

UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
DEPARTAMENTO DE FÍSICA
CURSO DE FÍSICA

WILTON BEZERRA DE FRAGA

ESTUDO DO DESEMPENHO DE ACOPLADOR DIRECIONAL NÃO LINEAR
DUPLO ASSIMÉTRICO DE FIBRAS ÓPTICAS OPERANDO PORTAS LÓGICAS.

FORTALEZA
2006

WILTON BEZERRA DE FRAGA

ESTUDO DO DESEMPENHO DE ACOPLADOR DIRECIONAL NÃO LINEAR
DUPLO ASSIMÉTRICO DE FIBRAS ÓPTICAS OPERANDO PORTAS LÓGICAS.

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

Orientador: Prof. Dr. Antônio Sergio Bezerra
Sombra.

FORTALEZA
2006

WILTON BEZERRA DE FRAGA

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO

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

Aprovada em ___/___/_____

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Antônio Sergio Bezerra Sombra (Orientador)
Universidade Federal do Ceará - UFC

Prof. D.Marcio Gomes da Silva
Universidade Estadual Vale do Acaraú - UVA

Prof. Dr Kleber Zuza Nóbrega
Centro Federal de Educação Tecnológica – CEFET-MA

Dedico este trabalho a meu filho Otoniel, a meus pais Wilton Fraga e Lélia, meus irmãos Welton e Leliane, e a minha esposa Rosiane.

AGRADECIMENTOS

Agradeço inicialmente a Deus.

A minha Mamãe Lélia e meu Papai Wilton por todos os ensinamentos, suporte financeiro, compreensão, atenção e principalmente pelo apoio incondicional até mesmo quando eu acreditava estar correto.

A minha esposa Rosiane, pela compreensão, carinho, cuidado e paciência.

A meu filho Otoniel, por me ensinar o valor das coisas.

Aos meus irmãos Welton e Leliane, pela certeza do apoio incondicional e pelos momentos maravilhosos que sempre vivemos juntos.

A minha sogra Rosa, pela calma, confiança e paciência.

A minha avó Carlinda e minhas tias, pela atenção, colaboração e respeito.

Ao professor Antônio José, por ter acreditado em mim e pelos ensinamentos teóricos e de vida.

A todos os meus professores da graduação, que de uma forma ou de outra contribuíram muito no meu aprendizado.

A todos meus amigos do colégio Sant'ana, pelo incentivo e confiança.

Aos meus amigos de graduação Célio, Tiago, Antonio Filho, Rildo, Rose e Olavo, pela cumplicidade, amizade e por fazerem parte da minha vida.

Ao meu amigo Gigliane, pelo aprendizado recíproco, paciência, cumplicidade e excelentes momentos de alegria.

Ao meu amigo Wally, pela sua enorme vontade de ajudar a todos e principalmente por ter me ajudado e me entendido nos momentos mais difíceis dos últimos dois anos.

Ao Dr. Aloísio, por ter me ensinado a importância do equilíbrio.

Um agradecimento especial ao professor e orientador Antônio Sergio Bezerra Sombra, por ter me aceito como seu aluno, pelas idéias e ajuda na elaboração do projeto, sua dedicação e acompanhamento durante as etapas de desenvolvimento da dissertação.

Ao professor Marcio Gomes da Silva pelas inúmeras sugestões, correções e principalmente pela inesgotável paciência.

Aos professores da pós-graduação de Física da UFC por todos os ensinamentos.

A sempre atenciosa Rejane, que com sua habilidade e educação estava sempre disposta a nos ajudar e atender na secretaria da pós-graduação.

Sinceros agradecimentos ao grupo de ótica não-linear do qual participo formado pelos colegas Wally, Antônio Filho, José, Clausson, Alisson, Apiano, Cícero, Emerson, José Luiz.

Agradeço também aos demais colegas da pós-graduação.

Ao CNPq pelo apoio financeiro.

"Mil vezes a dor do erro que a angustia da dúvida."
Wilton Fraga.

RESUMO

Nós investigamos o desempenho de três diferentes acopladores direcionais não lineares duplo assimétrico que incluem um perfil de auto modulação de fase crescente e decrescente. A assimetria está associada ao perfil de auto modulação de fase de um dos canais. Inicialmente, investigamos o desempenho do acoplador proposto utilizando pulsos ultracurtos, tipo sóliton com 2ps de largura e posteriormente operando com sinal CW. Observando as características de transmissão do dispositivo, através do canal direto e cruzado, fizemos um estudo do coeficiente de extinção (X_{ratio}) dos dispositivos. O coeficiente de extinção de um chaveamento *on-off* é a relação entre a potência de saída no estado *on* e a potência de saída no estado *off*. Foi observado que a performance de portas *AND*, *XOR*, *OR* são dependentes do perfil de não linearidade. No perfil de não linearidade constante verificou-se que as lógicas *AND* e *XOR* apresentam um melhor desempenho com o dispositivo operando em CW, enquanto a lógica *OR* mostra-se melhor com o acoplador operando em regime pulsado. Concluimos que para o acoplador operar como porta lógica nós podemos controlar o perfil de não linearidade para otimizar as características de transmissão através do coeficiente de extinção.

Palavras-chave: Acoplador, Portas lógicas ópticas.

ABSTRACTS

In this work, we implement logic gates using not linear a directional coupler (NLDC) double to glide anti-symmetrical optical-fiber, where in which we use three profiles of non linearity, constant, linear increasing and linear decreasing. We analyze the extinction ratio and the compression factor when we use ultra-short pulses, type sóliton with 2ps of width. Another studied signal was the CW. With the studied device and the configurations proposals, we obtain to construct gates AND, OR and XOR. We can perceive a bigger efficiency when we use the beaten signal, however, we obtain a bigger amount of gates in the exits of the device when excited with signal CW.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Representação lógica e Booleana para porta <i>AND</i>	22
Figura 1.2 - Representação lógica e Booleana para porta <i>OR</i>	23
Figura 1.3 - Representação lógica e Booleana para porta <i>NOT</i>	23
Figura 1.4 - Representação lógica e Booleana para porta <i>NAND</i>	24
Figura 1.5 - Representação lógica e Booleana para porta <i>NOR</i>	24
Figura 1.6 - Representação lógica e Booleana para porta <i>XOR</i>	25
Figura 1.7 - Representação lógica e Booleana para porta <i>NXOR</i>	25
Figura 2.1. Acoplador não linear de fibra óptica, onde I_1 e I_2 são as portas de entrada dos canais 1 e 2 respectivamente e O_1 e O_2 as portas de saída.	26
Figura 2.2. Acoplador direcional não linear assimétrico, onde I_1 e I_2 são as portas de entrada dos canais 1 e 2 respectivamente e O_1 e O_2 as portas de saída, $R(z)=1$ e $Q(z)$ o perfil.	30
Figura 3.1. XRatio(extinction ratio) em dB para os acopladores C, I e D excitados com pulso de 2ps, em função da não linearidade β , $k=0,3312$, $L_c=\pi/2k$, $Q(z)$, $R(z)=1$.	38
Figura 3.2. C_2 (fator de compressão) para os acopladores C, I e D excitados com pulso de 2ps, em função da não linearidade β com $I_1=0,95W$, $k=0,3312$, $L_c=\pi/2k$, $Q(z)$, $R(z)=1$.	38
Figura 3.3. Pulso solitônico (2ps) usado para excitar os acopladores, onde β é a não linearidade, τ o tempo, com intensidade em Watt.	39
Figura 3.4. Resultado da simulação numérica quando o canal 1 do acoplador com perfil constante (C) é excitado com um pulso solitônico (2ps), onde β é a não linearidade, τ o tempo, com intensidade dada em Watt.	40
Figura 3.5. Resultado da simulação numérica quando o canal 1 do acoplador com perfil linear crescente (I) é excitado com um pulso solitônico (2ps), onde β é a não linearidade, τ o tempo, com intensidade dada em Watt.	40

Figura 3.6. Resultado da simulação numérica quando o canal 1 do acoplador com perfil linear decrescente (D) é excitado com um pulso solitônico (2ps), onde β é a não linearidade, τ o tempo, com intensidade dada em Watt. 41

Figura 3.7. XRatio(extinction ratio) em dB para os acopladores C, I e D excitados com pulso de 2ps, em função da não linearidade β , com $I_2= 0,95W$, $k=0,3312$, $L_c = \pi/2k$, $Q(z), R(z)=1$. 42

Figura 3.8. C_2 (fator de compressão) para os acopladores C, I e D excitados com pulso de 2ps, em função da não linearidade β com $I_2= 0,95W$, $k=0,3312$, $L_c = \pi/2k$, $Q(z), R(z)=1$. 43

Figura 3.9. Resultado da simulação numérica quando o canal 2 do acoplador com perfil constante (C) é excitado com um pulso solitônico (2ps), onde β é a não linearidade, τ o tempo, com intensidade dada em Watt. 44

Figura 3.10. Resultado da simulação numérica quando o canal 2 do acoplador com perfil linear crescente (I) é excitado com um pulso solitônico (2ps), onde β é a não linearidade, τ o tempo, com intensidade dada em Watt. 45

Figura 3.11. Resultado da simulação numérica quando o canal 2 do acoplador com perfil linear decrescente (D) é excitado com um pulso solitônico (2ps), onde β é a não linearidade, τ o tempo, com intensidade dada em Watt. 45

Figura 3.12. XRatio(dB) (taxa de extinção) para os acopladores C, I e D são excitados com um pulso solitônico (2ps) em função da fase $\Delta\theta$ com $I_1= 0,95W$, $I_2= 0,95W$, $\beta=1,75$, $k=0,3312$, $L_c = \pi/2k$, $Q(z), R(z)=1$. 47

Figura 3.13. XRatio(dB) (taxa de extinção) para os acopladores C, I e D são excitados com um pulso solitônico (2ps) em função da fase $\Delta\theta$ com $I_1= 0,95W$, $I_2= 0,95W$, $\beta=2,00$, $k=0,3312$, $L_c = \pi/2k$, $Q(z), R(z)=1$. 48

Figura 4.1. XRatio(extinction ratio) em dB para os acopladores C, I e D excitados com sinal CW, em função da não linearidade β , com $I_1= 0,95W$, $k=0,3312$, $L_c = \pi/2k$, $Q(z), R(z)=1$. 55

Figura 4.2. XRatio(extinction ratio) em dB para os acopladores C, I e D excitados com sinal CW, em função da não linearidade β , com $I_2= 0,95W$, $k=0,3312$, $L_c = \pi/2k$, $Q(z), R(z)=1$. 56

Figura 4.3. XRatio(dB) (taxa de extinção) para os acopladores C, I e D excitados com

sinal CW em função da fase $\Delta\theta$ com $I_1=0,95\text{W}$, $I_2=0,95\text{W}$, $\beta=1,63$, $k=0,3312$, $L_c=\pi/2k$, $Q(z)$, $R(z)=1$. 57

Figura 4.4. XRatio(dB) (taxa de extinção) para os acopladores C, I e D excitados com sinal CW em função da fase $\Delta\theta$ com $I_1=0,95\text{W}$, $I_2=0,95\text{W}$, $\beta=1,74$, $k=0,3312$, $L_c=\pi/2k$, $Q(z)$, $R(z)=1$. 58

Figura 4.5. XRatio(dB) (taxa de extinção) para os acopladores C, I e D excitados com sinal CW em função da fase $\Delta\theta$ com $I_1=0,95\text{W}$, $I_2=0,95\text{W}$, $\beta=2,22$, $k=0,3312$, $L_c=\pi/2k$, $Q(z)$, $R(z)=1$. 58

Figura 4.6. XRatio(dB) (taxa de extinção) para os acopladores C, I e D excitados com sinal CW em função da fase $\Delta\theta$ com $I_1=0,95\text{W}$, $I_2=0,95\text{W}$, $\beta=2,87$, $k=0,3312$, $L_c=\pi/2k$, $Q(z)$, $R(z)=1$. 59

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Tabela verdade da porta <i>AND</i> .	22
Tabela 1.2 - Tabela verdade da porta <i>OR</i> .	23
Tabela 1.3 - Tabela verdade da porta <i>NOT</i> .	23
Tabela 1.4 - Tabela verdade da porta <i>NAND</i> .	24
Tabela 1.5 - Tabela verdade da porta <i>NOR</i> .	24
Tabela 1.6 - Tabela verdade da porta <i>XOR</i> .	25
Tabela 1.7 - Tabela verdade da porta <i>NXOR</i> .	25
Tabela 3.1. Operações em acopladores não linear assimétrico com $\Delta\phi=0,30\pi$, $\beta=1,75$ e comprimento de acoplamento de $L_c = 4,73$.	50
Tabela 3.2. Operações em acopladores não linear assimétrico com $\Delta\phi=0,70\pi$, $\beta=1,75$ e comprimento de acoplamento de $L_c = 4,73$.	51
Tabela 3.3. Operações em acopladores não linear assimétrico com $\Delta\phi=0,85\pi$, $\beta=1,75$ e comprimento de acoplamento de $L_c = 4,73$.	52
Tabela 4.1. Operações em acopladores não linear assimétrico com $\Delta\phi=0,34\pi$, $\beta=1,74$ e comprimento de acoplamento de $L_c = 4,73$.	61
Tabela 4.2. Operações em acopladores não linear assimétrico com $\Delta\phi=0,416\pi$, $\beta=2,22$ e comprimento de acoplamento de $L_c = 4,73$.	62

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

UFC	Universidade Federal do Ceará.
NLDC	Acoplador Direcional Não-Linear.
SPM	Auto modulação de fase.
XPM	Modulação de fase cruzada.
NLSE	Equação não-linear de Schorödinger.
C W	Onda contínua.
GVD	Dispersão de velocidade de grupo.
EDFA	Amplificador a fibra dopado com Érbio.
SOA	Amplificador óptico semiconductor.

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	05
RESUMO	08
ABSTRACT	09
LISTA DE FIGURAS	10
LISTA DE TABELAS	13
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	14
INTRODUÇÃO	16
CAPÍTULO 1 - Dispositivos de Chaveamento Ultra Rápidos e Portas lógicas	18
1.1. Princípio de operação das portas lógicas ópticas.....	20
1.2 Resumo das portas lógicas.....	21
CAPÍTULO 2 - Acoplador Direcional Não-Linear	26
2.1 Acoplador direcional não-linear de fibras ópticas.....	26
2.2 Acoplador direcional não-linear assimétrico de fibras ópticas	30
2.3 Perfis de não linearidade	32
CAPÍTULO 3 - Portas Lógicas Ópticas com Acoplador Direcional Não Linear Assimétrico de Fibras Ópticas Operando com Sinal picosegundo (2ps)	34
3.1 . Procedimentos Numéricos.....	34
3.2 Resultados Numéricos e Discussões	37
3.3. Tabelas Verdades Para as Portas Implementadas.....	48
CAPÍTULO 4 - Portas Lógicas Ópticas com Acoplador Direcional Não Linear Assimétrico de Fibras Ópticas Operando com Sinal CW (Continuous Wave)	53
4.1. Procedimentos Numéricos.....	53
4.2 Resultados Numéricos e Discussões.	55
4.3. Tabelas Verdades Para as Portas Implementadas.....	59
CAPÍTULO 5 - Conclusões Gerais e perspectivas futuras	63
REFERÊNCIAS	65
APÊNDICE A - ABORDAGEM NUMÉRICA: RUNGE-KUTTA	69
APÊNDICE B - ACOPLAMENTO ENTRE GUIAS DIELETRICOS	71
APÊNDICE C - TRABALHOS DECORRENTES	81

INTRODUÇÃO

A grande quantidade de aplicações do acoplador direcional não linear (NLDC) em sistemas ópticos para comunicação e processamento óptico estimulou muitas pesquisas. Desde que foi analisado teoricamente por Jansen foram propostas muitas aplicações interessantes para estes dispositivos. Redes futuras necessitam dispositivos que possam executar operações mais complexas, como operação de lógica.

Acopladores direcional não linear assimétrico foram amplamente investigados para aplicações de chaveamentos ultra-rápidos totalmente ópticos e, recentemente, todas as funções lógicas ópticas que usam o (NLDC) foi numericamente demonstradas [9,12,61]. Além disso, alguns resultados já foram obtidos experimentalmente. No acoplador assimétrico, a luz tende a permanecer no guia de onda com maior efeito Kerr quando apenas um guia é excitado. Quando ambos os guias de onda são excitados, a distribuição da potência depende da troca de fase relativa dos sinais de contribuição. NLDC permite implementar várias portas de lógica como *AND*, *OR*, e *XOR*.

Um NLDC consiste de dois guias de onda bem próximos, onde um dos guias é constituído de um material cujo índice de refração depende da intensidade. Para baixos níveis de luz, o dispositivo comporta-se como um acoplador direcional linear, ou seja, os sinais introduzidos no canal 1 (canal direto) são completamente transferidos para o canal 2 (canal cruzado) em um comprimento de acoplamento L_c . Já em intensidades mais altas o acoplamento é inibido, ou seja, para potências acima da potência crítica a luz permanece no mesmo guia.

Em aplicações atuais e futuras, o impacto da óptica proporcionara a necessidade e o interesse de se conseguir dispositivos totalmente ópticos, funcionando como elementos capazes de tratar e/ou processar informação à velocidades ultra-rápidas. Para satisfazer a estas demandas, pesquisadores têm examinado mais e mais tecnologias de chaveamento rápido.

No capítulo 1, estudaremos um pouco do dispositivos de chaveamento ultra-rápidos, tentando focar suas aplicações em sistemas de processamentos e também a necessidade de

desenvolvimento tecnológicos até se possa efetivamente utilizar esse tipo de dispositivos. Mostraremos também o princípio básico de funcionamento das portas lógicas ópticas, e ainda faremos um breve resumo das possíveis portas lógicas a serem implementadas em um acoplador direcional não linear assimétrico (NLDC).

No capítulo 2, faremos um breve estudo sobre acoplador direcional não linear de fibras ópticas, simétrico e assimétrico, mostrando as equações diferenciais que simulam numericamente esses acopladores. E ainda analisaremos os perfis de não linearidade que são utilizados em nosso modelo.

No capítulo 3, proporemos a implementação de portas lógicas ópticas com acoplador direcional não linear assimétrico de fibras ópticas operando com sinal picosegundo (2ps). Discutimos uma abordagem numérica, analisando o coeficiente de extinção e o fator de compressão, daí, selecionamos os pontos que proporcionariam a construção das funções lógicas.

No capítulo 4, semelhantemente ao capítulo anterior, proporemos a implementação de portas lógicas ópticas com acoplador direcional não linear assimétrico de fibras ópticas operando com Sinal CW. Discutiremos uma abordagem numérica, analisando o coeficiente de extinção, daí, selecionaremos os pontos que proporcionariam a construção das funções lógicas.

No capítulo 5, concluiremos o nosso trabalho, fazendo uma comparação entre os dois modelos propostos nesta dissertação e ainda mostraremos uma breve analogia com os resultados obtidos em um outro modelo estudado em nosso laboratório, acoplador direcional triplo planar simétrico. E finalmente, exporemos os possíveis trabalhos que poderão vir a ser explorados em seqüência a este.

CAPÍTULO 1

Dispositivos de Chaveamento Ultra Rápidos e Portas lógicas

Fibras são um meio muito atrativo para chaveamentos por que elas exibem interessantes fenômenos físicos como dispersão, não linearidade, ganho Raman, e principalmente por apresentar baixa perda. Chaveamentos em guias de onda não lineares podem ser baseados em efeitos Kerr, e, se estes chaveamentos são operados em regime anômalo de dispersão de velocidade de grupo (GVD), então pulsos de sólitons podem também ser suportados (normalmente pulsos de picosegundos ou femtosegundos).

Diversos dispositivos lógicos e de chaveamento são baseados em susceptibilidade de terceira ordem, χ^3 , em fibras. Chaves tipicamente têm um pulso de controle em uma frequência diferente e têm múltiplas portas de saída, sendo a decisão representada pela localização ou posição dos dados. Operando como um dispositivo de simples entrada e saída, uma porta roteadora pode funcionar como um limitador óptico. Exemplos de dispositivos de roteamento incluem moduladores Kerr, misturador de quatro ondas (*four-wave-mixing*) e interferômetro de Mach-Zehnder. Por outro lado, portas lógicas digitais representam estas decisões por um nível “0” ou “1” regenerativos, isto é, os sinais são substituídos por pulsos que são corrigidas em amplitude, forma e sincronismo.

Chaveamentos ultra-rápidos totalmente ópticos serão utilizados para diversos procedimentos e aplicações que requerem simples funcionalidade com frequência de Terahertz. Demultiplexadores na extremidade de recepção de um sistema de telecomunicações por fibra óptica podem ser um dos primeiros nichos de dispositivos ultra-rápidos. As taxas de bit nos sistemas de transmissão de longa distância continuam aumentando tornando-se, então, um gargalo para sistemas de alta velocidade. Do ponto de vista computacional, o próximo passo depois das portas lógicas são circuitos seqüenciais e combinacionais, seguidos por uma máquina que incorpore lógica e memória.

Existem diversas maneiras diferentes para construir dispositivos totalmente ópticos. Um dispositivo de três terminais pode consistir de duas entradas com diferentes frequências ou polarizações (as quais interagem através da modulação de fase cruzada) e uma saída em uma localização espacial diferente. Já para um chaveamento cascadeado (pulso de saída com a mesma forma da entrada), nós podemos usar pulsos quadrados ou pulsos solitônico de período igual a, Z_0 , e a forma do pulso não sofre distorção séria. O cascadeamento pode ser também satisfeito usando sólitons com dispersão de velocidade de grupo (GVD) em regime anômalo. Dispositivos ópticos que exibem *fan-out* diretamente do mecanismo físico geralmente levam vantagem no domínio do tempo.

Pode-se dizer que dispositivos e sistemas totalmente ópticos estão ainda em estágio inicial de desenvolvimento e existem diversas áreas tecnológicas que requerem maiores inovações antes de poder prosperar. O fator crucial em um dispositivo é que ele necessita de uma energia de chaveamento muito baixa, menor que picoJoule por bit, da energia líquida. Novos materiais não lineares também serão estudados para fazer dispositivos mais compactos com redução da latência e crescimento da estabilidade térmica. Talvez o principal componente para sistemas totalmente ópticos seja uma fonte de *laser* compacta, com uma potência média aproximada a um watt, que possa atuar como uma fonte de alimentação. Uma outra limitação é um acesso aleatório de memória totalmente óptico, e as soluções para este problema ainda não foram encontradas. Entretanto, a necessidade para acesso aleatório de memória é discutível, pois a latência em acesso a memória pode ser prejudicial. Embora comumente esquecido dos detalhes de engenharia, circuitos de sincronização temporal precisos são necessários para períodos de bits próximos de picosegundos. Finalmente, em um contexto amplo, as arquiteturas precisam ser padronizadas para melhorar a capacidade de chaveamento dos sistemas tornando essa tecnologia aplicável. Isso tem estimulado progressos contínuos em muitas destas áreas. Por exemplo, diversos grupos estão estudando propriedades ópticas de semicondutores e materiais orgânicos [1-5]. Também um acoplador direcional totalmente óptico usando dois guias de onda espaçados constituído de AlGaAs tem sido demonstrado usando pulso de 10 ps [6].

Recentemente, *lasers* EDFAs têm sido utilizados para gerar pulsos femtosegundos. Embora os níveis de potência tenham diminuído ao nível de watt, melhoramentos em EDFAs estão sendo desenvolvidos em ritmo acelerado e os *lasers* mode-locked EDFAs são promissores.

Deste modo, *lasers* EDFAs representam um tremendo impacto em sistemas de transmissão longa distância, e possuem um papel importante em chaveamentos ultra rápidos. Em um determinado uso compensam perdas por acoplamento, divisão e inserção dentro do sistema.

O desenvolvimento de novas arquiteturas necessita de maior interação entre os projetistas de computadores, engenheiros de sistemas e físicos. Com isso, mais atenção tem sido dirigida para demultiplexadores, e o interesse está começando a girar para redes da área local e metropolitana. Redes de computadores, onde portas ultra-rápidas podem ser usadas para sincronização de relógio e comunicação entre memória e processadores, permanecem um território virgem. Ao contrário, aplicações em telecomunicações que ainda não têm excedido as atuais capacidades dos dispositivos, atualmente sistema de computadores de alta performance, já são limitados pelas taxas de comunicação entre memória e processadores.

O campo alcançou seu status 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. Fibras são materiais não lineares com longo comprimento de interação, tendo suas equações bem compreendidas, bem como a tecnologia de fabricação bastante dominada. Por esta razão, fibras continuam sendo a base de testes para novas arquiteturas de chaveamento totalmente óptico. Potenciais aplicações que aplicam portas ultra-rápidas para redes metropolitanas e locais, sistemas de computadores e memória de acesso aleatório totalmente óptico precisam ser explorados.

1.1. Princípio de operação das portas lógicas ópticas

O princípio de operação de uma porta lógica totalmente óptica está baseado na alteração das propriedades de transmissão de um meio não linear através de pulsos de controle óptico. Em princípio, todos os meios que apresentam não linearidade óptica podem ser usados em portas totalmente ópticas. Um alto coeficiente de não linearidade, uma resposta rápida destes efeitos são geralmente importantes aliados a baixas perdas. Particularmente, o tempo de resposta tem que ser suficientemente rápido, na ordem de picosegundos. São também propriedades desejáveis uma independência de polarização e uma largura de banda grande.

Dois diferentes tipos de efeitos não lineares podem ser usados para construir portas lógicas totalmente ópticas. O primeiro tipo inclui efeitos não lineares em que novas componentes de frequências são geradas por dados e sinal de controle incidente no meio. O segundo tipo inclui efeitos não lineares em que a fase ou a amplitude do sinal propagado através do meio é alterada por mudança do índice de refração não linear ou ganho, induzido por sinal óptico de controle.

Especificamente, dois meios não lineares são amplamente usados para portas lógicas totalmente ópticas aplicadas a telecomunicações: o amplificador óptico semiconductor (SOA) e um tipo especial de fibra de sílica com elevada não linearidade, também chamada de HNLF (*highly nonlinear fiber*). As propriedades não-lineares destes meios podem diferir significativamente, já que a interação de uma onda óptica com o meio pode ser ressonante ou não-ressonante, dependendo dos níveis de energia (frequências da transição) do meio e da frequência da onda óptica. Na fibra de sílica, onde as frequências de transição do meio são distantes das frequências ópticas usadas em telecomunicações (em torno de $1,3\mu\text{m}$ e $1,5\mu\text{m}$), a interação com o sinal dos dados é não-ressonante e as não-linearidades também são ditas não-ressonantes. Em geral, não-linearidades não-ressonantes têm uma resposta muito rápida, na ordem de alguns fentosegundos, mas o coeficiente não-linear é comparavelmente pequeno. Um amplificador óptico semiconductor (SOA) requer baixa potência e curto comprimento de interação. Comparado com a fibra, a desvantagem do SOA como meio não-linear é que a maioria dos efeitos não-lineares estão associados com a dinâmica dos portadores de carga. Em consequência, o tempo de resposta é limitado pelo tempo de recuperação da dinâmica da densidade do portador no SOA, a qual é tipicamente algumas centenas de picosegundos.

1.2 Resumo das portas lógicas

As portas lógicas se situam no nível mais elementar da ciência da engenharia da computação. Elas são usadas como elementos básicos para a implementação de todo e qualquer circuito lógico de um computador. Seu estudo é fascinante, um dos raros casos em que uma teoria absolutamente abstrata pode ser imediatamente comprovada simplesmente implementando um circuito digital que reproduz a expressão algébrica correspondente. Infelizmente o estudo desta teoria está fora de nosso escopo, de modo que teremos que nos abster de discutir diversos

aspectos teóricos, inclusive as interessantíssimas formas de simplificar expressões booleanas (por simplificação algébrica, mapas de Karnaugh ou tabelas de Quine-McKluskey) que permitem implementar circuitos aparentemente complicadíssimos combinando um número surpreendentemente pequeno de portas lógicas. Aqui vamos nos ater apenas aos aspectos essenciais que nos permitirão entender.

Mas, mesmo nesse nível elementar, precisaremos conhecer a simbologia gráfica e algébrica usada para representar as operações lógicas. Os símbolos estão representados nas Figuras desta seção. Note que a “negação” de uma porta é representada por um pequeno círculo no terminal de saída da porta correspondente (ou seja: as portas *NAND* e *NOR* são representadas pelo mesmo símbolo usado para as portas *AND* e *OR* ao qual se acrescentou um círculo no terminal de saída).

Porta Lógica *AND* (E)

Assume valor 1 quando todas as variáveis assumirem valor 1.

$$S = A \cdot B$$

A	B	S
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Tabela 1.1 - Tabela verdade da porta *AND*.



Figura 1.1 - Representação lógica e Booleana para porta *AND*

Porta Lógica OR (OU)

Assume valor 1 quando pelo menos uma variável assumir valor 1.

$$S = A + B$$

A	B	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Tabela 1.2 - Tabela verdade da porta OR.



Figura 1.2 - Representação lógica e Booleana para porta OR.

Porta Lógica NOT (NÃO)

Inverte o valor da variável de entrada.

$$S = \bar{A}$$

A	S
0	1
1	0

Tabela 1.3 - Tabela verdade da porta NOT.



Figura 1.3 - Representação lógica e Booleana para porta NOT

Porta Lógica NAND (NE)Inverso da função *AND*.

$$S = \overline{A \cdot B}$$

A	B	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tabela 1.4 - Tabela verdade da porta *NAND*.Figura 1.4 - Representação lógica e Booleana para porta *NAND*.**Porta Lógica NOR (NOU)**Inverso da função *OR*.

$$S = \overline{A + B}$$

A	B	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Tabela 1.5 - Tabela verdade da porta *NOR*.Figura 1.5 - Representação lógica e Booleana para porta *NOR*

Porta Lógica XOR (OU-EXCLUSIVO)

Assume valor 1 quando um número ímpar de variáveis assumirem o valor 1.

$$S = (A+B) \cdot \overline{(A \cdot B)}$$

A	B	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tabela 1.6 - Tabela verdade da porta XOR.



Figura 1.6 - Representação lógica e Booleana para porta XOR.

Porta Lógica NXOR (COINCIDÊNCIA)

Assume valor 1 quando um número par de variáveis assumirem o valor 1.

$$S = \overline{(A+B)} \cdot \overline{(A \cdot B)}$$

A	B	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Tabela 1.7 - Tabela verdade da porta NXOR.



Figura 1.7 - Representação lógica e Booleana para porta NXOR.

CAPÍTULO 2

Acoplador Direcional Não-Linear

Há algum tempo acopladores direcionais não-lineares (NLDC) vêm despertando um grande interesse dos pesquisadores devido sua capacidade de processar e chavear informações a velocidades ultra-rápidas[7-16] pulsos ultra curtos. Os NLDC têm uma dinâmica representada por equações não-lineares, fazendo com que a obtenção de uma solução analítica seja um processo complexo. Assim diversos pesquisadores buscam em métodos numéricos a alternativa para obter soluções.

2.1 Acoplador direcional não-linear de fibras ópticas

Um acoplador de fibra óptica consiste, na sua configuração mais simples, de duas fibras paralelas separadas por uma distancia d , ao longo de um comprimento L_c , (figura 2.1), de tal forma que possibilite a interação entre os campos que se propagam nos guias[17-21]. Essas interações são responsáveis pela transmissão e acoplamento de pulsos ao se propagarem num acoplador.

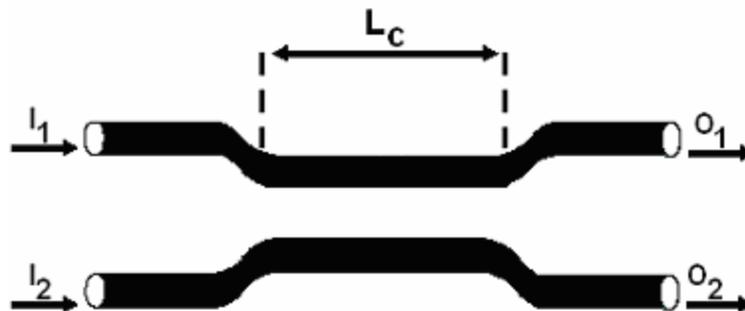


Figura 2.1. Acoplador não linear de fibra óptica, onde I_1 e I_2 são as portas de entrada dos canais 1 e 2 respectivamente e O_1 e O_2 as portas de saída

Para que isso aconteça é necessário que essa distância entre as fibras sejam da ordem do decaimento da radiação evanescente. A potência de entrada também é fundamental no processo

de acoplamento entre os guias, ou seja, quando excitamos um canal do acoplador com uma potência alta, acima da potência crítica, a luz não será transmitida para o outro canal, saindo assim no mesmo guia, porém, quando ativamos um canal com uma potência baixa, toda a energia é transmitida para o outro canal[22,23].

A aproximação dos núcleos gera uma quebra de simetria induzida pela presença do segundo guia. Sendo essa quebra de simetria que dificulta a obtenção de uma expressão analítica simples para descrever o comportamento dos pulsos propagados nos acopladores. No intuito de manter o campo propagado nos núcleos do acoplador, fazemos com que o índice de refração dos núcleos n_1 e n_2 seja maior que o índice de refração do meio que os envolvem.

A modelagem de um NLDC é feita com base na equação não-linear de Schrödinger[24]. Esta equação descreve a propagação de pulsos em meios com não linearidade do tipo Kerr e de dispersão de velocidade de grupo.

A modelagem do acoplador direcional com n fibras então é feita por um sistema de equações diferenciais acopladas baseadas na equação não-linear de Schrödinger que é dado por[15]:

$$i \frac{\partial A_j}{\partial z} - \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_j}{\partial T^2} + \gamma |A_j|^2 A_j + S_j (A_l, A_j A_l^* A_j^*) = 0 \quad j = 1, 2, 3, \dots, n \quad \text{e} \quad l \neq j \quad (2.1)$$

sendo β_2 a dispersão de velocidade de grupo, A_j o pulso propagado na fibra e γ a auto modulação de fase.

Este sistema de equações para um acoplador com n fibras tem n equações diferenciais. O índice j refere-se ao pulso que se propaga na fibra j , l as demais fibras, onde $*$ representa o complexo conjugado dos termos anteriores. O termo de acoplamento S_j depende do tipo de processo de acoplamento.

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, são descritas por:

$$i \frac{\partial A_1}{\partial z} - \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_1}{\partial T^2} + \gamma |A_1|^2 A_1 + k A_2 = 0 \quad (2.2)$$

$$i \frac{\partial A_2}{\partial z} - \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_2}{\partial T^2} + \gamma |A_2|^2 A_2 + k A_1 = 0, \quad (2.3)$$

No sistema de equações consideramos β_2 negativo, que corresponde a um regime de dispersão anômala ($\beta_2 < 0$). Podemos normalizar este sistema de equações de tal forma obter as seguintes expressões:

$$i \frac{\partial u_1}{\partial \xi} - \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_1}{\partial \tau^2} + |u_1|^2 u_1 + K u_2 = 0 \quad (2.4)$$

$$i \frac{\partial u_2}{\partial \xi} - \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_2}{\partial \tau^2} + |u_2|^2 u_2 + K u_1 = 0, \quad (2.5)$$

u_1 e u_2 são as amplitudes modais dos campos nos núcleos 1 e 2, onde $u_j = \frac{A_j}{\sqrt{P_0}}$. P_0 é a potência de pico do pulso. ξ e τ são comprimento e o tempo normalizados, onde :

$$\tau = \frac{t}{T_0}, \text{ e} \quad (2.6)$$

$$\xi = \frac{z}{L_D} \quad (2.7)$$

onde T_0 é a meia largura do pulso na altura de $1/e$ da intensidade de pico. L_D é o comprimento de dispersão dado por:

$$L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|} \quad (2.8)$$

K é a constante de acoplamento normalizada

$$K = L_D k \quad (2.9)$$

O comprimento de acoplamento L_C [22] é aquele em que um pulso de baixa potência que se propaga em um dos guias é chaveado totalmente de um núcleo para outro, em que $L_C = \frac{\pi}{2k}$.

O dispositivo estudado consiste de um acoplador direcional não-linear assimétrico. Onde no qual foram analisados sinais de onda contínua e sinais solitônicos para três perfis de não linearidade: constante, linear crescente e linear decrescente.

2.2 Acoplador direcional não-linear assimétrico de fibras ópticas

O acoplador direcional não linear duplo assimétrico[25-29] consiste de dois guias de onda dispostos paralelamente com um comprimento L_C , dado pela equação $L_C = \frac{\pi}{2k}$, com duas portas de entrada, I_1 e I_2 , e duas portas de saída, O_1 e O_2 , onde os núcleos dos guias podem ter diferentes formas, tamanhos, dopagens, bombeamento externo, propriedades dispersivas, fatores de não linearidade, etc . Em nosso dispositivo esses núcleos diferem por um dos guias ter não linearidade maior que o outro.

Dispositivos compostos por guias de ondas diferentes, como acopladores direcionais não-lineares assimétricos,(Figura 2.2), possuem importantes aplicações na construção de portas lógicas totalmente ópticas e chaveamento de energia a baixas potências.

A assimetria do dispositivo estudado é caracterizada por perfis de não-linearidade do tipo Kerr (SPM), em apenas um dos guias, enquanto que o outro permanece com uma não-linearidade fixa, logo, é importante diferenciar os guias entre si. O canal 1 (Figura 2.2) tem sua não-linearidade constante e igual a uma unidade $R(z)=1$, enquanto o canal 2 possui uma não-linearidade variando de acordo com as características dos perfis $Q(z)$.

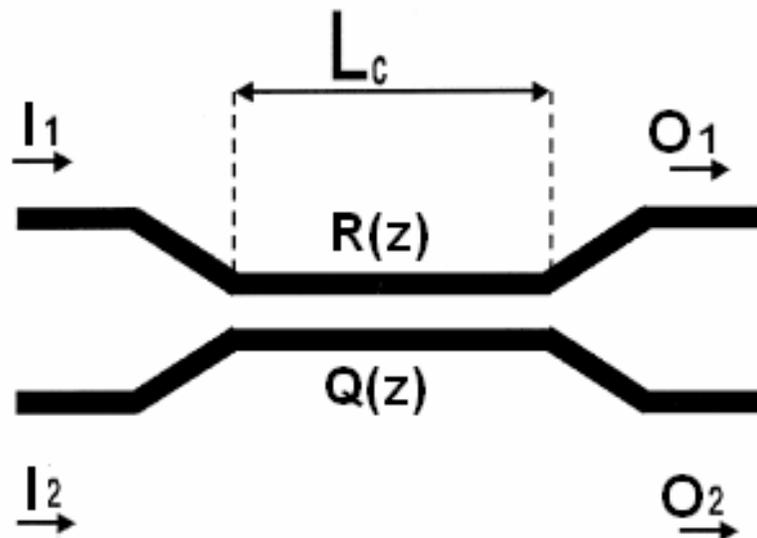


Figura 2.2. Acoplador direcional não linear assimétrico, onde I_1 e I_2 são as portas de entrada dos canais 1 e 2 respectivamente e O_1 e O_2 as portas de saída, $R(z)=1$ e $Q(z)$ o perfil.

Não consideramos a presença de perda no dispositivo, pois esta causaria uma diferença nas características do mesmo, dificultando a observação dos efeitos da assimetria. Desprezamos também a modulação de fase cruzada (XPM), já que praticamente não influencia no nosso acoplador.

Jansen foi o primeiro a desenvolver uma equação que representasse a evolução da onda no acoplador não linear[30]. A propagação de uma onda contínua em um NLDC assimétrico é dada por:

$$-i \frac{du_1}{dz} = R(z)|u_1|^2 u_1 + ku_2$$

(2.10)

$$-i \frac{du_2}{dz} = Q(z)|u_2|^2 u_2 + ku_1$$

(2.11)

onde k é a constante de acoplamento entre os guias adjacentes, $R(z)=1$ e $Q(z)$ é o perfil de não-linearidade de auto modulação de fase (SPM) que é dado por[8]:

$$Q = \pm \frac{4Kn_{NL}L_C}{A\lambda}$$

(2.12)

Sendo A a área da seção transversal, λ é o comprimento de onda do campo, L_C é o comprimento do acoplador, igual a $\pi/2 K$.

Quando a incidência de luz em um dos guias é baixa, o dispositivo se comporta como um acoplador linear, ou seja, o feixe óptico se propaga periodicamente entre os guias que constituem o acoplador. Entretanto, as características de transmissão são destruídas para altas potências incidentes devido a mudança no índice de refração. Esse bloqueio na transmissão acontece para potências acima da potência crítica:

$$P_C = \frac{A\lambda}{n_M L_C} . \quad (2.13)$$

E se o feixe de luz incidente tiver potência igual a crítica, a energia emergirá igualmente distribuída entre os canais 1 e 2.

2.3 Perfis de não linearidade

Três perfis de não linearidade $Q(z)$ foram estudados, constante (C), linear crescente (I), e linear decrescente (D). Estes perfis são expressos em termos dos parâmetros β e L (comprimento do acoplador) por[31]:

$$Q(z) = \beta \quad \text{constante,} \quad (2.14)$$

$$Q(z) = \frac{(\beta-1)}{L} z + 1 \quad \text{linear crescente,} \quad (2.15)$$

$$Q(z) = \frac{(1-\beta)}{L} + \beta \quad \text{linear decrescente} \quad (2.16)$$

A não linearidade vai variar de 1 a 4 no guia 2 de acordo com as características de cada perfil. O perfil constante (C) terá o mesmo valor de β em todo o comprimento do guia 2, já o perfil linear crescente (I) faz com que a não linearidade varie linearmente de 1 até o valor de β por toda a extensão do canal 2, e o linear decrescente (D) acontece exatamente o inverso do anterior, ou seja, é como se pegássemos o mesmo dispositivo, e ao invés de ativarmos a entrada excitaríamos as saídas, logo o canal 2, onde a não linearidade estava crescendo agora está diminuindo de β até 1.

O NLDC assimétrico é fundamental na implementação de portas lógicas, pois sem a assimetria não seria possível montar uma configuração capaz de fornecer uma lógica para montagem de portas totalmente ópticas. Entretanto se usássemos um acoplador triplo, este poderia ser simétrico, pois sua estrutura com três portas de entrada e três de saída nos permite implementar funções lógicas mesmo que tivéssemos guias idênticos, entretanto teríamos uma estrutura mais complexa.

CAPÍTULO 3

Portas Lógicas Ópticas com Acoplador Direcional Não Linear Assimétrico de Fibras Ópticas Operando com Sinal picosegundo (2ps).

Na perspectiva dos sinais pulsados, os primeiros estudos com acopladores foram realizados sob a incidência de pulsos longos, porém esses pulsos apresentavam problemas de quebra após o chaveamento. O pulso chaveado degradava-se perdendo sua forma original limitando, assim, a eficiência dos acopladores [14,45,65,66] e, conseqüentemente, suas aplicações. Para evitar a quebra do pulso, em 1988, a aplicação de sólitons em acopladores direcionais foi proposta teoricamente [38,39] e observou-se que os chaveamentos de sólitons se mostraram altamente eficientes. Desde então, a aplicação de sólitons tem melhorado o desempenho de chaveamento dos acopladores, por isso vem sendo extensivamente estudado [37,68].

O Sóliton é um tipo de onda que se propaga ao longo de grandes distâncias sem gerar distorções e sem sofrer danos após colidir com outros sólitons [67,69]. Do ponto de vista matemático, sólitons são soluções de equações (ou de um sistema de equações) diferenciais não lineares integráveis e a equação não linear de Schrödinger (NLSE) pertence a esta classe de equações integráveis [67].

3.1 . Procedimentos Numéricos

Partindo das equações 2.2 e 2.3, montamos o sistema de equações diferenciais adequadas ao nosso dispositivo:

$$i \frac{\partial A_1}{\partial z} - \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_1}{\partial T^2} + R(z) |A_1|^2 A_1 + k A_2 = 0 \quad (3.1)$$

$$i \frac{\partial A_2}{\partial z} - \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_2}{\partial T^2} + Q(z) |A_2|^2 A_2 + k A_1 = 0 \quad (3.2)$$

onde β_2 é a dispersão de velocidade de grupo (GVD) de segunda ordem em regime anômalo ($\beta_2 < 0$), $R(z)=1$ e $Q(z)$ representa os perfis de não linearidade.

Os sinais utilizados, pulsos solitônicos, são soluções exatas para o sistema de equações 2.8 e 2.9 quando consideramos ($\beta_2 < 0$) anômalo, e o coeficiente de acoplamento entre as fibras igual a zero ($k=0$). O comportamento de um sóliton durante a propagação em um acoplador pode ser analisado numericamente pelo método de Fourier com passo dividido. Consideraremos o sóliton como solução para acopladores, onde o coeficiente de acoplamento é $K \neq 0$.

Diversas configurações foram utilizadas para excitar o acoplador, primeiro ativamos apenas o canal 1, ou seja, o guia sem perfil, depois apenas o canal 2, o guia com perfil, e por fim, ambos os canais foram excitados simultaneamente. O pulso inicial é dado por:

$$u_1(0, \tau) = A_j \operatorname{sech}(A_j \tau) \quad (3.3)$$

$$u_2(0, \tau) = B_j \operatorname{sech}(B_j \tau) \exp(i\Delta\phi) \quad (3.4)$$

onde $\Delta\phi$ é o defasamento entre os dois sinais de entrada.

Definimos a transmissão na fibra j , T_j , como a razão entre energia no final do acoplador na fibra j pela energia incidente na fibra 1:

$$T_j = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |u_j(L_C)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |u_1(0)|^2 dt} \quad (3.5)$$

com $j = 1, 2$ e em nosso NLDC assimétrico com comprimento L_C .

Uma outra definição importante é o coeficiente de extinção em um chaveamento do tipo *on-off*, podendo ser visto como o cociente entre a energia de saída no estado *on* pela energia de saída no estado *off*. Para o nosso NLDC assimétrico é expresso por:

$$\text{Extinction - ratio} = X(R) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |u_1(L_C)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |u_2(L_C)|^2 dt} \quad (3.6)$$

onde a taxa de extinção em dB é:

$$\text{Extinction - ratio}[dB] = Xratio = XR = 10 \text{Log}_{10} X(R) \quad (3.7)$$

Definimos o fator de compressão C , obtido depois de propagar num NLDC assimétrico, como a razão da largura do pulso incidente pela largura do pulso que sai do dispositivo:

$$C_i = \frac{T_i(0)}{T_i(L_c)} = \frac{\tau_0}{\tau_i}, \quad (3.8)$$

onde $i = 1, 2$ para pulsos chaveados nos canais 1 e 2.

3.2 Resultados Numéricos e Discussões

Na Figura 3.1, primeiro medimos o coeficiente de extinção com a potência incidindo apenas no canal 1, ou seja ($u_2 = 0$), veja Figura 2.2. Nesta configuração estamos procurando a dependência do Xratio com função do valor final do perfil não linear β . Neste estudo foram examinados três diferentes acopladores. No primeiro (C) o acoplador assimétrico está composto de dois guias: guia 1 ($R(z) = 1$) e guia 2 ($Q(z)$) com a não linearidade maior e constante. Para este guia o perfil é constante com $Q(z) = \beta$. No segundo caso temos um perfil crescente (equação 2.15) onde a não linearidade aumenta de 1 ao valor final β . No último acoplador (D), com perfil decrescente, o valor beta vem no início do acoplador, o qual vai decrescendo até chegar a 1 no final do acoplador.

Uma baixa potência foi utilizada para excitar o canal 1 da Figura 3.1 ($I_1=0,95W$). Primeiro podemos notar que para $\beta=1$ todos os acopladores apresentam o mesmo valor de coeficiente de extinção, cerca de -14 dB, o que significa que toda a luz incidente na porta 1 é transmitida para a porta 2 do acoplador (O_2). Com aumento da não linearidade podemos observar a diminuição do coeficiente de extinção para todos os acopladores até um certo valor, onde o menor valor obtido foi de aproximadamente -16,7 dB para o perfil (D) em $\beta \approx 1,75$. A partir desse ponto, com aumento da β , todos os acopladores voltam a ter um crescimento do valor de Xratio.

Para a mesma configuração, ou seja excitando apenas o guia 1 (1,0), analisamos também o fator de compressão (Figura 3.2) para os mesmos três acopladores. Quando $\beta=1$, o pulso alarga em todos os dispositivos, tendo um alargamento por volta de 53 %, porém, com o aumento de β , o pulso tende a comprimir para todos os perfis, sendo este crescimento mais rápido no perfil (C) seguido pelo perfil (I). Já para o perfil (D) essa compressão é muito pequena. Quando $\beta \approx 1,75$ o acoplador (C) está comprimido em 19 %, o (I) tem praticamente a mesma largura do pulso de entrada e o (D) ficando alargado em 33 %.

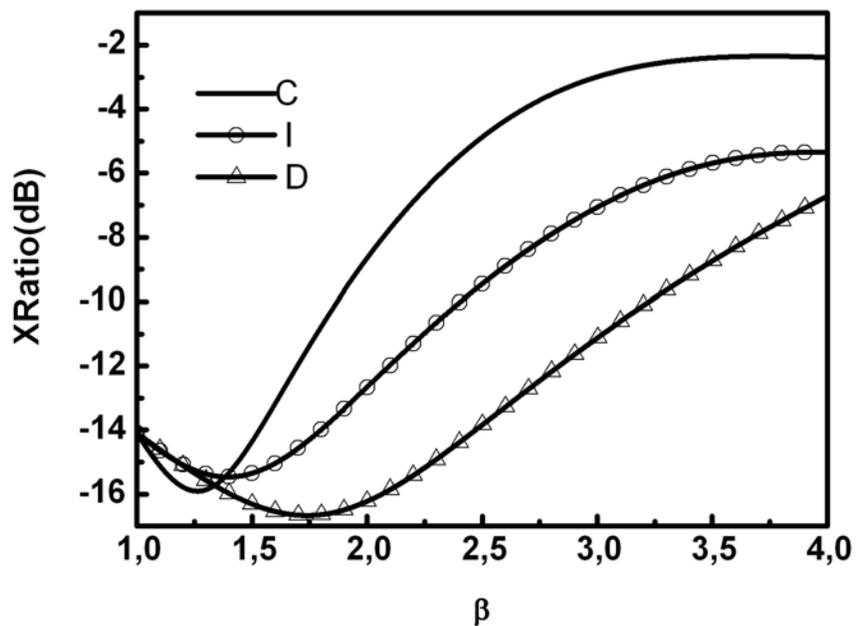


Figura 3.1. XRatio(coeficiente de extinção) em dB para os acopladores C, I e D excitados com pulso de 2ps, em função da não linearidade β , com $I_1 = 0,95\text{W}$, $k = 0,3312$, $L_C = \pi/2 k$, $Q(z)$, $R(z) = 1$.

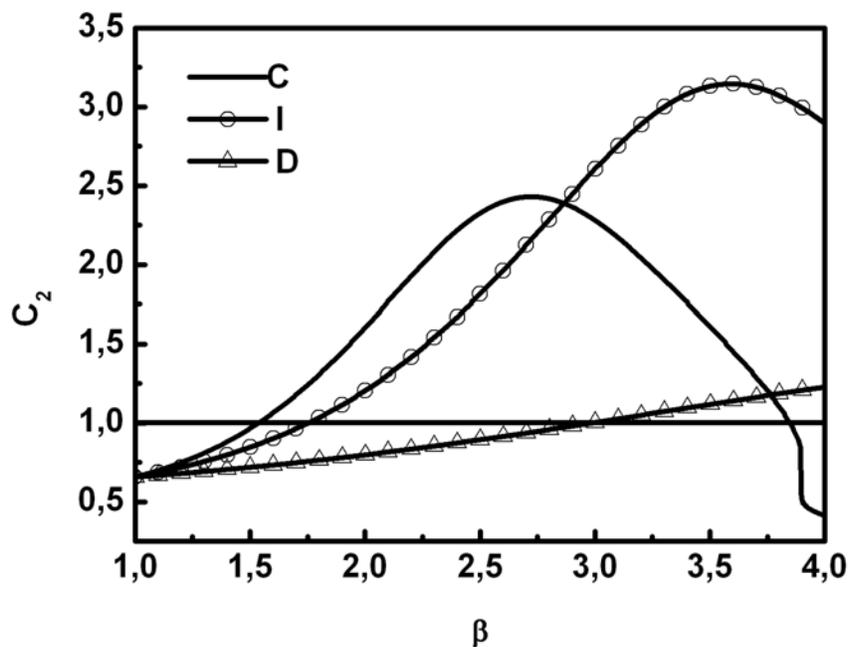


Figura 3.2. C_2 (fator de compressão) para os acopladores C, I e D excitados com pulso de 2ps, em função da não linearidade β com $I_1 = 0,95\text{W}$, $k = 0,3312$, $L_C = \pi/2 k$, $Q(z)$, $R(z) = 1$.

Observando agora as formas dos pulsos propagados em cada um dos dispositivos, podemos verificar as informações do gráfico da Figura 3.2. O sinal de entrada para todos os dispositivos está sendo mostrado na Figura 3.3, com isso, percebemos as alterações nos sinais de saída de cada acoplador. A Figura 3.4 nos mostra a forma do pulso na saída do acoplador (C), com a mesma variação da não linearidade β , percebemos o alargamento do pulso quando $\beta=1$, e também a sua compressão com o aumento de β até $\beta \approx 2,65$, onde a partir deste ponto, ele volta a alargar-se, mesmo ainda ficando mais estreito que o pulso de entrada. E quando a não linearidade se aproxima de $\beta \approx 3,75$ é verificado uma certa descontinuidade na Figura 3.2 para este perfil, ocorrendo devido o aparecimento de pulsos satélites já significativos, praticamente deformando o pulso. O pulso propagado no acoplador (I), Figura 3.5, demora um pouco mais a comprimir, entretanto, comprime bem mais que o pulso do dispositivo (C), fazendo com que o mesmo atinja intensidades mais elevadas. Já o sinal propagado no acoplador (D), Figura 3.6, praticamente não perde sua forma, tendo um pequeno alargamento no início e lentamente vai estreitado com o aumento da não linearidade.

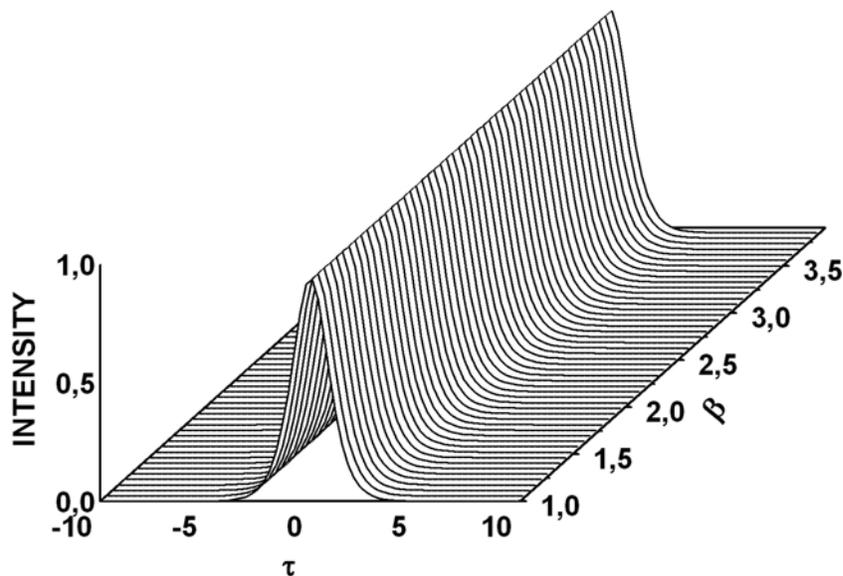


Figura 3.3. Pulso solitônico (2ps) usado para excitar os acopladores, onde β é a não linearidade, τ o tempo, com intensidade em Watt.

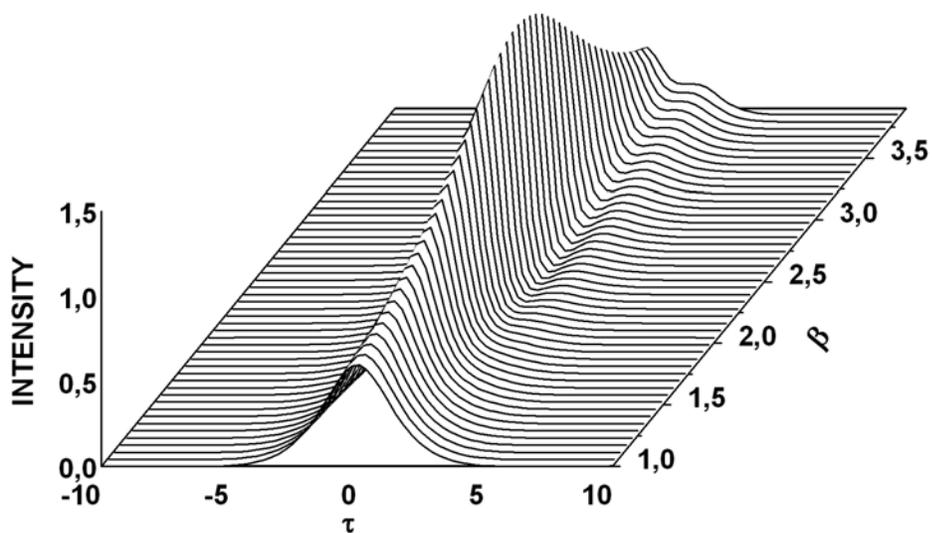


Figura 3.4. Resultado da simulação numérica quando o canal 1 do acoplador com perfil constante (C) é excitado com um pulso solitônico (2ps), onde β é a não linearidade, τ o tempo, com intensidade dada em Watt.

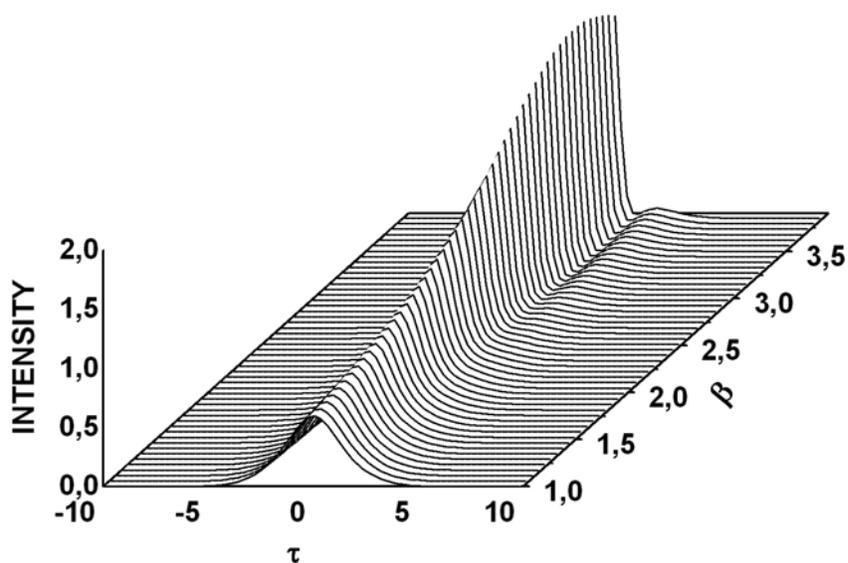


Figura 3.5. Resultado da simulação numérica quando o canal 1 do acoplador com perfil linear crescente (I) é excitado com um pulso solitônico (2ps), onde β é a não linearidade, τ o tempo, com intensidade dada em Watt.

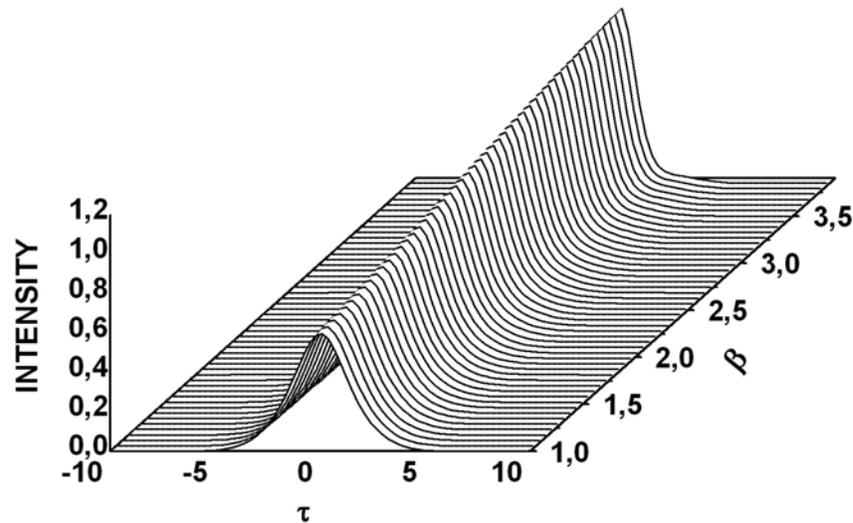


Figura 3.6. Resultado da simulação numérica quando o canal 1 do acoplador com perfil linear decrescente (D) é excitado com um pulso solitônico (2ps), onde β é a não linearidade, τ o tempo, com intensidade dada em Watt.

Na Figura 3.7, estudamos o coeficiente de extinção para a mesma luz incidente, porém, agora excitamos apenas o canal 2 ($I_2=0,95W$), ou seja, o guia com não linearidade maior, todas as características foram mantidas e os mesmos perfis foram analisados. Quando $\beta=1$, todos os acopladores estão com um Xratio de aproximadamente 14dB, o que significa que a luz incidente foi transmitida para o guia 1, porém, com o aumento da não linearidade, a energia retorna ao guia 2 em todos os acopladores. Para esta configuração, o menor valor de Xratio, cerca de -15dB, foi obtido com o perfil constante(C) quando $\beta \approx 1,75$. O acoplador (I), demora mais para retornar sua energia ao canal 2 e tem seu valor mínimo de Xratio igual a -9,3dB com $\beta \approx 3,15$, já o dispositivo com perfil (D), com Xratio por volta de -8,4dB quando $\beta \approx 2,15$, tem sua energia oscilando entre os guias durante a variação da não linearidade.

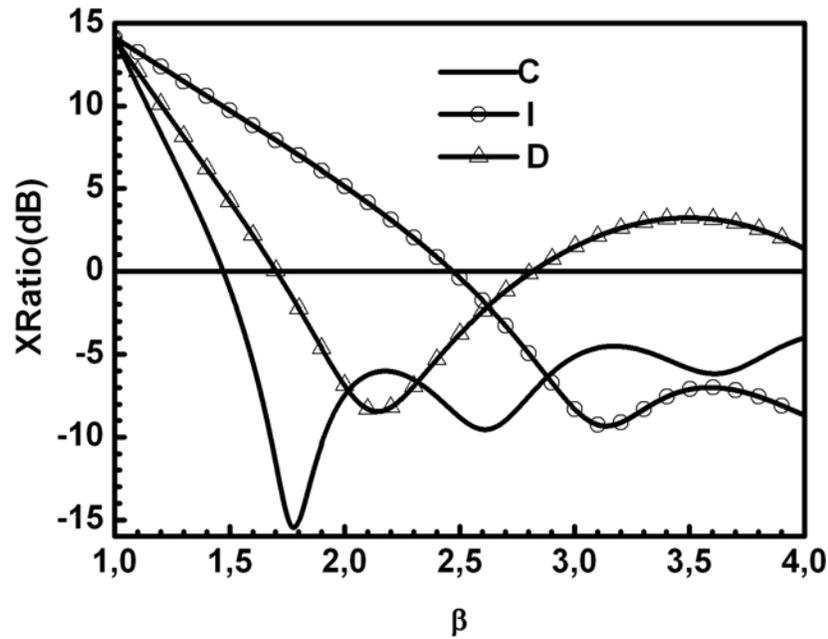


Figura 3.7. XRatio(coeficiente de extinção) em dB para os acopladores C, I e D excitados com pulso de 2ps, em função da não linearidade β , com $I_2=0,95W$, $k=0,3312$, $L_C=\pi/2k$, $Q(z)$, $R(z)=1$

Analisando agora o fator de compressão para esta mesma configuração, percebemos na Figura 3.8, características semelhantes com os resultados obtidos na configuração anterior (1,0), o sinal propagado em todos os acopladores alargam quando a não linearidade é pequena, e com exceção do pulso propagado no dispositivo com perfil (D), todos comprimem. Uma diferença interessante é que não temos descontinuidade em nenhum perfil, ou seja, não temos quebra de pulso em nenhum valor de β .

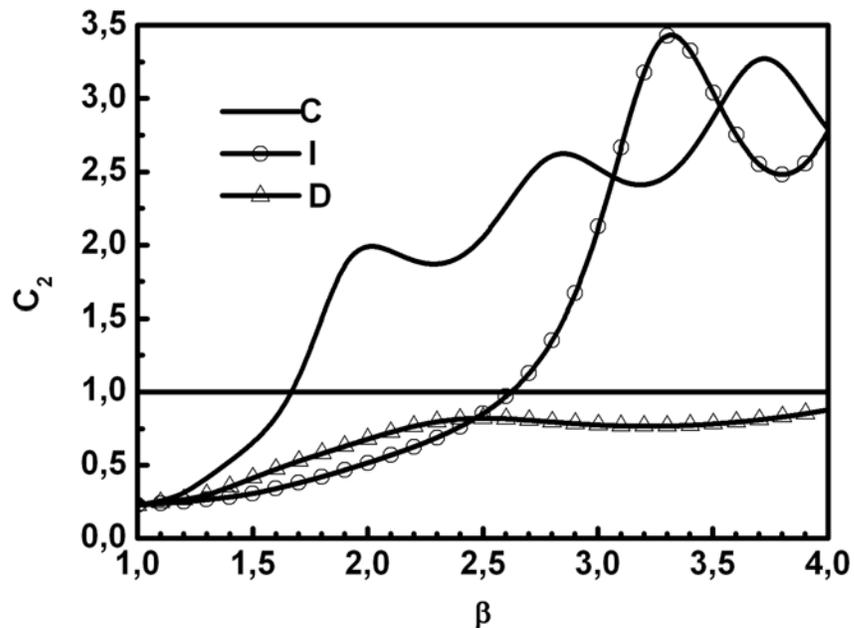


Figura 3.8. C_2 (fator de compressão) para os acopladores C, I e D excitados com pulso de 2ps, em função da não linearidade β com $I_2=0,95W$, $k=0,3312$, $L_C=\pi/2k$, $Q(z)$, $R(z)=1$.

Podemos agora confirmar as informações da figura 3.8 observando a forma dos pulsos de saída nos três acopladores, constante(C), linear crescente(I) linear decrescente(D). Observando a figura 3.9, verificamos o início de sua compressão quando $\beta \approx 1,66$, e logo após esse ponto, com o aumento da não linearidade, temos um crescimento levemente oscilante na intensidade ocorrido devido o estreitamento também oscilante do pulso. Já na figura 3.10, no início temos um pulso alargado onde o mesmo só começa a comprimir quando $\beta \approx 2,63$, entretanto, esse estreitamento acontece bem mais rápido, chegando a um valor um pouco maior que o valor máximo do perfil constante. Por fim, na figura 3.11, observamos um pulso bem largo, com baixa intensidade, e com fator de compressão sempre abaixo de 1. Um outro ponto importante, é o fato de não surgirem pulsos satélites em nenhum dos pulsos propagados, mesmo quando a não linearidade fica maior.

Uma relação interessante que pode ser observada nesses resultados, é o fato dos pulsos comprimirem mais rapidamente no perfil constante, ou seja, quando a não linearidade é fixa em

todo o guia, fazendo com que os sinais percebam os efeitos não lineares mais rapidamente, mesmo sabendo que esses efeitos são mais intensos no final da propagação. Talvez por isso que o perfil crescente(I) onde β se torna mais forte apenas no fim do dispositivo, temos uma compressão mais tardia, contudo, bem rápida. E o oposto pode ser verificado no perfil decrescente, onde a não linearidade começa alta e tornasse bem fraca no fim da propagação, percebemos que o pulso não consegue comprimir, ficando com um fator de compressão C_2 sempre menor que 1.

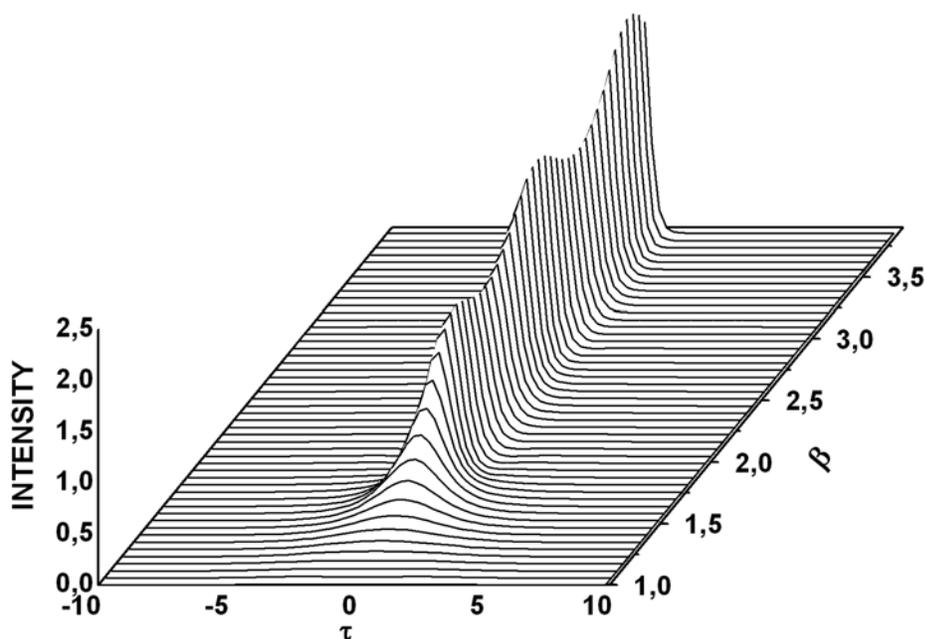


Figura 3.9. Resultado da simulação numérica quando o canal 2 do acoplador com perfil constante (C) é excitado com um pulso solitônico (2ps), onde β é a não linearidade, τ o tempo, com intensidade dada em Watt.

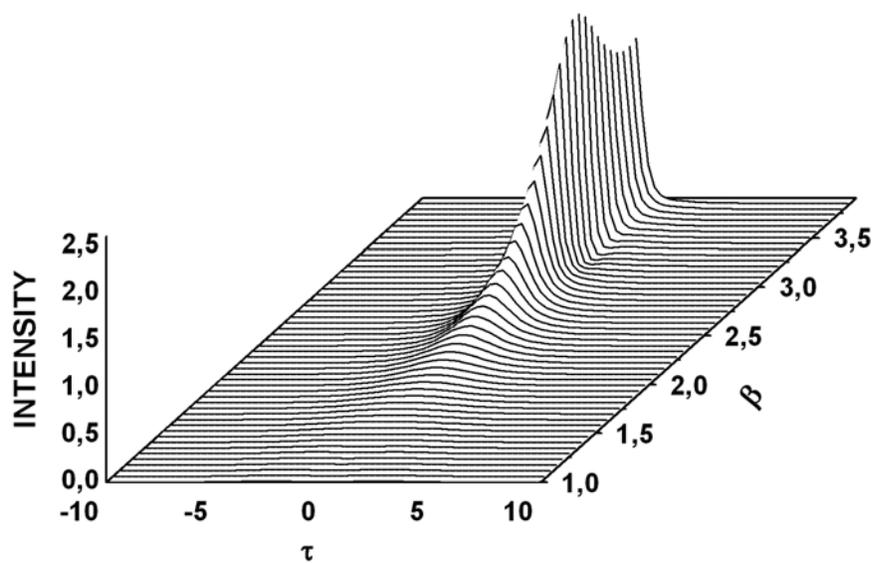


Figura 3.10. Resultado da simulação numérica quando o canal 2 do acoplador com perfil linear crescente (I) é excitado com um pulso solitônico (2ps), onde β é a não linearidade, τ o tempo, com intensidade dada em Watt.

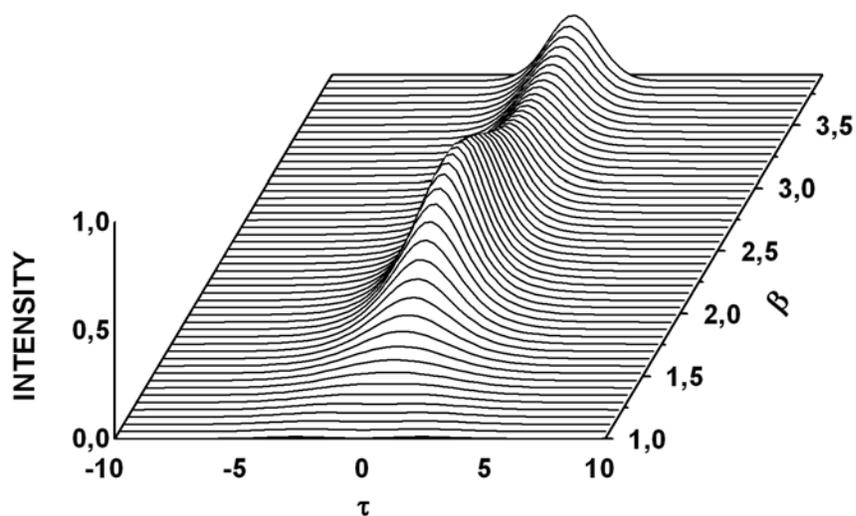


Figura 3.11. Resultado da simulação numérica quando o canal 2 do acoplador com perfil linear decrescente (D) é excitado com um pulso solitônico (2ps), onde β é a não linearidade, τ o tempo, com intensidade dada em Watt.

Após analisadas as configurações (1,0) e (0,1), temos que escolher alguns valores para não linearidade β a fim de excitarmos o dispositivo com uma terceira configuração (1,1), o critério utilizados para selecionar esses valores foi muito simples e poderia ser diferente, dependendo do foco e do objetivo, em nosso trabalho tentamos escolher um β que fosse razoável a todos os perfis em dois aspectos, primeiro, os valores de coeficiente de extinção e do fator de compressão.

Nas Figuras 3.12 e 3.13, ativamos simultaneamente os dois guias de onda, sempre com intensidades iguais a 0,95W, ou seja, $I_1=I_2=0.95$ e medimos o Xratio, onde β terá sempre um valor fixo e previamente escolhido, com uma diferença de fase dada por $\Delta\phi = \Delta\theta\pi$. Selecionamos dois valores para não linearidade, $\beta = 1,75$ e $\beta = 2,00$. Após mais esses procedimento poderemos então estruturar a lógica necessária para implementação das portas.

Na Figura 3.12, quando $\beta = 1,75$, vemos que para a fase $\Delta\theta=0$ os perfis, constante (C) e crescente (I), estão com um valor de Xratio negativo e por volta de -5 dB, já o acoplador (D), fica com um valor positivo. Com a variação da fase, o valor de Xratio diminui para todos os perfis, chegando a um valor mínimo de aproximadamente -16 dB no acoplador (C) quando $\Delta\theta \approx 0,30$. Quando essa fase continua aumentando, as energias vão retornando ao guia 1, atingindo valores positivos em $\Delta\theta \approx 0,70$. Um outro ponto importante é quando a energia fica praticamente distribuída entre os dois canais, e isso ocorre quando $\Delta\theta \approx 0,85$. Na Figura 3.13, ou seja para $\beta=2,00$, encontramos um comportamento semelhante ao gráfico da Figura anterior, ou seja, apresenta a luz variando entre os guias de forma a podermos verificar os pontos de máximo e mínimo em fases praticamente iguais. Um outro elemento relevante nessa análise é o fator de compressão, que para essa configuração com os dois guias excitados simultaneamente, exibe uma variação bem elevada na forma do pulso, isso porque a energia varia bastante entre os dois guias, ficando assim muito difícil encontrar a forma do pulso de saída mais adequada. Entretanto, conseguimos calcular o fator de compressão para os pontos que serão explorados. Para o perfil (C), quando $\beta = 1,75$, temos um alargamento de 400 % na fase $\Delta\theta \approx 0,30$, uma compressão de 15,9 % na fase $\Delta\theta \approx 0,70$ e 24,8 % de compressão em $\Delta\theta \approx 0,85$. No acoplador (I), temos 38,2% , 27,5 % e 32,8 % de compressão para as mesmas fases e a mesma não linearidade. E por

fim, no dispositivo com perfil (D), encontramos um pulso comprimido de 42,8 %, 15,9% e 18,6% nas mesmas fases selecionadas e ainda pro mesmo valor de β . Verificando agora estes valores para $\beta=2,00$, encontramos um sinal alargado de 138% no perfil (C), 334 % em (I) e 400 % no acoplador (D), quando a fase é $\Delta\theta \approx 0,30$. Para a fase $\Delta\theta \approx 0,70$, o sinal de saída no acoplador (C) tem a mesma largura do pulso de entrada, o perfil (I) comprime 23 % e o dispositivo com perfil (D) apresentou 12,3 % de compressão. Na fase $\Delta\theta \approx 0,85$, todos os sinais comprimem, onde o perfil (C) atinge 20,6 %, o acoplador (I) 36,7 % e por fim o dispositivo (D) com 17,3 %. Nestes pontos analisados, com exceção do sinal emergido no acoplador com perfil (C), nenhum pulso apresentou quebra ou exibiu o aparecimento de satélites relevantes. De uma maneira geral, podemos concluir que na fase $\Delta\theta \approx 0,30$ quase todos os sinais alargam muito, o que significa um dispositivo com baixa capacidade de transmissão de informações, contudo não trás muitos problemas ao nosso objetivo, já que em nossos estudos, trabalhamos medindo o coeficiente de extinção para implementar as funções lógicas.

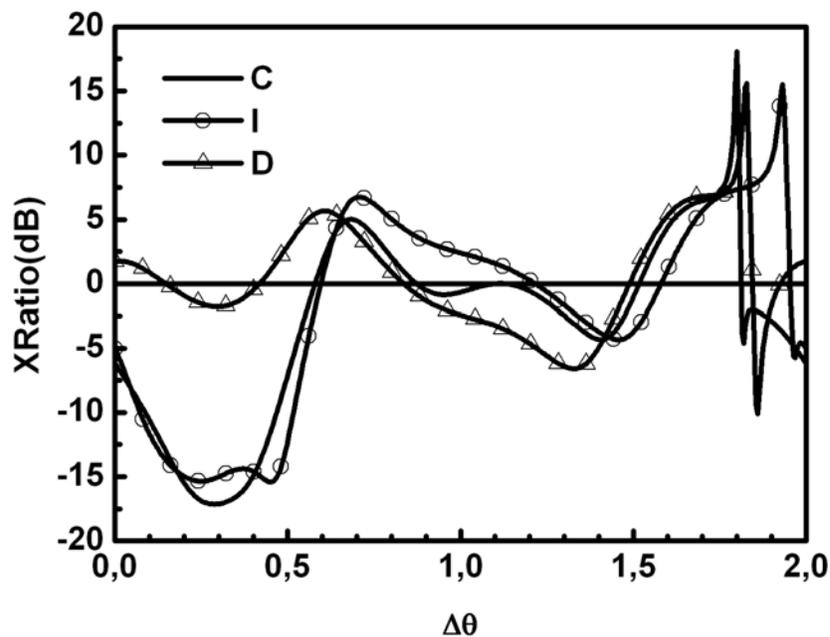


Figura 3.12. XRatio(dB) (taxa de extinção) para os acopladores C, I e D são excitados com um pulso solitônico (2ps) em função da fase $\Delta\theta$ com $I_1=0,95W$, $I_2=0,95W$, $\beta=1,75$, $k=0,3312$, $L_c=\pi/2K$, $Q(z)$, $R(z)=1$.

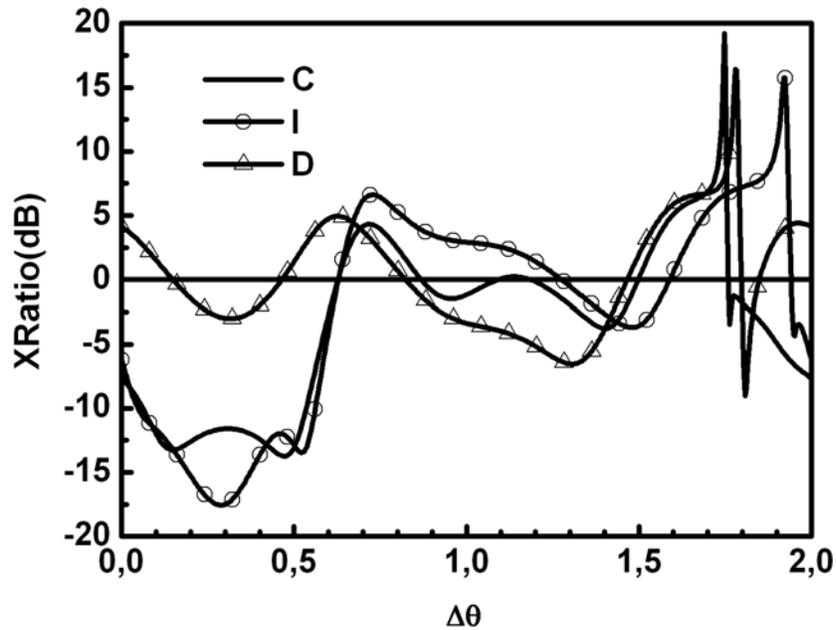


Figura 3.13. XRatio(dB) (taxa de extinção) para os acopladores C, I e D são excitados com um pulso solitônico (2ps) em função da fase $\Delta\theta$ com $I_1=0,95W$, $I_2=0,95W$, $\beta=2,00$, $k=0,3312$, $L_c=\pi/2K$, $Q(z)$, $R(z)=1$.

Após analisarmos as três configurações, (1,0), (0,1) e (1,1), podemos agora selecionar os pontos relevantes para implementarmos as funções lógicas, resolvemos explorar apenas um valor de não linearidade, $\beta=1.75$, entretanto, como já havíamos comentado, para esse valor de β , e configuração (1,1), existem três pontos interessantes a ser verificados, assim, as opções de defasamento foram, $\Delta\phi=0.30\pi$, $\Delta\phi=0.70\pi$ e $\Delta\phi=0.85\pi$, nestes pontos, encontramos as seguintes situações, um pico negativo, onde a maior parte a energia fica localizada no guia 2, um pequeno pico positivo, o que significa luz no guia 1, e finalmente, temos uma situação em que a luz está distribuída igualmente entre os dois guias.

3.3. Tabelas Verdades Para as Portas Implementadas

Na tabela 3.1, onde I_1 e I_2 representam as intensidades de entrada nos canais 1 e 2 respectivamente sendo essas intensidade iguais a 0,95W, entretanto foram normalizadas e igualadas a 1, isso apenas para facilitar a representação de qual canal está ativo, ou seja o canal

ativo será representado por 1. Nas outras seis colunas da direita, encontramos três informações importantes nas saídas O_1 e O_2 , para cada dispositivo, constante(C), linear crescente(I) e linear decrescente(D), o valor do coeficiente de extinção em dB, e qual porta de saída está sendo considerada ativa ou inativa. Nessa situação, com $\beta=1,75$ e $\Delta\phi=0,30\pi$, conseguimos obter apenas a porta *OR*, em duas portas de saídas O_2 , para os acopladores com perfil (C) e (D). Para a configuração (1,0), temos um valor de Xratio igual a +11,36dB em (C) e +16,68dB para (D), até aqui, um desempenho levemente melhor para o acoplador (D), porém, quando verificamos as outras duas configurações, (0,1) e (1,1), notamos uma performance bem melhor para o acoplador(C), onde os valores de Xratio são +14,80dB e 17,12dB, enquanto que o outro perfil apenas +1,10dB e +1,77dB.

Na tabela 3.2, onde temos a mesma não linearidade $\beta=1,75$, mas com $\Delta\phi=0,70\pi$, conseguimos implementar as portas *AND*, nas saídas O_1 dos acopladores (C) e (D) e *XOR* nas saídas O_2 dos mesmos dispositivos. Contudo, o perfil (I) não proporcionou a montagem de nenhuma função lógica. Quando comparamos as portas *AND* e *XOR* desta tabela, concluímos que o perfil constante(C) tem um desempenho melhor que o perfil linear decrescente(D), ficando evidenciado principalmente na configuração (0,1), onde os valores de Xratio são -14,94 dB em (C) e -1,10 dB em (D) com relação a porta *AND*.

Na tabela 3.3, ainda com o mesmo valor de não linearidade, mas agora para $\Delta\phi=0,85\pi$, obtemos duas portas, *AND* e *OR*, uma mistura dos resultados encontrados anteriormente, ainda podemos observar que o dispositivo com perfil (I) continua a não proporcionar a construção de nenhuma porta, e que o perfil constante(C) ainda exibe uma melhor desempenho.

TABELA 3.1

		C	C	I	I	D	D
I_1	I_2	O_1	O_2	O_1	O_2	O_1	O_2
		XR(dB)	XR(dB)	XR(dB)	XR(dB)	XR(dB)	XR(dB)
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	(0,068) -11,36dB 0	(0,932) +11,36dB 1	(0,036) -14,27dB 0	(0,964) +14,27dB 1	(0,021) -16,68dB 0	(0,979) +16,68dB 1
0	1	(0,032) -14,80dB 0	(0,968) +14,80dB 1	1 (0,848) +7,46dB 1	0 (0,152) -7,46dB 0	0 (0,437) -1,10dB 0	1 (0,563) +1,10dB 1
1 $\Delta\theta\pi=0,30\pi$	1	(0,038) - 17,12dB 0	(1,962) +17,12dB 1	(0,062) -14,94dB 0	(1,938) +14,94dB 1	(0,798) -1,77dB 0	(1,202) +1,77dB 1
			OR Gate				OR Gate

Tabela 3.1. Operações em acopladores não linear assimétrico com $\Delta\phi=0,30\pi$, $\beta=1,75$ e comprimento de acoplamento de $L_c = 4,73$.

TABELA 3.2

		C	C	I	I	D	D
I₁	I₂	O₁ XR(dB)	O₂ XR(dB)	O₁ XR(dB)	O₂ XR(dB)	O₁ XR(dB)	O₂ XR(dB)
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0 (0,068) -11,36 dB 0	(0,932) +11,36dB 1	(0,035) -14,40dB 0	(0,965) +14,40dB 1	(0,021) -16,68dB 0	(0,979) +16,68dB 1
0	1	(0,031) -14,94dB 0	(0,969) +14,94dB 1	(0,848) +7,46dB 1	(0,152) -7,46dB 0	(0,437) -1,10dB 0	(0,563) +1,10dB 1
1 $\Delta\theta\pi=0,70\pi$	1	1 (1,508) +4,86dB 1	0 (0,492) -4,86dB 0	1(1,648) +7,05dB 1	0(0,325) -7,05dB 0	(1,416) +3,84dB 1	(0,584) -3,84dB 0
		AND Gate(with gain)	XOR Gate			AND Gate(with gain)	XOR Gate

Tabela 3.2. Operações em acopladores não linear assimétrico com $\Delta\phi=0,70\pi$, $\beta=1,75$ e comprimento de acoplamento de $L_c = 4,73$.

TABELA 3.3

		C	C	I	I	D	D
I_1	I_2	O_1	O_2	O_1	O_2	O_1	O_2
		XR(dB)	XR(dB)	XR(dB)	XR(dB)	XR(dB)	XR(dB)
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	(0,068) -11,36dB 0	(0,932) +11,36dB 1	(0,035) -14,40dB 0	(0,965) +14,40dB 1	0 (0,021) -16,68dB 0	1(0,979) +16,68dB 1
0	1	(0,031) -14,94dB 0	(0,969) +14,94dB 1	(0,848) +7,46dB 1	(0,152) -7,46dB 0	(0,437) -1,10dB 0	(0,563) +1,10dB 1
1 $\Delta\theta\pi=0,85\pi$	1	(1,050) +0,434dB 1	(0,950) -0,434dB 1	(1,428) +3,97dB 1	(0,572) -3,97dB 0	(0,952) -0,417dB 1	(1,048) +1,048dB 1
		AND Gate	OR Gate			AND Gate	OR Gate

Tabela 3.3. Operações em acopladores não linear assimétrico com $\Delta\phi=0,85\pi$, $\beta=1,75$ e comprimento de acoplamento de $L_c = 4,73$.

As portas fornecidas por todas as tabelas foram, *AND*, *XOR* e *OR*, fazendo agora uma análise geral, percebemos que a melhor porta *OR* foi implementada com os parâmetros utilizados na tabela 3.1, na saída O_2 do acoplador (C), já a porta *AND* mais eficiente foi obtida na saída O_1 do perfil (C) na tabela 3.2, e por fim, a função lógica *XOR* com melhor performance foi também implementada na tabela 3.2 na saída O_2 do mesmo perfil. Daí, podemos concluir, que para um acoplador direcional não linear assimétrico de fibras excitado com sinal de 2ps, o perfil que obteve melhor desempenho foi o constante.

CAPÍTULO 4

Portas Lógicas Ópticas com Acoplador Direcional Não Linear Assimétrico de Fibras Ópticas Operando com Sinal CW .

Neste capítulo, será formulado o modelo teórico para implementação das portas lógicas ópticas a partir da utilização de um acoplador direcional não linear (NLDC) assimétrico de fibras ópticas. Todas as características do acoplador utilizado no capítulo anterior foram mantidas, utilizamos os mesmos três perfis de não linearidade, constante(C), linear crescente(I) e linear decrescente(D). Entretanto, estudaremos a modelagem com o acoplador proposto operando com sinal CW.

4.1. Procedimentos Numéricos.

Quando utilizamos onda continua (CW) para excitar o nosso NLDC assimétrico, estudamos os mesmos parâmetros, com exceção do fator de compressão, pois não é possível nesse tipo de sinal.

Na modelagem do dispositivo com essas características, as equações necessárias para essa simulação são semelhantes as equações também usadas no caso com sinal pulsado, porém, não temos dispersão de velocidade de grupo (GVD), pois como falamos a onda é contínua no tempo. Assim, ficamos com o seguinte sistema de equações:

$$i \frac{\partial A_1}{\partial z} + R(z) |A_1|^2 A_1 + k A_2 = 0 \quad (4.1)$$

$$i \frac{\partial A_2}{\partial z} + Q(z) |A_2|^2 A_2 + k A_1 = 0 \quad (4.2)$$

onde todas as características da análise anterior são mantidas, $R(z) = 1$ e $Q(z)$ sendo representados pelos perfis de não linearidade das equações (2.14), (2.15) e (2.16).

As mesmas configurações de entrada foram verificadas para esse caso, primeiro ativamos o canal 1, o guia sem perfil, em seguida excitamos o canal 2, o guia com não linearidade maior. Com esse resultado, selecionamos alguns valores de β , então ambos os canais são ativados. O sinal usado nesse procedimento é dado por:

$$u_1(0, \tau) = A_i , \quad (4.3)$$

$$u_2(0, \tau) = B_i \exp(i\Delta\phi) , \quad (4.4)$$

onde $\Delta\phi$ é a diferença de fase entre os dois sinais de entrada.

Também medimos o coeficiente de extinção para o nosso NLDC assimétrico com sinal CW:

$$Extinction - ratio = X(R) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |u_1(L_C)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |u_2(L_C)|^2 dt} , \quad (4.5)$$

onde a taxa de extinção em dB é:

$$Extinction - ratio[dB] = Xratio = XR = 10\text{Log}_{10}X(R) \quad (4.6)$$

4.2 Resultados Numéricos e Discussões.

Na Figura 4.1, ativamos o canal 1 com um sinal CW, medimos o Xratio em função da não linearidade β , os mesmos três perfis foram estudados, semelhante ao que acontece quando excitamos o dispositivo com pulso de 2ps, toda a energia passa para o guia 2, chegando a um valor mínimo de aproximadamente -16dB para o perfil (D) quando $\beta \approx 1,74$, entretanto, a luz volta mais rapidamente ao guia 1 com o aumento de β comparado ao caso anterior.

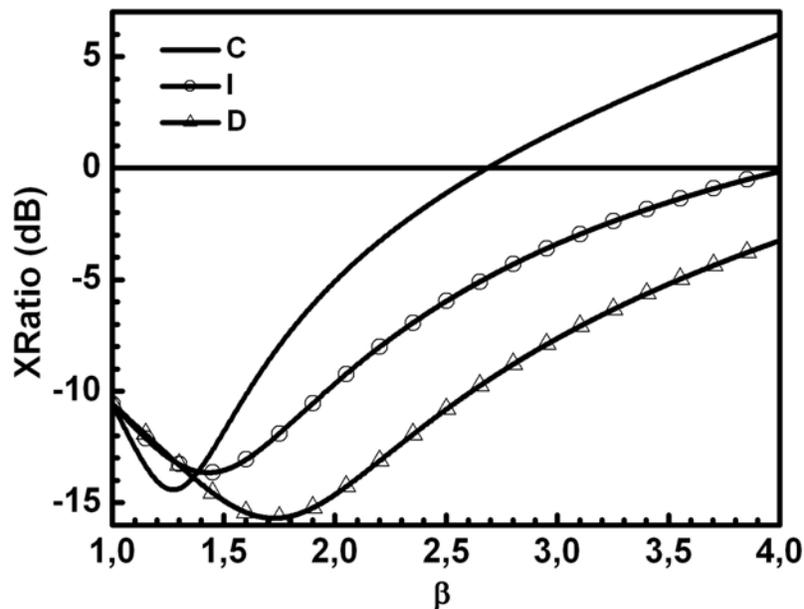


Figura 4.1. XRatio(coeficiente de extinção) em dB para os acopladores C, I e D excitados com sinal CW, em função da não linearidade β , com $I_I=0,95\text{W}$, $k=0,3312$, $L_C=\pi/2k$, $Q(z)$, $R(z)=1$

Já na Figura 4.2, onde excitamos apenas o canal 2. No início, toda energia é transferida ao guia 1, ficando com um valor de Xratio por volta de 10dB , menor que o valor obtido na mesma situação e com sinal pulsado, aproximadamente 14dB , e com o aumento da não linearidade, rapidamente essa energia retorna ao guia 2, ocorrendo já em $\beta \approx 1,25$ no perfil (C), além disso, quando $\beta \approx 1,63$, o Xratio atinge aproximadamente $-59,40\text{dB}$. Podemos observar ainda que em nenhum perfil a luz volta ao guia 1. Os outros dois perfis não atingem valores tão baixos, o acoplador (D) fica com um mínimo por volta de $-15,81\text{dB}$ para $\beta \approx 2,05$ e o acoplador (I) $-14,42\text{dB}$ quando $\beta \approx 2,50$.

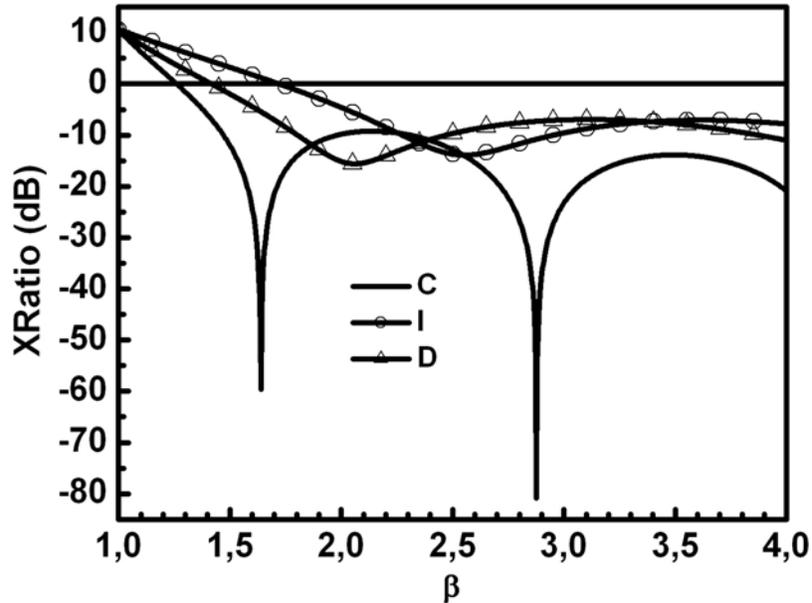


Figura 4.2. XRatio(coeficiente de extinção) em dB para os acopladores C, I e D excitados com sinal CW, em função da não linearidade β , com $I_2=0,95W$, $k=0,3312$, $L_c=\pi/2k$, $Q(z)$, $R(z)=1$

Para a próxima configuração (1,1), ou seja ambos os canais ativos, escolhemos vários valores de β , com o intuito de encontrarmos os melhores resultados na implementação das funções lógicas, não privilegiamos antecipadamente nenhum dos perfis, tentamos selecionar valores que fossem razoavelmente satisfatórios nas duas configurações, (1,0) e (0,1), pois a nossa intenção era conseguir o máximo de portas.

O primeiro valor de não linearidade escolhido foi $\beta=1,63$ na Figura 4.3, nesta podemos observar que quando $\Delta\theta=0$, os valores de Xratio são de aproximadamente 0,00dB para o perfil (C), -4,25dB em (I), e 2,96dB no acoplador (D).Entretanto, com o aumento da diferença de fase $\Delta\phi$ todos os perfis crescem chegando a um valor máximo de 15,20dB no acoplador (C), quando $\Delta\theta \approx 0,34$. Os outros dois perfis também mostram um pico, e por fim todos ficam com um comportamento semelhante e tendem a decrescer.

Outros vários valores foram selecionados para não linearidade, $\beta=1,74$ na Figura 4.4, $\beta=2,22$ na Figura 4.5 e $\beta=2,87$ na Figura 4.6, em todos eles observamos um comportamento parecido, sempre o perfil constante(C) atinge um valor maior que os outros dois perfis e com o aumento da não linearidade, podemos observamos dois fatos interessantes, o crescimento no valor dos picos de Xratio, chegando a um valor máximo quando $\beta=2,87$, de aproximadamente 41,68 dB para o perfil (C), o outro é o deslocamento dos picos, partindo de uma fase $\Delta\theta=0,34$ para o perfil (C) quando $\beta=1,63$ até $\Delta\theta=0,46$ em $\beta=2,87$ no mesmo perfil. Quando comparamos estes resultados com os já obtidos para mesma configuração com sinal pulsado, é verificada uma característica diferente, os primeiros e maiores picos são negativos, e posteriormente, com o aumento do defasamento, é que encontramos uns pequenos picos positivos.

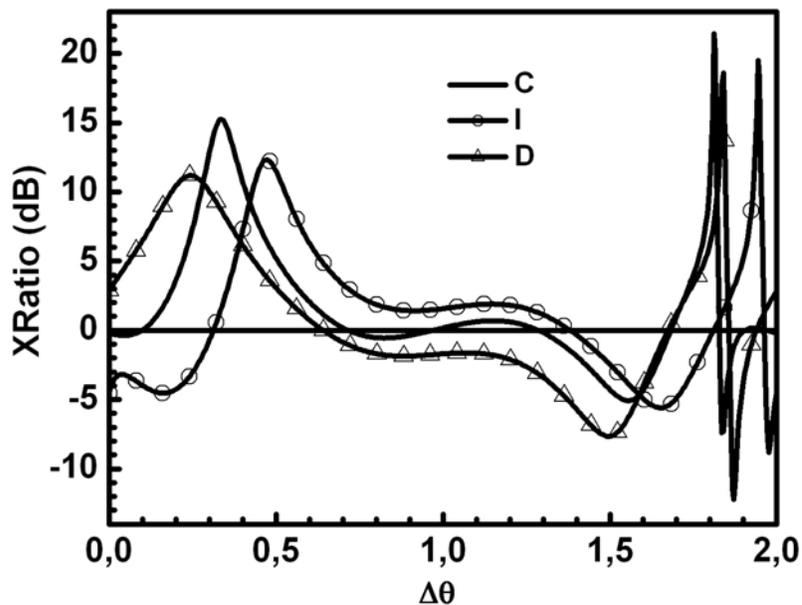


Figura 4.3. XRatio(dB) (taxa de extinção) para os acopladores C, I e D excitados com sinal CW em função da fase $\Delta\theta$ com $I_1=0,95W$, $I_2=0,95W$, $\beta=1,63$, $k=0,3312$, $L_c=\pi/2k$, $Q(z)$, $R(z)=1$.

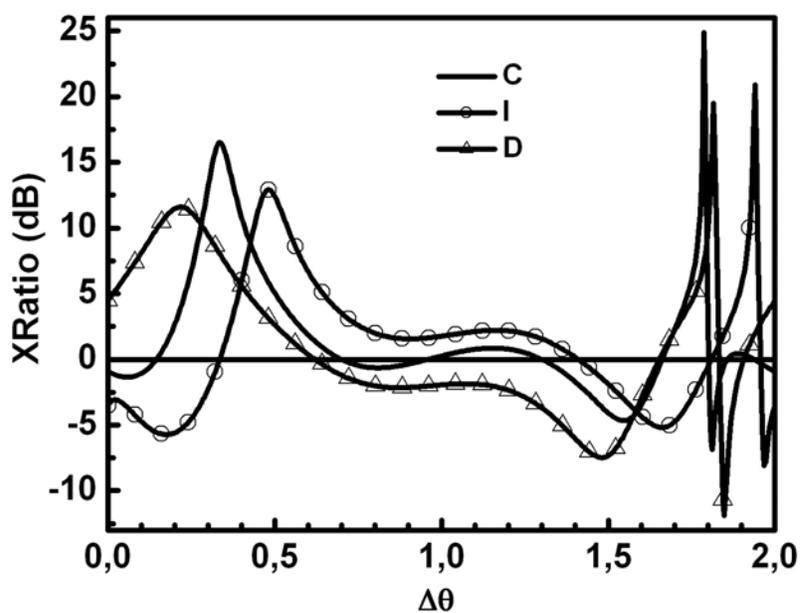


Figura 4.4. XRatio(dB) (taxa de extinção) para os acopladores C, I e D excitados com sinal CW em função da fase $\Delta\theta$ com $I_1=0,95W$, $I_2=0,95W$, $\beta=1,74$, $k=0,3312$, $L_c=\pi/2K$, $Q(z)$, $R(z)=1$.

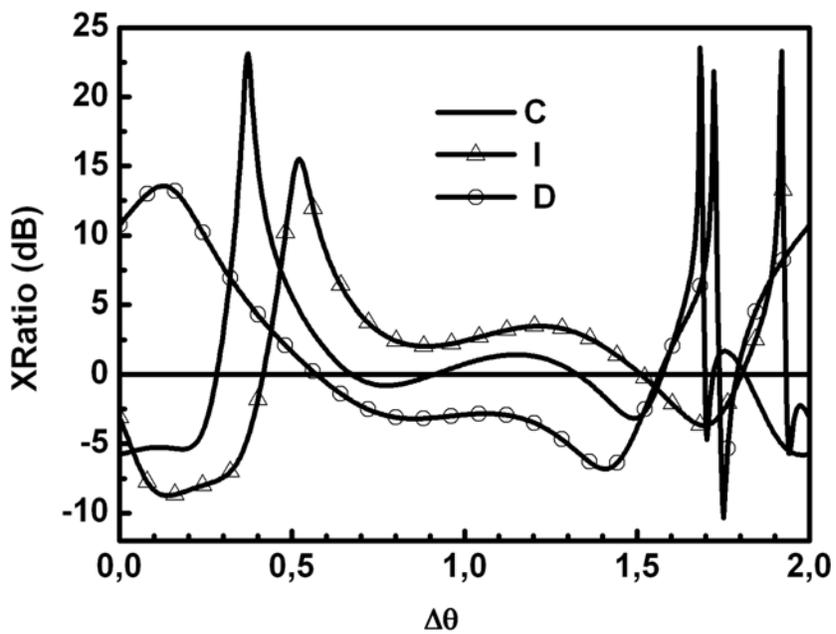


Figura 4.5. XRatio(dB) (taxa de extinção) para os acopladores C, I e D excitados com sinal CW em função da fase $\Delta\theta$ com $I_1=0,95W$, $I_2=0,95W$, $\beta=2,22$, $k=0,3312$, $L_c=\pi/2K$, $Q(z)$, $R(z)=1$.

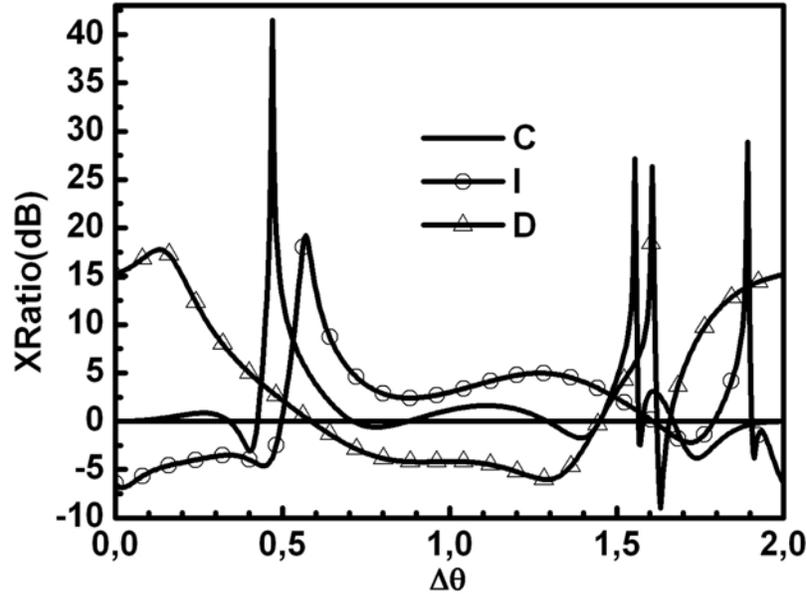


Figura 4.6. XRatio(dB) (taxa de extinção) para os acopladores C, I e D excitados com sinal CW em função da fase $\Delta\theta$ com $I_1=0,95W$, $I_2=0,95W$, $\beta=2,87$, $k=0,3312$, $L_c=\pi/2k$, $Q(z)$, $R(z)=1$.

4.3. Tabelas Verdades Para as Portas Implementadas

Após a análise destes gráficos, optados por dois valores de não linearidade, e duas fases diferentes foram selecionadas, assim, começamos a montar as funções lógicas. Para o valor de $\beta=1,74$, a fase selecionada foi $\Delta\phi=0,34\pi$, uma região onde o Xratio era positivo, o que significa dizer que a maior parte da luz está localizada no guia 1, então, construímos a tabela 4,1, onde I_1 e I_2 representam as intensidades de entrada nos canais 1 e 2 respectivamente sendo estas intensidade iguais a 0,95W, entretanto foram normalizadas e igualadas a 1, isso apenas para facilitar a representação de qual canal estar ativo, ou seja o canal ativo será representado por 1. Nas outra seis colunas da direita, encontramos três informações importantes nas saídas O_1 e O_2 , para cada dispositivo, o valor do fator de energia(entre parênteses), o valor do coeficiente de extinção em dB, e qual porta de saída estar sendo considerada ativa ou inativa. O outro valor escolhido para β foi 2,22, e uma fase $\Delta\phi=0,416\pi$, e destes outros valores construímos a tabela

4.2, a qual possui as mesmas características da tabela 4.1. Fomos motivados a selecionar esta fase porque queríamos um ponto onde o perfil linear crescente (I) apresentasse Xratio bem próximo de zero, ou seja, um ponto onde a saída fosse praticamente igual nas duas portas, O_1 e O_2 .

Na tabela 4.1, conseguimos implementar três portas diferentes, *AND*, *XOR* e *OR*, no perfil constante(C) implementamos uma porta *AND* com ganho na saída O_1 e uma porta *XOR* na saída O_2 , já no dispositivo com perfil linear crescente(I), só montamos a porta *OR*, e por fim, no acoplador decrescente(D), montamos também as funções lógicas *AND* com ganho e outra *XOR*. Agora, comparando as portas *AND* do acoplador (C), o qual apresenta valores de $-8,30\text{dB}$ a $-17,61\text{dB}$ nas configurações (1,0) e (0,1), com a mesma porta do acoplador(D), onde este apresenta Xratio de $-15,74\text{dB}$ e $-8,18\text{dB}$, percebemos um comportamento muito similar, porém, para a configuração (1,1), a porta do perfil (C) apresenta Xratio igual a $+16,47\text{dB}$, que comparado com $+7,81\text{dB}$ do acoplador (D), mostra uma melhor performance do dispositivo com perfil constante(C) no caso da porta *AND* quando $\beta=1,74$. O que pode ser considerado como vantagem para o perfil (I), é a viabilização de uma porta diferente das portas encontradas nos outros dois perfis, ou seja a porta *OR*.

Na tabela 4.2, usamos $\beta=2,22$ e $\Delta\phi = 0,416\pi$, conseguimos implementar portas em todas as saídas, as funções lógicas obtidas, foram praticamente as mesmas da tabela 4.1, com exceção da porta *AND*, obtida na saída O_1 do acoplador(I). Para a porta *XOR*, com as entradas (1,0) e (0,1), são apresentados Xratio de $+3,12\text{ dB}$ e $+9,39\text{ dB}$ no acoplador(C) comparado a $+12,97\text{ dB}$ e $+13,69\text{ dB}$ no acoplador(D), logo, o dispositivo com perfil (D), exibe um melhor comportamento, mas quando verificado os valores de Xratio para configuração (1,1), $-12,35\text{dB}$ em (C) e $-3,84\text{dB}$ para (D), mas mesmo assim, de uma maneira geral, o perfil (D) apresenta melhor desempenho para porta *OR* que o perfil (C) Entretanto, compararmos os valores de Xratio das portas obtidas na tabela 4.1 com as mesmas portas da tabela 4.2, percebemos uma melhor performance das lógicas implementadas com os parâmetros da primeira tabela.

TABELA 4.1

I_1	I_2	Constant (C)		Increasing (I)		Decreasing (D)	
		O_1 XR(dB)	O_2 XR(dB)	O_1 XR(dB)	O_2 XR(dB)	O_1 XR(dB)	O_2 XR(dB)
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	(0,134)	(0,865)	(0,060)	(0,940)	(0,026)	(0,974)
		-8,10 dB	+8,10 dB	11,95dB	+11,95dB	-15,74dB	+15,74dB
		0	1	0	1	0	1
0	1	(0,017)	(0,981)	(0,481)	(0,519)	(0,132)	(0,869)
		-17,61dB	+17,61dB	- 0,33dB	+0,33dB	-8,18dB	+8,18dB
		0	1	1	1	0	1
1 ($\Delta\theta\pi=0,34\pi$)	1	(1,952)	(0,044)	(1,054)	(0,944)	(1,716)	(0,284)
		+16,47dB	-16,47dB	+0,48dB	-0,48dB	+7,81dB	-7,81dB
		1	0	1	1	1	0
		AND Gate (with gain)	XOR Gate	NO GATE	OR Gate	AND Gate (with gain)	XOR Gate

Tabela 4.1. Operações em acopladores não linear assimétrico com $\Delta\phi=0,34\pi$, $\beta=1,74$ e comprimento de acoplamento de $L_c = 4,73$.

TABELA 4.2

I₁	I₂	Constant (C)		Increasing (I)		Decreasing (D)	
		O₁ XR(dB)	O₂ XR(dB)	O₁ XR(dB)	O₂ XR(dB)	O₁ XR(dB)	O₂ XR(dB)
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	(0,327)	(0,671)	(0,140)	(0,859)	(0,048)	(0,951)
		-3,12 dB	+3,12 dB	-7,88dB	+7,88dB	-12,97dB	+12,97dB
		0	1	0	1	0	1
0	1	(0,103)	(0,896)	(0,113)	(0,886)	(0,041)	(0,958)
		-9,39dB	+9,39dB	-8,94dB	+8,94dB	-13,69dB	+13,69dB
		0	1	0	1	0	1
1 ($\Delta\theta\pi=0,416\pi$)	1	(1,888)	(0,11)	(1,01)	(0,99)	(1,414)	(0,584)
		+12,35dB	-12,35dB	+0,09dB	-0,09dB	+3,84dB	-3,84dB
		1	0	1	1	1	0
		AND Gate (with gain)	XOR Gate	AND Gate	OR Gate	AND Gate (with gain)	XOR Gate

Tabela 4.2. Operações em acopladores não linear assimétrico com $\Delta\phi=0,416\pi$, $\beta=2,22$ e comprimento de acoplamento de $L_c=4,73$.

CAPÍTULO 5

Conclusões Gerais e perspectivas futuras.

Essa dissertação teve como objetivo implementar portas lógicas ópticas a partir da utilização de um acoplador direcional não linear (NLDC) assimétrico de fibras ópticas. Nós investigamos esse acoplador com três diferentes perfis de não linearidade, constante (C), linear crescente (I) e linear decrescente (D), operando nos regimes CW e pulsado, tipo sóliton, com 2ps de largura. Lembrando que os perfis de não linearidade estão presentes apenas no guia 2, excitamos inicialmente o canal 1 (1,0), em seguida, apenas o canal 2 (0,1), para essas duas configurações medimos o coeficiente de extinção com a variação da não linearidade β (SPM), e por fim, ativamos ambos os canais, analisando o coeficiente de extinção com relação a diferença de fase $\Delta\phi$ entre os canais.

Após a análise dos resultados encontrados nas configurações propostas, selecionamos alguns valores de β convenientes a implementação das funções lógicas, em seguida, escolhemos fases em pontos favoráveis, por fim, montamos as tabelas verdades e chegamos as seguintes portas lógicas AND, OR e XOR.

Podemos verificar um número maior de portas nas saídas dos dispositivos quando estes operavam com sinal CW, entretanto, algumas portas mostraram um melhor desempenho quando tínhamos um acoplador operando com pulsos solitônicos.

Comparando os resultados obtidos com o acoplador duplo sugerido nesta dissertação com os resultados encontrados para o acoplador direcional não linear triplo planar simétrico estudado por nosso grupo de pesquisa no LOCEM, percebemos que para determinadas situações, temos portas mais eficientes no acoplador duplo.

Pretendemos dar continuidade a este trabalho estudando:

- O acoplador duplo assimétrico com outros perfis, outras configurações e com análise de perda.

- O Acoplador duplo e triplo planar simétrico, ou assimétrico, para construção de matrizes de acoplamento.
- O acoplador duplo assimétrico com um estudo da constante de acoplamento na tentativa de minimizar o tamanho do dispositivo.
- O acoplador triplo na configuração triangular simétrica e assimétrica, para geração de portas lógicas.
- Verificar o comportamento destes acopladores com a inserção de redes de Bragg, em um, ou ambos os guias do acoplador.

REFERÊNCIAS

- [1] ISLAM, M. N., and *et al.*, *J. Appl. Phys.* 71, 1927, 1992.
- [2] ISLAM, M. N., and *et al.*, Nonlinearity Near Half-Gap in Bulk and Quantum Well GaAs/AlGaAs Waveguides, to be published in Proc. Of the VIIth International Symposium on Ultrafast Processes in Spectroscopy, ed. A. Laubereau (Bristol, England: Adam Hilger).
- [3] Ho, S. T., and *et al.*, *Appl. Phys. Lett.* 59, 2558, 1991.
- [4] VILENEUVE, A., and *et al.*, *Nonlinear absorption processes at half the band gap in GaAs based semiconductors*, in Technical Digest on Nonlinear Guidedwave Phenomena, 1991, Optical Society of America, Washington, D.C., 1991), vol. 15, pp 222-5.
- [5] TSANG, H. K., and *et al.*, *Field dependent all-optical switching in GaAs quantum well waveguides operating beyond the to photon absorption limit*, in Technical Digest on Nonlinear Guidedwave Phenomena, 1991, Optical Society of America, Washington, D.C., 1991), vol. 15, pp Pd4-1-Pd4-4.
- [6] AITCHISON, J. S., and *et al.*, *Electron. Lett.*, 27, 1709, 1991.
- [7] WILSON, J. and *et al.*, *Soliton switching in an erbium-doped nonlinear fiber coupler*, *Opt. Lett.*, 16, 1653, 1991.
- [8] SHIGA, K. and *et al.*, *All-optical switching and coupling characteristics of femtosecond pulses in a nonlinear fiber directional coupler*, *Mem. Muroran Inst. Tech*, vol 54, pp. 101-107, 2004
- [9] TRIVUNAC-Vukovic, N.; Milovanovic, B.; Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2001. *Realization of full set of logic gates for all-optical ultrafast switching* TELSIKS 2001. 5th International Conference on Volume 2, 19-21 Sept. 2001 Page(s):500 - 503 vol.2
- [10] NÓBREGA, K. Z. and *et al.* *Multistable all-optical switching behavior of the asymmetric nonlinear directional coupler*, *Opt. Comm.*, vol 173, pp. 413-421, 1999.
- [11] BUAH, P.A. and *et al.* *Numerical study of soliton switching in active three-core nonlinear fiber couplers*, *IEEE J. Quantum Electron.*, vol 33, pp. 874-878, 1997.
- [12] CHU, P. L., *Logic operations in dispersion-mismatched nonlinear fibre couplers*, *Opt. Comm.*, vol. 124, pp. 90-94, 1995.
- [13] KAM, P. L. W., and *et al.*, *All optical multiple quantum well waveguide switch*, *Electron. Lett.* vol 21, pp. 26-28, 1985
- [14] FRIBERG. S. R., and *et al.*, *APPL. Phys. Lett.* 51, 1135, 1987.
- [15] WOOD, W.E., and *et al.*, *Investigation of Third order optical nonlinearities in semiconductor/glass composites using integrated-optical directional couplers*, *Proc. Integrated Photon. Res.*, Hilton Head, SC, 1990, pp 157-158

- [16] BETTS, R.A., and *et al.*, *Nonlinear refractive index in erbium doped optical fiber*, IEEE J. Quantum Electron., vol 27, pp. 908-913, 1991
- [17] AGRAWAL, G. P., *Applications of Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press, New York, 2001.
- [18] TEKIPPE, V. J., *Fiber Integ. Opt.* 9, 97 (1990).
- [19] GREEN, P. E., Jr., *Fiber-Optic Networks*, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ. 1993, Chap. 3.
- [20] HECHT, J., *Understanding Fiber Optics*, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ. 1999, Chap. 15.
- [21] GHATAK, A. K. and THYAGARAJAN, K., *Introduction to Fiber Optics*, Cambridge University Press, New York, 1999, Chap. 17.
- [22] CHIANG, K. S., *Opt. Lett.* 20(9) (1995), 997.
- [23] DROULIAS, S. and *et al.*, *Switching dynamics in nonlinear directional fiber couplers with intermodal dispersion*, Opt. Comm., vol 240, pp. 209-219, 2004.
- [24] PENG, G. D. and ANKIEWICZ, A., *Fundamental and second order soliton transmission in nonlinear directional fiber coupler*, Int. J. Non. Opt. Phy. 1, 135, 1992.
- [25] HANSEN, P. B., and *et al.*, *Opt. Commun.*, 119, 178, 1995.
- [26] MALOMED, B. A., *Phys. Rev. E.* 51, R.864, 1995.
- [27] MALOMED, B. A., and *et al.*, *Phys. Rev. E.* 53, 4084, 1996.
- [28] KAUP, D. J., and *et al.*, *Asymmetric solitons in mismatched dual-core optical fibers*, J. Opt. Soc. Am B vol14, pp 1199, 1997.
- [29] KAUP, D. J. and MALOMED, B. A., *J. Opt. Soc. Am. B.* 15, 2838, 1998.
- [30] JENSEN, S. M., *The nonlinear coherent coupler*, IEEE J. Quantum Electron., Vol QE-18, pp. 1580-1583, 1982.
- [31] NOBREGA, K. Z. and SOMBRA, A. S. B., *Optimum self phase modulation profile for nonlinear transmission recovery in twin core optical couplers with loss*, Opt. Comm., vol 151, pp. 31-34, 1998.
- [32] CHEN, Y., and *et al.*, *Twin core nonlinear couplers with gain and loss*, IEEE J. Quantum Electron. Vol 28, pp. 239-245, 1992.
- [33] PHAM, A. T. and BINH, L. N., *All-optical directional coupler two-input operation*, Int. Optoelectron., Vol.5, no 4, pp367-380, 1990.

- [34] PHAM, A. T. and BINH, L. N., *All-optical modulation and switching using a nonlinear-optical directional coupler*, J. Opt. Soc. Amer. B, Vol.8, no 9, pp1914-1931, 1991.
- [35] T. P. Valkering, J. Van Honschoten, H. J. W. M. Hockstra: Opt Commu 159,215-220 (1999).
- [36] T. P. Valkering, P. T. De Boer, H. J. W. M. Hockstra: Physica D, 123, 223-234 (1998).
- [37] P. L. Chu, B. A. Malomed, G. D. Peng: J Opt. Soc Am, B, 10, 1379-1385 (1993).
- [38] AGRAWAL, G. P., *Nonlinear Fiber Optics*, third Edition, Academic Press, New York, 2001.
- [39] TRILLO, S., and *et al.*, *Opt. Lett.* 13,672, 1988.
- [40] KITAYAMA, K. and WANG, S., *Appl. Phys. Lett.*, 43, 17, 1983
- [41] KIVSHAR, Y. S., *Opt. Lett.* 18, 7, 1993.
- [42] AKHMEDIEV, N. N. and ANKIEWICZ, A., *Phys. Rev. Lett.* 70, 2395, 1993.
- [43] AKHMEDIEV, N. and SOTO-CRESPO, J. M., *Phys. Rev. E*, 49, 4519, 1994.
- [44] CHU. P. L., and *et al.*, *J. Opt. Soc. Am. B*, 12, 898, 1995.
- [45] WEINER, A. M., and *et al.*, IEEE J. Quantum Electron. 25, 2648, 1989.
- [46] AKHMEDIEV, N. and ANKIEWICZ, A., *Solitons Nonlinear Pulses and Beams*, Chapman & Hall, London, 1997.
- [47] CHIANG, K. S., *J. Opt. Soc. Am. B*, 14, 1437, 1997.
- [48] CHIANG, K. S., *IEEE J. Quantum Electron.*, 33, 950, 1997.
- [49] SHUM, P., and *et al.*, *IEEE J. Quantum Electron.*, 35, 79, 1999.
- [50] RAMOS, P. M. and PAIVA, C. R., *IEEE J. Quantum Electron.*, 35, 983, 1999.
- [51] ZANG, D. Y. AND FOREST, S. R., *Crystalline organic semiconductor optical directional couplers and switches using an index matching layer*, IEEE Photon. Technol. Lett., vol 4, pp. 365-368, 1992.
- [52] SOMBRA, A. S. B., *Bistable pulse collisions of the cubic-quintic nonlinear Schrödinger equation*, Opt. Comm., vol. 94, pp. 92-98, 1992.
- [53] CASTRO, F. M., and *et al.*, *Controlling all-optical in multicore nonlinear couplers*, Opt. Comm. Vol 226, pp 199-204, 2003.
- [54] DEERING. W. D., and *et al.*, *Directional Couplers with linear and nonlinear elements*, Appl. Phys. Lett, Vol. 62, No. 20, 2471-2473, 1993.

- [55] ATAI, J. AND MALOMED, B. A., *Stability and interactions of solitons in asymmetric dual core- optical waveguides*, Opt. Comm. Vol 221, pp 55-62, 2003.
- [56] GRIFFIN, R., and *et al.*, "Asymmetric multimode couplers", IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 9, No. 11, 1991.
- [57] KAUP, D. J., and *et al.*, *Asymmetric solitons in mismatched dual-core optical fibers*, J. Opt. Soc. Am B vol14, pp 1199, 1997.
- [58] MAK, W. C. K., and *et al.*, *Solitary waves in asymmetric coupled waveguides with quadratic nonlinearity*" Opt. Comm. Vol 154, pp 145-151, 1998.
- [59] LOPEZ, F. A., and *et al.*, *Electrooptics*, Academic Press, 1994.
- [60] WANG, Y. and LIU, J., *IEEE Photonics Technology Letters*, 11, 72, 1999.
- [61] YANG, C. C., All-optical ultrafast logic gates that use asymmetric nonlinear directional couplers, Opt. Letters, v.16 pp1641-1643,1991.
- [62] YANG, C. C. and Wang, A. J. S., Asymmetric Nonlinear coupling and its applications to logic functions, IEEE. J. QE. 28, 28, 1992.
- [63] BOLING, N. I., and *et al.*, *Empirical relationship for predicting nonlinear refractive index changes in optical solids*, IEEE J. Quant. Elect., QE-14 pp 601-610, 1978.
- [64] LINES, M.E., *Oxide Glasses for fast photonic switching: a comparative study*, J.Appl. Phys., vol69, pp 6876-6884, 1991.
- [65] WANG, Y. and WANG, W., *Study of ultra-fast optical pulse propagation in a nonlinear directional coupler*, Appl. Phys.B , 2004.
- [66] FRIBERG. S. R., and *et al.*, *Femtosecond switching in a dual-core-fiber nonlinear coupler*, *Optics Letters*, Vol. 13, pp. 904-906, 1988.
- [67] GALLÉAS, W., and *et al.*, *Solitons wave in dielectric optical fibers*, Revista Brasileira de Ensino de Física, vol. 25, no. 3, Setembro, 2003.
- [68] RAMOS, P. M. and PAIVA, C. R., *J. Opt. Soc. Am. B*, 10, 1379, 1993.
- [69] PENG, G. D. and ANKIEWICZ, A., *Fundamental and second order soliton transmission in nonlinear directional fiber coupler*, Int. J. Non. Opt. Phy. 1, 135, 1992.

APÊNDICE A.

ABORDAGEM NUMÉRICA: RUNGE-KUTTA.

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

$$y' = f(x, y) \tag{A.1}$$

,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:

$$y_{i+1} = y_i + \sum_{j=1}^m a_j k_j \tag{A.2}$$

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:

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

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

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.

REFERÊNCIAS.

1. T. Pacitti, C. P. Atkinson. Programação e métodos computacionais. Editora Livros Técnicos e científicos S. A, volume 2, 2ª edição.
2. W. H. Press e S. A. Teukolsky, computers in Phys. Vol 6, no. 2 (1992)

APÊNDICE B.

ACOPLAMENTO ENTRE GUIAS DIELÉTRICOS.

O guia de onda consiste de um meio dielétrico, com um índice de refração do núcleo da fibra sempre maior do que o índice da casca. Dentro do núcleo, o índice de refração pode ser homogêneo ou não, mas fora dele, consideramos constante. Podemos encontrar equações de onda para vários tipos de seções transversais de fibras. Na Figura (B.1), assumimos uma distribuição quadrática para os índices de refração dos guias, supondo que estes se encontram isolados. A coordenada x é representada por uma direção transversal em relação às fibras. Considerando que os dois guias de onda se encontram um do lado do outro, o quadro do índice de refração do meio, onde os dois núcleos estão presentes, pode ser representado por [1-5]:

$$n^2 = (n_1^2 - n_3^2) + (n_2^2 - n_3^2) + n_3^2 \quad (\text{B.1})$$

onde n_1 e n_2 são os índices de refração dos núcleos, mostrados na Figura (B.1). O índice n_3 é um valor constante, fora da região dos dois guias. A equação anterior representa uma distribuição do índice de refração, lembrando que, os dois núcleos não devem se sobrepor.

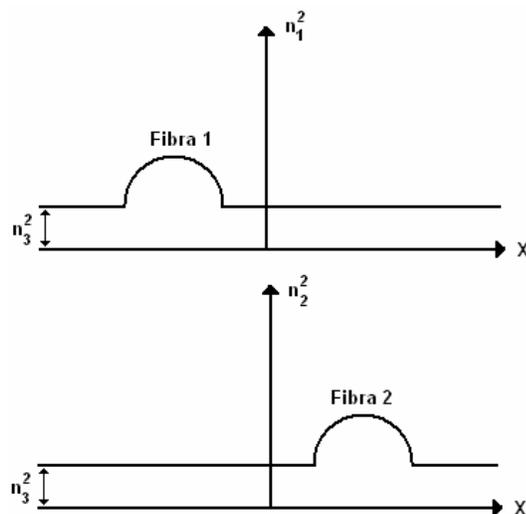


Figura B.1- Distribuição transversal dos índices de refração dos guias de onda.

Levando em conta a ausência do guia vizinho, podemos escrever os campos elétricos e magnéticos para cada núcleo:

$$\mathbf{E}_v = \hat{\mathbf{E}}_v e^{i(\omega t - \beta_v z)} \quad v = 1, 2 \quad (\text{B.2})$$

$$\mathbf{H}_v = \hat{\mathbf{H}}_v e^{i(\omega t - \beta_v z)} \quad v = 1, 2 \quad (\text{B.3})$$

onde v indica o guia que os campos se propagam. Esses campos satisfazem a equação de Maxwell da seguinte forma:

$$\nabla_t \times \mathbf{H}_v - i\beta_v(z \times \mathbf{H}_v) - i\omega\varepsilon_0 n_v^2 \mathbf{E}_v = 0 \quad (\text{B.4})$$

$$\nabla_t \times \mathbf{E}_v - i\beta_v(z \times \mathbf{E}_v) - i\omega\mu_0 \mathbf{H}_v = 0 \quad (\text{B.5})$$

z é vetor unitário na direção z , ∇_t é a parte transversal do operador ∇ .

Quando os dois guias são colocados próximos um do outro, o campo total pode aproximadamente ser expresso como uma superposição dos campos perturbados de cada núcleo. Apesar de prevermos a influência entre os dois guias, devemos levar em conta, que a amplitude do campo pode variar com a distância. Deste modo devemos expressar campo total de tal forma que possibilite essa mudança.

$$\mathbf{E} = A_1(z)\mathbf{E}_1 + A_2(z)\mathbf{E}_2 \quad (\text{B.6})$$

e

$$\mathbf{H} = A_1(z)\mathbf{H}_1 + A_2(z)\mathbf{H}_2 \quad (\text{B.7})$$

na realidade, por motivo da ausência de termos menores nas expressões dos campos, não podemos considerá-los exatos. Os campos elétricos e magnéticos totais \mathbf{E} e \mathbf{H} satisfazem a equação de Maxwell.

$$\nabla \times \mathbf{H} = i\omega\varepsilon_0 n^2 \mathbf{E} \quad (\text{B.8})$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -i\omega\mu_0 \mathbf{H} \quad (\text{B.9})$$

onde n^2 é dado pela equação (B.1). Substituindo as equações (B.6) e (B.7) nas equações (B.8) e (B.9) obtemos [6,7]:

$$\begin{aligned} & A_1[\nabla_t \times \mathbf{H}_1 - i\beta_1(z \times \mathbf{H}_1)] + \frac{\partial A_1}{\partial z}(z \times \mathbf{H}_1) - i\omega\varepsilon_0 n^2 A_1 \mathbf{E}_1 \\ & + A_2[\nabla_t \times \mathbf{H}_2 - i\beta_2(z \times \mathbf{H}_2)] + \frac{\partial A_2}{\partial z}(z \times \mathbf{H}_2) - i\omega\varepsilon_0 n^2 A_2 \mathbf{E}_2 = 0 \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

e

$$\begin{aligned} & A_1[\nabla_t \times \mathbf{E}_1 - i\beta_1(z \times \mathbf{E}_1)] + \frac{\partial A_1}{\partial z}(z \times \mathbf{E}_1) - i\omega\mu_0 A_1 \mathbf{H}_1 \\ & + A_2[\nabla_t \times \mathbf{E}_2 - i\beta_2(z \times \mathbf{E}_2)] + \frac{\partial A_2}{\partial z}(z \times \mathbf{E}_2) - i\omega\mu_0 A_2 \mathbf{H}_2 = 0 \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

Usando as equações (B.1), (B.4) e (B.5), podemos simplificar as equações anteriores por:

$$\frac{\partial A_1}{\partial z}(z \times \mathbf{H}_1) - i\omega\varepsilon_0(n_2^2 - n_3^2)A_1\mathbf{E}_1 + \frac{\partial A_2}{\partial z}(z \times \mathbf{H}_2) - i\omega\varepsilon_0(n_1^2 - n_3^2)A_2\mathbf{E}_2 = 0 \quad (\text{B.12})$$

e

$$\frac{\partial A_1}{\partial z}(z \times \mathbf{E}_1) - i\omega\mu_0 A_1 \mathbf{H}_1 + \frac{\partial A_2}{\partial z}(z \times \mathbf{E}_2) = 0 \quad (\text{B.13})$$

Fazendo os produtos escalares de (B.12) com \mathbf{E}_1^- , de (B.13) com \mathbf{H}_1^- , e depois subtraindo os dois resultados e finalmente, integrando sobre a seção transversal, obtemos:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int \left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial A_1}{\partial z} [\mathbf{E}_1^- \cdot (\mathbf{z} \times \mathbf{H}_1) - \mathbf{H}_1^- \cdot (\mathbf{z} \times \mathbf{E}_1)] \\ + \frac{\partial A_1}{\partial z} [\mathbf{E}_1^- \cdot (\mathbf{z} \times \mathbf{H}_2) - \mathbf{H}_1^- \cdot (\mathbf{z} \times \mathbf{E}_2)] \\ - i\omega\epsilon_0(n_2^2 - n_3^2)A_1\mathbf{E}_1^- \cdot \mathbf{E}_1 \\ - i\omega\epsilon_0(n_1^2 - n_3^2)A_2\mathbf{E}_1^- \cdot \mathbf{E}_2 \end{array} \right\} dx dy = 0 \quad (\text{B.14})$$

o sinal sobrescrito (-) indica que a frequência ω e a constante de propagação β tem sido trocadas pelo seus valores negativos. Esse procedimento é necessário para remover das equações a dependência do tempo. Se quiséssemos limitar nossos índices de refração a valores reais, deveríamos usar o complexo conjugado das quantidades, ao invés de \mathbf{E}_1^- e \mathbf{H}_1^- . Contudo, queremos permitir a possibilidade do índice de refração ser complexo, ou melhor, a possibilidade de existir perda tanto o núcleo quanto na casca.

Podemos simplificar a equação (B.14), desprezando os termos pequenos. A expressão $n_2^2 - n_3^2$ pode ser desprezada fora do segundo guia. Embora nesta região, o termo anterior contribua significativamente. Ainda podemos observar que n_2^2 e n_3^2 vêm acompanhados do quadrado \mathbf{E}_1 , assim chegamos a conclusão de que este termo é pequeno e de segunda ordem podendo ser desprezado. Os produtos $\mathbf{E}_1^- \cdot (\mathbf{z} \times \mathbf{H}_2)$ e $\mathbf{H}_1^- \cdot (\mathbf{z} \times \mathbf{E}_2)$ são de primeira ordem, isso está relacionado com o fato dos campos de guias diferentes se sobreporem francamente. Os termos $\partial A / \partial z$ são quantidades de primeira ordem. O produto destes termos é pequeno e de segunda ordem, podendo também ser desprezado. Desprezando os termos de segunda ordem da equação, (B.14), obtemos:

$$\frac{\partial A_1}{\partial z} = ic_1 A_2 e^{i(\beta_1 - \beta_2)z} \quad (\text{B.15})$$

com

$$c_1 = -i\omega\varepsilon_0 \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \int (n_1^2 - n_3^2) \widehat{\mathbf{E}}_1^- \widehat{\mathbf{E}}_2^- dx dy}{\int_{-\infty}^{+\infty} \int \mathbf{z} \cdot (\widehat{\mathbf{E}}_1^- \times \widehat{\mathbf{H}}_1 + \widehat{\mathbf{E}}_1 \times \widehat{\mathbf{H}}_1^-) dx dy} \quad (\text{B.16})$$

Fazendo os produtos escalares de (B.12) com \mathbf{E}_2^- , de (B.13) com \mathbf{H}_2^- , e subtraindo as duas equações. Obtemos:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int \left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial A_1}{\partial z} [\mathbf{E}_2^- \cdot (\mathbf{z} \times \mathbf{H}_1) - \mathbf{H}_2^- \cdot (\mathbf{z} \times \mathbf{E}_1)] \\ + \frac{\partial A_2}{\partial z} [\mathbf{E}_2^- \cdot (\mathbf{z} \times \mathbf{H}_2) - \mathbf{H}_2^- \cdot (\mathbf{z} \times \mathbf{E}_2)] \\ - i\omega\varepsilon_0 (n_2^2 - n_3^2) A_1 \mathbf{E}_2^- \cdot \mathbf{E}_1 \\ - i\omega\varepsilon_0 (n_1^2 - n_3^2) A_2 \mathbf{E}_2^- \cdot \mathbf{E}_2 \end{array} \right\} dx dy = 0 \quad (\text{B.17})$$

similarmente obtemos:

$$\frac{\partial A_2}{\partial z} = ic_2 A_1 e^{i(\beta_1 - \beta_2)z} \quad (\text{B.18})$$

com

$$c_2 = -\omega\varepsilon_0 \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \int (n_2^2 - n_3^2) \widehat{\mathbf{E}}_2^- \widehat{\mathbf{E}}_1^- dx dy}{\int_{-\infty}^{+\infty} \int \mathbf{z} \cdot (\widehat{\mathbf{E}}_2^- \times \widehat{\mathbf{H}}_2 + \widehat{\mathbf{E}}_2 \times \widehat{\mathbf{H}}_2^-) dx dy} \quad (\text{B.19})$$

A introdução das notações $\hat{\mathbf{E}}_1^-, \hat{\mathbf{H}}_1^-, \mathbf{E}_2^-, \mathbf{H}_2^-$ tornam os coeficientes de acoplamento, equações (B.16) e (B.19), independentes de z . Isto está relacionado com o desaparecimento do termo $\exp(\pm i\beta_\nu z)$ nas equações (B.2) e (B.3). Na obtenção dos coeficientes de acoplamento consideramos as amplitudes, A_1 e A_2 , independentes da coordenadas x e y , assim, facilitando a resolução das integrais.

Devido ao fato de não levarmos em conta os termos de segunda ordem das equações (B.14) e (B.17), nos cálculos dos coeficientes as equações de onda acopladas (B.15) e (B.18) não podem ser consideradas exatas. Isso tem nos limitado a somente dois modos. Caso os guias fossem multimodos, todos os modos poderiam acoplar [1, 2, 3]. Essa limitação da equação de onda acoplada nos dá uma boa aproximação e permite estudar de maneira precisa a transmissão de energia entre os dois modos. Contudo, veremos brevemente que somente os modos com constantes de propagação de fase idênticas podem trocar uma quantidade razoável de energia. Em geral, as equações de onda acopladas podem ser escritas de forma ligeiramente diferente. Introduzindo as amplitudes de onda:

$$a_\nu = A_\nu e^{-i\beta_\nu z} \quad \nu=1,2 \quad (\text{B.20})$$

Podemos escrever (B.15) e (B.18) na forma [4]

$$\frac{\partial a_1}{\partial z} = -i\beta_1 a_1 + ic_1 a_2 \quad (\text{B.21})$$

e

$$\frac{\partial a_2}{\partial z} = -i\beta_2 a_2 + ic_2 a_1 \quad (\text{B.22})$$

essas equações têm certo significado intuitivo que possibilita escrever sem derivação. Contudo, nossa derivação nos mostra que o coeficiente de acoplamento tem valores explicitamente conhecidos. Desde que as distribuições dos índices $n_1(x,y)$ e $n_2(x,y)$ bem como a constante n_3 poderão ser complexas, em geral, os coeficientes de acoplamento c_1 e c_2 devem também ser quantidades complexas. Um caso de um meio onde se constata perda, tanto as distribuições dos índices são reais como os coeficientes de acoplamento podem ser simplificados. Para os valores reais de n_1 , n_2 e n_3 , devemos usar o complexo conjugado das quantidades \mathbf{E}_1^* no lugar de \mathbf{E}_1^- . As expressões do denominador das equações (B.16) e (B.19) podem ser interpretadas como iguais a $4P$, onde P é a potência do modo no guia 1, quando $A_1 = 1$. Se os dois guias forem idênticos teremos:

$$c_2 = c_2 = \frac{-\omega\epsilon_0}{4P} \int_{-\infty}^{+\infty} \int (n_2^2 - n_3^2) \widehat{E}_2^* \widehat{E}_1 dx dy \quad (\text{B.23})$$

É fácil mostrar que para valores reais de c_1 e c_2 , a condição $c_1 = c_2$ é necessária para conservar a potência entre os dois modos. Com a ajuda de (B.21) e (B.22), obtemos a seguinte expressão:

$$\frac{d}{dz} (|a_1|^2 + |a_2|^2) = 2 \operatorname{Re} \{ i(c_2 - c_1^*) a_1 a_2^* \} \quad (\text{B.24})$$

contanto que β_1 e β_2 sejam reais. Antes da igualdade temos a derivada da soma das potências dos dois núcleos, este termo deve ser zero ao considerar uma conservação da potência. Assim obtemos a seguinte condição indispensável para a conservação da potência no acoplador.

$$c_1 = c_2^* \quad (\text{B.25})$$

Facilmente vemos que uma quantidade considerável da potência pode ser chaveada somente se $\beta_1 = \beta_2$. Assumiremos que $A_2(z=0) = 0$. Obtemos a partir da equação (B.18) que:

$$A_2(L) = ic_2 \int_0^L A_1(z) e^{-i(\beta_1 - \beta_2)z} dz \quad (\text{B.26})$$

se $\beta_1 - \beta_2 \neq 0$, a função $A_1(z)$ vem multiplicada por $\cos(\beta_1 - \beta_2)z$ e $\text{sen}(\beta_1 - \beta_2)z$. As duas funções oscilam rapidamente e previnem qualquer acúmulo apreciável da integral (B.26). Contudo, se $\beta_1 - \beta_2 = 0$, a integral cresce proporcionalmente ao comprimento propagado z , pelo menos inicialmente quando $A_1(z)$ ainda não acoplou nada. Essa consideração mostra que $A_2(z)$ poderá apresentar valores apreciáveis somente quando as constantes de propagação forem idênticas. Por esta razão é que a teoria de onda acoplada, considerada somente para dois modos, funciona mesmo em caso de guia multimodos, desde que só ocorra troca apreciável entre modos com velocidade de fase iguais. Contudo, se os coeficientes de acoplamento forem funções arbitrárias de z , a teoria de dois modos poderia ser inválida para fibras multimodos.

As equações acopladas de onda com coeficientes de acoplamento constante trás a seguinte solução, quando $\beta_1 = \beta_2 = \beta$.

$$a_1(z) = \frac{1}{2} \{ a_1(0) [e^{i\Delta\beta z} + e^{-i\Delta\beta z}] + \sqrt{\frac{c_1}{c_2}} a_2(0) [e^{i\Delta\beta z} - e^{-i\Delta\beta z}] \} e^{-i\beta z} \quad (\text{B.27})$$

e

$$a_2(z) = \frac{1}{2} \{ a_2(0) [e^{i\Delta\beta z} + e^{-i\Delta\beta z}] + \sqrt{\frac{c_2}{c_1}} a_1(0) [e^{i\Delta\beta z} - e^{-i\Delta\beta z}] \} e^{-i\beta z} \quad (\text{B.28})$$

com

$$\Delta\beta = \sqrt{c_1 c_2} \quad (\text{B.29})$$

os termos na solução tem sido agrupado para exibir os valores iniciais de a_1 e a_2 quando $z=0$. Reagrupando os termos, isto torna aparente que as soluções apresentam a superposição de dois novos modos com fases constantes.

$$\beta_+ = \beta + \Delta\beta \quad (\text{B.30})$$

e

$$\beta_- = \beta - \Delta\beta \quad (\text{B.31})$$

Desta maneira, os dois guias acoplados possuem modos normais com as fases de constantes de propagação, equação (B.30) e (B.31), alteradas. Se os coeficientes de acoplamentos forem reais, $\Delta\beta$ também será real. Tomando por base o fato de $a_2(0) = 0$, obteremos a partir de (B.27) e (B.28), usando (B.25)

$$a_1(z) = a_1(0)\cos(\Delta\beta z)e^{-\beta z} \quad (\text{B.32})$$

e

$$a_2(z) = a_1(0)\text{sen}(\Delta\beta z)e^{-\beta z} \quad (\text{B.33})$$

essa solução mostra claramente que para valores reais de $\beta_1 = \beta_2$ a energia é chaveada continuamente entre as duas fibras. Se $\Delta\beta$ não for real, observemos que o fator $\exp(-i\Delta\beta z)$ decresce enquanto $\exp(+i\Delta\beta z)$ cresce, ou vice versa. Para um valor suficientemente grande de z , um dos fatores desaparecerá, e teremos:

$$a_1(z) = \frac{1}{2}a_1(0)e^{-1(\beta+\Delta\beta)z} \quad (\text{B.34})$$

e

$$a_2(z) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{c_2}{c_1}} a_1(0) e^{-1(\beta + \Delta\beta)z} \quad (\text{B.35})$$

contanto que $a_2(0) = 0$. Mesmo quando as duas amplitudes estão decrescendo, vejamos que, no caso de $\Delta\beta$ complexo, os dois guias comportam quantidade iguais de potência depois de ter propagado por uma grande distância, ainda quando somente um dos guias tenha sido excitado inicialmente.

REFERÊNCIAS.

- [1] S. E. Miller, Coupled wave Theory and Waveguide Applications, B.S.T.J, Vol. 33, No. 3, May, 1954, pp. 493-501.
- [2] R. Vanclooster and P. Phariseau, The Coupling of two Parallel Dielectric Fibers I- Basic Equations, Physica, Vol. 47, No. 4, June, 1970, pp. 485-500.
- [3] R. Vanclooster and P. Phariseau, The Coupling of two Parallel Dielectric Fibers II- Basic Equations, Physica, Vol. 47, No. 4, June, 1970, pp. 501-514.
- [4] R. Vanclooster and P. Phariseau, Light Propagation in Fiber Bundles, Physica, Vol. 49, No. 4, November, 1970, pp. 493-501
- [5] D. Marcuse, The coupling of degenerate Modes in two Parallel Dielectric Waveguides, B.S.T.J., Vol.50, No.6, July-August, 1971, pp. 1791-1816.
- [6] D. Marcuse, Light Transmission Optics, Van Nostrand Reinhold Company, 2nd. Edition, 1982.
- [7] Digonnet, M.J.F. e H.J. Shaw, IEEE, Vol. QE-18(4), 746(1982).

APÊNDICE C

TRABALHOS DECORRENTES.

C.1. Publicações em revistas.

1. Djdfdl sdldskls nknska saska aks kaj lkaj aks l al .

Wilton B. de Fraga, José Wally M. M., C. S. Sobrinho, M. G. da Silva and A. S. S. Sombra.
Optics Communications, 1213, 234-245 (2005).

2. Djdfdl sdldskls nknska saska aks kaj lkaj aks l al .

José Wally M. M., Wilton B. de Fraga, C. S. Sobrinho, M. G. da Silva and A. S. S. Sombra.
Fiber Devices kdjsfdhdsjkh Optics Communications, 1213, 234-245 (2005).

C.2. Conferências nacionais.

1. Djdfdl sdldskls nknska saska aks kaj lkaj aks l al .

José Wally M. M., Wilton B. de Fraga, C. S. Sobrinho, M. G. da Silva and A. S. S. Sombra.
XXII Encontro de Físicos do Norte Nordeste.
12 a 18 de Outubro de 2005, Maceió/AL.

2. Djdfdl sdldskls nknska saska aks kaj lkaj aks l al .

(publicado pelo marcio e colocou nosso nome)

XXX aaa XXX aaa XXX aaa.

XX de ZZZZZ de 2005, XXXX/ZZ.

C.3. Conferências internacionais.

3. Djdfdl sldskls nknska saska aks kaj lkaj aks l al .

(publicado pelo marcio no **CLEO** e colocou nosso nome)

XXII Encontro de Físicos do Norte Nordeste.

XX de ZZZZZ de 2005, XXXX/ZZ.