numa perspectiva de chaveamento de amplitude de pulsos (ASK). Tal qual no capítulo 3, faz-se uso de pulsos sóliton fundamentais, agora modulados em amplitude, nos níveis lógicos 1 e 0, utilizando as quatro combinações de dois bits possíveis. Para analisar a obtenção das funções lógicas E e OU, através do NLDC duplo simétrico, investiga-se a amplitude dos pulsos sóliton de saída menos a amplitude de referência (sem modulação) versus a variação do parâmetro de ajuste de modulação em amplitude, bem como a variação do controle de fase entre os pulsos de entrada modulados. Assim como no capítulo 3, este estudo somente leva em conta os efeitos de SPM e de GVD.

Concluimos sintetizando os resultados principais obtidos mediante os dois tipos de codificação admitidos.

Capítulo 1

Propagação de Sólitons em Fibras Ópticas

O estudo da maior parte dos efeitos não lineares em fibras ópticas envolvem a utilização de pulsos curtos com larguras variando de ~ 10 ns até 10fs. Quando tais pulsos ópticos se propagam dentro de uma fibra, ambos os efeitos, dispersivo e não linear, influenciam sua forma e espectro [1]. Neste capítulo são analisados os efeitos dispersivos e não lineares que atuam sobre um pulso que se propaga através de uma fibra óptica, tendo como ponto de partida o estudo da equação não linear de Schrödinger (NLSE).

1.1 Regimes de Propagação

A equação não linear de Schrödinger que governa a propagação de pulsos ópticos dentro de fibras monomodo é [1] :

$$i \frac{\partial A}{\partial z} = -\frac{i\alpha}{2} A + \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} - \gamma |A|^2 A. \quad (1.1)$$

Em (1.1) $A = A(z, T)$ é a amplitude do pulso transmitido como função de z e T . T é o tempo retardado ou a medida de referência movendo com o pulso na velocidade de grupo v_g ($T = t' - (z/v_g)$). Os três termos no lado direito da Equação (1.1) representam, respectivamente, os efeitos de perda na fibra, dispersão e não linearidade em pulsos propagando-se no interior de fibras ópticas. Dependendo da largura inicial T_0 e da potência de pico P_0 do pulso incidente, efeitos dispersivos ou efeitos não lineares podem prevalecer ao longo da fibra. Dessa forma, sendo determinantes para um regime de propagação ou outro [1]. É útil introduzir duas escalas de comprimento, conhecidas como comprimento de dispersão L_D e comprimento de não linearidade L_{NL} . O comprimento de dispersão e o comprimento de não linearidade fornecem as escalas de comprimento sobre as quais os efeitos dispersivos e não lineares tornam-se importantes para a evolução do pulso numa fibra de comprimento L [2]-[4].

Tomamos o tempo normalizado como:

$$\tau_N = \frac{T}{T_0} = \frac{t' - \frac{z}{V_g}}{T_0}, \quad (1.2)$$

e ao mesmo tempo, introduzimos a amplitude normalizada como

$$A(z, \tau_N) = \sqrt{P_0} \exp(-\alpha z / 2) U(z, \tau_N) \quad (1.3)$$

e T_0 é considerado a meia largura na altura de 1/e da intensidade máxima do pulso.

Dessa forma, de (1.1) até (1.3), escrevemos a NLSE normalizada como:

$$i \frac{\partial U}{\partial z} = \frac{\text{sgn}(\beta_2)}{2L_D} \frac{\partial^2 U}{\partial \tau_N^2} - \frac{\text{sgn}(n_{NL}) \exp(-\alpha z)}{L_{NL}} |U|^2 U, \quad (1.4)$$

Na qual $\text{sgn}(\beta_2) = \pm 1$ dependendo do sinal do parâmetro GVD β_2 e

$$L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|}, \quad L_{NL} = \frac{1}{\gamma P_0}. \quad (1.5)$$

Dependendo dos valores relativos de L , L_D e L_{NL} , o comportamento do pulso na propagação pode ser classificado em quatro categorias:

a) Quando o comprimento da fibra é tal que $L \ll L_{NL}$ e $L \ll L_D$, nem a dispersão e nem a não linearidade serão importantes durante a propagação do pulso. Como resultado: $U(z, \tau_N) = U(0, \tau_N)$, ou seja, o pulso mantém sua forma durante a propagação. Este regime é ideal para comunicação a pequena distância. Podemos estimar valores de T_0 e P_0 para dados valores dos parâmetros β_2 e γ da fibra. Considerando $\lambda=1,55\mu\text{m}$, $\beta_2=20\text{ps}^2/\text{km}$, e $\gamma \approx 20\text{W}^{-1}\text{km}^{-1}$ e $L \approx 50\text{km}$, temos que $T_0 \approx 100\text{ps}$ e $P_0 \approx 0,1\text{mW}$ [1,5].

b) Quando L , L_D e L_{NL} estão na mesma ordem, tanto o efeito de dispersão como a não linearidade influenciam no pulso propagante. Tomando como exemplo os parâmetros pré-definidos (λ , β_2 , γ e L) e $T_0 \approx 1\text{ps}$ e $P_0 \approx 1\text{W}$ podemos provocar uma situação que propicie a equivalência entre os três comprimentos: L , L_D e L_{NL} [1,5].

c) Quando o comprimento L é tal que $L \ll L_{NL}$ e $L \gg L_D$, a propagação do pulso é governada pela dispersão da velocidade de grupo (GVD) e a não linearidade pode ser desprezada. O regime dominado pela dispersão é aplicável quando os parâmetros da fibra e do pulso são tais que [1,5]

$$\frac{L_D}{L_{NL}} = \frac{\gamma P_0 T_0^2}{|\beta_2|} \ll 1 \quad (1.6)$$

d) Quando o comprimento L da fibra é tal que $L \ll L_D$ e $L \gg L_{NL}$, o termo de dispersão na Equação (1.4) é desprezível comparado com a não linearidade. Neste caso, a evolução do pulso é governada pela auto-modulação de fase (SPM) que gera um alargamento espectral no pulso [6]-[7]. O regime dominado pela não linearidade é aplicável quando

$$\frac{L_D}{L_{NL}} = \frac{\gamma P_0 T_0^2}{|\beta_2|} \gg 1 \quad (1.7)$$

Esta condição é satisfeita, quando aplicamos uma largura do pulso $T_0 \gtrsim 100\text{ps}$ com a potência de pico $P_0 \gtrsim 1\text{W}$.

1.2 Regime Dispersivo

O estudo da propagação de pulsos ópticos em meios dispersivos é importante em muitas aplicações, incluindo a transmissão de pulsos ópticos através de fibras ópticas, usadas em sistemas de comunicações ópticas. Quando um pulso (com um certo perfil temporal inicial) propaga-se em uma fibra óptica apenas dispersiva, ele sofrerá um aumento gradativo na largura temporal. A quantidade de dispersão acumulada depende do comprimento propagado, e o espalhamento pode causar interferência intersimbólica, o que, por sua vez, implica em algumas penalidades no desempenho do sistema [8].

Dispersão é o nome dado a qualquer efeito no qual diferentes componentes do sinal transmitido propagam-se em velocidades diferentes através do meio, chegando em tempos diferentes no final de sua propagação. Como resultado desta diferença de velocidade, pode haver um certo espalhamento temporal no pulso propagado. A dispersão modal e a dispersão por modo de polarização (PMD), são fenômenos ópticos que também resultam em espalhamento do pulso propagado e são particularmente observados em fibras ópticas, devido às imperfeições adquiridas durante o seu processo de fabricação [9].

Quando uma onda eletromagnética interage com os elétrons de um dielétrico, a resposta do meio, em geral, depende da frequência óptica ω . Em um nível fundamental, a origem da dispersão cromática está relacionada às frequências ressonantes características do meio, pelas quais ocorre a absorção da radiação eletromagnética, através das oscilações dos elétrons. Esta

propriedade, referida como dispersão cromática ou material, manifesta-se através de uma dependência com a frequência do índice de refração linear do meio $n_L(\omega)$. Como a velocidade de uma onda eletromagnética em um determinado meio tem uma dependência inversamente proporcional ao seu índice de refração, dada por $c/n_L(\omega)$, tem-se que diferentes componentes espectrais de um pulso óptico propagarão com diferentes velocidades em um meio dispersivo [1]. No regime puramente dispersivo temos que $\gamma=0$, logo podemos escrever (1.4) como :

$$i \frac{\partial U}{\partial z} = \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 U}{\partial T^2} \quad (1.8)$$

Esta Equação pode ser facilmente resolvida utilizando o método da transformada de Fourier [1]:

$$U(z, T) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{U}(z, \omega) \exp(-i\omega T) d\omega \quad (1.8a)$$

que satisfaz a Equação diferencial ordinária. Aplicando a transformada na Equação (1.8) temos:

$$i \frac{\partial \tilde{U}}{\partial z} = -\frac{1}{2} \beta_2 \omega^2 \tilde{U}, \quad (1.9)$$

cuja solução é dada por :

$$\tilde{U}(z, \omega) = \tilde{U}(0, \omega) \exp\left(i \frac{1}{2} \beta_2 \omega^2 z\right). \quad (1.10)$$

A Equação (1.10) mostra que a dispersão da velocidade de grupo muda o valor da fase de cada componente espectral do pulso, dependendo da distância propagada, com o quadrado da frequência. Observa-se que embora essa mudança não afete a densidade de potência espectral do pulso, ela pode modificar a forma temporal do pulso [1].

A fim de determinar $\tilde{U}(0,\omega)$ necessitamos conhecer o pulso de entrada $U(0,T)$. $\tilde{U}(0,\omega)$ é a transformada de Fourier do campo incidente em $z=0$:

$$\tilde{U}(0,\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} U(0,T) \exp(i\omega T) dT . \quad (1.11)$$

De acordo com os resultados anteriores, uma solução geral para a Equação (1.8) é expressa por:

$$U(z,T) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{U}(0,\omega) \exp\left(i\frac{1}{2}\beta_2\omega^2 - i\omega T\right) d\omega . \quad (1.12)$$

As equações (1.11) e (1.12) podem ser utilizadas para pulsos de entrada de formas arbitrárias.

Pulsos do tipo Gaussiano são um exemplo simples, do ponto de vista do cálculo analítico, e que podem ser utilizados como pulsos incidentes para estudar os efeitos dispersivos de um sistema composto por fibra e onda. Considerando o pulso Gaussiano

$$U(0,T) = \exp\left(-\frac{T^2}{2T_0}\right) . \quad (1.13)$$

Utilizando as equações (1.12) e (1.13) e resolvendo a integral, temos que a amplitude em qualquer ponto z ao longo da fibra é dada por:

$$U(z,T) = \left[\frac{T_0}{T_0^2 - i\beta_2 z} \right]^{1/2} \exp\left[-\frac{T^2}{2(T_0^2 - i\beta_2 z)} \right] . \quad (1.14)$$

Logo, podemos observar que um pulso Gaussiano mantém sua forma durante a propagação. Mas, por outro lado, sua largura temporal T_1 e amplitude variam com a propagação obedecendo as seguintes equações [1]:

$$T_1(z) = T_0 \left[1 + \left(\frac{z}{L_D} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (1.15a) \quad \text{e} \quad I_1(z) = \frac{1}{1 + (z/L_D)} . \quad (1.15b)$$

As Equações (1.11) e (1.12) não consideram a perda de energia durante a propagação.

Comparando as Equações (1.13) e (1.14), notamos, em virtude da propagação, o surgimento de uma fase para o pulso. Sendo assim, podemos expressar $U(z,T)$ como:

$$U(z,T) = |U(z,T)| \exp[i\Phi(z,T)] \quad (1.16)$$

onde

$$\Phi = -\text{sgn}(\beta_2) \frac{\left(\frac{z}{L_D}\right) T^2}{T_0^2 \left(1 + \left(\frac{z}{L_D}\right)^2\right)} + \text{tg}^{-1}\left(\frac{z}{L_D}\right) \quad (1.17)$$

Observando a Equação (1.17), vemos que cada frequência está deslocada da frequência central ω_0 , de:

$$\delta\omega = -\frac{\partial\Phi}{\partial T} = \frac{\text{sgn}(\beta_2) \left(2\frac{z}{L_D}\right) T}{\left(1 + \left(\frac{z}{L_D}\right)^2\right) T_0^2} \quad (1.18)$$

O perfil do pulso no tempo é alterado pelo deslocamento $\delta\omega$ ou *chirp* (gorjeio), que depende do comprimento da propagação z , do sinal de β_2 e do tempo retardado T [1].

1.3 Regime Não Linear

Existem duas categorias de efeitos não lineares. A primeira surge devido à interação de ondas de luz com fônons (vibrações moleculares) no meio da sílica, podendo ocorrer também em variados tipos de materiais que não sejam somente a sílica – um dos diversos tipos de efeitos de espalhamento, assim chamado, espalhamento Rayleigh. Os dois principais efeitos desta categoria são espalhamento *Brillouin estimulado* e espalhamento *Raman estimulado*. O segundo conjunto de efeitos não lineares surge devido à dependência do índice de refração com a intensidade do campo elétrico aplicado, o qual por sua vez é proporcional ao quadrado da amplitude do campo. Os efeitos não lineares mais importantes nesta categoria são a *auto-*

modulação de fase (SPM) e a *mistura de quatro ondas (FWM)* [9]. Desde 1970, SPM tem sido observado em sólidos e vidros pela utilização de pulsos de picossegundos. A observação preliminar de SPM em fibras ópticas foi feita, primeiramente, com uma fibra cujo núcleo foi preenchido com CS₂ [10]. Nesta seção é estudada a propagação de pulsos Gaussianos em regime puramente não linear em um meio com não linearidade do tipo Kerr. Em meios com não linearidade Kerr, observa-se o surgimento do SPM, que como já foi afirmado, depende tanto da intensidade, como do índice de refração não linear do meio. O SPM é responsável pelo alargamento espectral do pulso, quando este se propaga numa fibra óptica [6]-[7]. Para uma melhor compreensão, devemos inicialmente analisar a NLSE desprezando apenas o termo correspondente aos efeitos de dispersão, ou seja, $\beta_2 = 0$. A situação mais adequada para estudar os efeitos da auto-modulação de fase é aquela onde a dispersão pode ser ignorada contando somente com os efeitos não lineares. Logo, temos que [1]:

$$L_D \gg L \text{ e } L_{NL} \ll L \quad (1.19)$$

A partir da Equação (1.4) obtemos:

$$\frac{\partial U}{\partial z} = i \frac{\text{sgn}(n_{NL}) \exp(-\alpha z)}{L_{NL}} |U|^2 U, \quad (1.20)$$

na qual n_{NL} é o índice de refração não linear. A solução para a expressão (1.20) é [1]:

$$U(z, T) = U(0, T) \exp[i\Phi_{NL}(z, T)] \quad (1.21)$$

onde $U(0, T)$ é a amplitude do campo em $z=0$ e

$$\Phi_{NL}(z, T) = |U(0, T)|^2 \left(\frac{z_{eff}}{L_{NL}} \right) \quad (1.22)$$

Sendo z_{eff} uma distância efetiva dada por :

$$z_{eff} = \frac{1}{\alpha} [1 - \exp(-\alpha z)] \quad (1.23)$$

z_{eff} é sempre menor que z , a distância propagada. Isto se atribui ao fato de existir perda durante a propagação. Na ausência da perda, $\alpha=0$, tem-se a igualdade $z_{\text{eff}}=z$ [1].

A Equação (1.21) nos mostra que o SPM origina um deslocamento de fase que depende da intensidade e do comprimento propagado. Contudo, observamos que o surgimento deste deslocamento de fase não altera a forma do pulso em qualquer momento da propagação. O deslocamento de fase não linear $\Phi_{\text{NL}}(z,T)$ sempre cresce com a propagação de z . O máximo deslocamento de fase $\Phi_{\text{máx}}$ ocorre no centro do pulso $T=0$. Sendo U a amplitude normalizada, onde $|U(0,0)|^2 = 1$, temos que [1]:

$$\Phi_{\text{máx}} = \frac{z_{\text{eff}}}{L_{\text{NL}}} = \gamma P_0 z_{\text{eff}}. \quad (1.24)$$

O alargamento espectral induzido pelo SPM é uma consequência da dependência temporal da fase $\Phi_{\text{NL}}(z,T)$. Isso pode ser entendido notando-se que uma variação temporal da fase implica numa diferença de frequência óptica instantânea ao longo do pulso com relação à frequência central ω_0 . Essa diferença $\delta\omega$ é dada por [1]:

$$\delta\omega(T) = -\frac{\partial\Phi_{\text{NL}}}{\partial T} = -\frac{\partial|U(0,T)|^2}{\partial T} \frac{z_{\text{eff}}}{L_{\text{NL}}}. \quad (1.25)$$

O sinal negativo está relacionado com a escolha $\exp(-i\omega_0 t)$ na Equação (1.17). A dependência do tempo de $\delta\omega$ é denominada como um gorjeio. O gorjeio induzido pelo SPM aumenta em magnitude com a distância propagada. Em outras palavras, novas componentes de frequência são geradas continuamente com o pulso se propagando ao longo da fibra. Estas componentes de frequência geradas pelo SPM alargam o espectro em relação à sua largura inicial em $z=0$ [1].

Consideremos um pulso incidente do tipo Gaussiano:

$$U(0,T) = \exp\left(-\frac{T^2}{2T_0}\right) \quad (1.26)$$

A partir da Equação (1.23) temos que o gorjeio (chirp) $\delta\omega(T)$ é dado por [1]:

$$\delta\omega(T) = \frac{2}{T_0} \frac{z_{eff}}{L_{NL}} \left[\frac{T}{T_0} \right] \exp \left[- \left(\frac{T}{T_0} \right)^2 \right] \quad (1.27)$$

A variação temporal do chirp $\delta\omega(T)$ tem algumas características. Primeira, $\delta\omega(T)$ é negativo na região onde $T < 0$ e positivo para $T > 0$. Segunda, o chirp é linearmente crescente com T , ao longo da parte central.

A forma real do espectro do pulso é obtida fazendo uma transformada de Fourier da Equação (1.21). Para um dado comprimento de fibra, $\Phi_{m\acute{a}x}$ cresce linearmente com a potência de pico P_0 de acordo com a Equação (1.24) [1]. Na Figura 1.1 é mostrado o espectro de um pulso Gaussiano para diversos valores do máximo deslocamento de fase $\Phi_{m\acute{a}x}$.

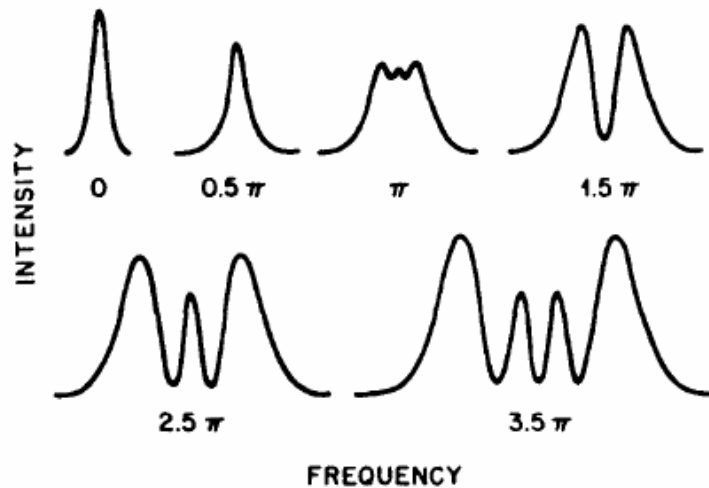


Figura 1.1 O alargamento de um pulso gaussiano causado pelo SPM. Os espectros estão especificados pelo máximo deslocamento de fase não linear $\Phi_{m\acute{a}x}$ no pico do pulso [1].

1.4 Regime Dispersivo e Não Linear

Quando os parâmetros T_0 e P_0 se combinam de tal forma que $L_D \ll L$ e $L \gg L_{NL}$, tanto a dispersão quanto os efeitos não lineares passam a ser importantes. Quando os pulsos tornam-se mais curtos e o comprimento de dispersão torna-se comparável ao comprimento da fibra, torna-se necessário considerar os efeitos combinados de GVD e SPM [11]. Novas características qualitativas surgem de uma interconexão entre os efeitos de dispersão da velocidade de grupo GVD e da automodulação de fase SPM. No regime de dispersão anômalo de uma fibra óptica, os dois fenômenos podem cooperar de tal forma que o pulso se propaga como um sóliton óptico. No regime de dispersão normal, os efeitos combinados de GVD e SPM podem ser usados para compressão de pulso [12]-[13]. O ponto de partida para o estudo dessa combinação é a Equação de propagação normalizada

$$i \frac{\partial U}{\partial \xi} = \text{sgn}(\beta_2) \frac{1}{2} \frac{\partial^2 U}{\partial \tau_N^2} - N^2 \text{sgn}(n_{NL}) \exp(-\alpha z) |U|^2 U \quad (1.28)$$

onde ξ e τ_N representam respectivamente a distância e o tempo normalizados.

$$\xi = \frac{z}{L_D}, \quad \tau_N = \frac{T}{T_0} \quad (1.29)$$

e o parâmetro N dado por:

$$N^2 = \frac{L_D}{L_{NL}} = \frac{\mathcal{P}_0 T_0^2}{|\beta_2|}. \quad (1.30)$$

O parâmetro N tem uma considerável influência sobre os efeitos GVD e SPM que atuam diretamente no pulso em evolução. Para $N \ll 1$, o pulso se propaga sob um domínio totalmente dispersivo. Por outro lado, caso $N \gg 1$, teremos o domínio dos efeitos relacionados com SPM. Quando N tem valor próximo da unidade, tanto os efeitos dispersivos quanto os não lineares terão igual importância.

Na Equação (1.28), o $\text{sgn}(\beta_2)$ pode ser positivo ou negativo. Dependendo do sinal de β_2 , obteremos características diferentes para dispersão: regime dispersivo normal para $\text{sgn}(\beta_2) = 1$ e anômalo para $\text{sgn}(\beta_2) = -1$. No regime de dispersão normal, as ondas eletromagnéticas de frequências menores se propagam mais rápido que as de frequências maiores. Entretanto, no regime de dispersão anômalo, são as frequências maiores que viajam mais rapidamente, ou seja, a velocidade de grupo de cada componente do campo cresce com a frequência.

Quando $n_{NL} > 0$ a automodulação de fase gera frequências maiores na borda posterior do pulso ($T > 0$) e menores na anterior ($T < 0$).

É combinando estas características de dispersão e não linearidade que obtemos comportamentos diferentes para a dinâmica do campo que evolui numa fibra óptica.

Quando um sinal se propaga sob efeitos de regime dispersivo normal e com índice de refração não linear n_{NL} positivo, temporalmente o pulso é alargado. Nesta condição, o alargamento temporal se torna mais rápido do que quando causado somente pela dispersão.

Isto ocorre devido ao surgimento de frequências mais rápidas na borda anterior ($T < 0$) e lentas na borda posterior ($T > 0$).

Uma situação diferente ocorre quando o pulso é submetido a um regime de dispersão anômala com índice de refração não linear n_{NL} positivo. Devido ao fato das componentes do campo de frequência mais rápida se encontrarem na borda posterior e as mais lentas na borda anterior, o pulso tende a se comprimir temporalmente. Simultaneamente, o sinal sofre um alargamento causado pela dispersão. Estes dois comportamentos tendem a se equilibrar, propiciando estabilidade ao pulso e criando uma situação favorável ao surgimento de sólitons.

1.5 Sóliton Óptico

Um fenômeno interessante de uma fibra óptica operando em regime não linear, acontece no regime de dispersão anômala onde podemos obter um sóliton óptico devido a interação entre a dispersão e os efeitos não lineares. O termo sóliton refere-se a um tipo especial de onda que se propaga ao longo de grandes distâncias sem gerar distorções no campo e sem sofrer danos após colisões com outros sólitons. O sóliton é de fundamental interesse, além do grande número de aplicações no campo da comunicação através de fibras ópticas.

A equação que descreve melhor o comportamento do sóliton numa fibra é a equação não linear de Schrödinger [1].

$$i \frac{\partial A}{\partial z} - \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} + \gamma |A|^2 A = 0 \quad (1.31)$$

onde $\beta_2 < 0$.

Para melhor trabalhar com a Equação (1.31), é necessário normalizá-la usando as seguintes transformações:

$$U = \frac{A}{\sqrt{P_0}} \quad (1.32a)$$

$$\xi = \frac{z}{L_D} \quad (1.32b)$$

$$\tau_N = \frac{T}{T_0} \quad (1.32c)$$

A partir destas transformações obtemos:

$$i \frac{\partial U}{\partial \xi} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 U}{\partial \tau_N^2} + N^2 |U|^2 U = 0 \quad (1.33)$$

onde P_0 é a potência de pico, T_0 a meia largura do pulso incidente e o parâmetro N foi definido anteriormente nas equações (1.28) e (1.30). Podemos eliminar N de (1.33) fazendo a seguinte substituição :

$$u(\xi, \tau_N) = NU(\xi, \tau_N) \quad (1.34)$$

assim temos:

$$i \frac{\partial u}{\partial \xi} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u}{\partial \tau_N^2} + |u|^2 u = 0 \quad (1.35)$$

A Equação (1.35) tem várias soluções, sendo a mais conhecida [14]

$$u(\xi, \tau_N) = A \operatorname{sech}(A \tau_N) \exp\left(-i \frac{A^2 \xi}{2} + i \Phi\right) \quad (1.36)$$

na qual A representa a amplitude do pulso e Φ a fase arbitrária. N pode assumir qualquer valor real, entretanto para $N=1$, as amplitudes u e U são iguais, o sóliton é então chamado de primeira ordem ou fundamental; $N=2$, segunda ordem, e assim sucessivamente.

1.6 Referências Bibliográficas

- [1] G. P. Agrawal (2001). “*Nonlinear Fiber Optics*”. Academic Press. Terceira edição.
- [2] I. N. Sisakyan e A. B. Shvartsburg, *Sov. J. Quantum Electron.* **14**, 1146 (1984).
- [3] S. A. Akhmanov, V. A. Vysloukh, e A. S. Chirkin, *Optics of Femtosecond Laser Pulses* (American Institute of Physics, New York, 1992), Chap.1.
- [4] G. P. Agrawal, in *Supercontinuum Laser Source*, R. R. Alfano, ed. (Springer-Verlag, Heidelberg, 1989), Chap. 3.
- [5] M. G. Silva (1997), *Estudo do Desempenho de Acopladores Direcionais Triplos Solitônicos de Fibras Ópticas: Resultados Analíticos e Numéricos*. Dissertação de Mestrado, Departamento de Física, UFC.
- [6] F. Shimizu, *Phys. Rev. Lett.* **19**, 1097 (1967).
- [7] R. H. Stolen e C. Lin, *Phys. Rev. A* **17**, 1448 (1978).
- [8] L. Kazovsky, S. Benedetto e A. Willner (1996). “*Optical Fiber Communication Systems*”. Artech House, Inc. Primeira edição.
- [9] R. Ramaswami e K. N. Sivarajan (1999). “*Optical Networks: A practical perspective*”. The M. K. Series in networking. Segunda edição.
- [10] E. P. Ippen, C. V. Shank, and T. K. Gustafson, *Appl. Phys. Lett.* **24**, 190 (1974).
- [11] R. A. Fisher e W. K. Bischel, *J. Appl. Phys.* **46**, 4921 (1975).
- [12] H. Nakatsuka, D. Grischkowsky, e A. C. Balant, *Phys. Rev. Lett.* **47**, 910 (1981).
- [13] P. Weidner e A. Penzkofer, *Opt. Quantum Electron.* **25**, 1(1993).
- [14] Peng G. D., Ankiewicz A., *International Journal of Nonlinear Opt. Phys.* **1**, 1 (1992).

Capítulo 2

Teoria Fundamental sobre Acopladores de Fibra Óptica

O aumento contínuo da velocidade dos sistemas de transmissão de telecomunicações tem despertado o interesse de se conseguir dispositivos totalmente ópticos capazes de processar e tratar informações em velocidades ultra-rápidas. Neste sentido, vários dispositivos ópticos, passivos e ativos, foram e continuam sendo desenvolvidos para este propósito. Entre estes dispositivos, podemos citar os acopladores, que desempenham um papel extremamente importante em circuitos ópticos, em particular, no estudo de chaveamento óptico de pulsos. Ao longo deste capítulo são apresentados os principais conceitos relacionados aos acopladores de fibra.

2.1 Acopladores de Fibra.

Acopladores de fibra, também conhecidos como acopladores direcionais, são dispositivos essenciais em sistemas ópticos. Regularmente são utilizados em diversos outros dispositivos ópticos que necessitam da divisão do feixe óptico em outros dois feixes coerentes, por exemplo, mas fisicamente separados. Embora a maioria das aplicações de acopladores de fibra utilizem suas características lineares, desde 1982 seu comportamento em regime não linear vem despertando um grande interesse dos pesquisadores por suas aplicações em processamento óptico ultra-rápido como chave óptica. Aplicações em optoeletrônica, telecomunicações, processamento digital totalmente óptico, são os principais motivos que têm estimulado os grupos de pesquisa a estudarem mais detalhadamente esses dispositivos [1-5].

Os acopladores têm sido fabricados usando guias de ondas planares, bem como têm sido extensivamente estudados no contexto dos LiNbO_3 e guias de ondas semicondutores. Nesta dissertação, consideramos exclusivamente os acopladores direcionais baseados em fibras.

Em óptica integrada, a fabricação de acopladores ópticos se dá por meio do crescimento, ou deposição, de materiais com índices de refração diferentes de forma a construir uma estrutura multicamadas. No caso de acopladores baseados em fibra, é necessária uma modificação na estrutura de acoplamento de maneira a aproximar os núcleos das fibras. Para este fim, três métodos básicos têm sido desenvolvidos :

- Retirada da maioria da camada de casca por meio de corrosão química.

- Remoção parcial da camada de casca em ambas as fibras por meio de um polimento mecânico controlado.

- Fusão de duas ou mais fibras após um leve entrelaçamento entre elas e um posterior aquecimento.

Seja qual for o tipo de acoplador escolhido, fibra ou óptica integrada, é possível produzir diferentes taxas de acoplamento pela simples variação das condições de propagação em cada um dos guias.

2.2 Características dos Acopladores.

Acopladores fibra são, na sua versão mais simples, constituídos de duas fibras ópticas paralelas separadas por uma distância d , conforme mostram as Figuras 2.1a e 2.1b, e são regularmente usados em diversas aplicações relacionadas a fibras ópticas [6-10]. Seus núcleos são bastante próximos de maneira que os modos fundamentais de propagação de cada núcleo sobrepõem-se parcialmente na região da casca entre os dois núcleos. Tal acoplamento de onda evanescente entre os dois modos provoca a transferência da potência óptica de um núcleo para o outro. Esta transferência de potência está diretamente relacionada com a potência crítica P_C , que é a potência necessária para se obter uma transferência de 50% entre os guias do acoplador. A potência crítica para um acoplador é dada por:

$$P_C = \frac{A_{eff} \lambda}{n_{NL} L_c} \quad (2.1)$$

em que A_{eff} representa a área de seção transversal efetiva do guia de onda, λ é o comprimento de onda no vácuo, n_{NL} é o índice de refração não linear e L_C é o comprimento de acoplamento necessário para a transferência de um guia para outro. Para o acoplador da Figura 2.1a, o comprimento L_C é definido como:

$$L_C = \frac{\pi}{2K} \quad (2.2)$$

sendo K o coeficiente de acoplamento linear entre os guias adjacentes. Como podemos verificar pelas equações (2.1) e (2.2), a potência crítica é inversamente proporcional ao comprimento de acoplamento.

De um modo geral, os acopladores, na sua configuração mais simples, são dispositivos de 4 portas (duas de entrada e duas de saída) cuja função é dividir coerentemente o feixe óptico incidente em uma das portas de entrada e direcioná-lo para as portas de saída.

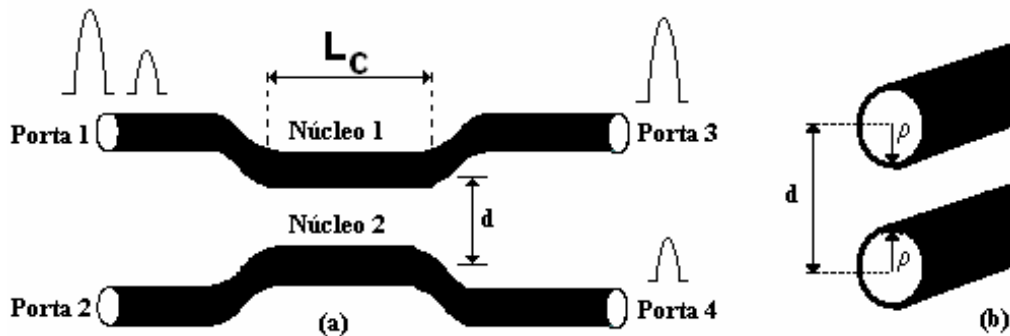


Figura 2.1a : Acoplador direcional não linear (NLDC) com uma ilustração esquemática do processo de chaveamento. Os pulsos aplicados na porta 1 aparecem em diferentes portas de saídas dependendo de suas potências de pico. Figura 2.1b : Seção transversal do NLDC.

Dependendo da potência de pico aplicada às entradas do acoplador, um pulso óptico pode ser direcionado para diferentes portas de saídas. A partir dos sinais aplicados à porta 1 do acoplador, Figura 2.1a, temos que para baixa potência de luz (abaixo da potência crítica), o dispositivo se comporta como um acoplador linear, ou seja, o feixe óptico se propaga periodicamente entre os guias que constituem o acoplador. Por causa do acoplamento evanescente, o sinal de baixa intensidade aplicado à porta 1 é completamente chaveado para a porta 4. Se o sinal aplicado à porta 1 do acoplador apresentar uma intensidade maior (acima da potência crítica), a potência de luz simplesmente emerge no mesmo guia (porta 3).

Para o acoplador das Figuras 2.1a e 2.1b, temos que d é a separação entre os centros dos núcleos das fibras e ρ o raio dos núcleos. Para que ocorra a interação entre os campos que se propagam nos guias do acoplador, a relação d/ρ usualmente varia entre 2 e 4 [11], ou seja, a relação d/ρ deve ser, no mínimo, da ordem do diâmetro do núcleo das fibras que constituem o acoplador [12].

2.3 Acopladores Direcionais e Contradirecionais.

Em um acoplador, se o sentido do campo chaveado for igual ao do campo incidente, esse acoplador é denominado acoplador direcional ou copropagante, caso o sentido seja contrário, ele é denominado contrapropagante ou contradirecional.

2.4 Acopladores Simétricos.

Na Figura 2.2 é apresentada a estrutura mais simples para um acoplador simétrico. Os acopladores são ditos simétricos quando seus núcleos apresentam mesmo raio ($\rho_1=\rho_2$) e também possuem iguais índices de refração ($n_1=n_2$). Em outras palavras, os acopladores são simétricos quando seus núcleos são idênticos sob todos os aspectos. No caso dos acopladores direcionais simétricos, a diferença de fase entre os dois modos dos núcleos é sempre zero.

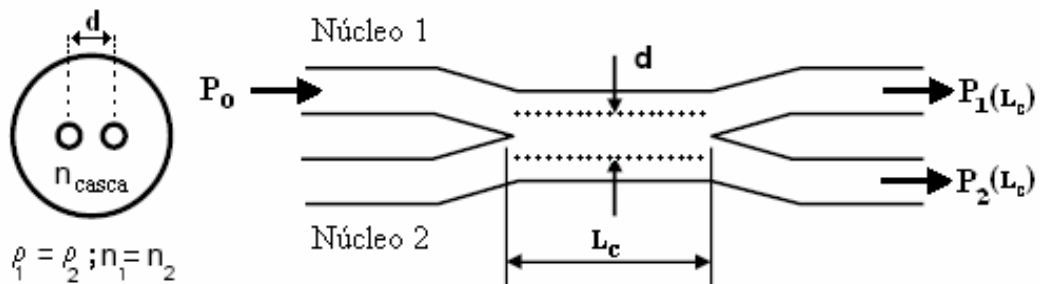


Figura 2.2: Acoplador Simétrico.

2.5 Acopladores Assimétricos.

Na Figura 2.3 é mostrada uma das estruturas para um acoplador assimétrico. Existem diversas formas pelas quais os núcleos de um acoplador tornam-se diferentes. Por exemplo, os núcleos podem ter diferentes formas ou tamanhos, diferentes propriedades dispersivas, podem ter diferentes dopagens ou bombeamento, ou ainda, um ou mais núcleos podem ser integrados com redes de Bragg, de modo que os efeitos não lineares, em acopladores assimétricos, têm atraído crescente interesse nos últimos anos [13-17]. O processo de acoplamento em um acoplador direcional assimétrico ocorre de uma forma mais complicada, comparativamente ao acoplador simétrico, devido a diferentes velocidades de fases nos dois núcleos.

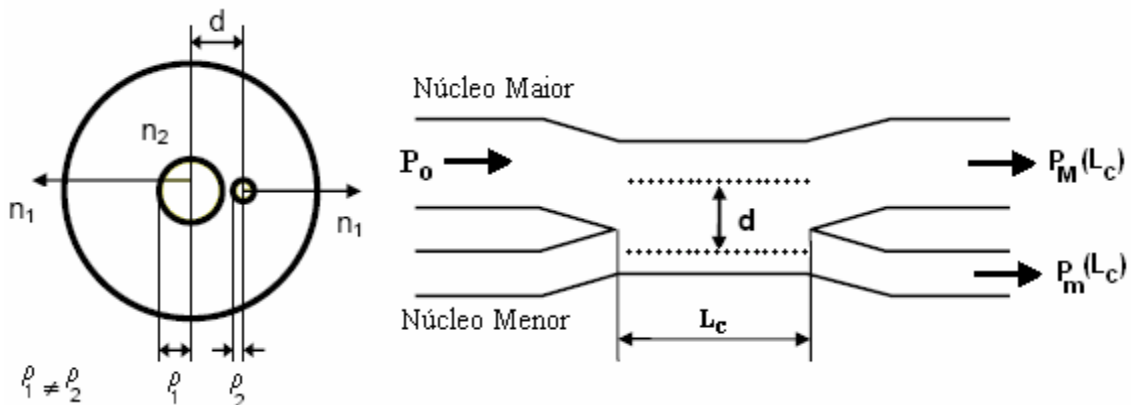


Figura 2.3: Acoplador Assimétrico. Os índices “M” e “m” referem-se respectivamente aos núcleos maior e menor.

2.6 Acoplador Direcional Não Linear (NLDC).

A partir das equações de Maxwell, é possível obter uma equação de onda para campos que se propagam em um meio dielétrico. Num guia planar ou numa fibra óptica, onde há ausência de cargas livres e propriedades magnéticas apreciáveis, temos que tanto a densidade de corrente J_f quanto a densidade de cargas são nulas. A equação geral que descreve a evolução de um campo óptico em um meio dielétrico é dada por [18]:

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = -\mu_0 \left[\frac{\partial^2 \mathbf{P}(\mathbf{E})}{\partial t^2} \right] \quad (2.3)$$

onde \mathbf{E} é o vetor campo elétrico, μ_0 é a permeabilidade do vácuo, \mathbf{P} é a densidade de polarização em função do campo elétrico e c é a velocidade da luz em função da permissividade ϵ_0 , sendo representada por:

$$c = \frac{1}{\epsilon_0 \mu_0} \quad (2.4)$$

A polarização $\mathbf{P}(\mathbf{r}, t)$ pode ser escrita em duas partes, uma linear, \mathbf{P}_L , e outra não linear, \mathbf{P}_{NL}

$$\mathbf{P}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{P}_L(\mathbf{r}, t) + \mathbf{P}_{NL}^{(3)}(\mathbf{r}, t) \quad (2.5)$$

que são respectivamente dadas por:

$$\mathbf{P}_L(\mathbf{r}, t) = \epsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \chi^{(1)}(t-t') \mathbf{E}(\mathbf{r}, t') dt' \quad (2.6)$$

$$\mathbf{P}_{NL}^{(3)}(\mathbf{r}, t) = \epsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \chi^{(3)}(t-t_1, t-t_2, t-t_3) \otimes \mathbf{E}_j(\mathbf{r}, t_1) \mathbf{E}_k(\mathbf{r}, t_2) \mathbf{E}_z(\mathbf{r}, t_3) dt_1 dt_2 dt_3 \quad (2.7)$$

onde $\chi^{(1)}$ é o tensor de susceptibilidade linear, enquanto $\chi^{(3)}$ é o tensor de susceptibilidade de terceira ordem, responsável pela geração de terceiro harmônico e pelo efeito não linear do tipo Kerr. Em particular, a parte real de $\chi^{(3)}$ está relacionada com o efeito Kerr ao passo que a

parte imaginária relaciona-se com o efeito Raman. Nesta dissertação, a não linearidade está relacionada somente com o efeito Kerr, uma vez que o estudo de efeito Raman está fora do escopo deste trabalho.

Na presença de $\chi^{(3)}$, observamos que o índice de refração $\mathbf{n}(\omega)$ depende do índice de refração não linear n_{NL} e da intensidade do campo. Este tipo de não linearidade é conhecida como Kerr. Em particular, podemos escrever o índice de refração como:

$$\mathbf{n}(\omega) = n_o(\omega) + n_{NL}|E|^2 \quad (2.8)$$

na qual [13]

$$n_{NL} = \frac{3}{8} \frac{\chi^{(3)}_{jkl}}{n_o(\omega)} \quad (2.9)$$

A não linearidade Kerr dá origem a vários efeitos, dependendo das condições com que o sinal óptico é bombeado no guia. Dentre eles estão a automodulação de fase (SPM), a modulação de fase cruzada (XPM) e a instabilidade modulacional. Inúmeras são as aplicações para esses efeitos, dentre elas podemos citar o chaveamento óptico, implementação de portas lógicas ópticas e compressão de pulsos [18].

De posse das equações (2.3) a (2.7), a teoria dos modos acoplados tem provado ser útil para descrever a operação de um acoplador não linear com perturbações não lineares não muito intensas e guias satisfatoriamente separados, sendo já bastante discutida e aceita. Jensen [19], em 1982, foi o primeiro a propor e a desenvolver uma equação que representasse a evolução da onda no acoplador duplo não linear. A propagação de uma onda contínua num acoplador duplo não linear, como o da Figura 2.1a, é dado por [19]:

$$i \frac{dA(z)}{dz} = i\alpha A + \gamma |A|^2 A + KB \quad (2.10a)$$

$$i \frac{dB(z)}{dz} = i\alpha B + \gamma |B|^2 B + KA \quad (2.10b)$$

em que \mathbf{A} e \mathbf{B} são as amplitudes dos campos nos núcleos, α representa a perda ou amplificação ao longo do acoplador, γ é o coeficiente de automodulação de fase (SPM), que é dado por [19]:

$$\gamma = \pm \frac{4Kn_{NL}L_C}{A_{eff}\lambda}. \quad (2.11)$$

2.7 Modelagem de Acopladores

No acoplador direcional, a propagação de pulsos nas fibras é acompanhada de interações entre os campos adjacentes. Para descrever a propagação de pulso neste dispositivo é necessária uma equação de evolução para cada uma das fibras que constituem o acoplador e cada equação deve conter o termo de acoplamento entre os guias. Nossa abordagem somente considera a presença dos efeitos devido a não linearidade do tipo Kerr e a dispersão de velocidade de grupo, β_2 . A modelagem do acoplador é feita por um sistema de equações diferenciais acopladas e este sistema está fundamentado na equação não linear de Schrödinger (NLSE), sendo o sistema que descreve um acoplador direcional de n fibras semelhantes dado por [20]:

$$i \frac{\partial A_j}{\partial z} - \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_j}{\partial T^2} + \gamma |A_j|^2 A_j + S_j(A_k, A_j, A_k^*, A_j^*) = 0 \quad j = 1, 2, 3, \dots, n \text{ e } k \neq j \quad (2.12)$$

Este sistema de equações para um acoplador com n núcleos acoplados tem n equações diferenciais. O índice j refere-se ao pulso que se propaga na fibra j , k nas demais fibras, e o asterisco representa o complexo conjugado do campo. O termo de acoplamento S_j depende do tipo de processo que gera o acoplamento considerado. Esses processos de acoplamento podem ser lineares ou não lineares nas amplitudes dos pulsos dos guias e ainda podem conter termos cruzados que dependem simultaneamente da amplitude do pulso em evolução e dos demais campos.

2.8 Acopladores Duplos.

Da NLSE escrevemos as equações que descrevem a dinâmica de um acoplador duplo, em que os efeitos de não linearidade do tipo Kerr, dispersão de velocidade de grupo e acoplamentos lineares são considerados. Assim para acopladores duplos como o da Figura 2.1a, temos:

$$i \frac{\partial A_1}{\partial z} + \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_1}{\partial T^2} + \gamma |A_1|^2 A_1 + K A_2 = 0 \quad (2.13a)$$

$$i \frac{\partial A_2}{\partial z} + \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_2}{\partial T^2} + \gamma |A_2|^2 A_2 + K A_1 = 0 \quad (2.13b)$$

onde A_j é a intensidade de campo no guia j ($j=1,2$), γ é o coeficiente de automodulação de fase e β_2 é a dispersão de velocidade de grupo.

O parâmetro β_2 na equação (2.12) pode assumir um valor positivo ou negativo. No regime de dispersão normal ($\beta_2 > 0$) os efeitos do GVD e SPM podem ser usados para técnicas de compressão de pulsos ao passo que no regime de dispersão anômalo ($\beta_2 < 0$) os efeitos do GVD e SPM permitem que o sistema suporte pulsos solitônicos.

No sistema de equações (2.13a e 2.13b) consideramos β_2 negativo, o que corresponde a um regime de dispersão anômala. Ao normalizar este sistema de equações obtemos.

$$i \frac{\partial u_1}{\partial \xi} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_1}{\partial \tau_N^2} + |u_1|^2 u_1 + C u_2 = 0 \quad (2.14a)$$

$$i \frac{\partial u_2}{\partial \xi} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_2}{\partial \tau_N^2} + |u_2|^2 u_2 + C u_1 = 0 \quad (2.14b)$$

onde u_1 e u_2 são, respectivamente, as amplitudes modais do campo nos núcleos 1 e 2, dadas por:

$$u_j = \frac{A_j}{\sqrt{P_0}} \quad (2.15)$$

sendo P_0 a potência de pico do pulso, com $j = 1,2$, e C é a constante de acoplamento normalizada, dada por:

$$C = L_D K \quad (2.16)$$

sendo o comprimento de acoplamento para o acoplador duplo dado por:

$$L_c = \frac{\pi}{2K} \quad (2.17)$$

2.9 Acopladores Ativos.

As perdas da fibra são, geralmente, descartadas no contexto dos acopladores ópticos. Isto é justificado tendo em vista os pequenos comprimentos de fibra usados na prática (tipicamente $L < 10\text{m}$) e também pelas baixas perdas associadas às fibras de sílica. A situação é diferente quando um, ou mais núcleos do acoplador são dopados com elementos de terras raras, tais como Érbio. O núcleo dopado absorverá considerável luz quando o comprimento de onda desta estiver próximo da ressonância atômica ou amplificará o sinal propagado se o núcleo é externamente bombeado para fornecer ganho. O nível de bombeamento pode ser diferente para os núcleos, resultando em diferentes ganhos ou perdas. Por causa das diferenças na quantidade de ganho ou perda nos núcleos, acopladores dopados têm assimetria, mesmo se ambos os núcleos forem idênticos na forma e tamanho. Tais acopladores são, às vezes, chamados de acopladores direcionais ativos e podem ser usados para uma variedade de aplicações. Para compreender o funcionamento de tais acopladores, tomemos as equações 2.14a e 2.14b, mas adicionando um termo extra, o ganho.

$$i \frac{\partial u_1}{\partial \xi} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_1}{\partial \tau_N^2} + |u_1|^2 u_1 + C u_2 = \frac{i}{2} g_1 L_D \left(u_1 + b \frac{\partial^2 u_1}{\partial \tau_N^2} \right) \quad (2.18a)$$

$$i \frac{\partial u_2}{\partial \xi} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_2}{\partial \tau_N^2} + |u_2|^2 u_2 + C u_1 = \frac{i}{2} g_2 L_D \left(u_2 + b \frac{\partial^2 u_2}{\partial \tau_N^2} \right) \quad (2.18b)$$

onde g_1 e g_2 são os coeficientes de ganho cujos valores dependem do nível de bombeamento.

O parâmetro $b=(T_2/T_0)^2$ quantifica a largura de banda finita do ganho. Ele origina-se a partir da dependência da frequência para o ganho aproximado $\mathbf{g}_j(\omega) = g_j(1 - \omega^2 T_2^2)$, onde T_2 é o tempo de relaxamento dos dopantes e está inversamente relacionado com a largura de banda do ganho. Para pulsos de picosegundos ($> 5\text{ps}$ de largura) o espectro é bastante estreito para todas as componentes da frequência e o parâmetro b pode, então, ser desprezado. Na ausência de bombeamento, g_j torna-se negativo e quantifica as perdas induzidas no j -ésimo núcleo. Chaveamento solitônico em acopladores de fibra ativos tem sido analisado numericamente escolhendo GVD anômalo e fazendo $g_1=g_2=g_0$ e $b=0$ nas equações 2.18a e 2.18b.

Na Figura 2.4 são mostradas melhorias no chaveamento de pulso picosegundos ocorrendo por causa da amplificação, para acopladores de comprimento $L_C = \frac{\pi}{2K}$, escolhendo $K=0,25$ e $g_0L_D=0,3$ [21]. Algumas características são dignas de nota: o limiar de chaveamento é reduzido por um fator de 2, o chaveamento é mais acentuado e pequenas mudanças da potência de pico pode chavear um sóliton de um núcleo a outro, e finalmente, o chaveamento é melhorado por causa da amplificação fornecida pelo acoplador. Na Figura 2.4, a curva sólida refere-se a um acoplador duplo direcional ativo com ganho em ambos os núcleos e a curva pontuada mostra o comportamento para um acoplador direcional sem ganho.

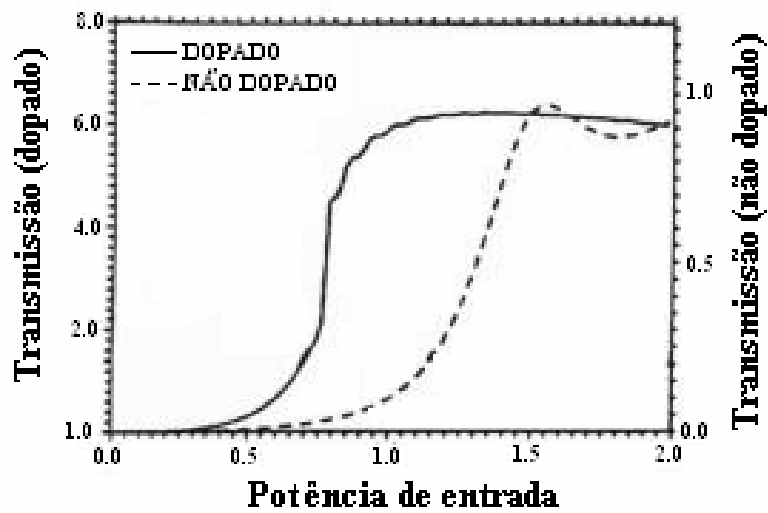


Figura 2.4: Características de chaveamento para um acoplador com dopagem e outro sem dopagem [6].

2.10 Referências Bibliográficas

- [1] J. W. M. Menezes, W. B. de Fraga, G. F. Guimarães, A. C. Ferreira, H. H. B. Rocha, M. G. da Silva e A. S. B. Sombra. *Opt. Commun.* 276, 107 – 115 (2007).
- [2] W. B. Fraga, J. W. M. Menezes, M. G. da Silva, C. S. Sobrinho e A. S. B. Sombra, *Opt. Commun.* 262 (1), 32-37 (2006).
- [3] J. S. Almeida, J. W. M. Menezes, W. B. Fraga, J. C. Sales, A. C. Ferreira, S. P. Marciano, A. F. G. Furtado Filho, M. G. Silva e A. S. B. Sombra. *Fiber and Integrated Optics*, 26 (4), 217-228 (2007).
- [4] C. C. Yang, A. J. S. Wang. *IEEE J. QE-28*, 28 (1992).
- [5] M. N. Islam. *Ultrafast fiber switching devices and systems*, Cambridge University Press, AT&T Bell, Laboratories Division.
- [6] G. P. Agrawal (2001). *Applications of Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press, New York.
- [7] V. J. Tekippe (1990). *Fiber Integ. Opt.* 9, 97.
- [8] P. E. Grenn (1993). *Fiber-Optic Networks*, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ. Chap.3.
- [9] J. Hecht (1999). *Understanding Fiber Optics*, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ. Chap. 15.
- [10] A. K. Ghatak e K. Thyagarajan (1999). *Introduction to Fiber Optics*, Cambridge University Press, New York, Chap. 17.
- [11] K. S. Chiang (1995). *Opt. Lett.* 20(9), 997.
- [12] S. Droulias e *et al.*(2004). *Switching dynamics in nonlinear directional fiber couplers with intermodal dispersion*, *Opt. Comm.*, Vol. 240, pp. 209-219.
- [13] P. B. Hansen e *et al.*(1995). *Opt. Commun.*, 119, 178.
- [14] B. A. Malomed (1995). *Phys. Rev. E.* 51, R.864.
- [15] B. A. Malomed (1996). e *et al.*, *Phys. Rev. E.* 53, 4084.
- [16] D. J. Kaup (1997). and *et al.*, *Asymmetric solitons in mismatched dual-core optical fibers*, *J. Opt. Soc. Am B* vol14, pp 1199.
- [17] D. J. Kaup. e B. A. Malomed (1998). *J. Opt. Soc. Am. B.*15, 2838.
- [18] G. P. Agrawal (2001). *Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press, New York, Terceira Edição.
- [19] S. M. Jensen (1982). *The nonlinear coherent coupler*, *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol QE-18, pp. 1580-1583.

[20] G. D. Peng e A. Ankiewicz (1992). *Fundamental and second order soliton transmission in nonlinear directional fiber coupler*, Int. J. Non. Opt. Phy. 1, 135.

[21] J. Wilson e et al.(1991). Soliton switching in an erbium-doped nonlinear fiber coupler, Opt. Lett., 16, 1653.

Capítulo 3

Estudo de Operações Lógicas por um NLDC sob Modulação por Posição de Pulso (PPM)

Neste capítulo, é analisada a possibilidade da realização de operações lógicas pelo NLDC duplo, na configuração simétrica. O NLDC é adequado para esta aplicação, pois é capaz de garantir o processamento e a transmissão da informação em níveis ultra-rápidos.

Nesta nova aplicação, os pulsos ópticos iniciais têm seus parâmetros ajustados T_0 e $P_0^{(N)}$, de acordo com as características do meio, para se estabelecer à propagação de sólitons fundamentais, modulados nos níveis lógicos 0 e 1, através da codificação ou modulação por posição de pulso, PPM. Inicialmente, considerando portas lógicas de duas entradas, utilizam-se as quatro possíveis combinações para dois pulsos, com informação modulada nos níveis lógico 0 ou 1, para se verificar a realização de operações lógicas pelo NLDC. Os dois pulsos, que serão introduzidos nas entradas (1) – fibra 1 e (2) – fibra 2 do NLDC duplo, podem ser provenientes de um sistema de transmissão digital, operando com PPM. Na análise desta aplicação, neste capítulo, tal sistema é substituído por um modulador PPM, onde é possível controlar o valor e o sentido do deslocamento temporal, aplicado ao pulso de entrada, permitindo estabelecer a análise das quatro possíveis combinações a serem estudadas. Em seguida, são investigados e os efeitos de uma variação no parâmetro de ajuste da modulação PPM $|\tau|$, ou seja, no deslocamento inicial do pulso em relação ao pulso referencial ou informação não modulada. Deslocamentos para a esquerda do referencial representam nível lógico 0 e, para a direita, nível lógico 1. As linhas de erro PPM determinam as regiões na qual o pulso nas respectivas saídas do NLDC aparece modulado em 0, 1 ou se apresenta erro. Sempre ocorre erro quando o pulso de saída apresenta um deslocamento, tanto para a esquerda quanto para a direita, maior do que o parâmetro de ajuste da modulação $|\tau|$, estabelecido no processo de modulação da informação.

Foi utilizada uma diferença de fase entre os pulsos de entrada devidamente modulados, a fim de se obter as portas E e OU. No estudo deste capítulo, este controle de fase pode ser realizado, aplicando-se uma fase no pulso na fibra 1 ou fibra 2, na entrada do NLDC. O estudo ainda leva em conta uma análise que considera apenas os efeitos simultâneos da automodulação de fase (SPM) e dispersão por velocidade de grupo (GVD), discutidas no Capítulo 1. O objetivo é estabelecer situações, para o parâmetro de ajuste da modulação PPM

e diferença de fase entre os pulsos modulados, onde seja possível montar as tabelas verdades correspondentes à realização de operações lógicas E e OU, sem inserir erro PPM, considerando as quatro combinações possíveis dos dois pulsos na entrada do NLDC.

3.1 Aplicações Ópticas com Chaveamento Ultra-Rápido

Modernas tecnologias de processamento da informação têm levado a um crescimento nos serviços básicos de telecomunicações exigindo, portanto, maiores taxas de transmissão e menores custos por bit transmitido. A rede mundial de computadores, os sistemas de televisão a cabo e telefonia, são os grandes responsáveis pela crescente procura de serviços confiáveis, rápidos e de menor custo.

O aumento da velocidade no tráfego de informações transportadas em um canal de dados continua crescendo a cada dia, permitindo o uso de novas aplicações e ampliando, assim, a consolidação de atividades que dependem cada vez mais da transferência de informações. Setores como energia, indústria, comércio, serviços de saúde e educação, que já estão ancorados a uma vasta rede de sistemas, trabalhando em níveis locais, nacionais e mundiais, são a prova mais evidente de como a tecnologia da informação ampliou os ganhos particulares de cada setor. Tudo isso tem fomentado a busca, sempre renovada, de sistemas e produtos que respondam à demanda crescente dos mercados internacionais, impulsionando, direta e indiretamente, o interesse científico e tecnológico no estudo de dispositivos que funcionem como elementos capazes de processar informações em velocidades ultra-rápidas. O motivo do interesse científico e tecnológico em tais dispositivos está centrado, principalmente, em saber que o mais previsível, a longo prazo, é utilizar-se da grande largura de banda disponível pela fibra óptica, a qual pode chegar a 40 THz na região de baixas perdas ópticas (1,3 - 1,6 μm), e que a forma de explorar esta vantagem em sistemas OTDM, usando a fibra como canal de comunicação, requer o desenvolvimento de dispositivos capazes de realizar o processamento da informação com velocidades superiores às usadas pelos dispositivos opto-eletrônicos atuais [1].

Existe uma expectativa de que os futuros sistemas de chaveamentos demandem o processamento de dados na ordem de terabits por segundo (Tbits/s). O terabit por segundo, do ponto de vista das pesquisas, faz referência a um valor de taxa de transmissão crucial, uma vez que aponta para sistemas que devem exigir dispositivos e arquiteturas diferentes das usadas atualmente. Tais sistemas futuros podem usar alguns aspectos do chaveamento de fótons, para tomar proveito das propriedades inerentes à óptica. A óptica pode ser

beneficemente utilizada, por exemplo, em interconexões fotônicas, operações lógicas altamente paralelas; e dispositivos de chaveamento ultra-rápidos. Nas duas primeiras aplicações, o processamento em (Tbits/s) pode ser alcançado a partir de arranjo maciçamente paralelo de dispositivos opto-eletrônicos, operando em velocidades de MHz. Por outro lado, a terceira aplicação é serial por natureza e implica na utilização de dispositivos com velocidades próximas do (Tbits/s). O processamento serial rápido requer dispositivos ultra-rápidos e a velocidade final é obtida será encontrada em sistemas totalmente fotônicos, isto é, os sinais permanecem como fótons através de todo o sistema [2].

No bojo destas exigências, o que se percebe, nas últimas décadas, é o aumento do interesse no processamento de sinais totalmente ópticos, que possam suplantar os limites de velocidade dos processadores eletro-ópticos, atualmente hegemônicos. Nestes sistemas de processamento de sinais totalmente ópticos, portas lógicas ópticas ultra-rápidas, figuram como dispositivos essenciais, tendo em vista sua habilidade em processar sinais ópticos em velocidades superiores e adequadas a esta nova tecnologia. Portas lógicas fazem parte de uma categoria de dispositivos na qual uma operação Booleana é executada com base nos valores dos sinais de entrada. A lógica, em si, é uma ferramenta poderosa, uma vez que possibilita uma distribuição inteligente da informação ao longo do sistema, no sentido de que um fluxo de dados pode controlar outro. Esta é uma das razões que tornam a operação dos sistemas eletrônicos modernos já baseados na lógica digital [1].

A bibliografia contemporânea do ramo de dispositivos ópticos traz uma gama de pesquisas feitas sobre os mais variados tipos de portas lógicas opto-eletrônicas [3-4]. Entretanto, embora a capacidade de processamento de tais dispositivos ainda seja razoável, existe a necessidade iminente na qual as taxas de transmissão superiores devem suprir a demanda. Aplicações potenciais para portas ultra-rápidas em redes de telecomunicações, incluem: redes de área local, permuta de *time slot*, leitor de cabeçalho, no chaveamento de pacotes de informação, e multiplexadores / demultiplexadores em sistemas de fibras ópticas de alta performance. Este são alguns exemplos de funções de chaveamento no domínio do tempo nos quais, o limite do sistema, é a largura de banda de alguns componentes críticos. Em adição, redes de computadores podem beneficiar-se através da sincronização e comunicação entre o processador e a memória, ou mesmo entre múltiplos processadores. Finalmente, portas lógicas ultra-rápidas podem ser usadas para a codificação e decodificação de sinais em altas velocidades, garantindo a segurança na transmissão da informação [1]. Já existem várias pesquisas feitas sobre portas lógicas, totalmente ópticas, utilizando dispositivos

como acopladores [5-7], interferômetros [8], e guias de ondas planares, operando com pulsos ópticos a taxas de aproximadamente 50 Gbits/s [9].

Dispositivos e sistemas totalmente ópticos estão ainda em estágio inicial de desenvolvimento, de maneira que existem diversas áreas tecnológicas que requerem maiores inovações, antes de poderem prosperar. O fator crucial ainda é como diminuir a energia de chaveamento sem aumentar o tamanho do dispositivo. Neste ponto, o problema fundamental, em sistemas com taxas de Tbits/s, surge nas limitações da fonte de alimentação (*laser*). A potência média requerida por uma porta, é igual à taxa de bits vezes a energia de chaveamento. Isto significa que, para o dispositivo chavear uma energia de um picojoule por bit, necessita-se de uma potência média de 1 W atuando como fonte de alimentação. Os lasers devem prover esta potência em altas taxas de repetição, com pulsos curtos em comprimentos de ondas compatíveis com o resto do sistema. Novos materiais não lineares devem, também, ser estudados, com o objetivo de tornar os dispositivos mais compactos, reduzindo o tempo de latência (atraso da entrada para a saída) e aumentando a estabilidade térmica. Uma limitação é a não existência de uma memória de acesso aleatório totalmente óptica uma vez que as soluções para este problema ainda não foram encontradas. Por outro lado, a necessidade para o acesso aleatório de memória é discutível, pois o tempo de latência no acesso à memória pode ser prejudicial. Embora comumente omitidos, são necessários, para períodos de bits da ordem de picosegundos, circuitos com precisão no tempo de sincronização. Finalmente, para que esta nova tecnologia possa ser realmente impactante, as arquiteturas devem ser confeccionadas observando-se o fato de que a largura de banda seja usada para aumentar a capacidade do sistema. Potenciais aplicações para redes metropolitanas e locais, que utilizam portas lógicas ópticas ultra-rápidas em sistemas de computadores e memória de acesso aleatório totalmente óptico, precisam ainda ser exploradas [1].

O campo tecnológico alcançou sua hegemonia atual por causa de uma combinação de conhecimentos de chaveamentos fotônicos, técnicas de geração de pulsos ultracurtos, óptica não linear e a tecnologia de fibras ópticas. Por esta razão, fibras continuam sendo a base de testes para novas arquiteturas de chaveamento óptico. Ademais, dispositivos ou sistemas deverão usar sólitons para chaveamento e transmissão [1].

3.2 Modulação por Posição de Pulsos Solitônicos

A principal característica dos sólitons fundamentais, a qual pode ser utilizada em operações de chaveamento, é atuar em muitas aplicações como um bit de dados de

informação, ou seja, o pulso inteiro pode ser chaveado como uma única unidade, tendo em vista que a fase é uniforme através de todo o pulso. Esta característica é importante, pois permite a obtenção do cascadeamento de várias portas. Em adição, devido o pulso ser balanceado por forças contrárias, durante a propagação, os sólitons tornam-se estáveis frente a muitas perturbações, como a birrefringência ou dispersão por modo de polarização (PMD). Além disso, sólitons fundamentais permitem um pulso com área constante, o que implica em dizer que, após o pulso passar através de um amplificador, sua forma e amplitude podem ser restauradas. Para sistemas de chaveamento no domínio do tempo, com taxas de Tbits/s e pulsos com larguras temporais da ordem de picosegundos, existem várias outras razões pelas quais os sólitons têm vantagens particulares. O chaveamento totalmente óptico pode utilizar as propriedades únicas dos sólitons, como a instabilidade modulacional e as colisões elásticas. A natureza dos sólitons, como partícula, pode implicar numa energia de chaveamento muito baixa, uma vez que uma pequena mudança de frequência pode ocasionar um grande deslocamento no tempo [1]. Conseqüentemente, o chaveamento de sólitons permite levar em conta desenvolvimentos tecnológicos como os amplificadores construídos em fibras ópticas.

A possibilidade do uso de sólitons para a transmissão de informação digital, começou a surgir devido, principalmente, ao desenvolvimento de amplificadores ópticos, como uma forma de amenizar o efeito da perda na fibra óptica [10]. Em princípio, a capacidade de tal sistema de comunicação pode mostrar-se extremamente elevada, com taxas de vários milhares de Gbits/s através de distâncias muito longas. Entretanto, algumas limitações práticas restringem a capacidade destes sistemas [11]. A máxima taxa de transmissão não é simplesmente relacionada à largura temporal do pulso, como no caso dos sistemas lineares de comunicação. Existe a interação não linear entre sucessivos pulsos solitônicos. Portanto, para minimizar os efeitos da interação entre sólitons vizinhos, mantendo-a em níveis aceitáveis, deve-se, além de estabelecer um limite na distância de propagação, separar os pulsos, inicialmente, por várias vezes sua própria largura temporal (Δt_j). Os efeitos de ruídos em canais de comunicação não lineares são consideravelmente mais complicados do que no caso linear. Particularmente, a transmissão de sólitons, sobre distâncias muito longas, requer amplificação periódica, para compensar a dissipação do sóliton devido à atenuação na fibra. O processo de amplificação introduz ruídos que interagem com os sólitons e afetam o processo de propagação não linear [12].

Na propagação de um sóliton, é possível aparecer perturbações causadas pela presença de outros sólitons na sua vizinhança. Estas perturbações são devidas à combinação dos

campos ópticos não satisfazerem à equação não linear de Schrödinger. Resolvendo numericamente a equação NLSE, é possível compreender todo o processo de interação. Para esta análise admite-se, como condição inicial, a presença de dois sólitons vizinhos, de acordo com a Equação (3.1) [13]:

$$A(0,T) = A_{1e} \operatorname{sech} \left[\frac{(T - T_r - T_{1e})}{T_0} \right] \exp(i\Phi_{1e}) + A_{2e} \operatorname{sech} \left[\frac{(T - T_r - T_{2e})}{T_0} \right] \exp(i\Phi_{2e}). \quad (3.1)$$

Na Equação (3.1), (A_{1e}, A_{2e}) e (Φ_{1e}, Φ_{2e}) são, respectivamente, as amplitudes e fases de cada um dos pulsos sólitons fundamentais. Além disso, (T_{1e}, T_{2e}) é o deslocamento temporal, para a direita e para a esquerda, respectivamente, do pico do pulso em relação ao tempo referencial (T_r) , sendo a separação inicial dada por $T_{1e} + T_{2e}$. Permitindo que os pulsos tenham fases e/ou amplitudes diferentes, é possível estabelecer diferentes comportamentos para os sólitons fundamentais. Nesse contexto, têm-se duas situações a serem consideradas: interação entre sólitons com amplitudes iguais e diferentes. Na primeira situação, ocorre uma repulsão quando existe um defasamento no início da propagação, ou seja $\Phi_{1e} \neq \Phi_{2e}$, e uma atração quando os sólitons encontram-se em fase, isto é $\Phi_{1e} = \Phi_{2e}$. Nesta interação surge uma atração, seguida de um colapso, para logo após acontecer a repulsão entre os dois pulsos, de forma que essa seqüência ocorre periodicamente. Esse comportamento confirma que o potencial envolvido na interação entre sólitons ópticos é simétrico, pois, após o colapso os pulsos recuperam sua forma original. Quando os sólitons têm amplitudes diferentes, o comportamento se altera por completo. Para o caso de sólitons em fase ($\Phi_{1e} = \Phi_{2e}$), o colapso tende a desaparecer. Para dois sólitons fora de fase ($\Phi_{1e} \neq \Phi_{2e}$), que antes se repeliam, a repulsão tende a desaparecer [14].

Dentro do contexto desta dissertação, modulação é o processo pelo qual dados digitais na forma eletrônica são convertidos para sinais ópticos, que podem ser transportados através da fibra óptica. O primeiro passo no projeto de um sistema de comunicação óptico é decidir como o sinal elétrico é convertido em um sinal óptico, levando a mesma informação contida no sinal elétrico. O esquema de modulação mais simples e mais amplamente usado é chamado de chaveamento liga-desliga (OOK), o qual é usualmente realizado de duas possíveis

maneiras: A primeira é usando a modulação direta, na qual os sinais são convertidos através do nível de corrente aplicado diretamente à fonte óptica, que neste caso pode ser um laser semiconductor. O impulso de corrente aplicado ao laser semiconductor, é ajustado acima do limiar de decisão para o bit 1 e abaixo para o bit 0. A segunda maneira, de realizar a modulação (OOK), surge do fato de que, muitos outros lasers, como o DFB, são fontes de onda contínua podendo serem modulados diretamente, sendo que para algumas aplicações as conseqüências do gorjeio (chirping) inserido são prejudiciais e para outras não. Estes lasers requerem um modulador externo e tornam-se essenciais em transmissores para sistemas de comunicação que utilizam o sóliton como bit de informação [15].

A modulação OOK pode usar diferentes formatos de sinais. Os formatos de sinais mais comuns são conhecidos como: Retorno a Zero (RZ) e Não Retorno a Zero (NRZ), os quais estão ilustrados na Figura 3.1. No formato RZ, cada pulso óptico representando o bit 1, é mais estreito do que o time slot, de modo que sua amplitude retorna a zero antes da duração do time slot acabar. Por outro lado, no formato NRZ, o pulso óptico permanece ao longo de toda a duração do time slot, de forma que sua amplitude não decresce a zero entre dois ou mais bits 1's sucessivos. Como resultado, a largura do pulso varia dependendo do padrão de bits, o que não acontece no formato RZ. Uma vantagem do formato NRZ é que a largura de banda associada com o fluxo de bits, é menor do que no formato RZ por um fator de 2, simplesmente porque as transições de retorno a zero, ocorrem menos vezes. Entretanto, seu uso requer um controle preciso na largura temporal do pulso e pode resultar em muitos efeitos que dependem do padrão de bits, se o pulso óptico se alargar durante a transmissão [16].

O formato de sinalização NRZ não pode ser usado para sistemas de comunicações ópticas quando os sólitons são usados como bits de informação, pois sua solução analítica para $|T| \rightarrow \infty$ só permanece válida, numa seqüência de pulsos, quando um sóliton individual mantém-se perfeitamente isolado [17]. Portanto, o sóliton só pode ocupar uma pequena fração do time slot, usualmente não superior a mais do que 20 % deste. A presença de outros pulsos perturba a propagação dos sólitons, fazendo surgir forças de atração e repulsão pois, como foi dito, pulsos do tipo sóliton interagem mutuamente. Assim, sistemas de comunicações que utilizam sóliton como bit de informação, geralmente usam um esquema de modulação OOK como formato de sinalização RZ. No transmissor, o processo de modulação é realizado por uma chave liga-desliga, colocada na frente da fonte de laser. As informações originais, ainda em formato de sinal elétrico, podem estar na forma analógica, mas são, invariavelmente, convertidos em um fluxo de bits, no formato NRZ, para em seguida serem aplicados ao

modulador externo, gerando a seqüência de pulsos no formato RZ. Isto evita problema de chirping (gorjeio) no pulso gerado, devido à modulação realizada diretamente no laser semiconductor. De fato, já existem disponíveis comercialmente transmissores que incluem um laser, um modulador externo e um circuito de estabilização do comprimento de onda, compactados em um único dispositivo. Na Figura 3.1 é mostrado um fluxo de bits solitônicos modulados com formato de sinal RZ óptico, onde a taxa de transmissão B é calculada pela equação:

$$B = \frac{1}{\Delta t_B} = \frac{1}{(T_{1e} + T_{2e})}. \quad (3.2)$$

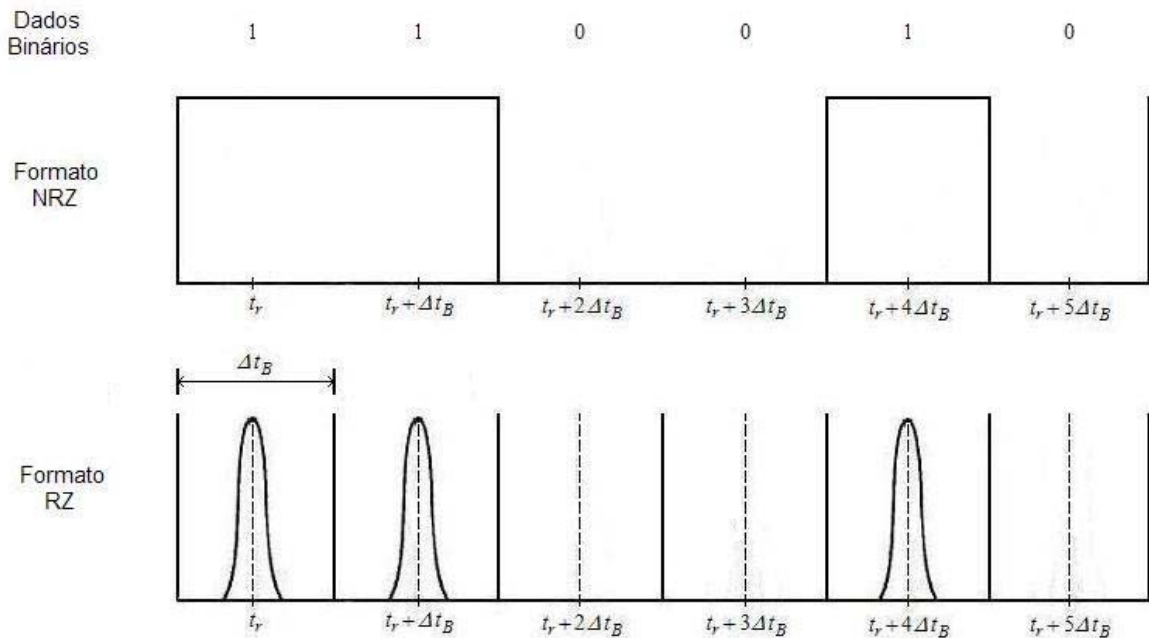


Figura 3.1: Fluxo de pulsos solitônicos com modulação OOK no formato RZ, correspondendo à seqüência de dígitos binários (110010).

O PPM surgiu como uma forma de codificar a informação contida em uma seqüência de bits, utilizando o chaveamento liga-desliga (OOK), onde a presença do pulso dentro do time slot, representa bit 1 e sua ausência bit 0. Cada código que vai representar uma determinada quantidade e seqüência de bits, pode ser encontrado permitindo que um grupo de M_B time slots contenha um único nível lógico 1 e $M_B - 1$ níveis lógicos 0. Sendo assim, cada posição possível de colocar o pulso dentro da seqüência de M_B time slots, pode resultar em um novo código. Os códigos PPM são ortogonais, desde que não exista nenhuma superposição entre

pulsos em qualquer par de códigos. Por isto, o arranjo de cada seqüência de $\log_2(M_B)$ bits transmitidos, passa a ser representado por um código único de M_B time slots, predeterminado de acordo com a posição do pulso dentro da seqüência de time slots. Portanto, no transmissor o codificador mapeia blocos de $L_B = \log_2(M_B)$ bits consecutivos, transformando-os em um código único PPM de $M_B = 2^{L_B}$ time slots. Após estabelecer a sincronização entre time slot e código, o receptor detecta a seqüência e os códigos PPM presentes na informação recebida, através da determinação de qual dos M_B time slots contém o pulso *laser*, para em seguida executar a operação de mapeamento inversa, de forma a fornecer o fluxo de bits correspondente a informação transmitida [18]. Cada palavra PPM decodificada corretamente transporta L_B bits de informação. Entretanto, o receptor deve operar com uma largura de banda efetiva muito maior do que necessita a taxa de dados real, para efetuar a operação de decodificação. Se cada bit tem Δt_B segundos de duração, então L_B bits levam $\Delta t_B L_B$ segundos para serem transmitidos. Isto significa que o receptor deve processar $M_B = 2^{L_B}$ time slots, em $\Delta t_B L_B$ segundos, para evitar o sobrecarregamento de dados. A taxa de processamento do sistema (transmissor e receptor) deve ser, portanto, um fator de $2^{L_B}/L_B$ vezes maior do que a taxa de bits transmitidos, implicando em uma expansão da largura de banda requerida por uma quantidade correspondente. Quando L_B torna-se grande, esta expansão na largura de banda pode mostrar-se severa, acabando por limitar o processamento da informação do sistema devido às limitações na taxa de amostragem [19].

Uma extensão natural da técnica de modulação por posição de um único pulso, é usar dois ou mais pulsos dentro da seqüência de M_B time slots, para transportar a informação através de códigos. Isto pode ser realizado colocando mais do que um pulso em todas maneiras possíveis entre M_B time slots, gerando um número maior de palavras, quando M_B é grande. Entretanto, nem todos os códigos são ortogonais e o número de palavras geradas não é necessariamente uma potência de 2, complicando, assim, a operação de codificação [20]. Contudo, se comparado com a melhor estratégia de modulação por posição de um único pulso (PPM), a modulação por posição de múltiplos pulsos (MPPM) tem propriedades desejáveis como, por exemplo, o potencial para reduzir significativamente os requerimentos de largura de banda em uma potência média fixa, ou aumentar o processamento da informação em uma dada largura de banda, sem incorrer em penalidades significantes no desempenho do sistema. Em uma modulação MPPM, com N_B pulsos e M_B time slots, existem $\binom{M_B}{N_B}$ palavras,

correspondendo às possíveis maneiras de preencher M_B time slots com N_B pulsos. Quando $N_B > 1$, o mapeamento dos bits de informação para os códigos MPPM, torna-se mais complicado, visto que, neste caso, $\binom{M_B}{N_B}$ não é mais uma potência de 2, isto é, cada palavra de múltiplos pulsos, corresponde a um número de bits não inteiros. Esta complicação pode ser evitada através do uso de um subconjunto MPPM com tamanho de $2^{\lceil \log_2 \binom{M_B}{N_B} \rceil}$, o que por sua vez acaba reduzindo, também, o processamento [21].

Para investigar o efeito do uso de sólitons e suas limitações para transmissão de informação digital, outros processos de modulação por posição de pulso são também estudados. Nestes outros processos, os formatos dos sinais modulados são semelhantes ao formato RZ da modulação OOK, no sentido de que os pulsos retornam a zero antes do tempo do time slot acabar. Entretanto, os níveis lógicos 1 e 0, são sempre representados pela presença de um pulso, dentro do time slot. Neste caso, a modulação é realizada pela posição temporal do pulso dentro de cada time slot. Da mesma forma que antes, é possível determinar códigos para transmitir a informação. Neste caso, sempre se tem múltiplos pulsos, de forma que a maneira que surge para aumentar o número de palavras possíveis, não está mais relacionada diretamente com a quantidade de pulsos, e sim apenas com a escolha do número de níveis lógicos que vão representar 1's e 0's, dentro da seqüência de M_B time slots. A principal motivação para o estudo de sólitons modulados pela posição temporal, surge do fato de que o PPM aplicado em pulsos curtos permite uma maior taxa de transmissão do que a mesma modulação aplicada em pulsos largos, e pulsos intensos exibem uma relação sinal/ruído maior do que os pulsos fracos [22]. Conseqüentemente, pulsos intensos e curtos são desejáveis para a aplicação do PPM.

O PPM que é abordado nesta dissertação, consiste no deslocamento da posição temporal original do pulso óptico, por pequenos valores quantificados por τ . Para deslocamentos com acréscimo de tempo ($+\tau$), a modulação representa o nível lógico 1 e para deslocamentos com decréscimo de tempo ($-\tau$) em relação ao mesmo tempo referencial T_r , a modulação representa o nível lógico 0 (veja Figura 3.2). Na Figura 3.3(a) mostrado o exemplo de uma seqüência de pulsos não modulados, onde cada pulso está exatamente no centro de um intervalo de tempo (Δt_B) predefinido (time slot). Em seguida, na saída de um modulador PPM [23], os pulsos são deslocados temporalmente de $\pm\tau$, de acordo com a seqüência de bits 110010, Figura 3.3 (b). Caso o pulso modulado como nível lógico 1 seja colocado fora da sua

posição, em qualquer fase do processo de transmissão da informação, por um deslocamento superior a $+\tau$, então o bit 1 em questão corresponderá, neste momento, ao nível lógico 0, se o deslocamento for com decréscimo de tempo. Se o deslocamento, superior a $+\tau$, for com acréscimo de tempo, o bit 1 pode ainda permanecer dentro de seu time slot, ou até mesmo, dependendo do tamanho do deslocamento, ser interpretado como bit 0 no time slot consecutivo. Por este motivo, torna-se importante estabelecer que o máximo deslocamento do pulso modulado em qualquer fase do processo de transmissão seja menor do que $|\tau|$ (parâmetro de ajuste da modulação), mantendo os efeitos resultantes da interação entre sólitons vizinhos, em níveis aceitáveis, de forma a garantir a manutenção da taxa de transmissão do sistema. Pela própria definição da modulação por posição de pulso (veja Figura 3.4), correspondendo ao bit 1, em todos os casos onde o pulso em questão apresente um deslocamento superior a $+\tau$, são considerados como erro PPM [24]. O mesmo raciocínio é aplicado à modulação do nível lógico 0. Devido a estes fatos, no PPM, a estabilidade do pulso durante a propagação, torna-se um fator muito significativo. Uma alta estabilidade foi demonstrada pela propagação simultânea de duas seqüências infinitas e periódicas de pulsos sólitons, intercaladas nos regimes de dispersão normal e anômalo, sob modulação PPM na faixa de $|\tau| \leq 0,3 \text{ ps}$, em uma fibra óptica monomodo, permitindo velocidades de transmissão em torno de 300 Gbits/s [25].

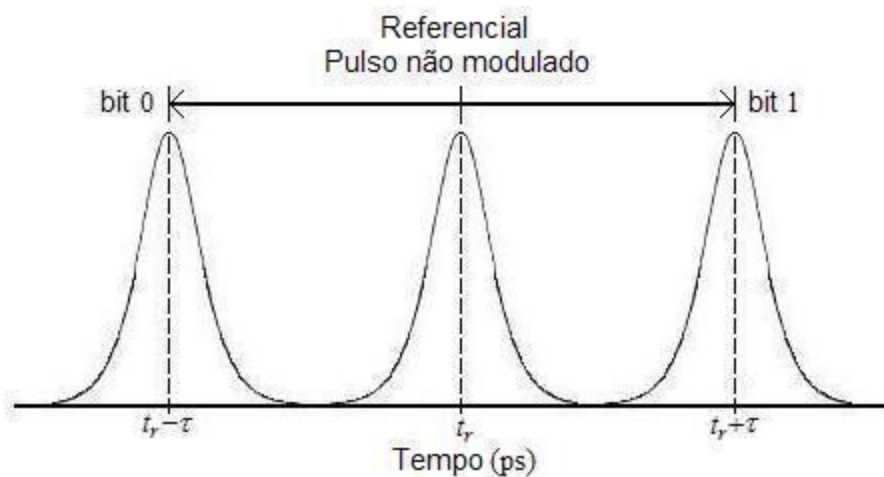


Figura 3.2: Modulação pela posição temporal de pulsos sólitons.

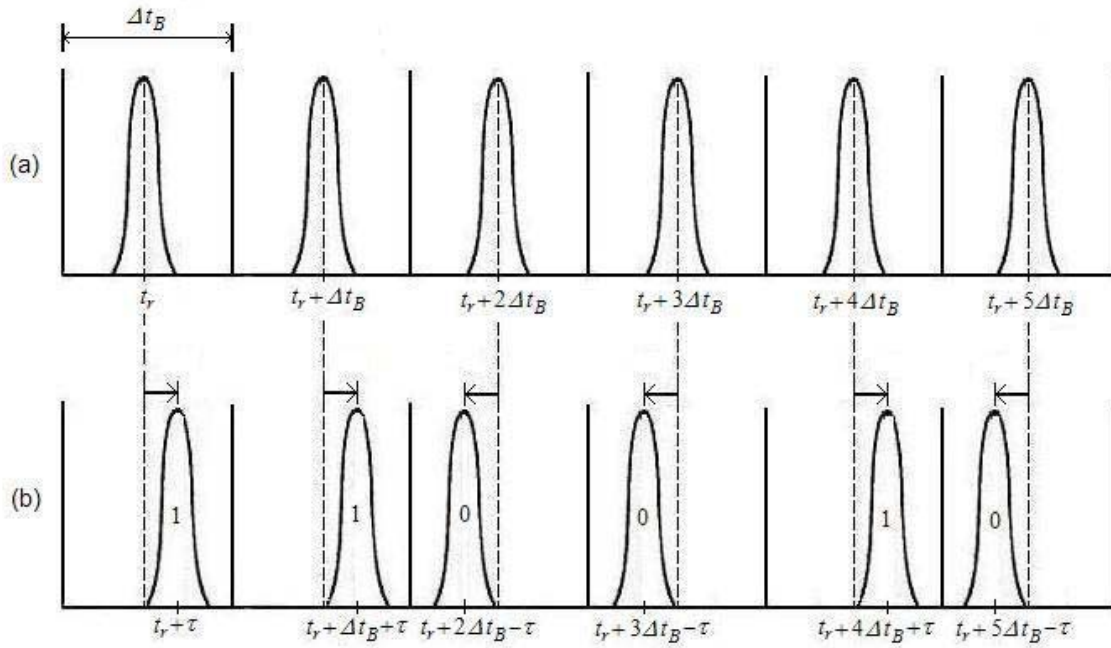


Figura 3.3: (a) Pulsos sólitons sem modulação; (b) Pulsos sólitons modulados na seqüência de níveis lógicos 110010 pela posição temporal dentro de cada time slot.

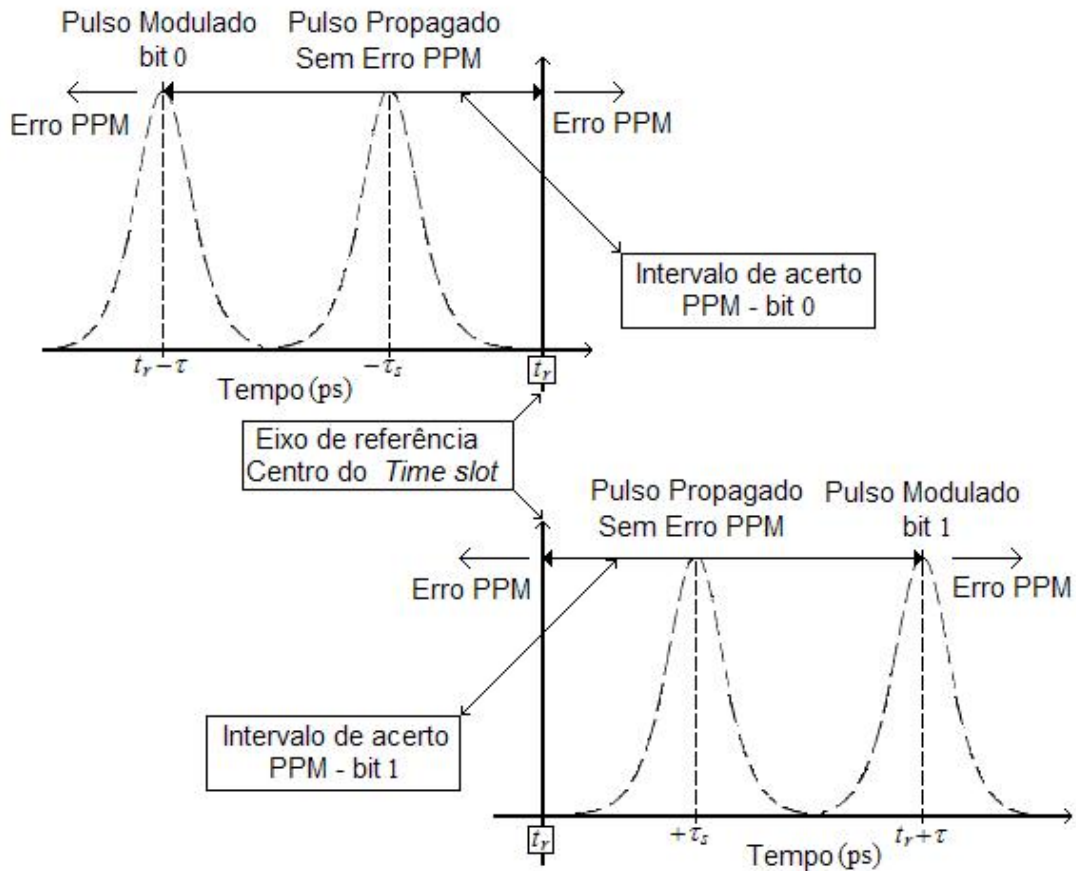
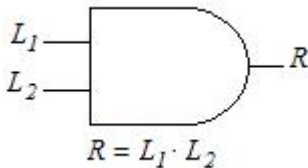
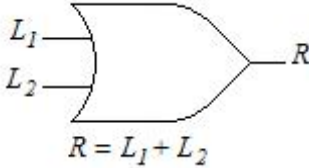


Figura 3.4: Delimitação das regiões de acerto e erro PPM para bit 0 e bit 1.

3.3 Modelo Proposto da Porta Lógica NLDC – E e OU sob Modulação PPM

As portas lógicas são componentes básicos e necessários a muitos circuitos digitais como, por exemplo, os processadores e microcontroladores. O comportamento de cada tipo de porta lógica dentro da álgebra Booleana, é descrito pela tabela verdade, que apresenta a relação entre os níveis, lógicos das entradas e da saída. Existem vários tipos de portas lógicas, todavia, nesta dissertação, o interesse principal é nas operações lógicas E e OU. As Figuras 3.5 e 3.6 mostram os símbolos gráficos das portas lógicas E e OU, seguidas por suas respectivas tabelas verdade, Tabela (3.1) e Tabela (3.2). Na porta lógica E, é produzida na saída nível lógico 1, se todos os sinais de entrada forem bits 1's. Caso qualquer um dos sinais de entrada tenha nível lógico 0, a porta E produzirá um sinal de saída com nível lógico também 0. Na porta lógica OU, é produzida na saída nível lógico 1, se qualquer um dos sinais de entrada tiver nível lógico 1. Somente no caso onde os dois sinais de entrada têm níveis lógicos 0, a porta lógica OU produzirá um sinal de saída com nível lógico também 0.

 <p>Figura 3.5: Símbolo gráfico e equação Booleana para porta E.</p>	 <p>Figura 3.6: Símbolo gráfico e equação Booleana para porta OU.</p>																														
<p>Tabela 3.1: Tabela verdade para porta E.</p>	<p>Tabela 3.2: Tabela verdade para porta OU.</p>																														
<table border="1"> <thead> <tr> <th>L_1</th> <th>L_2</th> <th>$R = L_1 \cdot L_2$</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	L_1	L_2	$R = L_1 \cdot L_2$	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	<table border="1"> <thead> <tr> <th>L_1</th> <th>L_2</th> <th>$R = L_1 + L_2$</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	L_1	L_2	$R = L_1 + L_2$	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
L_1	L_2	$R = L_1 \cdot L_2$																													
0	0	0																													
0	1	0																													
1	0	0																													
1	1	1																													
L_1	L_2	$R = L_1 + L_2$																													
0	0	0																													
0	1	1																													
1	0	1																													
1	1	1																													

O modelo proposto para a investigação do desempenho do NLDC realizando operações lógicas E e OU, possui arquitetura mostrada na Figura 3.7. É claro que o modulador PPM e o controle de fase são apenas artifícios controláveis utilizados nesta investigação, podendo ter seus valores como características dos pulsos dentro do sistema de transmissão. Portanto, a possível realização das operações lógicas é tarefa do NLDC simétrico, devido ao chaveamento simultâneo de energia dos pulsos entre os braços 1 e 2 do acoplador. Na Figura 3.7, as entradas E_1 e E_2 , nesse estágio, representam os pulsos ópticos sem a devida modulação PPM, como mostrado na Figura 3.3 (a). A análise é feita de forma paralela, ou

seja, após passar pelo modulador PPM, os dois pulsos ópticos, A_1 (fibra 1) e A_2 (fibra 2), nas entradas E_1 e E_2 , respectivamente, são deslocados temporalmente, para a direita ($T = T_r + \tau$ - bit 1) ou esquerda ($T = T_r - \tau$ - bit 0), em relação ao tempo referencial (T_r) (veja Figura 3.4), de acordo com cada uma das quatro possíveis combinações de dois bits, da tabela verdade das portas E e OU. Em seguida, o controle de fase é aplicado em um ou ambos os pulsos, agora representando os níveis lógicos correspondentes L_1 e L_2 . De acordo com o valor de fase aplicado em cada pulso, é possível inserir uma diferença de fase entre os pulsos iniciais, antes da entrada do NLDC. Na região de interação do NLDC ocorrerá o possível chaveamento de energia entre os braços. Por último, os pulsos de saída nas fibras 1 e 2 do referido acoplador são disponibilizados, sendo a máxima posição temporal (τ_s) dos pulsos correspondentes calculada em relação ao mesmo tempo referencial (T_r), considerando o devido sincronismo entre os pulsos de entrada e saída.

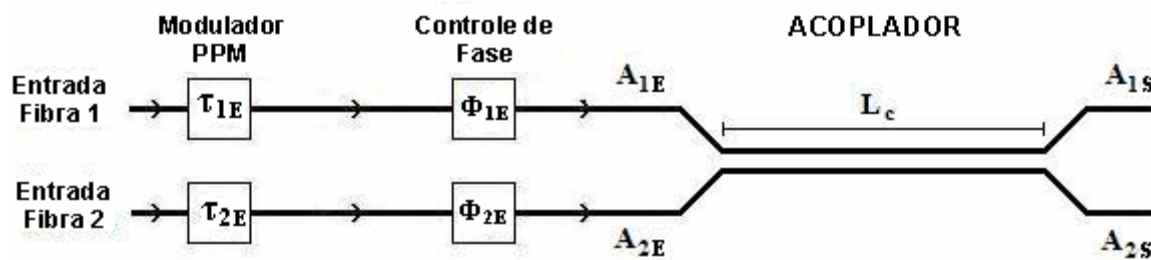


Figura 3.7: Modelo proposto para a investigação do desempenho do NLDC realizando operações lógicas E e OU, utilizando modulação PPM.

A realização de operações lógicas E e OU pelo NLDC, é analisada em cada fibra ou “braço” do acoplador, separadamente, observando que o máximo deslocamento temporal (τ_s), apresentado pelo pulso de saída correspondente, deve estar dentro da região de acerto, a qual é determinada por $-\tau \leq \tau_s \leq \tau$, com $\tau_s \neq 0$. Logicamente, na análise da porta lógica proposta neste capítulo, é esperado que exista mudança de nível lógico, durante o chaveamento de energia intrínseco ao acoplador, do pulso de entrada em relação ao de saída na mesma fibra. Entretanto, o importante é que se forneça um deslocamento temporal de saída, dentro da região de acerto para o parâmetro de ajuste da modulação de todo o sistema. O pulso de saída representará um bit 1, quando sua posição temporal estiver no intervalo $0 < \tau_s \leq \tau$ e bit 0 quando $-\tau \leq \tau_s < 0$. De acordo com a tabela verdade das portas lógicas E e OU, para as combinações onde os pulsos da fibra 1 e fibra 2 representam bits diferentes, ou seja, $L_1 = 0, L_2 = 1$ e $L_1 = 1, L_2 = 0$, o pulso de saída (1) ou (2), deve estar no intervalo para bit 1 ($0 < \tau_s \leq \tau$) - caso se deseje obter um operação lógica OU - ou bit 0 ($-\tau \leq \tau_s < 0$) - se a

operação lógica desejada for E. Para as outras duas combinações da tabela verdade, as quais correspondem a bits iguais, o intervalo onde τ_s deve estar, dentro da região de acerto, independe da operação lógica desejada, E ou OU. Para o caso onde os pulsos de entrada (1) e (2) representam, respectivamente, os bits $L_1 = 0$, $L_2 = 0$, o pulso de saída, (1) ou (2), deve sempre estar no intervalo para bit 0 ($-\tau \leq \tau_s < 0$). Por outro lado, quando os pulsos de entrada (1) e (2) representam, respectivamente, os bits $L_1 = 1$, $L_2 = 1$, o pulso de saída, (1) ou (2), deve estar sempre no intervalo para bit 1 ($0 < \tau_s \leq \tau$).

3.4 Ferramenta Teórica para a Análise da Porta Lógica NLDC sob Modulação PPM

A porta lógica proposta neste capítulo é baseada em um NLDC simétrico duplo, processando a informação modulada pela posição temporal de pulsos sólitons fundamentais. Em baixos níveis de luz, o dispositivo comporta-se como um acoplador direcional linear. Por causa do acoplamento evanescente, sinais introduzidos no canal 1 (canal direto) são transferidos completamente para o canal 2 (canal cruzado) em um acoplador de comprimento L_C (ver Fig. 3.7). Intensidades mais altas induzem mudanças no índice de refração e retiram o acoplador da região de acoplamento. A teoria de modo acoplado é usada comumente para acopladores direcionais [26-31]. Em nossas simulações, as equações diferenciais parciais acopladas para acopladores simétricos são:

$$\frac{\partial A_1}{\partial z} = i\kappa A_2 + i\gamma(|A_1|^2 + \sigma|A_2|^2)A_1 - \frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A_1}{\partial T^2} - \frac{\alpha}{2}A_1 \quad (3.3a)$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial z} = i\kappa A_1 + i\gamma(|A_2|^2 + \sigma|A_1|^2)A_2 - \frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A_2}{\partial T^2} - \frac{\alpha}{2}A_2, \quad (3.3b)$$

sendo A_1 e A_2 as amplitudes dos pulsos sólitons iniciais transmitidos nos núcleos 1 e 2, κ é o coeficiente de acoplamento entre guias adjacentes, $\alpha_{dB}=4.343\alpha$ é a perda óptica em unidades de dB/m e os parâmetros γ e β_2 representam os efeitos de SPM e GVD, respectivamente, em cada núcleo do acoplador de fibra. O parâmetro GVD pode ser positivo ou negativo dependendo se o comprimento de onda da luz de bombeio (λ) está abaixo ou acima do comprimento de onda de dispersão zero (λ_D) da fibra. No regime de dispersão anômalo ($\lambda > \lambda_D$), β_2 é negativo, e a fibra pode suportar sólitons ópticos de qualquer ordem. A ordem N

de um sóliton é calculada através da expressão (1.30), $N^2 = \frac{\gamma P_0 T_0^2}{|\beta_2|}$, P_0 é a potência de bombeamento e $T_{PULSO} = 2 \ln(1 + \sqrt{2}) T_0$ é a meia largura temporal no ponto de máxima intensidade de um pulso sóliton com perfil secante hiperbólico. O acoplador é inibido para potências de entrada acima da potência crítica $P_C = A_{\text{eff}} \lambda / n_2 L_C$ (2.1) [32]. Na potência crítica, 50% da luz emerge de cada guia de onda. Acima da P_C a maior parte da luz emerge do núcleo 1. Em outras palavras, a condição de casamento de fase é alcançada para acoplamento linear. Quando o sinal de entrada é forte, o índice de refração da entrada do guia de onda é mudado por causa do efeito Kerr. A mudança do índice de refração destrói a condição de casamento de fase, e a potência de acoplamento pode ser minimizada no fim do comprimento de acoplamento. Portanto, a potência óptica é comutada entre os dois guias de onda pelo nível de intensidade do sinal de entrada (ver também no Cap.2). O parâmetro XPM σ é bastante pequeno na prática e pode freqüentemente ser desprezado completamente ($\sigma=0$). A razão é relacionada ao fato que σ resulta da sobreposição entre as intensidades modais, a qual é relativamente pequena mesmo quando os dois núcleos estão próximos o suficiente que κ (envolvendo sobreposição entre as amplitudes modais) não pode ser desprezado. Assim, neste estudo o acoplamento entre A_1 e A_2 é essencialmente linear.

3.5 Procedimento Numérico para Estudo do Parâmetro de Ajuste da Modulação PPM e Diferença de Fase dos Pulsos Sólitons de Entrada

O desempenho do NLDC simétrico realizando funções lógicas E/OU em duas entradas é investigada através da arquitetura proposta mostrada na Figura 3.7. Para a análise numérica, considerou-se as quatro combinações possíveis de dois bits na entrada de uma porta lógica de duas entradas, permitindo uma variação na faixa de 0 a 2 ps no parâmetro de ajuste da modulação ($|\tau|$) dos pulsos de entrada modulados pela posição temporal. Em nosso esquemático, esta tarefa é realizada pelo modulador PPM, antes do controle de fase. Após passar através do modulador PPM, na esquerda, pulsos de entrada são introduzidos para o controle de fase, quando a diferença de fase $\Delta\Phi = \Phi_1 - \Phi_2$ (na faixa de 0 a 2π) pode ser inserida entre os pulsos. Como os pulsos de entrada são aplicados simultaneamente dentro dos dois núcleos, a posição temporal adquirida pelos pulsos propagados é influenciada pela diferença de fase aplicada entre os pulsos de entrada devido a suas diferentes velocidades durante a propagação. Portanto, para realizar esta análise a fase é somente aplicada em um dos pulsos de entrada. Na região de interação (L_C), os pulsos A_1 e A_2 são convertidos entre os dois

núcleos, simultaneamente, se a potência de bombeio (P_O) está abaixo da potência crítica (P_C), como discutido no Cap.2. Na saída do NLDC simétrico, na direita, o máximo deslocamento temporal, alcançado por cada pulso em seu respectivo núcleo, é calculado, considerando a sincronização com o pulso de entrada pelo tempo de referência (T_r).

Nas equações (3.3) o tempo $T = t' - z/V_g$ é medido em uma referência se movendo com o pulso na velocidade de grupo (ver Cap.1). Analisou-se numericamente a transmissão de pulsos ultracurtos no regime de propagação fundamental ou sóliton de primeira ordem ($N=1$) através do NLDC simétrico, Equações (3.3a) e (3.3b). Considera-se que a meia largura temporal no ponto de máxima intensidade dos pulsos de entrada é $T_{PULSO} = 2ps$, correspondendo a uma largura de banda espectral completa no ponto de máxima intensidade $\Delta f_{PULSO} = 0,157$ THz. Após o modulador PPM e o controle de fase, a forma dos pulsos iniciais na entrada do NLDC é dada por :

$$A_{jE}(0, T) = \sqrt{P_O} \operatorname{sech} \left[\frac{(T - T_r - T_d)}{T_O} \right] \exp(i\Phi_j) \quad (3.4)$$

onde o índice $j=1,2$ faz referência à fibra 1 ou 2, Φ_j é a fase inserida (controle) e T_d é o deslocamento temporal, o qual representa o parâmetro de ajuste da modulação PPM $|\tau| = |\tau_{1E}| = |\tau_{2E}|$ ($T_d = +\tau$, para bit 1 e $T_d = -\tau$, para bit 0) para os pulsos iniciais. Os deslocamentos temporais τ_{jE} e τ_{jS} , da entrada A_{jE} e saída A_{jS} , respectivamente, são calculados na posição temporal de máxima intensidade, com $T_r = 0$ como tempo de referência, correspondendo a metade do time slot. Para nossa análise numérica, L_{jE} e L_{jS} representam os níveis lógicos para os pulsos de entrada (A_{jE}) e saída (A_{jS}), respectivamente, logo após o modulador PPM. Para a fibra de sílica operando na região de comprimento de onda próximo a $1,55\mu m$ (perda mínima de aproximadamente $\alpha_{dB} = 0,2 \cdot 10^{-3}$ dB/m), os coeficientes de dispersão e não-linearidade são tipicamente $\beta_2 = -20 \cdot 10^{-3}$ ps²/m e $\gamma = 2\pi n_2/\lambda A_{eff} = 3 \cdot 10^{-3}$ (Wm)⁻¹, respectivamente, onde $n_{NL} = n_2 \approx 3 \cdot 10^{-14}$ m²/W e $A_{eff} \approx 40\mu m^2$ [14]. Em todas as nossas investigações, os pulsos de entrada estão no regime de propagação do sóliton fundamental ($L_D = L_{NL}$). Para pulsos sóliton de primeira ordem ultracurtos de $T_{PULSO} = 2ps$, resulta $T_O = 1,135ps$. Portanto, a potência de bombeio requerida para a propagação do sóliton de primeira ordem é $P_O = 5,18W$. Além disso, assume-se um comprimento de acoplamento $L_C \cong L_D = L_{NL} = 64,30m$. Sob estas condições, o coeficiente de acoplamento é $\kappa = 24 \cdot 10^{-3} m^{-1}$ e a potência crítica calculada $P_C = 32W$ está acima da potência de bombeio $P_O = 5,18W$.

O sistema de equações NLS acopladas [(3.3a) – (3.3b)] foi resolvido numericamente usando o método Runge Kutta de 4ª ordem com 2048 pontos na janela de tempo, levando em consideração as condições iniciais dadas pela equação (3.4), na situação sem perda ($\alpha=0$). Essencialmente, esta situação não significa perda de generalidade, tendo em vista que o efeito de perda na saída dos pulsos ($z = L_C$) é desprezível ($64,30m \times 0,2 \cdot 10^{-3} dB/m \approx 0,013dB$). Para resolver o sistema de NLSE acopladas com este método, usado somente para equações diferenciais ordinárias, foi necessário substituir o operador diferencial $\partial^2 / \partial t^2$ por ω^2 , onde ω é a frequência no domínio de Fourier. Desde que ω é apenas um número no espaço de Fourier, o uso do algoritmo FFT faz o cálculo numérico dos últimos termos do lado direito de [(3.3a)-(3.3b)] de forma simples e relativamente rápida.

Para a análise correta da transmissão de pulsos sóliton ultracurtos modulados pela posição temporal, aplicam-se deslocamentos temporais para os pulsos de entrada (τ) e observa-se o máximo deslocamento temporal do correspondente ($j = 1,2$) pulso de saída (τ_{jS}) em relação ao mesmo tempo de referência T_r . Verificam-se as funções lógicas E/OU, observando que o máximo deslocamento temporal do pulso de saída não pode exceder deslocamentos temporais aplicados aos pulsos de entrada, isto significa que toda a região de acerto está limitada a $-\tau \leq \tau_{jS} \leq \tau$. Além disso, o pulso de saída representa bit 1 quando sua posição temporal está no intervalo $0 < \tau_{jS} \leq \tau$ e bit 0 quando $-\tau \leq \tau_{jS} < 0$. Se a função lógica procurada é E, em concordância com a tabela verdade das portas lógicas E, nos casos quando os pulsos de entrada 1 e 2 representam bits diferentes, que é $L_{1E}=0, L_{2E}=1$ ou $L_{1E}=1, L_{2E}=0$, o respectivo pulso de saída deve estar no intervalo para bit 0. Em contraste, se a função lógica procurada é OU, em concordância com a tabela verdade das portas lógicas OU, nos casos quando os pulsos de entrada 1 e 2 representam diferentes bits, $L_{1E}=0, L_{2E}=1$ ou $L_{1E}=1, L_{2E}=0$, o respectivo pulso de saída deve estar no intervalo para bit 1. Além disso, para a realização de funções lógicas E/OU, os pulsos de saída 1 ou 2 devem sempre estar no intervalo para bit 0 e bit 1, quando os pulsos de entrada 1 e 2 representam os bits $L_{1E}=0, L_{2E}=0$ e $L_{1E}=1, L_{2E}=1$, respectivamente.

3.6 Resultados e Discussões

Analisa-se o desempenho de um NLDC simétrico realizando funções lógicas E/OU de duas entradas, considerando a propagação de dois pulsos de entrada [equação (3.4) – Fibras 1 e 2] modulados em concordância com os quatro casos possíveis para a porta lógica

de duas entradas e permitindo uma variação, na faixa de 0 a 2ps, no parâmetro de ajuste da modulação (τ). As operações lógicas E e OU serão investigadas em ambas as fibras 1 e 2.

Nas próximas figuras, o parâmetro de ajuste da modulação representa os deslocamentos aplicados aos pulsos de entrada e as linhas cheias com círculos vazios e cheios representam as linhas de erro PPM para bit 0 e 1, respectivamente. Para que exista funcionalidade como porta lógica, NLDC deve garantir a realização de operações lógicas sem erro PPM. Para transmissão sem erro, o deslocamento temporal medido no respectivo pulso de saída (τ_{jS}), deverá estar localizado na região de acerto. Para o bit 1 PPM, a região de acerto está entre o eixo $\tau_{jS} = 0$ (linha com traço ponto traço) e a linha de erro PPM para bit 1 (linha cheia com círculo cheio). Para o bit 0 PPM, a região de acerto está entre o eixo $\tau_{jS} = 0$ e a linha de erro PPM para bit 0 (linha cheia com círculo vazio).

Nas Figuras 3.8 e 3.9, pulso de saída nas fibras 1 e 2, respectivamente, embora em todos os casos o deslocamento temporal do pulso de saída esteja sempre dentro da região de acerto para bit 1 ou 0, para toda a faixa estudada do parâmetro de ajuste da modulação $|\tau|$, pode-se observar que não existe um único valor de $|\tau|$ onde seja possível que o NLDC realize a operação lógica E ou OU em concordância com a modulação por posição de pulsos estudada. Este argumento é justificado pelo fato dos casos $L_{1E}=0, L_{2E}=1$ e $L_{1E}=1, L_{2E}=0$ estarem sempre em áreas diferentes, para todos os deslocamentos aplicados aos pulsos de entrada (τ).

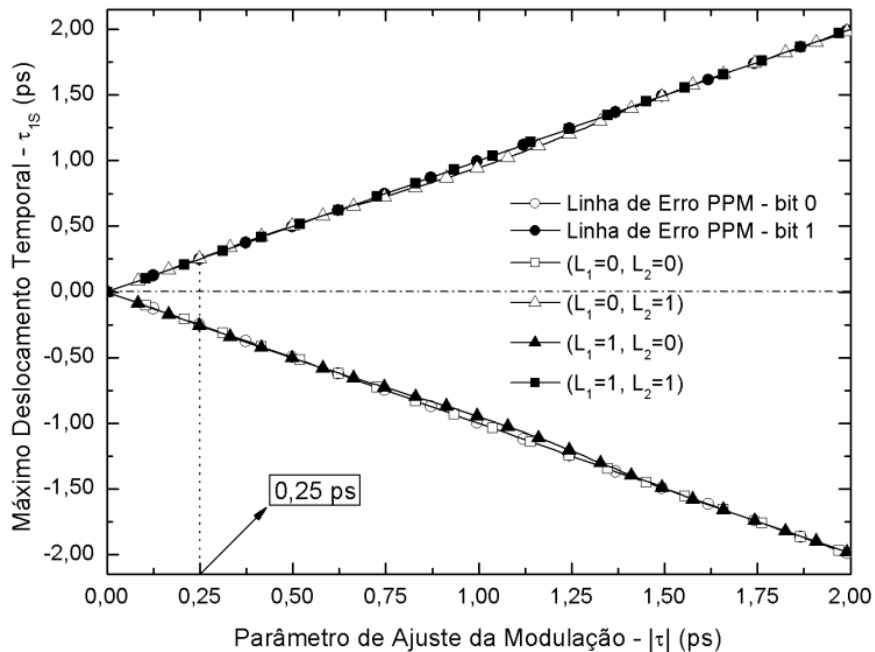


Figura 3.8: Máximo deslocamento temporal τ_{1S} , calculado no pulso de saída da fibra 1, A_{1S} , como função do parâmetro de ajuste da modulação $|\tau|$ no intervalo

$$0 \leq |\tau| \leq 2 \text{ ps, com } L_C=64,30\text{m e } \Delta\Phi=0.$$

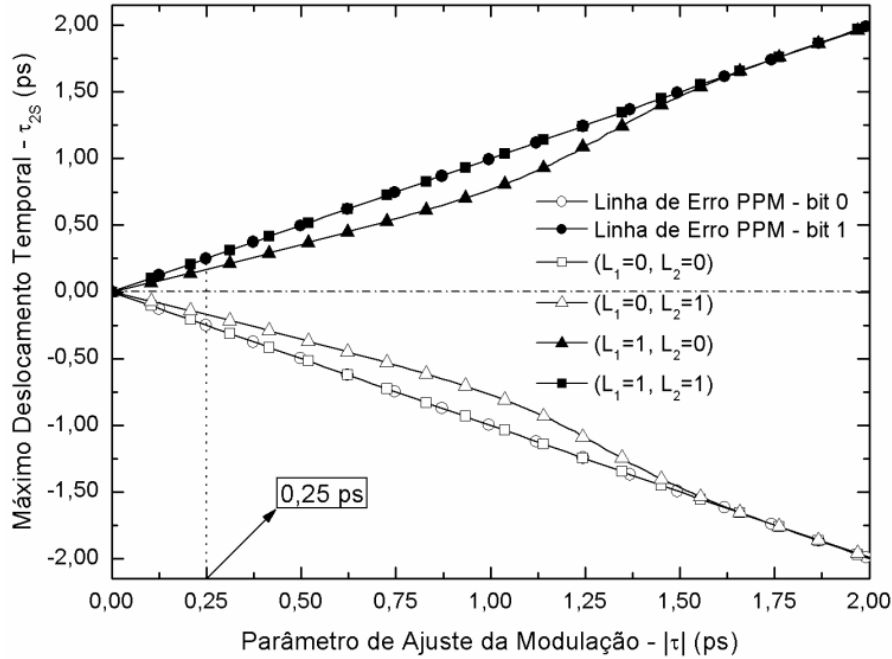


Figura 3.9: Máximo deslocamento temporal τ_{2S} , calculado no pulso de saída da fibra 2, A_{2S} , como função do parâmetro de ajuste da modulação $|\tau|$ no intervalo $0 \leq |\tau| \leq 2$ ps, com $L_C=64,30\text{m}$ e $\Delta\Phi=0$.

Em seguida, para evitar esta situação, aplicou-se um deslocamento temporal $|\tau|=0,25\text{ps}$ na entrada e inseriu-se o controle de fase, na faixa de 0 a 2π , aplicado ao pulso de entrada (fibra 1 ou 2), justamente após o modulador PPM.

Nas figuras 3.10, 3.11, 3.12, 3.13, 3.14 e 3.15, pode-se observar que o deslocamento temporal $|\tau|=0,25\text{ps}$ encontra-se fixado acima e abaixo da linha traço-ponto $\tau_{jS} = 0$. Nesta análise de fase, a região de acerto PPM bit 1 encontra-se entre o $\tau_{jS} = 0,25\text{ps}$ e $\tau_{jS} = 0$ (linha traço-ponto). Similarmente, a região de acerto para o PPM bit 0 encontra-se entre o $\tau_{jS} = -0,25\text{ps}$ e $\tau_{jS} = 0$.

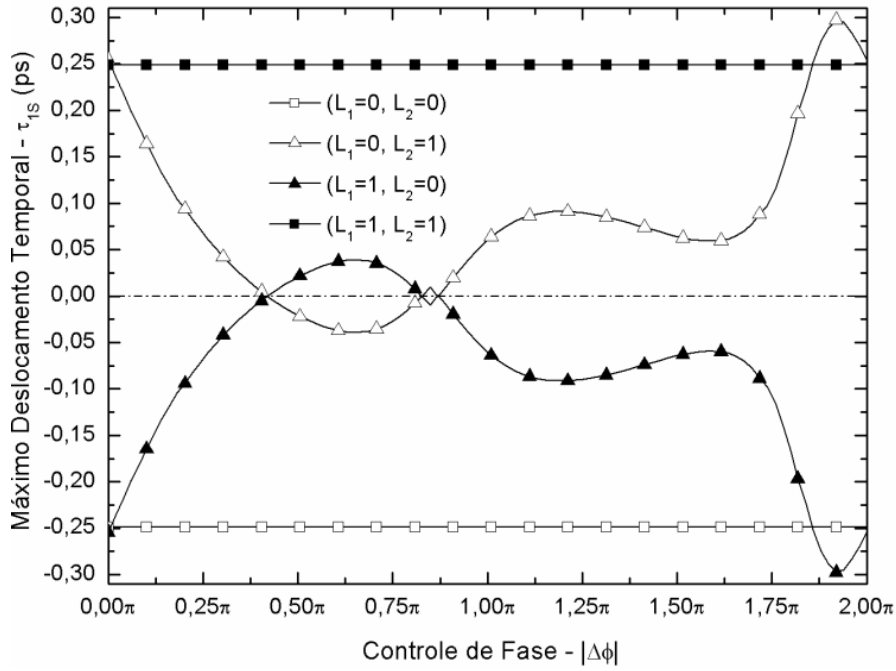


Figura 3.10: Máximo deslocamento temporal τ_{1S} , calculado no pulso de saída da fibra 1, A_{1S} , como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_2 = 0$) entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30m$ e $|\tau|=0,25ps$.

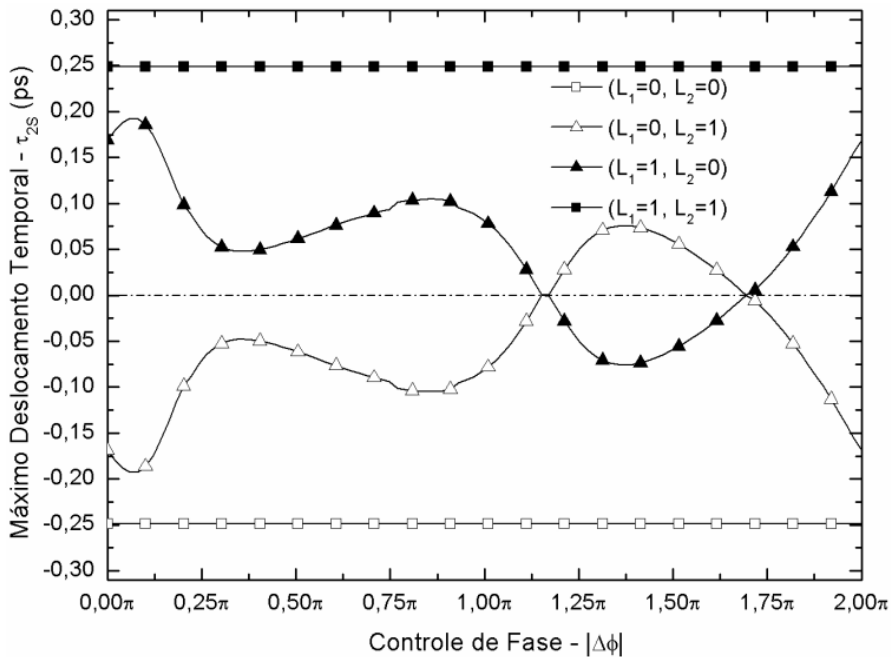


Figura 3.11: Máximo deslocamento temporal τ_{2S} , calculado no pulso de saída da fibra 2, A_{2S} , como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_2 = 0$) entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30m$ e $|\tau|=0,25ps$.

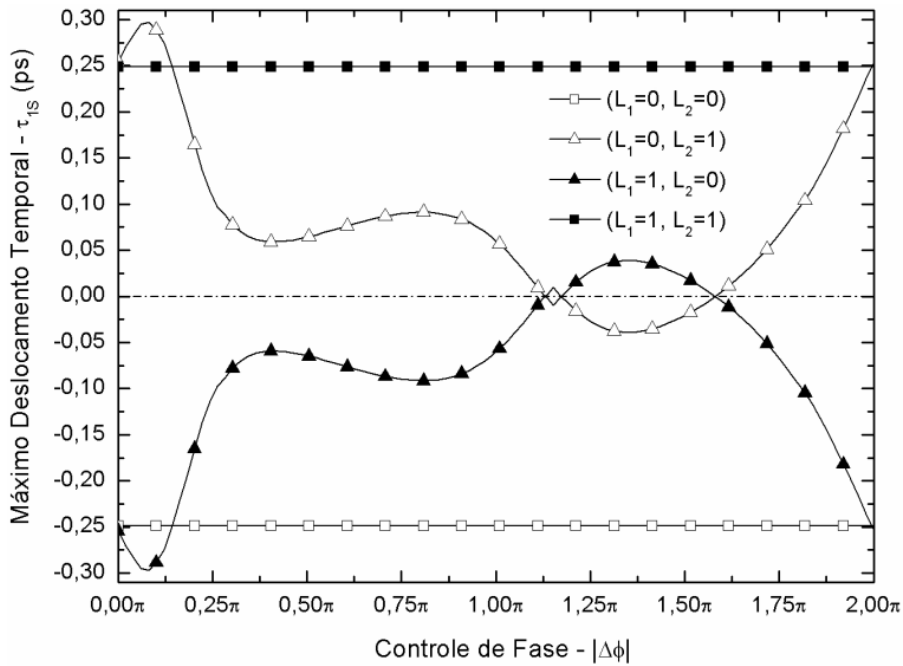


Figura 3.12: Máximo deslocamento temporal τ_{1S} , calculado no pulso de saída da fibra 1, A_{1S} , como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_1 = 0$) entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30m$ e $|\tau|=0,25ps$.

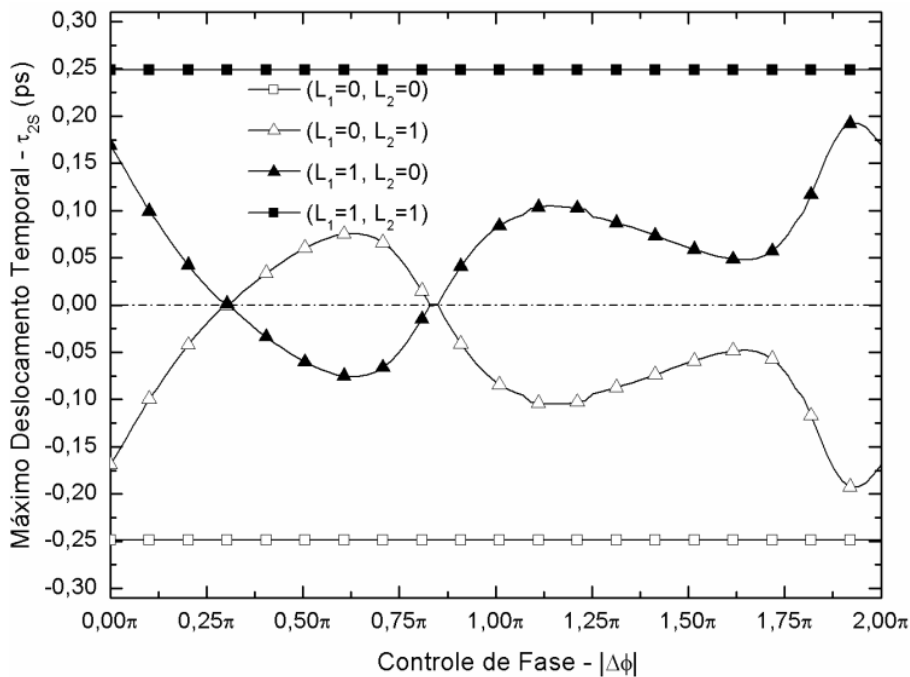


Figura 3.13: Máximo deslocamento temporal τ_{2S} , calculado no pulso de saída da fibra 2, A_{2S} , como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_1 = 0$) entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30m$ e $|\tau|=0,25ps$.

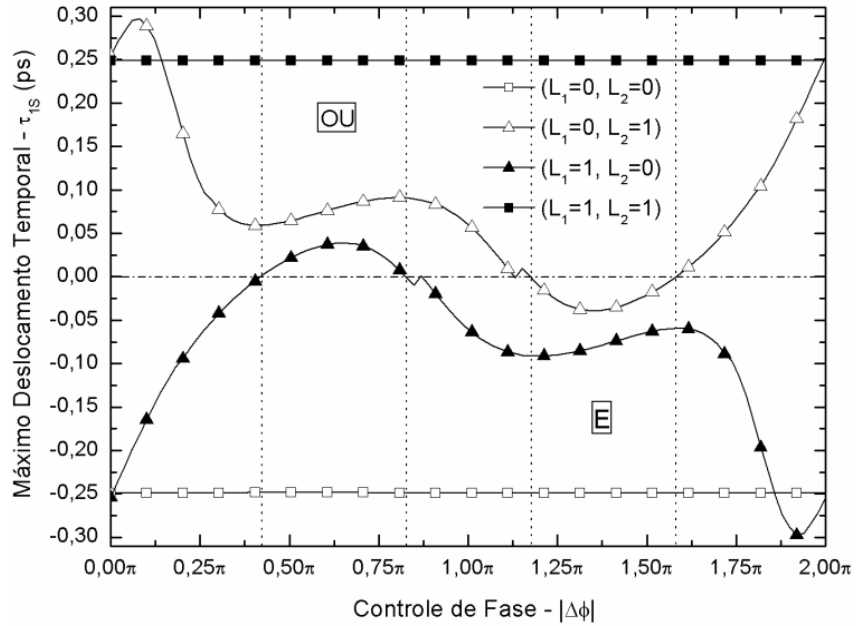


Figura 3.14: Máximo deslocamento temporal τ_{1S} , calculado no pulso de saída da fibra 1, A_{1S} , como função da diferença de fase $\Delta\Phi$: A fase é aplicada aos pulsos de entrada A_{1E} ou A_{2E} se os casos são $L_{1E} = 1, L_{2E} = 0$ e $L_{1E} = 1, L_{2E} = 1$ ou $L_{1E} = 0, L_{2E} = 0$ e $L_{1E} = 0, L_{2E} = 1$ respectivamente, no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C = 64,30\text{m}$ e $|\tau| = 0,25\text{ps}$.

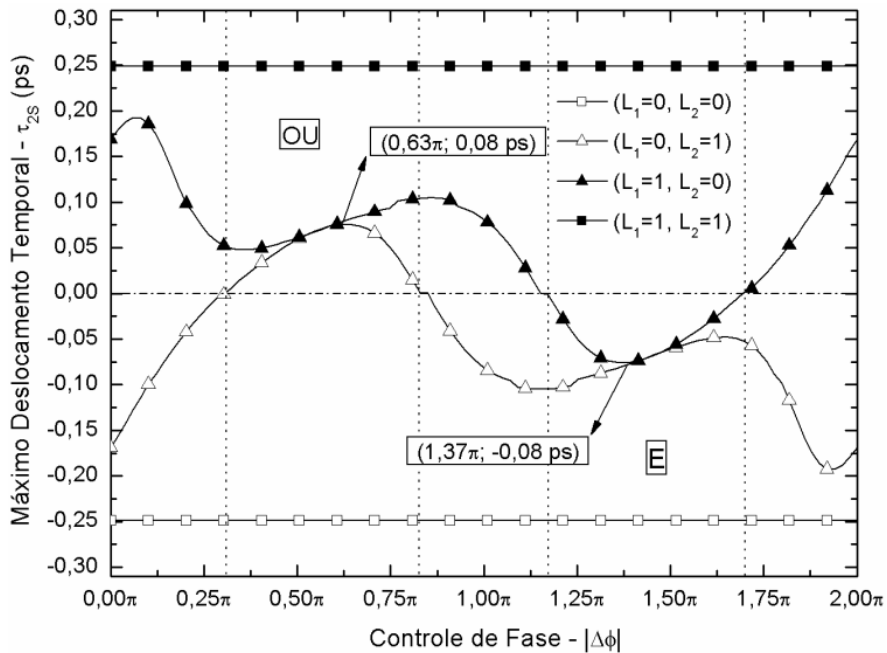


Figura 3.15: Máximo deslocamento temporal τ_{2S} , calculado no pulso de saída da fibra 2, A_{2S} , como função da diferença de fase $\Delta\Phi$: A fase é aplicada aos pulsos de entrada A_{1E} ou A_{2E} se os casos são $L_{1E} = 1, L_{2E} = 0$ e $L_{1E} = 1, L_{2E} = 1$ ou $L_{1E} = 0, L_{2E} = 0$ e $L_{1E} = 0, L_{2E} = 1$ respectivamente, no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C = 64,30\text{m}$ e $|\tau| = 0,25\text{ps}$.

Nas figuras 3.10 e 3.11, a fase é apenas aplicada para o pulso de entrada na fibra 1 ($\Phi_2 = 0$). Por outro lado, nas Figuras 3.12 e 3.13, a fase é apenas aplicada para o pulso de entrada na fibra 2 ($\Phi_1 = 0$). A análise mostra que a variação na diferença de fase de pulsos de entrada temporalmente sobrepostos não modifica a posição temporal dos pulsos de saída nas fibras 1 e 2, sempre permanecendo na linha de erro PPM ($\tau_{js} = \tau$). Estes pulsos são representados pelos casos $L_{1E} = 0, L_{2E} = 0$ e $L_{1E} = 1, L_{2E} = 1$, os quais sempre representam acerto para qualquer diferença de fase aplicada. Além disso, o estudo mostra que o comportamento das curvas para o máximo deslocamento temporal dos pulsos de saída é simétrico em torno de $\tau_{js} = 0$ (linha traço-ponto). Em outras palavras, em qualquer uma das Figuras 3.10, 3.11, 3.12 ou 3.13, não existe um valor de $\Delta\Phi$ para o qual seja possível colocar os casos $L_{1E} = 0, L_{2E} = 1$ e $L_{1E} = 1, L_{2E} = 0$ dentro da mesma região de acerto para bit 0 ou 1 e com isto realizar as lógicas E ou OU.

Esta última análise mostrou que a realização de operações lógicas E/OU para o NLDC simétrico não é possível se o mesmo valor de fase é aplicado para o mesmo pulso de entrada na fibra 1 ou 2, nos quatro casos possíveis das tabelas verdade (porta E/OU). Por outro lado, se se decidir estabelecer o controle de fase em concordância com cada caso da tabela verdade ou níveis lógicos dos pulsos de entrada, a operação do NLDC simétrico como porta lógica torna-se mais complexa mas, ao contrário de antes, pode-se conseguir operações lógicas E/OU sem erro PPM. Para realizar esta tarefa estabeleceu-se a seguinte regra lógica a ser executada pelo circuito de controle de fase: nos casos onde o pulso na fibra 1, justamente após o modulador PPM, possui nível lógico 0, a fase deveria ser aplicada ao pulso na fibra 2. De outra maneira, a fase deveria ser aplicada ao pulso na fibra 1. As Figuras 3.14 e 3.15 mostram as curvas resultantes para esta análise. Para os casos $L_{1E} = 0, L_{2E} = 0$ e $L_{1E} = 0, L_{2E} = 1$, as curvas estão vindo das Figuras 3.12 e 3.13 ($\Phi_1 = 0$). Por outro lado, nos casos $L_{1E} = 1, L_{2E} = 0$ e $L_{1E} = 1, L_{2E} = 1$, as curvas originam-se das Figuras 3.10 e 3.11 ($\Phi_2 = 0$). Conseqüentemente, pode-se dizer que se adotarmos, na Figura 3.14, a diferença de fase no intervalo $0,42\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 0,81\pi$ ou $1,20\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 1,58\pi$, são transladados os casos $L_{1E} = 0, L_{2E} = 1$ e $L_{1E} = 1, L_{2E} = 0$ para a mesma região de acerto PPM, para bit 1 ou 0, respectivamente. A mesma argumentação é aplicada na Figura 3.15, adotando-se a diferença de fase no intervalo $0,32\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 0,85\pi$ (região de acerto PPM para bit 1) ou $1,17\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 1,68\pi$ (região de acerto PPM para bit 0). Contudo, os valores extremos destes intervalos de fase estão muito

próximos da linha de fronteira ou linha de decisão $\tau_{js} = 0$ (mudança de nível lógico), o que implica em probabilidade de erro maior na realização da álgebra booleana para as funções lógicas E/OU. Neste caminho, para uma estabilidade maior na operação da porta lógica NLDC simétrico, torna-se necessário usar valores de fase que garantem um deslocamento τ_{js} o mais afastado possível de $\tau_{js} = 0$ (linha traço ponto), para ambos os casos $L_{1E} = 0, L_{2E} = 1$ e $L_{1E} = 1, L_{2E} = 0$.

As Tabelas 3.3 e 3.4 mostram a situação de estabilidade maior como um exemplo onde obteve-se portas lógicas E/OU em ambas fibras 1 e 2. A Tabela 3.3 mostra a realização da lógica OU com o controle de fase ajustado para $|\Delta\Phi| = 0,63\pi$ e a Tabela 3.4 mostra a lógica E com $|\Delta\Phi| = 1,37\pi$. Nas tabelas, o menor valor de τ_{js} está associado à fibra 1, é dito $\tau_{1S} = -0,04ps$ (lógica E) no caso $L_{1E} = 0, L_{2E} = 1$ e $\tau_{1S} = 0,04ps$ (lógica OU) no caso $L_{1E} = 1, L_{2E} = 0$. Em nossa última análise, pode-se verificar a realização das operações lógicas OU e E, Figuras 3.16 e 3.17, respectivamente, observando o perfil da intensidade temporal dos pulsos de saída na fibra 2, correspondendo aos pontos de maior estabilidade: $(0,63\pi, 0,08ps)$ e $(1,37\pi, -0,08ps)$ (veja na Figura 3.15).

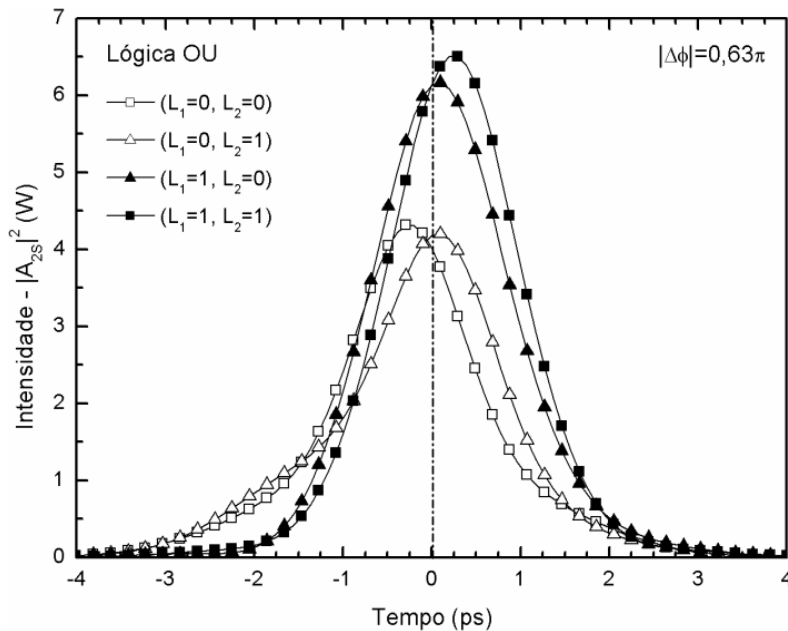


Figura 3.16: Perfil de intensidade temporal do pulso de saída na fibra 2, $|A_{2S}|^2$, obtido da solução numérica das equações (3.3a) – (3.3b) no regime de propagação de sóliton de primeira ordem, considerando $|\Delta\Phi| = 0,63\pi$, $L_C = 64,30m$ e $|\tau| = 0,25ps$.

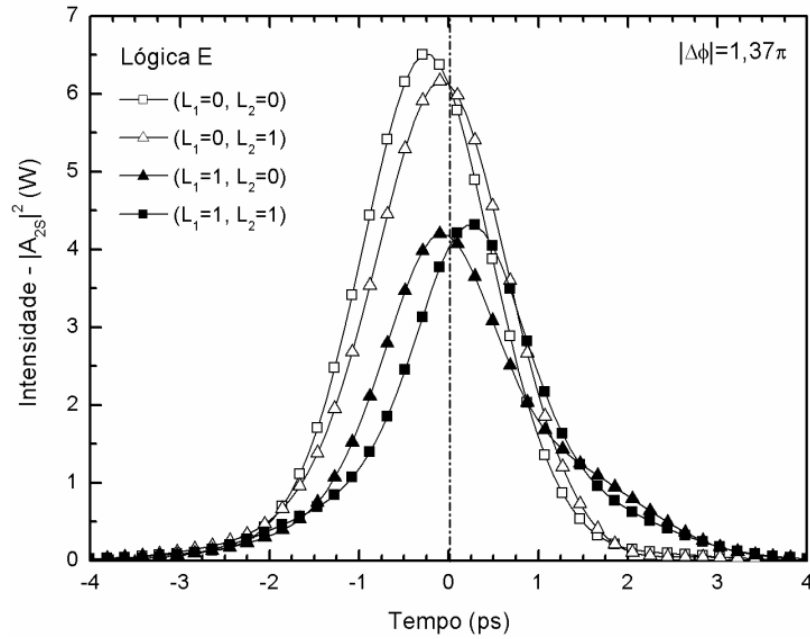


Figura 3.17: Perfil de intensidade temporal do pulso de saída na fibra 2, $|A_{2S}|^2$, obtido da solução numérica das equações (3.3a) – (3.3b) no regime de propagação de sóliton de primeira ordem, considerando $|\Delta\Phi|=1,37\pi$, $L_C=64,30\text{m}$ e $|\tau|=0,25\text{ps}$.

Tabela 3.3: Tabela para porta lógica NLDC de maior estabilidade (lógica OU - Fibras 1 e 2).

ENTRADA		Controle de Fase ($\Delta\Phi = \Phi_1 - \Phi_2$)		Máximo Deslocamento Temporal (ps)		SAÍDA LÓGICA	
Fibra 1	Fibra 2					OU	OU
$ \tau = \tau_{1E} = \tau_{2E} =0,25\text{ps}$							
L_{1E}	L_{2E}	Φ_1	Φ_2	τ_{1S}	τ_{2S}	L_{1S}	L_{2S}
0	0	0	$0,63\pi$	-0,25	-0,25	0	0
0	1	0	$0,63\pi$	0,08	0,08	1	1
1	0	$0,63\pi$	0	0,04	0,08	1	1
1	1	$0,63\pi$	0	0,25	0,25	1	1

Tabela 3.4: Tabela para porta lógica NLDC de maior estabilidade (lógica E - Fibras 1 e 2)

ENTRADA		Controle de Fase ($\Delta\Phi = \Phi_1 - \Phi_2$)		Máximo Deslocamento Temporal (ps)		SAÍDA LÓGICA	
Fibra 1	Fibra 2					E	E
$ \tau = \tau_{1E} = \tau_{2E} = 0,25 ps$							
L_{1E}	L_{2E}	Φ_1	Φ_2	τ_{1S}	τ_{2S}	L_{1S}	L_{2S}
0	0	0	$1,37\pi$	-0,25	-0,25	0	0
0	1	0	$1,37\pi$	-0,04	-0,08	0	0
1	0	$1,37\pi$	0	-0,08	-0,08	0	0
1	1	$1,37\pi$	0	0,25	0,25	1	1

3.7 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo, estudou-se a implementação do NLDC simétrico de duas entradas operando portas lógicas E/OU com pulsos sóliton ultra-curtos, os quais são modulados nos níveis lógicos 1 e 0 através da técnica de modulação por posição de pulsos (PPM). Inicialmente, considerando os efeitos dispersivos (GVD), não-lineares (SPM) e regime de propagação sem perda para os pulsos de entrada nas fibras 1 e 2, analisou-se as quatro situações possíveis para a porta lógica de duas entradas, observando o máximo deslocamento temporal (τ_{jS}) como função do parâmetro de ajuste da modulação (τ) de pulsos de entrada sem fase. Concluiu-se que, apesar de não inserir erro PPM, o NLDC não pode realizar as operações lógicas na situação ($\Delta\Phi = 0$). Logo após, introduziu-se a diferença de fase ($0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$) entre os pulsos de entrada. Verificou-se que se fosse aplicado o mesmo valor de fase para todos os casos da tabela verdade em apenas um dos pulsos de entrada, não era possível realizar as operações lógicas E/OU, devido os casos $L_{1E} = 0, L_{2E} = 1$ e $L_{1E} = 1, L_{2E} = 0$ estarem em diferentes áreas de acerto para bit 1 ou 0.

No passo subsequente, decidiu-se estabelecer o controle de fase ($\Delta\Phi = \Phi_1 - \Phi_2$) em concordância com o nível lógico do pulso de entrada na fibra 1. Em cada caso da tabela verdade resultando em aplicar a regra que diz que se $L_{1E} = 0 \Rightarrow \Phi_1 = 0$ ou senão $L_{1E} = 1 \Rightarrow \Phi_2 = 0$, por isso que para o pulso de saída na fibra 1, as lógicas OU e E foram obtidas quando aplicou-se a diferença de fase no intervalo $0,42\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 0,81\pi$ e $1,20\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 1,58\pi$, respectivamente. Da mesma forma, para o pulso de saída na fibra 2, as

lógicas OU e E foram obtidas quando aplicou-se a diferença de fase no intervalo $0,32\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 0,85\pi$ e $1,17\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 1,68\pi$, respectivamente. Contudo, a situação de maior estabilidade para a operação da porta lógica NLDC simétrico é obtida na fibra 2 quando a diferença de fase é $|\Delta\Phi| = 0,63\pi$ ou $1,37\pi$, para as lógicas OU e E, respectivamente. Com isto, pode-se realizar operações lógicas E/OU baseado no NLDC simétrico, nas fibras 1 e 2, sem inserir erro PPM e finalmente definir a tabela verdade, considerando os valores de $\Delta\Phi$ e τ , para a operação estável da porta lógica.

3.8 Referências Bibliográficas

- [1] M. N. Islam (1992). “*Ultrafast Fiber Switching Devices and Systems*”. AT&T / Cambridge University Press, New York.
- [2] D. A. B. Miller (1990). “*Device Requirement for Digital Optical Processing in Digital Optical Computing*”. Ed. R. A. Athale, Spie Critical Reviews Optical Science and Technology, CR 35, páginas 68 – 76.
- [3] Z. Porada e E. Schabowska-Osiowska (2003). “*Mathematical model of optoelectronic EX-OR logical gate*”. In Materials Science and Engineering, B103, páginas 88 – 93.
- [4] H. Itoh, S. Mukai, M. Watanabe, M. Mori e H. Yajima (1991). “*An active beam-scanning optoelectronic logic gate*”. IEE Proceedings - J, Vol. 138, Nº 22, páginas 113 – 116.
- [5] W. B. Fraga, J. W. M. Menezes, M. G. da Silva, C. S. Sobrinho e A. S. B. Sombra (2006). “*All Optical Logic Gates Based in an Asymmetric Nonlinear Directional Coupler*”. Elsevier Science B.V., Optics Communications, Vol. 262, páginas 32 – 37.
- [6] X. Zhang, Y. Wang, J. Sun, D. Liu e D. Huang (2004). “*All-optical AND gate at 10 Gbits/s based on cascaded single-port-coupled SOAs*”. Optics Express, Vol. 12, Nº 3, páginas 361 – 366.
- [7] J. W. M. Menezes, W. B. de Fraga, G. F. Guimarães, A.C. Ferreira, H. H. B. Rocha, M. G. da Silva e A. S. B. Sombra (2007). “*Optical switches and all-fiber logical devices based on triangular and planar three-core nonlinear optical fiber couplers.*” Optics Communications, Vol. 276, páginas 107 – 115.
- [8] S. Lee, J. Park, K. Lee, D. Eom, S. Lee e J. H. Kim (2002). “*All-optical exclusive NOR logic gate using Mach-Zehnder interferometer*”. J. Appl. Phys., Vol. 41, páginas 1155 – 1157.
- [9] A. Lattes, H. A. Haus, F. J. Leonberger e E. P. Ippen (1983). “*An ultrafast all-optical gate*”. IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. QE-19, Nº 11, páginas 1718 – 1723.
- [10] L. F. Mollenauer, S. G. Evangelides e H. A. Haus (1991). “*Long distance Soliton propagation using lumped amplifiers and dispersion shifted fiber*”. J. Light Tech., páginas 194 – 197.
- [11] L. F. Mollenauer, R. H. Stolen, M. N. Islam. “*Experimental demonstration of soliton propagation in long fibers: loss compensated by Raman gain*”. Optics Letters Vol. 10, 229 - 231 (1985).
- [12] H. Hermann e W. S. Wong (1996). “*Solitons in optical communications*”. Rev. Mod. Phys. Vol. 68, páginas 423 – 444.

- [13] Y. Kodama e K. Nozaki (1987). "*Soliton interaction in optical fibers*". Opt. Lett. Vol. 12, páginas 1038 – 1050.
- [14] G. P. Agrawal (2001). "*Nonlinear Fiber Optics*". Academic Press. Terceira edição.
- [15] R. Ramaswami e K. N. Sivarajan (2002). "*Optical Networks – A practical Perspective*". Morgan Kaufmann Pub. San Francisco.
- [16] G. P. Agrawal (1997). "*Fiber Optic Communication Systems*". Wiley Interscience. Segunda edição.
- [17] G. P. Agrawal (2001). "*Applications of Nonlinear Fiber Optics*". Academic Press.
- [18] J. Hamkins e B. Moision (2005). "*Multipulse PPM on Discrete Memoryless Channels*". IPN Progress report, Vol. 42, páginas 161 – 173.
- [19] J. Hamkins, M. Klimesh, R. McEliece e B. Moision (2004). "*Capacity of the Generalized PPM Channel*". Proceedings International Symposium on Information Theory (ISIT), páginas 334 – 335.
- [20] H. Sugiyama e K. Nosu (1989). "*MPPM: A Method of Improving the Band-Utilization Efficiency in Optical PPM*". Journal of Lightwave Tech., Vol. 7, N^o 3, páginas 465 – 472.
- [21] K. Sato, T. Ohtsuki e I. Sasase (1994). "*Performance of Coded Multi-Pulse PPM with Imperfect Slot Synchronization in Optical Direct-Detection Channel*". International Conference on Communications, Vol. 1, páginas 121 – 125.
- [22] J. M. Arnold (1993). "*Soliton pulse-position modulation*". IEE proceedings - J, Vol. 140, N^o 6, páginas 359 – 366.
- [23] C. Mazzali e H. L. Fragnito (1998). "*Optical PPM generator by direct-frequency shifting*". OFC'98 Technical Digest, WM13, páginas 191 – 192.
- [24] J. M. Arnold, A. D. Boardman, H. M. Mehta e R. C. J. Putman (1995). "*PPM soliton pulse trains in optical fibers*". Optics Communications, Vol. 122, páginas 48 – 57.
- [25] J. I. Silva e A. S. B. Sombra (1998). "*Pulse position modulation (PPM) of ultrashort pulse trains in optical fibers*". Optics Communications, Vol. 152, 59 – 64.
- [26] A. W. Snyder. (1972). Journal Opt. Soc. Am. 62, 1267.
- [27] P. D. McIntyre e A. W. Snyder. (1973). Journal Opt. Soc. Am. 63, 1518 (1973).
- [28] A. W. Snyder, J. D. Love. (1983). Optical Waveguide Theory, Chapman and Hall, London.
- [29] D. Marcuse. (1991). Theory of Dielectric Optical Waveguides, Academic Press, San Diego, CA, Chap. 6.
- [30] H. A. Haus, W. P. Huang. (1991). Proc. IEEE 79, 1505.

[31] W. P. Huang. (1994). *Journal Opt. Soc. Am.* 11, 963.

[32] A. S. B. Sombra. (1992) *Optics Communications*, 94, 92-98.

Capítulo 4

Estudo de Operações Lógicas por um NLDC sob Modulação por Chaveamento de Amplitude de Pulso (PAM-ASK)

Neste capítulo, analisou-se a execução de operações lógicas pelo NLDC duplo na configuração simétrica, sob uma modulação por amplitude de pulsos (PAM), no caso particular de um chaveamento por amplitude de pulsos (ASK) em dois níveis, gerando uma informação digital codificada. O NLDC como visto anteriormente (veja também Cap.2 e Cap.3), resulta em um dispositivo altamente flexível em se tratando de chaveamento ultrarrápido e, conseqüentemente, no processamento digital de informações.

Observando esta motivação, foram utilizados pulsos ópticos na condição de sóliton fundamental, de forma que seus parâmetros T_0 e $P_0^{(N)}$ foram ajustados para se chegar a esse fim, codificados nos sinais digitais 0 e 1 mediante o chaveamento por amplitude de pulsos PAM-ASK. Em seguida, admitindo portas lógicas de duas entradas, faz-se uso das quatro combinações possíveis para dois pulsos, com a informação codificada nos níveis lógicos 0 ou 1, com o intuito de se verificar a realização de operações lógicas pelo NLDC simétrico. Os pulsos entrantes nas fibras 1 e 2 podem ser egressos de um sistema de comunicação digital operando com PAM-ASK. No estudo desta operação, neste capítulo, um sistema dessa natureza é substituído por um modulador PAM-ASK, no qual se faz possível controlar o valor do parâmetro de ajuste de modulação ε aplicado às amplitudes dos pulsos de entrada, tornando possível estabelecer a análise dos quatro casos possíveis a serem verificados.

Estuda-se também o comportamento do sistema diante de uma variação do ε , isto é, na alteração da amplitude inicial do pulso em relação à amplitude de referência ou informação sem modulação. Intensidades de pico abaixo da intensidade de pico de referência ($I < I_{REF}$) representam nível lógico 0. Por outro lado, intensidades de pico maiores que a intensidade de pico de referência ($I > I_{REF}$) representam nível lógico 1. Desta forma, o valor de intensidade de referência (I_{REF}) delimita duas regiões nas quais os pulsos de saída no NLDC podem aparecer modulados, logicamente, em 0 ou 1.

Neste sentido, trabalhou-se fixando alguns valores do parâmetro de ajuste da modulação ε e variou-se a fase em um dos braços de entrada do NLDC, através do controle de fase $\Delta\Phi$,

objetivando a obtenção das portas OU e E. Neste estudo, leva-se em consideração que o sistema tem perda desprezível, como também os efeitos simultâneos da automodulação de fase e dispersão de velocidade de grupo, tal qual foi discutido no Cap.3. Dessa forma, procuram-se os valores do parâmetro de ajuste ε e da diferença de fase $\Delta\Phi$ entre os pulsos codificados, para que se possa montar as tabelas verdade relativas à consecução de portas lógicas OU e E.

4.1 Dispositivos Ópticos e a Modulação por Amplitude no Processamento Digital de Informações.

Vários dispositivos de chaveamento totalmente ópticos têm sido propostos e analisados na literatura e o NLDC têm despertado bastante atenção porque oferece possibilidades de comutação, direcionamento e modulação de sinais ópticos por um outro sinal óptico de controle através da interação não-linear nas regiões de acoplamento entre os guias de onda [1] (veja Cap.2 e Cap.3). Pesquisas já existem, feitas sobre portas lógicas onde o processamento e a decisão dos níveis lógicos são realizados com o chaveamento de sinais totalmente ópticos, sem a exigência de conversão eletro-óptica. Essas portas lógicas utilizam dispositivos tais como acopladores [2,3], interferômetros [4] e guias de onda [5]. O uso de modulação multinível é a chave para melhorar significativamente a eficiência do uso da largura de banda espectral dos amplificadores ópticos e das linhas de transmissão de fibra [6]. Apesar dos vários avanços registrados na melhoria do desempenho dos acopladores direcionais não lineares, é necessário incluir novos formatos de modulação em suas análises. A principal técnica utilizada em comunicações digitais para obter eficiências espectrais maiores que 1b/s/Hz é a modulação multinível. O esquema de modulação multinível mais simples usa $M > 2$ níveis de amplitude de uma portadora sinusoidal para representar M valores de sinais possível. Em um tal esquema, cada sinal representa $\log_2 M$ bits. Contudo, a largura de banda ocupada por um sistema de comunicação digital transmitindo R tais símbolos por segundo é aproximadamente a mesma que aquela ocupada por um sistema digital empregando sinais binários com taxa R b/s. Entretanto, a eficiência da largura de banda de um esquema multinível é $\log_2 M$ vezes maior, e aproximadamente $\log_2 M$ b/s/Hz. Contudo, o esquema multinível não tem sido usado em sistemas de comunicação óptico práticos devido às complexidades de detectar tais sinais a altas taxas de bits. Uma outra vantagem potencial da modulação multinível é que a taxa de amostragem no canal é menor do que a taxa de dados.

Por exemplo, um esquema de modulação de 16 níveis seria capaz de transmitir em uma taxa de dados de 40 Gb/s mas com uma taxa de amostragem de 10 Gbaud, o que significa cada sinal ocupar um período de 100 ps, e não 25 ps. Isto, por sua vez, ajuda a diminuir os efeitos de dispersão e não linearidade [7].

O primeiro passo em qualquer sistema óptico é gerar um feixe de bits digital no transmissor óptico na forma de um trem de pulsos óptico codificado tal que ele contenha toda a informação disponível no correspondente sinal elétrico. Resulta que a conversão de um feixe de bits do domínio elétrico para o óptico pode ser levada em vários formatos diferentes. A escolha de um formato de modulação apropriada depende de um grande número de fatores e pode ser crítico para o projeto e operação do sistema satisfatoriamente [8]. Semelhante a um sistema de comunicação elétrico, pode-se escolher uma das opções de modular a amplitude A_0 , frequência ω_0 ou a fase Φ_0 da portadora óptica [9]–[10]. Neste trabalho, decidiu-se trabalhar com o formato de modulação ASK multinível, que é uma forma de modulação por amplitude de pulso, sendo também conhecido como um tipo de chaveamento *on-off*, com dois níveis de amplitude codificados digitalmente. A maior parte dos sistemas ópticos digitais empregam ASK porque sua utilização simplifica o projeto de transmissores e receptores ópticos consideravelmente [8]. A implementação do chaveamento *on-off* em um transmissor óptico requer que a intensidade (ou a potência) da portadora óptica seja ligada e desligada em resposta a um feixe de bits elétricos. A abordagem mais simples faz uso de uma técnica de modulação direta na qual o sinal elétrico é aplicado diretamente ao circuito de impulso de um laser semiconductor ou um diodo emissor de luz (LED), portanto, modulando a saída de potência da fonte de laser pela variação da corrente aplicada diretamente ao dispositivo, semelhantemente à modulação por chaveamento *on-off* [8,11]. Durante cada bit 1, o laser vai além do seu limiar e emite um pulso cuja duração é aproximadamente igual aquela do pulso elétrico. Uma tal abordagem trabalha contanto que o laser possa ser ligado e desligado tão rápido quanto a taxa de bit do sinal a ser transmitido. Na prática, a modulação direta sofre de um problema de “chirping” ou gorjeio. O motivo para isto está relacionado a mudanças de fase que invariavelmente ocorrem quando a potência do laser é alterada pela modulação na corrente aplicada ao laser semiconductor. Embora tais mudanças de fase não intencionais não sejam vistas por um fotodetector (como ele responde somente à potência óptica), eles modulam a fase do pulso óptico e alargam seu espectro pela adição de novas componentes de frequência. Tal alargamento espectral é indesejável porque ele pode levar a um alargamento temporal de pulsos ópticos enquanto eles propagam através da fibra óptica. Por esta razão, modulação direta do laser torna-se impraticável à medida que a taxa de bit dos sistemas

ópticos é aumentada além de 2,5Gb/s [8]. O problema de gorjeio pode ser resolvido, em grande parte, pela operação de um laser semiconductor de realimentação distribuída, (DFB) com uma corrente constante e modulando sua saída CW (onda contínua) através de um modulador externo [8,11]. Interferômetros Mach-Zender ou acopladores direcionais não lineares projetados com titânio-difundido e LiNbO_3 são comumente utilizados como moduladores ASK [11]. Quando usados como moduladores ASK, eles podem prover uma taxa de extinção em excesso de 13 dB e a luz pode ser modulada a velocidades de até 20 GHz [12]. Atualmente, existem moduladores externos que fazem uso do efeito eletro-óptico através do qual o índice de refração de um material conveniente (LiNbO_3 , na prática) pode ser alterado pela aplicação de uma voltagem através dele. Mudanças no índice de refração modificam a fase de um campo óptico propagando dentro daquele material. Mudanças de fase são convertidas em modulação de amplitude utilizando um interferômetro Mach-Zender (MZ) feito de dois guias de onda planares à base de LiNbO_3 [8]. Moduladores LiNbO_3 são freqüentemente utilizados para gerar feixes de bits ópticos. Eles podem facilmente prover um contraste de mais de 13 dB entre os bits 1 e 0 e podem ser modulados a velocidades de até 75 GHz [13]. Neste capítulo, investigou-se o que acontece no NLDC duplo, operando com pulsos sólton ultracurtos de largura $T_0 = 2\text{ps}$, num time-slot de 10ps, modulados em amplitude de pulso, em um chaveamento de amplitude com dois níveis para codificação digital. Esta análise foi realizada tendo em vista a utilização deste dispositivo como porta lógica E ou OU, em redes totalmente ópticas.

4.2 Modelo Proposto para Modulação por Amplitude de Pulsos Sólitons em Acoplador Direcional Não Linear Simétrico para Obter Portas Lógicas.

Nesta dissertação, optou-se por trabalhar com algumas considerações objetivando a montagem de um modelo de modulação por amplitude de pulso, numa perspectiva de chaveamento de amplitude, com o NLDC duplo simétrico realizando operações lógicas E e OU. Essa modulação consiste no acréscimo ou decréscimo, da amplitude original do pulso óptico de entrada ($A_{jE} = \sqrt{P_{jE}}$), $j = 1, 2$, para as fibras 1 e 2 respectivamente, por pequenos valores mensurados por ε . Dentro desse contexto estipulou-se uma intensidade de referência ($I_{REF} = P_{REF}$) com sua respectiva amplitude de referência ($A_r = \sqrt{P_{REF}}$), e convencionou-se, a

fim de se definir os níveis lógicos 1 e 0, a partir da potência de pico dos pulsos ópticos, o seguinte: para intensidades maiores do que a intensidade de referência – bit 1 ($I > I_{REF} \rightarrow bit\ 1$), para intensidades menores do que a intensidade de referência – bit 0 ($I < I_{REF} \rightarrow bit\ 0$), para situações onde a intensidade é igual à intensidade de referência – o sinal se encontra sem modulação por amplitude ($I = I_{REF} \Rightarrow$ sem modulação PAM-ASK). A Figura 4.1 expõe uma pequena ilustração deste modelo de codificação digital.

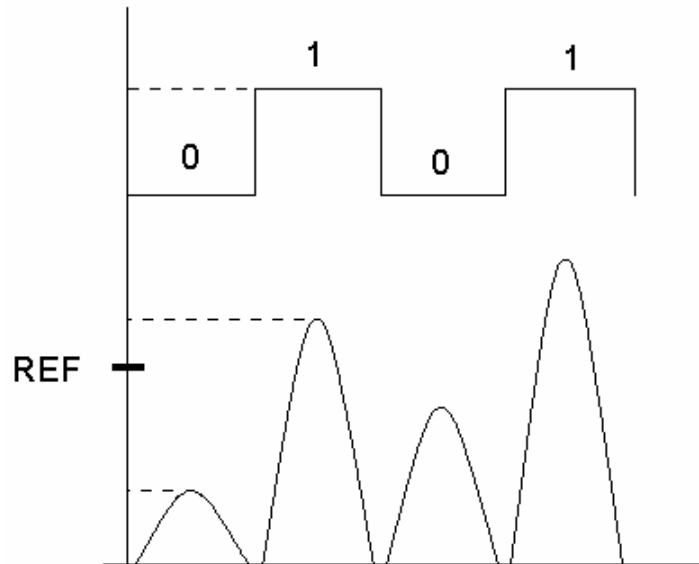


Figura 4.1: Delimitação do modelo de codificação digital por amplitude dos pulsos.

O modelo ora proposto para análise do desempenho do NLDC simétrico, realizando operações lógicas E e OU, possui arquitetura explanada na Figura 4.2. Nesta situação, tal qual no Capítulo 3 desta dissertação, o modulador PAM-ASK e o controle de fase nada mais são que ferramentas controláveis utilizadas neste estudo, podendo ter seus valores como características dos pulsos dentro do sistema de transmissão. Dessa forma, a realização das operações lógicas ficam a cargo do NLDC duplo simétrico, mediante o chaveamento simultâneo de energia dos pulsos entre os braços 1 e 2 do acoplador. Na Figura 4.2, as entradas E_1 e E_2 representam os pulsos ópticos iniciais sem a devida modulação PAM-ASK. A análise é feita de forma paralela, ou seja, após passar pelo modulador PAM-ASK, os dois pulsos ópticos iniciais de entrada sem modulação, A_{1r} (fibra 1) e A_{2r} (fibra 2), ($A_r = A_{1r} = A_{2r}$), as entradas E_1 e E_2 , respectivamente, têm suas amplitudes acrescidas ($A_{jr} + \varepsilon_{jE}$) ou decrescidas ($A_{jr} - \varepsilon_{jE}$) do parâmetro de ajuste de modulação ε_{jE} . Daí em diante, após passar pelo controle de fase e pelo modulador PAM-ASK, tem-se o sinal entrante no braço 1, A_{1E} , e no braço 2, A_{2E} , do acoplador. Em termos lógicos, as entradas A_{1E} e A_{2E}

serão representadas pelos níveis lógicos L_{1E} e L_{2E} respectivamente. Na região de interação do NLDC, ocorrerá o possível chaveamento de energia entre os braços. Em seguida, os pulsos ópticos de saída, nos braços de saída 1 e 2, do NLDC são disponibilizados, com suas correspondentes amplitudes A_{1S} e A_{2S} , e são definidos os respectivos níveis lógicos de saída L_{1S} e L_{2S} , em função do cálculo de suas correspondentes amplitudes em relação à amplitude de referência A_r , levando-se em consideração o devido sincronismo entre os pulsos de entrada e de saída.

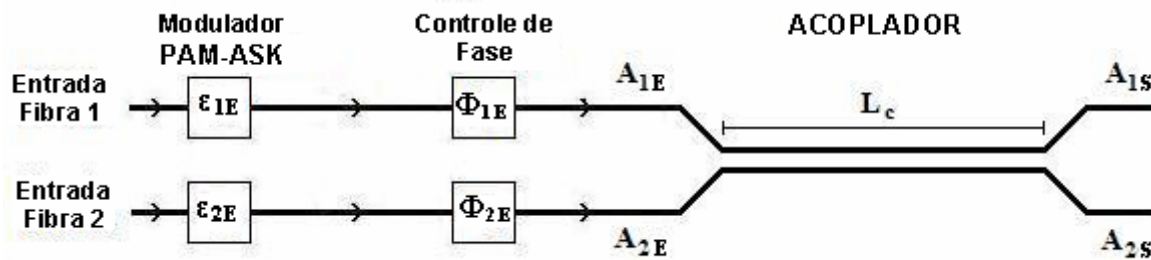


Figura 4.2: Modelo proposto para a investigação do desempenho do NLDC operando sob modulação PAM-ASK, realizando operações lógicas E e OU.

A execução de operações lógicas E e OU pelo NLDC, é verificada em cada fibra do acoplador separadamente. Obviamente, na análise da porta lógica proposta neste capítulo, é esperado que exista mudança de nível lógico durante o chaveamento de energia intrínseco ao acoplador, do pulso de entrada em relação ao de saída na mesma fibra. Lembrando que, o pulso de saída representará bit 1, quando sua amplitude for maior do que a amplitude de referência ($A_{jS} > A_r$), representará bit 0, quando sua amplitude for menor do que a amplitude de referência ($A_{jS} < A_r$), e, finalmente, resultará saída sem modulação (na região de decisão) uma amplitude de saída semelhante à da entrada sem modulação quando tivermos um igual ao outro ($A_{jS} = A_r$). Levando-se em consideração as tabelas verdade das portas lógicas E e OU (veja Tabelas 3.1 e 3.2, respectivamente, no Cap.3), na situação em que as combinações dos pulsos de entrada das fibras 1 e 2 representem bits diferentes, ou seja, $L_{1E} = 0, L_{2E} = 1$ e $L_{1E} = 1, L_{2E} = 0$, a amplitude do pulso de saída da fibra 1, A_{1S} , ou fibra 2, A_{2S} , deve estar no mesmo intervalo para bit 1 ($A_{jS} > A_r$) - caso se deseje conseguir uma operação lógica OU – ou bit 0 ($A_{jS} < A_r$) - se a operação lógica desejada for E. Para as outras duas combinações da tabela verdade, no caso em que elas correspondem a bits iguais, o intervalo onde a amplitude de saída A_{jS} deve se encontrar independe da operação lógica procurada, E ou OU. Na

situação em que as amplitudes dos pulsos de entrada das fibras 1 e 2 A_{jE} , representam, respectivamente, os bits $L_{1E} = 0, L_{2E} = 0$, a amplitude do pulso de saída, da fibra 1 ou 2, A_{jS} , deve estar sempre no intervalo para bit 0. De outra forma, quando as amplitudes dos pulsos de entrada das fibras 1 e 2 A_{jE} , representam, respectivamente, os bits $L_{1E} = 1, L_{2E} = 1$, a amplitude do pulso de saída, da fibra 1 ou 2 deve estar sempre no intervalo para bit 1.

4.3 Ferramenta Teórica e Procedimento Numérico para Estudo do Parâmetro de Ajuste da Modulação PAM-ASK e Diferença de Fase dos Pulsos Sólitons de Entrada

Nesta seção, são discutidas características do NLDC, conforme discussão proferida nos Capítulos 2 e 3 desta dissertação, agora em vista da modulação PAM-ASK. Neste capítulo, como no Capítulo 3, considera-se um acoplador de fibra duplo simétrico, como também utilizou-se para efeito das simulações as equações diferenciais parciais acopladas para acopladores simétricos sem perda:

$$\frac{\partial A_{1E}}{\partial z} = i\kappa A_{2E} + i\gamma \left(|A_{1E}|^2 + \sigma |A_{2E}|^2 \right) A_{1E} - \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_{1E}}{\partial T^2} - \frac{\alpha}{2} A_{1E} \quad (4.1a)$$

$$\frac{\partial A_{2E}}{\partial z} = i\kappa A_{1E} + i\gamma \left(|A_{2E}|^2 + \sigma |A_{1E}|^2 \right) A_{2E} - \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_{2E}}{\partial T^2} - \frac{\alpha}{2} A_{2E} \cdot \quad (4.1b)$$

Vale ressaltar que os parâmetros coeficiente de acoplamento κ , de SPM γ , de GVD β_2 , comprimento de onda da luz λ , a ordem N do sóliton, a potência de bombeio P_0 , a meia largura temporal T_{PULSO} , potência crítica P_C , comprimento de dispersão L_D , comprimento de não linearidade L_{NL} , comprimento de acoplamento L_C e área efetiva do núcleo A_{eff} , são semelhantes aos assumidos no Cap. 3, como será visto adiante.

O comportamento do NLDC simétrico operando funções lógicas E/OU, sob modulação PAM-ASK, é analisado mediante a arquitetura proposta mostrada na Figura 4.2. Para a análise numérica, considerou-se as quatro combinações possíveis de dois bits na entrada de uma porta lógica de duas entradas, permitindo uma variação, de 0 a $0,9 W^{1/2}$, no parâmetro $|\varepsilon|$ dos pulsos de entrada, modulados pela amplitude PAM-ASK. No modelo, ora aqui proposto, esta tarefa é efetivada pelo modulador PAM-ASK, antes do controle de fase. Após

passar através do modulador PAM-ASK, os pulsos de entrada são introduzidos para o controle de fase, quando a diferença de fase $\Delta\Phi = \Phi_1 - \Phi_2$, na faixa de 0 a 2π , pode ser inserida entre os pulsos. Como os pulsos de entrada são aplicados simultaneamente dentro dos dois núcleos, a posição temporal adquirida pelos pulsos propagados é influenciada pela diferença de fase aplicada entre os pulsos de entrada devido às suas diferentes velocidades durante a propagação. Dessa forma, para realizar esta análise, a fase é somente aplicada em um dos pulsos de entrada. Na região de interação L_C , os pulsos A_{1E} e A_{2E} são convertidos entre os dois núcleos, simultaneamente, se a potência de bombeio P_0 está abaixo da potência crítica P_C , como discutido no Cap.2. Na saída do NLDC simétrico o máximo deslocamento de amplitude alcançado por cada pulso em seu respectivo núcleo, é calculado considerando a sincronização com o pulso de entrada pelo tempo de referência T_r e em relação à amplitude de referência A_r . Por uma questão de conveniência e para facilitar a visualização dos resultados, optou-se por explicitar o resultado da amplitude de saída em termos da quantidade $A_{jS} - A_r$. Dessa forma, passa-se a ler da seguinte maneira o resultado: $(A_{jS} - A_r) > 0 \rightarrow bit\ 1$, $(A_{jS} - A_r) < 0 \rightarrow bit\ 0$, $(A_{jS} - A_r) = 0 - sem\ definição\ lógica$.

Analisou-se numericamente a transmissão de pulsos ultracurtos no regime de propagação fundamental ou sóliton de primeira ordem através do NLDC simétrico, Equações (4.1a) e (4.1b). Assume-se que a meia largura temporal no ponto de máxima intensidade dos pulsos de entrada é $T_{PULSO} = 2ps$, que corresponde a uma largura de banda espectral completa no ponto de máxima intensidade $\Delta f_{PULSO} = 0,157\ THz$. Depois do modulador PAM-ASK e do controle de fase, a forma dos pulsos ópticos iniciais na entrada do NLDC é dada por :

$$A_{jE}(0, T) = (\sqrt{P_0} \pm \varepsilon_{jE}) \operatorname{sech} \left[\frac{(T - T_r)}{T_0} \right] \exp(i\Phi_j), \quad (4.2)$$

na qual os índices $j = 1, 2$ fazem menção às fibras 1 e 2, Φ_j é a fase inserida, $|\varepsilon| = |\varepsilon_{1E}| = |\varepsilon_{2E}|$ é o parâmetro de ajuste de modulação de amplitude PAM-ASK, responsável pelo deslocamento de amplitude efetivado pelo modulador na entrada. Implementando a simulação na entrada do sistema temos que uma soma de epsilon, $+\varepsilon$, representará bit 1 e uma subtração de epsilon, $-\varepsilon$, representará bit 0. Os deslocamentos de amplitude ε_{jE} e ε_{jS} , da entrada A_{jE} e saída A_{jS} , respectivamente são calculados nas posições temporais de máxima intensidade,

correspondendo à metade do time-slot, em relação à amplitude de referência A_r , com os pulsos ópticos centrados em zero, ou seja, com o tempo de referência igual a zero, $T_r = 0$. Nesta mesma análise numérica, L_{jE} e L_{jS} representam os níveis lógicos para os pulsos de entrada A_{jE} e de saída A_{jS} , respectivamente. Assumindo a operação em fibras de sílica, na região de comprimento de onda próximo a $1,55\mu\text{m}$ (perda mínima de aproximadamente $\alpha_{\text{dB}} = 0,2 \cdot 10^{-3} \text{ dB/m}$), os coeficientes de dispersão e não linearidade são tipicamente $\beta_2 = -20 \cdot 10^{-3} \text{ ps}^2/\text{m}$ e $\gamma = 2\pi n_2/\lambda A_{\text{eff}} = 3 \cdot 10^{-3} (\text{Wm})^{-1}$, respectivamente, onde $n_{\text{NL}} = n_2 \approx 3 \cdot 10^{-14} \text{ m}^2/\text{W}$ e $A_{\text{eff}} \approx 40\mu\text{m}^2$ [14]. Em todas as nossas investigações, os pulsos de entrada estão no regime de propagação do sóliton fundamental ($L_D=L_{\text{NL}}$). Para pulsos sóliton de primeira ordem ultracurtos de $T_{\text{PULSO}} = 2\text{ps}$, $T_0=1,135\text{ps}$. Portanto a potência de bombeio requerida para a propagação do sóliton de primeira ordem é $P_0 = 5,18\text{W}$, tal qual no Capítulo 3. Vale ressaltar que, como $P_0 = 5,18\text{W}$, essa é a intensidade de referência antes do pulso ser inserido no modulador PAM-ASK, antes de ocorrer modulação, daí a amplitude de referência ser definida como $A_r = \sqrt{P_0}$, ficando aproximadamente $A_r = 2,28\text{W}^{1/2}$. Além disso, assume-se um comprimento de acoplamento $L_C \cong L_D = L_{\text{NL}} = 64,30\text{m}$. Sob estas condições, o coeficiente de acoplamento é $\kappa = 24 \cdot 10^{-3} \text{ m}^{-1}$ e a potência crítica calculada $P_C = 32\text{W}$ está acima da potência de bombeio $P_0 = 5,18\text{W}$.

O sistema de equações NLSE acopladas (4.1a) – (4.1b) foi resolvido numericamente usando o método Runge Kutta de 4ª ordem com 2048 pontos na janela de tempo levando em consideração as condições iniciais dadas pela equação (4.2), na situação sem perda ($\alpha=0$). Basicamente, esta situação não significa perda de generalidade tendo em vista que o efeito da perda nos pulsos na saída ($z = L_C$) é desprezível ($64,30\text{m} \times 0,2 \cdot 10^{-3} \text{ dB/m} \approx 0,013\text{dB}$).

Para o estudo correto da transmissão de pulsos sóliton ultracurtos modulados pela amplitude, obedecendo a um chaveamento pulsado, aplicam-se deslocamentos de amplitude ε para os pulsos de entrada sem modulação A_{jE} e observa-se a diferença entre a amplitude de saída A_{jS} e a amplitude de referência A_r , do respectivo pulso de saída ($j = 1,2$), após o acoplador. As funções lógicas E/OU são verificadas observando as combinações dos níveis lógicos de entrada L_{jE} , casos $\{(0,0),(0,1),(1,0),(1,1)\}$, e suas respectivas saídas L_{jS} em uma fibra ($j = 1,2$) de cada vez, verificando sempre se as saídas dos respectivos casos de entrada

estão na região para bit 1, $(A_{js} - A_r) > 0$, ou bit 0, $(A_{js} - A_r) < 0$. Se a função lógica procurada é E, em concordância com a tabela verdade das portas lógicas E (ver também Tabela (3.1)), nos casos em que os pulsos de entrada 1 e 2 representam bits diferentes, é $L_{1E} = 0, L_{2E} = 1$ ou $L_{1E} = 1, L_{2E} = 0$, o respectivo pulso de saída deve estar na região para bit 0. Por outro lado, se a função lógica procurada é OU, em concordância com a tabela verdade das portas lógicas OU, nos casos em que os pulsos de entrada 1 e 2 representam bits diferentes, $L_{1E} = 0, L_{2E} = 1$ ou $L_{1E} = 1, L_{2E} = 0$, o respectivo pulso de saída deve estar na região para bit 1. Além disso, para a realização de funções lógicas E/OU, os pulsos de saída 1 ou 2, devem sempre estar no intervalo para bit 0 $(A_{js} - A_r) < 0$ e bit 1 $(A_{js} - A_r) > 0$, quando os pulsos de entrada 1 e 2 representam os bits $L_{1E} = 0, L_{2E} = 0$ e $L_{1E} = 1, L_{2E} = 1$, respectivamente.

4.4 Resultados e Discussões

Neste capítulo, inicialmente, foi proposto o modelo do NLDC operando com pulsos sólito fundamentais, codificados por amplitude de pulsos em um chaveamento digital, sempre observando a amplitude e o perfil dos pulsos de saída como função do parâmetro de ajuste de modulação $|\varepsilon|$, como também da variação da fase inserida em um dos braços, para um determinado ε . Analisou-se o desempenho de um NLDC simétrico realizando operações lógicas E/OU de duas entradas, considerando a propagação de dois pulsos de entrada, Equação (4.2) – Fibras 1 e 2, modulados de acordo com os quatro casos possíveis para a porta lógica de duas entradas e permitindo uma variação, na faixa de 0 a $0,9W^{1/2}$ no parâmetro de ajuste de modulação $|\varepsilon|$. As funções lógicas E e OU são investigadas em ambas as fibras 1 e 2.

Nas figuras que se seguem, o parâmetro ε representa os deslocamentos aplicados aos pulsos de entrada e as linhas cheias com círculos vazios e cheios representam, respectivamente, as linhas PAM para os bits 0 e 1. Quadrados vazios representam o caso $L_{1E} = 0$ e $L_{2E} = 0$, triângulos para cima vazios representam o caso $L_{1E} = 0$ e $L_{2E} = 1$, triângulos para cima cheios representam o caso $L_{1E} = 1$ e $L_{2E} = 0$, quadrados cheios representam o caso $L_{1E} = 1$ e $L_{2E} = 1$. Como foi frisado anteriormente, o deslocamento de amplitude medido no pulso de saída que resulta no bit 1, deve se localizar acima da linha de

decisão representada pela linha horizontal pontilhada. De outra forma, o deslocamento de amplitude medido no pulso de saída que resulta no bit 0, deve se localizar abaixo da linha de decisão.

Nas Figuras 4.3 e 4.4 apresentam-se os pulsos de saída nas fibras 1 e 2, respectivamente. Observamos que apesar de todos os quatro casos apresentarem os deslocamentos de amplitude dos pulsos de saída sempre situados nas regiões para bit 1 ou 0, em toda a faixa analisada do parâmetro de ajuste de modulação $|\varepsilon|$, observa-se que não há um único valor do parâmetro de ajuste de modulação em que seja possível que o NLDC realize operações lógicas E ou OU, dentro do modelo de modulação por amplitude de pulsos estudada. Isto se verifica pelo fato de que os casos $L_{1E} = 0, L_{2E} = 1$ e $L_{1E} = 1, L_{2E} = 0$ se situarem sempre em regiões distintas, para todos os deslocamentos $|\varepsilon|$ aplicados aos pulsos de entrada. Visando sanar este problema, aplicou-se os valores de deslocamento de amplitude $|\varepsilon| = 0,1W^{1/2}$, $|\varepsilon| = 0,2W^{1/2}$ e $|\varepsilon| = 0,3W^{1/2}$ na entrada e inseriu-se um controle de fase, na faixa de 0 a 2π , aplicados aos pulsos de entrada da fibra 1, após o modulador PAM-ASK.

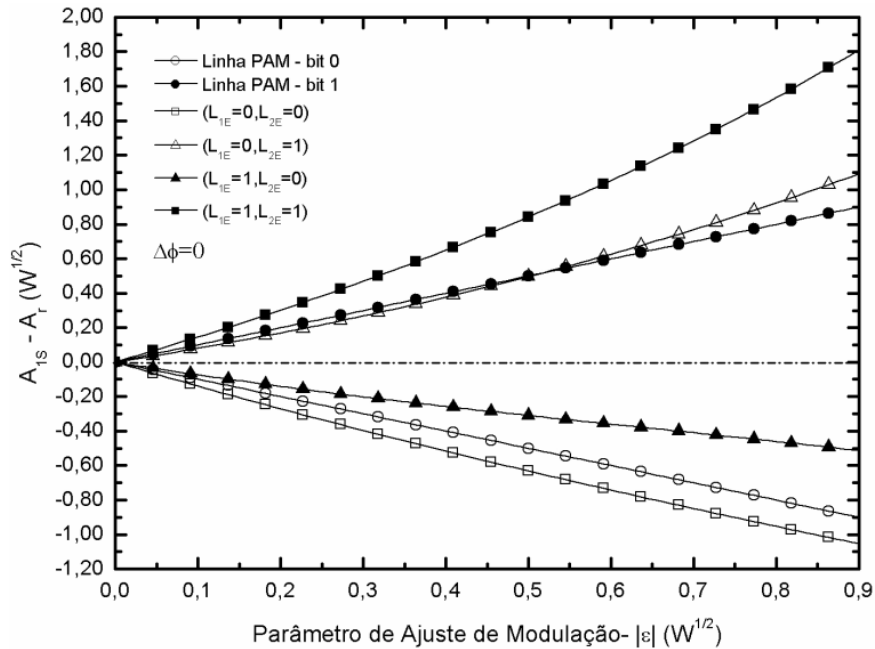


Figura 4.3: Amplitude do pulso de saída da fibra 1 menos amplitude de referência, $A_{1s} - A_r$, calculada como função do parâmetro de ajuste da modulação no intervalo $0 \leq |\varepsilon| \leq 0,9 W^{1/2}$, com $L_C=64,30m$ e $\Delta\Phi=0$.

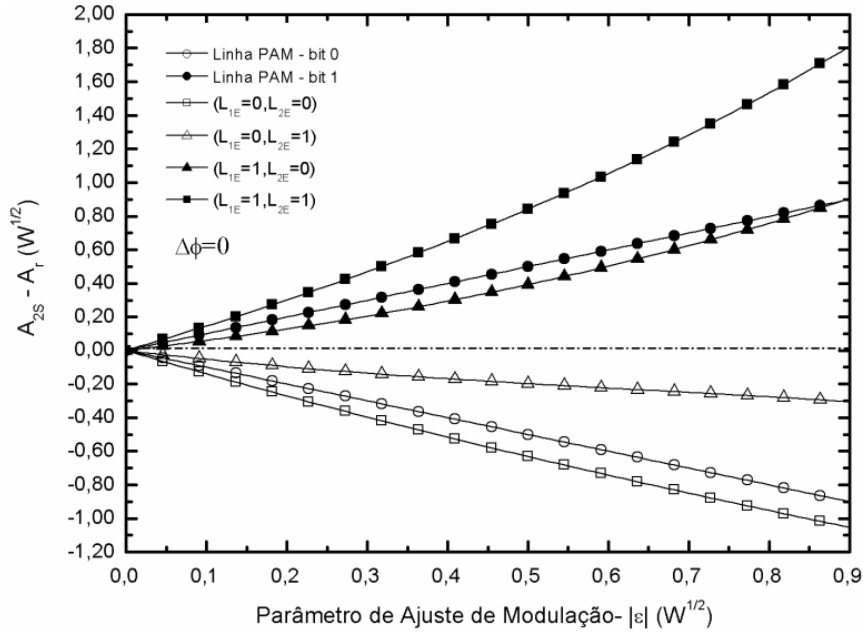


Figura 4.4: Amplitude do pulso de saída da fibra 2 menos amplitude de referência, $A_{2s} - A_r$, calculada como função do parâmetro de ajuste da modulação $|\epsilon|$ no intervalo $0 \leq |\epsilon| \leq 0,9 W^{1/2}$, com $L_C=64,30m$ e $\Delta\Phi=0$.

Nas Figuras 4.5 e 4.6, pulsos de saída nas fibras 1 e 2, respectivamente, trabalhou-se com $|\epsilon|=0,1W^{1/2}$. Observa-se na Figura 4.5, pulso de saída na fibra 1, a ocorrência de duas portas OU nas fases $|\Delta\Phi|=0,02\pi$ e $|\Delta\Phi|=1,54\pi$, conforme as retas verticais pontilhadas que as sinalizam. Nestas fases, os casos $L_{1E}=0$ e $L_{2E}=1$, $L_{1E}=1$ e $L_{2E}=0$ e $L_{1E}=1$ e $L_{2E}=1$ estão na região para bit 1, $(A_{js} - A_r) > 0$, e o caso $L_{1E}=0$ e $L_{2E}=0$ na região para bit 0 $(A_{js} - A_r) < 0$. Vale ressaltar que essas duas fases onde verificou-se a ocorrência de porta OU se encontram em intervalos muito estreitos de fase, além disso os casos $L_{1E}=0$ e $L_{2E}=0$ e $L_{1E}=1$ e $L_{2E}=0$ estão bastante próximos da linha de decisão $A_{js} - A_r = 0$. Na Figura 4.6, pulso de saída na fibra 2, observa-se uma variedade maior de intervalos de fase, como também de lógicas distintas obtidas, ainda que a característica de intervalos estreitos e de casos limítrofes muito próximos da linha de decisão $A_{js} - A_r = 0$ seja mantida. Neste sentido, tem-se a fase $|\Delta\Phi|=0,02\pi$ e os intervalos $0,34\pi \leq \Delta\Phi \leq 0,36\pi$ e $0,95\pi \leq \Delta\Phi \leq 0,97\pi$ para porta E. Nos intervalos de fase $0,45\pi \leq \Delta\Phi \leq 0,50\pi$ e $0,79\pi \leq \Delta\Phi \leq 0,85\pi$, e nas fases $|\Delta\Phi|=1,48\pi$ e $|\Delta\Phi|=1,97\pi$, ocorrem lógica OU, conforme sinalização das retas verticais pontilhadas.

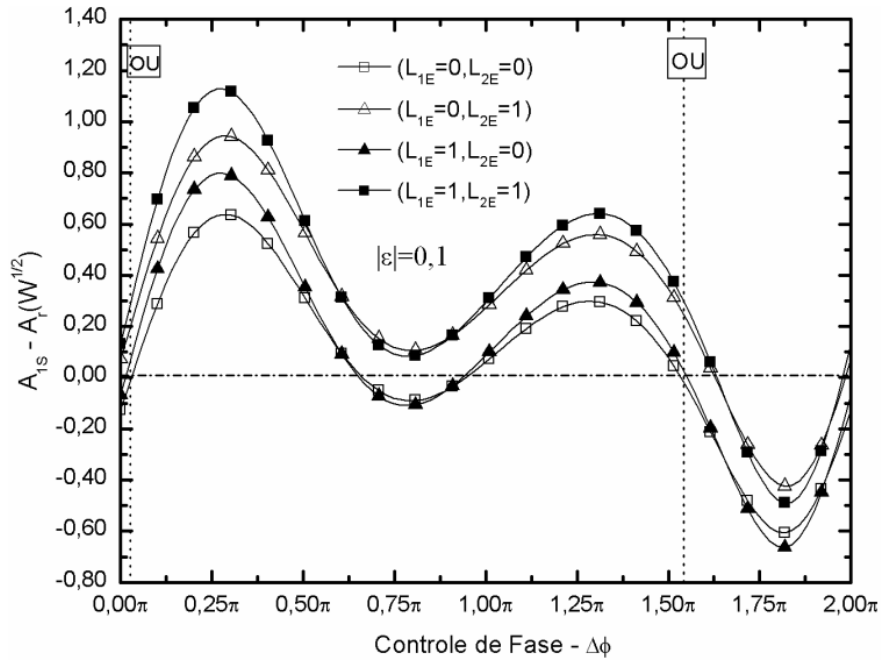


Figura 4.5: Amplitude do pulso de saída da fibra 1 menos amplitude de referência, $A_{1S} - A_r$, calculada como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_2 = 0$), entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30\text{m}$ e $|\varepsilon|=0,1W^{1/2}$.

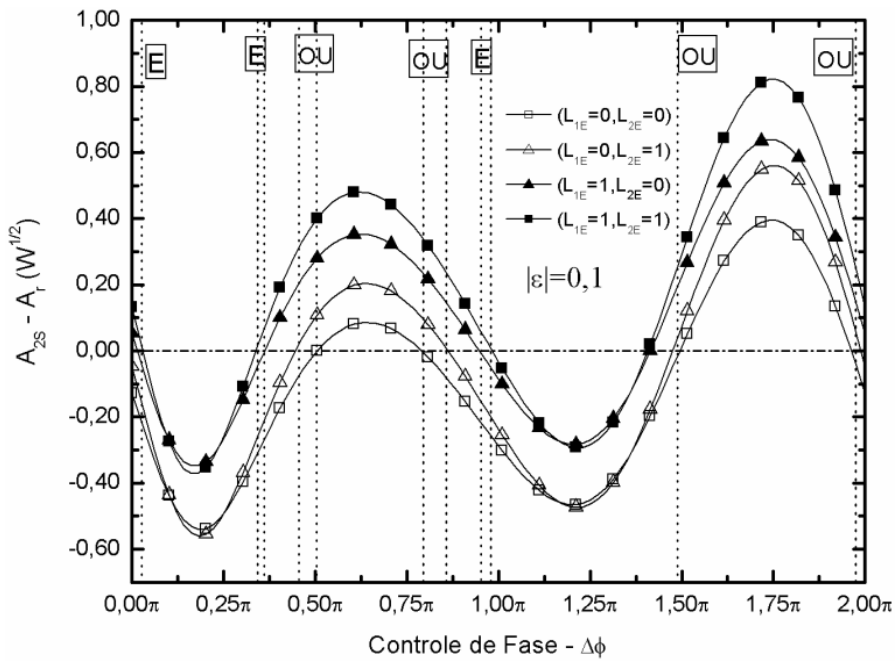


Figura 4.6: Amplitude do pulso de saída da fibra 2 menos amplitude de referência, $A_{2S} - A_r$, calculada como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_2 = 0$), entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30\text{m}$ e $|\varepsilon|=0,1W^{1/2}$.

Nas Figuras 4.7 e 4.8, pulsos de saída nas fibras 1 e 2, respectivamente, trabalhou-se com $|\varepsilon| = 0,2W^{1/2}$. Na Figura 4.7 tem-se os intervalos $0,03\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 0,06\pi$, $1,01\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 1,03\pi$ e $1,46\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 1,50\pi$, nos quais registra-se a ocorrência da lógica OU. Nestes casos, houve um aumento do distanciamento dos casos limítrofes em relação à linha de decisão $A_{jS} - A_r = 0$, quando comparados àqueles verificados para o $|\varepsilon| = 0,1W^{1/2}$. Na Figura 4.8 observa-se a fase $|\Delta\Phi| = 0,04\pi$, e os intervalos $0,29\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 0,31\pi$ e $1,01\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 1,04\pi$, para a lógica E; nos intervalos $0,49\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 0,81\pi$, $1,50\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 1,55\pi$ e $1,91\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 1,97\pi$ observa-se a ocorrência da lógica OU. Observa-se também que, na Figura 4.8, além da existência das duas lógicas, os intervalos de fase são mais largos que os registrados até então para algumas portas e os casos limítrofes estão mais distanciados da linha de decisão $A_{jS} - A_r = 0$. O intervalo de fase $0,49\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 0,81\pi$, é a região mais larga e que também possui os casos limítrofes $L_{1E} = 0$ e $L_{2E} = 1$ e $L_{1E} = 0$ e $L_{2E} = 0$, mais distantes entre si e da linha de decisão $A_{jS} - A_r = 0$, criando uma região de relativa estabilidade de operação para a lógica OU. Utilizando-se como critérios, a distância entre os casos limítrofes e a linha de decisão igual para os mesmos e a maior possível, e também, de que os pontos de fase em questão estejam em regiões do domínio da fase com relativa estabilidade em relação à amplitude dos pulsos de saída, a fim de se obter pontos de fase relativamente mais estáveis, e onde eventuais efeitos possam agir sobre ambos os casos de forma igual, encontrou-se a fase $|\Delta\Phi| = 0,58\pi$, na Figura 4.8 para a porta OU; e $|\Delta\Phi| = 1,02\pi$, também na Figura 4.8, para a porta E. Estes pontos serão melhor discutidos posteriormente. É também relevante o fato conseguir na fase $|\Delta\Phi| = 1,02\pi$, no pulso de saída da fibra 1 (ver Figura 4.7), a operação de uma porta OU, e na mesma fase, olhando para o pulso de saída da fibra 2 (ver Figura 4.8), a operação de uma porta E, com o mesmo ε , ou seja, com uma única fase de operação, em um só dispositivo, duas funções distintas disponibilizadas. Para efeito de um potencial projeto experimental, essa previsão teórica reveste-se de um caráter interessante sobre os demais pontos.

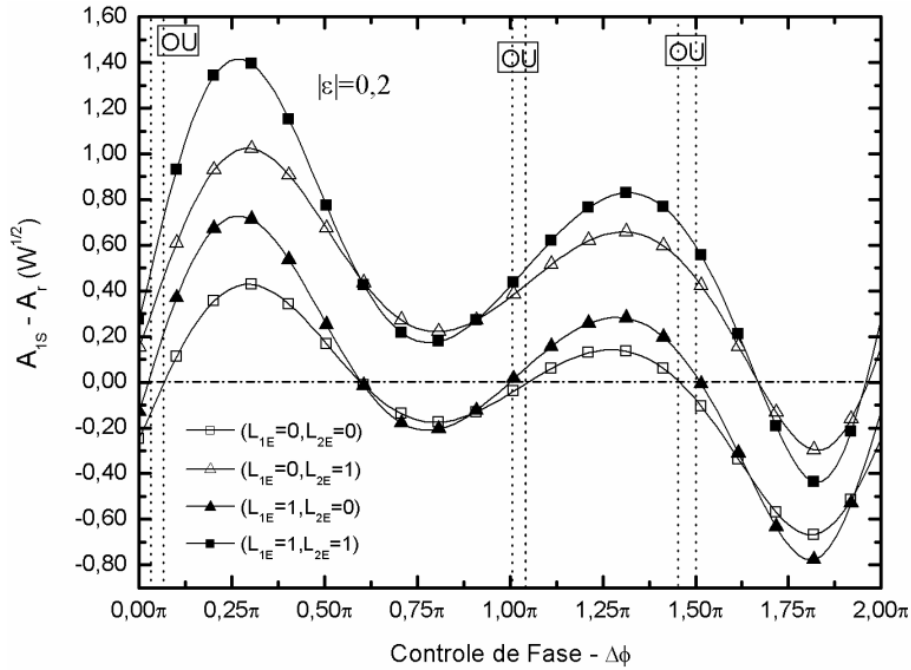


Figura 4.7: Amplitude do pulso de saída da fibra 1 menos amplitude de referência, $A_{1s} - A_r$, calculada como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_2 = 0$), entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30m$ e $|\varepsilon|=0,2W^{1/2}$.

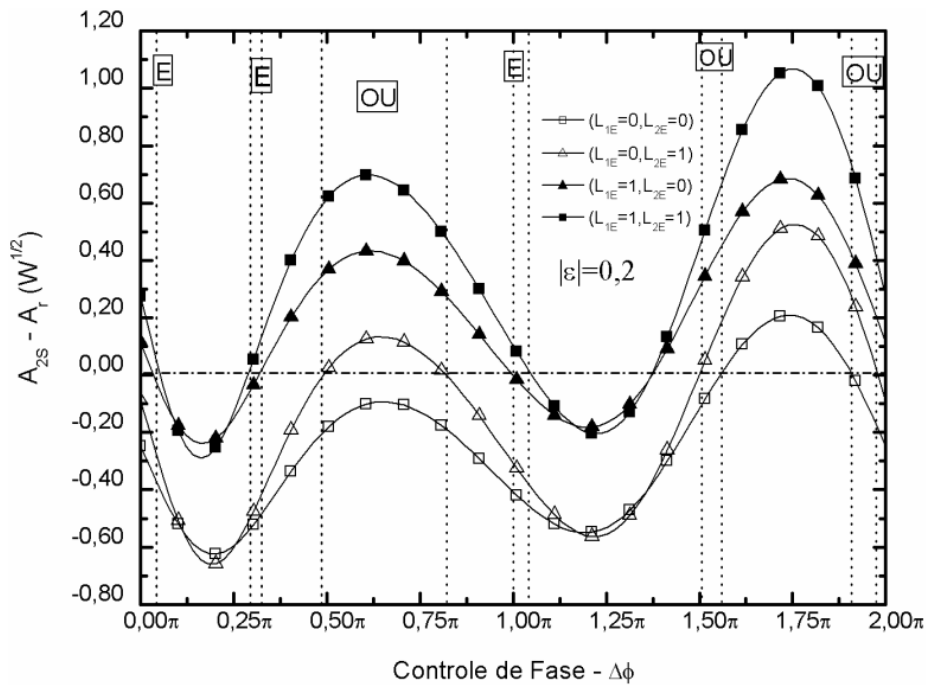


Figura 4.8: Amplitude do pulso de saída da fibra 2 menos amplitude de referência, $A_{2s} - A_r$, calculada como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_2 = 0$), entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30m$ e $|\varepsilon|=0,2W^{1/2}$.

Nas Figuras 4.9 e 4.10, pulsos de saída nas fibras 1 e 2, respectivamente, operou-se com $|\varepsilon|=0,3W^{1/2}$. Na Figura 4.9, observa-se a fase $|\Delta\Phi|=0,54\pi$ e dois intervalos, $0,04\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 0,12\pi$ e $1,07\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 1,45\pi$, que operam a função lógica OU. No caso do intervalo $1,07\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 1,45\pi$, embora seja uma faixa de fase relativamente larga, o caso $L_{1E}=0$ e $L_{2E}=0$ está muito próximo da linha de decisão $A_{jS} - A_r = 0$. Na Figura 4.10 observa-se que a fase $|\Delta\Phi|=0,25\pi$ realiza a operação lógica E, sendo que nesta situação os casos $L_{1E}=1$ e $L_{2E}=1$ e $L_{1E}=1$ e $L_{2E}=0$ estão muito próximos da linha de decisão. Continuando na análise da Figura 4.10, verifica-se também a existência de três intervalos para a ocorrência da porta lógica OU: $0,54\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 0,76\pi$, $1,52\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 1,65\pi$ e $1,82\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 1,96\pi$; nota-se que no intervalo $0,54\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 0,76\pi$, o caso $L_{1E}=0$ e $L_{2E}=1$ está muito próximo da linha de decisão, apesar do caso $L_{1E}=0$ e $L_{2E}=0$ se encontrar relativamente distante e da largura da faixa ser também importante. Nessa mesma Figura (4.10), observa-se pelo menos dois pontos de fase, $|\Delta\Phi|=1,56\pi$ e $|\Delta\Phi|=1,92\pi$, nos quais pelos dois primeiros critérios (a distância entre os casos limítrofes e a linha de decisão seja igual para ambos e a maior possível) definidos para uma maior estabilidade de operação, são verificados. Estes resultados serão melhor discutidos nas Tabelas 4.3 e 4.4, como também nas Figuras 4.13 e 4.14, respectivamente.

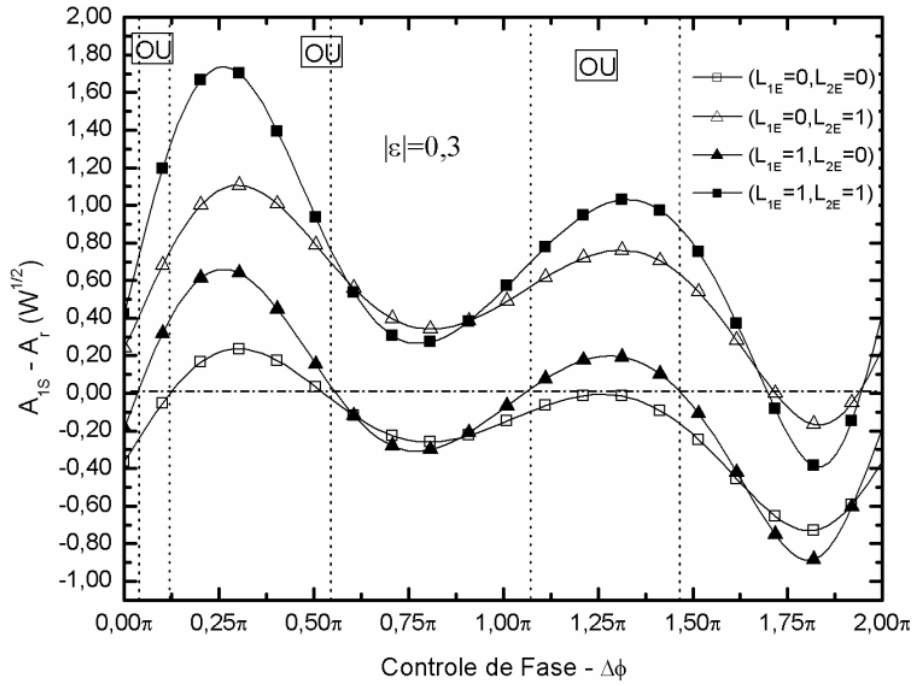


Figura 4.9: Amplitude do pulso de saída na fibra 1 menos amplitude de referência, $A_{1S} - A_r$, calculada como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_2 = 0$), entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30\text{m}$ e $|\epsilon| = 0,3W^{1/2}$.

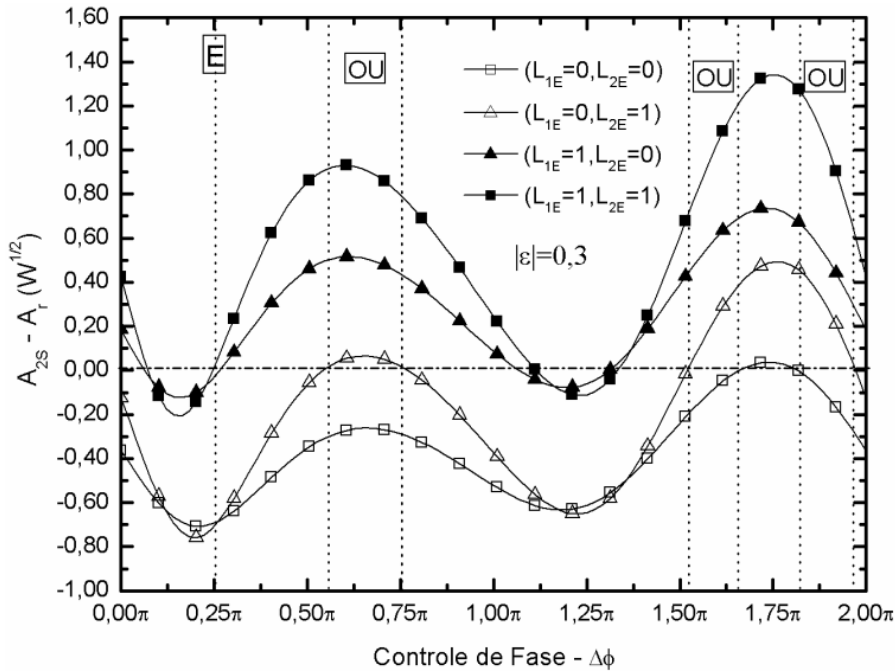


Figura 4.10: Amplitude do pulso de saída na fibra 2 menos amplitude de referência, $A_{2S} - A_r$, calculada como função da diferença de fase $\Delta\Phi$ ($\Phi_2 = 0$), entre os pulsos de entrada A_{1E} e A_{2E} , no intervalo $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, com $L_C=64,30\text{m}$ e $|\epsilon| = 0,3W^{1/2}$.

As Tabelas 4.1 e 4.2 mostram as situações de maior estabilidade como, por exemplo, na obtenção das portas lógicas OU/E, em regiões nas quais a distância entre os casos limítrofes e a linha de decisão $A_{js} - A_r = 0$ seja igual para ambos os casos, seja a maior possível, como também, de estarem em uma região cujos valores da amplitude de saída são estáveis com o domínio da fase. Registrou-se essa condição na saída do pulso da fibra 2, para o $|\varepsilon| = 0,2W^{1/2}$ tanto para a lógica OU (controle de fase $|\Delta\Phi| = 0,58\pi$) como para a lógica E (controle de fase $|\Delta\Phi| = 1,02\pi$). Pode-se verificar a consecução das operações lógicas OU e E, Figuras 4.11 e 4.12, observando o perfil da intensidade temporal dos pulsos de saída, na fibra 2, para o $|\varepsilon| = 0,2W^{1/2}$, pontos do controle de fase para os quais se fornece uma maior estabilidade. Por outro lado, observando-se as Tabelas 4.3 e 4.4, seguindo-se os dois primeiros critérios admitidos nesta discussão (a distância entre os casos limítrofes e a linha de decisão seja igual para ambos os casos e a maior possível), para o $|\varepsilon| = 0,3W^{1/2}$, observando o pulso de saída na fibra 2, os pontos de fase $|\Delta\Phi| = 1,56\pi$ e $|\Delta\Phi| = 1,92\pi$, operando a lógica OU, apresentam valores da ‘amplitude do pulso de saída menos a amplitude de referência’ ligeiramente maiores do que no caso do controle de fase igual a $|\Delta\Phi| = 0,58\pi$ ($|\varepsilon| = 0,2W^{1/2}$ - pulso de saída na fibra 2). No entanto, verifica-se também, que esses mesmos pontos do controle de fase ($|\Delta\Phi| = 1,56\pi$ e $|\Delta\Phi| = 1,92\pi$), não atendem o terceiro critério (‘amplitude do pulso de saída menos a amplitude de referência’ ser estável com a fase) de uma forma satisfatória tanto quanto o ponto $|\Delta\Phi| = 0,58\pi$ para o $|\varepsilon| = 0,2W^{1/2}$ na saída da fibra 2. Isto se explica pelo fato, de que as curvas referentes aos casos limítrofes $L_{1E} = 0$ e $L_{2E} = 1$ e $L_{1E} = 0$ e $L_{2E} = 0$, exibem uma inclinação bem maior, para os pontos $|\Delta\Phi| = 1,56\pi$ e $|\Delta\Phi| = 1,92\pi$ (ver Figura 4.10), do que a curvas referentes a esses mesmos casos para o ponto $|\Delta\Phi| = 0,58\pi$ (ver Figura 4.8). Conseqüentemente, o ponto de controle de fase $|\Delta\Phi| = 0,58\pi$ ($|\varepsilon| = 0,2W^{1/2}$ - pulso de saída na fibra 2) exibe uma maior estabilidade com a fase, na amplitude, em relação aos pontos $|\Delta\Phi| = 1,56\pi$ e $|\Delta\Phi| = 1,92\pi$ ($|\varepsilon| = 0,3W^{1/2}$ - pulso de saída na fibra 2). As Figuras 4.13 e 4.14, exibem o perfil da intensidade temporal dos pulsos de saída, na fibra 2, para o $|\varepsilon| = 0,3W^{1/2}$, para os dois pontos supra, respectivamente, operando a função lógica OU.

Tabela 4.1: Tabela para porta lógica NLDC PAM: lógica OU - Fibra 2- $|\varepsilon| = 0,2W^{1/2}$.

ENTRADA		Controle de Fase ($\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$)		Amplitude do pulso de saída menos amplitude de referência ($W^{1/2}$)	SAÍDA LÓGICA
Fibra 1	Fibra 2				OU
$ \varepsilon = \varepsilon_{1E} = \varepsilon_{2E} = 0,2W^{1/2}$					
L_{1E}	L_{2E}	ϕ_1	ϕ_2	$A_{2S} - A_r$	L_{2S}
0	0	$0,58\pi$	0	-0,11	0
0	1	$0,58\pi$	0	+0,11	1
1	0	$0,58\pi$	0	+0,43	1
1	1	$0,58\pi$	0	+0,69	1

Tabela 4.2: Tabela para porta lógica NLDC PAM: lógica E - Fibra 2- $|\varepsilon| = 0,2W^{1/2}$.

ENTRADA		Controle de Fase ($\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$)		Amplitude do pulso de saída menos amplitude de referência ($W^{1/2}$)	SAÍDA LÓGICA
Fibra 1	Fibra 2				E
$ \varepsilon = \varepsilon_{1E} = \varepsilon_{2E} = 0,2W^{1/2}$					
L_{1E}	L_{2E}	ϕ_1	ϕ_2	$A_{2S} - A_r$	L_{2S}
0	0	$1,02\pi$	0	-0,44	0
0	1	$1,02\pi$	0	-0,35	0
1	0	$1,02\pi$	0	-0,04	0
1	1	$1,02\pi$	0	+0,04	1

Tabela 4.3: Tabela para porta lógica NLDC PAM: lógica OU - Fibra 2- $|\varepsilon| = 0,3W^{1/2}$.

ENTRADA		Controle de Fase ($\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$)		Amplitude do pulso de saída menos amplitude de referência ($W^{1/2}$)	SAÍDA LÓGICA
Fibra 1	Fibra 2				OU
$ \varepsilon = \varepsilon_{1E} = \varepsilon_{2E} = 0,3W^{1/2}$					
L_{1E}	L_{2E}	ϕ_1	ϕ_2	$A_{2S} - A_r$	L_{2S}
0	0	$1,56\pi$	0	-0,12	0
0	1	$1,56\pi$	0	+0,13	1
1	0	$1,56\pi$	0	+0,53	1
1	1	$1,56\pi$	0	+0,87	1

Tabela 4.4: Tabela para porta lógica NLDC PAM: lógica OU - Fibra 2- $|\varepsilon|=0,3W^{1/2}$.

ENTRADA		Controle de Fase ($\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$)		Amplitude do pulso de saída menos amplitude de referência ($W^{1/2}$)	SAÍDA LÓGICA
Fibra 1	Fibra 2				OU
$ \varepsilon = \varepsilon_{1E} = \varepsilon_{2E} =0,3W^{1/2}$		ϕ_1	ϕ_2	$A_{2S} - A_r$	L_{2S}
L_{1E}	L_{2E}	$1,92\pi$	0	-0,18	0
0	0	$1,92\pi$	0	+0,18	1
0	1	$1,92\pi$	0	+0,42	1
1	0	$1,92\pi$	0	+0,86	1
1	1	$1,92\pi$	0		

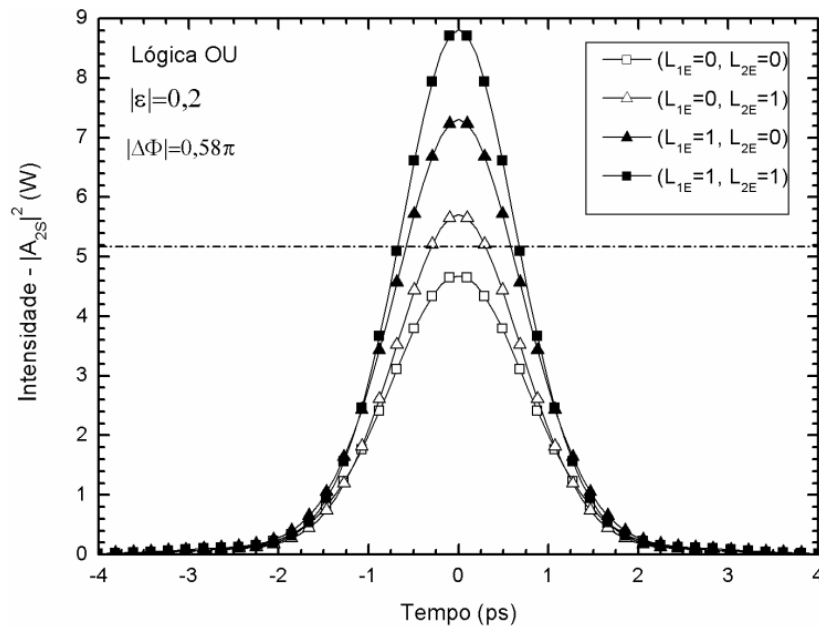


Figura 4.11: Perfil de intensidade temporal do pulso de saída na fibra 2 $|A_{2S}|^2$ obtido da solução numérica das equações (4.1a) – (4.1b) no regime de propagação de sóliton de primeira ordem, considerando $|\Delta\Phi|=0,58\pi$, $L_C=64,30m$, $I_{REF} = 5,18W$ e $|\varepsilon|=0,2W^{1/2}$.

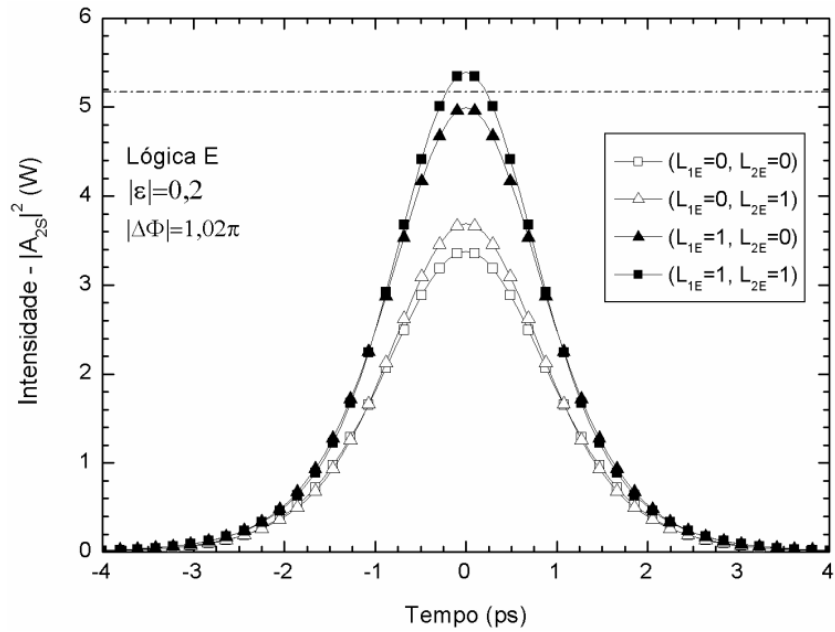


Figura 4.12: Perfil de intensidade temporal do pulso de saída na fibra 2 $|A_{2S}|^2$ obtido da solução numérica das equações (4.1a) – (4.1b) no regime de propagação de sóliton de primeira ordem, considerando $|\Delta\Phi|=1,02\pi$, $L_C=64,30\text{m}$, $I_{REF} = 5,18\text{W}$ e $|\varepsilon|=0,2\text{W}^{1/2}$.

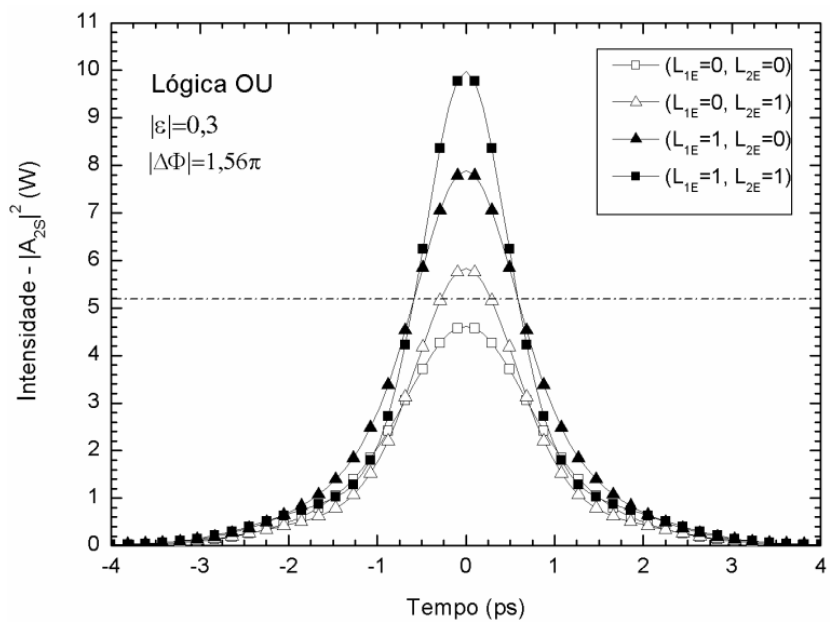


Figura 4.13: Perfil de intensidade temporal do pulso de saída na fibra 2 $|A_{2S}|^2$ obtido da solução numérica das equações (4.1a) – (4.1b) no regime de propagação de sóliton de primeira ordem, considerando $|\Delta\Phi|=1,56\pi$, $L_C=64,30\text{m}$, $I_{REF} = 5,18\text{W}$ e $|\varepsilon|=0,3\text{W}^{1/2}$.

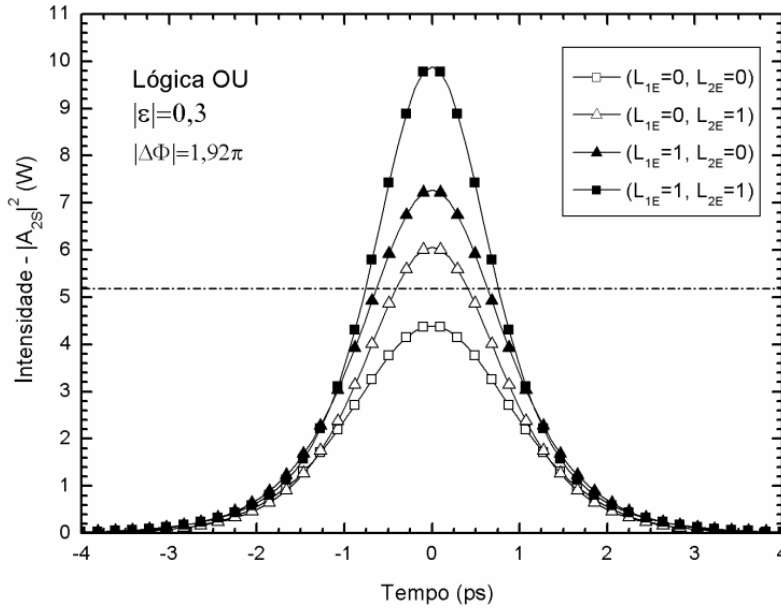


Figura 4.14: Perfil de intensidade temporal do pulso de saída na fibra 2 $|A_{2S}|^2$ obtido da solução numérica das equações (4.1a) – (4.1b) no regime de propagação de sóliton de primeira ordem, considerando $|\Delta\Phi|=1,92\pi$, $L_C=64,30\text{m}$, $I_{REF} = 5,18\text{W}$ e $|\varepsilon|=0,3\text{W}^{1/2}$.

4.5 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo, estudou-se a realização do NLDC simétrico de duas entradas operando portas lógicas E/OU com pulsos sóliton ultra-curtos, os quais são modulados nos níveis lógicos 1 e 0, através da técnica de modulação por amplitude de pulsos sob um ponto de vista de chaveamento de amplitude de pulsos. Considerou-se os efeitos dispersivos, não lineares (SPM) e regime de propagação sem perda para os pulsos de entrada na fibras 1 e 2, analisou-se as quatro situações possíveis para a porta lógica de duas entradas, observando a amplitude do pulso de saída menos a amplitude de referência, $A_{JS} - A_r$, como função do parâmetro de ajuste de modulação $|\varepsilon|$ dos pulsos de entrada sem fase. Conclui-se que o NLDC simétrico não poderia realizar as operações lógicas naquela situação ($\Delta\Phi = 0$). Em seguida, introduziu-se a diferença de fase, $0 \leq |\Delta\Phi| \leq 2\pi$, entre os pulsos de entrada, aplicando a mesma em um deles, neste estudo, sempre na fibra 1, para todas as combinações lógicas.

Dessa forma, verificou-se a ocorrência de diversos pontos de fase para operação das lógicas E/OU, para os pulsos de saída das fibras 1 e 2, para os parâmetros de ajuste de modulação $|\varepsilon|=0,1$, $0,2$ e $0,3\text{W}^{1/2}$. Para o $|\varepsilon|=0,1\text{W}^{1/2}$, para pulso de saída na fibra 1(ver

Figura 4.5), as duas portas OU obtidas estão muito próximas do limiar de decisão; já para o pulso de saída na fibra 2 (ver Figura 4.6), observa-se um aumento na quantidade de portas lógicas obtidas, 3 regiões para porta E e 4 regiões para porta OU, como também uma ligeira melhora no distanciamento, dos casos limítrofes, da linha de decisão. Para o $|\varepsilon|=0,2W^{1/2}$, para o pulso de saída na fibra 1 (ver Figura 4.7), observa-se a existência de três regiões para operação da lógica OU, sendo que as mesmas exibem um distanciamento maior em relação à linha de decisão, fato esse que também se confirmará para o pulso de saída da fibra 2; nesse mesmo (ε), na Figura 4.8 (pulso de saída na fibra 2), obteve-se 3 regiões para portas E e 3 regiões para portas OU, registra-se também neste ε e nesta fibra, uma faixa de fase mais larga e ao mesmo tempo com os casos limítrofes mais distanciados da linha de limiar $0,49\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 0,81\pi$, como também, que pelo menos em dois pontos de fase, dentro dos critérios estabelecidos de um máximo distanciamento da linha de decisão, valor igual de distanciamento para ambos os casos limítrofes e localizar-se em uma região com a amplitude de saída mais estável possível com a fase, quais sejam, $|\Delta\Phi|=0,58\pi$ para porta OU e $|\Delta\Phi|=1,02\pi$ para porta E, podem conferir uma relativa estabilidade de operação para as mesmas. É digno de nota, registrar que nesse mesmo ε , para a fase $|\Delta\Phi|=1,02\pi$, no pulso de saída da fibra 1 (ver Figura 4.7), observa-se a operação de uma porta OU, e simultaneamente na mesma fase, olhando para o pulso de saída da fibra 2 (ver Figura 4.8), tem-se a operação de uma porta E, para o mesmo ε , ou seja, com uma única fase de operação, em um só dispositivo, duas funções distintas disponibilizadas. Para o $|\varepsilon|=0,3W^{1/2}$, para o pulso de saída na fibra 1 (ver Figura 4.9), registra-se a ocorrência de três regiões para porta OU; para o pulso de saída na fibra 2 (ver Figura 4.10), observa-se a existência de uma região para porta E e 3 regiões para porta OU; sendo que uma característica deste ε , tanto para pulso de saída na fibra 1 quanto na 2, é mesclar algumas regiões com casos limítrofes um tanto mais distantes do limiar de decisão e mais largas, com algumas regiões cujos casos estão mais próximos do limiar de decisão e são mais estreitas; nessa mesma Figura (4.10), registra-se a ocorrência de dois pontos de fase ($|\Delta\Phi|=1,56\pi$ e $|\Delta\Phi|=1,92\pi$) que exibem amplitudes ligeiramente maiores que o ponto $|\Delta\Phi|=0,58\pi$ para o $|\varepsilon|=0,2W^{1/2}$, mas que em contrapartida, estão situados em regiões de menor estabilidade. Pode-se observar os perfis de intensidade temporal dos pontos de maior estabilidade, já citados nesta conclusão, recapitulando, $|\Delta\Phi|=0,58\pi$ para porta OU e $|\Delta\Phi|=1,02\pi$ para porta E, no $|\varepsilon|=0,2W^{1/2}$ (ver Figuras 4.11 e 4.12), com seus

dados específicos nas Tabelas 4.1 e 4.2, respectivamente. São disponibilizados, também, os perfis de intensidade temporal dos pontos de fase $|\Delta\Phi|=1,56\pi$ e $|\Delta\Phi|=1,92\pi$ (ver Figuras 4.13 e 4.14) com seus dados específicos nas Tabelas 4.3 e 4.4, respectivamente.

4.6 Referências Bibliográficas

- [1] J. W. M. Menezes, W. B. de Fraga, G. F. Guimarães, A.C. Ferreira, H. H. B. Rocha, M. G. da Silva e A. S. B. Sombra, “*Optical switches and all-fiber logical devices based on triangular and planar three-core nonlinear optical fiber couplers.*” *Optics Communications*, Vol. 276, pp 107 – 115, 2007.
- [2] W. B. Fraga, J. W. M. Menezes, M. G. da Silva, C. S. Sobrinho e A. S. B. Sombra (2006). “*All Optical Logic Gates Based in an Asymmetric Nonlinear Directional Coupler*”. Elsevier Science B.V., *Optics Communications*, Vol. 262, páginas 32 – 37.
- [3] X. Zhang, Y. Wang, J. Sun, D. Liu e D. Huang (2004). “*All-optical AND gate at 10 Gbits/s based on cascaded single-port-coupled SOAs*”. *Optics Express*, Vol. 12, Nº 3, páginas 361 – 366.
- [4] S. Lee, J. Park, K. Lee, D. Eom, S. Lee e J. H. Kim (2002). “*All-optical exclusive NOR logic gate using Mach-Zehnder interferometer*”. *J. Appl. Phys.*, Vol. 41, páginas 1155 – 1157.
- [5] A. Lattes, H. A. Haus, F. J. Leonberger e E. P. Ippen (1983). “*An ultrafast all-optical gate*”. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. QE-19, Nº 11, páginas 1718 – 1723.
- [6] S. Walklin and J. Conradi (1999). “*Multilevel Signaling for Increasing the Reach of 10 Gb/s Lightwave Systems*,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, no. 11, pp. 2235-2248.
- [7] R. Ramaswami e K. N. Sivarajan (2002). “*Optical Networks – A practical Perspective*”. Morgan Kaufmann Pub. San Francisco.
- [8] G. P. Agrawal (2005). “*Lightwave Technology – Telecommunication Systems*”, John Wiley & Sons, New York.
- [9] M. Schwartz (1990). “*Information Transmission, Modulation, and Noise*”, 4ªed., McGraw-Hill, New York.
- [10] D. R. Smith (2004). “*Digital transmission systems*”, 3ªed., Kluwer Academic, Boston.
- [11] D. J. G. Mestdagh (1995). “*Fundamentals of Multiaccess Optical Fiber Networks*”, Artech House, Norwood.
- [12] S. K. Korotky, e outros (1987). *Applied Phys. Letters*, 50, 1631.
- [13] K. Noguchi, O. Mitomi, and H. Miyazawa (1998). *J. Lightwave Technol.* 16,615.
- [14] G. P. Agrawal (2001). “*Nonlinear Fiber Optics*”. Academic Press. Terceira edição.

Conclusões Gerais e Perspectivas Futuras

Conclusões

Observou-se que, utilizando a técnica de modulação PPM, a implementação do NLDC simétrico de duas entradas operando portas lógicas OU e E, utilizando pulsos sóliton ultracurtos, com um controle de fase e artifícios convenientes, são obtidas regiões de fase nos intervalos $0,42\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 0,81\pi$ e $1,20\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 1,58\pi$, respectivamente, para saída da fibra 1. Por outro lado, para o pulso de saída da fibra 2, tem-se as regiões de fase, para as portas OU e E, $0,32\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 0,85\pi$ e $1,17\pi \leq |\Delta\Phi| \leq 1,68\pi$. Sendo que nestas regiões de fase, as fases $|\Delta\Phi| = 0,63\pi$ e $|\Delta\Phi| = 1,37\pi$, observando a saída na fibra 2, para as portas OU e E, respectivamente, são os pontos de maior estabilidade de operação das mesmas.

A partir da técnica de modulação PAM, o NLDC simétrico, com as mesmas condições que foram utilizadas no Capítulo 3, analisando a amplitude de saída versus a amplitude de referência versus o controle de fase, para parâmetros de ajuste de modulação de amplitude específicos (quais sejam, $|\varepsilon| = 0,1$, $0,2$ e $0,3W^{1/2}$), e observando as saídas das fibras 1 e 2, obteve diversos pontos para operação das portas lógicas OU e E. Sendo que dentre elas, os pontos mais estáveis foram encontrados no $|\varepsilon| = 0,2W^{1/2}$, saída da fibra 2, nas fases $|\Delta\Phi| = 0,58\pi$ para porta OU e $|\Delta\Phi| = 1,02\pi$ para porta E. Foram obtidas duas portas distintas, OU e E, com a mesma fase, $|\Delta\Phi| = 1,02\pi$, e com o mesmo epsilon, $|\varepsilon| = 0,2W^{1/2}$, nas saídas das fibras 1 e 2 respectivamente.

Esses resultados são revestidos de uma conotação importante no contexto de simulação teórica de dispositivos ópticos para finalidades lógicas, sobretudo por se tratar do fato de obter portas lógicas com acoplador direcional não linear duplo, na configuração simétrica e utilizando modulações PPM e PAM.

Perspectivas Futuras

Esta análise pode ser continuada estudando, por exemplo:

- O acoplador duplo assimétrico com perfis de assimetria tanto de dispersão, como de não-linearidade sob codificação PPM ou PAM para obter portas lógicas;

- O acoplador duplo simétrico sob a ação de outros efeitos tais como FWM, XPM sob codificação PPM ou PAM para obter portas lógicas;
- Os acopladores triplos nas simetrias triangular e planar, sob codificação PPM ou PAM, como GVD e SPM, para obter portas lógicas.

Anexo A – Publicações Científicas

A.1 Publicações Científicas

A.1.1 Revistas Internacionais

1. MENEZES, J. W. M. ; FRAGA, W. B. ; GUIMARAES, G. F. ; **FERREIRA, A. C.** ; ROCHA, H. H. B. ; SILVA, M. G. ; SOMBRA, A. S. B. .

OPTICAL SWITCHES AND ALL-FIBER LOGICAL DEVICES BASED ON TRIANGULAR AND PLANAR THREE-CORE NONLINEAR OPTICAL FIBER COUPLERS.

Optics Communications, v. 276, p. 107-115, 2007. (Elsevier Science B.V.)

2. ALMEIDA, J. S., MENEZES, J. W. M., FRAGA, W. B., SALES, J. C., **FERREIRA, A. C.**, S. P. Marciano, FURTADO FILHO, A. F. G., SILVA, M. G., SOMBRA, A. S. B.

All-Optical Logic Gates Based in Asymmetric Couplers: Numerical Analysis.

Fiber and Integrated Optics. , v.26, p.217 - 228, 2007. (Taylor & Francis Group).

3. SOBRINHO, C. S.; **FERREIRA, A. C.**; MENEZES, J. W. M.; GUIMARÃES, G. F.; FRAGA, W. B.; FILHO, A.F.G.F.; ROCHA, H.H.B.; MARCIANO, S. P.; SABÓIA, K.D.A AND SOMBRA, A.S.B.

Analysis of An Optical Logic Gate Using a Symmetric Coupler Operating With Pulse Position Modulation (PPM).

Optics Communications , v. 281, p. 1056-1064, 2008. (Elsevier Science B.V.)

4. MENEZES,J.W.M.; FRAGA, W.B.; **FERREIRA, A. C.**; SABÓIA, K. D. A.; FILHO, A.F.G.F.; GUIMARÃES,G. F.; SOUSA, J. R. R.; ROCHA, H.H.B.; AND A. S. B. SOMBRA .

LOGIC GATES BASED IN TWO AND THREE-MODES NONLINEAR OPTICAL FIBER COUPLERS.

(Aceito para publicação - Optical and Quantum Electronics - Dezembro 2007) (Springer Netherlands)

5. MENEZES, J. W. M.; FRAGA, W. B.; **FERREIRA, A. C.**; GUIMARÃES, G. F.; SOBRINHO, C. S.; FILHO, J. M. S.; FILHO, A. F. G. F.; SALES , J. C.; SILVA ,M. G.; SOMBRA, A. S. B.

All-Optical Half Adder Using All-Optical XOR and AND Gates for Optical Generation of ‘SUM’ and ‘CARRY’.

Submetido ao Fiber and Integrated Optics (Outubro 2007) (Taylor & Francis Group).

6. **FERREIRA, A. C.**, SOBRINHO, C. S., MENEZES, J. W. M., FRAGA, W. B., GUIMARAES, G. F., FURTADO FILHO, A. F. G., MARCIANO, S. P., SALES, J. C., ROCHA, H. H. B., SOUSA, J. R. R., FILHO, J. M. S., LIMA, F. T. , SOMBRA, A. S. B.

A PERFORMANCE STUDY OF AN ALL-OPTICAL LOGIC GATE BASED IN PAM-ASK.
(Submetido ao Journal of Modern Optics – Dezembro 2007) (Taylor & Francis Group).

A.1.2 Conferências Nacionais e Internacionais

1. MENEZES, J. W. M. ; FRAGA, W. B. ; SILVA, M. G. ; **FERREIRA, A. C.** ; FURTADO FILHO, A. F. G. ; MORAIS NETO, A. F. ; SARAIVA SOBRINHO, C. ; SOMBRA, A. S. B. . Numerical Analysis In Triangular And Planar Three-Core Nonlinear Optical Fiber Couplers (TNLDC) Operating Logical Gates. In: VI International Telecommunications Symposium (ITS2006), 2006, Fortaleza. Anais do VI International Telecommunications Symposium (ITS2006), 2006

2. SALES, J. C., MENEZES, J. W. M., FRAGA, W. B., **FERREIRA, A. C.**, GUIMARAES, G. F., SARAIVA SOBRINHO, C., ALMEIDA, J. S., FURTADO FILHO, A. F. G., SILVA, M. G., SOMBRA, A. S. B..Acoplador Triplo Planar Simétrico de Fibras Ópticas para Obtenção de um Meio Somador Binário. In: II Jornada Nacional da Produção Científica em Educação Profissional e Tecnológica., 2007, São Luís - MA. Anais da II Jornada Nacional da Produção Científica em Educação Profissional e Tecnológica.. , 2007.

3. S. P. Marciano, SALES, J. C., ALMEIDA, J. S., ROCHA, H. H. B., FRAGA, W. B., MENEZES, J. W. M., **FERREIRA, A. C.**, SARAIVA SOBRINHO, C., FURTADO FILHO, A. F. G., SOMBRA, A. S. B.. Implementação de Porta Lógica (OR) Usando o Sinal Quasi-Soliton Através de um (AOTF) Não-Linear e Dispersivo via a Modulação de Pulso por Amplitude (PAM). In: VII Encontro de Pesquisa e Pós-Graduação do CEFETCE, 2007, Fortaleza. Anais do VII Encontro de Pesquisa e Pós-Graduação do CEFETCE. , 2007.

4. MENEZES, J. W. M., FRAGA, W. B., **FERREIRA, A. C.**, ALMEIDA, J. S., SOMBRA, A. S. B. Meio Somador Binário com Aplicações Ópticas In: VII Encontro de Pós-Graduação e Pesquisa da UNIFOR, 2007, Fortaleza - CE. Anais do VII Encontro de Pós-Graduação e Pesquisa da UNIFOR. Fortaleza: Editora UNIFOR, 2007.

5. SALES, J. C., **FERREIRA, A. C.**, MENEZES, J. W. M., FURTADO FILHO, A. F. G., ALMEIDA, J. S., SOMBRA, A. S. B.. Acoplador Triplo Triangular e Aplicações Voltadas para o Processamento Lógico Totalmente Óptico In: I Congresso de Pesquisa e Inovação da Rede Norte e Nordeste de Educação Tecnológica - I CONNEPI, 2006, Natal - RN, Brasil. Anais do I Congresso de Pesquisa e Inovação da Rede Norte e Nordeste de Educação Tecnológica. , 2006.

6. ALMEIDA, J. S. ; MENEZES, J. W. M. ; **FERREIRA, A. C.** ; FRAGA, W. B. ; SOMBRA, A. S. B. . Estudo Numérico de Acopladores Direcionais Não Lineares Assimétricos com Perfil de Dispersão Aplicados na Implementação de Portas Lógicas Totalmente Ópticas. In: VI Encontro de Pesquisa e Pós-Graduação do CEFETCE, 2006, Fortaleza - CE. Anais do VI Encontro de Pesquisa e Pós-Graduação do CEFETCE, 2006.

7. ALMEIDA, J. S. ; MENEZES, J. W. M. ; **FERREIRA, A. C.** ; SILVA, M. G. ; SOMBRA, A. S. B. . Estudo Numérico de Acopladores Direcionais Não-Lineares Assimétricos com Perfil Dispersivo Operando Portas Lógicas Totalmente Ópticas. In: VI Encontro de Pós-Graduação e Pesquisa da UNIFOR, 2006, Fortaleza - CE. Anais do VI Encontro de Pós-Graduação e Pesquisa da UNIFOR. Fortaleza : Editora UNIFOR, 2006.
8. MENEZES, J. W. M. ; **FERREIRA, A. C.** ; FRAGA, W. B. ; SOMBRA, A. S. B. ; SILVA, M. G. . Numerical Investigations In Two And Three-Modes Nonlinear Optical Fiber Couplers Operating Logic Gates. In: XXIX ENCONTRO NACIONAL DE FÍSICA DA MATÉRIA CONDENSADA, 2006, São Lourenço, MG, Brasil. Anais do XXIX Encontro Nacional de Física da Matéria Condensada, 2006.
9. FRAGA, W. B., MENEZES, J. W. M., FURTADO FILHO, A. F. G., LIMA, F. T., GUIMARAES, G. F., **FERREIRA, A. C.**, SARAIVA SOBRINHO, C., ALMEIDA, J. S., SALES, J. C., SILVA, M. G., SOUSA, J. R. R., ROCHA, H. H. B., SOMBRA, A. S. B..Acopladores Duplos Assimétricos para Geração de um Circuito Meio Somador Óptico In: XXV Encontro de Físicos do Norte e Nordeste, 2007, Natal - RN..Anais do XXV Encontro de Físicos do Norte e Nordeste. , 2007.
10. FURTADO FILHO, A. F. G., FRAGA, W. B., MENEZES, J. W. M., GUIMARAES, G. F., **FERREIRA, A. C.**, SOMBRA, A. S. B..Estudo do Desempenho da Não-Linearidade e um Interferômetro de Michelson em Fibras Ópticas como Multiplexador ADD/DROP Baseado em Reflexões de Redes de Bragg. In: XXV Encontro de Físicos do Norte e Nordeste, 2007, Natal - RN. Anais do XXV Encontro de Físicos do Norte e Nordeste. , 2007.
11. MENEZES, J. W. M., FRAGA, W. B., FURTADO FILHO, A. F. G., GUIMARAES, G. F., **FERREIRA, A. C.**, SARAIVA SOBRINHO, C., ALMEIDA, J. S., SALES, J. C., SILVA, M. G., SOUSA, J. R. R., ROCHA, H. H. B., SOMBRA, A. S. B..Meio Somador Binário Totalmente Óptico In: XXV Encontro de Físicos do Norte e Nordeste, 2007, Natal - RN..Anais do XXV Encontro de Físicos do Norte e Nordeste. , 2007.
12. MENEZES, J. W. M., **FERREIRA, A. C.**, SALES, J. C., ALMEIDA, J. S., SOMBRA, A. S. B. Análise da Propagação e Chaveamento de Pulsos Solitônicos em Acopladores Triplos de Fibra Óptica In: VI Encontro de Pós-Graduação e Pesquisa da UNIFOR, 2006, Fortaleza..Resumos do VI Encontro de Pós-Graduação e Pesquisa da UNIFOR. Fortaleza - CE: Editora UNIFOR, 2006.
13. MENEZES, J. W. M., FRAGA, W. B., **FERREIRA, A. C.**, FURTADO FILHO, A. F. G., SOMBRA, A. S. B.. Chaveamento Óptico em Acopladores Triplos Planares e Triangulares (TNLDC) Para Obtenção de Portas Lógicas Ópticas In: VI Encontro de Pós-Graduação e Pesquisa da UNIFOR, 2006, Fortaleza. Resumos do VI Encontro de Pós-Graduação e Pesquisa da UNIFOR. Fortaleza - CE: Editora UNIFOR, 2006.
14. FURTADO FILHO, A. F. G., MORAIS NETO, A. F., SALES, J. C., FRAGA, W. B., S. P. Marciano, MENEZES, J. W. M., **FERREIRA, A. C.**, SOMBRA, A. S. B..Análise do Desempenho de um Filtro Add/Drop na Configuração de um Interferômetro de Michelson em Fibras Ópticas. In: XXIV Encontro de Físicos do Norte e Nordeste, 2006, João Pessoa. Anais do XXIV Encontro de Físicos do Norte e Nordeste. , 2006.

15. MORAIS NETO, A. F., FRAGA, W. B., MENEZES, J. W. M., **FERREIRA, A. C.**, FURTADO FILHO, A. F. G., SOMBRA, A. S. B.. Michelson Interferometer Operating with Nonlinear Fiber Bragg Gratings In: XXIV Encontro de Físicos do Norte e Nordeste, 2006, João Pessoa. Anais do XXIV Encontro de Físicos do Norte e Nordeste. , 2006.
16. MENEZES, J. W. M. ; FRAGA, W. B. ; MORAIS NETO, A. F. ; FURTADO FILHO, A. F. G. ; **FERREIRA, A. C.** ; SILVA, M. G. ; SOMBRA, A. S. B. . Triangular (T) and Planar (P) Three-Core Nonlinear Optical Fiber Couplers (TNLDC) Operating Logical Gates.. In: XXIV Encontro de Físicos do Norte e Nordeste, 2006, João Pessoa. Anais do XXIV Encontro de Físicos do Norte e Nordeste, 2006.
17. ALMEIDA, J. S. ; MENEZES, J. W. M. ; **FERREIRA, A. C.** ; MORAIS NETO, A. F. ; FRAGA, W. B. ; SILVA, M. G. ; SOMBRA, A. S. B. . Simulação de Portas Lógicas em Análise Numérica de Acopladores Duplos Assimétricos com Perfis de Dispersão.. In: XXIV Encontro de Físicos do Norte e Nordeste, 2006, João Pessoa. Anais do XXIV Encontro de Físicos do Norte e Nordeste, 2006.
18. **FERREIRA, A. C.** ; MENEZES, J. W. M. ; SILVA, M. G. ; FRAGA, W. B. ; MORAIS NETO, A. F. ; LIMA, J. L. S. ; SOMBRA, A. S. B. . Obtenção de Portas Lógicas Ópticas Utilizando Acoplador Direcional Triplo Triangular Simétrico Atuando em Regime de Pulsos Ultracurtos. In: XI Semana Universitária da UECE, 2006, Fortaleza. Resumos da XI Semana Universitária da UECE, 2006.
19. **FERREIRA, A. C.** ; MENEZES, J. W. M. ; SILVA, M. G. ; SOMBRA, A. S. B. . Análise Numérica em Acoplador Triplo Triangular Simétrico Operando Portas Lógicas Ópticas com Pulsos Solitônicos de 2ps.. In: XXV Encontro Universitário de Iniciação à Pesquisa da UFC, 2006, Fortaleza. Resumos do XXV Encontro Universitário de Iniciação à Pesquisa da UFC, 2006
20. **FERREIRA, A. C.** ; MENEZES, J. W. M. ; ALMEIDA, J. S. ; MORAIS NETO, A. F. ; SOMBRA, A. S. B. . Acoplador Triplo Triangular Simétrico Atuando em Regime de Pulsos Ultracurtos e Operando Portas Lógicas Ópticas. In: VI Encontro de Iniciação Científica e Tecnológica do CEFETCE, 2006, Fortaleza - CE. Resumos do VI Encontro de Iniciação Científica e Tecnológica do CEFETCE, 2006.
21. **FERREIRA, A. C.** ; MENEZES, J. W. M. ; SALES, J. C. ; SILVA, M. G. ; SOMBRA, A. S. B. . Estudo Numérico do Processo de Chaveamento Visando Obter Portas Lógicas Totalmente Ópticas a Partir de Acoplador Triplo Triangular Simétrico Trabalhando com Pulsos Solitônicos. In: XII Encontro de Iniciação à Pesquisa da UNIFOR, 2006, Fortaleza - CE. Resumos do XII Encontro de Iniciação à Pesquisa. Fortaleza : Editora UNIFOR, 2006
22. **FERREIRA, A. C.** ; FRAGA, W. B. ; MENEZES, J. W. M. ; SOMBRA, A. S. B. . Acoplador Óptico Assimétrico Planar. In: XXIV Encontro Universitário de Iniciação à Pesquisa da UFC, 2005, Fortaleza. Resumos do XXIV Encontro Universitário de Iniciação à Pesquisa da UFC, 2005.
23. **FERREIRA, A. C.** ; FRAGA, W. B. ; MENEZES, J. W. M. ; SILVA, M. G. ; SOMBRA, A. S. B. . Portas Lógicas Totalmente Ópticas a Partir de Acopladores Direcionais Duplos Assimétricos. In: XI Encontro de Iniciação à Pesquisa da UNIFOR, 2005, Fortaleza. Resumos do XI Encontro de Iniciação à Pesquisa da UNIFOR, 2005

24. **FERREIRA, A. C.** ; FRAGA, W. B. ; SOMBRA, A. S. B. . Implementação de Funções Lógicas Utilizando Acopladores Ópticos Duplos Assimétricos. In: V Encontro de Iniciação Científica e Tecnológica do CEFETCE, 2005, Fortaleza. Resumos do V Encontro de Iniciação Científica e Tecnológica do CEFETCE, 2005.

A.1.3 – Premiações

1 . MENÇÃO HONROSA POR TRABALHO APRESENTADO CLASSIFICADO EM 2º LUGAR NA CATEGORIA PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO, ÁREA :CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS, MODALIDADE: PÔSTER, NO VI ENCONTRO DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO., Centro Federal de Educação Tecnológica do Ceará - CEFETCE.

ALMEIDA, J. S. ; MENEZES, J. W. M. ; **FERREIRA, A. C.** ; FRAGA, W. B. ; SOMBRA, A. S. B. . Estudo Numérico de Acopladores Direcionais Não Lineares Assimétricos com Perfil de Dispersão Aplicados na Implementação de Portas Lógicas Totalmente Ópticas. In: VI Encontro de Pesquisa e Pós-Graduação do CEFETCE, 2006, Fortaleza - CE. Anais do VI Encontro de Pesquisa e Pós-Graduação do CEFETCE, 2006.



Optical switches and all-fiber logical devices based on triangular and planar three-core nonlinear optical fiber couplers

J.W.M. Menezes ^a, W.B. de Fraga ^b, G.F. Guimarães ^a, A.C. Ferreira ^b, H.H.B. Rocha ^{a,b},
M.G. da Silva ^c, A.S.B. Sombra ^{a,b,*}

^a *Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais LOCEM, Departamento de Física, Universidade Federal do Ceará, Caixa Postal 6030, 60455-760, Fortaleza, Ceará, Brazil*

^b *Departamento de Engenharia de Teleinformática (DETT), Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, 60455-760 Fortaleza-Ceará, Brazil*

^c *Centro de Ciências Exatas e Tecnologia – Curso de Física, Universidade Estadual Vale do Acaraú (UVA), Av. da Universidade, 550 Bairro Betânia Sobral/Ceará, Brazil*

Received 7 July 2006; received in revised form 22 February 2007; accepted 23 March 2007

Abstract

In this paper, we investigate the switching process in a triangular (T) and planar (P1 and P2) symmetric three-core nonlinear fiber coupler (TNLDC) operating in the CW regime. We have numerically shown, via the coupled nonlinear Schrödinger equations (NLSEs), that AND, NAND, OR, NOR, XOR, NXOR and NOT logic gates can be constructed. The first configuration, a triangular (TNLDC-T) symmetrical structure, is composed with three cores in an equilateral-triangle arrangement and using a control signal (CS) applied to the first core. The P1 and P2 configurations presents a planar symmetrical structure with three cores in a parallel equidistant arrangement, with different input positions of the control signal (CS). In the P1 configuration the CS is applied to the input of the first fiber (core 1) while for the P2 configuration the CS is applied to the input of the central fiber (core 2). Looking at the transmission characteristics of the device, through the direct and cross channel, we did a study of the extinction ratio (XRratio(dB)) of these devices. In comparing the performance of all switches operating as logic gates we will use the figure-of-merit of the logic gates (FOMELG(dB)) defined as a function of the extinction ratio of the gate outputs.
© 2007 Elsevier B.V. All rights reserved.

1. Introduction

Over the last few years, optical fiber has become the transmission medium of choice because it provides large bandwidth, low attenuation, and low bit error rate (BER). Telecommunications networks now play an extremely important role in a world where global communication has become an essential element of everyday life. These networks demand great bandwidth for networking applications such as data browsing and massive file transfer on the Internet, multimedia-on-demand, video conferencing, and much more. In today's networks, electronic devices

such as switches and routers are interconnected by optical fiber links. A major limitation of these types of networks, often referred to as electro-optic networks, is "electronic bottleneck". This electronic bottleneck is caused by the fact that information transfer involves time-consuming processes of optical-to-electronic conversion, electrical signal processing, and electronic-to-optical conversion of data signals at intermediate network nodes. Additionally, all of the information carried on optical fibers must be processed at electronic data rates that are compatible with electronic circuitry, thereby limiting network throughput.

Over the last decade, processors and other related peripherals have advanced in speed by two orders of magnitude, however electronic interconnecting devices such as switches and routers by only one order of magnitude. Therefore, the amount of information that can be carried over an optical

* Corresponding author. Tel.: +55 8540089909; fax: +55 8540089450.
E-mail address: sombra@ufc.br (A.S.B. Sombra).
URL: www.locem.ufc.br (A.S.B. Sombra).

Logic Gates Based in Asymmetric Couplers: Numerical Analysis

J. S. DE ALMEIDA

Departamento de Engenharia de
Teleinformática, DETI
Centro de Tecnologia
Universidade Federal do Ceará
Fortaleza, Ceará, Brasil

M. G. DA SILVA

Curso de Física
Centro de Ciências Exatas e
Tecnológicas
Universidade Estadual Vale do Acaraú
Sobral, Ceará, Brasil

J. W. M. MENEZES

Laboratório de Telecomunicações e
Ciência e Engenharia dos Materiais
LOCEM
Departamento de Física
Universidade Federal do Ceará
Fortaleza, Ceará, Brasil

A. S. B. SOMBRA

Laboratório de Telecomunicações e
Ciência e Engenharia dos Materiais
LOCEM
Departamento de Física
Universidade Federal do Ceará
Fortaleza, Ceará, Brasil

W. B. FRAGA

J. C. SALES

A. C. FERREIRA

S. P. MARCIANO

A. F. G. F. FILHO

Departamento de Engenharia de
Teleinformática, DETI
Centro de Tecnologia
Universidade Federal do Ceará
Fortaleza, Ceará, Brasil

Abstract *In this work, we present a numerical investigation of the transmission and switching of fundamental solitons in asymmetric nonlinear directional couplers, constructed with dispersion decreasing fibers (DDF). In this configuration, the coupler*

Received 7 December 2006; accepted 13 March 2007.

Address correspondence to A. S. B. Sombra, Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia dos Materiais LOCEM, Av. Mister Hull, S/N, Departamento de Física, Campus do Pici, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Ceará, Centro de Ciências, Brasil. E-mail: sombra@fisica.ufc.br



Analysis of an optical logic gate using a symmetric coupler operating with pulse position modulation (PPM)

C.S. Sobrinho^b, A.C. Ferreira^{a,b}, J.W.M. Menezes^b, G.F. Guimarães^{a,b},
W.B. Fraga^{a,b}, A.F.G.F. Filho^{a,b}, H.H.B. Rocha^b,
S.P. Marciano^{a,b}, K.D.A. Sabóia^b, A.S.B. Sombra^{b,*}

^a Departamento de Engenharia de Telecomunicações (DETT), Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, 60455-760 Fortaleza Ceará, Brazil

^b Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais, Departamento de Física, Centro de Ciências, Universidade Federal do Ceará, Caixa Postal 6030, 60455-760 Fortaleza Ceará, Brazil

Received 14 August 2007; received in revised form 18 October 2007; accepted 18 October 2007

Abstract

In this paper we propose the operation of an all-optical logical gate based in a symmetric nonlinear directional coupler (NLDC) operating with a pulse position modulation (PPM). The performance of a symmetric NLDC realizing two-input AND/OR logical functions, which can be applied in transmission and processing of signals in all-optical form in TDM systems, is examined. This integrated symmetric NLDC logical gate operates with two ultrashort soliton light pulses (2 ps), which are modulated in agreement with the technique of pulse position modulation (PPM). Initially, we evaluate the effect resulting of an increment in the PPM coding parameter offset (ϵ), for the temporal position of the output pulse, considering the anomalous group-velocity dispersion (GVD), nonlinear self phase modulation (SPM) and without loss propagation regime of input pulses, in the cores 1 and 2 of the NLDC. In this situation, we analyze the four possible situations for the two-input logical gate, modulating the 1 and 2 input pulses through temporal displacement and allowing a variation in the coding parameter offset. We can conclude that is possible to get AND/OR logical operations for the cores 1 or 2, without to insert PPM error, since a phase control ($\Delta\phi$) exists applied in agreement with the logical level of the input pulse in the core 1. Finally we define the truth table, considering the adequate phase difference and coding parameter offset for the stable operation of the AND/OR logical gate based in the symmetric NLDC.

© 2007 Elsevier B.V. All rights reserved.

Keywords: Nonlinear directional coupler (NLDC); Pulse position modulation (PPM); Soliton; AND/OR logical gate; Self phase modulation (SPM); Group-velocity dispersion (GVD); Time division multiplexing (TDM)

1. Introduction

The large range of applications of the nonlinear directional coupler (NLDC) in all-optical signal processing systems and optical computing has stimulated a great deal of research [1–14] since it was analyzed theoretically by Jensen [15]. Many interesting applications of these devices have

been proposed [16,17] and all-optical switching in the nonlinear directional coupler and cascaded nonlinear couplers have been demonstrated [18]. Future networks will require devices that can perform more complex operations, such as bistable [19] and logic operations [20–23]. The phenomenon of nonlinear directional coupling has been widely investigated for applications to all-optical ultrafast switching [24–30], and recently, all-optical ultrafast logic functions that use an asymmetric NLDC have been numerically demonstrated [31–33]. In this paper, it will be numerically demonstrated the realization of logical operations for a

* Corresponding author.
E-mail address: sombra@ufc.br (A.S.B. Sombra).
URL: <http://www.loom.ufc.br> (A.S.B. Sombra).

Anexo B – Análise Numérica.

B.1 Análise Numérica Runge-Kutta.

Os métodos de Runge (Carl D. T. Runge) e Kutta (Martin W. Kutta) são dos mais antigos já utilizados para solucionar equações diferenciais. Todas as formulas do método são destinadas à resolução de,

$$y' = f(x, y) \quad (1)$$

,ou seja, procuraram exprimir y_{i+1} em termos de y_i [1,2].

Os métodos de Runge-Kutta admitem como forma genérica a seguinte expressão:

$$y_{i+1} = y_i + \sum_{j=1}^m a_j k_j \quad (2)$$

Sendo m a ordem do método, os termos a_j constantes e os k_j são produtos da amplitude do passo, h , pela função $f = f(x, y)$. O método de Runge-Kutta pode ser utilizado para obter soluções completas e precisas. O método de quarta ordem apresenta precisão de $(h)^5$. Este método pode ser usado para produzir soluções precisas de um conjunto de equações diferenciais da primeira ordem. A forma da equação de Runge-Kutta de quarta ordem é dada pela expressão:

$$\left\{ \begin{array}{l} K_1 = hf(x_i, y_i) \\ K_2 = hf\left(x_i + \frac{h}{2}, y_i + \frac{K_1}{2}\right) \\ K_3 = hf\left(x_i + \frac{h}{2}, y_i + \frac{K_2}{2}\right) \\ K_4 = hf(x_i + h, y_i + K_3) \end{array} \right. \quad (3)$$

$$y_{i+1} = y_i + \frac{1}{6}(K_1 + 2K_2 + 2K_3 + K_4) \quad (4)$$

Um ponto importante que devemos ressaltar quanto a este método de quarta ordem é que ele conduz as soluções bastante precisas, para um passo de amplitude relativamente grande, apesar de se tratar de um método de passo único.

Para conseguir as soluções de transmissão e as características de transmissão e chaveamento, utilizamos Runge-Kutta de quarta ordem e um método para obter os zeros da equação. A partir da união desses métodos, é possível solucionar as integrais elípticas ou similares.

B.2 Referências Bibliográficas

[1] T. Pacitti, e C. P. Atkinson (1977), *Programação e métodos computacionais*, Editora Livros Técnicos e Científicos S. A, Rio de Janeiro, Volume 2, 2ª Ed.

[2] W. H. Press, e S. A. Teukolsky (1992), *Computers in Phys.* Vol 6, no. 2.