



Ruben Manuel Oliveira de Sousa **Desenvolvimento e optimização de sistemas de
transmissão por fibra óptica de muito alto débito em
banda lateral única**



Ruben Manuel Oliveira de Sousa **Desenvolvimento e optimização de sistemas de transmissão por fibra óptica de muito alto débito em banda lateral única**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor Manuel Alberto Reis Oliveira Violas, Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Aos meus pais

O júri

Presidente

Professor Doutor José Rodrigues Ferreira da Rocha
Professor catedrático da Universidade de Aveiro

Vogais

Professor Doutor Adolfo da Visitacao Tregeira Cartaxo
Professor associado do Instituto Superior Técnico da Universidade Técnica de Lisboa

Professor Doutor Manuel Alberto Reis Oliveira Violas
Professor auxiliar da Universidade de Aveiro

Agradecimentos

Ao Professor Doutor Manuel Violas, pela orientação e revisão desta dissertação assim como por tudo aquilo que tenho aprendido ao longo destes anos de trabalho em conjunto. Obrigado Professor!

Ao Professor Doutor Paulo Monteiro, por toda a ajuda prestada no desenvolvimento deste trabalho.

Aos engenheiros Ana Ferreira e Tiago Silveira, pela vossa amizade, disponibilidade e ajuda prestada na elaboração desta dissertação.

Ao técnico Paulo Gonçalves pelo empenho demonstrado na construção dos protótipos.

A Nokia Siemens Networks Portugal S.A. pelo financiamento do projecto ETOBLU.

Aos meus pais pela excelente educação que me proporcionaram.

A todos o meu muito obrigado!

Palavras-chave

Emissores ópticos em banda lateral única, Acopladores híbridos, Compensação eléctrica da dispersão cromática, Linhas de transmissão microstrip

Resumo

O trabalho apresentado nesta dissertação é dedicado ao desenvolvimento e optimização de emissores ópticos em banda lateral única para taxas de transmissão de 10 e 40 Gbit/s.

Esta dissertação começa com um estudo teórico sobre a geração e detecção de sinais ópticos em banda lateral única. Neste estudo apresenta-se as diversas técnicas usadas na geração deste formato de modulação analisando-se em detalhe os métodos que envolvem o processamento eléctrico da transformada de Hilbert.

É proposta uma optimização, ao nível dos circuitos eléctricos, de um emissor óptico em banda lateral única para um ritmo de transmissão de 10 Gbit/s apresentando-se os resultados da propagação em fibra óptica do sinal gerado.

Vários filtros de quadratura são estudados com o objectivo de implementar a transformada de Hilbert em sinais eléctricos com larguras de banda de 40 GHz. Como resultado deste estudo desenvolve-se um acoplador híbrido com 9 secções que implementa esta transformada em sinais eléctricos com uma larguras de banda entre 3 e 37 GHz.

Finalmente estuda-se o efeito dispersivo das linhas de transmissão microstrip desenvolvendo-se compensadores eléctricos de dispersão cromática para sistemas ópticos em banda lateral única com ritmos de transmissão de 10 e 40 Gbit/s.

Keywords

Optical single sideband emitters, Hybrid couplers, Electric chromatic dispersion compensation, Microstrip transmission lines.

Abstract

This work concerns the development and optimization of 10 and 40 Gbit/s optical single sideband emitters.

This dissertation starts with a theoretical study about the generation and detection of optical single sideband signals. In this study, several techniques used to generate this modulation format are presented with a detailed analysis on the methods which use the electric processing of the Hilbert transform.

An optimization, at the electric circuit level, is proposed to a 10 Gbit/s optical single sideband emitter and the propagation results of the generated signal over optical fibre.

Several quadrature filters were studied with the aim of implement the Hilbert transform in electrical signals with bandwidths of 40 GHz. As a result, 9 sections hybrid coupler is developed which implements this function in electric signals in a bandwidth of 3 to 37 GHz.

Finally, the microstrip transmission lines dispersion effect is studied and electric chromatic dispersion compensators are developed for 10 and 40 Gbit/s optical single sideband systems.

Índice

Capítulo 1 – Introdução	5
1.1 – Enquadramento e motivação.....	5
1.2 – Objectivos	5
1.3 – Estrutura da dissertação	6
Capítulo 2 – Geração e detecção de sinais ópticos de banda lateral única	7
Capítulo 3 – Desenvolvimento de sistema óptico em banda lateral única a 10 Gbit/s.11	
3.1 – Introdução	11
3.2 – Optimização do sistema	12
3.3 – Construção do protótipo.....	13
3.4 – Resultados experimentais	14
3.4.1 – 0 Km de fibra óptica	14
3.4.2 – Transmissão sem compensação de dispersão cromática.....	15
3.4.3 – Transmissão com compensação eléctrica de dispersão cromática.....	16
3.4.4 – Medidas de taxa de erro	17
3.5 – Conclusões	18
Capítulo 4 – Filtros de Hilbert para sistemas ópticos em banda lateral única a 40 Gbit/s	19
4.1 – Introdução	19
4.2 – Acopladores Híbridos	19
4.2.1 - Acoplamento, Directividade e Isolamento de um acoplador.....	20
4.2.2 - Rácio da largura de banda e largura de banda fraccionária.....	20
4.3 - Linhas de transmissão acopladas.....	21
4.3.1 - Acoplador de linhas paralelas acopladas.....	21
4.3.2 - Acoplador Lange	28
4.3.3 - Acoplador de linhas sobrepostas acopladas.....	37
4.3.4 - Acoplador de linhas sobrepostas acopladas com área de sobreposição variável	40
4.4 - Técnicas para banda larga.....	44

4.4.1 - Acopladores <i>multi-secção</i>	44
4.5 - Técnicas para acoplamento forte	45
4.5.1 - Interligação Tandem	45
4.6 - Desenvolvimento de um acoplador híbrido para sistema OSSB-NRZ a 40 Gbit/s. 47	
4.6.1 - Projecto	48
4.6.2 - Simulação	49
4.6.3 - Layout.....	51
4.6.4 - Resultados experimentais	52
4.6.5 – Analise de resultados	53
4.7 – Conclusões	54

Capítulo 5 - Formas compactas de implementar a compensação da dispersão

cromática através de linhas microstrip.....	55
5.1 - Introdução	55
5.2 - Efeito dispersivo das linhas microstrip.....	55
5.3 - Modelos matemáticos da dispersão nas linhas microstrip.....	56
5.3.1 - Modelo proposto por Getsinger	56
5.3.2 - Modelo proposto por Hammerstad e Jensen.....	57
5.3.3 - Modelo proposto por E. Yamashita, K. Atsuki e T. Hirahata	58
5.3.4 - Conclusão	59
5.4 - Estudo do comportamento de linhas microstrip não rectilíneas para utilização na compensação eléctrica da dispersão cromática.....	59
5.4.1 - Primeira forma.....	59
5.4.2 - Segunda forma.....	61
5.4.3 - Terceira forma	62
5.5 - Compensador eléctrico de dispersão cromática para 160 km de fibra óptica G.652 a 10 Gbit/s.....	63
5.5.1 – Resultados experimentais	64
5.6 - Compensador eléctrico de dispersão cromática para 6 e 10 km de fibra óptica G.652 a 40 Gbit/s	65
5.6.1 – Resultados experimentais	65
5.7 – Conclusões	67

Capítulo 6 – Conclusões finais e perspectivas de trabalho futuro.....	69
Referências	71
Lista de símbolos	74
Glossário de acrónimos	74
Índice de figuras.....	75

Capítulo 1 – Introdução

1.1 – Enquadramento e motivação

Nos últimos anos tem-se assistido a um aumento sem precedentes do volume de telecomunicações. Com a crescente integração de serviços, os operadores viram-se na necessidade de aumentar a capacidade dos seus sistemas de modo a poderem responder a todas as solicitações do mercado. Do ponto de vista do operador, esta capacidade pode ser aumentada de duas formas: alterando ou mesmo substituindo a rede instalada ou substituindo os seus equipamentos terminais. A primeira solução não é desejável pelos custos e incómodos associados. Logo, resta a intervenção ao nível do equipamento terminal.

De facto, existe uma forte investigação nesta área, nomeadamente ao nível da modulação da portadora óptica. Estes estudos tem como objectivo desenvolver formatos de modulação fáceis de implementar, com uma elevada eficiência espectral e que sejam ainda robustos aos efeitos degradativos do canal de transmissão.

Como resultado desta investigação têm sido propostos vários formatos de modulação tendo o *Optical Single Sideband* (OSSB) sido um deles. Este formato de modulação não só ocupa metade da largura de banda requerida a um sistema análogo em *Optical Double Sideband* (ODSB), como é mais tolerante do que este a dispersão cromática e ainda permite compensação desta dispersão no domínio eléctrico. Por estas razões, o OSSB não só é apropriado para ligações de longa distância como também para as redes metropolitanas como refere D. Fonseca *et al.* em [1].

1.2 – Objectivos

Esta dissertação tem como objectivo estudar a implementação e optimização de sistemas ópticos em banda lateral única a 10 e 40 Gbit/s. A 10 Gbit/s pretende-se optimizar um emissor óptico em banda lateral única baseada na implementação proposta por Tiago Maia *et al.* em [2]. Com vista a uma possível implementação, do mesmo emissor, para taxas de transmissão de 40 Gbit/s serão estudadas estruturas capazes de implementar a

transformada de Hilbert em sinais com larguras de banda de 40 GHz. Tal será fundamental uma vez que actualmente nenhum circuito comercial é capaz de implementar esta função.

Esta dissertação tem ainda como objectivo estudar e optimizar formas de compensação eléctrica da dispersão cromática através de linhas microstrip.

1.3 – Estrutura da dissertação

Esta dissertação encontra-se dividida em seis capítulos. Neste primeiro capítulo, faz-se um enquadramento dos sistemas ópticos de banda lateral única no contexto das telecomunicações actuais e descreve-se, de uma forma sucinta, os objectivos e a estrutura desta dissertação.

No segundo capítulo estuda-se as técnicas propostas por Sieben *et. al.* em [3] para gerar sinais ópticos de banda lateral única.

No terceiro capítulo optimiza-se um sistema óptico em banda lateral única a 10 Gbit/s baseada na implementação proposta por Tiago Maia *et al.* em [2].

No quarto capítulo estuda-se estruturas capazes de implementar a transformada de Hilbert em sinais com larguras de banda de 40 GHz.

No quinto capítulo, estuda-se a compensação eléctrica de dispersão cromática através do uso de linhas transmissão microstrip.

Finalmente, no último capítulo, apresenta-se as principais conclusões deste trabalho apontando-se perspectivas de trabalho futuro.

Capítulo 2 – Geração e detecção de sinais ópticos de banda lateral única

Recentemente tem sido proposto várias formas de gerar sinais ópticos de banda lateral única. Desde a simples filtragem óptica [4], ao uso de amplificadores ópticos de semiconductor [5], passando pelas técnicas com processamento eléctrico da transformada de Hilbert [3], [6], este formato de modulação tem sido implementado de diversas formas com diferentes vantagens e limitações associadas.

Esta dissertação abordará apenas as técnicas com processamento eléctrico da transformada de Hilbert propostas por Sieben *et al.* em [3]. Segundo estes autores, a modulação em banda lateral única pode ser descrita como uma modulação em amplitude seguida de uma modulação em fase. Assim sendo, um modulador OSSB pode ser implementado através das seguintes topologias:

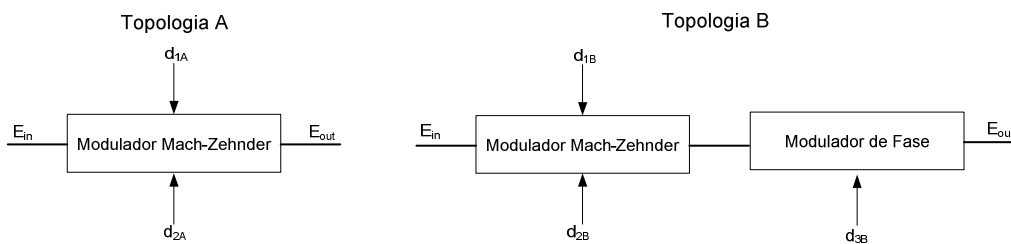


Figura 1: Topologias propostas por Sieben *et al.* em [3]

Apesar de serem duas topologias distintas, estas podem ser equivalentes desde que d_1 , d_2 e d_3 sejam escolhidos convenientemente. A explicação para este facto reside no próprio princípio de funcionamento dos moduladores Mach-Zehnder. O campo eléctrico à saída destes moduladores é dado pela seguinte expressão:

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \exp\left[j\pi \frac{d_1(t)}{V_\pi}\right] + \frac{E_{in}(t)}{2} \exp\left[j\pi \frac{d_2(t)}{V_\pi}\right] \quad (1)$$

Onde $E_{in}(t)$ representa o campo eléctrico à entrada do modulador e V_π a tensão de comutação do respectivo modulador.

Quando $d_1 = d_2$, o modulador Mach-Zehnder transforma-se num modulador de fase com um campo eléctrico à sua saída dado pela seguinte expressão:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \exp \left[j\pi \frac{d_1(t)}{V_\pi} \right] \quad (2)$$

Logo, se o sinal d_1 for aplicado de igual forma nos dois braços, ocorrerá uma modulação em fase. Assim, através de processamento eléctrico do sinal que ataca os braços do Mach-Zehnder poder-se-á converter a topologia B da Figura 1 na topologia A da mesma figura.

A razão pela qual se usam estas duas topologias de uma forma distinta é de ordem prática. Por um lado, a topologia A é mais barata e tem menores perdas ópticas por inserção. No entanto, requer um maior processamento eléctrico do sinal informação, o que normalmente é complicado ou até mesmo dispendioso especialmente para sistemas de altos débitos. A topologia B tem como vantagem a sua simplicidade à custa de um maior preço e de maiores perdas de potência óptica durante o processo de modulação.

Segundo Sieben *et al.* [3], para que as topologias anteriores gerem OSSB é necessário que lhe sejam aplicados os seguintes sinais:

$$\begin{aligned} d_{1A}(t) &= xV_\pi (m(t) + \hat{m}(t)) - \frac{V_\pi}{4} \\ d_{2A}(t) &= xV_\pi (\bar{m}(t) + \hat{m}(t)) + \frac{V_\pi}{4} \\ d_{1B}(t) &= xV_\pi m(t) - \frac{V_\pi}{4} \\ d_{2B}(t) &= xV_\pi \bar{m}(t) + \frac{V_\pi}{4} \\ d_{3B}(t) &= xV_\pi \hat{m}(t) \end{aligned} \quad (3)$$

Sendo:

$m(t)$ o sinal informação,

$\bar{m}(t)$ o sinal complementar do sinal informação,

$\hat{m}(t)$ a transformada de Hilbert de $m(t)$ e

x um parâmetro conhecido por profundidade de modulação, com $0 \leq x \leq 0.5$.

Nesta situação, o campo eléctrico à saída destas duas topologias será:

$$E_{out}(t) = \exp(j \omega_0 t) \exp(j \cdot z \cdot \hat{m}(t)) \cos\left(z \cdot m(t) - \frac{\pi}{4}\right) \quad (4)$$

Com $z = x\pi$

Expandindo esta expressão numa série de Taylor obtém-se:

$$E_{out}(t) = \exp(j \omega_0 t) \cdot \left[\begin{aligned} & \left[\frac{\sqrt{2}}{2} + \left(\frac{\sqrt{2}}{2} m(t) + j \frac{\sqrt{2}}{2} \hat{m}(t) \right) \cdot z + \left(-\frac{\sqrt{2}}{4} m^2(t) + j \frac{\sqrt{2}}{2} \hat{m}(t) \cdot m(t) - \frac{\sqrt{2}}{4} \hat{m}^2(t) \right) \cdot z^2 \right. \\ & + \left(-\frac{\sqrt{2}}{12} m^3(t) - j \frac{\sqrt{2}}{4} m^2(t) \cdot \hat{m}(t) - \frac{\sqrt{2}}{4} m(t) \cdot \hat{m}^2(t) - j \frac{\sqrt{2}}{12} \hat{m}^3(t) \right) \cdot z^3 \\ & \left. + \left(\frac{\sqrt{2}}{48} m^4(t) - j \frac{\sqrt{2}}{12} m^3(t) \cdot \hat{m}(t) + \frac{\sqrt{2}}{8} m^2(t) \cdot \hat{m}^2(t) - j \frac{\sqrt{2}}{12} m(t) \cdot \hat{m}^3(t) + \frac{\sqrt{2}}{48} \hat{m}^4(t) \right) \cdot z^4 + \dots \right] \end{aligned} \right] \quad (5)$$

Se a profundidade de modulação for baixa, $z \ll 1$, os termos de ordem superior podem ser desprezados e o campo eléctrico à saída do modulador poderá ser aproximado a:

$$E_{out}(t) \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(j \omega_0 t) [1 + z m(t) + j \cdot z \cdot \hat{m}(t)] \quad (6)$$

O que corresponde, em termos de comprimentos de onda, a um sinal óptico sem componentes espectrais na banda lateral inferior, ou seja, a um sinal de banda lateral única ideal do tipo banda superior. Caso fosse desejado, a mesma topologia ainda poderia ser reconfigurada para suprimir a banda superior, obtendo-se um sinal do tipo banda inferior. Para tal, bastava inverter o sinal da transformada de Hilbert do sinal informação.

A detecção directa deste sinal para um comprimento nulo de fibra é dada pela seguinte expressão:

$$E_{det}(t) = E_{out}(t) \cdot E_{out}(t)^* = \cos^2\left(z \cdot m(t) - \frac{\pi}{4}\right) \quad (7)$$

Expandindo a expressão anterior numa série de Taylor, obtém-se:

$$E_{det}(t) = \frac{1}{2} + z \cdot m(t) - \frac{2}{3} z^3 \cdot m^3(t) + \frac{2}{15} z^5 \cdot m^5(t) + \dots \quad (8)$$

Mais uma vez, se a profundidade de modulação for baixa, $z \ll 1$, o sinal detectado poderá ser aproximado ao sinal informação acrescido de um termo DC como ilustra a expressão (9).

$$E_{\text{det}}(t) \approx \frac{1}{2} + z \cdot m(t) \quad (9)$$

No entanto, analisando as expressões (8) e (5) verifica-se que todos os termos de ordem par gerados no emissor não aparecem na expressão do sinal detectado. Estes termos são cancelados pelos termos de ordem par gerados no processo de detecção. Porém, este cancelamento só acontece quando o emissor está ligado directamente ao receptor. Quando se coloca fibra óptica entre estes dois terminais, este cancelamento deixa de ter efeito devido aos efeitos degradantes do canal de transmissão. Consequentemente, as performances do sistema serão francamente limitadas pela profundidade de modulação usada durante a transmissão.

De facto, a profundidade de modulação nos sistemas OSSB é crítica. Isto deve-se ao facto destes sistemas gerar apenas uma aproximação de um sinal OSSB. Então, para que esta aproximação possa ser válida, este parâmetro tem de ser baixo de modo a poder mitigar os termos de ordem superior. No entanto, do ponto de vista da transmissão, é desejável que a profundidade de modulação seja a mais alta possível de modo a poder aumentar a razão de extinção do sinal enviado. Assim, a escolha da profundidade de modulação será sempre uma relação de compromisso.

Sieben *et. al.* estudou esta questão em [3] propondo o uso de uma profundidade de modulação de 0.2 correspondente a uma razão de extinção de 6dB. De modo poder verificar a escolha deste valor assim como os restantes aspectos estudados neste capítulo, será optimizado no capítulo 3 um emissor em banda lateral única para uma taxa de transmissão de 10 Gbit/s.

Capítulo 3 – Desenvolvimento de sistema óptico em banda lateral única a 10 Gbit/s

3.1 – Introdução

A modulação em banda lateral única é mais eficiente em termos espectrais mas também requer uma maior complexidade nos seus transmissores. Esta complexidade normalmente é traduzida pela necessidade do uso e interligação de diferentes blocos de processamento de sinais, de modo que, em conjunto sejam capazes de implementarem as funções matemáticas necessárias à geração de OSSB.

Por exemplo, a topologia A da Figura 1 requer circuitos que implementem um conjunto de operações tais como: o processamento eléctrico da transformada de Hilbert do sinal informação e a inversão e combinação (soma) de sinais eléctricos. Tal como foi referido no capítulo anterior, para que esta configuração gere OSSB, o modulador Mach-Zehnder deverá ser alimentado com os seguintes sinais eléctricos (3):

$$\begin{aligned}d_{1A}(t) &= xV_{\pi} (m(t) + \hat{m}(t)) - \frac{V_{\pi}}{4} \\d_{2A}(t) &= xV_{\pi} (\bar{m}(t) + \hat{m}(t)) + \frac{V_{\pi}}{4}\end{aligned}$$

A maior parte dos circuitos para frequências elevadas adoptam configurações diferenciais, não só porque são mais imunes ao ruído, mas porque essencialmente colocam menos problemas na realização de massas de sinal. Por conseguinte, estes circuitos dispõem normalmente de duas saídas complementares, $m(t)$ e $\bar{m}(t)$. Estando estes sinais eléctricos disponíveis será apenas necessário um circuito para processar a transformada de Hilbert do sinal $m(t)$, de modo obter a $\hat{m}(t)$, e outro que some os diferentes sinais de acordo com as expressões anteriores. Na Figura 2 encontra-se a solução proposta e implementada por Tiago Maia [2]:

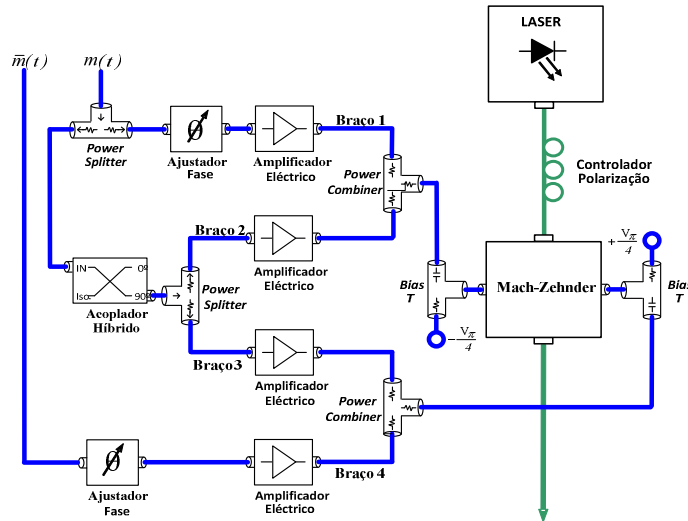


Figura 2: Sistema óptico em banda lateral única proposto por Tiago Maia *et. al.* em [2]

Neste circuito, o sinal informação $m(t)$ começa por ser dividido em dois por um *power splitter*. Parte deste sinal é enviado para o amplificador eléctrico do braço 1 sendo a outra parte processada num acoplador híbrido de modo a poder obter a transformada de Hilbert do sinal informação, $\hat{m}(t)$. Com $\hat{m}(t)$ gerado, este sinal é dividido por um *power splitter* e enviado para os amplificadores eléctricos dos braços 2 e 3. Com o sinal $m(t)$ no braço 1, $\hat{m}(t)$ nos braços 2 e 3 e com $\bar{m}(t)$ no braço 4, procede-se à combinação do braço 1 com o braço 2 e o do braço 3 com o braço 4 obtendo-se $m(t) + \hat{m}(t)$ e $\bar{m}(t) + \hat{m}(t)$ respectivamente. Por fim, adiciona-se as componentes DC necessária à polarizar o modulador Mach-Zehnder obtendo-se as expressões descritas em (3).

3.2 – Optimização do sistema

Uma análise cuidada do circuito da Figura 2 e das características dos sinais presentes nos diferentes ramos do mesmo, permite concluir que é possível a sua simplificação tornando-o mais robusto e melhorando o seu desempenho. Uma das características deste circuito é a sua simetria relativamente ao porto de entrada do *power splitter* da transformada de Hilbert. Por outro lado há braços simétricos que são percorridos por sinais complementares. Como iremos ver, estas particularidades vão permitir dispensar alguns dos amplificadores presentes na configuração da Figura 2.

Os quatro amplificadores eléctricos da Figura 2 tem uma dupla função. Por um lado amplificam os sinais eléctricos que os atravessam por outro lado garantem o isolamento de que cada braço a sinais externos a si. Contudo, a existência de simetria no porto de entrada do *power splitter* da transformada de Hilbert e a presença de sinais complementares nos braços 1 e 4 permite-nos concluir que existirá um ponto de massa virtual à entrada deste *power splitter* para o sinal informação. Deste modo, o sistema poderá ser bastante simplificado uma vez que existe um isolamento intrínseco entre os braços 1 e 4. Este facto permitirá remover os amplificadores eléctricos da saída de cada braço sendo apenas necessário colocar dois à entrada do modulador para compensar as perdas provocadas pela cadeia de processamento. Esta remoção terá apenas a desvantagem de criar um ponto crítico no circuito: a malha fechada composta pelos braços 1 e 2. Esta malha pode ser percorrida pelo sinal da transformada de Hilbert não havendo garantias de um isolamento ideal. No entanto, a atenuação sofrida por um sinal que percorra a totalidade desta malha é suficiente para que a degradação no desempenho do sistema seja desprezável.

3.3 – Construção do protótipo

Foi construído um protótipo de emissor OSSB tendo em atenção as alterações propostas. Este emissor possui na sua entrada um amplificador de saturação (*Driver*) com saídas diferenciais, $m(t)$ e $\bar{m}(t)$. São ainda necessários atenuadores para equilibrar as amplitudes dos sinais em cada um dos braços e um ajuste de fase adicional que garante o sincronismo dos sinais na entrada do modulador. O acoplador híbrido usado neste protótipo foi o 87310B da *Agilent Technologies*. A nova versão simplificada e otimizada do protótipo está representada pela figura 3.

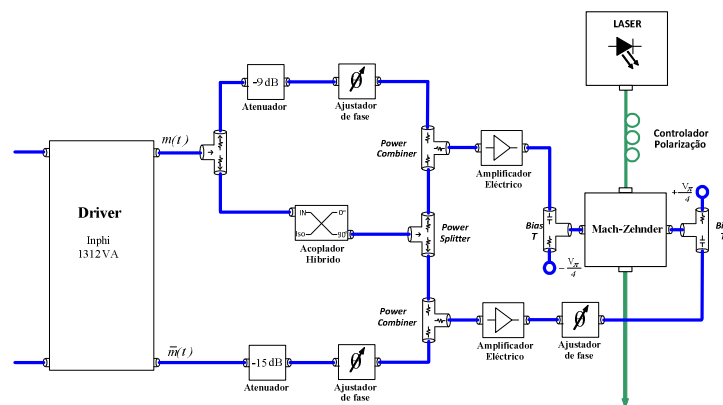


Figura 3: Topologia final implementada no transmissor

O que correspondeu à seguinte implementação:



Figura 4: Vista externa do protótipo a 10 Gbit/s



Figura 5: Vista interna do protótipo a 10 Gbit/s

3.4 – Resultados experimentais

O emissor foi previamente calibrado de modo a garantir que todos os sinais sofressem o mesmo tempo de propagação ao longo do seu processamento nos diferentes ramos do circuito. O desempenho do protótipo foi avaliado através de testes transmissão, para diferentes comprimentos de fibra óptica, a uma taxa de transmissão de 10 Gbit/s. A razão de extinção utilizada em todos os testes foi de 6 dB seguindo a recomendação de Sieben *et al.* em [3].

3.4.1 – 0 Km de fibra óptica

O ajuste da diferença de fase entre os braços do modulador permitiu obter um sincronismo quase perfeito entre os dois sinais modulantes diminuindo consideravelmente o jitter e a interferência entre símbolos do sinal detectado. O diagrama de olho do sinal detectado encontra-se ilustrado pela Figura 6.

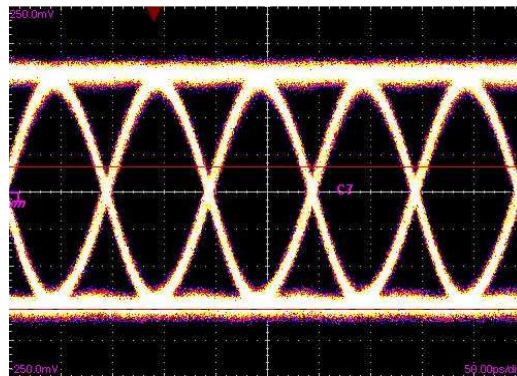


Figura 6: Diagrama de olho do sinal detectado

Em termos de supressão de banda lateral única também foram obtidos ótimos resultados como pode atestar o espectro óptico medido à saída do transmissor. A supressão a 5 GHz da portadora foi cerca de 20 dB como ilustra a Figura 7.

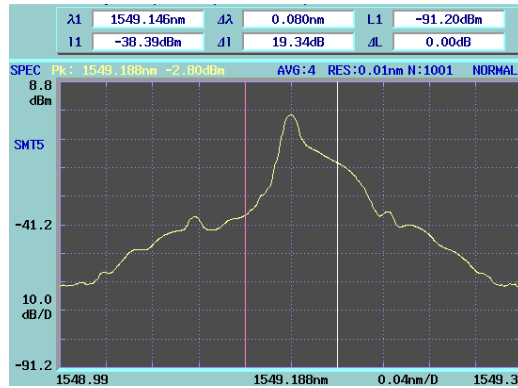


Figura 7: Espectro óptico medido à saída do transmissor

3.4.2 – Transmissão sem compensação de dispersão cromática

Os testes de transmissão com fibra óptica foram realizados de acordo com a montagem esquematizada na Figura 8. Para tal, foram usados 80 km e 160 km de fibra óptica G.652 [7] sem qualquer compensação de dispersão cromática.

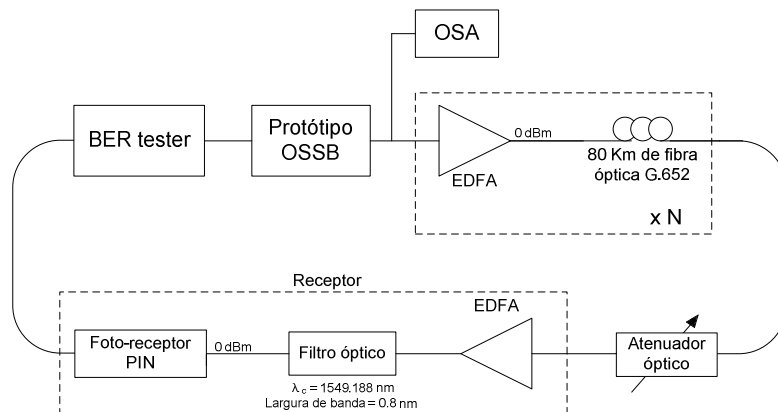


Figura 8: Montagem realizada em laboratório para os testes de transmissão com fibra óptica sem compensação de dispersão cromática

Os resultados obtidos neste teste encontram-se representados na Figura 9 e 10.

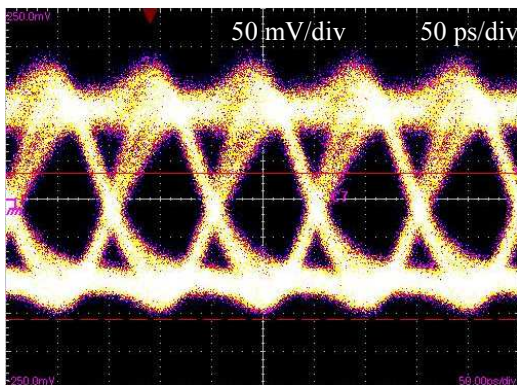


Figura 9: Diagrama de olho após 80 km de fibra óptica G.652 (SSMF)

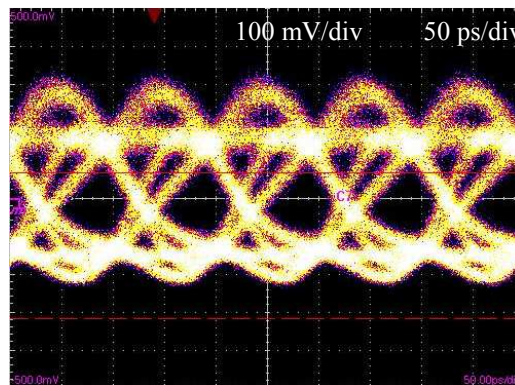


Figura 10: Diagrama de olho após 160 km de fibra óptica G.652 (SSMF)

Como se pode verificar, mesmo após 160 km de fibra óptica e sem qualquer compensação de dispersão cromática, o diagrama de olho continua aberto. Se a mesma transmissão fosse feita em ODSB, o diagrama de olho já estaria praticamente fechado após os primeiros 80 km de fibra óptica. Desta forma, pôde-se demonstrar mais uma vez a robustez deste formato de modulação a este efeito degradativo do canal de transmissão.

3.4.3 – Transmissão com compensação eléctrica de dispersão cromática

Como já foi referido anteriormente, uma das características dos os sistemas ópticos de banda lateral única é a de serem compatíveis com a compensação eléctrica de dispersão cromática. De modo a poder avaliar experimentalmente a eficácia deste método de compensação foi adicionado à montagem da Figura 8 um compensador eléctrico de dispersão cromática baseada numa linha dispersiva microstrip conforme ilustra a Figura 11. Este método será estudado em detalhe no capítulo 5 desta dissertação.

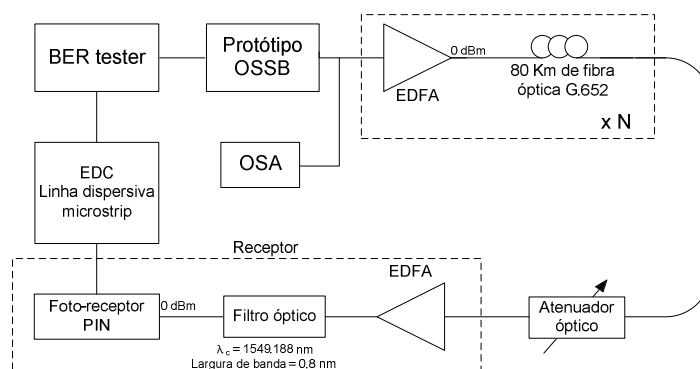


Figura 11: Montagem realizada em laboratório para os testes de transmissão com fibra óptica sem compensação de dispersão cromática

Os resultados obtidos encontram-se representados pelas figuras 12 e 13.

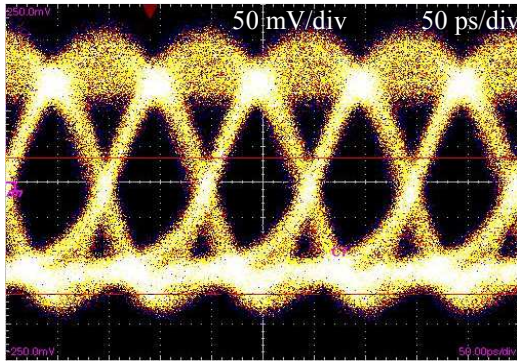


Figura 12: Diagrama de olho após 160 km de fibra óptica G.652 (SSMF) + EDC para 140 km de fibra óptica G.652

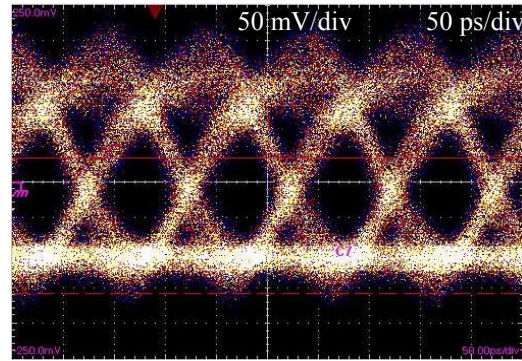


Figura 13: Diagrama de olho após 240 km de fibra óptica G.652 (SSMF) + EDC para 140 km de fibra óptica G.652

Como se pode verificar através da comparação das figuras 10 e 12, este tipo de compensação é bastante eficaz. Mesmo partindo de um sinal bastante degradado foi possível recupera-lo, colocando-o quase na sua forma inicial. Desta forma consegue-se ainda obter diagramas de olho bastante abertos mesmo depois de 240 km de fibra óptica como atesta a Figura 13.

3.4.4 – Medidas de taxa de erro

Foram ainda realizadas medidas de taxas de erro (BER) obtidas em função da potência óptica à entrada do receptor. Os resultados encontram-se ilustrados na Figura 14.

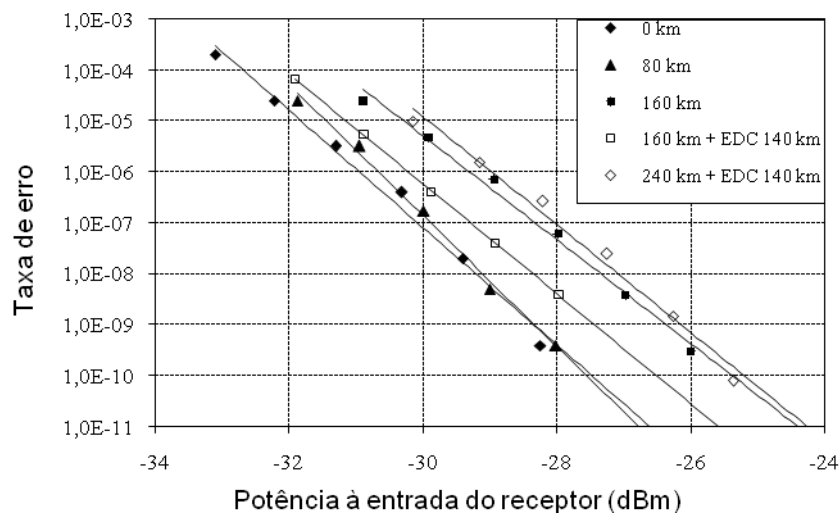


Figura 14: Taxas de erro do sistema óptico em banda lateral única a 10 Gbit/s

Podemos verificar, através do gráfico da Figura 14, que a robustez do OSSB à dispersão cromática é tão perceptível que a curva de sensibilidade para os primeiros 80 km de fibra óptica quase se sobrepõe à curva para 0 km de fibra óptica. Por além disto, a eficiência da compensação eléctrica de dispersão cromática também é bastante visível. Comparando as curvas de 0 e 80 km com as curvas para 160 km + EDC 140 km e 240 km + EDC 140 km verifica-se que estas possuem um comportamento muito semelhante. Como se pode verificar, este esquema de compensação não só é bastante eficiente como pouco sensível ao nível de dispersão cromática acumulada.

3.5 – Conclusões

A optimização do bloco de combinação e separação de sinais eléctricos permitiu simplificar a construção do emissor assim como aumentar a sua robustez e desempenho.

Com este trabalho demonstra-se mais uma vez as potencialidades da modulação óptica em banda lateral única. Trata-se de um formato de modulação avançado com uma elevada eficiência espectral. A relativa simplicidade do emissor implementado leva-nos a pensar que poderá ser possível realizar uma versão que funcione para 40 Gbit/s. De facto, a implementação de um emissor para 40 Gbit/s só ainda não tinha sido tentada pela não existência de um acoplador híbrido que realizasse a transformada de Hilbert a este ritmo de transmissão. Esta lacuna foi o principal motivo que levou ao estudo de acopladores híbridos de banda larga descrito no capítulo 4.

Capítulo 4 – Filtros de Hilbert para sistemas ópticos em banda lateral única a 40 Gbit/s

4.1 – Introdução

Os filtros de Hilbert são os componentes chave dos sistemas de banda lateral única com processamento eléctrico da transformada de Hilbert. Estes filtros são do tipo passatudo provocando uma deslocação de fase de 90° ao seu sinal de entrada.

Para os implementar é comum recorrer ao uso de filtros FIR e ao uso de acopladores híbridos. O uso de filtros FIR é uma solução bastante aliciante por ser bastante compacta e integrável. No entanto, para altas-frequências, as soluções baseadas nestas estruturas são ainda um pouco limitadas em termos de largura de banda [8]. Nestes casos, o uso de acopladores híbridos são muitas vezes a única solução disponível.

4.2 – Acopladores Híbridos

Quando duas linhas de transmissão, não blindadas, são colocadas a uma pequena distância, uma fracção da potência presente numa das linhas é acoplada pela outra. A potência acoplada é uma função das dimensões físicas da estrutura, modo de propagação, frequência de operação e a direcção de propagação da potência principal. Nestas estruturas, existe um acoplamento permanente entre os campos electromagnéticos das duas linhas de transmissão.

Os acopladores podem ser divididos em uniformes e não uniformes e em simétricos e assimétricos. Um acoplador é uniforme quando a separação entre linhas é constante e é simétrico quando as duas linhas têm a mesma largura. Estas características iram ditar o nível de directividade do acoplador assim como a diferença de fase entre o porto de directo e o acoplado.

4.2.1 - Acoplamento, Directividade e Isolamento de um acoplador

Suponha-se um acoplador no qual o porto 1 é a entrada, o porto 2 é o porto directo, o porto 3 é o porto acoplado e o porto 4 é o porto isolado. O acoplamento deste é definido como a razão entre a potência no porto 3 e a potência do porto 1.

$$\text{Acoplamento (dB)} = 10 \log (P_1 / P_3) \quad (10)$$

Mas, infelizmente, nem toda a potência acoplada será entregue ao porto 3. Parte desta é desviada para o porto 4. Então define-se directividade de um acoplador como a razão entre a potência entregue ao porto acoplado e a potência desviada para o porto isolado.

$$\text{Directividade (dB)} = 10 \log (P_3 / P_4) \quad (11)$$

A fracção da potência de entrada que é dissipada no porto isolado define outra grandeza, o isolamento, que pode ser calculado através da expressão:

$$\text{Isolamento (dB)} = 10 \log (P_1 / P_4) \quad (12)$$

4.2.2 - Rácio da largura de banda e largura de banda fraccionária

A frequência de funcionamento de um acoplador é definida através das suas dimensões. Num acoplador, podemos deslocar a sua resposta em frequência variando o comprimento de cada secção. Por esta razão, a largura de banda de um acoplador é normalmente definida através de um rácio, o rácio da largura de banda. Este é definido por:

$$B = f_2 / f_1 \quad (13)$$

Onde f_2 e f_1 são as frequências para as quais o acoplamento está dentro de uma tolerância δ como ilustra a Figura 15.

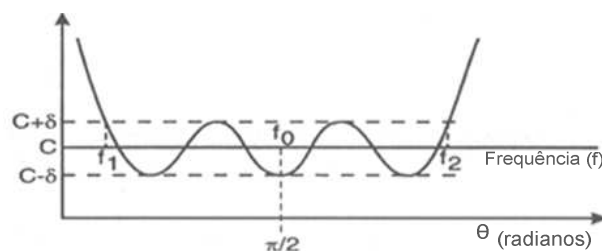


Figura 15: Frequências de corte do acoplador para uma determinada tolerância δ

Outra forma de expressar a largura de banda de um acoplador é através da largura de banda fraccionária. Esta grandeza é definida por:

$$w = (f_2 - f_1) / f_0 \quad (14)$$

Com a frequência central do acoplador, f_0 , definida da seguinte forma:

$$f_0 = (f_1 + f_2) / 2 \quad (15)$$

4.3 - Linhas de transmissão acopladas

As próximas secções serão dedicadas ao estudo de diversos tipos de acopladores simétricos passíveis de serem implementados por linhas de transmissão acopladas. Este estudo basear-se-á na simulação de cada acoplador no *Advanced Design System* (ADS) da *Agilent Technologies*. Este simulador trata-se de uma referência no projecto de circuitos de microondas devido à fiabilidade dos seus modelos assim como à vasta panóplia de situações reais que consegue simular. Com este estudo pretende-se estudar as características dos diversos tipos de linhas acopladas assim como medir o nível máximo de acoplamento atingido por estas quando construídas em substratos comerciais.

Será ainda estudado a possibilidade de desenhar um acoplador em tecnologia monolítica (MMIC). Desta forma poderíamos não só reduzir o tamanho do protótipo com colocar o maior número de blocos do sistema num único integrado. Não sendo isto possível, e tendo de recorrer as técnicas fotolitográficas convencionais, convém ainda referir que por limitações técnicas não será possível conceber acopladores com linhas cuja largura seja inferior a 100 μm e separações entre linhas inferior a 200 μm . Estas limitações serão observadas em todos os acopladores estudados.

4.3.1 - Acoplador de linhas paralelas acopladas

4.3.1.1 - Meio homogéneo

A impedância característica dos modos par e ímpar de duas linhas de transmissão acopladas lateralmente em meio homogéneo é dada pelas seguintes expressões exactas [9]:

$$Z_{0e} = \frac{30 \pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{K(k_e')}{K(k_e)} \quad (16)$$

$$Z_{0o} = \frac{30 \pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{K(k_o')}{K(k_o)} \quad (17)$$

Onde K representa o integral elíptico completo do primeiro tipo, e

$$k_e = \tanh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w}{B}\right) \cdot \tanh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w+s}{B}\right) \quad (18)$$

$$k_o = \tanh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w}{B}\right) \cdot \coth\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w+s}{B}\right) \quad (19)$$

$$k_e' = \sqrt{1 - k_e^2} \quad (20)$$

$$k_o' = \sqrt{1 - k_o^2} \quad (21)$$

Sendo w, s e B são as dimensões físicas representadas na Figura 16.

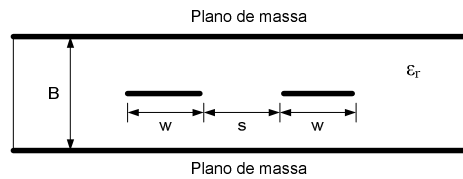


Figura 16: Corte transversal de duas linhas striplines acopladas lateralmente

A relação entre o nível de acoplamento e a impedâncias característica dos modos par e ímpar é a descrita pela equação (22).

$$k = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (22)$$

A impedância característica do acoplador também depende destas impedâncias e a relação entre elas é descrita pela equação (23).

$$Z_0^2 = Z_{0e} Z_{0o} \quad (23)$$

Com estas impedâncias conhecidas, k_e e k_o podem ser determinados através das equações (16) e (17). Com estes valores determinados, as dimensões físicas do acoplador podem ser obtidas através das equações (24) e (25).

$$\frac{W}{B} = \frac{2}{\pi} \tanh^{-1} \sqrt{k_e k_o} \quad (24)$$

$$\frac{S}{B} = \frac{2}{\pi} \tanh^{-1} \left(\frac{1 - k_o}{1 - k_e} \sqrt{\frac{k_e}{k_o}} \right) \quad (25)$$

4.3.1.2 - Meio não homogéneo

O mesmo acoplador pode ser construído em meio não homogéneo como ilustra a Figura 17.

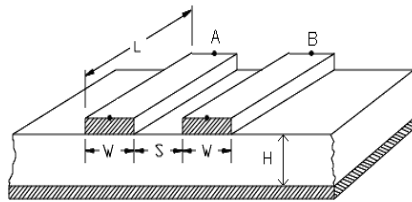


Figura 17: Duas linhas microstrip acopladas

A determinação das expressões exactas, para o acoplamento entre linhas de transmissão, em meio não homogéneo é uma tarefa bastante complexa. Por esta razão, muitos autores têm publicado vários modelos sobre o assunto. O modelo adoptado no ADS é o proposto por Kirschning e Jasen em [10]. Por uma questão de coerência, o modelo adoptado por este estudo será o mesmo utilizado por este simulador. Segundo este modelo, a constante dieléctrica efectiva do modo par, num regime quasi-estático, para condutores com espessura nula é dada pela seguinte expressão:

$$\varepsilon_{r,eff}(0) = \frac{1}{2} (\varepsilon_r + 1) + \frac{1}{2} (\varepsilon_r - 1) \cdot \left(1 + \frac{10}{v} \right)^{-a_e(v) \cdot b_e(\varepsilon_r)} \quad (26)$$

Onde:

$$v = u \frac{20 + g^2}{10 + g^2} + g \cdot \exp(-g) \quad (27)$$

$$a_e(v) = 1 + \ln \left[\frac{v^4 + \left(\frac{v}{52}\right)^2}{v^4 + 0.432} \right] / 49 + \ln \left[1 + \left(\frac{v}{18.1}\right)^3 \right] / 18.7 \quad (28)$$

$$b_e(\varepsilon_r) = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (29)$$

Com $u = W/H$, $g = S/H$.

A mesma grandeza para o modo ímpar é dada pela seguinte expressão:

$$\varepsilon_{r,eff_o}(0) = \left[\frac{1}{2} (\varepsilon_r + 1) + a_o(u, \varepsilon_r) + \varepsilon_{r,eff}(0) \right] \cdot \exp(-c_o \cdot g^{d_o}) + \varepsilon_{r,eff}(0) \quad (30)$$

Com:

$$a_o(u, \varepsilon_r) = 0.7287(\varepsilon_{r,eff}(0) - 0.5(\varepsilon_r + 1) \cdot (1 - \exp(-0.179u)))$$

$$b_o(\varepsilon_r) = \frac{0.747 \varepsilon_r}{0.15 + \varepsilon_r}$$

$$c_o = b_o(\varepsilon_r) - (b_o(\varepsilon_r) - 0.207) \cdot \exp(-0.414u)$$

$$d_o = 0.593 + 0.694 \cdot \exp(-0.562u)$$

Onde $\varepsilon_{r,eff}(0)$ representa a constante dielétrica efectiva de uma linha microstrip simples com uma largura W e espessura nula.

Com $\varepsilon_{r,eff_e}(0)$ e $\varepsilon_{r,eff_o}(0)$ conhecidos, a impedância característica dos modos par e ímpar podem ser determinadas a partir das seguintes expressões:

$$Z_{0e}(0) = Z_0 \sqrt{\frac{\varepsilon_{r,eff}(0)}{\varepsilon_{r,eff_e}(0)}} \cdot \frac{1}{\left(1 - \left(\frac{Z_0(0)}{377} \right) \cdot \sqrt{\varepsilon_{r,eff}(0)} \cdot Q_4 \right)} \quad (31)$$

$$Z_{0o}(0) = Z_0 \sqrt{\frac{\varepsilon_{r,eff}(0)}{\varepsilon_{r,eff_o}(0)}} \cdot \frac{1}{\left(1 - \left(\frac{Z_0(0)}{377} \right) \cdot \sqrt{\varepsilon_{r,eff}(0)} \cdot Q_{10} \right)} \quad (32)$$

Onde:

$$Q_1 = 0.8695 \cdot u^{0.194}$$

$$Q_2 = 1 + 0.7519 \cdot g + 0.189 \cdot g^{2.31}$$

$$Q_3 = 0.1975 + \left(16.6 + \left(\frac{8.4}{g} \right)^6 \right)^{-0.387} + \ln \left(\frac{g^{10}}{1 + \left(\frac{g}{3.4} \right)^{10}} \right) / 241$$

$$Q_4 = \left(\frac{2Q_1}{Q_2} \right) \cdot \exp(-g) \cdot u^{Q_3} + (2 - \exp(-g)) \cdot u^{-Q_3}^{-1}$$

$$Q_5 = 1.794 + 1.14 \cdot \ln \left(1 + \frac{0.638}{g + 0.517 g^{2.43}} \right)$$

$$Q_6 = 0.2305 + \ln \left(\frac{g^{10}}{1 + \left(\frac{g}{5.8} \right)^{10}} \right) / 281.3 + \frac{\ln(1 + 0.598 \cdot g^{1.154})}{5.1}$$

$$Q_7 = \frac{10 + 190 g^2}{1 + 82.3 g^3}$$

$$Q_8 = \exp \left(-6.5 - 0.95 \cdot \ln(g) - \left(\frac{g}{0.15} \right)^5 \right)$$

$$Q_9 = \ln(Q_7) \cdot \left(Q_8 + \frac{1}{16.5} \right)$$

$$Q_{10} = Q_4 - \frac{Q_5}{Q_2} \cdot \exp(\ln(u) \cdot Q_6 \cdot u^{-Q_9})$$

Com estas impedâncias conhecidas, a síntese de um acoplador de linhas microstrip acopladas pode ser realizada através do seguinte procedimento: das especificações do acoplador, nomeadamente da sua impedância característica e do nível de acoplamento desejado, obtêm-se a impedância característica dos modos par e ímpar através. Estas grandezas encontram-se relacionadas nas expressões (22) e (23). Com estas grandezas determinadas, as dimensões físicas podem ser obtidas através da resolução de (31) e (32).

4.3.1.3 - Simulação da resposta em frequência

A resposta em frequência de dois acopladores de linhas paralelas acopladas, um em meio homogêneo (*stripline*) e outro em meio não homogêneo (*microstrip*), foram simuladas de acordo com os modelos da Figura 18 e Figura 19.

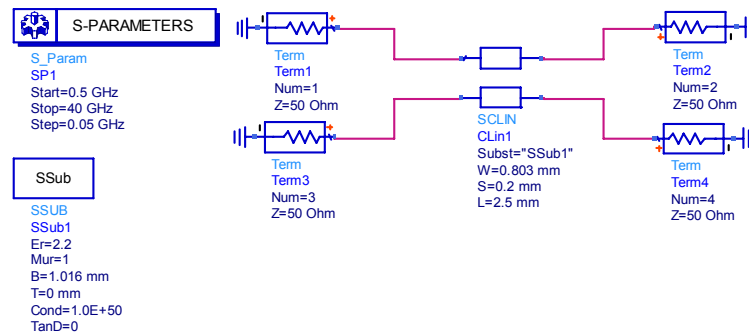


Figura 18: Simulação de duas striplines acopladas

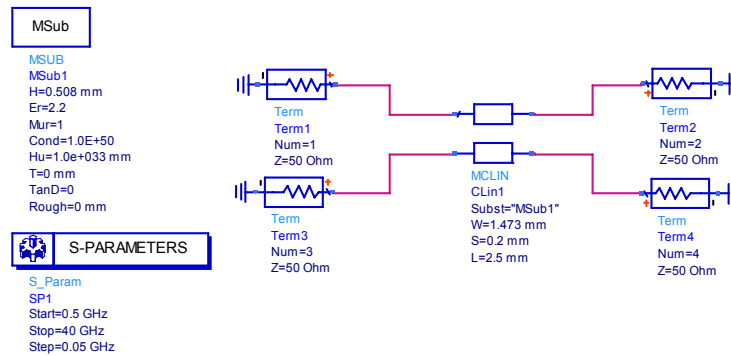


Figura 19: Simulação de duas microstrip acopladas

Observando a Figura 18 constata-se que o substrato simulado para estudar o meio homogêneo possuía uma espessura de 1.016 mm, o que corresponde ao dobro da espessura do substrato simulado para o meio não homogêneo. No entanto, estes dois casos são equivalentes. O acoplamento entre as linhas de transmissão depende da distância destas ao plano de massa e não da espessura do seu substrato. Logo, para ambos os meios, esta distância será de 508 μm .

Resultados obtidos na simulação para o meio homogéneo:

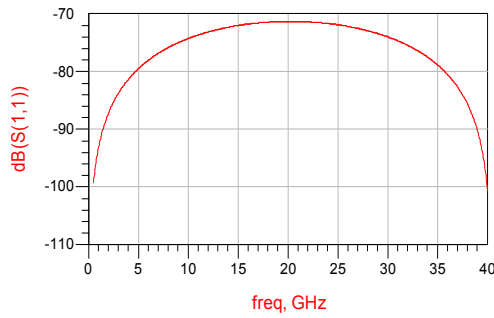


Figura 20: Adaptação de um acoplador baseado em duas linhas stripline lateralmente acopladas

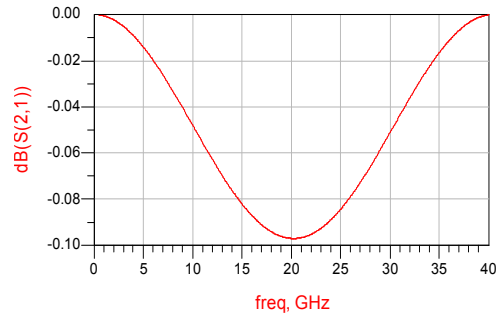


Figura 21: Porto directo de um acoplador baseado em duas linhas stripline lateralmente acopladas

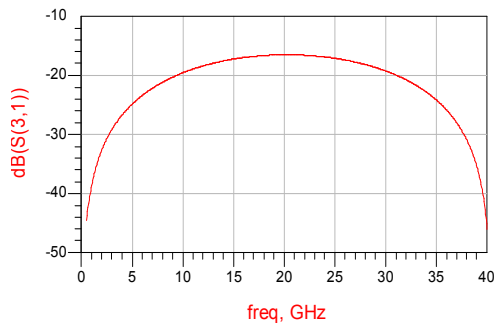


Figura 22: Acoplamento obtido entre duas linhas stripline lateralmente acopladas

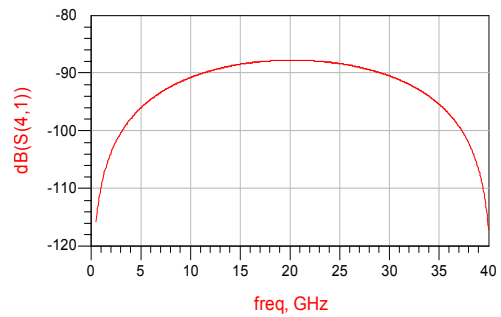


Figura 23: Porto isolado de um acoplador baseado em duas linhas stripline lateralmente acopladas

Resultados obtidos na simulação para o meio não homogéneo:

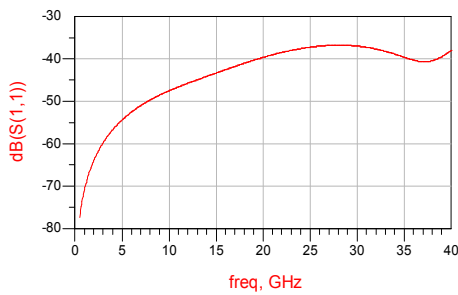


Figura 24: Adaptação de um acoplador baseado em duas linhas microstrip acopladas

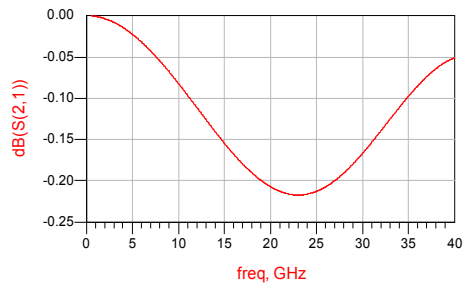


Figura 25: Porto directo de um acoplador baseado em duas linhas microstrip acopladas

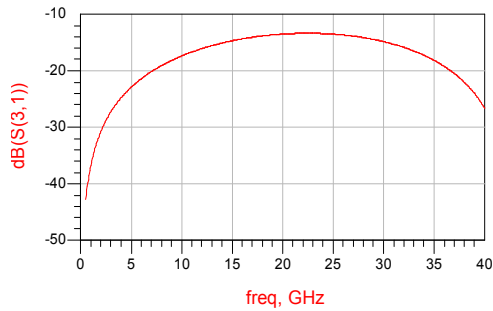


Figura 26: Acoplamento obtido entre duas linhas microstrip acopladas

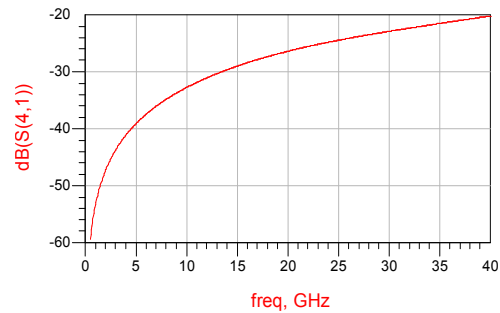


Figura 27: Porto isolado de um acoplador baseado em duas linhas microstrip acopladas

Resumindo, os níveis de acoplamento registados para cada acoplador foram os seguintes:

Acoplador	Acoplamento
Linhas stripline lateralmente acopladas	-16.553 dB
Linhas microstrip lateralmente acopladas	-13.425 dB

Tabela 1: Acopladores de linhas paralelas acopladas lateralmente

Analisando os resultados obtidos, constata-se que o acoplamento em meio não homogéneo é maior do que no meio homogéneo. Numa primeira análise isto pode parecer um pouco estranho. Sabendo que o acoplamento se baseia na interação entre os modos par e ímpar, era suposto que num meio homogéneo esta fosse conseguida de uma melhor forma. No entanto, analisado (22) verifica-se que o acoplamento é tanto maior quanto maior for a diferença entre as impedâncias características dos modos par e ímpar. Logo, no caso do meio não homogéneo, a descontinuidade de meios contribuirá para aumentar essa diferença. Contudo, esta descontinuidade, nem sempre é benéfica uma vez que esta degrada a directividade, adaptação e resposta em fase do acoplador.

4.3.2 - Acoplador Lange

4.3.2.1 - Princípio teórico

O acoplamento entre duas linhas TEM aumenta com o aumento da capacidade mútua existente entre elas. Por sua vez, esta capacidade é inversamente proporcional à separação entre linhas. Logo, quanto menor for a separação entre linhas maior será o

acoplamento entre elas. No entanto, para obter altos valores de acoplamento, da ordem dos 3 dB, a separação entre linhas torna-se demasiadamente pequena para ser fabricada com as técnicas comuns. Para solucionar este problema, J. Lange propôs em [11] um novo tipo de acoplador, o acoplador Lange. Baseado numa estrutura de multi-condutores interdigitados, este acoplador consegue aumentar a capacidade mútua entre linhas sem que para isso seja necessário diminuir a separação entre elas.

Para aumentar a capacidade mútua, podemos começar por dividir cada linha em duas, com metade do comprimento, e reorganizá-las de uma forma interdigitada como ilustra a Figura 28.



Figura 28: Linhas interdigitadas (vista de cima)

Agora, nas linhas interdigitadas, a capacidade de cada linha em relação à massa será metade do seu valor original uma vez que cada linha também tem metade do comprimento original. Contudo a capacidade mútua permanece igual ao caso das linhas não divididas. Esta capacidade depende maioritariamente da separação entre linhas e esta mantém-se constante. As capacidades presentes nas linhas interdigitadas encontram-se representadas na Figura 29.

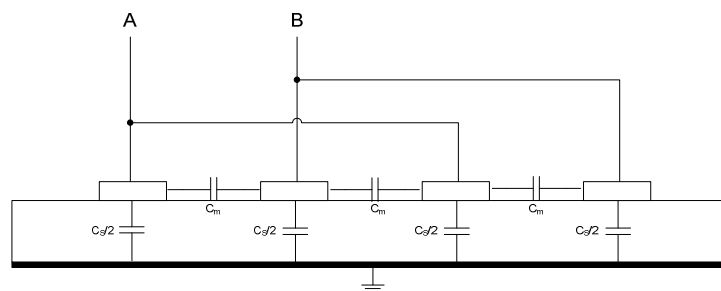


Figura 29: Capacidades equivalentes presentes nas linhas interdigitadas

Analisando as capacidades da Figura 29 podemos concluir que a capacidade vista do ponto A e B será C_s , a mesma do caso das linhas não divididas. No entanto, a capacidades mútuas entre linhas somar-se-ão dando origem a uma capacidade mútua total bastante superior ao caso inicial como atesta a Figura 30.

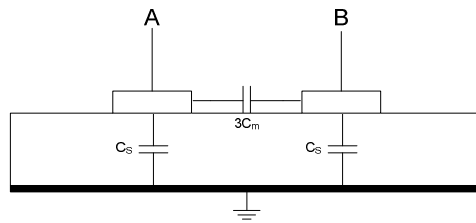


Figura 30: Capacidades totais das linhas interdigitadas

Desta forma será possível aumentar o acoplamento entre linhas de transmissão sem que para isso seja necessário reduzir a distância entre estas. Foi neste princípio que J. Lange se baseou para criar o seu acoplador.

4.3.2.2 - Síntese do Acoplador

A Figura 31 mostra uma implementação prática de um acoplador Lange.

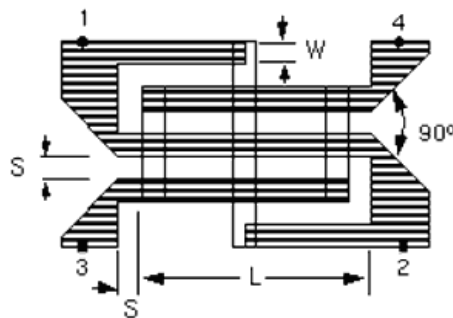


Figura 31: Acoplador Lange

Para qualquer par de linhas adjacentes, as impedâncias dos modos par e ímpar podem ser obtidas através das seguintes expressões [12]:

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-k}{1+k}} \cdot \frac{(n-1) \cdot (1+q)}{(k+q) + (n-1) \cdot (1-k)} \quad (33)$$

$$Z_{0e} = Z_{0o} \frac{k+q}{(n-1) \cdot (1-k)} \quad (34)$$

Onde k é o coeficiente de acoplamento, n é o número par de linhas, Z_0 é a impedância característica das terminações e $q = \sqrt{k^2 + (1-k^2) \cdot (n-1)^2}$.

Para relacionar Z_{0e} e Z_{0o} com as dimensões físicas do acoplador, será necessário começar por calcular os raios $(W/H)_{so}$ e $(W/H)_{se}$ correspondentes as impedâncias $\frac{Z_{0o}}{2}$ e $\frac{Z_{0e}}{2}$ respectivamente. Para tal, basta substituir os valores conhecidos de Z_{0e} e Z_{0o} na seguinte equação:

$$(W/H)_{so,se} = \frac{8}{p} \cdot \left[\frac{p \cdot \left(7 + \frac{4}{\epsilon_r}\right)}{11.0} + \frac{1 + \frac{1}{\epsilon_r}}{0.81} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (35)$$

$$\text{Com } p = \left[\exp \left\{ \frac{Z_{0o,0e}}{84.8} \cdot \sqrt{\epsilon_r + 1} \right\} - 1 \right]$$

Os raios $(W/H)_{so}$ e $(W/H)_{se}$ então calculados estão relacionados com a largura normalizada das linhas (W/H) e com a separação das linhas normalizada (S/H) da seguinte forma:

$$(W/H)_{so} = \frac{2}{\pi} \cdot \cosh^{-1} \left[\frac{(g+1) \cdot f - 2}{(g-1)} \right] + r \cdot \cosh^{-1} \left[\frac{\cosh^{-1} \left\{ \frac{(g+1) \cdot f}{2} + \frac{(g-1)}{2} \right\}}{\cosh^{-1} g} \right] \quad (36)$$

$$\text{Onde } f = \frac{\cosh(\pi \cdot (W/H)_{se})}{2} \text{ e } r = \frac{1}{\pi} \text{ para } \epsilon_r \geq 6; r = \frac{8}{\pi}(\epsilon_r + 2) \text{ para } \epsilon_r \leq 6.$$

Resolvendo a equação anterior em ordem a “g”, podemos obter as dimensões físicas do acoplador através das seguintes equações:

$$(W/H) = \frac{1}{\pi} (\cosh^{-1} h - \cosh^{-1} g) \quad (37)$$

$$(S/H) = \frac{2}{\pi} (\cosh^{-1} g) \quad (38)$$

$$\text{Com } h = \frac{(g+1) \cdot f}{2} + \frac{g-1}{2}.$$

4.3.2.3 - Simulação da resposta em frequência

Neste estudo serão simulados acopladores Lange de 4, 6 e 8 dedos assim como uma versão integrada de um acoplador Lange de 4 dedos. A tecnologia monolítica usada para integrar este acoplador será a ED02AH da OMMIC.

4.3.2.3.1 - Acoplador Lange de 4 dedos:

As condições de simulação do acoplador Lange de 4 dedos são as ilustradas na Figura 32. O substrato usado tem as mesmas características das simulações anteriores.

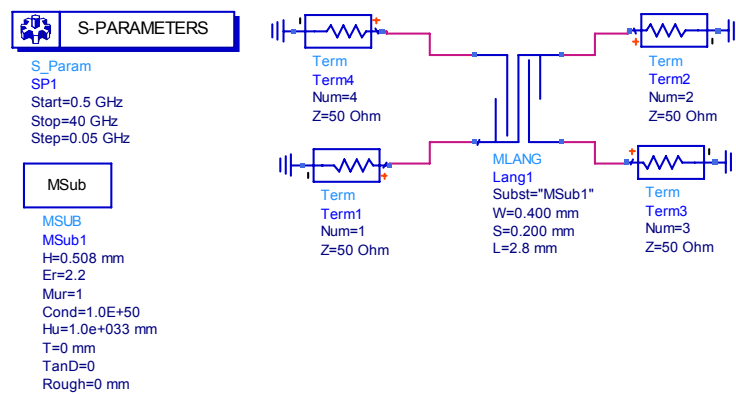


Figura 32: Simulação de um acoplador Lange de 4 dedos

Resultados obtidos na simulação:

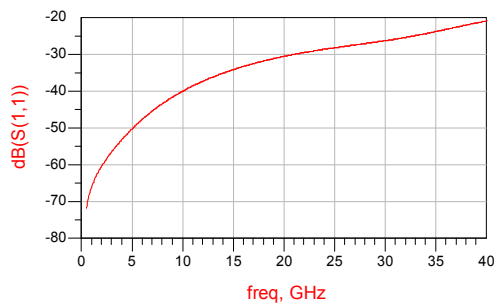


Figura 33: Adaptação de um acoplador Lange de 4 dedos

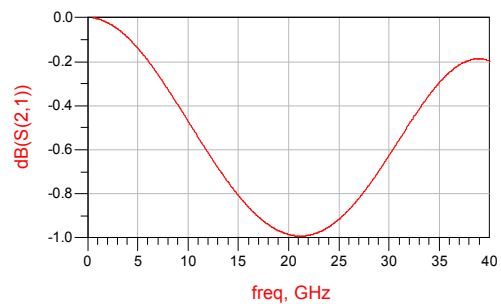


Figura 34: Porto directo de um acoplador Lange de 4 dedos

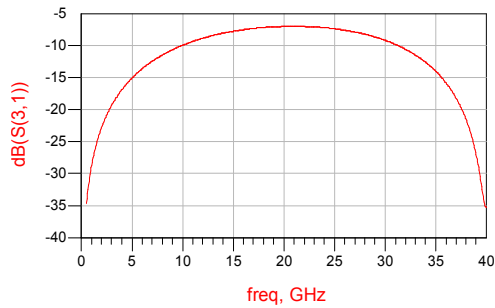


Figura 35: Acoplamento obtido no acoplador Lange de 4 dedos

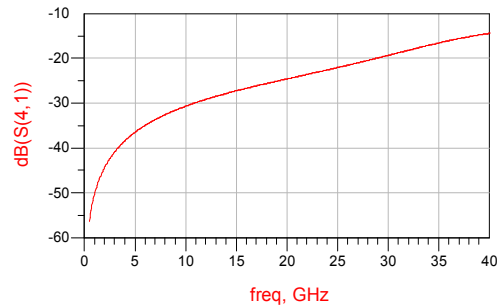


Figura 36: Porto isolado de um acoplador Lange de 4 dedos

Analisando as equações de síntese chegamos à conclusão que quanto maior for o ϵ_r maior será o acoplamento entre as linhas. Por outro lado, quanto maior for o ϵ_r menor será as dimensões físicas do acoplador. Desta forma, tendo em conta as limitações tecnológicas de fabrico acima referidas, para se obter o nível máximo de acoplamento será necessário encontrar um substrato para o qual o acoplador fique adaptado a 50Ω com linhas com $100 \mu\text{m}$ de largura. A solução ideal seria usar um substrato com um $\epsilon_r = 7.3$ no entanto não foi possível encontrá-lo no mercado. Para este último caso seria possível obter um acoplamento de 6.433 dB.

4.3.2.3.2 - Acoplador Lange de 6 dedos:

Para a simulação de este acoplador será usado o mesmo substrato da simulação anterior. A Figura 37 ilustra os detalhes desta simulação.

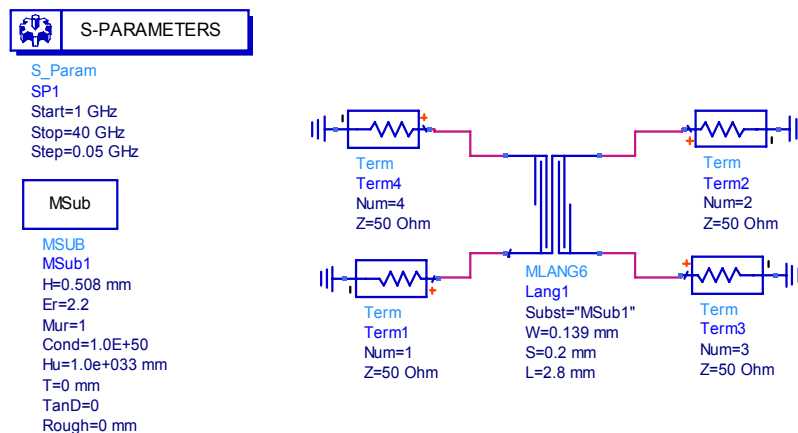


Figura 37: Simulação de acoplador Lange de 6 dedos

Resultados obtidos na simulação:

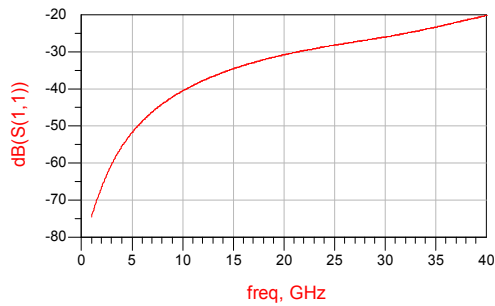


Figura 38: Adaptação de um acoplador Lange de 6 dedos

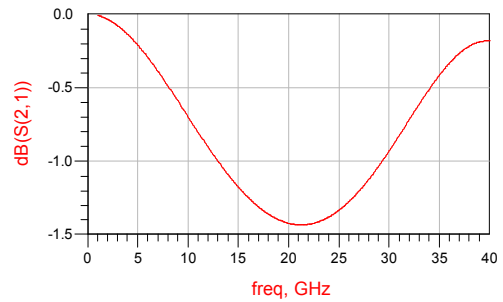


Figura 39: Porto directo de um acoplador Lange de 6 dedos

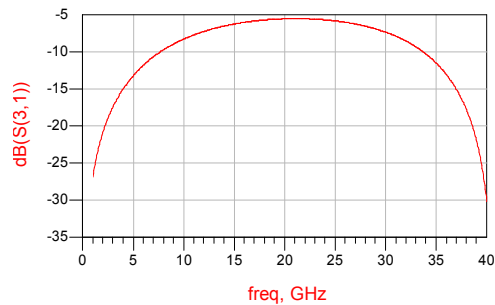


Figura 40: Acoplamento obtido no acoplador Lange de 6 dedos

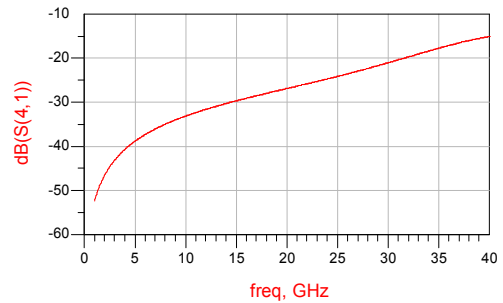


Figura 41: Porto isolado de um acoplador Lange de 6 dedos

4.3.2.3.3 - Acoplador Lange de 8 dedos:

Depois de se efectuar a síntese do acoplador Lange com 8 dedos, verificou-se que será bastante complicado adapta-lo a uma impedância característica de 50Ω . Para um substrato com ϵ_r de 2.2, as linhas de este acoplador deveriam ter uma largura de $53.463 \mu\text{m}$ o que tornaria a sua fabricação bastante complexa. No entanto, para manter a coerência deste estudo, este acoplador será desenhado com linhas de $100 \mu\text{m}$ provocando uma leve desadaptação como ilustra a Figura 43. Os detalhes da sua simulação encontram-se ilustrados na Figura 42.

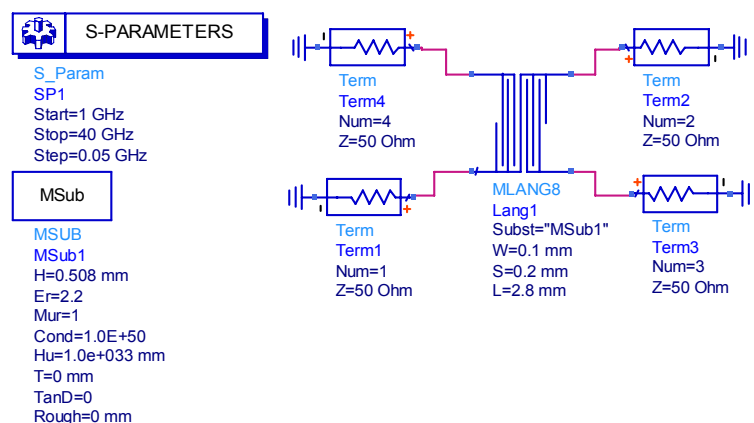


Figura 42: Simulação do acoplador Lange de 8 dedos

Resultados obtidos na simulação:

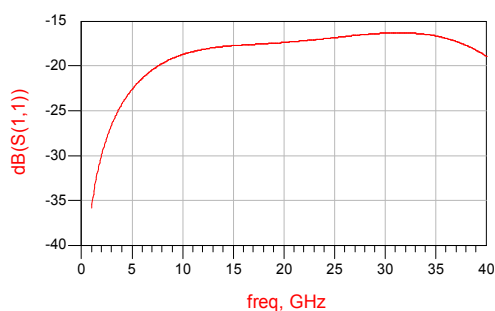


Figura 43: Adaptação de um acoplador Lange de 8 dedos

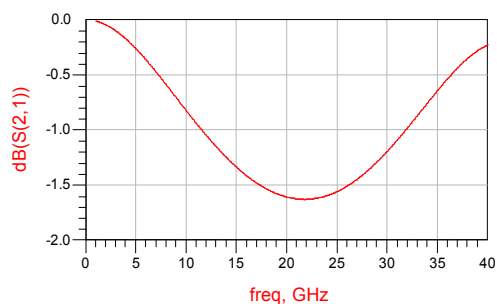


Figura 44: Porto directo de um acoplador Lange de 8 dedos

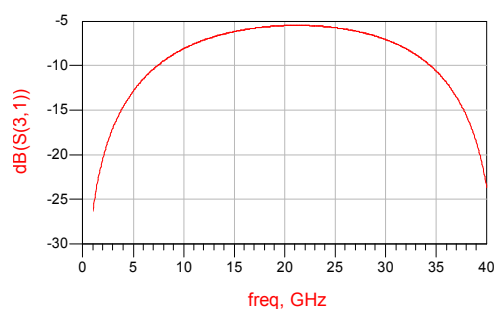


Figura 45: Acoplamento obtido no acoplador Lange de 8 dedos

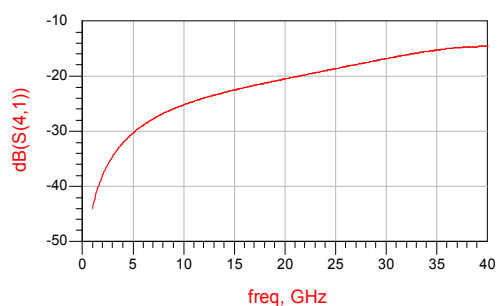


Figura 46: Porto isolado de um acoplador Lange de 8 dedos

Analisando estes resultados desta simulação constata-se que as melhorias em termos de acoplamento são mínimas quando comparadas com as performances do mesmo acoplador com 6 dedos. É de referir que mesmo com o acoplador adaptado, isto é, construído com linhas de 53.463 μm , a diferença de acoplamento continuava a ser

insignificante. Esta é a razão pela qual não existem acopladores com um número de dedos superior a 8.

4.3.2.3.4 - Acoplador Lange de 4 dedos em tecnologia monolítica:

Uma das grandes vantagens da tecnologia monolítica é a precisão do processo. Aqui, as limitações para a largura de linhas é de 10 μm e podemos aproximar linhas até 3 μm de distância. Contudo não é possível usar estes modelos na ferramenta *LineCalc* do ADS. Logo, a síntese deste acoplador terá de ser feita por iterações. Depois de fazer alguns testes ao modelo cedido pela OMMIC, concluímos que se usássemos os valores por defeito da *foundry* obteríamos bons resultados. Por esta razão foram estes os adoptados nesta simulação, 10 μm para a largura e separação entre linhas. A Figura 47 ilustra as condições em que o acoplador foi simulado.

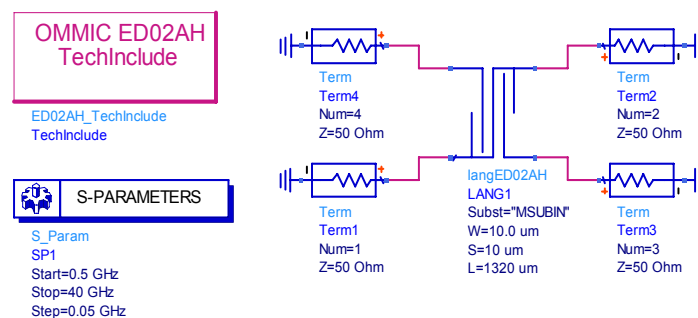


Figura 47: Simulação de um acoplador Lange de 4 dedos em tecnologia monolítica

Resultados obtidos na simulação:

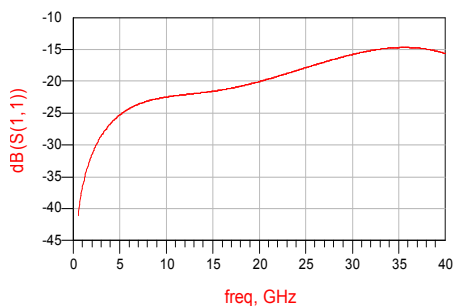


Figura 48: Adaptação de um acoplador Lange de 4 dedos em tecnologia monolítica

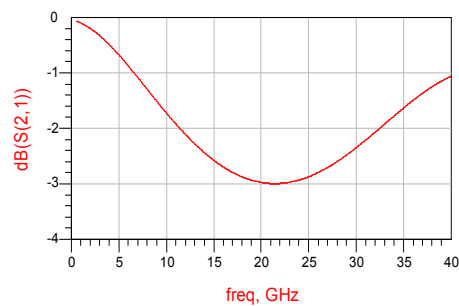


Figura 49: Porto directo de um acoplador Lange de 4 dedos em tecnologia monolítica

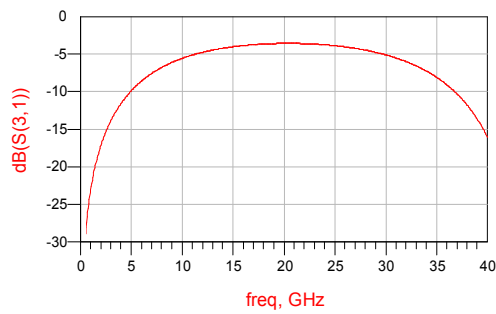


Figura 50: Acoplamento obtido no acoplador Lange de 4 dedos em tecnologia monolítica

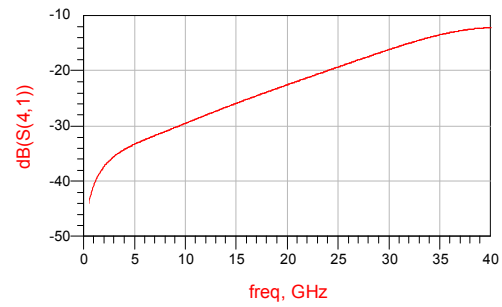


Figura 51: Porto isolado de um acoplador Lange de 4 dedos em tecnologia monolítica

Resumindo, os níveis de acoplamento registrados para cada acoplador foram os seguintes:

Acoplador	Acoplamento
Lange de 4 dedos	7.005 dB
Lange de 6 dedos	5.558 dB
Lange de 8 dedos	5.466 dB
Lange em MMIC	3.569 dB

Tabela 2: Acopladores Lange, níveis de acoplamento

4.3.3 - Acoplador de linhas sobrepostas acopladas

A Figura 52 ilustra duas linhas *striplines* sobrepostas acopladas.

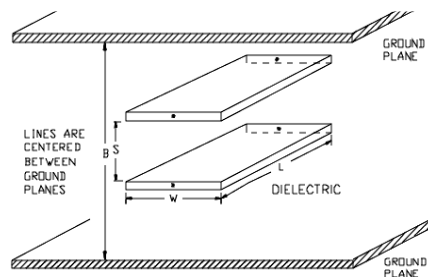


Figura 52: Striplines sobrepostas acopladas

De acordo com Cohn [13] a impedâncias dos modos par e ímpar desta estrutura são das pelas seguintes expressões:

$$Z_{0e} = \frac{188.3}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \quad (39)$$

$$Z_{0o} = \frac{296.1}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot \frac{B}{S} \cdot \tanh^{-1} k} \quad (40)$$

Onde:

$k = \text{parâmetro}$

$$k' = \sqrt{1 - k^2}$$

$K = \text{Integral elíptico completo do primeiro tipo}$

$$W/S < 0.35$$

O rácio W/B é dado por:

$$\frac{W}{B} = \frac{2}{\pi} \left\{ \tanh^{-1} \sqrt{\frac{k \frac{B}{S} - 1}{\frac{B}{k \cdot S} - 1}} - \frac{S}{B} \tanh^{-1} \left[\frac{1}{k} \sqrt{\frac{k \frac{B}{S} - 1}{\frac{B}{k \cdot S} - 1}} \right] \right\} \quad (41)$$

Se, para além de $W/S \geq 0.35$ e $\frac{W/B}{1 - S/B} \geq 0.35$, os campos das extremidades das

laterais opostas das *striplines* estiverem suficientemente isolados para que as capacidade das extremidades não dependam da largura das linhas. Tendo isto em conta, as expressões das impedâncias características podem ser simplificadas e expressas através das seguintes equações:

$$Z_{0e} = \frac{188.3/\sqrt{\epsilon_r}}{\frac{W/B}{1 - S/B} + \frac{C_{fe'}}{\epsilon}} \quad (42)$$

$$Z_{0o} = \frac{188.3/\sqrt{\epsilon_r}}{\frac{W/B}{1 - S/B} + \frac{W}{S} + \frac{C_{fo'}}{\epsilon}} \quad (43)$$

Onde $C_{fe'}$ representa a capacidade por unidade de comprimento que deve ser adicionada a cada extremidade para que a capacidade total de cada linha para o modo par seja a correcta, $C_{fo'}$ representa a mesma capacidade mas agora para o modo ímpar e ε representa a constante dieléctrica total do substrato. As capacidades acima referidas são dadas pelas as seguintes expressões:

$$\frac{C_{fe'}}{\varepsilon} = 0.4413 + \frac{1}{\pi} \left[\ln \left(\frac{1}{1-S/B} \right) + \frac{S/B}{1-S/B} \ln \frac{B}{S} \right] \quad (44)$$

$$\frac{C_{fo'}}{\varepsilon} = \frac{B/S}{\pi} \left[\ln \left(\frac{1}{1-S/B} \right) + \frac{S/B}{1-S/B} \ln \frac{B}{S} \right] \quad (45)$$

4.3.3.1 - Síntese do acoplador

Para sintetizar um acoplador deste tipo o procedimento é o mesmo dos acopladores anteriores. A impedância característica dos modos par e ímpar são obtidas através do acoplamento desejado e da impedância característica dos terminais do acoplador. Um vez conhecida estas grandezas, a determinação dos parâmetros físicos podem ser obtida através de (42) e (43).

4.3.3.2 - Simulação da resposta em frequência

Para construir um acoplador deste tipo será necessário usar três camadas de substrato, duas para separar as linhas dos planos de massa e uma para separar as linhas. De modo a só usar substratos comerciais, este acoplador será simulado com uma separação entre linhas de transmissão de 127 μm e uma separação entre o plano de massa e as linhas de transmissão de 508 μm . Assim, a espessura total deste substrato será de 1.143 mm como ilustra a Figura 53.

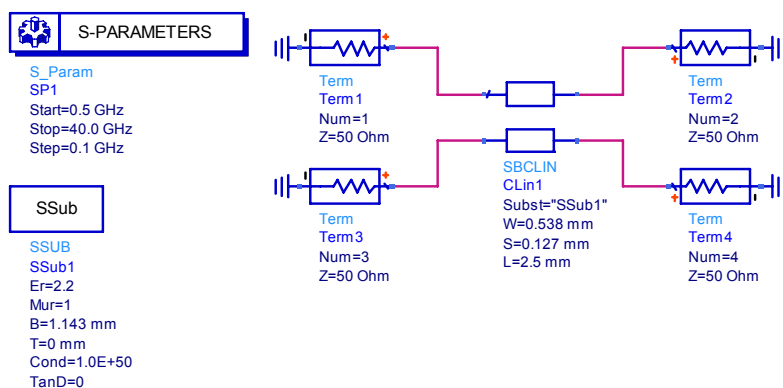


Figura 53: Simulação do acoplador de linhas sobrepostas acopladas

Resultados obtidos na simulação:

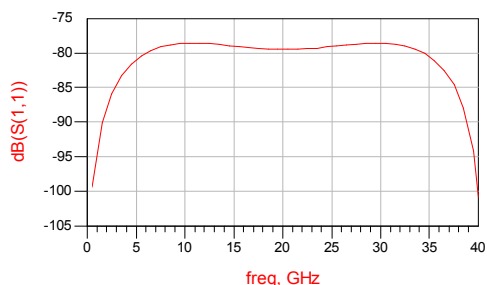


Figura 54: Adaptação de um acoplador de linhas sobrepostas acopladas

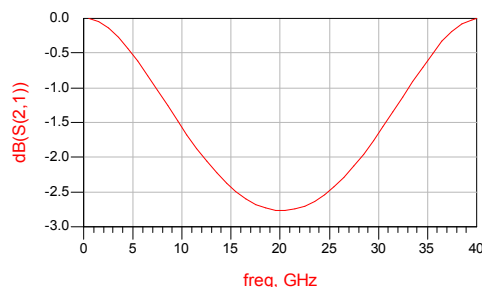


Figura 55: Porto directo de um acoplador de linhas sobrepostas acopladas



Figura 56: Acoplamento obtido entre duas linhas sobrepostas acopladas

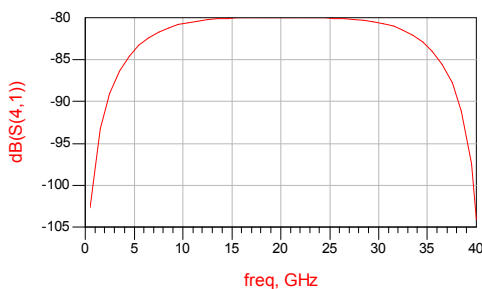


Figura 57: Porto isolado de um acoplador de linhas sobrepostas acopladas

4.3.4 - Acoplador de linhas sobrepostas acopladas com área de sobreposição variável

Este acoplador trata-se de uma variante do anterior. No acoplador anterior, a forma estudada de variar o acoplamento era através da variação da distância que separa as duas linhas de transmissão. Contudo esta solução não era muito prática. Por esta razão J. P.

Shelton [14] estudou outra forma de variar o acoplamento, a variação através do desvio no alinhamento das linhas de transmissão.

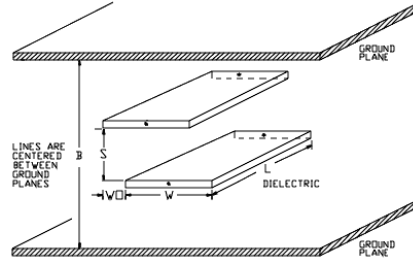


Figura 58: Acoplador de linhas sobrepostas acopladas com área de sobreposição variável.

Para determinar a impedância dos modos par e ímpar, Shelton usa um método aproximado. Para este estudo só será considerado o caso do acoplamento forte. Neste caso, as limitações nas dimensões das linhas são as seguintes:

$$\frac{W}{1-S} \geq 0.35 \quad (46)$$

$$\frac{W_0}{S} \geq 0.7 \quad (47)$$

Com vista a determinar a impedância característica dos modos par e ímpar, é necessário começar por determinar as capacidades de *fringe* da estrutura. Usando as transformações de Schwartz-Cristofel obtêm-se os seguintes resultados:

$$\pi C_{fo} = -\frac{2}{1-s} \log s + \frac{1}{s} \log \left[\frac{pr}{(p+s)(p+1)(r-s)(1-r)} \right] \quad (48)$$

$$\pi C_{fe} = -\frac{2s}{1-s} \log s - 2 \log s + 4 \log(s+pr) - \log pr(p+s)(p+1)(r-s)(1-r) \quad (49)$$

Onde:

$$r = \frac{p + \frac{1+s}{2}}{1 + p \left(\frac{1+s}{2s} \right)} \quad (0 < p < \infty) \quad (50)$$

Quanto ao desvio no alinhamento das linhas, o seu peso na determinação das impedâncias características é expresso pela seguinte equação:

$$\pi w_o = \frac{1+s}{2} \log \frac{p}{r} + \frac{1-s}{2} \log \left(\frac{1+p}{s+p} \right) \left(\frac{r-s}{1-r} \right) \quad (51)$$

Uma vez tendo C_{fe} , C_{fo} e w_o conhecidos, a determinação das capacidades de *fringe* da estrutura pode ser obtida através das seguintes expressões:

$$C_o = 2w \left(\frac{1}{1-s} + \frac{1}{s} \right) + C_{fo} = \frac{2w}{s(1-s)} + C_{fo} \quad (52)$$

$$C_e = \frac{2w}{1-s} + C_{fe} \quad (53)$$

Com estas capacidades determinadas, as impedâncias características dos modos par e ímpar são obtidas através das relações seguintes:

$$Z_{oe} = \sqrt{\rho} Z_0 \quad (54)$$

$$Z_{oo} = Z_0 / \sqrt{\rho} \quad (55)$$

$$C_e = 120 \pi / \sqrt{\epsilon_r} Z_{oe} \quad (56)$$

$$C_o = 120 \pi / \sqrt{\epsilon_r} Z_{oo} \quad (57)$$

Sendo:

Z_0 , impedância característica

ϵ_r , Constante dielétrica relativa do meio

ρ , Rácio entre Z_{oe} e Z_{oo}

4.3.4.1 - Simulação da resposta em frequência

Com esta simulação pretende-se constatar que é possível obter qualquer nível de acoplamento, desde que este seja inferior ao obtido no caso da sobreposição total das linhas. O acoplamento aleatoriamente escolhido para esta simulação foi 5 dB. Quanto ao substrato, este será o mesmo da simulação anterior. O circuito simulado encontra-se ilustrado na Figura 59.

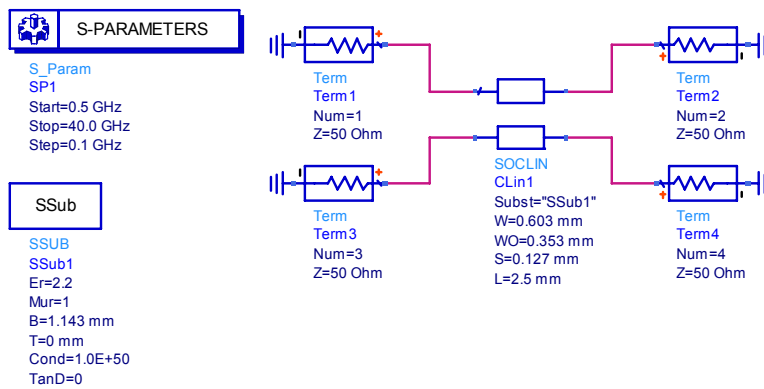


Figura 59: Simulação do acoplador de linhas sobrepostas acopladas com área de sobreposição variável

Resultados obtidos na simulação:

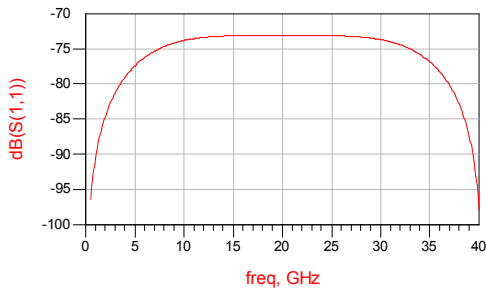


Figura 60: Adaptação de um acoplador de linhas sobrepostas acopladas com área de sobreposição variável

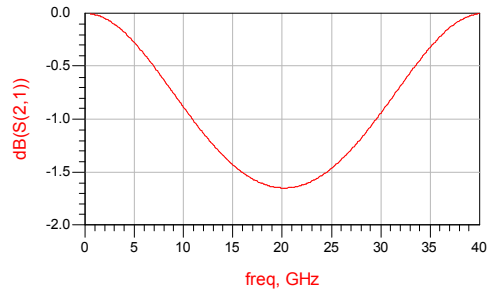


Figura 61: Porto directo de um acoplador de linhas sobrepostas acopladas com área de sobreposição variável

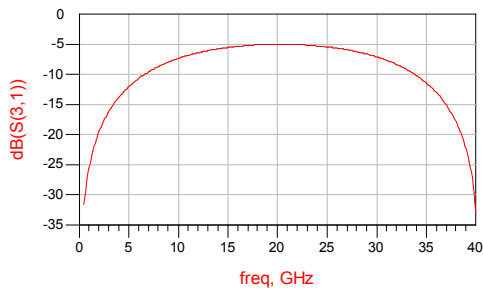


Figura 62: Acoplamento obtido entre duas linhas sobrepostas acopladas com área de sobreposição variável

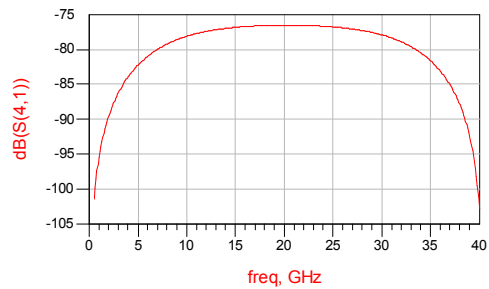


Figura 63: Porto isolado de um acoplador de linhas sobrepostas acopladas com área de sobreposição variável

4.4 - Técnicas para banda larga

Depois de analisar os acopladores estudados podemos concluir que não é possível construir acopladores de banda larga com uma única secção. Para obter grandes larguras de banda é necessário que o acoplamento varie ao longo do acoplador. Este conceito pode ser implementado através da cascata de varias secções acopladas como é demonstrado na próxima secção.

4.4.1 - Acopladores multi-secção

Os acopladores multi-secção podem ser divididos em simétricos ou assimétricos. Aqui, a noção de simetria é diferente da usada até a este ponto, um acoplador de N secções é simétrico quando a sua secção i_n é idêntica à secção $N+1-i_n$. Se o acoplador não tiver esta simetria *de ponta a ponta*, trata-se de um acoplador assimétrico. Se o acoplador for simétrico, existirá uma diferença de fase de 90° entre os sinais dos portos directo e acoplado. Esta propriedade é comum tanto para acopladores simétricos de secção única como para acopladores de múltipla secção. É graças a esta propriedade que é possível implementar a transformada de Hilbert com este tipo de circuitos. Já os acopladores assimétricos não têm esta propriedade de fase e por esta razão são geralmente utilizados em sistemas onde se pretende apenas a divisão de potência numa elevada largura de banda.

Limitações de acopladores multi-secção

Uma das maiores limitações dos acopladores multi-secção é que o acoplamento de pelo menos uma secção é muito maior que o acoplamento geral. Isto poderá criar problemas de fabricação na tecnologia microstrip onde é complicado atingir um acoplamento elevado. Para além deste facto, devido às impedâncias dos modos par e ímpar de cada secção dum acoplador multi-secção serem diferentes das adjacentes, as dimensões do acoplador mudam abruptamente do início ao fim de cada secção. Devido as estas considerações práticas, poderá ser necessário juntar secções adjacentes utilizando linhas de transmissão que variam continuamente. Se a frequência de operação for elevada, as reactâncias extra produzidas por estas descontinuidades abruptas ou comprimentos extra

das linhas de transmissão que unem as secções podem reduzir adaptação à entrada e directividade do acoplador. Neste caso, a melhor solução será utilizar acopladores não uniformes.

4.5 - Técnicas para acoplamento forte

4.5.1 - Interligação Tandem

Pode-se obter um acoplamento forte ligando dois acopladores de fraco acoplamento em *tandem*. Esta disposição consiste em ligar os ports directo e acoplado do primeiro acoplador aos ports isolado e de entrada do segundo acoplador como ilustra a Figura 64.

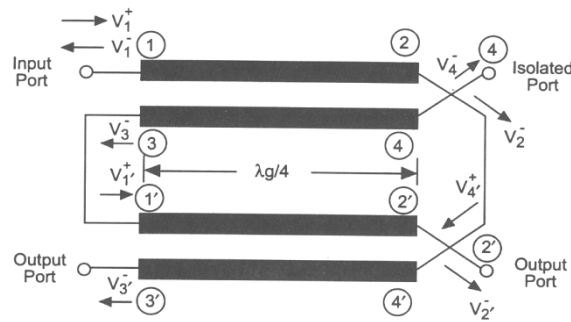


Figura 64: Interligação tandem

Este nível de acoplamento é obtido através da seguinte forma:

Seja k_1 e k_2 , os coeficientes de acoplamento dos dois acopladores. Com $\sin \alpha_1 = k_1$, a matriz de parâmetros S do primeiro acoplador à frequência central, S_1 , é dada por:

$$S_1 = \begin{bmatrix} 0 & -j \cos \alpha_1 & \sin \alpha_1 & 0 \\ -j \cos \alpha_1 & 0 & 0 & \sin \alpha_1 \\ \sin \alpha_1 & 0 & 0 & -\cos \alpha_1 \\ 0 & \sin \alpha_1 & -j \cos \alpha_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (58)$$

Usando a mesma igualdade no coeficiente de acoplamento do segundo acoplador, a matriz de parâmetros S deste acoplador, S_2 , será à frequência central:

$$S_2 = \begin{bmatrix} 0 & -j \cos \alpha_2 & \sin \alpha_2 & 0 \\ -j \cos \alpha_2 & 0 & 0 & \sin \alpha_2 \\ \sin \alpha_2 & 0 & 0 & -\cos \alpha_2 \\ 0 & \sin \alpha_2 & -j \cos \alpha_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (59)$$

Tendo onda incidente, à entrada do primeiro acoplador, uma amplitude unitária ($V_1^+ = 1$), as tensões reflectidas neste acoplador serão dadas pela seguinte matriz:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \\ V_4^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -j \cos \alpha_1 & \sin \alpha_1 & 0 \\ -j \cos \alpha_1 & 0 & 0 & \sin \alpha_1 \\ \sin \alpha_1 & 0 & 0 & -\cos \alpha_1 \\ 0 & \sin \alpha_1 & -j \cos \alpha_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (60)$$

Logo:

$$V_1 = 0, V_2 = j \cos \alpha_1, V_3 = \sin \alpha_1 \text{ e } V_4 = 0.$$

As tensões reflectidas nos portos 2 e 3 do primeiro acoplador são, respectivamente, as tensões incidentes nos portos 4' e 1' do segundo acoplador, sendo assim:

$$\begin{aligned} V_{1',+} &= V_3 = \sin \alpha_1 \\ V_{4',+} &= V_2 = j \cos \alpha_1 \end{aligned} \quad (61)$$

A saída do segundo acoplador é dada por:

$$\begin{bmatrix} V_{1'}^- \\ V_{2'}^- \\ V_{3'}^- \\ V_{4'}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -j \cos \alpha_2 & \sin \alpha_2 & 0 \\ -j \cos \alpha_2 & 0 & 0 & \sin \alpha_2 \\ \sin \alpha_2 & 0 & 0 & -\cos \alpha_2 \\ 0 & \sin \alpha_2 & -j \cos \alpha_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \alpha_1 \\ 0 \\ 0 \\ -\cos \alpha_1 \end{bmatrix} \quad (62)$$

Então:

$$\begin{aligned} V_{2'} &= -j \cos \alpha_2 \sin \alpha_1 = -j \sin(\alpha_1 + \alpha_2), V_{3'} = \sin \alpha_2 \sin \alpha_1 - \cos \alpha_2 \cos \alpha_1 = -\cos(\alpha_1 + \alpha_2) \text{ e} \\ V_{1'} &= V_{4'} = 0. \end{aligned}$$

Supondo que:

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \pi/8 \quad (63)$$

ou seja,

$$k_1 = k_2 = \sin(\pi/8) = 0.3827 \quad (64)$$

O que em dB corresponderá a um acoplamento de:

$$C_1 = C_2 = -20 \log(0.3827) = 8.34 \text{ dB} \quad (65)$$

Substituindo os valores de α_1 e α_2 em (62) temos:

$$V_{2'} = -j \sin(\pi/4) = -j / \sqrt{2} \quad (66)$$

$$V_{3'} = -\cos(\pi/4) = -1 / \sqrt{2} \quad (67)$$

Logo, a fracção de potência transferida do porto 1 do primeiro acoplador para o porto 3' do segundo acoplador será de:

$$\frac{p_{3'}^-}{p_1^+} = \frac{|V_{3'}^-|^2}{|V_1^+|^2} = \frac{1}{2} \quad (68)$$

o que corresponde a um acoplamento entre portos de 3 dB.

Logo, através deste tipo de interligação, o nível de acoplamento pode ser aumentado sem que seja necessário aumentar o acoplamento entre cada secção de linha de transmissão acoplada.

4.6 - Desenvolvimento de um acoplador híbrido para sistema OSSB-NRZ a 40 Gbit/s

De acordo com A. Ferreira *et al.* em [15], o filtro de Hilbert deve ser capaz de implementar a transformada de Hilbert dos 4 GHz aos 33 GHz. Analisando esta especificação, facilmente podemos concluir que nenhum dos acopladores híbridos estudados consegue cobrir esta gama de frequências. Logo, o uso de técnicas de banda larga será inevitável. Por outro lado, sabendo que para implementar a transformada de Hilbert é necessário que exista uma diferença de fase entre a entrada e a saída de 90°. Logo,

o acoplador híbrido terá de ser simétrico de ponta a ponta. Em 1965, Cristal e Young [16] publicaram um estudo sobre este tipo de acopladores. Neste estudo foram calculados os valores óptimos de cada secção com vista a atingir uma determinada largura de banda. Contudo, analisando os valores de acoplamento requeridos nas secções centrais dos acopladores de banda larga, facilmente podemos concluir que estes dificilmente puderam ser obtidos de linhas de transmissão acopladas. Por esta razão, será necessário recorrer à interligação *tandem* de modo a poder reduzir os níveis de acoplamento requerido a cada secção do acoplador. Usando esta técnica, deixa de ser necessário atingir um nível de acoplamento de 3 dB uma vez que este pode ser conseguido através de dois acopladores que possuam a largura de banda requerida mas com um nível de acoplamento bastante mais baixo, 8.343 dB.

Quanto ao tipo de secções usadas na construção do acoplador, as eleitas foram as linhas sobrepostas acopladas com variação da área de sobreposição. Esta técnica de acoplamento não só permite níveis fortes de acoplamento como torna a implementação da interligação *tandem* bastante fácil de construir. Esta interligação normalmente requer o cruzamento das linhas de transmissão, o que não será necessário neste caso visto que este acoplador é multicamada. Para além disto, a variação de acoplamento é bastante fácil e não degradativa. É possível obter vários tipos de acoplamento no mesmo substrato sem que para isso a directividade ou adaptação do acoplador seja posta em causa. E mesmo nestas grandezas, este tipo de acoplador é uma referência. Não obstante de todas estas qualidades, as especificações das suas dimensões físicas ainda são fáceis de obter mesmo quando se trata de secções com forte acoplamento. O único problema nestes acopladores é, por se tratar de um acoplador multicamada, a sua sensibilidade ao alinhamento das duas camadas. Contudo, uma montagem cuidada consegue anular esta desvantagem.

4.6.1 - Projecto

O rácio da largura de banda requerido para o acoplador desejado é de 8.25. O substrato que será usado na eventual construção é o descrito na secção sobre as linhas sobrepostas acopladas, ou seja, um substrato multicamada com um ϵ_r de 2.2 composto por duas placas de substrato com 508 μm de espessura e uma com 127 μm de espessura. Tendo em conta que o acoplamento máximo obtido para este tipo de acoplador no substrato em causa é de 3.270 dB, a configuração seleccionada nas tabelas de Cristal e Young foi a

seguinte: Acoplador simétrico de 9 secções com um acoplamento de 8.343 dB, ripple máximo de ± 0.4 dB e um rácio de largura banda de 12.265. Os valores óptimos para o acoplamento de cada secção são os seguinte [16]:

Secção	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	Acoplamento (dB)
1	51.92	48.15	28.48
2	54.40	45.96	21.50
3	58.99	42.38	15.71
4	68.90	36.28	10.17
5	114.46	21.84	3.36
6	68.90	36.28	10.17
7	58.99	42.38	15.71
8	54.40	45.96	21.50
9	51.92	48.15	28.48

Tabela 3: Valores óptimos de acoplamento

4.6.2 - Simulação

4.6.2.1 - Simulação do acoplador de 8.343 dB

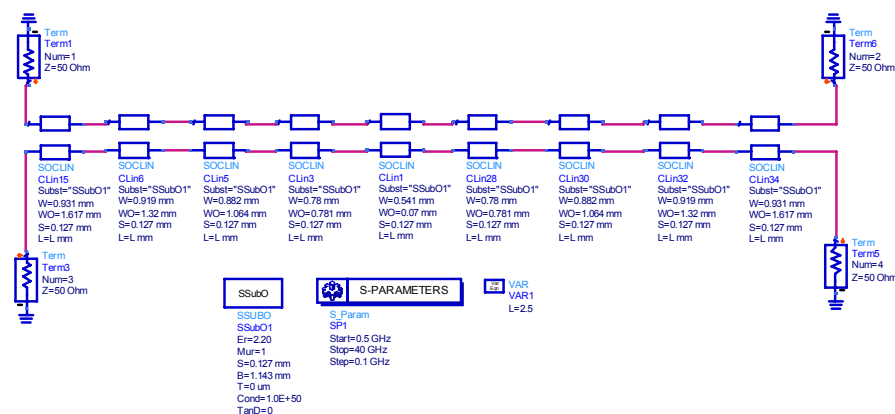


Figura 65: Simulação do acoplador de 8.343 dB

Resultados obtidos na simulação:

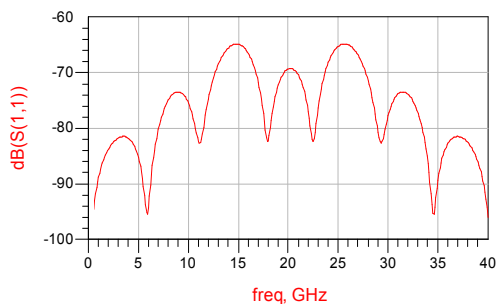


Figura 66: Adaptação do acoplador de 8.34 dB

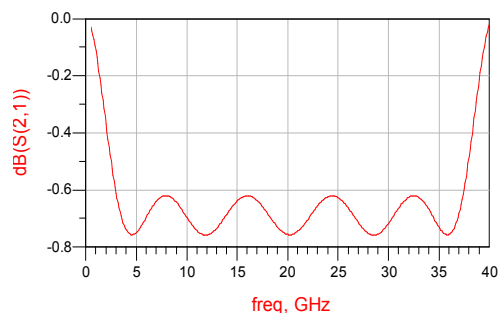


Figura 67: Porto directo do acoplador de 8.34 dB

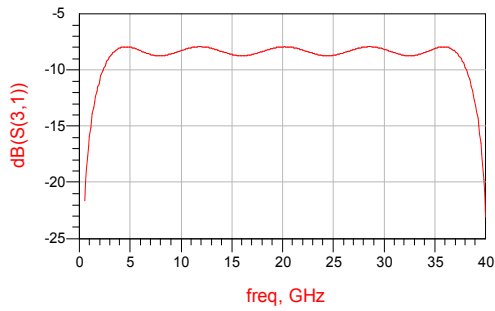


Figura 68: Porto acoplado do acoplador de 8.34 dB

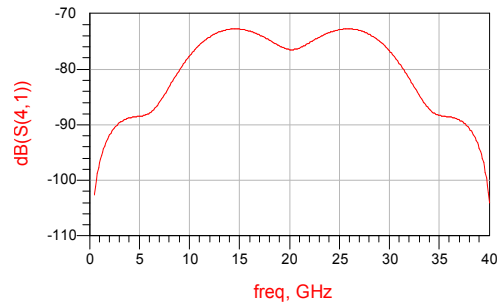


Figura 69: Porto isolado do acoplador de 8.34 dB

4.6.2.2 - Simulação do acoplador final

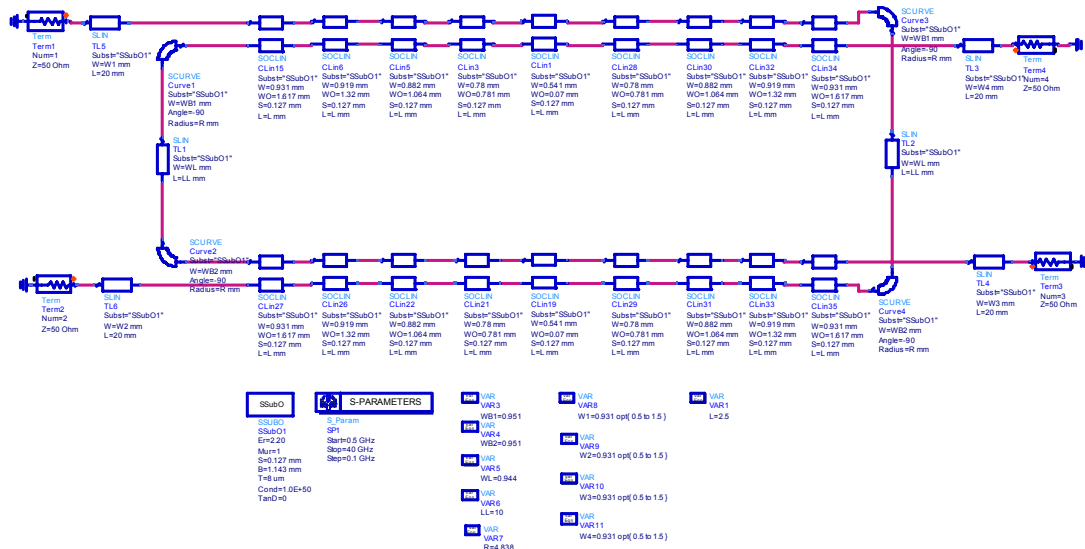


Figura 70: Acoplador final

Resultados obtidos na simulação:

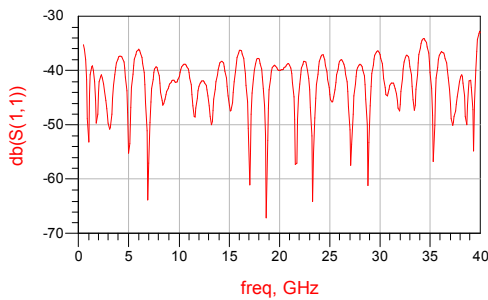


Figura 71: Adaptação do acoplador final

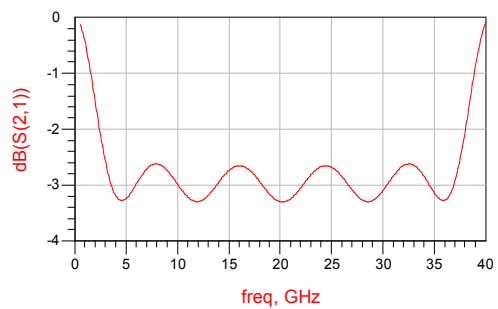


Figura 72: Porto directo do acoplador final

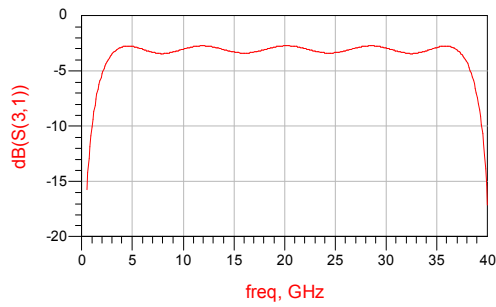


Figura 73: Porto acoplado do acoplador final

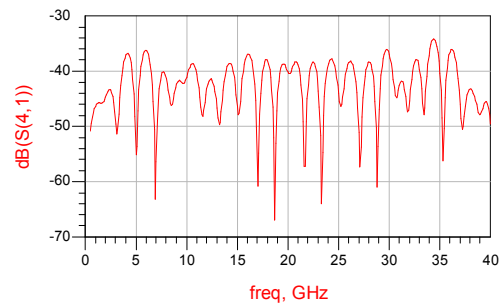


Figura 74: Porto isolado do acoplador final

4.6.3 - Layout

O desenho das máscaras usadas na construção do acoplador encontra-se ilustrado na Figura 75 onde cada cor representa uma camada do acoplador. A única alteração ao projecto inicialmente simulado foi a inclusão duas linhas com 50 μm de comprimento junto da secção central de modo a que a ligação desta as secções adjacentes fosse a menos abrupta possível. Como referido anteriormente, grandes discontinuidades provocam grande degradação da directividade do acoplador. Para tentar minorar este problema foram incluídas estas pequenas linhas.

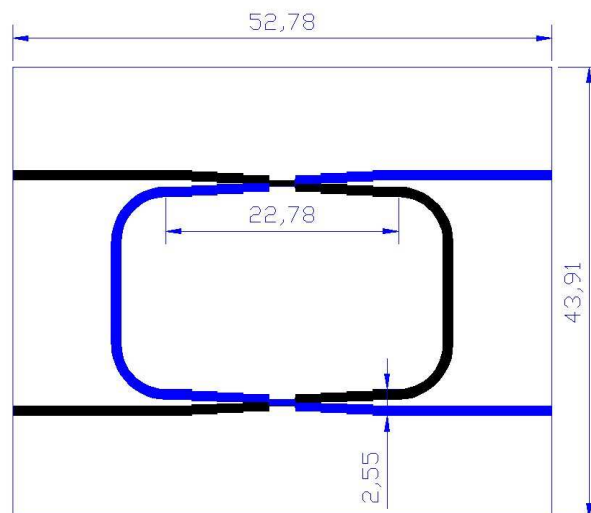


Figura 75: Layout do acoplador

Construção

Com vista a assegurar o alinhamento entre camadas, as *striplines* ficaram impressas na placa de substrato central (127 μm). Desta forma, através de um alinhamento cuidadoso das máscaras na foto-sensibilização, as camadas ficaram alinhadas com um carácter permanente. Isto possibilitará uma montagem bem mais simples e segura do acoplador. Sendo assim, as placas de 508 μm ficaram unicamente com os planos de massa.

O acoplador foi construído e conectorizado com conectores K da Anritsu como ilustra a Figura 76.

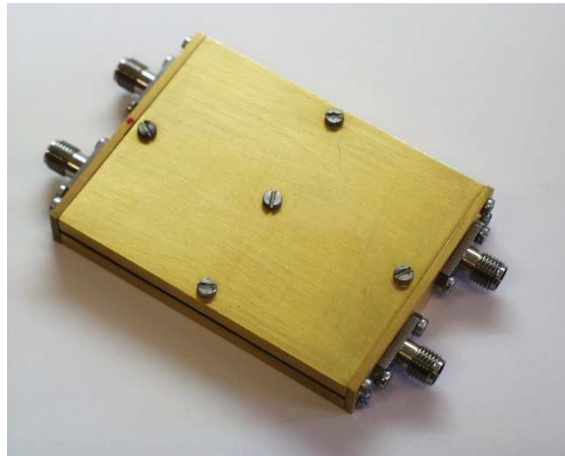


Figura 76: Fotografia do acoplador híbrido

4.6.4 - Resultados experimentais

O acoplador foi caracterizado com analisador de redes PNA E8361A da *Agilent Technologies* tendo se obtido os seguintes resultados:

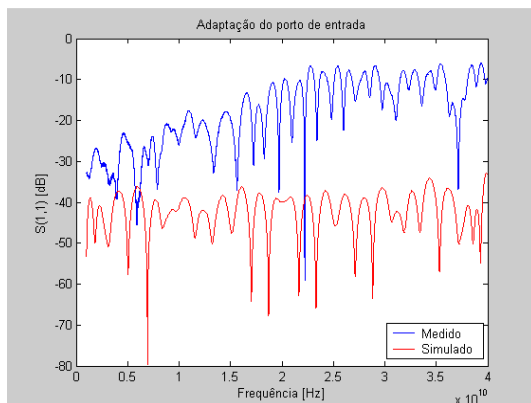


Figura 77: Adaptação do porto de entrada do acoplador híbrido para sistemas OSSB-NRZ

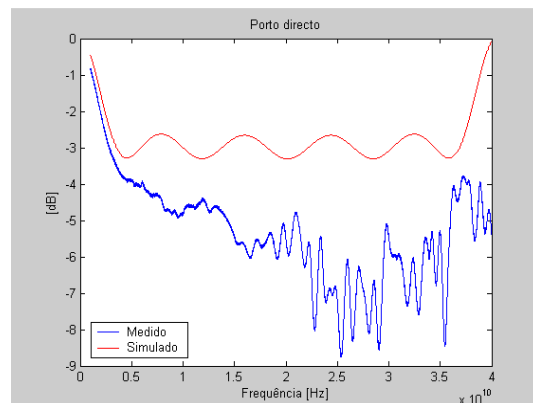


Figura 78: Porto directo do acoplador híbrido para sistemas OSSB-NRZ

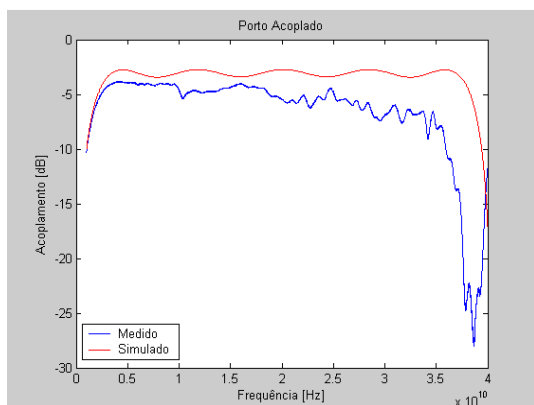


Figura 79: Acoplamento registrado no acoplador híbrido para sistemas OSSB-NRZ

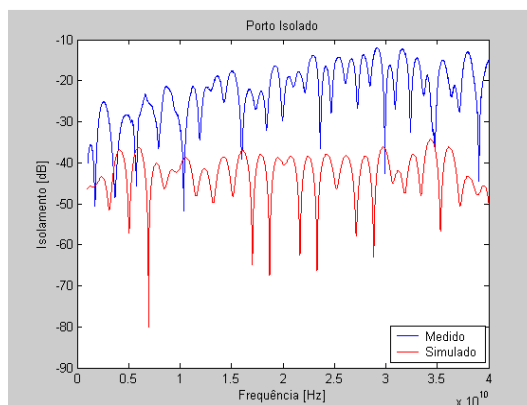


Figura 80: Isolamento do acoplador híbrido para sistemas OSSB-NRZ

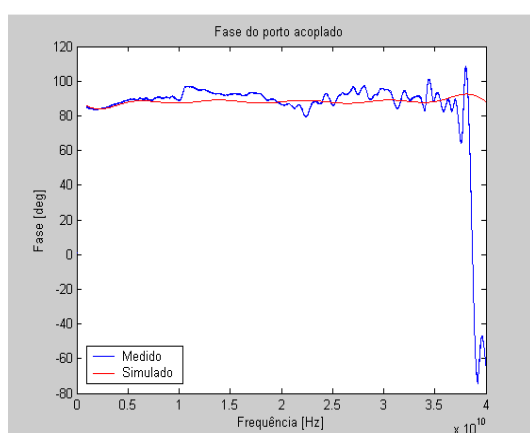


Figura 81: Deslocamento de fase do porto acoplado do acoplador híbrido para sistemas OSSB-NRZ

4.6.5 – Análise de resultados

Numa primeira análise dos resultados, verifica-se que existe alguma discrepância entre os resultados medidos e simulados. Todavia, o circuito medido é um circuito real, com conectores, com uma caixa e medido por um analisador de redes real. Quanto ao circuito simulado, este não continha nem conectores nem caixa, estava implementado num substrato perfeito sem perdas tanto no metal (espessura do metal nula) como no substrato. Estas duas situações são bem diferentes, especialmente as altas-frequências. Por outro lado, a simulação também não entra em conta com as discontinuidades nas linhas de transmissão provocadas pela mudança de secção. Estas, as altas-frequências, têm uma grande influência na resposta do acoplador. Todos estes factos, aliando à imprecisão natural do processo de execução do Layout contribuíram para os resultados medidos.

4.7 – Conclusões

Com o desenvolvimento deste acoplador híbrido foi possível, pela primeira vez, a geração de sinais ópticos em banda lateral única a 40 Gbit/s. Baseado numa estrutura multi-seccção, este acoplador híbrido foi capaz de implementar a transformada de Hilbert desde os 3 até os 35 GHz cumprindo os requisitos necessários à geração de sinais ópticos em banda lateral única descritos por A. Ferreira em [15]. O mesmo acoplador foi ainda testado num sistema OSSB-NRZ [17] real tendo-se obtido uma supressão de banda lateral superior a 15 dB o que revela mais uma vez o sucesso deste projecto.

Capítulo 5 - Formas compactas de implementar a compensação da dispersão cromática através de linhas microstrip

5.1 - Introdução

A compensação eléctrica de dispersão cromática tem sido um dos tópicos estudados nos sistemas ópticos em banda lateral única. Este método de compensação tem a vantagem de ser totalmente transparente e de não acrescentar perdas por inserção no domínio óptico. A sua implementação tem sido conseguida através do uso de filtros FIR [18], de linhas dispersivas microstrip [19] ou mesmo da conjugação destas duas técnicas [20]. Trata-se de um método bastante simples e eficaz como ficou comprovado pelos resultados experimentais obtidos no capítulo 3 desta dissertação.

Neste capítulo serão abordadas linhas de transmissão microstrip como compensadores eléctricos de dispersão cromática bem como o seu dimensionamento, limitações e implementação prática.

5.2 - Efeito dispersivo das linhas microstrip

A velocidade de fase de uma linha microstrip é dada pela seguinte expressão:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}} \quad (69)$$

Logo, a uma constante de propagação será:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi \cdot f}{c} \cdot \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}} = \frac{w}{c} \cdot \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}} \quad (70)$$

A velocidade à qual a informação viaja designa-se por velocidade de grupo e é definida através da seguinte expressão:

$$v_g = \left(\frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right)^{-1} = \frac{1}{\frac{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}}{c} + \frac{w}{c} \cdot \frac{\partial (\sqrt{\epsilon_{r,eff}})}{\partial \omega}} \quad (71)$$

Analisando as expressões anteriores concluímos que, se a permeabilidade efectiva do meio variar com a frequência, a velocidade de propagação da informação também dependerá da frequência. Com o aumento da frequência, o campo concentra-se debaixo do condutor aumentando a permeabilidade efectiva, o que consequentemente diminuirá a velocidade de fase. No entanto, se o sinal óptico em banda lateral única for do tipo *banda superior*, o sinal informação sofrerá um efeito dispersivo inverso. Desta forma será possível usar linhas microstrip para compensar a dispersão cromática.

5.3 - Modelos matemáticos da dispersão nas linhas microstrip

Quanto ao modelo matemático da dispersão existem varias publicações a seu respeito. O próprio *Advanced Design System* permite ao seu utilizador escolher o modelo que melhor o satisfaça. No entanto, não é objectivo deste estudo saber qual desses modelos é o mais correcto. Este estudo simplesmente analisará quais são os parâmetros que variam as características da dispersão. Para tal serão estudados alguns dos modelos mais populares.

5.3.1 - Modelo proposto por Getsinger

[21]

Segundo este, a propagação numa linha microstrip não é puramente TEM, tanto a impedância característica como a constante dieléctrica efectiva variam com a frequência. Tendo isto em conta, Getsinger propôs o seguinte modelo para a dispersão da constante dieléctrica efectiva:

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(0)}{1 + G(f/f_p)^2} \quad (72)$$

onde $f_p = Z_0 / (2\mu_0 h)$ é uma aproximação da primeira frequência de corte do modo TE, enquanto que G é um factor que pode ser determinado empiricamente.

Mais tarde por Hammerstad e Jensen propõe uma expressão para determinar G:

$$G = \frac{\pi^2}{12} \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_{eff}(0)} \sqrt{\frac{2\pi Z_0}{\eta_0}} \quad (73)$$

Com esta informação, os autores propõe um novo modelo para a dispersão:

5.3.2 - Modelo proposto por Hammerstad e Jensen

[22]

Segundo os autores, o modelo duma simples linha microstrip é baseado na equação de impedância duma linha microstrip num meio homogéneo, Z_0 , e na equação da constante dieléctrica efectiva da microstrip, ε_r .

$$Z_0(U) = \frac{\eta_0}{2\pi} \cdot \ln \left\{ \frac{F(U)}{U} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{U}\right)^2} \right\} \quad (74)$$

$$F(U) = 6 + (2\pi - 6) \cdot e^{-\left(\frac{30.666}{U}\right)^{0.7528}} \quad (75)$$

Onde η_0 é a impedância de onda no vazio e u é a largura da linha normalizada em relação à altura do substrato (w/h).

$$\varepsilon_{eff}(u, \varepsilon_r) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-a(u)b(\varepsilon_r)} \quad (76)$$

$$a(u) = 1 + \frac{1}{49} \ln \frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0.0432} + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right] \quad (77)$$

$$b(\varepsilon_r) = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3}\right)^{0.053} \quad (78)$$

A partir do modelo de placas paralelas e através da teoria de dieléctricos chegaram à seguinte expressão de dispersão:

$$Z_0(f) = Z_0(0) \sqrt{\frac{\epsilon_{eff}(0)}{\epsilon_{eff}(f)} \cdot \frac{\epsilon_{eff}(f) - 1}{\epsilon_{eff}(0) - 1}} \quad (79)$$

5.3.3 - Modelo proposto por E. Yamashita, K. Atsuki e T. Hirahata

[23]

Este modelo foi proposto de forma a poder ser utilizado em cálculos analíticos e no projecto de MMIC. Segundo este, a fórmula aproximada da dispersão é a seguinte:

$$\frac{\beta}{\beta_0} = \frac{\sqrt{\epsilon^*} - \beta_{TEM}}{\beta_0} + \frac{\beta_{TEM}}{\beta_0} \quad (80)$$

Onde

$$F = \left(\frac{4 \cdot h \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon^* - 1}}{\lambda_0} \right) \left[0.5 + \left\{ 1 + 2 \log \left(1 + \frac{w}{h} \right) \right\}^2 \right] \quad (81)$$

β_{TEM} – constante de propagação derivada através da aproximação quasi-TEM

λ_0 – Comprimento de onda no vazio

h – altura do substrato

w – largura da linha condutora

ϵ^* – Constante dieléctrica do substrato

Os limites para os quais esta fórmula constitui uma boa aproximação são os seguintes:

$$2 \leq \epsilon_r \leq 16$$

$$0.06 \leq w/h \leq 16$$

$$0.1 \text{ GHz} \leq f \leq 100 \text{ GHz}$$

5.3.4 - Conclusão

Como se pode verificar em todos modelos, a dispersão de uma linha microstrip depende essencialmente da altura do substrato, constante dielétrica e da largura das linhas de transmissão. Este facto permitirá projectar este tipo de compensadores de uma forma mais compacta.

5.4 - Estudo do comportamento de linhas microstrip não rectilíneas para utilização na compensação eléctrica da dispersão cromática

Os modelos apresentados nos parágrafos anteriores para as características de uma linha microstrip aplicam-se a linhas rectilíneas. A resposta em frequência destas linhas pode ser completamente prevista tendo em consideração a altura do substrato, constante dielétrica e da largura das linhas de transmissão. A forma rectilínea não é contudo a mais indicada para este tipo de aplicações, uma vez que pode apresentar comprimentos elevados e consequentemente ocupar uma área significativa de substrato. Nesse sentido procurou-se encontrar formas que, ocupando uma área menor, apresentassem a quantidade de dispersão requerida. Com o objectivo de minimizar a área ocupada por uma linha de compensação de dispersão microstrip, foram consideradas várias formas e estudado o seu comportamento através de simulação.

O substrato considerado neste estudo, com a designação comercial de RT/Duroid 6010.2, apresenta as seguintes características: espessura de 635 μm e ϵ_r de 10.2. Em todas as simulações o termo de comparação será uma linha rectilínea com 100.3 mm de comprimento.

5.4.1 - Primeira forma

O primeiro compensador avaliado apresenta a forma da Figura 82. O modelo do circuito simulado no ADS encontra-se ilustrado na Figura 83. Esta implementação permite realizar a linha com o comprimento desejado numa área de $3.1 \times 1.93 \text{ cm}^2$.

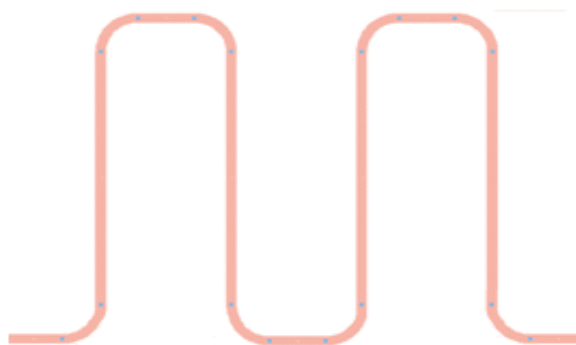


Figura 82: Primeira forma simulada para a compensação da dispersão cromática

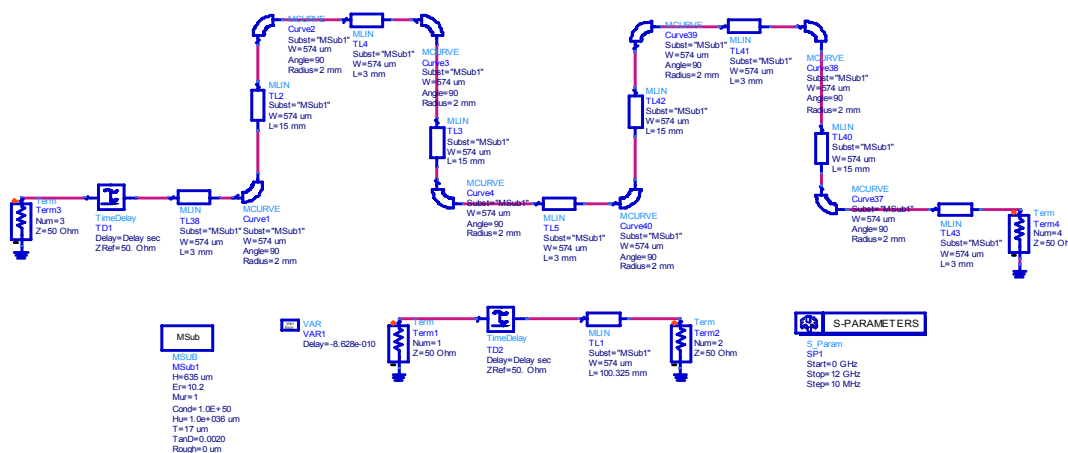


Figura 83: Modelo usado para simular a primeira forma em ADS

Resultados obtidos na simulação:

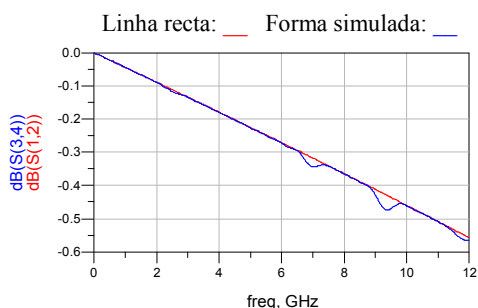


Figura 84: Comparação entre as respostas em amplitude da microstrip em linha recta e da a primeira forma simulada

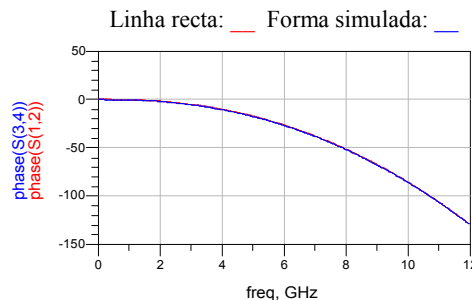


Figura 85: Comparação entre as respostas em fase da microstrip em linha recta e da a primeira forma simulada

Analisando a Figura 84 verifica-se que circuito da Figura 83 possui frequências de ressonância. Tal facto deve-se a presença de linhas de transmissão rectilíneas que para essas frequências se comportam como circuitos abertos. Por esta razão, o uso deste tipo de linhas deverá ser evitado mesmo que isso implique uma maior área ocupada pelo compensador.

5.4.2 - Segunda forma

De modo a poder eliminar o uso de linhas rectas, a próxima forma simulada será apenas composta por curvas como ilustra a Figura 86. Agora, sem linhas rectas, a área ocupada é de 6.3344×1.6295 cm, quase o dobro da anterior.



Figura 86: Segunda forma simulada para a compensação da dispersão cromática

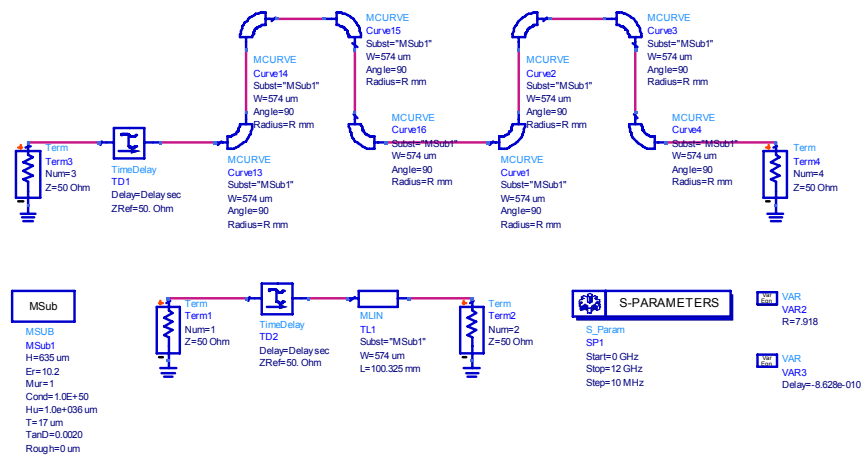


Figura 87: Modelo usado para simular a segunda forma em ADS

Resultados obtidos na simulação:

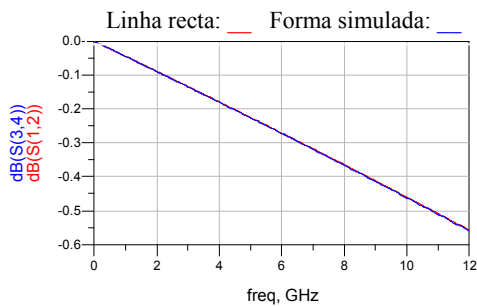


Figura 88: Comparação entre as respostas em amplitude da microstrip em linha recta e da a segunda forma simulada

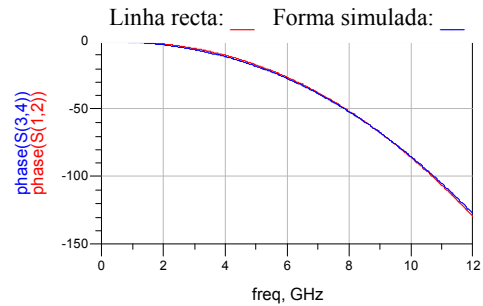


Figura 89: Comparação entre as respostas em fase da microstrip em linha recta e da a segunda forma simulada

Como podemos verificar pelos gráficos da simulação, as ressonâncias presentes na primeira forma foram anuladas contudo à custa de uma maior área ocupada.

5.4.3 - Terceira forma

A terceira forma estudada encontra-se ilustrada na Figura 90. Para esta forma, a área ocupada foi de $4.03 \times 2.41 \text{ cm}^2$ o que representa uma ligeira melhoria em relação à forma anterior. Contudo, se este padrão for repetido varias vezes, haverá uma otimização significativa da área ocupada sem prejuízo para o desempenho da resposta do compensador.

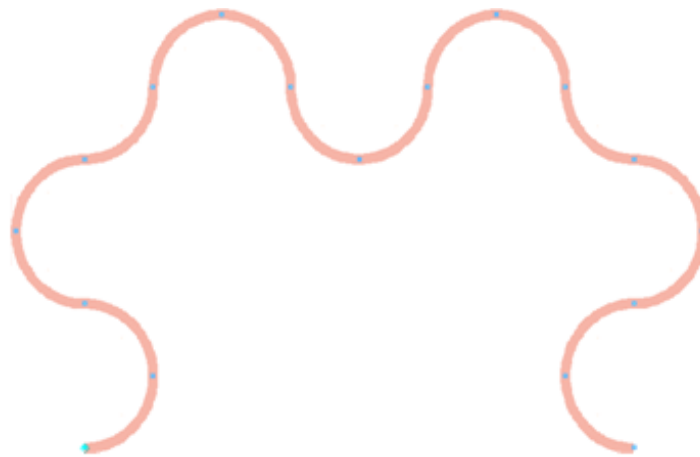


Figura 90: Layout da terceira forma simulada para a compensação da dispersão cromática

O modelo usado para simular o circuito da Figura 90 encontra-se ilustrado na Figura 91.

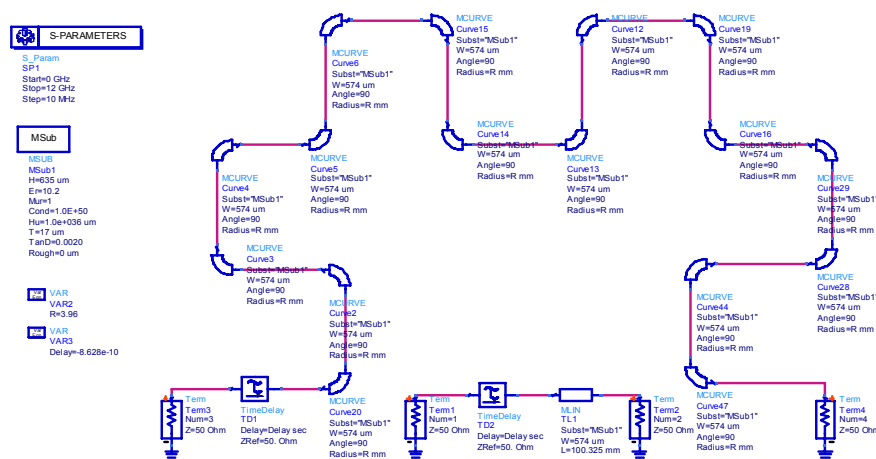


Figura 91: Modelo usado para simular a terceira forma em ADS

Resultados obtidos na simulação:

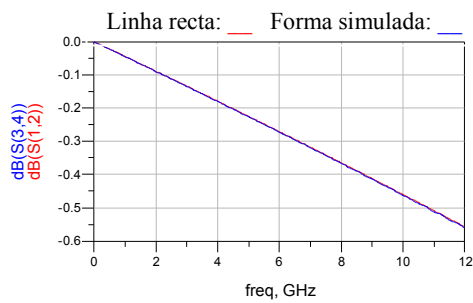


Figura 92: Comparação entre as respostas em amplitude da microstrip em linha recta e da a terceira forma simulada

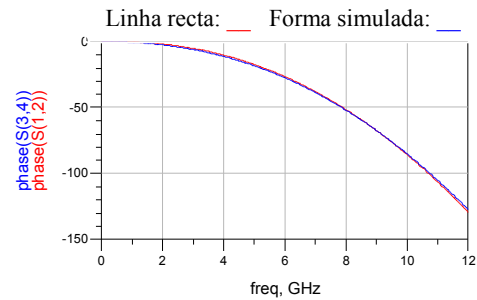


Figura 93: Comparação entre as respostas em fase da microstrip em linha recta e da a terceira forma simulada

Analisando os gráficos podemos constatar que, à semelhança da segunda forma, não existem ressonâncias.

5.5 - Compensador eléctrico de dispersão cromática para 160 km de fibra óptica G.652 a 10 Gbit/s

Segundo T. Silveira *et. al.* em [19], para um substrato com 1.270 mm de altura, ϵ_r de 10.2 e com uma metalização de 17 μ m de espessura, a linha microstrip deve ter 0.99 mm de comprimento por cada quilómetro de fibra óptica que se deseja compensar. Então, para 160 km de fibra óptica, a linha microstrip do compensador deverá ter aproximadamente 160 mm de comprimento.

Os resultados do estudo anterior foram ainda utilizados de modo a reduzir a tamanho deste compensador. A forma escolhida foi a segunda estudada uma vez que o comprimento desta linha microstrip não era demasiadamente elevada ao ponto de ser necessário usar a terceira forma estudada. O compensador construído encontra-se ilustrado na Figura 94.

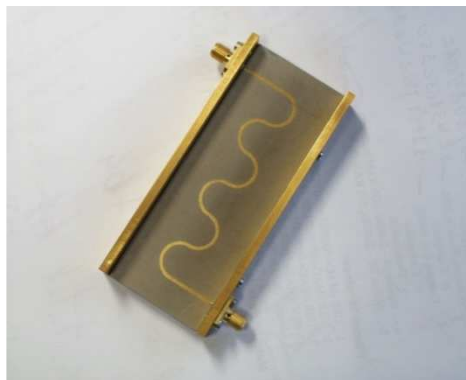


Figura 94: Fotografia do compensador de dispersão cromática para 160 km de fibra óptica a 10 Gbit/s

5.5.1 – Resultados experimentais

Os resultados experimentais foram os seguintes:

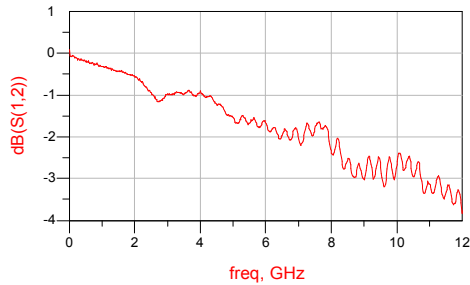


Figura 95: Perdas por inserção do compensador de dispersão cromática para 160 km de fibra óptica a 10 Gbit/s

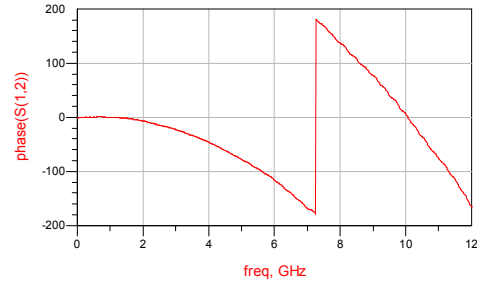


Figura 96: Resposta em fase do compensador de dispersão cromática para 160 km de fibra óptica a 10 Gbit/s

Na Figura 97 compara-se a resposta da fibra óptica para a banda superior com o inverso da resposta em fase do compensador eléctrico. As características dispersivas da fibra óptica simulada foram as seguintes: coeficiente de dispersão de 16 ps/nm/km e declive do coeficiente de dispersão de 0.08 ps/nm²/km.

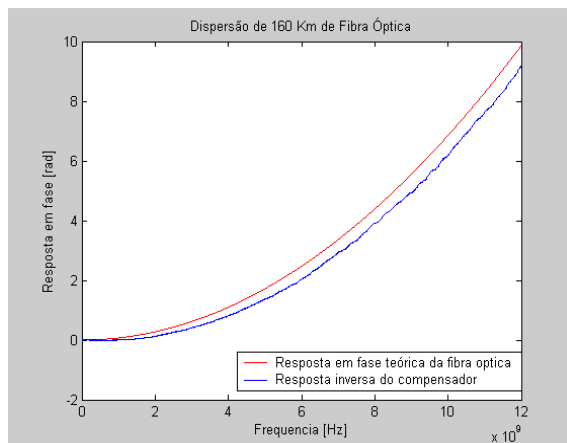


Figura 97: Desempenho do compensador para 160Km de fibra óptica

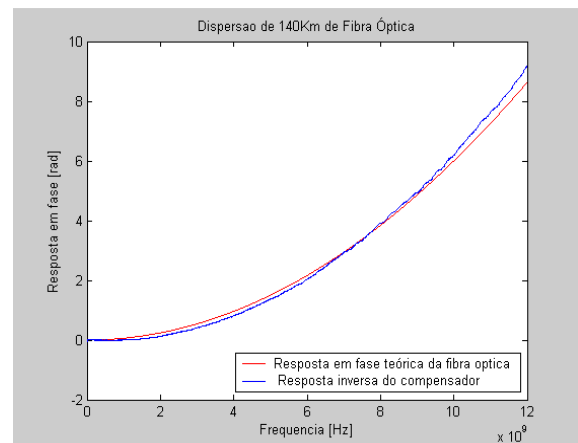


Figura 98: Desempenho do compensador para 140Km de fibra óptica

A eficiência deste método de compensação de dispersão cromática é bastante patente quando se observa a Figura 98. Note-se a quase sobreposição das curvas relativa à fibra óptica e ao compensador, considerando 140 km de fibra óptica. Podemos também concluir que o valor de 0.99 mm de linha microstrip por quilómetro de fibra parece estar subavaliado. Um valor mais adequado, obtido através da análise dos resultados experimentais, deverá ser igual a 1.14 mm de linha microstrip por quilómetro de fibra óptica.

5.6 - Compensador eléctrico de dispersão cromática para 6 e 10 km de fibra óptica G.652 a 40 Gbit/s

T. Silveira *et al.* estudou ainda em [24] a utilização desta técnica em sistemas a 40 Gbit/s. Estes autores concluíram que, considerando um substrato com um ϵ_r de 10.2 e com uma espessura de 635 μ m, para compensar electricamente a dispersão cromática de 1 km de fibra óptica será necessário usar uma linha microstrip com 2.5 mm de comprimento. Então para 6 e 10 km de fibra óptica, as linhas microstrip deverão ter 15 e 25 mm de comprimento, respectivamente. Estas linhas microstrip foram projectadas e implementadas como ilustra a Figura 99 e Figura 100.

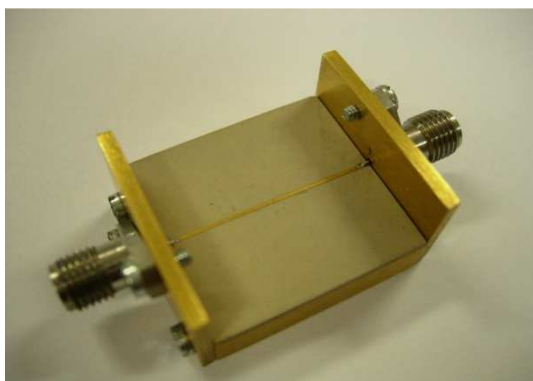


Figura 99 : Fotografia do compensador de dispersão cromática para 10 km de fibra óptica G.652 a 40 Gbit/s

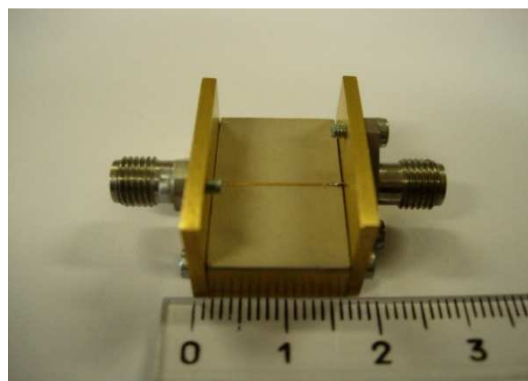


Figura 100: Fotografia do compensador de dispersão cromática para 6 km de fibra óptica G.652 a 40 Gbit/s

5.6.1 – Resultados experimentais

Os resultados experimentais foram os seguintes:

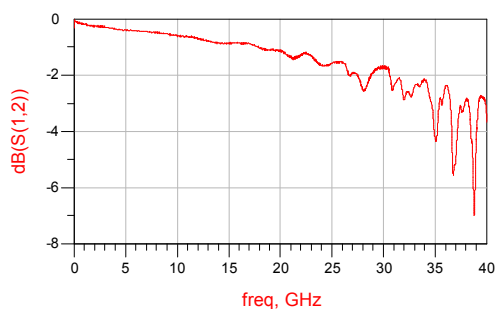


Figura 101: Perdas por inserção do compensador de dispersão cromática para 6 km de fibra óptica G.652 a 40 Gbit/s

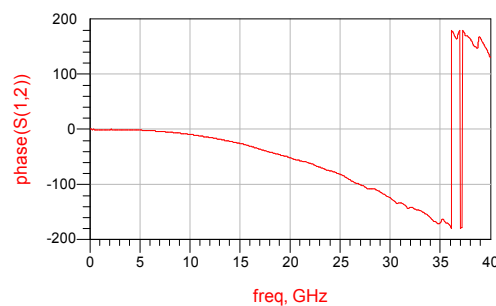


Figura 102: Resposta em fase do compensador de dispersão cromática para 6 km de fibra óptica G.652 a 40 Gbit/s

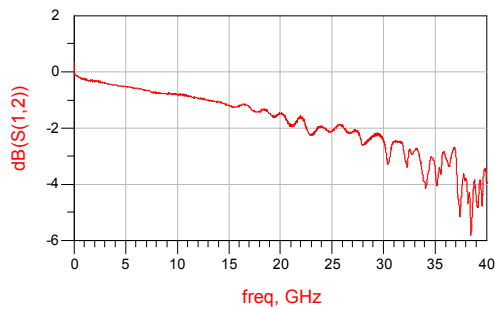


Figura 103: Perdas por inserção do compensador de dispersão cromática para 10 km de fibra óptica G.652 a 40 Gbit/s

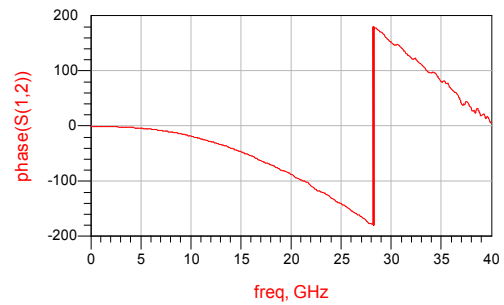


Figura 104: Resposta em fase do compensador de dispersão cromática para 10 km de fibra óptica G.652 a 40 Gbit/s

A semelhança do que aconteceu no projecto para 10 Gbit/s, o inverso da resposta em fase dos compensadores construídos foi comparada com a resposta dispersiva da fibra óptica. As características dispersivas da fibra óptica simulada foram as mesmas usadas na secção 5.5.2. O resultados desta comparação encontram-se ilustrados na Figura 105 para 6 km de fibra óptica e na Figura 106 para 10 km de fibra óptica.

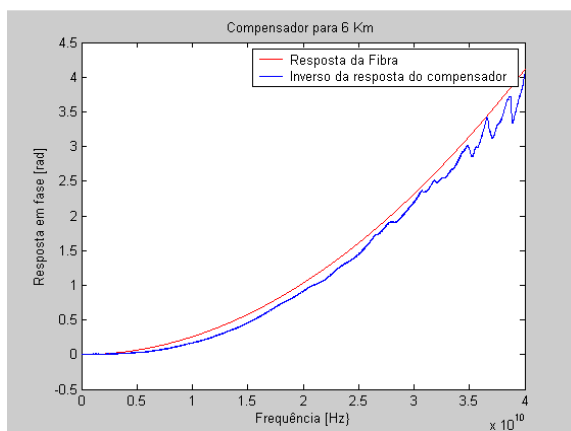


Figura 105: Comparação da resposta da fibra com o inverso da resposta do compensador

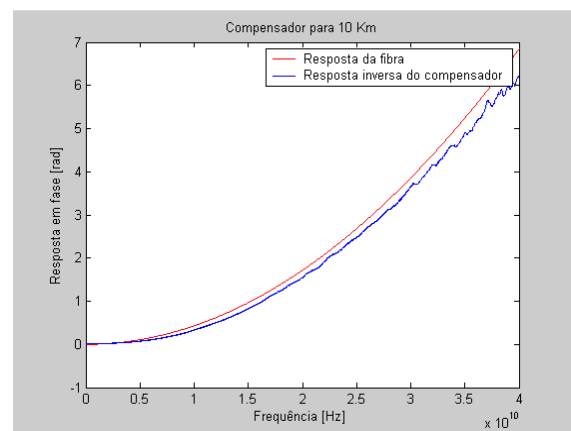


Figura 106: Comparação da resposta da fibra com o inverso da resposta do compensador

Também para este caso, a relação entre o número de quilómetros de fibra óptica a compensar e o comprimento das linhas parece estar um pouco desajustada. A relação medida, para este substrato, foi aproximadamente de 2.73 mm de linha microstrip por quilómetro de fibra óptica. Fazendo esta correcção e comparando com os resultados experimentais, verifica-se uma quase sobreposição de curvas.

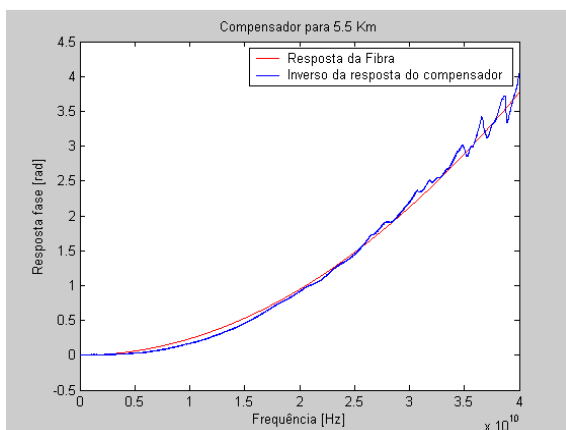


Figura 107: Comparação da resposta da fibra com o inverso da resposta do compensador depois de aplicar o factor de correcção na relação entre o número de quilómetros de fibra e o tamanho da microstrip

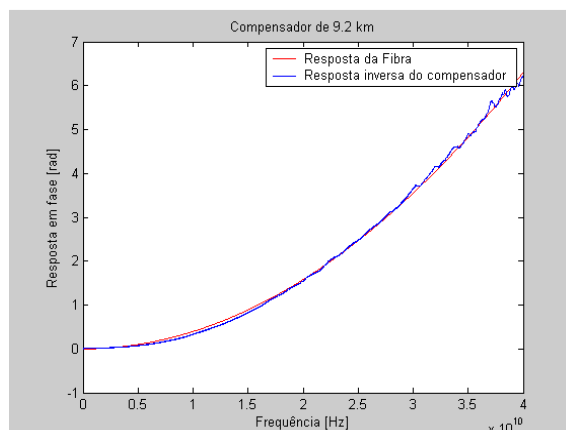


Figura 108: Comparação da resposta da fibra com o inverso da resposta do compensador depois de aplicar o factor de correcção na relação entre o número de quilómetros de fibra e o tamanho da microstrip

5.7 – Conclusões

Ao longo deste capítulo demonstrou-se as potencialidades da compensação eléctrica de dispersão cromática através de linhas microstrip. A eficiência destes compensadores é bastante visível quando se compara a resposta inversa dos compensadores desenvolvidos com a resposta da fibra óptica. Trata-se de um método bastante simples que requer apenas a conservação de fase do sinal detectado.

O uso de linhas microstrip possibilitam o baixo custo destes compensadores assim como adicionam flexibilidade ao seu projecto. Como foi demonstrado, os efeitos dispersivos destas linhas de transmissão devem-se apenas a parâmetros físicos das mesmas e não a sua forma o que possibilita o uso de formas compactas para as implementar. Ainda no projecto destas linhas de transmissão verificou-se experimentalmente que as relações entre o comprimento da linha e a quantidade de dispersão cromática que esta consegue compensar se encontra ligeiramente desajustada. Para um substrato com 1.270 mm de altura e com um ϵ_r de 10.2, a relação medida foi de 1.143 mm de linha microstrip para cada quilómetro de fibra óptica a compensar. O mesmo tendo acontecido para o substrato com 635 μ m e um ϵ_r de 10.2 onde a relação medida foi de 2.73 mm de linha microstrip para cada quilómetro de fibra óptica a compensar.

Capítulo 6 – Conclusões finais e perspectivas de trabalho futuro

Durante esta dissertação foram estudados diversos aspectos relativos à implementação e optimização de sistemas ópticos em banda lateral única a 10 e 40 Gbit/s. Esta técnica de modulação foi estudada teoricamente no capítulo 2 e implementada experimentalmente no capítulo 3 para um ritmo de transmissão de 10 Gbit/s. Neste último capítulo foi possível demonstrar que este formato de modulação pode ser implementado de uma forma simples e estável com excelentes resultados na transmissão sobre fibra óptica.

Foram também estudados circuitos capazes de implementar a transformada de Hilbert em sinais com larguras de banda de 40 GHz. Para tal foi desenvolvido um acoplador híbrido com 9 secções capaz de implementar esta transformada desde os 3 até aos 37 GHz. Este projecto revelou-se um sucesso tendo-se gerado sinais ópticos em banda lateral única com uma supressão de banda lateral de 15 dB a 40 Gbit/s.

A compensação eléctrica de dispersão cromática foi abordada no Capítulo 5 tendo-se desenvolvido compensadores eléctricos de dispersão cromática, baseado em linhas microstrip, para 160 km de fibra óptica G.652 a 10 Gbit/s e para 6 e 10 km de fibra óptica G.652 a 40 Gbit/s.

A título de trabalho futuro seria interessante explorar a integração destes sistemas em LTCC (*Low Temperature Co-fired Ceramics*). Assim, poderia-se construir módulos OSSB bastante compactos e robustos com um baixo custo associado. Ainda nesta tecnologia, seria interessante estudar o desenvolvimento de acopladores híbridos com uma variação contínua de acoplamento (também conhecidos como acopladores não uniformes) de modo poder a mitigar a influência das descontinuidades na resposta em frequência destes circuitos.

Referências

- [1] D. Fonseca; P. Monteiro; A. Cartaxo; J. M. Pedro; " *Impact of electrical equalization and modulation depth on single sideband performance with linear and non-linear transmission* ", Proc *IASTED International Conf. on Optical Communication Systems and Networks - OCSN* , Bannf , Canada , Vol. 1 , pp. 870 - 875 , July , 2004 .

- [2] Tiago Maia, Manuel Violas, Rui Ribeiro, Paulo Monteiro " *10Gbit/s Optical Single Sideband Transmitter* ", Proceedings Confetele2003, Aveiro, Portugal, Junho de 2003, pp. 241-244.

- [3] Mike Sieben, Jan Conradi and David E. Dodds, " *Optical Single Sideband Transmission at 10Gb/s using only Electrical dispersion* ", *J. of Lightwave Technology*, vol. 17, No 10, pp 1742-1749, October 1999.

- [4] P.M.Watts, R.I.Killey, V.Mikhailov, P.Bayvel, " *Demonstration of electrical dispersion compensation of single sideband optical transmission* ", London Communications Symposium (LCS 2003), pp 69-73, September 2003.

- [5] Silveira, T.G.; Teixeira, A.L.J.; Ferreira, A.P.S.; Monteiro, P.M.N.P.; " *All-Optical Vestigial Sideband Generation Using a Semiconductor Optical Amplifier* ", *Photonics Technology Letters, IEEE* Volume 18, Issue 21, Nov 1, 2006 Page(s):2212 - 2214

- [6] Shimotsu, S.; Oikawa, S.; Saitou, T.; Mitsugui, N.; Kubodera, K.; Kawanishi, T. and Izutsu, M., " *Single side-band modulation performance of a LiNbO₃ integrated modulator consisting of four-phase modulator waveguides* ", *IEEE Photonics Technology Letters*, pp 364-366, 2001.

- [7] “G.652 : Characteristics of a single-mode optical fibre and cable”, ITU-T, <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.652/en>
- [8] Chris D. Holdenried, James W. Haslett, “A Fully Integrated 10-Gb/s Tapped Delay Hilbert Transformer for Optical Single Sideband”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 15, No. 5, May 2005, Pages: 303-305
- [9] S.B. Cohn, “Shielded Coupled-Strip Transmission Line”, IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume: 3, Issue: 5, Oct 1955, Pages: 29 – 38
- [10] M. Kirschning and R. H. Jansen. “Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-32, No. 1, January 1984
- [11] J. Lange, “Interdigitated stripline quadrature hybrid”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-17, pp. 1150-1151, Dec. 1969
- [12] R.M. Osmani, “Synthesis of Lange Couplers”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-29, No.2, February 1981
- [13] S. B. Cohn, “Characteristic Impedances of Broadside-Coupled Strip Transmission Lines”, IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume: MTT-8, Issue: 6, Nov. 1960, Pages: 633 – 637.
- [14] J. Paul Shelton, Jr. “Impedances of Offset Parallel-Coupled Strip Transmission Lines”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-14, January, 1966, pp. 7-15.
- [15] A. Ferreira, T. Silveira, P. Monteiro, M. Violas, R. Ribeiro, J. Rocha, “Robustness analysis of a 40Gb/s Optical Single Side Band Transmitter with electrical dispersion compensation”, Conftel 2005, Portugal

- [16] E.G. Cristal, L. Young, "Theory and Tables of Optimum Symmetrical TEM-Mode Coupled-Transmission-Lines Directional Couplers" vol. MTT-13, no. 5, September 1965
- [17] Fonseca, D.F.; A. Cartaxo; P. Monteiro; R. Sousa; T. Silveira; A. Ferreira; M. Violas; " 40 Gbit/s OSSB-NRZ transmitter for high capacity systems ", Proc *European Conf. on Optical Communications - ECOC* , Glasgow , United Kingdom , Vol. 4 , pp. 787 - 788 , September, 2005.
- [18] Madureira, M.; D.F. Fonseca; A. Cartaxo; R. L. Aguiar; P. Monteiro; "Adjustable electrical dispersion compensation in a 40 Gb/s optical single sideband system", *IEEE Photonics Technology Letters* , Vol. 18 , No. 24 , pp. 2689 - 2691 , December , 2006.
- [19] T. Silveira, A. Ferreira, P. Monteiro, M. Violas, R. Ribeiro, J. Rocha, L. Teixeira, "Electrical dispersion compensation at 10Gb/s Optical Single Sideband Transmission Systems", Proceedings LEOS 2004, Puerto Rico, November 2004, pp. 759-760
- [20] M. A. M. Madureira, D. Fonseca, R. Sousa, M. Violas, R. L. Aguiar, A. V. T. Cartaxo, and P. M. P. Monteiro, "Post-Detection Adjustable Simultaneous Compensation of DGD and GVD in a 40 Gb/s OSSB System", Aceite para publicação na *IEEE Photonics Technology Letters*.
- [21] W. J. Getsinger, "Microstrip Dispersion Model", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-21, No. 1, January 1973, page 34.
- [22] E. Hammerstad, O. Jensen, "Accurate Models for Microstrip Computer-aided Design", *MTT Symposium Digest*, 1980.
- [23] E. Yamashita, K. Atsuki and T. Hirahata, "Microstrip Dispersion in a Wide Frequency Range", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-29, June 1981, pp. 610-611.

- [24] T. Silveira, A. Ferreira, “*Relatório da disciplina de projecto da Licenciatura em Engenharia Electrónica e Telecomunicações*”, Departamento de Electrónica e Telecomunicações, Universidade de Aveiro, 2004

Lista de símbolos

f_0	Frequência central
k	Nível de acoplamento
ϵ_r	Constante dieléctrica relativa do meio
$\epsilon_{r\text{eff}}$	Constante dieléctrica relativa efectiva
μ_0	Permeabilidade do vazio: ($1,26 \times 10^{-6}$ H/m)
η_0	Impedância de onda no vazio (376.73Ω)
C_m	Capacidade mutua entre duas linhas de transmissão
C_s	Capacidade de uma linha de transmissão
Z_0	Impedância característica
Z_{0e}	Impedância característica do modo par
Z_{0o}	Impedância característica do modo impar
c	Velocidade da luz (3×10^8 m/s)
β	Constante de propagação
β_0	Constante de propagação no vazio
λ_0	Comprimento de onda no vazio
λ_c	Comprimento de onda central

Glossário de acrónimos

Acrónimo	Português	Inglês
OSSB	Banda lateral única óptica	Optical single sideband
ODSB	Banda lateral dupla óptica	Optical double sideband
DC	Corrente continua	Direct current
EDFA	Amplificador de fibra dopando com érbio	Erbium doped fibre amplifier
PIN	Positivo – Intrínseco – Negativo	Positive – Intrinsic – Negative

OSA	Analisador de espectros óptico	Optical spectrum analyser
EDC	Compensação eléctrica de dispersão	Electric dispersion compensation
BER	Taxa de erro binária	Bit error rate
SSMF	Fibra mono modo padrão	Standard single mode fibre
FIR	Resposta impulsional finita	Finite impulse response
ADS	Sistema avançado de desenho	Advanced design system
MMIC	Circuito monolítico integrado de microondas	Microwave monolithic integrated circuit
TEM	Modo electromagnético transversal	Transverse electromagnetic mode
TE	Modo transversal eléctrico	Transverse electric mode
NRZ	Não retorno a zero	Non return to zero
LTCC	Cerâmicas Co-sinterizadas a baixa temperatura	Low Temperature Co-fired Ceramics
ITU	União internacional de telecomunicações	International telecommunication union

Índice de figuras

Figura 1: Topologias propostas por Sieben <i>et al.</i> em [3].....	7
Figura 2: Sistema óptico em banda lateral única proposto por Tiago Maia <i>et. al.</i> em [2]... 12	12
Figura 3: Topologia final implementada no transmissor.....	13
Figura 4: Vista externa do protótipo a 10 Gbit/s	14
Figura 5: Vista interna do protótipo a 10 Gbit/s	14
Figura 6: Diagrama de olho do sinal detectado	14
Figura 7: Espectro óptico medido à saída do transmissor	15
Figura 8: Montagem realizada em laboratório para os testes de transmissão com fibra óptica sem compensação de dispersão cromática	15
Figura 9: Diagrama de olho após 80 km de fibra óptica G.652 (SSMF).....	16
Figura 10: Diagrama de olho após 160 km de fibra óptica G.652 (SSMF).....	16
Figura 11: Montagem realizada em laboratório para os testes de transmissão com fibra óptica sem compensação de dispersão cromática	16
Figura 12: Diagrama de olho após 160 km de fibra óptica G.652 (SSMF) + EDC para 140 km de fibra optica G.652	17
Figura 13: Diagrama de olho após 240 km de fibra óptica G.652 (SSMF) + EDC para 140 km de fibra optica G.652	17

Figura 14: Taxas de erro do sistema óptico em banda lateral única a 10 Gbit/s	17
Figura 15: Frequências de corte do acoplador para uma determinada tolerância δ	20
Figura 16: Corte transversal de duas linhas striplines acopladas lateralmente.....	22
Figura 17: Duas linhas microstrip acopladas.....	23
Figura 18: Simulação de duas striplines acopladas.....	26
Figura 19: Simulação de duas microstrip acopladas.....	26
Figura 20: Adaptação de um acoplador baseado em duas linhas stripline lateralmente acopladas.....	27
Figura 21: Porto directo de um acoplador baseado em duas linhas stripline lateralmente acopladas.....	27
Figura 22: Acoplamento obtido entre duas linhas stripline lateralmente acopladas.....	27
Figura 23: Porto isolado de um acoplador baseado em duas linhas stripline lateralmente acopladas.....	27
Figura 24: Adaptação de um acoplador baseado em duas linhas microstrip acopladas	27
Figura 25: Porto directo de um acoplador baseado em duas linhas microstrip acopladas...	27
Figura 26: Acoplamento obtido entre duas linhas microstrip acopladas	28
Figura 27: Porto isolado de um acoplador baseado em duas linhas microstrip acopladas ..	28
Figura 28: Linhas interdigitadas (vista de cima)	29
Figura 29: Capacidades equivalentes presentes nas linhas interdigitadas	29
Figura 30: Capacidades totais das linhas interdigitadas	30
Figura 31: Acoplador Lange	30
Figura 32: Simulação de um acoplador Lange de 4 dedos	32
Figura 33: Adaptação de um acoplador Lange de 4 dedos	32
Figura 34: Porto directo de um acoplador Lange de 4 dedos	32
Figura 35: Acoplamento obtido no acoplador Lange de 4 dedos	33
Figura 36: Porto isolado de um acoplador Lange de 4 dedos.....	33
Figura 37: Simulação de acoplador Lange de 6 dedos	33
Figura 38: Adaptação de um acoplador Lange de 6 dedos	34
Figura 39: Porto directo de um acoplador Lange de 6 dedos	34
Figura 40: Acoplamento obtido no acoplador Lange de 6 dedos	34
Figura 41: Porto isolado de um acoplador Lange de 6 dedos.....	34
Figura 42: Simulação do acoplador Lange de 8 dedos	35

Figura 43: Adaptação de um acoplador Lange de 8 dedos	35
Figura 44: Porto directo de um acoplador Lange de 8 dedos	35
Figura 45: Acoplamento obtido no acoplador Lange de 8 dedos	35
Figura 46: Porto isolado de um acoplador Lange de 8 dedos	35
Figura 47: Simulação de um acoplador Lange de 4 dedos em tecnologia monolítica.....	36
Figura 48: Adaptação de um acoplador Lange de 4 dedos em tecnologia monolítica	36
Figura 49: Porto directo de um acoplador Lange de 4 dedos em tecnologia monolítica.....	36
Figura 50: Acoplamento obtido no acoplador Lange de 4 dedos em tecnologia monolítica	37
Figura 51: Porto isolado de um acoplador Lange de 4 dedos em tecnologia monolítica	37
Figura 52: Striplines sobrepostas acopladas	37
Figura 53: Simulação do acoplador de linhas sobrepostas acopladas.....	40
Figura 54: Adaptação de um acoplador de linhas sobrepostas acopladas	40
Figura 55: Porto directo de um acoplador de linhas sobrepostas acopladas.....	40
Figura 56: Acoplamento obtido entre duas linhas sobrepostas acopladas.....	40
Figura 57: Porto isolado de um acoplador de linhas sobrepostas acopladas	40
Figura 58: Acoplador de linhas sobrepostas acopladas com área de sobreposição variável.	41
Figura 59: Simulação do acoplador de linhas sobrepostas acopladas com área de sobreposição variável.....	43
Figura 60: Adaptação de um acoplador de linhas sobrepostas acopladas com área de sobreposição variável.....	43
Figura 61: Porto directo de um acoplador de linhas sobrepostas acopladas com área de sobreposição variável.....	43
Figura 62: Acoplamento obtido entre duas linhas sobrepostas acopladas com área de sobreposição variável.....	43
Figura 63: Porto isolado de um acoplador de linhas sobrepostas acopladas com área de sobreposição variável.....	43
Figura 64: Interligação tandem	45
Figura 65: Simulação do acoplador de 8.343 dB.....	49
Figura 66: Adaptação do acoplador de 8.34 dB.....	49
Figura 67: Porto directo do acoplador de 8.34 dB.....	49

Figura 68: Porto acoplado do acoplador de 8.34 dB.....	50
Figura 69: Porto isolado do acoplador de 8.34 dB	50
Figura 70: Acoplador final.....	50
Figura 71: Adaptação do acoplador final.....	50
Figura 72: Porto directo do acoplador final	50
Figura 73: Porto acoplado do acoplador final.....	51
Figura 74: Porto isolado do acoplador final.....	51
Figura 75: Layout do acoplador.....	51
Figura 76: Fotografia do acoplador híbrido	52
Figura 77: Adaptação do porto de entrada do acoplador híbrido para sistemas OSSB-NRZ	52
Figura 78: Porto directo do acoplador híbrido para sistemas OSSB-NRZ	52
Figura 79: Acoplamento registado no acoplador híbrido para sistemas OSSB-NRZ.....	53
Figura 80: Isolamento do acoplador híbrido para sistemas OSSB-NRZ.....	53
Figura 81: Deslocamento de fase do porto acoplado do acoplador híbrido para sistemas OSSB-NRZ	53
Figura 82: Primeira forma simulada para a compensação da dispersão cromática	60
Figura 83: Modelo usado para simular a primeira forma em ADS	60
Figura 84: Comparação entre as respostas em amplitude da microstrip em linha recta e da a primeira forma simulada	60
Figura 85: Comparação entre as respostas em fase da microstrip em linha recta e da a primeira forma simulada	60
Figura 86: Segunda forma simulada para a compensação da dispersão cromática	61
Figura 87: Modelo usado para simular a segunda forma em ADS	61
Figura 88: Comparação entre as respostas em amplitude da microstrip em linha recta e da a segunda forma simulada	61
Figura 89: Comparação entre as respostas em fase da microstrip em linha recta e da a segunda forma simulada	61
Figura 90: Layout da terceira forma simulada para a compensação da dispersão cromática	62
Figura 91: Modelo usado para simular a terceira forma em ADS	62

Figura 92: Comparação entre as respostas em amplitude da microstrip em linha recta e da a terceira forma simulada	63
Figura 93: Comparação entre as respostas em fase da microstrip em linha recta e da a terceira forma simulada	63
Figura 94: Fotografia do compensador de dispersão cromática para 160 km de fibra óptica a 10 Gbit/s.....	63
Figura 95: Perdas por inserção do compensador de dispersão cromática para 160 km de fibra óptica a 10 Gbit/s.....	64
Figura 96: Resposta em fase do compensador de dispersão cromática para 160 km de fibra óptica a 10 Gbit/s	64
Figura 97: Desempenho do compensador para 160Km de fibra óptica.....	64
Figura 98: Desempenho do compensador para 140Km de fibra óptica.....	64
Figura 99 : Fotografia do compensador de dispersão cromática para 10 km de fibra óptica G.652 a 40 Gbit/s	65
Figura 100: Fotografia do compensador de dispersão cromática para 6 km de fibra óptica G.652 a 40 Gbit/s	65
Figura 101: Perdas por inserção do compensador de dispersão cromática para 6 km de fibra óptica G.652 a 40 Gbit/s	65
Figura 102: Resposta em fase do compensador de dispersão cromática para 6 km de fibra óptica G.652 a 40 Gbit/s	65
Figura 103: Perdas por inserção do compensador de dispersão cromática para 10 km de fibra óptica G.652 a 40 Gbit/s.....	66
Figura 104: Resposta em fase do compensador de dispersão cromática para 10 km de fibra óptica G.652 a 40 Gbit/s	66
Figura 105: Comparação da resposta da fibra com o inverso da resposta do compensador	66
Figura 106: Comparação da resposta da fibra com o inverso da resposta do compensador	66
Figura 107: Comparação da resposta da fibra com o inverso da resposta do compensador depois de aplicar o factor de correcção na relação entre o número de quilómetros de fibra e o tamanho da microstrip	67
Figura 108: Comparação da resposta da fibra com o inverso da resposta do compensador depois de aplicar o factor de correcção na relação entre o número de quilómetros de fibra e o tamanho da microstrip	67

