

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



FEUP

Estruturas EBG em Circuitos *Microstrip*

Nuno André Rocha Baptista de Lima

Tese submetida no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major de Telecomunicações

Orientador: Henrique Salgado (Professor)

Junho de 2008

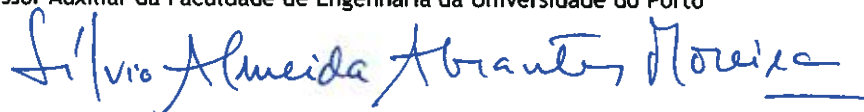
A Dissertação intitulada

“Estruturas EBG em Circuitos Microstrip ”

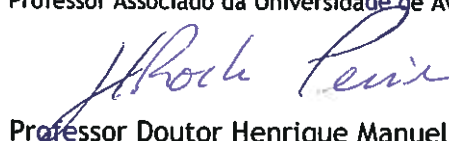
foi aprovada em provas realizadas 23/Julho/2008

o júri

Presidente Professor Doutor Sílvio Almeida Abrantes Moreira
Professor Auxiliar da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor José Fernando da Rocha Pereira
Professor Associado da Universidade de Aveiro



Professor Doutor Henrique Manuel de Castro Faria Salgado
Professor Associado da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projecto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extractos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são correctamente citados.

Autor - Nuno André Rocha Baptista de Lima



Resumo

A utilização de estruturas EBG (*Electromagnetic Bandgap*) em circuitos *microstrip* tem tido um interesse acrescido nos últimos tempos. Apesar de ser uma tecnologia com alguns anos, só recentemente foi alvo de grande interesse na sua aplicação dados os novos métodos de projecto, simulação e fabrico. Esta técnica permite obter circuitos de menores dimensões e com melhores características face aos circuitos tradicionais.

Este trabalho pretende estudar as estruturas EBG e descrever a implementação de algumas estruturas recorrendo a métodos novos e a outros já bem conhecidos. A utilização de técnicas de optimização da resposta para melhorar o desempenho da estrutura são descritas e analisadas comparando os resultados dos testes com os de simulação. Vários métodos de simulação e projecto são analisados e avaliados.

A utilização de estruturas sobrepostas no mesmo plano de massa é um estudo pioneiro não sendo conhecidos resultados anteriores da sua eficácia.

A análise da aplicação de estruturas EBG para compensação da dispersão cromática da fibra óptica, no domínio eléctrico, é igualmente abordada neste trabalho sendo este um tópico de elevado interesse actual.

Abstract

The usage of EBG (Electromagnetic Bandgap) in microstrip circuits has gained new interest in recent years due to the availability of new design, simulation and fabrication methods. With this technique smaller circuits and with better performance characteristics can be obtained which otherwise would not be possible.

This work studies EBG structures and describes the design and implementation of some of these structures recurring to new methods and also already known ones. The usage of optimization techniques to achieve a better response is described and the results are compared with the simulation. Methods for the design and simulation of EBG structures are also discussed and validated.

The usage of overlapped structures in the same ground plane is a new technique presented in this work, which has not been used previously.

The application analysis of EBG structures to compensate the chromatic dispersion in optical transmission systems, in the electrical domain, is also addressed. This topic of research is of high interest at this moment since dispersion is a limiting performance factor in long-haul high bit-rate optical systems.

Agradecimentos

Ao Professor Henrique Salgado pela paciência e prontidão na colaboração em todo o trabalho.

Ao Professor Rocha Pereira e ao Henrique Miranda pela colaboração no arranque dos trabalhos e na obtenção de resultados.

Ao Marinho Duarte e ao Carlos Graf pelo apoio no fabrico e teste das estruturas.

Ao Mário Pereira pela colaboração na obtenção de resultados de simulação.

Ao INESC Porto pela cedência de equipamento e de espaço para o desenvolvimento do trabalho.

O Autor

*“If you make listening and observation your occupation
you will gain much more than you can by talk”*

Lord Robert Baden-Powell

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Objectivos e Motivação	1
1.2	Organização do documento	2
1.3	Contribuições	3
2	Estruturas Electromagnéticas de Banda Proibida (EBG)	5
2.1	Introdução	5
2.2	Desenvolver uma estrutura EBG	6
2.2.1	Estruturas EBG com perfuração do substrato	7
2.2.2	Estruturas EBG com alteração do plano de massa	9
2.2.3	Linhas moduladas	9
2.3	Resposta de uma estrutura EBG	11
2.3.1	<i>Chirping</i>	12
2.3.2	<i>Tapering</i>	12
2.3.3	Estruturas passa-baixo	13
2.4	Modelos teóricos de estruturas EBG	15
2.4.1	Redes neuronais	17
2.5	Aplicações	17
2.5.1	Filtros de microondas	18
2.5.2	Antenas	19
2.5.3	Circuitos de reduzidas dimensões	21
2.6	Sumário	21
3	Projecto e simulação de uma estrutura EBG passa-baixo	25
3.1	Introdução	25
3.2	Estrutura passa-baixo protótipo	25
3.2.1	<i>Tapering</i>	27
3.2.2	<i>Chirping</i>	27
3.2.3	<i>Tapering e chirping</i>	28
3.3	Estrutura rejeita banda	29
3.3.1	<i>Tapering</i>	29
3.4	Estrutura composta	30
3.5	Redimensionamento da estrutura para um substrato tipo CuClad	30
3.6	Sumário	31
4	Teste e caracterização do filtro EBG passa-baixo	35
4.1	Introdução	35
4.2	Procedimentos de teste	35

4.3	Resultados dos testes	36
4.4	Discussão dos resultados	36
4.4.1	Resultados para a estrutura com substrato CuClad	37
4.5	Perdas por radiação	39
4.6	Síntese das características	42
4.7	Sumário	42
5	Análise de estruturas EBG pela teoria dos modos acoplados	45
5.1	Introdução	45
5.2	Equações dos modos acoplados	46
5.2.1	Guias de onda uniformes	46
5.2.1.1	Guias de onda fechados	46
5.2.1.2	Guias de onda abertos	47
5.2.2	Fenómeno de modo acoplado e equações de acoplamento	47
5.2.3	O caso da linha <i>microstrip</i>	48
5.3	Resultados experimentais	50
5.4	Sumário	50
6	Estruturas EBG para compensação da dispersão óptica	53
6.1	Introdução	53
6.2	Dispersão cromática na fibra óptica	53
6.3	Compensação da dispersão com linha <i>microstrip</i>	54
6.4	Compensação com recurso a estruturas EBG	56
6.4.1	Estrutura EBG tradicional	56
6.4.1.1	Resultados de simulação	57
6.4.2	Linha <i>microstrip</i> com variação sinusoidal	58
6.4.2.1	Resultados de simulação	62
6.5	Teste e caracterização das estruturas	62
6.5.1	Estrutura EBG tradicional	63
6.5.2	Linhas com variação sinusoidal	64
6.6	Síntese das características	65
6.7	Sumário	68
7	Considerações finais	71
7.1	Execução dos objectivos	72
7.2	Trabalho futuro	72

Lista de Figuras

2.1	Estrutura EBG com sintonia óptica [5].	8
2.2	Antena com uma estrutura EBG metalo-dieléctrica[8].	8
2.3	Esquema de uma estrutura EBG com perturbações no plano de massa.	9
2.4	Estrutura EBG 1-D com variação sinusoidal da linha <i>microstrip</i> [11].	10
2.5	Estruturas EBG 1-D na linha <i>microstrip</i> [12].	10
2.6	Esquema de um filtro passa-banda. a) convencional; b) CPW [14].	11
2.7	Estrutura EBG com uma variação contínua e gradual [16].	12
2.8	Estrutura EBG com <i>chirping</i> [10].	13
2.9	Parâmetro S_{21} medido: para a linha <i>microstrip</i> sem <i>chirp</i> (traço interrompido); linha com <i>chirp</i> com $\delta = 4.18 \times 10^{-2}$ (linha simples); linha com <i>chirp</i> e <i>taper</i> com $\delta = 4.18 \times 10^{-2}$ (linha dupla)[10].	13
2.10	Plano de massa de duas estruturas EBG (1-D e 2-D) com utilização de <i>tapering</i> [15].	14
2.11	Estrutura EBG passa-baixo. (a) vista superior; (b) vista inferior[17].	14
2.12	Resposta da estrutura EBG passa-baixo da Figura 2.11 (módulo dos parâmetros S_{21} e S_{11})[17].	14
2.13	Célula de uma estrutura EBG [21].	16
2.14	Esquema equivalente da estrutura da Figura 2.13 [21].	16
2.15	Amplificador de potência com uma estrutura EBG de forma a obter uma melhor eficiência[26].	18
2.16	Antena <i>patch</i> em <i>microstrip</i> com uma estrutura EBG no plano de massa [29].	20
2.17	Perdas de retorno medidas para a antena <i>patch</i> com uma estrutura EBG [29].	20
2.18	Estrutura EBG utilizada em conjunto com uma antena <i>patch</i> [27].	21
2.19	Diagrama de radiação de uma antena <i>patch</i> (traço interrompido) com a utilização de uma estrutura EBG (traço contínuo) [27].	22
2.20	Esquema de uma estrutura de atraso de propagação da onda [31].	22
2.21	Atraso numa estrutura EBG e numa linha convencional [5].	23
3.1	Plano de massa do filtro inicial de ordem 9	26
3.2	Parâmetros S do filtro original (módulo em dB) simulado no HFSS: traço contínuo: S_{21} ;traço interrompido: S_{11}	26
3.3	Plano de massa do filtro com <i>taper</i>	27
3.4	Parâmetros S do filtro com <i>taper</i> (módulo em dB) simulado no HFSS: traço contínuo: S_{21} ;traço interrompido: S_{11}	28
3.5	Plano de massa do filtro com <i>chirp</i>	28
3.6	Parâmetros S do filtro com <i>chirp</i> (módulo em dB) simulado no HFSS: traço contínuo: S_{11} ; traço interrompido: S_{21}	29

3.7	Parâmetros S do filtro rejeita-banda (módulo em dB) simulado no HFSS: traço contínuo S_{21} ; traço interrompido: S_{11}	30
3.8	Parâmetros S para o filtro rejeita-banda com <i>tapper</i> com janela da <i>Hamming</i> (módulo em dB) simulado no HFSS: traço contínuo S_{21} ; traço interrompido: S_{11}	31
3.9	Plano de massa do filtro composto	31
3.10	Parâmetros S do filtro composto (módulo em dB) simulado no HFSS: traço contínuo S_{11} ; traço interrompido: S_{21}	32
3.11	Fotografia do filtro implementado - linha <i>microstrip</i>	32
3.12	Fotografia do filtro implementado - plano de massa	32
3.13	Plano de massa do filtro implementado em CuClad	33
4.1	Ligação do filtro ao VNA para obter os parâmetros S.	36
4.2	Módulo dos parâmetros S do filtro em dB	37
4.3	Fase dos parâmetros S do filtro em radianos	37
4.4	Comparação dos valores simulados com os medidos	38
4.5	Resultado da simulação e do teste dos parâmetros S do filtro implementado em CuClad.	39
4.6	Taxa de perda de potência (por radiação).	40
4.7	Módulo da resposta do filtro com a utilização de absorventes encostados ao filtro	41
4.8	Módulo da resposta do filtro com a utilização de absorventes afastados do filtro	41
5.1	Módulo do parâmetro S_{21} obtido pelos dois métodos de simulação. O método dos modos acoplados é representado a traço interrompido e o resultado do HFSS a traço contínuo.	51
5.2	Módulo do parâmetro S_{11} obtido pelos dois métodos de simulação. O método dos modos acoplados é representado a traço interrompido e o resultado do HFSS a traço contínuo.	52
6.1	Diagrama de blocos de um sistema de detecção coerente com compensador eléctrico.	55
6.2	Característica do atraso de grupo de linhas <i>microstrip</i> com diferentes comprimentos.	55
6.3	Esquema da linha de atraso com uma estrutura EBG	57
6.4	Parâmetros S_{21} (traço contínuo) e S_{11} (traço interrompido) da estrutura de atraso.	58
6.5	Fase da resposta (S_{21}).	59
6.6	Característica do atraso de grupo da estrutura. A traço fino está representada o atraso de uma linha tradicional (ps).	59
6.7	Diagrama de olho à saída do sistema óptico coerente com a utilização da estrutura EBG.	60
6.8	Diagrama de olho à saída do sistema óptico coerente sem a utilização da estrutura EBG.	61
6.9	Linha <i>microstrip</i> com dois períodos sinusoidais.	61
6.10	Linha <i>microstrip</i> com seis períodos sinusoidais.	61
6.11	Estruturas sinusoidais implementadas.	62

6.12	Atraso de grupo característico da linha com variação sinusoidal de dois períodos.	63
6.13	Parâmetros S da estrutura EBG para compensação da dispersão. A traço contínuo está representado o S_{21} e a traço interrompido o S_{11}	64
6.14	Atraso de grupo do parâmetro S_{21} da estrutura EBG para compensação da dispersão.	65
6.15	Parâmetros S da estrutura com dois períodos. A traço contínuo está representado o S_{21} e a traço interrompido o S_{11}	66
6.16	Atraso de grupo do parâmetro S_{21} da linha com variação sinusoidal de dois períodos.	67
6.17	Parâmetros S da estrutura com seis períodos. A traço contínuo está representado o S_{21} e a traço interrompido o S_{11}	67
6.18	Atraso de grupo do parâmetro S_{21} da linha com variação sinusoidal de seis períodos.	68

Lista de Tabelas

4.1	Resumo das características do filtro passa-baixo composto no substrato Rogers	42
4.2	Resumo das características do filtro passa-baixo composto no substrato Cu-Clad	42
6.1	Resumo das características da estrutura EBG tradicional para compensação da dispersão	66
6.2	Resumo das características da linha sinusoidal com dois períodos	66
6.3	Resumo das características da linha sinusoidal com seis períodos	68

Capítulo 1

Introdução

1.1 Objectivos e Motivação

O presente documento pretende relatar o estudo elaborado no âmbito da Dissertação do Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores. O objectivo deste estudo reside na caracterização de estruturas periódicas nas bandas de microondas que apresentam características de selecção de banda para aplicações de radiofrequência implementadas com recurso a técnicas de microstrip. Estas estruturas, conhecidas habitualmente por estruturas electromagnéticas de rejeição de banda (EBG - *Electromagnetic Bandgap*, em inglês), são, essencialmente, o equivalente para rádio-frequência do conceito de *Photonic Bandgap* (PBG) desenvolvido inicialmente para o domínio óptico (por exemplo: re-flectores de Bragg). Numa forma simples o seu objectivo consiste em proibir a propagação das ondas electromagnéticas para uma certa gama de frequências. Esta técnica, já com alguns anos de estudo, está a ser alvo de um interesse renovado devido ao aparecimento de novas técnicas para implementar estas estruturas e a novas aplicações em que poderão ser úteis. A redução global do tamanho físico dos circuitos, a redução de espúrias em filtros e de harmónicos em antenas, o projecto de filtros de banda larga, amplificadores de potência de elevada eficiência e melhoramento do diagrama de radiação de antenas são algumas das aplicações em estudo. Com este cenário foram estudados os conceitos básicos desta técnica e possibilidades de implementação em tecnologia *microstrip*.

Neste trabalho é dado destaque especial às estruturas passíveis de serem usadas como filtros (passa-baixo e rejeita banda) e é também abordada a utilização em circuitos de compensação da dispersão óptica nas fibras (através de compensadores no domínio eléctrico). Para além do estudo teórico e de simulação, são também implementadas e caracterizadas algumas estruturas.

Técnicas de optimização das estruturas são abordadas e implementadas. Alguns efeitos secundários, como é o caso da radiação, são observados e estudados.

1.2 Organização do documento

O Capítulo 2 apresenta o estado da arte das estruturas EBG e sua aplicabilidade. A Secção 2.2 mostra os passos iniciais para o projecto de uma estrutura EBG e são apresentadas as equações básicas necessárias para o projecto de uma estrutura deste tipo. A resposta típica destas estruturas é analisada na Secção 2.3 com destaque para os efeitos da aplicação de *chirping* e *tapering* e para o caso particular das estruturas que apresentam um resposta passa-baixo. O recurso a modelos teóricos para descrever as estruturas EBG é analisado na Secção 2.4 onde se inclui uma breve abordagem às redes neuronais. As aplicações típicas das estruturas EBG são apresentadas na Secção 2.5.

No Capítulo 3 são apresentados os passos de projecto e da simulação de uma estrutura EBG composta por duas estruturas sobrepostas. O processo inicia-se pela estrutura passa-baixo prototipo (na Secção 3.2) a que se segue a aplicação das técnicas de optimização descritas no capítulo anterior. O desenho da segunda estrutura (rejeita-banda) é apresentado na Secção 3.3 e a sobreposição destas duas na Secção 3.4.

O resultado dos testes e a caracterização das estruturas é mostrado no Capítulo 4. Os procedimentos utilizados no teste das estruturas são apresentados na Secção 4.2 e os resultados obtidos na Secção 4.3. A análise das perdas por radiação observadas é efectuada na Secção 4.5.

O método alternativo de simulação baseado na teoria dos modos acoplados é alvo de uma breve descrição no Capítulo 5. Na Secção 5.2 são apresentadas algumas equações utilizadas neste método. Os resultados experimentais desta técnica são descritos na Secção 5.3.

A utilização de estruturas EBG para compensação da dispersão óptica na fibra é estudada no Capítulo 6. A descrição do fenómeno de dispersão cromática é apresentado na Secção 6.2 e a sua compensação por linhas *microstrip* na Secção 6.3. A utilização de estruturas EBG para compensação da dispersão é discutida na Secção 6.4 e os resultado obtidos apresentados na Secção 6.5.

O Capítulo 7 apresenta as considerações finais e a execução dos objectivos.

1.3 Contribuições

- A tecnologia EBG habitualmente é usada no desenho de filtros rejeita banda. Neste trabalho foi desenhado um filtro-passa-baixo com um "cut-off rate" de 380 dB/oitava.
- Uso de estruturas EBG compostas para o desenho de filtros. Usando esta técnica foram desenhados os seguintes filtros:
 - Filtro passa-baixo com frequência de corte de 4.85 GHz implementado com substrato Rogers RO4003;
 - Filtro passa-baixo com frequência de corte de 5.07 GHz implementado com substrato CuClad;
- Uso de estruturas EBG para compensação da dispersão cromática da fibra óptica com frequência de corte de 9.6 GHz;
- Estruturas para compensação da dispersão com variação sinusoidal da linha *microstrip* com dois e seis períodos e uma frequência de corte de 1.97 GHz e 2.07 GHz, respectivamente.

Este trabalho permitiu a publicação de um artigo e sua apresentação pública na conferência ICEAA'07 em Turim, Itália:

- N. Lima, H. Miranda, J. Pereira e H. Salgado, "Low-pass Filter Design using Two Overlapped Periodic EBG Structures with Low Spurious Responses", *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, 2007*.

Capítulo 2

Estruturas Electromagnéticas de Banda Proibida (EBG)

2.1 Introdução

O principal conceito em análise reside em estruturas electromagnéticas que apresentam uma resposta selectiva em termos de frequência, por inibição da propagação das ondas electromagnéticas em certas bandas de frequência e direcção de propagação. O conceito é equivalente à presença de electrões nos semicondutores e à sua banda energética de rejeição associada, daí a presença deste termo nas nomenclaturas EBG e PBG. Estas estruturas são obtidas pela inclusão de uma perturbação periódica na constante efectiva do dieléctrico do meio de transmissão. A geometria determina as bandas de frequência de rejeição do sinal bem como a direcção espacial em que a propagação é limitada.

Estudos iniciais neste assunto foram elaborados para o domínio óptico do espectro electromagnético nos finais dos anos 1980. Na década seguinte o efeito das discontinuidades no meio de propagação foi exaustivamente estudado e analisado. Estes estudos levaram a um desenvolvimento considerável do conceito de *Photonic Bandgap* e da teoria associada. Modelos matemáticos para análise e síntese destas estruturas foram, igualmente, desenvolvidos. Um exemplo prático são os *Fibre Bragg Gratings*. Estas estrutura PBG bem conhecida em aplicações ópticas é facilmente caracterizada pela teoria dos modos acoplados e seus derivados. O rápido crescimento do conceito de PBG e das suas capacidades para novas aplicações levou a uma transição do seu estudo para outras áreas do espectro electromagnético, onde certas propriedades de redimensionamento são expectáveis. A área de interesse deste estudo é a gama de frequências localizada na região das microondas e das ondas milimétricas com especial destaque para a implementação com recurso a técnicas de *microstrip* [1].

A nomenclatura utilizada para referência e este tipo de estruturas não é consensual na

comunidade científica, daí ser possível encontrar referências a este tipo de estruturas com nomes alternativos. O termo *Photonic Bandgap* refere-se à analogia dos semicondutores e ao estudo inicial deste fenómeno nas ondas electromagnéticas. Por razões equivalentes, o termo “cristais fotónicos” pode também ser encontrado. O problema reside quando são utilizados estes termos para designar estruturas que funcionam fora do domínio óptico. Este facto é observado nos trabalhos iniciais em que se convertiam as estruturas estudadas previamente para o domínio óptico para a região do espectro das microondas por um factor de escala, em vez de ser iniciado um estudo independente para as ondas electromagnéticas na sua generalidade. Nas publicações mais recentes o termo EBG (*Electromagnetic Bandgap*) e “cristais electromagnéticos” obtiveram uma maior aceitação uma vez que são menos específicos quanto à gama utilizada do espectro de frequência. Esta é a razão da utilização do termo EBG neste documento.

Neste estudo será utilizada a tecnologia *microstrip* salvo casos em que outra situação seja explicitamente referida.

Este capítulo apresenta uma visão genérica do conceito EBG e suas aplicações fundamentais no domínio da rádio-frequência no espectro electromagnético, ou seja, como são utilizadas com a tecnologia *microstrip*. Na Secção 2.2 são apresentados os conceitos básicos de construção de uma estrutura EBG, bem como vários tipos de técnicas utilizadas para introduzir a perturbação periódica pretendida. Na Secção 2.3 é apresentada a resposta típica de uma estrutura EBG e os principais factores que a determinam. Segue-se uma abordagem ao modelo teórico associado a este fenómeno na Secção 2.4 e, finalmente, na Secção 2.5 são referidas com maior ênfase algumas das aplicações mais comuns desta tecnologia.

2.2 Desenvolver uma estrutura EBG

O conceito básico das estruturas EBG é simples: deve existir uma perturbação periódica da impedância da onda electromagnética numa certa direcção, daí ocorrer nessa direcção uma gama de frequências onde a propagação é proibida. Essa banda é centrada na frequência f_c que pode ser obtida pela relação 2.1 conhecida como condição de Bragg:

$$k = \frac{\pi}{a} \quad (2.1)$$

em que a é o período da perturbação e k é a constante de propagação. Na aproximação mais básica, k é igual a $2\pi/\lambda_g$, onde λ_g é o comprimento de onda guiado para o qual a propagação é bloqueada. A frequência f_c correspondente para um dado a pode ser determinada pela expressão 2.2, onde c é a velocidade da luz no vacuum e ϵ_{eff} a constante

efectiva do dieléctrico da linha simples sem as perturbações.

$$f_c = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.2)$$

Esta expressão fornece uma aproximação básica às estruturas EBG e é, de facto, suficiente para um projecto preliminar de um componente nelas baseado. A resposta real de uma estrutura EBG depende de diversos factores cujos efeitos, individuais ou colectivos, não são evidentes ou completamente conhecidos. A primeira consideração a tomar é o facto de na expressão anterior se assumir uma linha *microstrip* não perturbada. Como numa estrutura EBG estamos a introduzir uma perturbação na linha, o valor da constante efectiva do dieléctrico, ϵ_{eff} , sofrerá alterações. Daí decorrer um erro na utilização do valor de ϵ_{eff} de um linha simples. Por esta razão, alguns artigos publicados apresentam versões modificadas da expressão 2.2 que pretendem ter este factor em conta [2, 3, 4]. Por exemplo, em [2] uma expressão para uma estrutura EBG 1-D criada com furos circulares no plano de massa é apresentada por:

$$f_c = \frac{c}{\left[n_1 + (n_2 - n_1) \frac{2r}{a} \right] \times 2a} \quad (2.3)$$

em que r é o raio dos furos, $n_1 = \sqrt{\epsilon_{eff}}$ para a linha simples, $n_2 = \sqrt{\epsilon'_{eff}}$, onde ϵ'_{eff} é a constante efectiva do dieléctrico para a região da perturbação. Levantado o problema da falta de precisão das poucas expressões matemáticas disponíveis, resta resolver o problema da perturbação propriamente dito. O único pré-requisito apresentado até agora é o facto da perturbação ser periódica. Este facto abre um grande número de possibilidades para a implementação de uma estrutura EBG desde os métodos de introdução da perturbação ao número de vezes, localização no circuito, etc. Para iniciar, podem-se distinguir três métodos distintos desenvolvidos para introduzir uma perturbação na constante efectiva do dieléctrico e, a partir daí, criar uma estrutura EBG: perfuração do substrato, alteração do plano de massa e modular a linha *microstrip*.

2.2.1 Estruturas EBG com perfuração do substrato

As primeiras estruturas EBG foram implementadas através de perfuração do substrato de forma a criar uma perturbação com o padrão periódico desejado, pela variação da espessura do substrato e, conseqüentemente, da ϵ_{eff} . Esta técnica foi praticamente abandonada por outras técnicas mais recentes e mais eficazes mas continua a ter aplicação em algumas áreas em especial onde, para além de furar o substrato, se insere nos furos outro tipo de material (dieléctrico ou metal). Um exemplo, apresentado na Figura 2.1, foi produzido com a utilização de materiais foto-sensíveis para criar um circuito sintonizável através de luz de certos comprimentos de onda com a alteração dinâmica da geometria da

estrutura EBG [5].

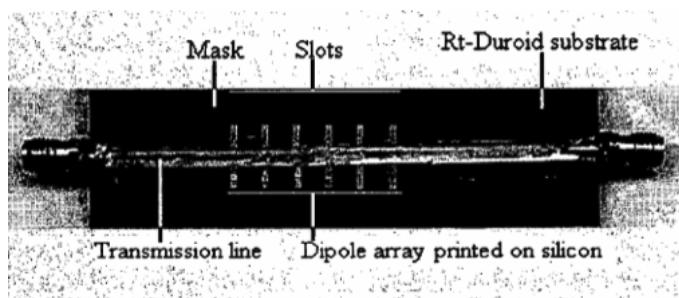


Figura 2.1: Estrutura EBG com sintonia óptica [5].

Esta técnica de perfuração do substrato é utilizada essencialmente na área das antenas porém, este tipo de estrutura perfurada aparece em alguns documentos mais recentes em vários exemplos de estruturas EBG metalo-dielétricas [6, 7, 8, 9] (Figura 2.2). Esta utilização deve-se ao facto de estar provado que as antenas obtêm melhor rendimento com estas estruturas quando comparadas com outras estruturas EBG mais comuns utilizadas em outro tipo de aplicação. Esta melhoria no rendimento deve-se a um efeito duplo não só pela supressão das correntes de superfície, mas também pela introdução de correntes imagem, em fase com a corrente principal. Como resultado obtém-se menores perdas por radiação nas correntes de superfície.

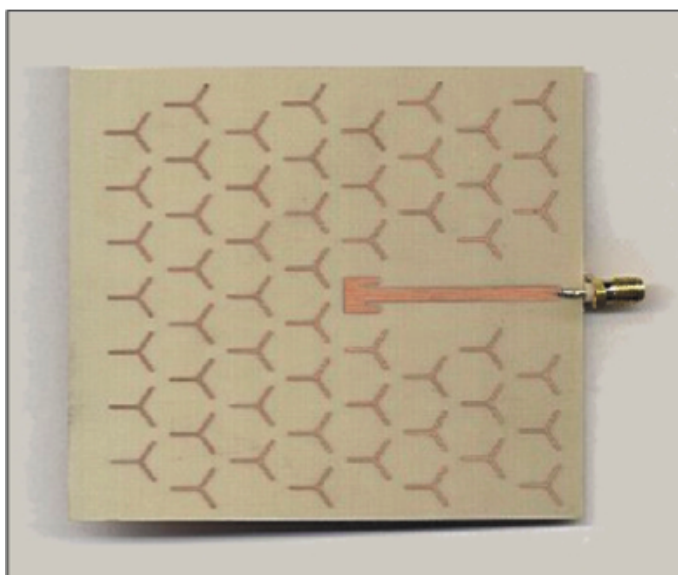


Figura 2.2: Antena com uma estrutura EBG metalo-dieléctrica[8].

2.2.2 Estruturas EBG com alteração do plano de massa

A forma mais comum de criar estruturas EBG é com a alteração do plano de massa do circuito *microstrip* de acordo com o padrão de perturbação desejado. Esta técnica foi desenvolvida inicialmente com estruturas 2-D com várias linhas de perturbações e, posteriormente, com estruturas 1-D com apenas uma linha de perturbações na direcção da linha *microstrip*. Foi descoberto que devido ao elevado confinamento dos campos em redor da linha condutora, o comportamento de uma estrutura 2-D é muito semelhante ao de uma estrutura 1-D embora este último tenha a vantagem de se obter um circuito menor [10]. A utilização desta distribuição para produzir estruturas EBG ganhou preferência dado produzir resultados melhores e mais precisos do que as alternativas anteriores de perfuração do substrato, com bandas de rejeição mais pronunciadas e mais largas. Para além disto, estas estruturas são mais fáceis de produzir. No entanto, também há desvantagens, como o facto destas estruturas terem de estar situadas a uma certa distância de qualquer superfície metálica. Esta é uma desvantagem dado que a fixação da estrutura a uma caixa metálica era desejável não só pela simplicidade na montagem do circuito, mas também para aumentar a sua robustez mecânica. Porém, as estruturas EBG produzidas por perturbações no plano de massa são as mais comuns nos estudos recentes e, como tal, aquelas a que se dará mais ênfase neste documento. Um esquema de uma estrutura EBG com perturbações no plano de massa é ilustrado na Figura 2.3.

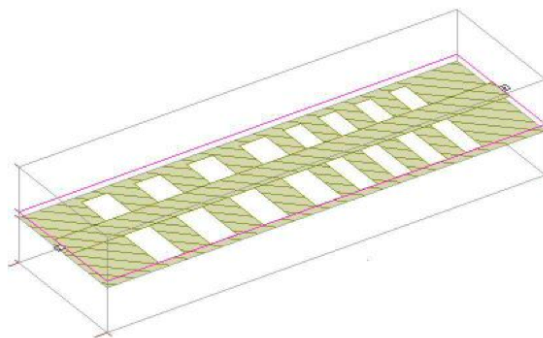


Figura 2.3: Esquema de uma estrutura EBG com perturbações no plano de massa.

2.2.3 Linhas moduladas

Se o substrato e o plano de massa sofrerem alterações, para se obter uma estrutura EBG em circuitos *microstrip*, apenas a linha permanece inalterada. Outra técnica, onde se inclui uma alteração periódica, sob qualquer forma na própria linha *microstrip*, foi alvo de diversos estudos apresentados em vários artigos científicos [11, 12, 13], em que se obtiveram bons resultados. Uma estrutura EBG 1-D, com uma linha *microstrip* modulada

sinusoidalmente é representada na Figura 2.4. A vantagem imediata destas estruturas é a orientação da linha com o padrão da perturbação, o que nos outros casos é uma incógnita. Para além disto, a desvantagem da técnica anterior foi ultrapassada, uma vez que este circuito pode ser fixado numa base metálica.

Porém, este tipo de estruturas EBG é, de um modo geral, mais difícil de projectar do que as estruturas com perturbações no plano de massa, sem mencionar a perda de um grau de liberdade quando comparado com certas estruturas EBG como é o caso da utilização num filtro *stepped impedance*, por exemplo. Na Figura 2.4 é mostrado um caso de uma linha *microstrip* modulada sinusoidalmente enquanto que, na Figura 2.5 a linha é afectada de um padrão para criar o efeito de rejeição de banda.

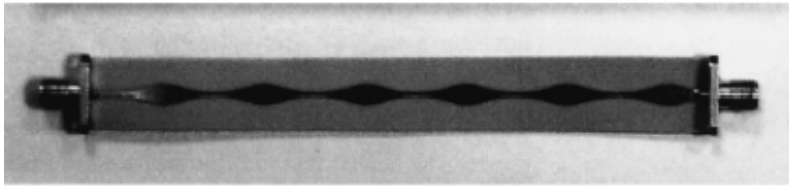


Figura 2.4: Estrutura EBG 1-D com variação sinusoidal da linha *microstrip* [11].

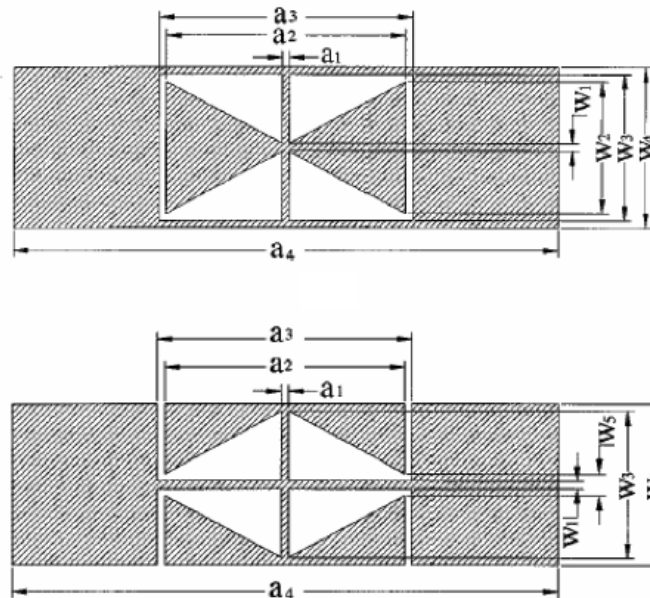


Figura 2.5: Estruturas EBG 1-D na linha *microstrip* [12].

Outro tipo de estruturas EBG que, para a mesma frequência, tem também a vantagem de não ser necessário um circuito suspenso devido a um plano de massa perfurado são as baseadas na tecnologia de guias de onda coplanares (*Coplanar Waveguide* - CPW), onde

uma perturbação na constante efectiva do dieléctrico é obtida pela variação da distância entre o plano de massa e a linha onde é injectado o sinal. Uma vez que o plano de massa está no mesmo plano que a linha principal a desvantagem do plano de massa com perturbações também não se aplica nesta situação [14, 13]. Um esquema de um filtro passa-banda baseado na técnica CPW é representado na Figura 2.6 [14].

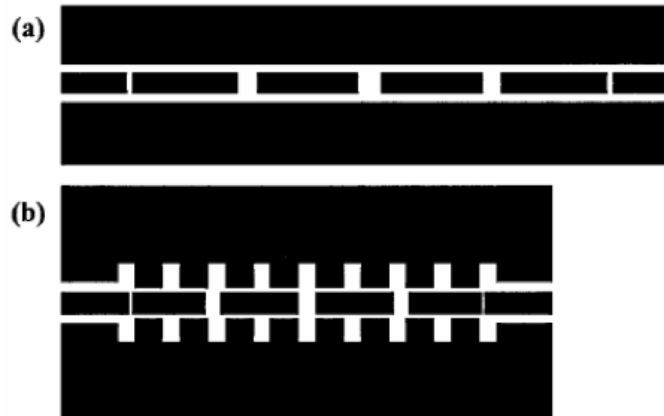


Figura 2.6: Esquema de um filtro passa-banda. a) convencional; b) CPW [14].

2.3 Resposta de uma estrutura EBG

A condição de Bragg (2.1) determina a frequência para a qual a rejeição de banda é obtida numa determinada perturbação periódica. Todavia, com apenas esta variável de período, ocorre um largo número de possibilidades para especificar a perturbação da constante efectiva do dieléctrico. A quantidade da alteração entre as secções normais e perturbadas é um dos parâmetros a considerar. Cita-se, por exemplo, a utilização de secções discretas independentes, como as mencionadas anteriormente, ou a utilização de uma variação contínua de ϵ_{eff} como na Figura 2.4. Num dado período de perturbação há a considerar, não só a questão do tamanho relativo entre a área perturbada e a não perturbada, mas também o facto de a transição entre elas ser abrupta ou gradual. Todos estes factores vão influenciar a resposta real do filtro, a largura da banda de rejeição, a atenuação e o efeito na rejeição da banda passante.

Qual o espaço que uma área de perturbação deve ocupar, qual a fracção do período de repetição? O que acontece se essa fracção, que normalmente se designa por factor de preenchimento, variam de período para período, um processo conhecido por *tapering*?

Todas estas questões mostram que existem muitos factores que determinam a resposta final da estrutura EBG. Não surpreende que a relação entre um certo padrão e a frequência resultante não seja desigual ao sinal no domínio dos tempos e ao seu equivalente no domínio das frequências [9]. Padrões com mudanças mais abruptas da constante efectiva do dieléctrico resultam num maior *ripple* na resposta em frequência e numa degradação na banda passante, enquanto que o *tapering* e técnicas de janela reduzem de forma acentuada estes efeitos, dando origem a uma resposta mais suave [15].

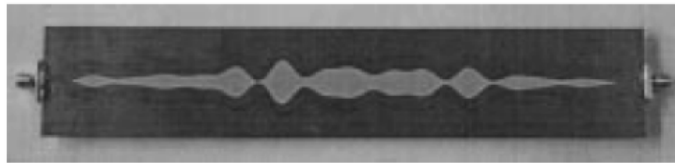


Figura 2.7: Estrutura EBG com uma variação contínua e gradual [16].

Esta relação é interessante e produziram-se estruturas EBG (como a da Figura 2.7) com uma perturbação puramente contínua e gradual que afectava a sua resposta em frequência e que fazia com que fosse, aproximadamente, um espelho da transformada de Fourier do seu padrão de variação [16, 11].

2.3.1 *Chirping*

Considerou-se o impacto da variação da quantidade da perturbação da constante efectiva do dieléctrico e que o mesmo estava relacionado com a transformada de Fourier do padrão da perturbação. Outra hipótese a considerar é o impacto da variação do próprio período da perturbação. A esta variação dá-se o nome de *chirping* [10] e foi mostrado que permite aumentar a largura da banda de rejeição. Este facto faz sentido uma vez que se um certo período a provoca uma rejeição de banda em torno de uma certa frequência, e um outro período b provoca rejeição numa outra frequência, a combinação dos dois resulta numa banda de rejeição mais larga. Contudo, o *chirping* deve ser utilizado com cautela uma vez que degrada a banda passante com um aumento do *ripple*, cujo efeito poderá ser minimizado com recurso ao *tapering* [3]. Um exemplo de aplicação da técnica de *chirping* numa estrutura EBG é mostrado nas Figuras 2.8 e 2.9.

2.3.2 *Tapering*

Uma das desvantagens dos filtros implementados com estruturas EBG em linhas *microstrip* é o *ripple* bastante significativo que ocorre na região da banda passante. Com

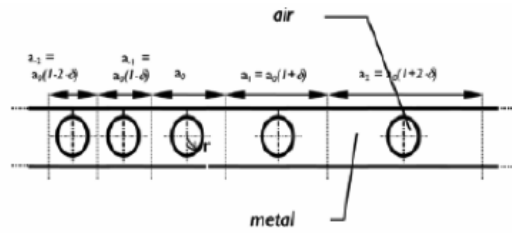


Figura 2.8: Estrutura EBG com *chirping*[10].

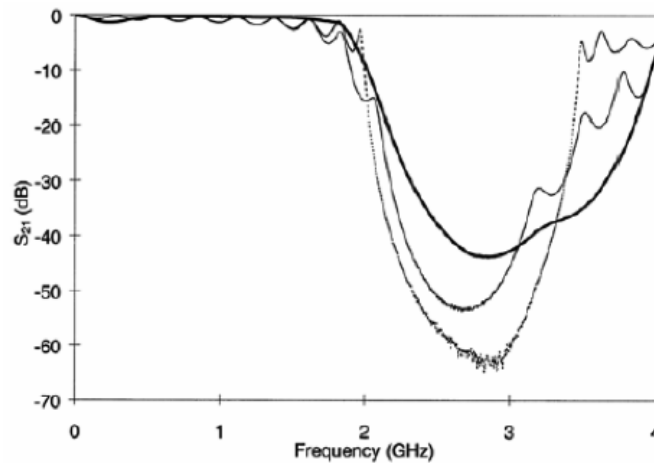


Figura 2.9: Parâmetro S_{21} medido: para a linha microstrip sem *chirp* (traço intertrilhado); linha com *chirp* com $\delta = 4.18 \times 10^{-2}$ (linha simples); linha com *chirp* e *taper* com $\delta = 4.18 \times 10^{-2}$ (linha dupla)[10].

a utilização de *tapering* o *ripple* (e consecutivamente o nível dos lóbulos laterais) da resposta em frequência pode ser reduzido significativamente. A técnica de *tapering* consiste na variação da dimensão das perturbações, relativamente à sua posição no período da perturbação, sem alteração do período. Na Figura 2.10 está representado um exemplo da aplicação de *tapering* [15].

A variação das dimensões (ou do período no caso do *chirping*) pode ser determinada com a utilização de funções janela, das quais as mais comuns são as janelas de Kaiser e de Hamming.

2.3.3 Estruturas passa-baixo

A resposta típica de uma estrutura EBG é rejeita banda. No entanto, com a utilização de certos parâmetros no desenho, é possível obter-se estruturas passa-baixo [17]. Estas estruturas, de um modo geral, utilizam várias técnicas em simultâneo tais como *tapering*

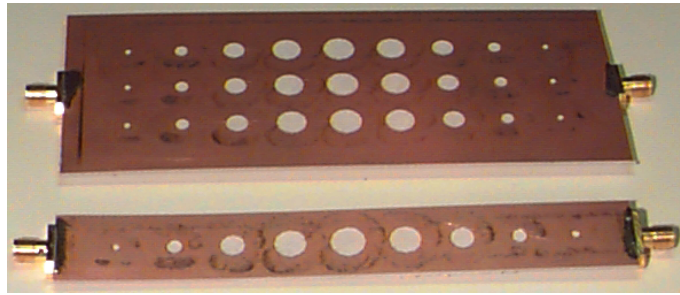


Figura 2.10: Plano de massa de duas estruturas EBG (1-D e 2-D) com utilização de *tapering* [15].

e *chirping* (com recurso a funções janela) ou mesmo em conjunto com filtros tradicionais de forma a melhorar a sua resposta. Nas Figuras 2.11 e 2.12 é apresentado um exemplo de uma estrutura EBG passa-baixo e respectiva resposta (módulo do parâmetro S_{21}) [17].

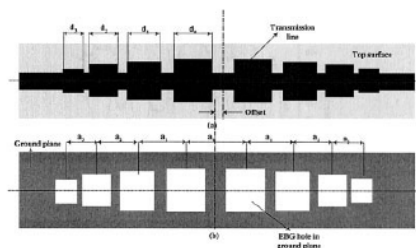


Figura 2.11: Estrutura EBG passa-baixo. (a) vista superior; (b) vista inferior[17].

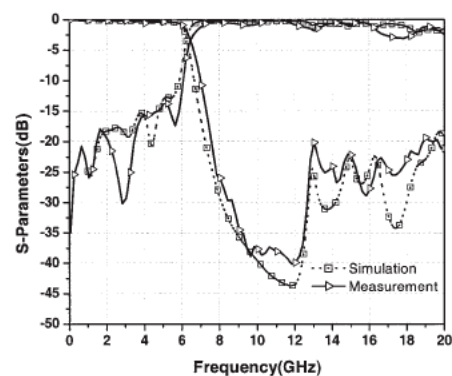


Figura 2.12: Resposta da estrutura EBG passa-baixo da Figura 2.11 (módulo dos parâmetros S_{21} e S_{11}) [17].

2.4 Modelos teóricos de estruturas EBG

Enquanto decorriam as investigações sobre estruturas selectivas de frequência no domínio óptico resultaram modelos matemáticos bem definidos para prever e analisar a resposta de uma estrutura EBG. Porém, ficou igualmente provado que seria mais difícil elaborar esses modelos para a gama de frequências na região do espectro electromagnético das microondas. Uma análise exaustiva deste facto aparece em diversas fontes relacionadas com as estruturas EBG apesar de o número de publicações sobre este tópico ser em muito menor número comparativamente às que dizem respeito a aplicações práticas das estruturas EBG.

Sem modelo teórico relevante existe a necessidade de utilizar grandes quantidades de processamento computacional para obter uma análise destas estruturas por métodos numéricos como o método dos elementos finitos ou o método dos momentos. Um modelo proposto para a resposta de uma linha *microstrip* num substrato artificial periódico, uma estrutura EBG por definição, foi proposto [18], e foi obtido algum sucesso na tentativa de aplicar a teoria dos modos acoplados ao problema tanto directamente, como através de analogias para obtenção de conversões aproximadas entre as linhas *microstrip* e os parâmetros da fibra óptica [2, 14, 19].

Uma aproximação teórica para estruturas EBG pode ser obtida com recurso à teoria dos modos acoplados através da utilização do método das secções cruzadas [20]. A ideia fundamental neste método baseia-se no facto dos campos electromagnéticos em qualquer secção cruzada de um guia de onda não uniforme poder ser representada como uma sobreposição das ondas que percorrem o guia de onda nos dois sentidos de propagação associadas a diferentes modos num guia de onda auxiliar uniforme com a mesma secção cruzada. Os coeficientes da sobreposição podem ser vistos como amplitudes complexas dos modos no guia de onda não uniforme. Este modelo apresenta algumas limitações uma vez que produz resultados pouco precisos para transições abruptas, como é o caso de perturbações rectangulares. No caso de transições mais graduais (como é o caso das perturbações circulares) os resultados são aceitáveis.

Um outro tipo de abordagem para determinar um modelo teórico para estas estruturas pode ser utilizada. A obtenção de um circuito equivalente com elementos discretos para caracterizar as perturbação de uma estrutura EBG é igualmente possível. Um exemplo desta técnica está representado nas Figuras 2.13 e 2.14 [21, 22].

O modelo equivalente é determinado pela indutância e capacitância equivalentes derivadas da perturbação na condução da corrente pela introdução de uma perturbação na estrutura. O percurso de condução da corrente é modelado no plano de massa. Este modelo apresenta algumas limitações devido à não consideração da tangente de perdas

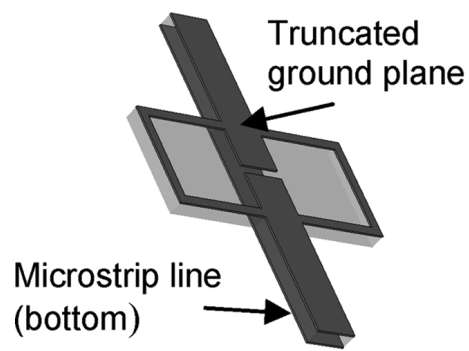


Figura 2.13: Célula de uma estrutura EBG [21].

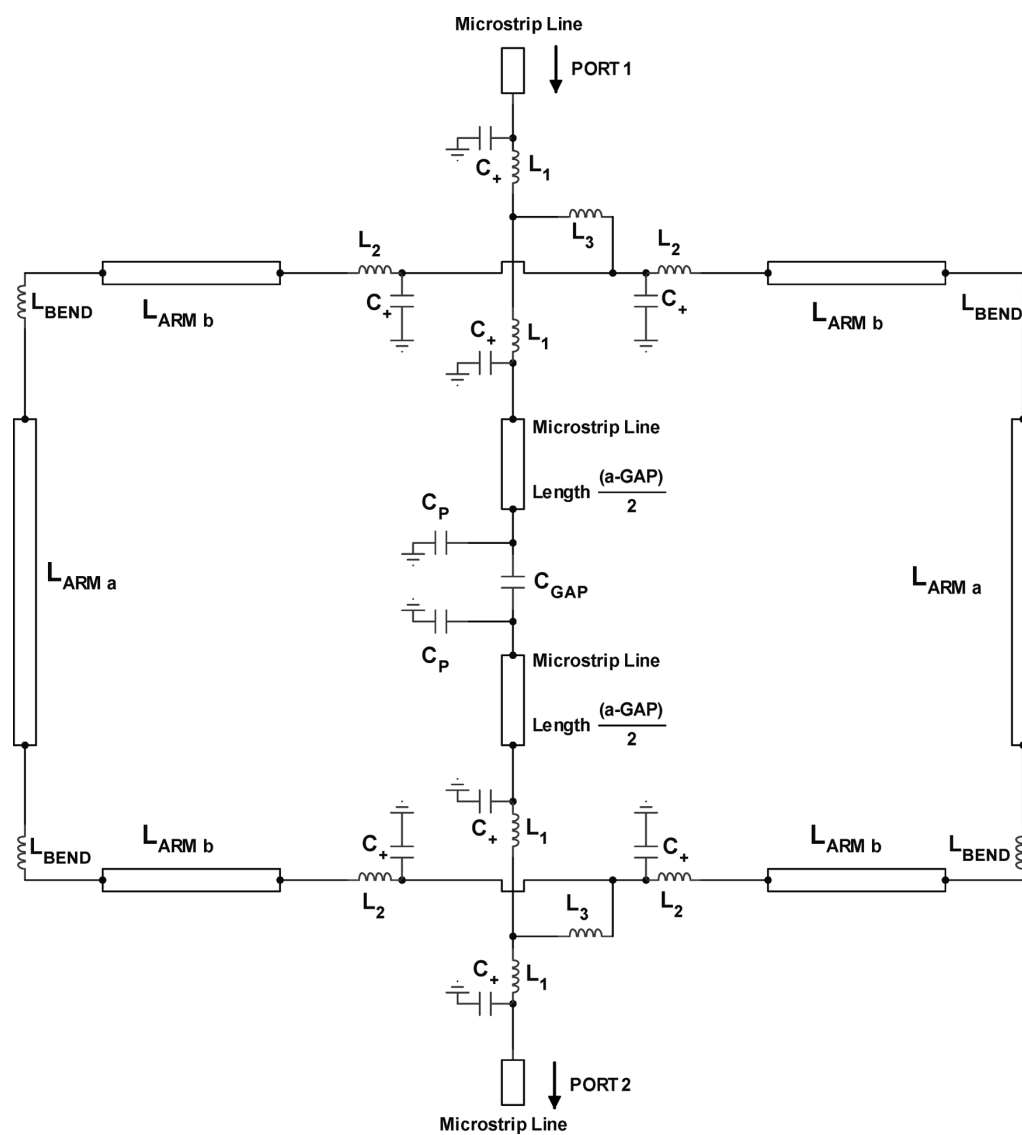


Figura 2.14: Esquema equivalente da estrutura da Figura 2.13 [21].

do substrato e outras perdas derivadas dos efeitos de borda nas transições abruptas da estrutura.

2.4.1 Redes neuronais

Os módulos de computação baseados em redes neuronais ganharam relevo como ferramenta útil, embora não sejam convencionais, no projecto de circuitos de rádio-frequência e de microondas [23, 24]. Estas redes podem ser treinadas para aprender o papel de cada componente passivo ou activo de um circuito. Uma rede neuronal treinada pode ser usada num projecto de alto nível e fornece soluções rápidas e precisas para o problema. As redes neuronais são alternativas atractivas aos métodos tradicionais, como os métodos numéricos que podem tornar-se computacionalmente complexos ou os métodos analíticos que podem ser difíceis de obter para modelos novos ou mesmo os modelos empíricos cuja precisão e possibilidades de aplicação são limitadas.

Modelos de componentes baseados em guias de onda coplanares projectados com recurso a redes neuronais foram desenvolvidos com resultados eficientes e precisos [25]. Esta técnica pode ser utilizada no projecto de estruturas cujo modelo teórico ainda não esteja disponível com a precisão pretendida.

2.5 Aplicações

Depois de se analisar os conceitos básicos que sustentam as estruturas EBG é evidente que a sua propriedade de supressão da propagação das ondas electromagnéticas em certas frequências, bem como a capacidade de controlar a direcção de propagação das ondas, pode ser utilizada em múltiplas aplicações com elevado interesse e potencial. Alguns exemplos foram mencionados previamente como a redução ou mesmo eliminação de espúrias em circuitos *microstrip*, filtro de banda larga, melhoria do diagrama de radiação de antenas, amplificadores de potência de elevada eficiência e redução global das dimensões dos circuitos.

Importa referir que na presente secção não se esgota todas as características e aplicações existentes. De seguida focar-se-á, de forma mais pormenorizada, aplicações mais convencionais.

2.5.1 Filtros de microondas

Os filtros são a base de todas as aplicações que utilizam estruturas EBG. Melhoria da eficiência e supressão de harmônicos em amplificadores de potência e redução de espúrias em antenas *microstrip* são aplicações comuns (Figura 2.15 [26]).

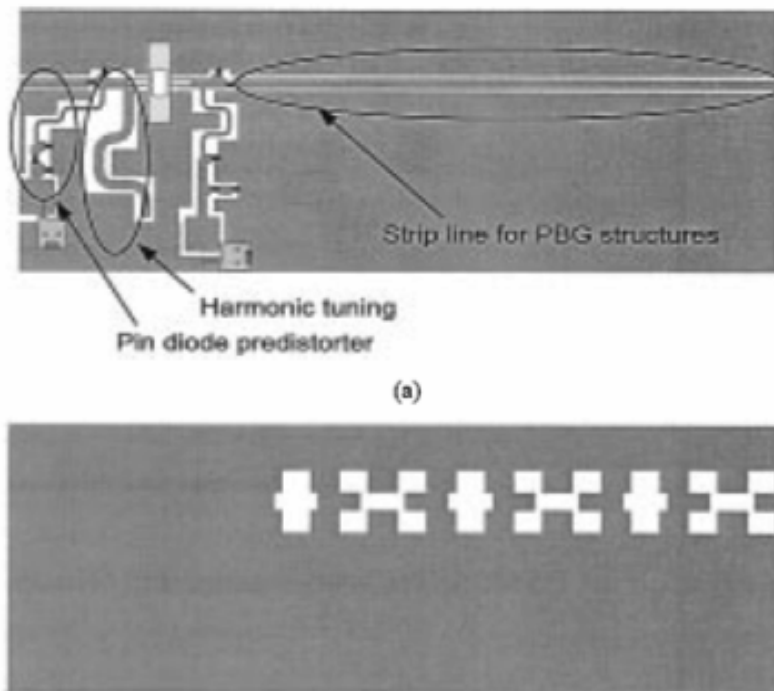


Figura 2.15: Amplificador de potência com uma estrutura EBG de forma a obter uma melhor eficiência[26].

No campo dos filtros as estruturas EBG possibilitam um grande número de técnicas e aplicações. É possível fabricar filtros com uma largura de banda superior à obtida com as técnicas tradicionais que são, relativamente, de banda estreita, isto porque é frequente que um filtro passa-baixo para uma certa gama de frequências é, na verdade, um filtro rejeita-banda para uma maior gama de frequências. Para além disso, são mais fáceis de projectar uma vez que as técnicas tradicionais de projecto de filtro em *microstrip* implicam várias etapas de cálculo para determinar o número e as dimensões dos vários elementos. Estes passos são seguidos por um processo iterativo de simulação para compensar as aproximações utilizadas. Os filtros baseados em EBG, por outro lado, têm a desvantagem da sua sintonia ser mais difícil de controlar uma vez que as suas propriedades de selectividade de frequência não são ainda completamente conhecidas, o que impossibilita um modelo do ponto de vista teórico. A relação entre a transformada de Fourier da forma física da perturbação e a resposta em frequência de uma estrutura EBG pode dar origem a diferentes tipos de filtros, com potencialidades interessantes. Citam-se, por exemplo, a

possibilidade de fabricar filtros de banda larga que atenuam as espúrias de um circuito *microstrip* comum, ou filtros com múltiplas bandas de rejeição (não relacionadas com a periodicidade), ou mesmo filtros que não possuem comportamento periódico [16]. Outra possibilidade é a de fabricar filtros baseados em EBG cujo padrão varie, o que leva a uma resposta em frequência diferente dando origem a um filtro sintonizável. Uma forma de obter este tipo de filtros será com os circuitos EBG sintonizáveis opticamente já referidos.

As estruturas EBG utilizadas em filtros podem ter diversos padrões desde círculos [15], rectângulos [20], cruzes [27] ou outras estruturas mais complexas como fractais [28], entre outras. Este facto mostra a expansibilidade da técnica EBG uma vez que não há limites impostos na forma das perturbações a serem projectadas. O projecto de filtros EBG passa-baixo mostram outro parâmetro de expansibilidade desta técnica.

2.5.2 Antenas

Uma das técnicas de projecto de antenas mais apelativa é a das antenas *patch* em *microstrip*. Esta técnica encontra um largo número de aplicações possíveis tais como as telecomunicações móveis, telecomunicações via satélite, navegação e radares, entre outras, tanto de uso civil como militar. A popularidade deste tipo de antenas deve-se ao seu reduzido custo de fabricação, à sua forma planar que possibilita uma fácil integração com outros circuitos e ao seu baixo peso e dimensão possibilitando o seu uso em dispositivos portáteis. Para além disto, agrupamentos de antenas podem ser utilizados para obter melhor ganho, largura de banda mais estreita ou manipular o diagrama de radiação através de um controlo electromagnético. Estas antenas, porém, sofrem de vários mecanismos de perdas onde se destaca o efeito das correntes na superfície. Como estas correntes são conduzidas pelo meio dieléctrico e não contribuem para a radiação primária da antena, são consideradas como um fenómeno de perdas e, como tal, reduzem a eficiência da antena. Outros tipos de degradação da eficiência, introduzidos pelas correntes de superfície, são causados pela difracção que ocorre nos extremos do substrato e em outras descontinuidades. Estes efeitos manifestam-se pelo aparecimento de *ripple* no diagrama de radiação, pela radiação para trás significativa e pela dependência do padrão de radiação com a frequência. Nos agrupamentos de antenas *patch* estas ondas de superfície provocam acoplamento mútuo entre os elementos da antena o que distorce, significativamente, o diagrama de radiação pretendido pela adição de lóbulos laterais. Os inconvenientes atrás referidos podem ser ultrapassados com a utilização de estruturas EBG que limitam a propagação das ondas de superfície na banda de frequências de operação. Este efeito pode ser obtido de várias maneiras em que as mais importantes incluem a utilização de planos de massa de alta impedância, a perfuração 2-D do dieléctrico e a perfuração do plano de massa. Um exemplo de perfuração do plano de massa está representado na Figura 2.16 [29]. Para esta antena as frequências de ressonância foram suprimidas com excepção da frequência fundamental,

como se mostra na Figura 2.17 [29].

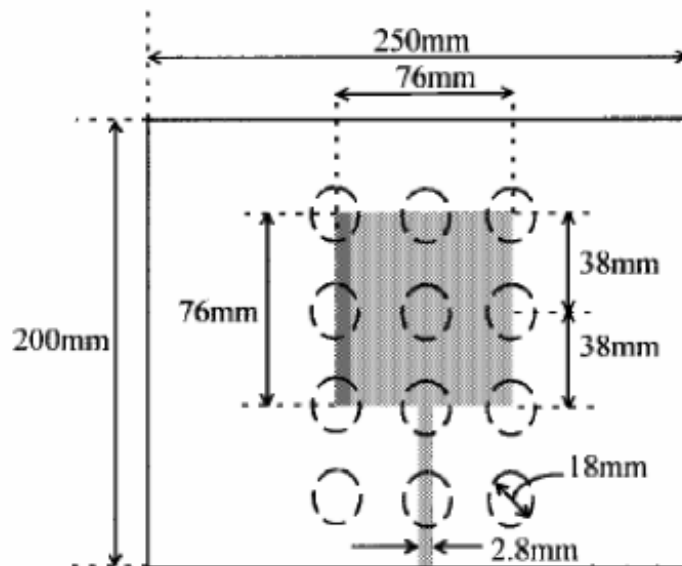


Figura 2.16: Antena *patch* em *microstrip* com uma estrutura EBG no plano de massa [29].

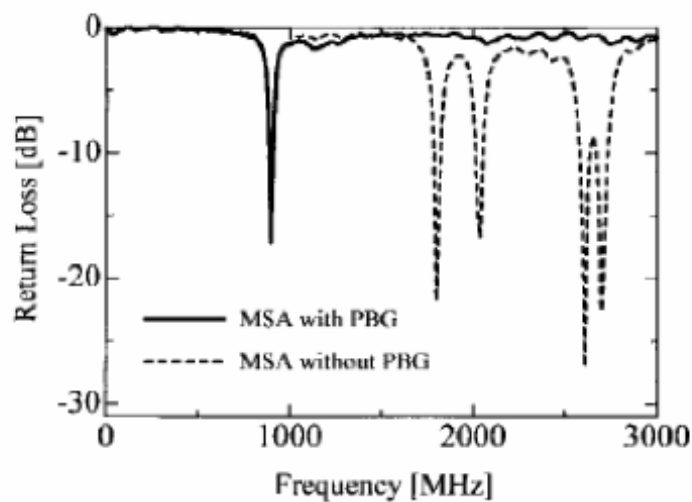


Figura 2.17: Perdas de retorno medidas para a antena *patch* com uma estrutura EBG [29].

O desenvolvimento de antenas *patch dual-band* com recurso a estruturas EBG é uma das grandes aplicações destas estruturas. Antenas com a estrutura EBG no plano de massa [30] ou com uma estrutura EBG entre o plano de massa e a antena [27] têm sido alvo de estudos recentes. Uma estrutura EBG a ser utilizada entre a antena *patch* e o plano de

massa está representada na Figura 2.18.

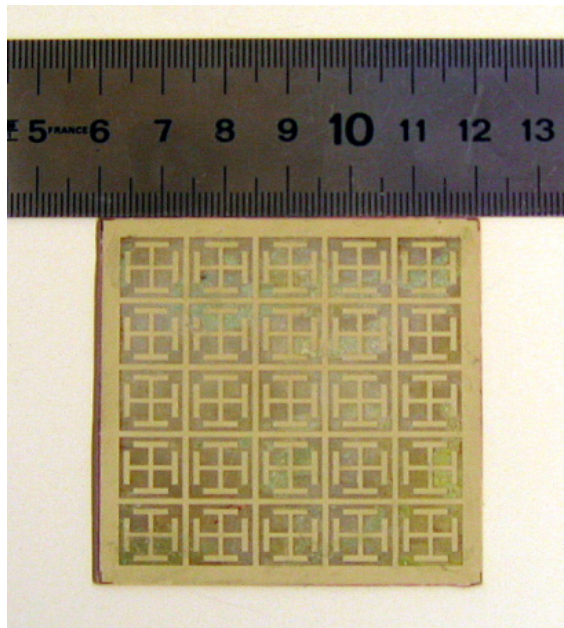


Figura 2.18: Estrutura EBG utilizada em conjunto com uma antena *patch* [27].

A melhoria efectiva do diagrama de radiação de uma antena *patch* com a utilização de estruturas EBG pode ser observada na Figura 2.19 [27].

2.5.3 Circuitos de reduzidas dimensões

Com a utilização de estruturas EBG específicas é possível reduzir a velocidade de propagação das ondas no circuito [31, 32]. Este facto é vantajoso porque permite a diminuição das dimensões dos elementos do circuito comparativamente a aplicações tradicionais em *microstrip* que produzem os mesmos resultados. A Figura 2.20 mostra um esquema de um estrutura deste tipo [31]. Na Figura 2.21 é comparado o factor de atraso da onda com uma linha *microstrip* tradicional [5].

2.6 Sumário

Neste capítulo foi introduzida a noção de estrutura EBG e apresentados os seus conceitos básicos. O processo de construção de uma estrutura EBG foi descrito tanto em termos de projecto, partindo da condição de Bragg, como em termos físicos, ao descreverem-se com as três principais técnicas para a criação de uma perturbação de forma a tornar a constante do dieléctrico periódica. Como complemento foram igualmente discutidas as

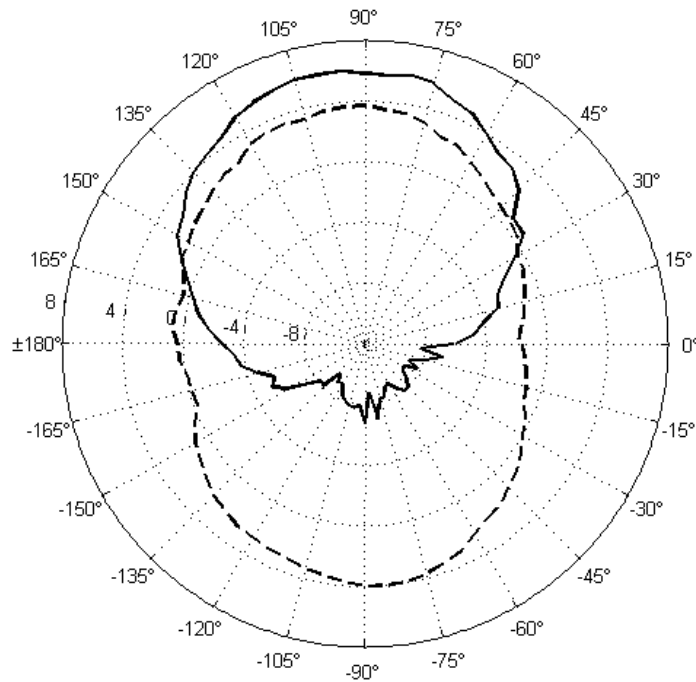


Figura 2.19: Diagrama de radiação de uma antena *patch* (traço interrompido) com a utilização de uma estrutura EBG (traço contínuo) [27].

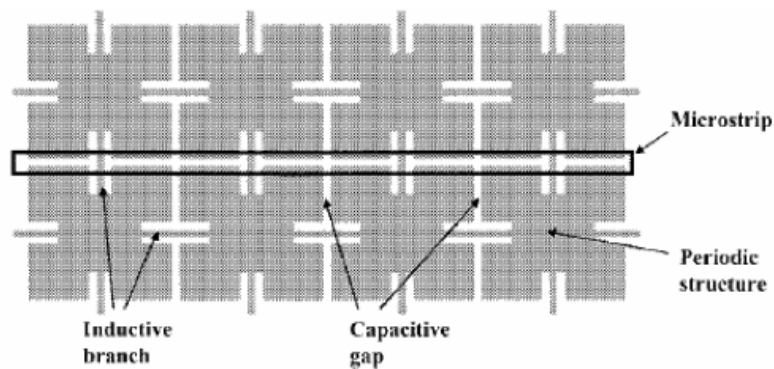


Figura 2.20: Esquema de uma estrutura de atraso de propagação da onda [31].

técnicas de *tapering* e *chirping* que também podem ser utilizadas. Uma breve abordagem aos modelos teóricos com a discussão das suas vantagens e desvantagens foi efectuada, com especial destaque para a teoria dos modos acoplados. Finalmente, algumas aplicações interessantes das estruturas EBG foram apresentadas, das quais se destacaram os filtros e as antenas.

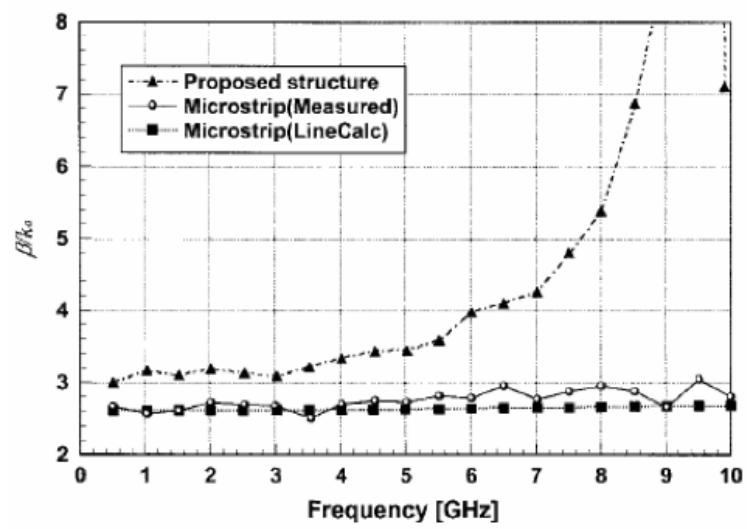


Figura 2.21: Atraso numa estrutura EBG e numa linha convencional [5].

Capítulo 3

Projecto e simulação de uma estrutura EBG passa-baixo

3.1 Introdução

Este capítulo apresenta a descrição do desenho de um filtro passa-baixo com uma frequência de corte próxima dos 5 GHz. Para reduzir o efeito da resposta periódica do filtro e, ao mesmo tempo, acentuar a característica passa-baixo e melhorar a resposta global do filtro, uma estrutura rejeita banda foi sobreposta à estrutura original próximo da frequência dos 10 GHz. A forma escolhida para as perturbações do plano de massa foi a rectangular uma vez que este formato apresenta uma maior facilidade na implementação, ao mesmo tempo que garante uma melhor eficiência dimensão/área em comparação com outras formas, como por exemplo a circular.

A Secção 3.2 apresenta a estrutura de partida para o desenho do filtro baseada na técnica de projecto tradicional das estruturas EBG. Na Secção 3.3 é descrita a estrutura rejeita-banda a ser colocada sobreposta à estrutura passa-baixo original. A estrutura composta é descrita na Secção 3.4 e na Secção 3.5 é apresentada uma estrutura semelhante para outro tipo de substrato.

3.2 Estrutura passa-baixo protótipo

Para a configuração inicial do filtro foi escolhida uma estrutura periódica rectangular com nove elementos para as perturbações do plano de massa. O período da perturbação é determinado pela equação seguinte:

$$a = \frac{c}{2f_c\sqrt{\epsilon_{ref}}} = 11.74 \text{ mm} \quad (3.1)$$

onde $c = \times 10^8 \text{ m s}^{-1}$, $f_c = 5 \times 10^9 \text{ Hz}$ e $\epsilon_{r_{ef}}$ é a permitividade eléctrica efectiva do substrato. Este período é válido para o substrato ROGERS RO4003 com uma permitividade eléctrica $\epsilon_r = 3.38$ e altura $h = 0.8 \text{ mm}$.

Para a estrutura ser passa-baixo a dimensão transversal das perturbações deve ser igual ao período [33]. Uma vez que o período determinado é de 11.74 mm , a dimensão transversal das perturbações terá a mesma dimensão. A largura escolhida foi $w = \frac{a}{4} = 2.93 \text{ mm}$. Esta largura é a que apresenta um resultado otimizado para este tipo de filtros e foi obtida após simulações sucessivas com várias larguras. A Figura 3.1 mostra o plano de massa da estrutura enquanto que a Figura 3.2 apresenta os resultados de simulação para os parâmetros S_{11} e S_{21} [1] obtidos com o programa Ansoft HFSS.



Figura 3.1: Plano de massa do filtro inicial de ordem 9

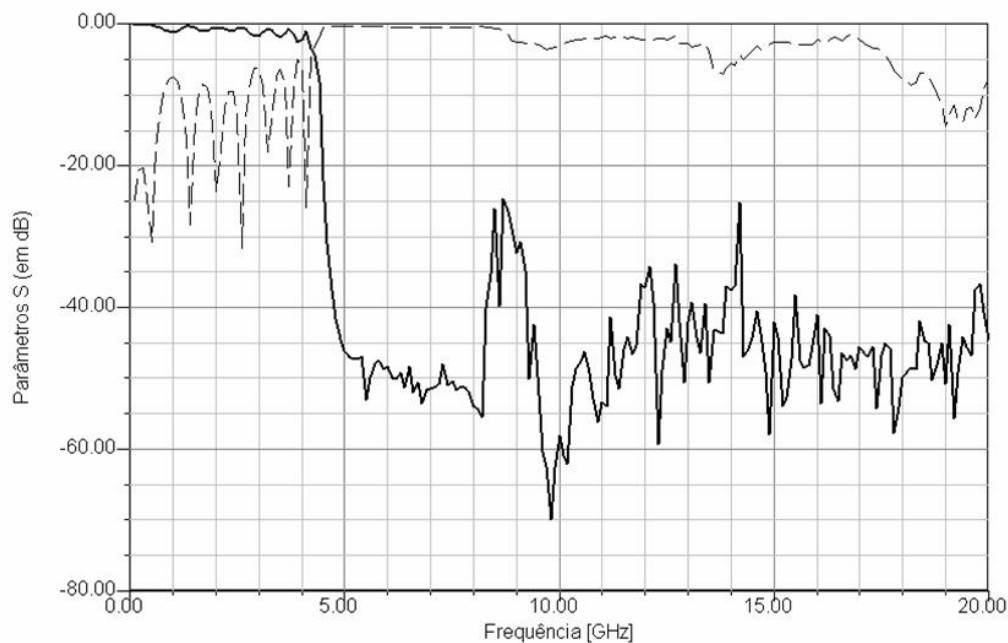


Figura 3.2: Parâmetros S do filtro original (módulo em dB) simulado no HFSS: traço contínuo: S_{21} ; traço interrompido: S_{11}

Dada a simetria do filtro, $S_{21} = S_{12}$ e $S_{11} = S_{22}$.

3.2.1 *Tapering*

Com o objectivo de melhorar a característica do filtro foi utilizada a técnica de *tapering*. Esta técnica consiste na variação da largura dos rectângulos da perturbação de acordo com uma função janela previamente escolhida. Esta técnica permite melhorar o *ripple* que o filtro apresenta na banda de passagem [15]. Para este filtro foi escolhida uma janela de *Hamming* já que, das funções janela utilizadas, *Hamming*, *Hanning*, *Kaiser* e *Gauss*, foi a que obteve melhor resposta.

Após a aplicação da janela de *Hamming* a largura dos elementos passou a ser:

$$w_0 = 2.93 \quad w_{\pm 1} = 2.55 \quad w_{\pm 2} = 1.58 \quad w_{\pm 3} = 0.62 \quad w_{\pm 4} = 0.23.$$

O índice 0 corresponde ao elemento central enquanto que o índice ± 4 diz respeito aos elementos nos extremos da perturbação. As Figuras 3.3 e 3.4 mostram o esquema do plano de massa e os resultados de simulação dos parâmetros S desta nova estrutura, respectivamente.



Figura 3.3: Plano de massa do filtro com *taper*

3.2.2 *Chirping*

A técnica de *chirping* também foi utilizada no projecto do filtro. Esta técnica consiste na variação do período da perturbação do plano de massa do acordo com os coeficientes de uma função janela. A janela utilizada foi baseada nos resultados previamente obtidos por Miranda e Leeson [33] e pela comparação com resultados adicionais obtidos por simulação, dos quais resultaram respostas piores em termos da performance do filtro ou mesmo em estruturas impossíveis de serem implementadas pelas técnicas disponíveis. Com o *chirping* obtém-se uma transição de corte mais acentuada entra as bandas de passagem e de rejeição [15].

A distância entre os elementos da perturbação, em milímetros, relativa ao elemento central passou a ser:

$$a_1 = 11.58 \quad a_{\pm 2} = 23.05 \quad a_{\pm 3} = 34.28 \quad a_{\pm 4} = 45.28.$$

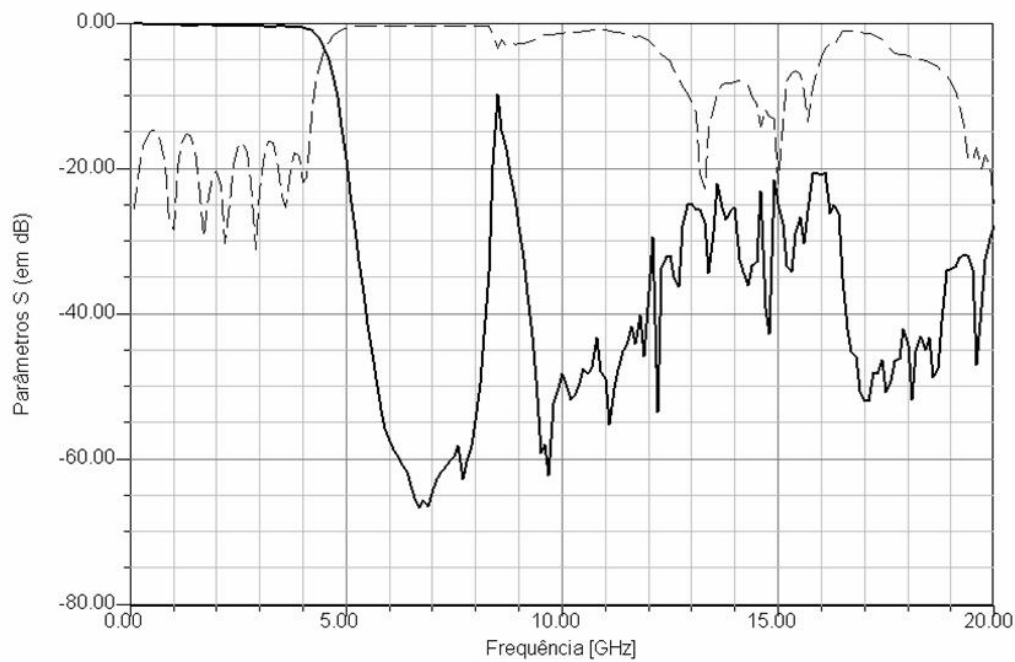


Figura 3.4: Parâmetros S do filtro com *taper* (módulo em dB) simulado no HFSS: traço contínuo: S_{21} ; traço interrompido: S_{11}

As Figuras 3.5 e 3.6 mostram o plano de massa da nova estrutura e os resultados da simulação dos parâmetros S , respectivamente.



Figura 3.5: Plano de massa do filtro com *chirp*

3.2.3 *Tapering e chirping*

A utilização em simultâneo das duas técnicas descritas nos parágrafos anteriores, o *tapering* e o *chirping*, permite obter um filtro cuja resposta é, aproximadamente, a soma da resposta das duas técnicas em separado, ou seja, a redução do *ripple* na banda passante e uma transição mais acentuada entre as bandas passante e de rejeição.

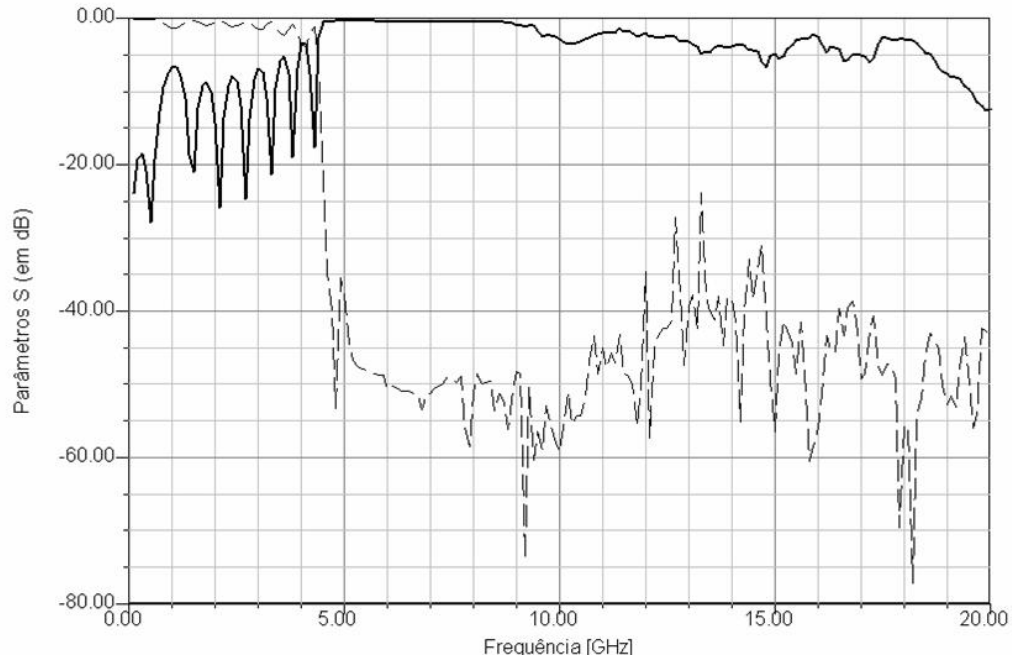


Figura 3.6: Parâmetros S do filtro com *chirp* (módulo em dB) simulado no HFSS: traço contínuo: S_{11} ; traço interrompido: S_{21}

3.3 Estrutura rejeita banda

Uma nova estrutura EBG rejeita-banda foi desenhada para minimizar o efeitos dos harmônicos do filtro passa-baixo descrito anteriormente (em especial na região de 8.5 GHz). O filtro é baseado numa estrutura tradicional EBG com ordem nove e com todos os elementos espaçados uniformemente. O período desta estrutura, que determina a sua frequência de operação, é obtido com a expressão 3.1 da qual resulta $b = 10.9$ mm. A altura dos rectângulos do plano de massa foi escolhida para ser $\frac{b}{3}$ mm. A Figura 3.7 mostra o resultado da simulação dos parâmetros S desta estrutura.

3.3.1 *Tapering*

Para melhorar as oscilações presentes na resposta do filtro junto das bandas de transição foi utilizada a técnica de *tapering* tal como no filtro passa-baixo. Mais uma vez a janela de *Hamming* foi a escolhida dados os bons resultados obtidos. Assim, o valor em milímetros das larguras das perturbações passou a ser:

$$w_0 = 3.63 \quad w_{\pm 1} = 3.16 \quad w_{\pm 2} = 1.96 \quad w_{\pm 3} = 0.76 \quad w_{\pm 4} = 0.29.$$

Os resultados da simulação deste filtro estão representados na Figura 3.8.

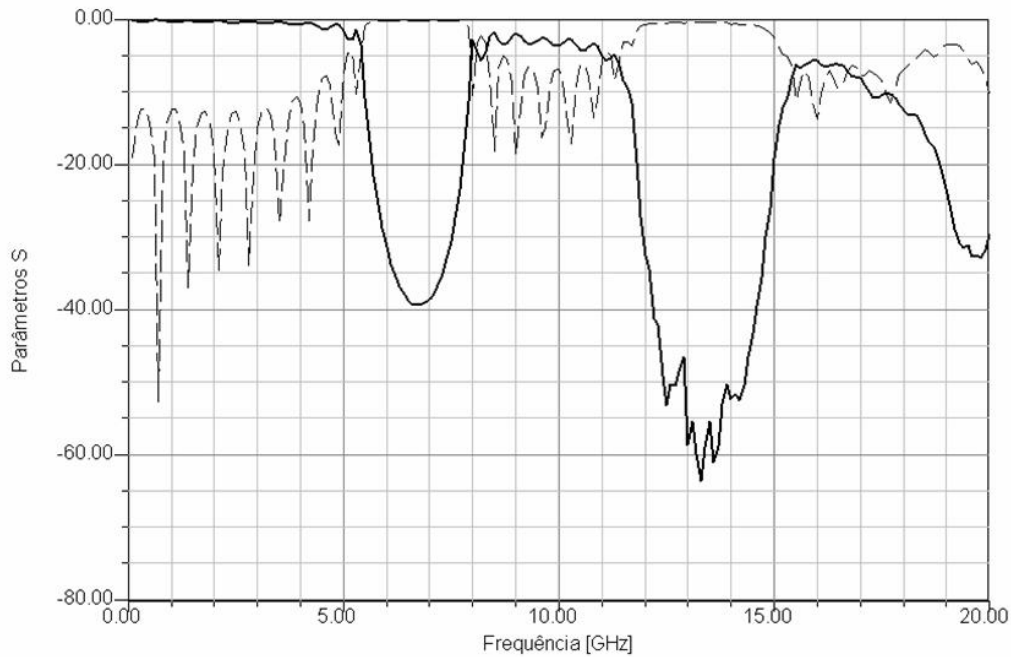


Figura 3.7: Parâmetros S do filtro rejeita-banda (módulo em dB) simulado no HFSS: traço contínuo S_{21} ; traço interrompido: S_{11}

3.4 Estrutura composta

O filtro final projectado é resultado da junção dos dois filtros anteriormente descritos. Estes dois filtros foram sobrepostos dando origem ao filtro representado na Figura 3.9. O resultado da simulação dos parâmetros S desta nova estrutura é uma aproximação à soma das duas estruturas em separado, como se pode observar na Figura 3.10.

O filtro foi implementado através do processo tradicional de desgaste químico do cobre em excesso, dando origem à estrutura visível nas Figuras 3.11 e 3.12. Nestas Figuras são também visíveis os conectores SMA 3.5 mm incluídos no filtro para permitir a ligação deste aos equipamentos de medida.

3.5 Redimensionamento da estrutura para um substrato tipo CuClad

Com o objectivo de validar esta técnica de projecto e comparar os valores de simulação com os medidos foi produzida outra estrutura com características semelhantes, mas com um substrato diferente, o CuClad. Este substrato apresenta uma permitividade relativa de 2.17 o que levou à necessidade de adaptar as duas estruturas sobrepostas a esta nova

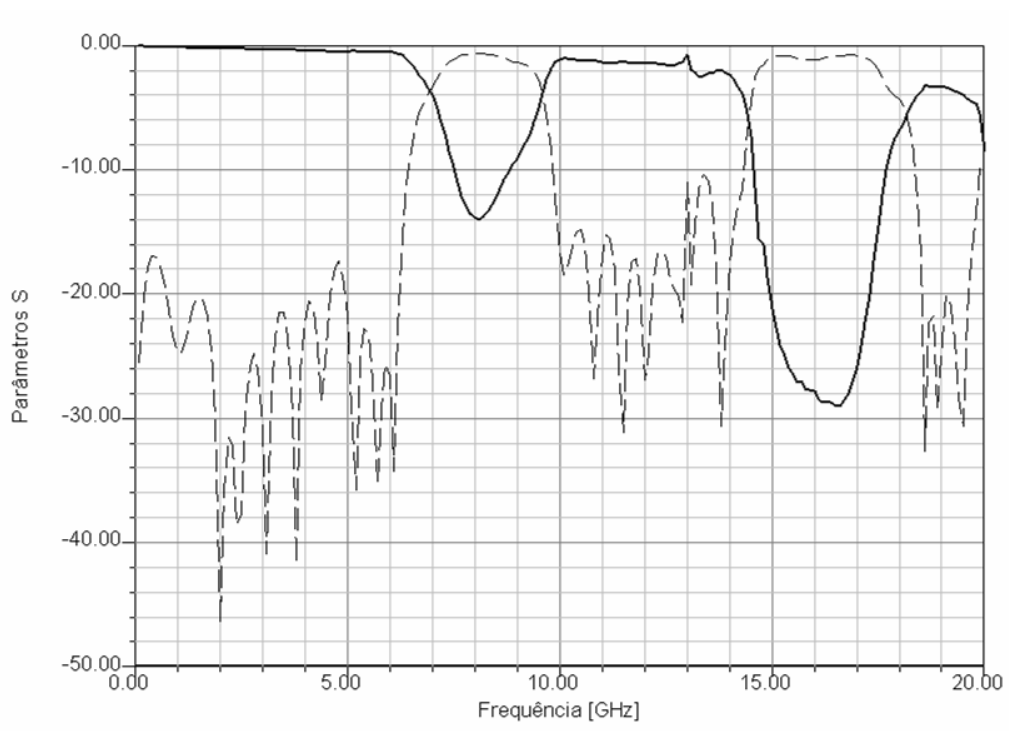


Figura 3.8: Parâmetros S para o filtro rejeita-banda com *tapper* com janela da *Hamming* (módulo em dB) simulado no HFSS: traço contínuo S_{21} ; traço interrompido: S_{11}



Figura 3.9: Plano de massa do filtro composto

realidade. O esquema do plano de massa está representado na Figura 3.13.

A obtenção deste novo filtro mostrou a possibilidade de obter uma nova estrutura partindo de uma já conhecida, sendo apenas necessário alterar as dimensões tendo em conta o novo valor da permissividade relativa.

3.6 Sumário

Neste capítulo foi descrito o processo de desenho e de simulação de um filtro passa-baixo. O filtro foi obtido através da técnica EBG com a particularidade de ser composto por duas estruturas sobrepostas. A sobreposição de uma estrutura passa-baixo com uma rejeita banda permitiu obter um filtro com boas características, das quais se destacam a

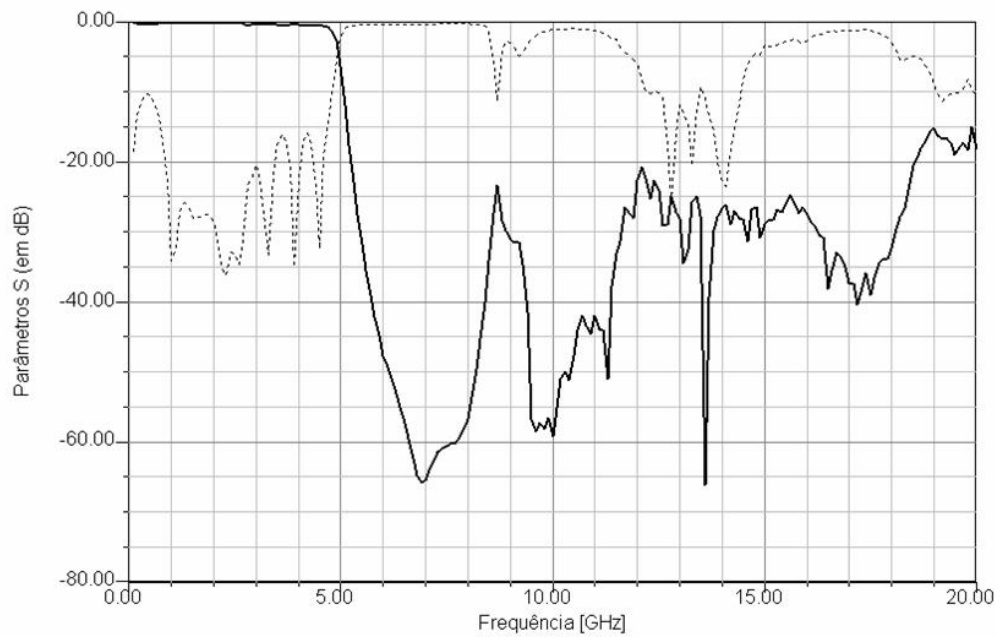


Figura 3.10: Parâmetros S do filtro composto (módulo em dB) simulado no HFSS: traço contínuo S_{11} ; traço interrompido: S_{21}



Figura 3.11: Fotografia do filtro implementado - linha *microstrip*

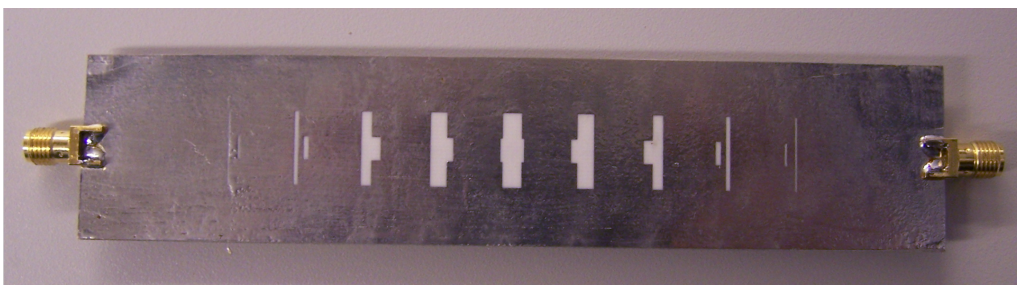


Figura 3.12: Fotografia do filtro implementado - plano de massa

resposta plana na banda passante, a elevada taxa de transição entre as bandas passante e de rejeição e a supressão dos harmónicos.

Os passos do projecto e de simulação foram descritos ao pormenor. Nas várias fases



Figura 3.13: Plano de massa do filtro implementado em CuClad

do projecto, os resultados obtidos por simulação, foram apresentados neste capítulo tendo em conta a gama de valores possíveis de obter por medição física.

A possibilidade de adaptar o desenho de um filtro composto deste tipo a outro substrato foi demonstrada através de uma simples correcção das dimensões tendo em conta o valor da permitividade relativa.

Capítulo 4

Teste e caracterização do filtro EBG passa-baixo

4.1 Introdução

Este capítulo pretende descrever o processo de teste e caracterização do filtro passa-baixo projectado no Capítulo 3. Para além da descrição do processo são também apresentados os resultados das medidas e apresentadas algumas conclusões da sua funcionalidade. A comparação entre os resultados de simulação e da medição são apresentados, igualmente, neste capítulo.

A Secção 4.2 apresenta uma breve descrição do método utilizado no teste da estrutura cujos resultados são apresentados na Secção 4.3. Estes resultados são discutidos na Secção 4.4.

A Secção 4.5 apresenta uma particularidade desta estrutura, a radiação responsável pelas suas características, em especial, pelo elevado declive entre a banda de passagem e de rejeição. A colocação de absorventes junto da estrutura é também analisada neste capítulo e são apresentados os efeitos da sua aplicação. A Secção 4.6 contém uma síntese às principais características do filtro testado.

4.2 Procedimentos de teste

A caracterização das estruturas implementadas segundo os parâmetros S foi obtida utilizando o *vector network analyzer* (VNA no acrónimo inglês), Agilent 8703A, que opera entre 50 MHz e 20 GHz. Uma calibração completa nas duas portas foi efectuada para realizar a medida das perdas de transmissão (S_{21}) e as perdas de reflexão (S_{11}).

4.3 Resultados dos testes

A ligação do filtro composto, descrito no Capítulo 3, ao VNA está representada na Figura 4.1. Os parâmetros S em módulo e fase das estruturas foram medidos na gama de 0.05 a 20.05 GHz com 1601 pontos.

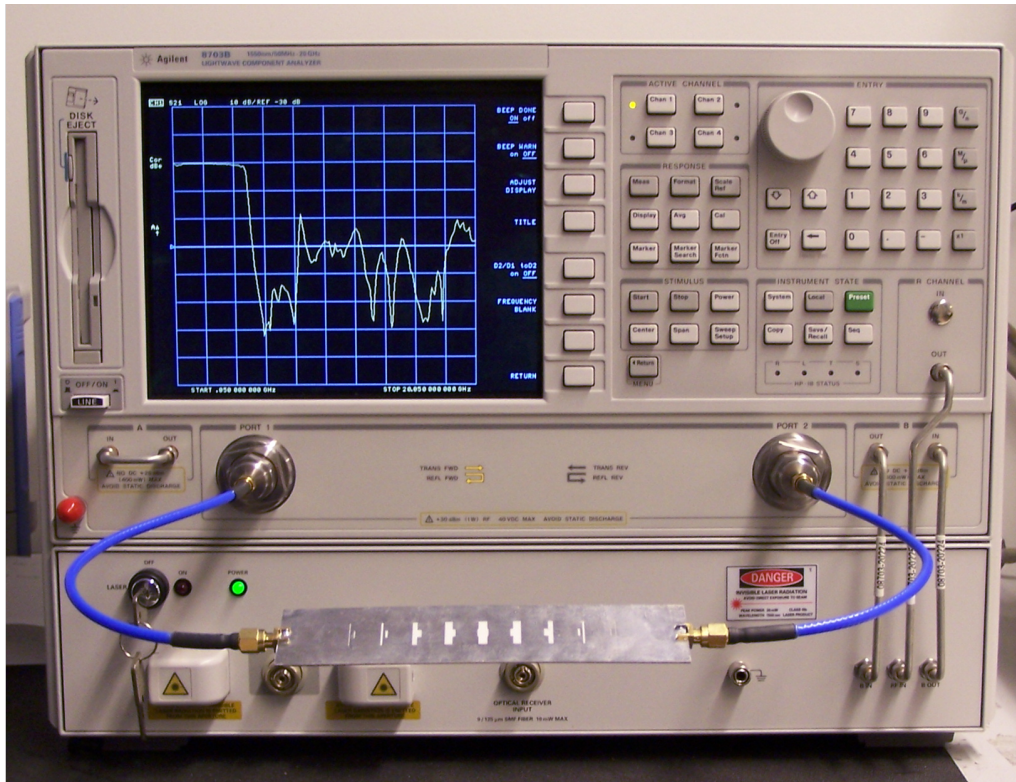


Figura 4.1: Ligação do filtro ao VNA para obter os parâmetros S.

Os resultados medidos no VNA estão indicados nas Figuras 4.2 e 4.3 onde são indicados os valores de módulo e fase, respectivamente.

4.4 Discussão dos resultados

A comparação dos valores medidos com os simulados no *Ansoft HFSS* estão disponíveis na Figura 4.4.

Pela observação dos gráficos pode-se afirmar que a resposta global do filtro é melhor do que os valores simulados. A frequência de corte observada no filtro (a -3 dB) é inferior à projectada em cerca de 150 MHz, ou seja, a projectada foi de 5 GHz e a medida situa-se

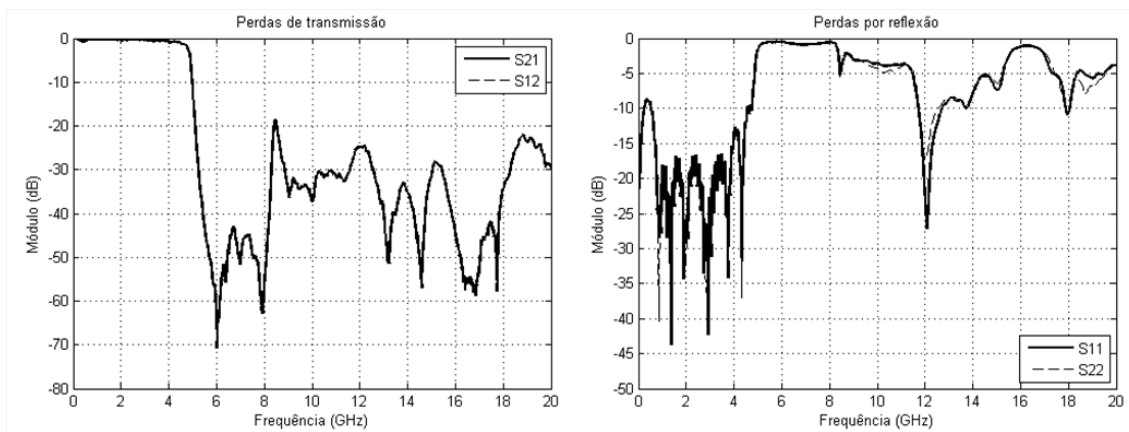


Figura 4.2: Módulo dos parâmetros S do filtro em dB

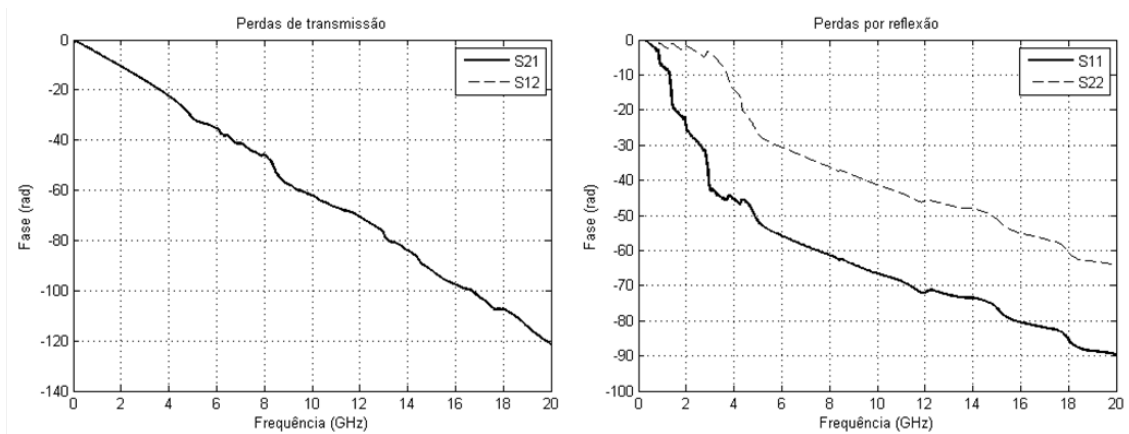


Figura 4.3: Fase dos parâmetros S do filtro em radianos

próximo dos 4.85 GHz.

Esta diferença não é muito significativa dado que se está a avaliar um filtro com 5 GHz de largura de banda de passagem, ou seja, tem-se um erro de 3% de banda. Os valores de S_{11} e S_{22} são ligeiramente diferentes tal como os valores de S_{21} e S_{12} . Esta diferença deve-se a erros de fabrico do filtro e não de desenho uma vez que o filtro teórico é simétrico. Os valores em módulo dos parâmetros S são, de um modo geral, melhores do que os simulados em especial na zona de corte que é muito mais acentuada no filtro medido.

4.4.1 Resultados para a estrutura com substrato CuClad

O gráfico da Figura 4.5 mostra a comparação dos resultados de simulação e de teste da estrutura implementada no substrato CuClad.

Pela análise da imagem verifica-se que os resultados da simulação ilustram correctamente a resposta do filtro com especial destaque para a zona de transição onde as duas

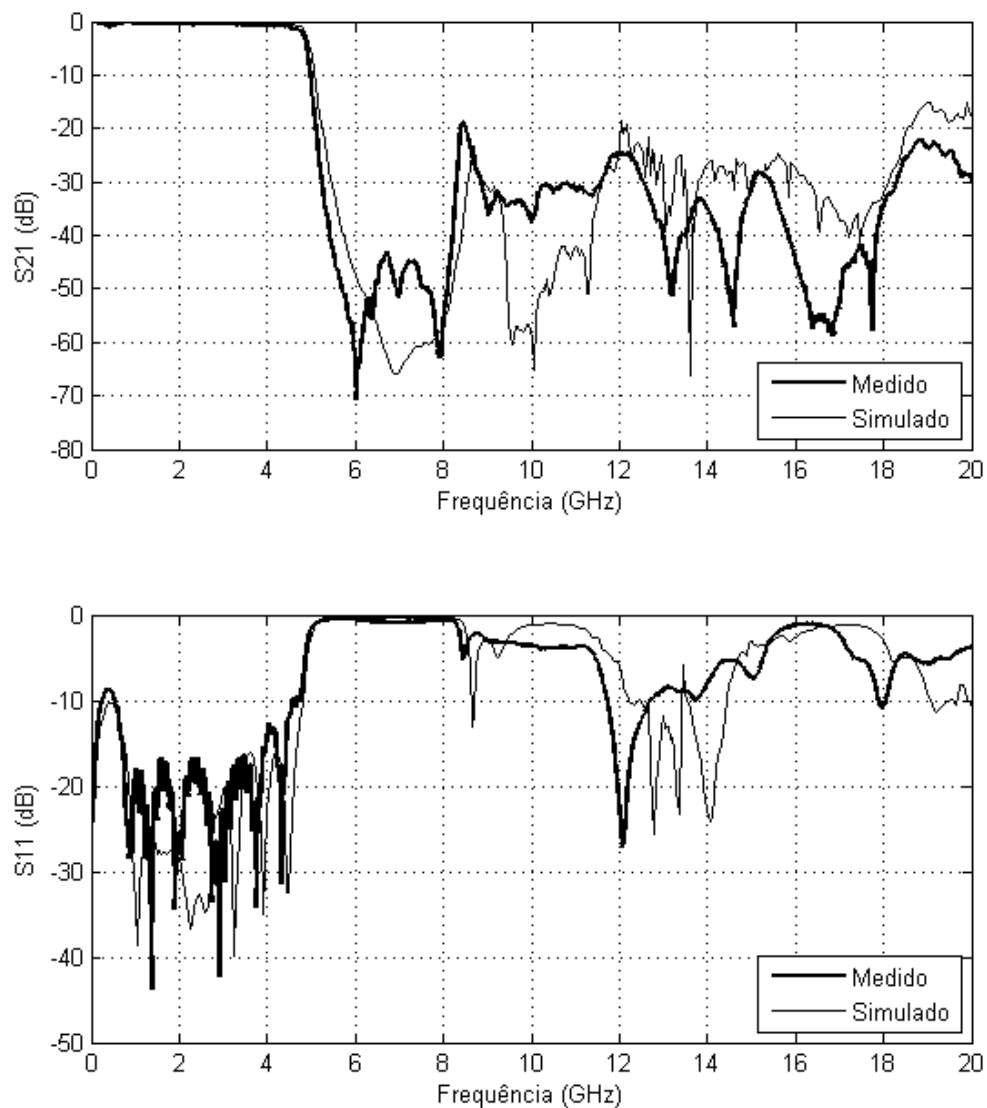


Figura 4.4: Comparação dos valores simulados com os medidos

curvas são coincidentes. Este facto permite concluir que o método de simulação utilizado dá boas perspectivas da estrutura que será implementada. Pela comparação com a estrutura implementada no substrato Rogers, pode-se concluir que os resultados são semelhantes, validando, assim, o método de desenho e a sua aplicabilidade para substratos diferentes (com as devidas correcções no desenho das estruturas).

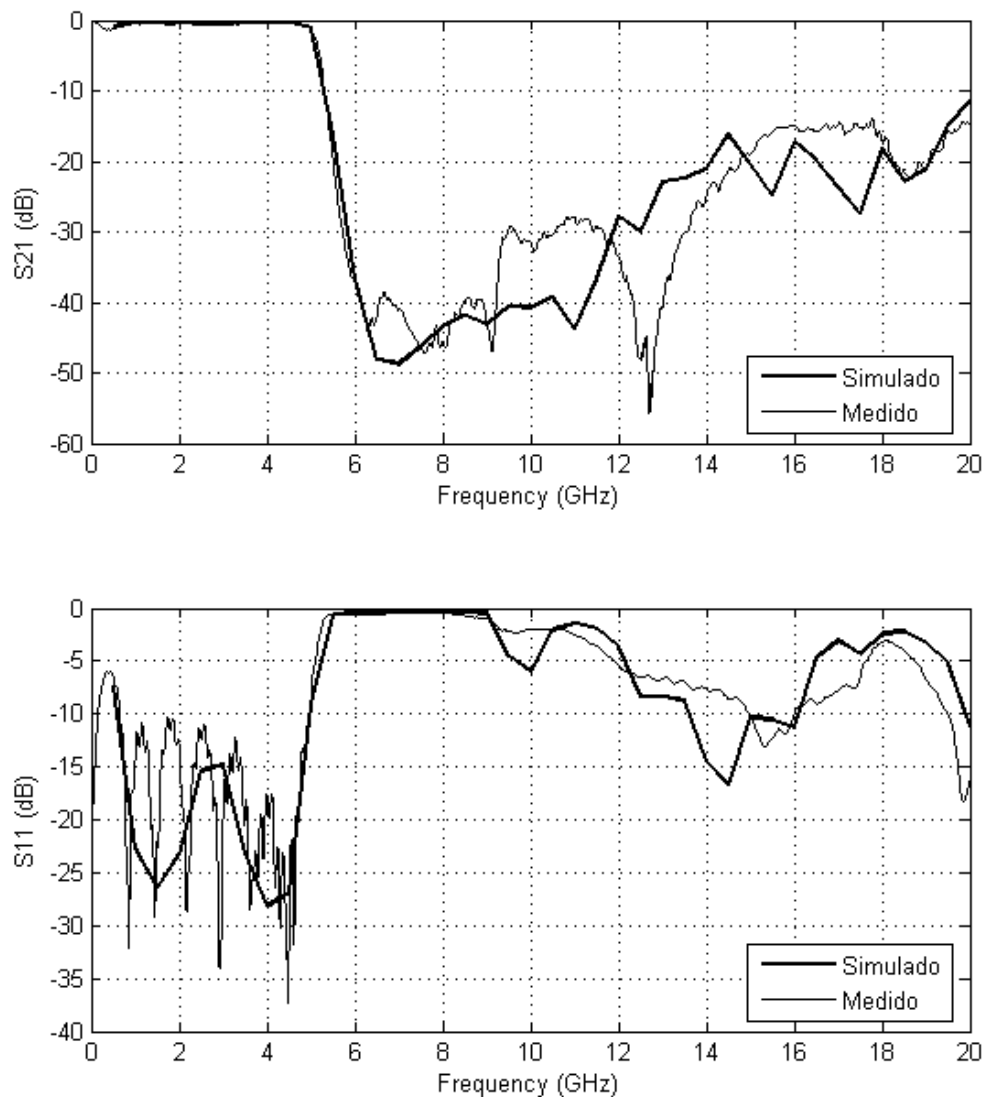


Figura 4.5: Resultado da simulação e do teste dos parâmetros S do filtro implementado em CuClad.

4.5 Perdas por radiação

A obtenção da resposta passa-baixo com uma transição abrupta deve-se em parte às perdas por radiação. O fenómeno observa-se nesta estrutura para certas gamas de frequência. Na Figura 4.6 é apresentado o gráfico de perdas (de potência) devido à radiação, uma vez que a estrutura é passiva.

A existência de elevada percentagem de radiação na estrutura (cerca de 100% nas proximidades de 13 e 14 GHz) dificulta a inclusão deste tipo de estruturas em caixas metálicas.

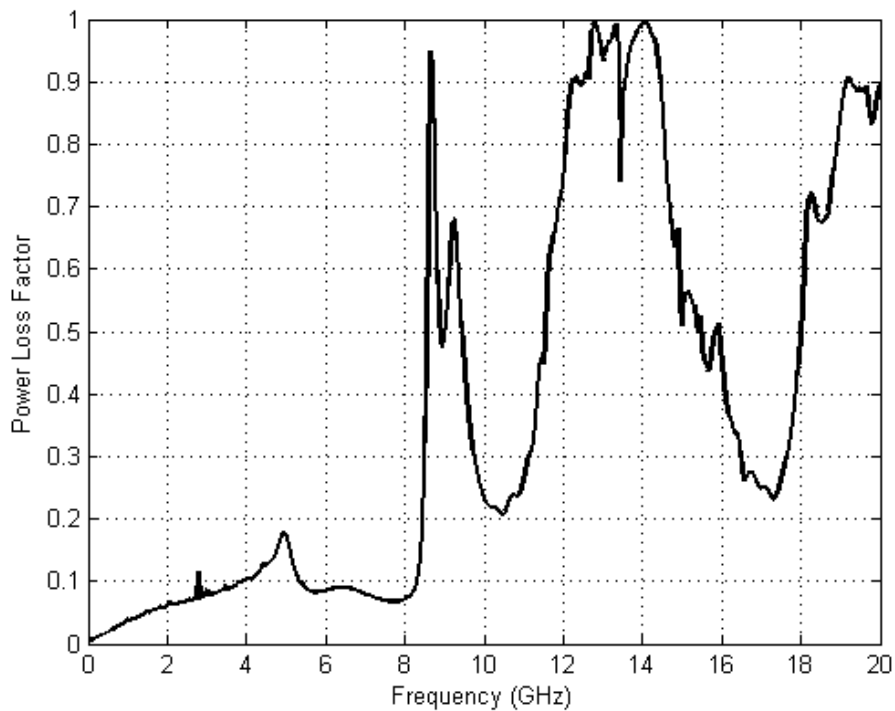


Figura 4.6: Taxa de perda de potência (por radiação).

Por norma os circuitos de radiofrequência são colocados em caixas metálicas para evitar a interferência do e para o meio exterior ao circuito.

Com a utilização de absorventes (Eccosorb HR-10 da *Emerson & Cuming*) junto do filtro verifica-se uma variação na sua resposta. Ao colocar os absorventes completamente em contacto com o filtro, este deixa de ter a característica anterior, passando a ter uma frequência de corte mais baixa que a medida inicialmente, como se pode observar na Figura 4.7. Ao colocar os absorventes afastados do filtro (cerca de 3 mm) nota-se uma melhoria da resposta na banda de rejeição mantendo-se inalterada a resposta na banda passante (Figura 4.8).

A utilização de absorventes com um ligeiro afastamento do circuito possibilita a utilização desta estrutura em caixas metálicas, com o aumento da imunidade a interferências. Esta é uma prática recorrente em circuitos que utilizam guias de onda abertos, como é o caso das linhas *microstrip*.

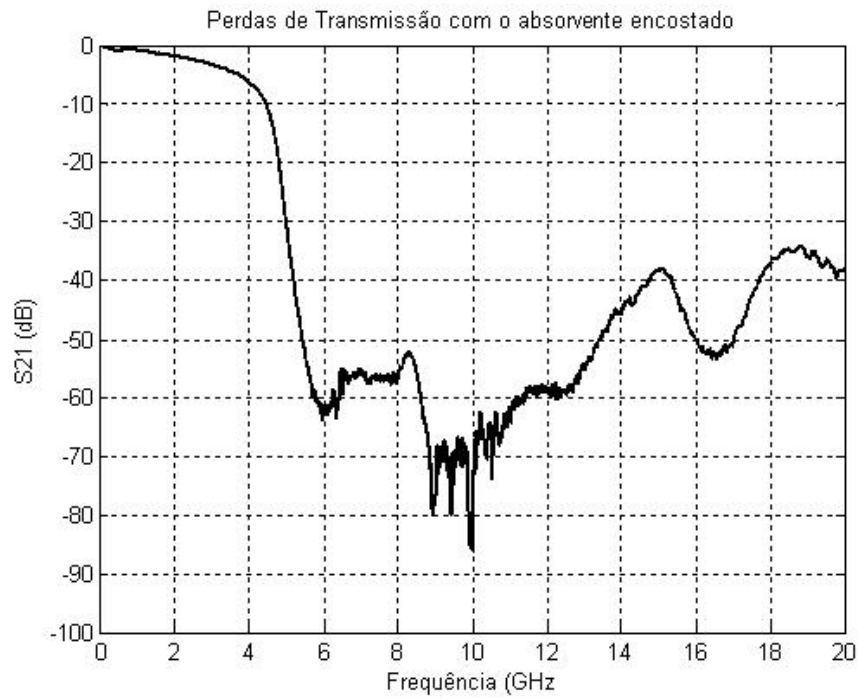


Figura 4.7: Módulo da resposta do filtro com a utilização de absorventes encostados ao filtro

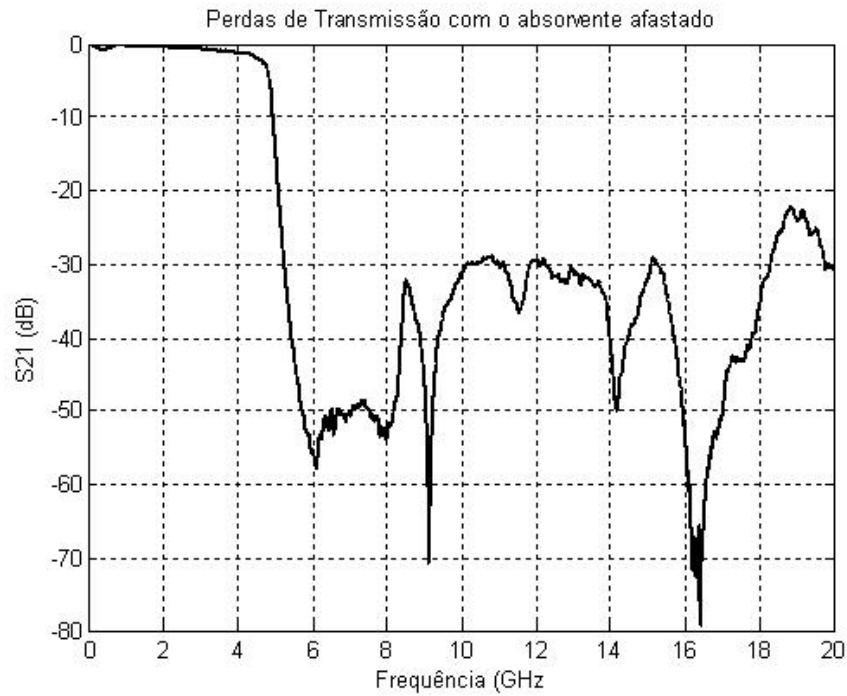


Figura 4.8: Módulo da resposta do filtro com a utilização de absorventes afastados do filtro

4.6 Síntese das características

As Tabelas 4.1 e 4.2 apresentam um resumo das principais características dos filtros compostos, implementados nos dois tipos de substrato, com base nos valores medidos.

Tabela 4.1: Resumo das características do filtro passa-baixo composto no substrato Rogers

Módulo do S_{21} na banda passante	≥ -1 dB
Módulo do S_{21} na banda de rejeição	≤ -18 dB
Módulo do S_{11} na banda passante	≤ -9 dB
Módulo do S_{11} na banda de rejeição	≥ -20 dB
Frequência de corte (3 dB)	4.85 GHz
Declive da região de transição	≈ 380 dB/oitava

Tabela 4.2: Resumo das características do filtro passa-baixo composto no substrato Cu-Clad

Módulo do S_{21} na banda passante	≥ -1.1 dB
Módulo do S_{21} na banda de rejeição	≤ -13.6 dB
Módulo do S_{11} na banda passante	≤ -6.7 dB
Módulo do S_{11} na banda de rejeição	≥ -20 dB
Frequência de corte (3 dB)	5.07 GHz
Declive da região de transição	≈ 150 dB/oitava

Pela análise das tabelas verifica-se as baixas perdas na banda passante e a elevada rejeição na banda de rejeição. O factor de transição de, aproximadamente, 380 dB/oitava é elevado e pouco usual para estruturas deste tipo. A ordem do filtro ($N=9$) é muito inferior à necessária para obter uma resposta semelhante com elementos discretos pelos métodos tradicionais.

4.7 Sumário

Neste capítulo foi apresentado o processo de teste e caracterização da estrutura passa-baixo apresentada no Capítulo 3. Os resultados foram apresentados e discutidos, para os casos de estrutura isolada e de utilização de absorventes.

A comparação dos valores medidos com os simulados permitiu validar o método de simulação uma vez que foram obtidos resultados próximos dos simulados.

A utilização de substratos diferentes foi também analisada e concluiu-se que o método de simulação e de implementação é válido para ambos. É possível desenhar uma estrutura para um substrato e, com as devidas correcções tendo em conta as novas propriedades, implementá-la num outro substrato.

A verificação das perdas por radiação foi igualmente apresentada sendo esta característica um factor determinante para a resposta obtida pelo filtro. A utilização de absorventes foi analisada sendo confirmada a possibilidade da sua utilização, desde que colocados a uma certa distância do filtro.

A possibilidade de sobrepor duas estruturas EBG no mesmo plano de massa foi analisada e verificada a sua eficácia. O resultado obtido é próximo daquele que seria obtido com as duas estruturas em cascata. A sobreposição permite obter uma estrutura com dimensões mais reduzidas e abre caminho para o projecto de sobreposição de outro tipo de estruturas e outros períodos.

Capítulo 5

Análise de estruturas EBG pela teoria dos modos acoplados

5.1 Introdução

Enquanto que o desenvolvimento de estruturas periódicas para o domínio óptico resultou em modelos matemáticos de fácil utilização, o mesmo não acontece com as estruturas para a gama das microondas do espectro electromagnético. Este facto é mais acentuado ainda para os guias de onda planares e abertos como é o caso das linha *microstrip*. No domínio óptico a teoria dos modos acoplados permite uma simples formulação das equações de Maxwell das quais resulta um conhecimento mais aprofundado dos *Fiber Bragg Gratings* – FBG. Este conhecimento permite o desenvolvimento de técnicas de projecto adequadas para a obtenção de estruturas com a frequência de operação desejada. Esta teoria pode ser utilizada no caso óptico uma vez que o meio de propagação guiado suporta somente um só modo, tem baixas perdas e perturbações. O modelo teórico proposto em [15] formula uma teoria de modos acoplados para o caso dos dispositivos para microondas através do método das secções cruzadas.

A ideia fundamental deste método é que o campo electromagnético em qualquer secção cruzada de um guia de onda não uniforme pode ser representado como uma sobreposição das ondas que se propagam nos dois sentidos, associadas aos diferentes modos de propagação, de um guia de onda auxiliar uniforme com a mesma secção cruzada. Em [15] este método é descrito em profundidade. A aplicação da teoria dos modos acoplados em linhas *microstrip* é efectuado com a utilização de duas aproximações que são aceitáveis, mas apenas em certas condições.

A Secção 5.2 apresenta as equações que descrevem os modos acoplados para os guias de onda uniformes, abertos e fechados com especial destaque para o caso das linhas *microstrip*.

Na Secção 5.3 são apresentados os resultados de simulação da estrutura do Capítulo 3 utilizando a teoria dos modos acoplados.

5.2 Equações dos modos acoplados

Num guia de onda uniforme (secção cruzada, ϵ e μ que não variam com a distância ao longo do guia de onda), os modos são blocos usados pelo método das secções cruzadas, para expandir o campo total presente num guia de onda uniforme.

5.2.1 Guias de onda uniformes

Num guia de onda uniforme, e assumindo uma dependência sinusoidal temporal, a representação fasorial dos campos pode ser assumida como:

$$\begin{aligned}\vec{E}(x, y, z, t) &= \vec{E}(x, y, z) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \\ \vec{H}(x, y, z, t) &= \vec{H}(x, y, z) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t}\end{aligned}\tag{5.1}$$

Os vectores $\vec{E}(x, y, z)$ e $\vec{H}(x, y, z)$ são conhecidos como os fasores do campo eléctrico e magnético, respectivamente.

Após alguma manipulação matemática das equações de Maxwell, assumindo que a região do guia de onda é desprovida de fonte de excitação e, conseqüentemente, os campos são excitados por ondas incidentes na secção cruzada do guia de onda, pode ser demonstrado que o tipo de solução para os modos do guia de onda corresponde à onda que se propaga pelo guia de onda na direcção axial (assume-se que é a direcção segundo o eixo dos zz):

$$\begin{aligned}\vec{E}(x, y, z) &= \vec{E}(x, y) \cdot e^{-j \cdot \beta \cdot z} \\ \vec{H}(x, y, z) &= \vec{H}(x, y) \cdot e^{-j \cdot \beta \cdot z}\end{aligned}\tag{5.2}$$

onde $\vec{E}(x, y, z)$ e $\vec{H}(x, y, z)$ são o campo total eléctrico e magnético do modo, respectivamente. $\vec{E}(x, y)$ e $\vec{H}(x, y)$ representam a dependência do campo no plano da secção cruzada e β é o número de onda do modo (constante de propagação).

5.2.1.1 Guias de onda fechados

A distribuição do campo electromagnético que ocorre num guia de onda fechado uniforme pode ser expandido como uma combinação linear dos seus modos, incluindo as ondas que viajam no sentido positivo e negativo de propagação da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
\vec{E}(x, y, z) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cdot \vec{E}^i(x, y) \cdot e^{-j\beta_i z} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \cdot \vec{E}^i(x, y) \\
\vec{H}(x, y, z) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cdot \vec{H}^i(x, y) \cdot e^{-j\beta_i z} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \cdot \vec{H}^i(x, y)
\end{aligned} \tag{5.3}$$

em que a_i é a amplitude complexa do modo onde o índice i identifica o modo. O sinal do índice indica o sentido de propagação do modo.

5.2.1.2 Guias de onda abertos

Ao contrário dos guias de onda fechados, os modos num guia de onda aberto são compostos não só pelos modos discretos (espectro discreto dos modos) mas também pelos modos de radiação (espectro contínuo dos modos). Além disso, o conjunto dos modos discretos são formados por um número finito de modos e não infinito como no caso dos guias de onda fechados.

Como pode ser visto em [34] a distribuição electromagnética num guia de onda uniforme pode ser expandida como uma combinação linear dos modos com o espectro discreto e com o espectro contínuo, onde ambos incluem as ondas que viajam nos sentido positivo e negativo de propagação.

As linha *microstrip* são um exemplo de um guia de onda aberto e os campos podem ser descritos por:

$$\begin{aligned}
\hat{\vec{E}}(x, y, z) &= \sum_{i=-M}^M a_i \cdot \vec{E}^i(x, y) + \sum_{i=-Q}^Q \int_0^{\infty} a_i(k_t) \cdot \vec{E}^i(x, y, k_t) \cdot dk_t \\
\hat{\vec{H}}(x, y, z) &= \sum_{i=-M}^M a_i \cdot \vec{H}^i(x, y) + \sum_{i=-Q}^Q \int_0^{\infty} a_i(k_t) \cdot \vec{H}^i(x, y, k_t) \cdot dk_t
\end{aligned} \tag{5.4}$$

Uma explicação mais aprofundada sobre este assunto pode ser encontrada em [35].

5.2.2 Fenómeno de modo acoplado e equações de acoplamento

É usual considerar-se que um guia de onda é uniforme quando todas as suas propriedades não variam longitudinalmente. Assim, os modos propagam-se ou atenuam-se ao longo do guia de onda de forma independente, sem transferência de potência entre eles. Por outro lado, se o guia de onda é não uniforme longitudinalmente, os modos não se propagam de forma independente dando origem à transferência de potência entre eles. É o chamado acoplamento entre modos.

De acordo com o método da secção cruzada, para descrever o campo electromagnético num guia de onda não uniforme é necessário expandir o campo em cada secção numa série de Fourier segundo o módulo. As Equações 5.5 representam a componente transversal do campo electromagnético numa secção cruzada de uma guia de onda recto não uniforme.

$$\begin{aligned}
\hat{E}_x(x, y, z) &= \sum_{i=-M}^M a_i(z) \cdot E_x^i(x, y, z) + \sum_{i=-Q}^Q \int_0^\infty a_i(k_t, z) \cdot E_x^i(x, y, k_t, z) \cdot dk_t \\
\hat{E}_y(x, y, z) &= \sum_{i=-M}^M a_i(z) \cdot E_y^i(x, y, z) + \sum_{i=-Q}^Q \int_0^\infty a_i(k_t, z) \cdot E_y^i(x, y, k_t, z) \cdot dk_t \\
\hat{H}_x(x, y, z) &= \sum_{i=-M}^M a_i(z) \cdot H_x^i(x, y, z) + \sum_{i=-Q}^Q \int_0^\infty a_i(k_t, z) \cdot H_x^i(x, y, k_t, z) \cdot dk_t \\
\hat{H}_y(x, y, z) &= \sum_{i=-M}^M a_i(z) \cdot H_y^i(x, y, z) + \sum_{i=-Q}^Q \int_0^\infty a_i(k_t, z) \cdot H_y^i(x, y, k_t, z) \cdot dk_t
\end{aligned} \tag{5.5}$$

A partir destas equações pode ver-se que os campos num guia de onda não uniforme são construídos como uma combinação linear dos componentes transversais do campo de um guia de onda auxiliar que possui a mesma secção cruzada e uma distribuição idêntica de ϵ e μ num dado z fixo ao longo da estrutura.

A utilização destas equações nas equações de Maxwell, e após alguma manipulação matemática, é mostrado em [15] que a equação de modo acoplado é:

$$\begin{aligned}
\frac{da_m}{dz} + j \cdot \beta_m \cdot a_m &= \sum_{i=-M}^M a_i \cdot C_{mi} + \sum_{i=-Q}^Q \int_0^\infty a_i(k_t) \cdot C_{mi}(k_t) \cdot dk_t \\
\frac{da_n(\tilde{k}_t)}{dz} + j \cdot \beta_n(\tilde{k}_t) \cdot a_n(\tilde{k}_t) &= \sum_{i=-M}^M a_i \cdot C_{ni}^c(\tilde{k}_t) + \sum_{i=-Q}^Q \int_0^\infty a_i(k_t) \cdot C_{ni}^c(\tilde{k}_t, k_t) \cdot dk_t
\end{aligned} \tag{5.6}$$

A primeira equação refere-se ao acoplamento entre os modos discretos e ao acoplamento entre os modos do espectro discreto e o espectro contínuo. A segunda equação é relativa ao acoplamento entre modos do espectro contínuo [15]. C é o coeficiente de acoplamento entre modos.

5.2.3 O caso da linha *microstrip*

Como foi referido anteriormente, a distribuição do campo electromagnético num guia de onda aberto tem espectro discreto e contínuo (modos de radiação). As linha *microstrip* são um exemplo de um guia de onda aberto e, conseqüentemente, as últimas duas

equações podem ser usadas para avaliar o fenómeno de acoplamento neste tipo de linha de transmissão.

Nas estruturas *microstrip* podem ser aplicadas duas aproximações importantes de forma a simplificar o processo de análise [15]. A primeira tem por objectivo negligenciar a energia do acoplamento dos modos contínuos (esta aproximação depende do tipo de estrutura e da gama de frequências de operação). A segunda consiste em considerar modos simples de operação e onde apenas modos quasi-TEM se propagam.

$$\begin{aligned}\hat{\vec{E}} &= a^+(z) \cdot \vec{E}^+ + a^-(z) \cdot \vec{E}^- \\ \hat{\vec{H}} &= a^+(z) \cdot \vec{H}^+ + a^-(z) \cdot \vec{H}^-\end{aligned}\quad (5.7)$$

Estas aproximações dão origem a um sistema de equações simplificado para o modo acoplado:

$$\begin{aligned}\frac{da^+}{dz} &= -j \cdot \beta \cdot a^+ + K \cdot a^- \\ \frac{da^-}{dz} &= -j \cdot \beta \cdot a^- + K \cdot a^+\end{aligned}\quad (5.8)$$

onde:

$$\beta = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_{ef}} \quad (5.9)$$

$$K = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{dZ_0}{dz}. \quad (5.10)$$

A equação 5.7 refere-se ao campo total numa estrutura EBG em *microstrip*, onde z é a direcção de propagação. As variáveis \vec{E} e \vec{H} são as expressões do campo no guia de onda auxiliar e, conseqüentemente, apresentam uma dependência em z . a^+ e a^- são as amplitudes das ondas que se propagam no sentido positivo e negativo de propagação, respectivamente. A equação 5.8 descreve o modo acoplado onde se pode observar que apenas as ondas correspondentes ao modo quasi-TEM (modo dominante) se propagam. ϵ_{ef} é a permitividade efectiva do dieléctrico que caracteriza o guia de onda auxiliar e, conseqüentemente, possui uma dependência em z tal como a constante de propagação β . O coeficiente de acoplamento é descrito pela equação 5.10 (potência transferida entre as ondas que se propagam em sentidos diferentes). Z_0 é a impedância do modo quasi-TEM no guia de onda auxiliar e, tal como a permitividade e a constante de propagação, apresenta dependência segundo z . O coeficiente de acoplamento é exacto se a impedância característica do modo, Z_0 , caracterizar adequadamente a propagação desse modo em termos da reflexão produzida pela secção cruzada e sua variação, presente no guia de

onda. Esta característica pode ser obtida para o modo quasi-*microstrip* ao calcular Z_0 para a potência e a corrente transportadas pelo modo [36]:

$$Z_0 = 2 \cdot \frac{P^+}{|I^+|^2} \quad (5.11)$$

5.3 Resultados experimentais

Para comparar a viabilidade deste método, foram comparados os resultados desta técnica com os simulados no Ansoft HFSS. A estrutura com as duas estruturas sobrepostas no plano de massa apresenta grandes perdas por radiação. Este método não contempla este tipo de perdas, logo não será o método indicado para analisar estruturas deste tipo. Assim, a estrutura seleccionada foi a rejeita banda (descrita em pormenor na Secção 3.3) por ser simples e fácil de descrever a sua estrutura em termos matemáticos. A capacidade de definir correctamente a estrutura em termos matemáticos é o principal limitador da utilização desta técnica de simulação.

A comparação dos resultados dos módulos dos parâmetros S está representada nas Figuras 5.1 e 5.2 onde a simulação pelo método dos modos acoplados é representada a traço interrompido e pelo HFSS a traço contínuo.

Pela análise dos gráficos nota-se diferenças significativas entre os dois métodos, embora a frequência de corte seja aproximadamente a mesma. A rapidez da simulação pela técnica dos modos acoplados permite ter uma ideia preliminar do comportamento do filtro permitindo otimizar o tempo de projecto de estruturas EBG. Como esta técnica não contempla efeitos de radiação, perdas nos conectores e condutores, os valores obtidos diferem da simulação tradicional, com valores acima dos reais. Estes efeitos são mais notórios à medida que se avança nas frequências como se pode ver pela Figura 5.1 onde o segundo harmónico do filtro já ocorre bastante afastado do simulado pelo HFSS.

5.4 Sumário

Neste capítulo foi abordada uma técnica teórica de análise das estruturas EBG. A teoria dos modos acoplados foi utilizada para obter a previsão da resposta de uma estrutura EBG pelo método das secções cruzadas. Foram abordados os estudos dos guias de onda abertos e fechados com especial destaque para as linhas *microstrip*. As equações genéricas utilizadas para obter os resultados da simulação foram alvo de uma breve apresentação. Os resultados da simulação dos métodos acoplados aplicado à estrutura rejeita-banda apresentada no Capítulo 3 foi apresentado e comparado com os resultados previamente obtidos

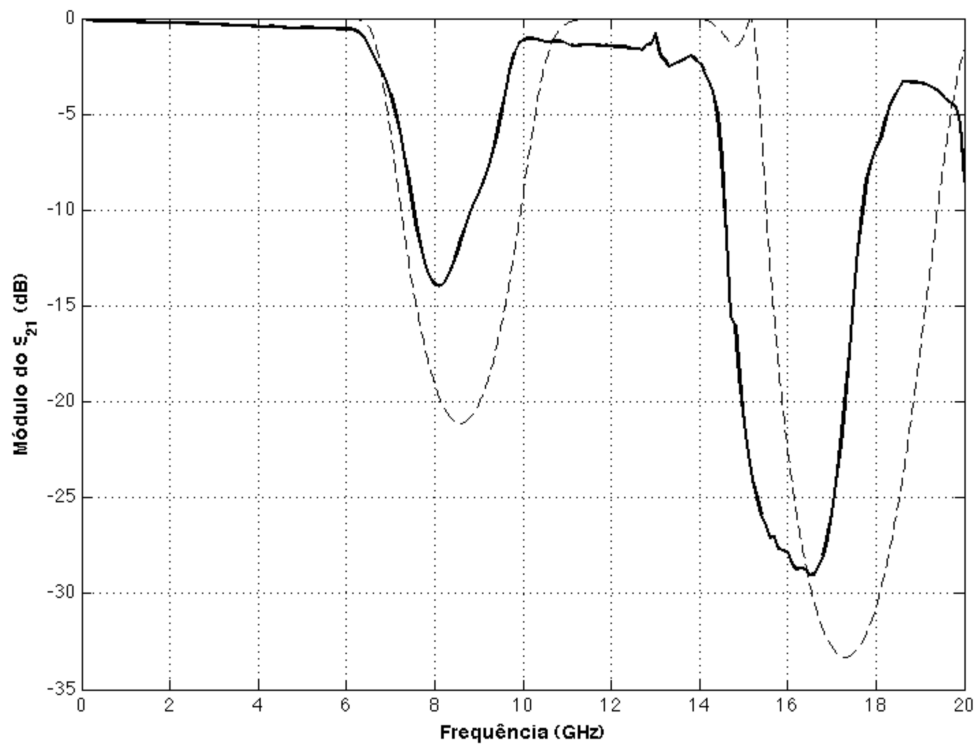


Figura 5.1: Módulo do parâmetro S_{21} obtido pelos dois métodos de simulação. O método dos modos acoplados é representado a traço interrompido e o resultado do HFSS a traço contínuo.

pelo método de simulação tradicional e com os valores medidos.

Pela análise dos resultados foi provada a diferença entre os métodos. O método das secções cruzadas permite uma aproximação inicial ao desenho de uma estrutura EBG já que é um método muito mais rápido de simulação. No entanto, não permite obter resultados precisos sendo sempre necessário recorrer aos métodos de simulação tradicionais.

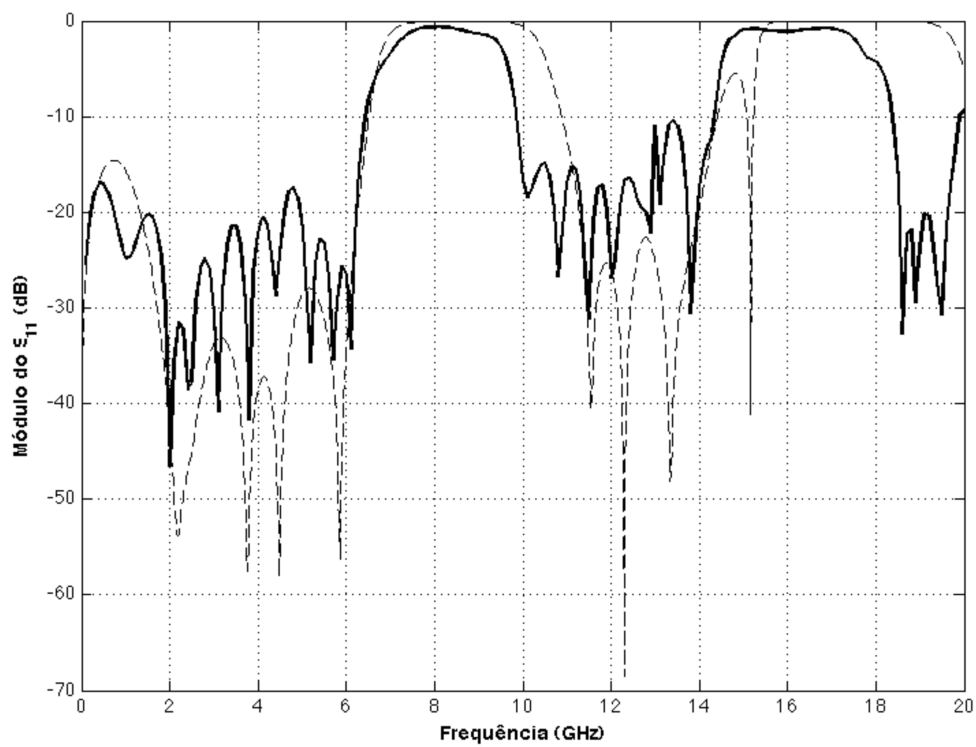


Figura 5.2: Módulo do parâmetro S_{11} obtido pelos dois métodos de simulação. O método dos modos acoplados é representado a traço interrompido e o resultado do HFSS a traço contínuo.

Capítulo 6

Estruturas EBG para compensação da dispersão óptica

6.1 Introdução

A possibilidade de utilizar estruturas EBG para compensação da dispersão em sistemas ópticos é um dos pontos de estudo deste trabalho. A necessidade de encontrar meio para compensar a dispersão da fibra com vista a aumentar o tráfego ou a distância de transmissão é uma questão corrente e pertinente.

As estruturas EBG por serem de propagação lenta, abrem a possibilidade à sua aplicação em circuitos de compensação. Neste capítulo serão apresentadas as estruturas estudadas para este efeito e apresentados alguns resultados obtidos.

A Secção 6.2 apresenta um resumo do fenómeno de dispersão cromática na fibra óptica. A técnica de compensação da dispersão óptica com linhas *microstrip* é apresentada na Secção 6.3. A abordagem à utilização de estruturas EBG para compensação da dispersão, o principal tema deste capítulo, é iniciado na Secção 6.4. O resultado dos testes às estruturas implementadas é apresentado e discutido na Secção 6.5. Na Secção 6.6 é apresentado um breve resumo do resultado dos testes das estruturas implementadas.

6.2 Dispersão cromática na fibra óptica

O principal problema nos sistemas de comunicação por fibra óptica é a dispersão cromática da fibra. A dispersão é o fenómeno em que a variação da velocidade de fase da onda que se propaga depende da sua frequência. A dispersão geralmente é descrita nas ondas de luz, mas pode ocorrer em qualquer tipo de onda que interaja com um meio ou que possa ser confinada num guia de onda. Regularmente, a dispersão é chamada de

dispersão cromática para dar ênfase à sua natureza de dependência do comprimento de onda.

É usual existirem duas fontes de dispersão: a dispersão material e a dispersão do guia de onda [37]. A dispersão material tem origem na resposta dependente da frequência de um certo material relativamente à onda que se propaga. A dispersão do guia de onda ocorre quando a velocidade de uma onda depende da sua frequência por razões geométricas, independentemente de qualquer dependência do material que constitui o guia (como numa fibra óptica). Este tipo de dispersão provoca a degradação do sinal em telecomunicações, uma vez que o atraso variável na chegada entre diferentes componentes do sinal provoca a degradação deste no receptor (alargamento dos impulsos ou interferência intersimbólica).

A velocidade de propagação da energia ou quantidade de informação num meio é denominada de velocidade de grupo. Num meio que apresenta dispersão, como é o caso da fibra óptica, a velocidade de grupo torna-se dependente da frequência (ou do comprimento de onda). Para um meio homogéneo a velocidade de grupo, v_g , é relacionada com a fase pela variação do índice de refração com o comprimento de onda:

$$v_g = c \left(n - \lambda \frac{dn}{d\lambda} \right)^{-1}. \quad (6.1)$$

Este efeito resulta na dispersão da velocidade de grupo (GVD no acrónimo inglês). GVD é normalmente quantificado pelo parâmetro de dispersão do atraso de grupo (D):

$$D = -\frac{\lambda}{c} \cdot \frac{d^2n}{d\lambda^2}. \quad (6.2)$$

Para sistemas ópticos de alto débito e/ou com longos comprimentos de fibra, a gestão da dispersão torna-se bastante importante já que, caso a dispersão seja demasiado alta, um conjunto de impulsos que representam um conjunto de *bits* se espalhando no tempo dando origem a interferência intersimbólica. Este factor limita o comprimento da fibra para o sinal poder ser enviado sem regeneração. Uma forma de contrariar este efeito é a utilização de comprimentos de onda com GVD igual a zero (aproximadamente $1.3 \mu\text{m}$ em fibras de sílica), para minimizar o impacto da sua dispersão. Contudo, na prática, operar num comprimento de onde de $GVD = 0$ pode originar o aparecimento de outros efeitos não-lineares.

6.3 Compensação da dispersão com linha *microstrip*

Um modo de compensar a dispersão cromática na fibra óptica é através da utilização de uma linha *microstrip* após conversão do sinal óptico para o domínio eléctrico. Esta aplicação é possível porque a linha *microstrip* possui atraso com uma característica que é

inversa à da fibra óptica. A equação seguinte mostra a característica do atraso de grupo numa linha deste tipo.

$$\tau_m = \frac{l}{c} \left\{ \sqrt{\epsilon_{e,ef}} + f \frac{d}{df} (\sqrt{\epsilon_{e,ef}}) \right\} \quad (6.3)$$

Pela análise desta equação, pode-se observar que o atraso é função da permissividade. Os compensador em *microstrip* compostos por uma simples linha são largamente utilizados em aplicações práticas. Neste tipo de compensador o comprimento da linha determina o atraso para uma permissividade específica. O objectivo é encontrar um comprimento *microstrip* que compense uma dispersão da fibra previamente medida. Um diagrama de blocos com um compensador eléctrico típico, correspondente a um sistema óptico coerente, é apresentado na Figura 6.1 e alguns atrasos típicos de linhas *microstrip* é mostrado na Figura 6.2.

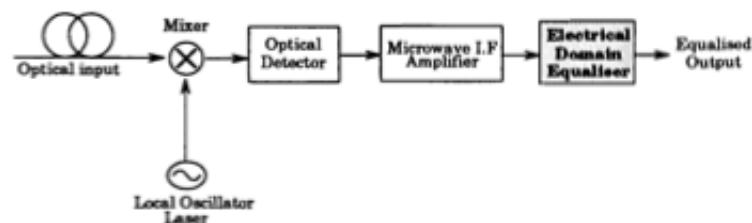


Figura 6.1: Diagrama de blocos de um sistema de detecção coerente com compensador eléctrico.

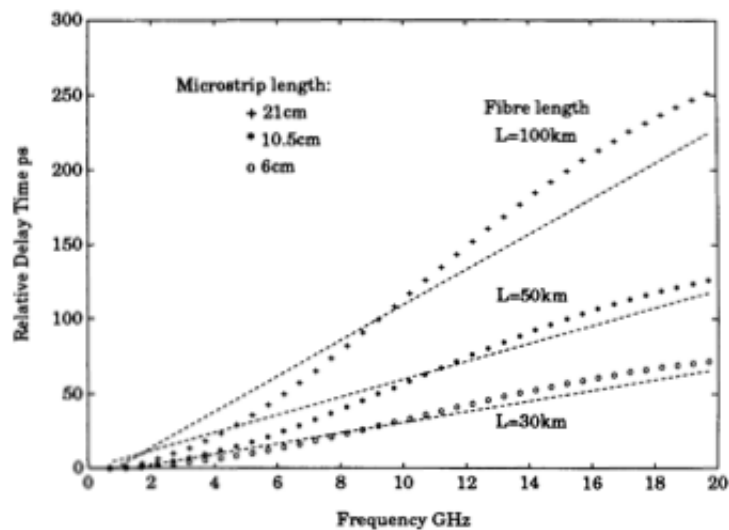


Figura 6.2: Característica do atraso de grupo de linhas *microstrip* com diferentes comprimentos.

Uma desvantagem deste método é a necessidade de linhas *microstrip* com longos comprimentos para compensar longas ligações de fibra óptica. Por exemplo, para compensar uma ligação por fibra óptica com 200 km é necessária uma linha *microstrip* com 42 cm. Com a utilização de linhas *microstrip* não uniformes é possível compensar ligações ópticas até 1000 km [38]. Para compensar esta ligação com uma linha tradicional seria necessário um comprimento de 12 metros. O atraso de grupo característico de uma linha *microstrip* é dependente da permitividade e espessura do substrato e espessura do condutor.

Uma vantagem na utilização de estruturas EBG para a compensação da dispersão é o facto de este tipo de estruturas sofrerem do efeito de propagação lenta das ondas electromagnéticas o que permite obter estruturas com comprimentos muito inferiores aos das linhas tradicionais.

6.4 Compensação com recurso a estruturas EBG

Neste trabalho foi investigada uma nova técnica para compensar a dispersão com recurso a estruturas EBG. Sem trabalho previamente publicado nesta área, o desenvolvimento do conceito foi baseado em filtros previamente estudados. A característica de propagação lenta das estruturas EBG é o ponto de partida para esta nova hipótese de aplicação. Com velocidade de propagação reduzida podem-se obter circuitos com o mesmo atraso dos circuitos tradicionais mas com dimensões inferiores.

O projecto começou por um processo de tentativa e erro com a simulação de várias estruturas compostas por perturbações periódicas simples no plano de massa. Uma vez que as estruturas EBG apresentam, tipicamente, uma resposta rejeita-banda, a frequência central deve ser maior do que a largura de banda desejada para o filtro. Este facto limita o processo de desenho, dadas as limitações físicas de implementação prática. Uma vez que o substrato utilizado anteriormente, o Rogers RO4003, proporcionou bons resultados, para esta aplicação foi também o escolhido.

6.4.1 Estrutura EBG tradicional

Inicialmente desenhou-se uma estrutura EBG tradicional com perturbações rectangulares no plano de massa. Vários valores para o período foram testados. O melhor resultado para uma banda inferior a 10 GHz foram obtidos por um período de 0.9 mm que corresponde a uma frequência de corte de ≈ 12 GHz. O número de elementos escolhido foi 35. Estes parâmetros deram origem a uma estrutura com 6 cm de comprimento mais os conectores (2 SMA fêmea nos extremos da placa). O esquema desta estrutura é apresentado na Figura 6.3 onde o rectângulo mais claro é a linha de 50Ω de impedância característica

localizada no plano superior da placa.



Figura 6.3: Esquema da linha de atraso com uma estrutura EBG

Em dispositivos ópticos é usual a utilização do atraso de grupo do sinal reflectido, como é o caso das redes de Bragg, com a utilização de circuladores à entrada. No caso das estruturas de microondas a utilização de circuladores é pouco eficiente ou mesmo impraticável dada a largura de banda necessária. Assim, a utilização como estrutura para compensação será no sentido da transmissão, ou seja, o valor de interesse é o atraso do parâmetro S_{21} em vez do S_{11} utilizado na fibra.

6.4.1.1 Resultados de simulação

Os resultados apresentados foram obtidos com o programa *Agilent Advanced Design System*. A Figura 6.4 apresenta os parâmetros S_{21} e S_{11} para esta estrutura em dB. Pela análise da Figura 6.4 pode-se observar a resposta plana na região da banda passante localizada abaixo dos 10 GHz.

A fase da resposta e a característica do atraso de grupo são apresentadas nas Figuras 6.5 e 6.6, respectivamente. O atraso típico de uma linha *microstrip* é igualmente apresentado para comparação.

O gradiente do atraso de uma linha *microstrip* tradicional é de 1 ps/GHz. Num intervalo linear da estrutura EBG entre 3.5 e 8.5 GHz apresenta um gradiente de 7.7 ps/GHz que é 7.7 vezes maior do que a linha tradicional.

Ao Assumir uma fibra monomodo com um parâmetro de dispersão típico de $D = 20 \text{ ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$, a linha *microstrip* será capaz de compensar a dispersão da fibra com um comprimento de 6 km, enquanto que a estrutura EBG pode compensar um comprimento $L = 48 \text{ km}$.

O atraso da estrutura EBG mostra variações apreciáveis nesta banda o que implica um cuidado acrescido na equalização necessária.

Com recurso ao MATLAB foi efectuada uma simulação correspondente a um sistema óptico com as seguintes características:

- Modulação BPSK;

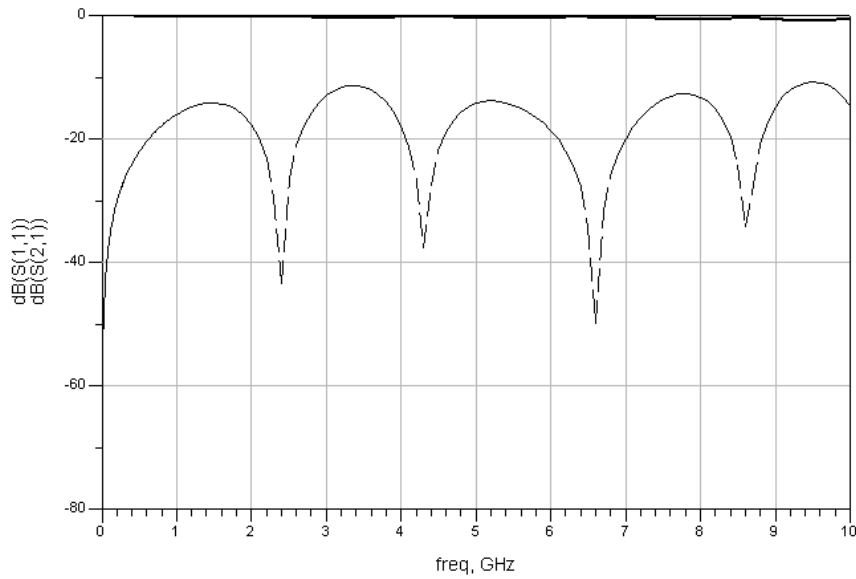


Figura 6.4: Parâmetros S_{21} (traço contínuo) e S_{11} (traço interrompido) da estrutura de atraso.

- SNR óptica de 11 dB;
- Taxa de transmissão: $R_b = 2.5$ Gb/s;
- Frequência intermédia eléctrica: $f_{IF} = 6.1$ GHz;
- Comprimento da fibra: $L = 200$ km.

Os resultados são apresentados nas Figuras 6.7 e 6.8 que apresentam o diagrama de olho com e sem o filtro EBG, respectivamente.

Os cálculos mostram que ocorre uma ligeira melhoria no diagrama de olho quando se utiliza a estrutura EBG em cerca de 0.2 dB. Uma melhoria acentuada não era esperada neste caso uma vez que a estrutura EBG está otimizada para 48 km e não 200 km.

6.4.2 Linha *microstrip* com variação sinusoidal

Uma outra estrutura EBG estudada consiste na variação sinusoidal da linha *microstrip* sem alteração do plano de massa. O facto do plano de massa manter-se contínuo reduz as interferências e a radiação resultante da estrutura sendo, neste caso, praticamente nula.

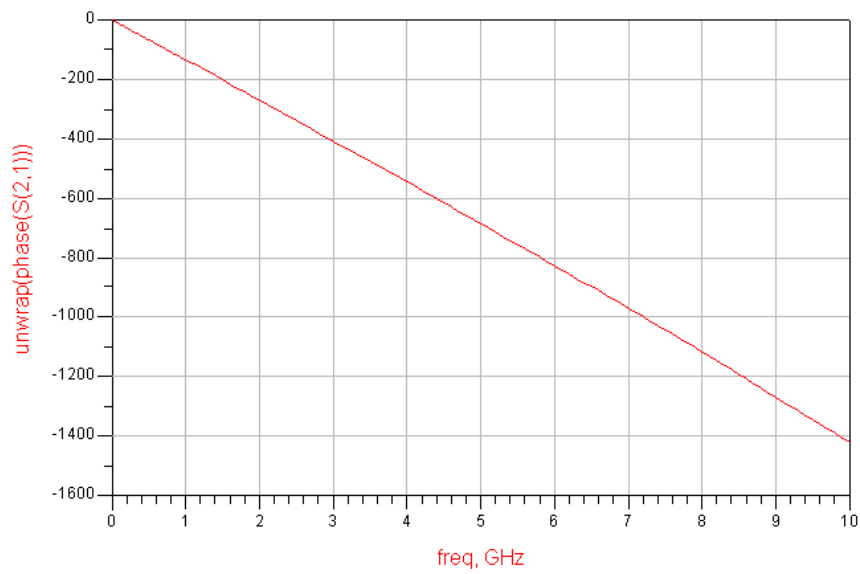
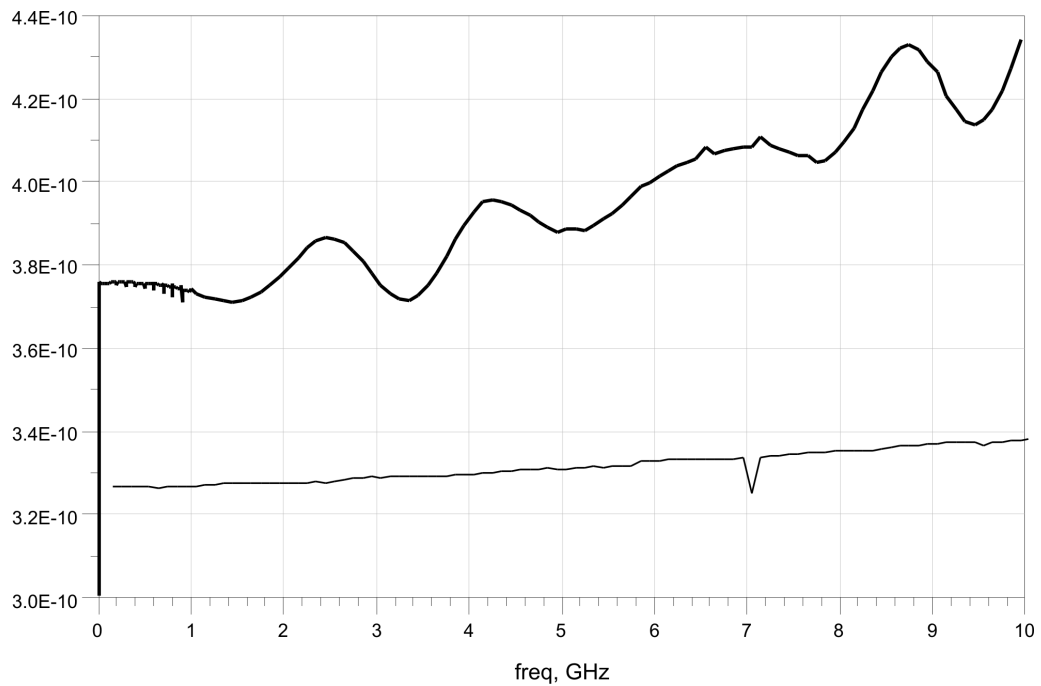
Figura 6.5: Fase da resposta (S_{21}).

Figura 6.6: Característica do atraso de grupo da estrutura. A traço fino está representada o atraso de uma linha tradicional (ps).

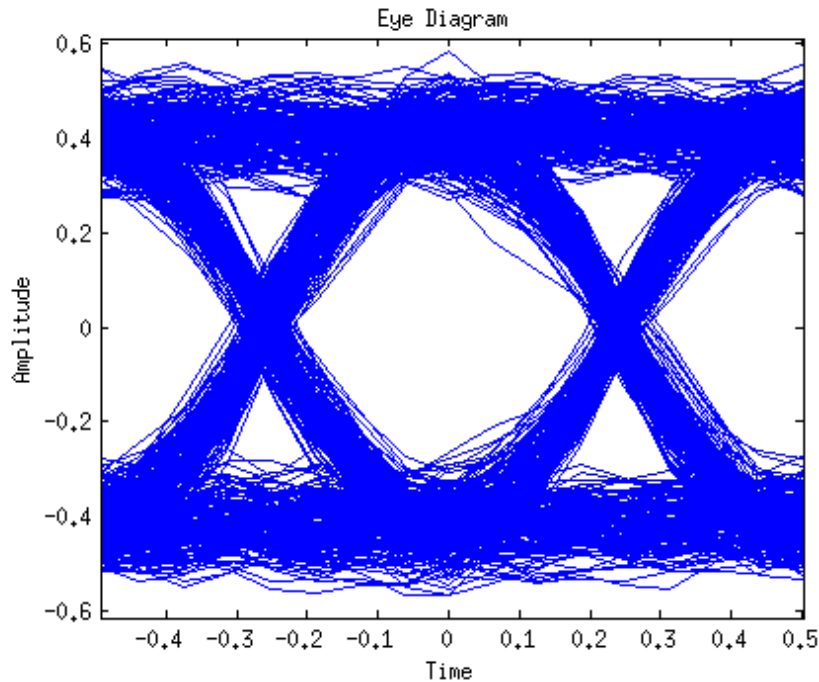


Figura 6.7: Diagrama de olho à saída do sistema óptico coerente com a utilização da estrutura EBG.

A montagem numa caixa metálica torna-se possível sem a instalação de absorventes.

Esta abordagem foi efectuada com base num estudo realizado por Nesic [11] onde a variação sinusoidal incidia sobre a impedância da linha, em vez da largura desta, produzindo-se, assim, um filtro rejeita-banda. A apresentação de resultados positivos abriu caminho a uma nova análise deste tipo de estrutura, embora do ponto de vista da compensação da dispersão.

Para ponto inicial de estudo foi desenhada e simulada uma estrutura com 2 períodos completos para uma frequência próxima de 2 GHz com um período de 20 mm. Para garantir impedância característica de 50Ω a largura da linha tem de obedecer à equação:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{min} \times Z_{max}} = 50 \Omega. \quad (6.4)$$

Para obedecer à equação 6.4 foram escolhidos os valores de 15.5Ω e 161Ω para impedância mínima e máxima, respectivamente. O valor de máximo é dependente da possibilidade de implementação física da estrutura sendo o valor de mínimo imposto por este.

Para permitir a possibilidade de analisar a resposta deste tipo de estruturas foi produzida uma estrutura com as mesma características mas com 6 períodos. As Figuras 6.9

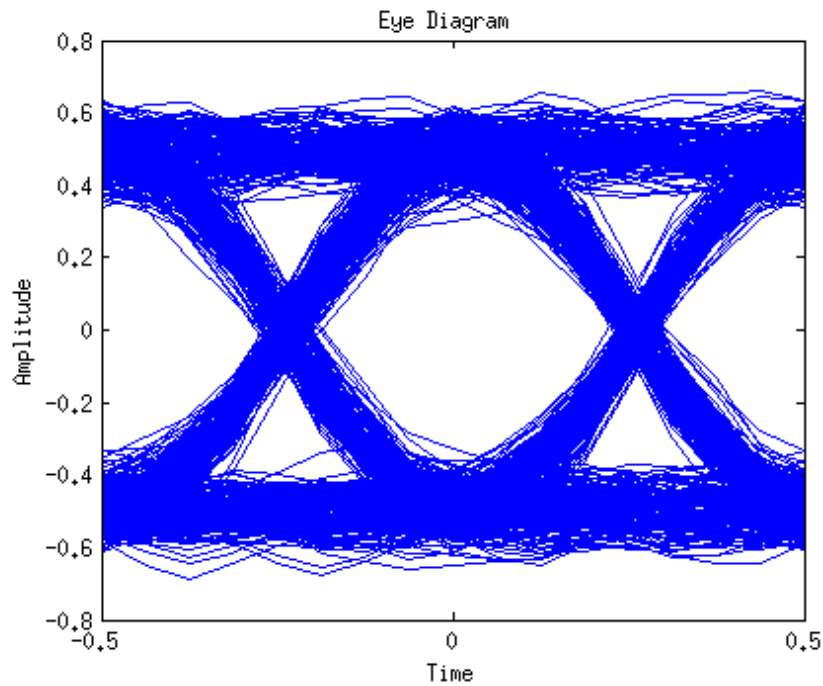


Figura 6.8: Diagrama de olho à saída do sistema óptico coerente sem a utilização da estrutura EBG.

e 6.10 apresentam o desenho destas duas estruturas.



Figura 6.9: Linha *microstrip* com dois períodos sinusoidais.



Figura 6.10: Linha *microstrip* com seis períodos sinusoidais.

Na Figura 6.11 é apresentada uma fotografia das duas estruturas implementadas. Neste caso, o plano de massa é uniforme.

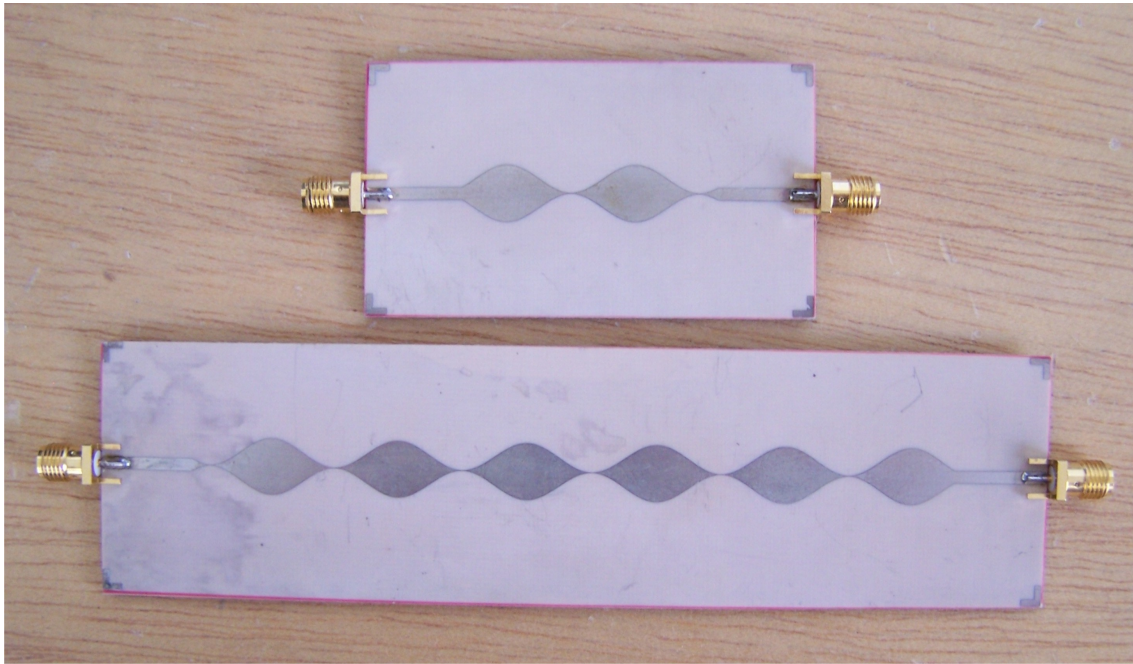


Figura 6.11: Estruturas sinusoidais implementadas.

6.4.2.1 Resultados de simulação

O resultado da simulação do atraso de grupo da estrutura com dois períodos está representado na Figura 6.12. A simulação foi efectuada no programa Agilent Advanced Design System através da análise do Momentum. A estrutura de 6 períodos não foi simulada por questões práticas e temporais, tendo sido apenas medida. Dada a sua natureza a frequência de corte deverá ser a mesma nas duas estruturas (de dois e seis períodos) uma vez que o período é o mesmo.

6.5 Teste e caracterização das estruturas

As estruturas implementadas para compensação de dispersão foram testadas com a configuração apresentada na secção 4.2. Para além da medida do módulo dos parâmetros S_{21} e S_{11} foi também medido o atraso do parâmetro S_{21} . Para reduzir as variações temporais provocadas essencialmente por ruído, em especial nas medidas do atraso de grupo, foram utilizadas as propriedades de *smoothing* e de *averaging* do VNA. O primeiro parâmetro com o valor de 1% da largura de banda e o segundo com a média de três amostras consecutivas.

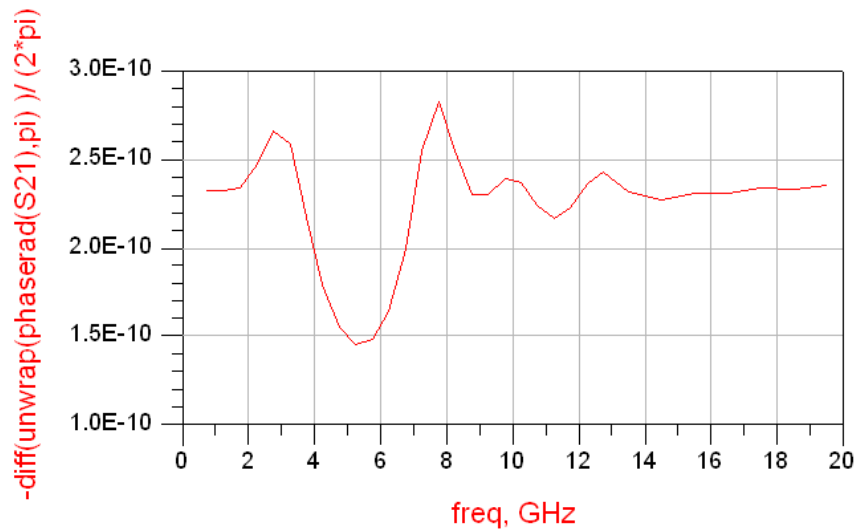


Figura 6.12: Atraso de grupo característico da linha com variação sinusoidal de dois períodos.

6.5.1 Estrutura EBG tradicional

A estrutura EBG tradicional da Figura 6.3 para a compensação da dispersão foi medida e o resultado é apresentado nas Figuras 6.13 e 6.14 onde se pode ver o módulo dos parâmetros S e o atraso de grupo do parâmetro S_{21} , respectivamente. A gama de frequências apresentada diz respeito à gama de utilização desta estrutura já que foi pensada para funcionar até à frequência de 10 GHz.

Pela análise do gráfico da Figura 6.14 pode-se observar que a variação do atraso de grupo é inferior a 150 ps. Esta pequena variação abre a possibilidade da utilização deste tipo de estruturas para compensar a dispersão cromática na fibra óptica. A largura de banda de 10 GHz limita a sua aplicação prática uma vez que, actualmente, são utilizadas larguras de banda muito superiores nas ligações ópticas a longas distâncias. Estas ligações são as candidatas para a utilização deste tipo de estrutura. A resposta em módulo também é aceitável, causando perdas mínimas na transmissão do sinal pela estrutura de compensação.

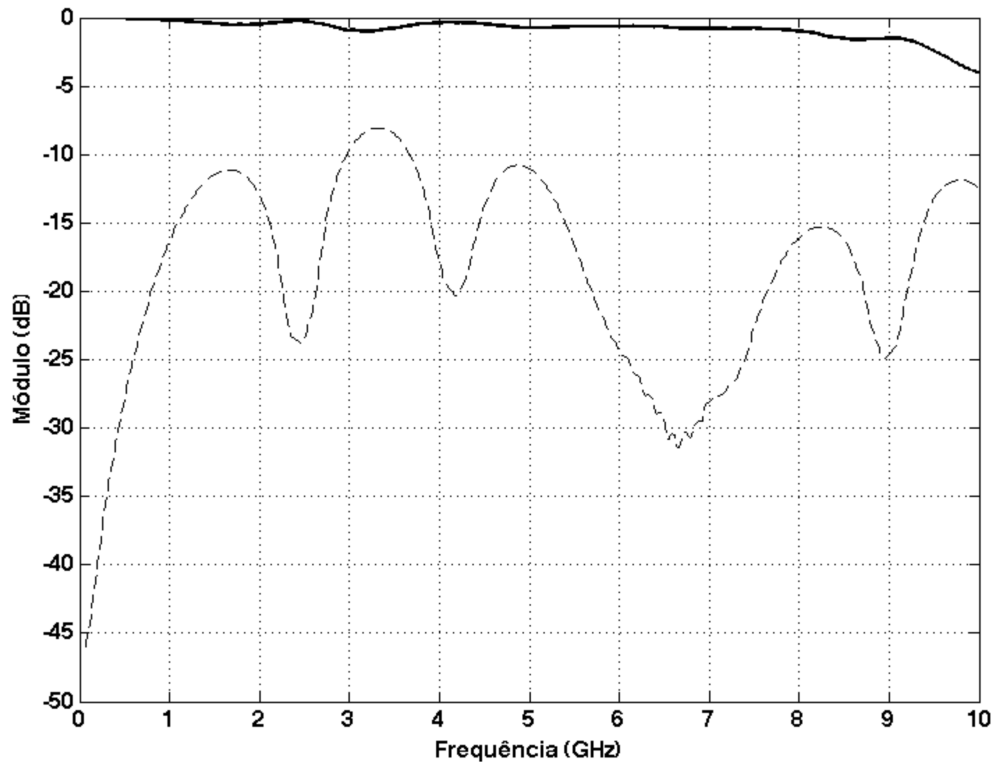


Figura 6.13: Parâmetros S da estrutura EBG para compensação da dispersão. A traço contínuo está representado o S_{21} e a traço interrompido o S_{11} .

6.5.2 Linhas com variação sinusoidal

O resultados das medidas da estrutura com dois períodos são apresentados nas Figuras 6.15 e 6.16 onde se pode ver o módulo dos parâmetros S e o atraso de grupo do parâmetros S_{21} , respectivamente.

As Figuras 6.17 e 6.18 apresentam o resultado das medidas da estrutura com seis períodos, onde se pode ver o módulo dos parâmetros S e o atraso de grupo do parâmetros S_{21} , respectivamente.

Pela observação dos resultados dos testes das duas estruturas com linha sinusoidal é possível verificar que a resposta do atraso de grupo na banda de passagem possui uma variação superior à da estrutura EBG tradicional, o que torna este tipo de estrutura mais desfavorável para utilização como estrutura de atraso. O facto de o atraso variar no sentido ascendente e descendente pode originar uma degradação na resposta do sistema electro-óptico, em vez de a melhorar. A estrutura de seis períodos apresenta uma resposta mais aceitável e com um declive superior e positivo, o que pode ajudar a compensação da fibra. No entanto, a sua reduzida largura de banda e o declive da resposta em módulo

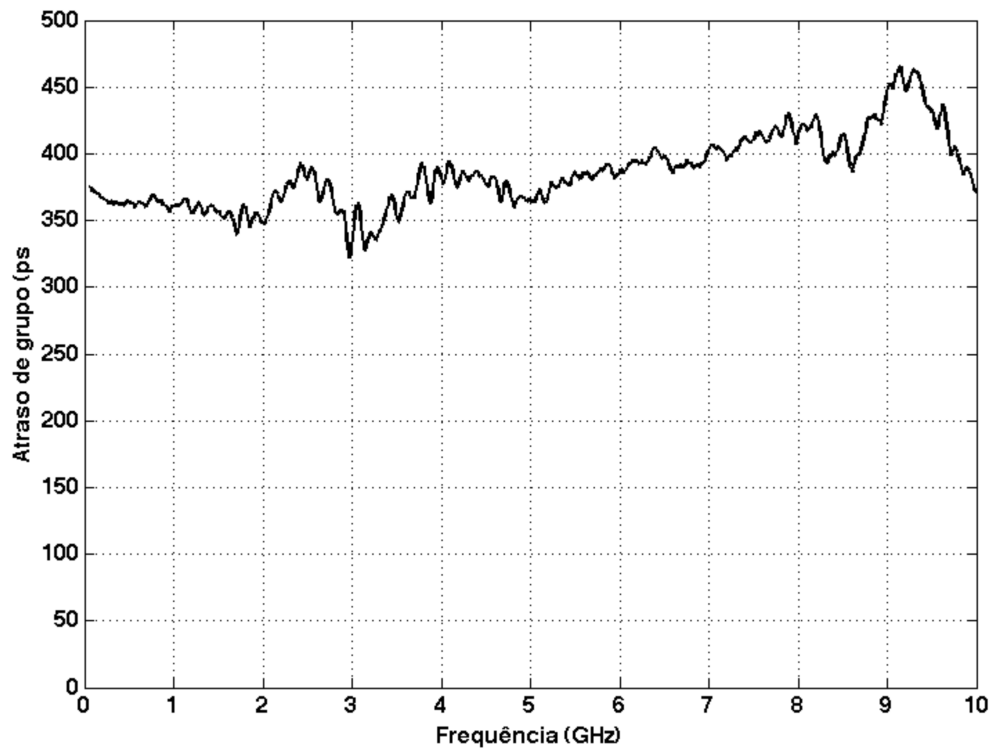


Figura 6.14: Atraso de grupo do parâmetro S_{21} da estrutura EBG para compensação da dispersão.

torna pouco expedita a sua utilização.

A possibilidade da variação sinusoidal se efectuar não na largura da linha mas na impedância característica é um desafio para estudos futuros. Em simulações realizadas com esta características os resultados foram pouco conclusivos mostrando a necessidade de mais estudos nesta área já que a variação da impedância com a largura da linha não é linear.

O facto da estrutura ter uma resposta em módulo que se repete ao longo das frequência pode facilmente ser minimizado com a utilização de filtros passa-baixo tradicionais.

6.6 Síntese das características

As Tabelas 6.1, 6.2 e 6.3 apresentam um resumo das principais características obtidas no teste das estruturas implementadas.

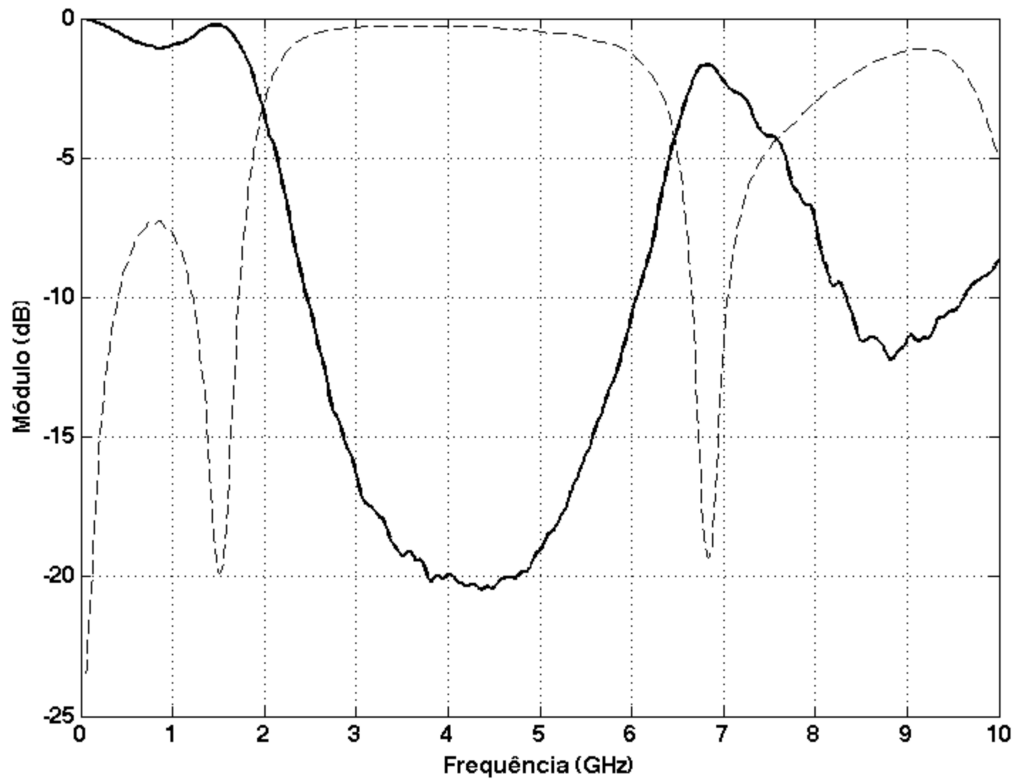


Figura 6.15: Parâmetros S da estrutura com dois períodos. A traço contínuo está representado o S_{21} e a traço interrompido o S_{11} .

Tabela 6.1: Resumo das características da estrutura EBG tradicional para compensação da dispersão

Módulo do S_{21} na banda passante	≥ -1.5 dB
Módulo do S_{11} na banda passante	≤ -8.0 dB
Varição do atraso de grupo do S_{21} na banda passante	≈ 136 ps
Frequência de corte (3 dB)	9.6 GHz

Tabela 6.2: Resumo das características da linha sinusoidal com dois períodos

Módulo do S_{21} na banda passante	≥ -1.1 dB
Módulo do S_{11} na banda passante	≤ -7.2 dB
Varição do atraso de grupo do S_{21} na banda passante	≈ 190 ps
Frequência de corte (3 dB)	1.97 GHz

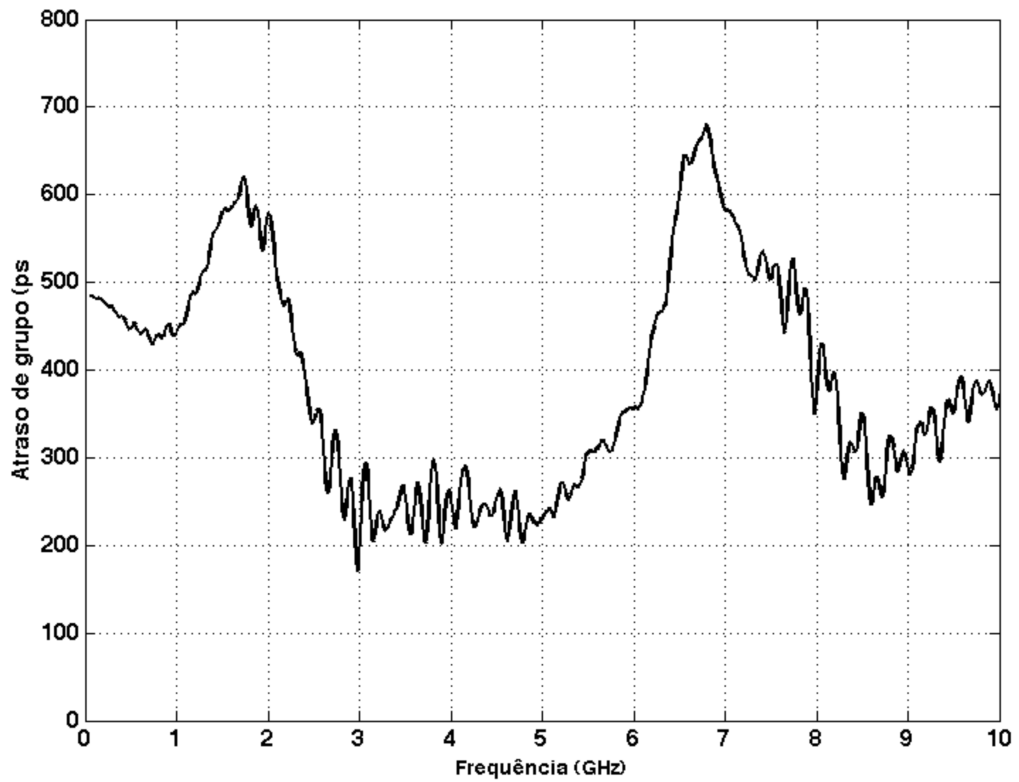


Figura 6.16: Atraso de grupo do parâmetro S_{21} da linha com variação sinusoidal de dois períodos.

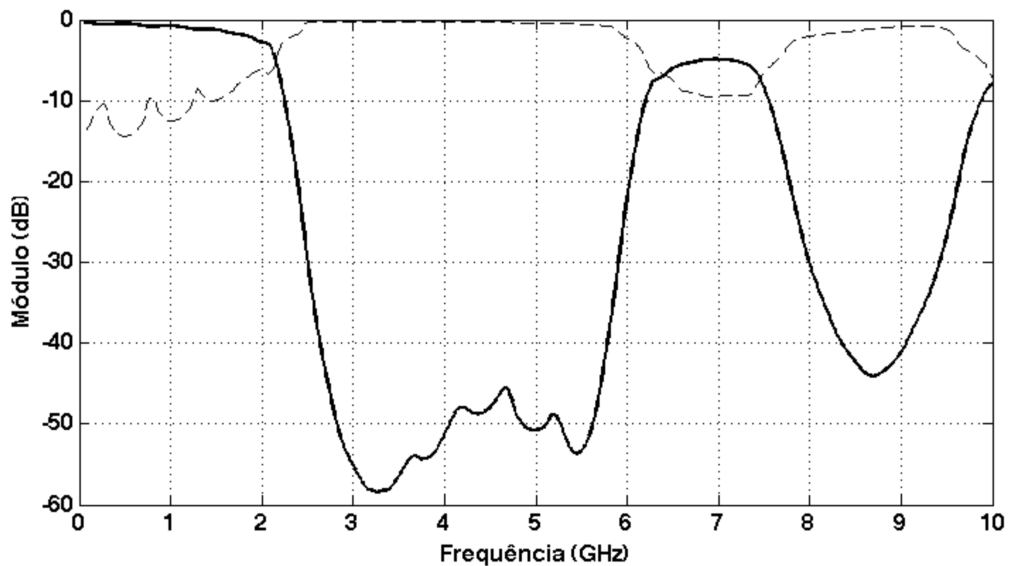


Figura 6.17: Parâmetros S da estrutura com seis períodos. A traço contínuo está representado o S_{21} e a traço interrompido o S_{11} .

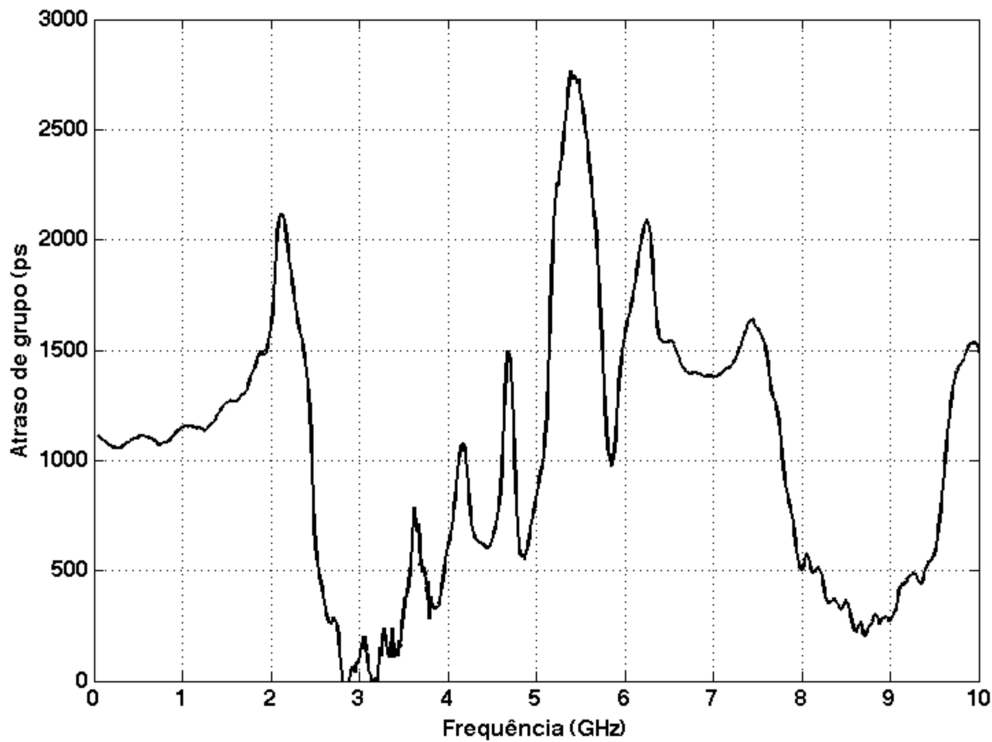


Figura 6.18: Atraso de grupo do parâmetro S_{21} da linha com variação sinusoidal de seis períodos.

Tabela 6.3: Resumo das características da linha sinusoidal com seis períodos

Módulo do S_{21} na banda passante	≥ -1.5 dB
Módulo do S_{11} na banda passante	≤ -8.5 dB
Variação do atraso de grupo do S_{21} na banda passante	≈ 1000 ps
Frequência de corte (3 dB)	2.07 GHz

6.7 Sumário

Neste capítulo descreveu-se o fenómeno da compensação da dispersão óptica que ocorre na fibra e analisaram-se possíveis técnicas para a sua compensação. A referência à compensação com linhas *microstrip*, que é prática usual, foi estudada e indicados os seus efeitos e características.

A possibilidade de utilizar estruturas EBG para compensação da dispersão óptica foi estudada, tendo sido obtidos alguns resultados que, apesar de não serem muito significativos, abrem a possibilidade de, em trabalhos futuros, ser possível utilizar este tipo de estruturas para compensação. Tem como vantagem a sua reduzida dimensão, quando comparadas com as tradicionais linhas de *microstrip*. O projecto de linhas com variação

sinusoidal foi descrito e estudado. A sua aplicação prática foi simulada e foram gerados os diagramas de olho correspondentes. Verificou-se a sua aplicabilidade sem, no entanto, terem sido obtidos resultados significativos.

A comparação dos dois tipos de estrutura através dos dados obtidos leva a concluir que uma estrutura EBG tradicional, com perturbações no plano de massa, será a mais indicada para este tipo de aplicação. Todavia alerta-se para a necessidade de trabalho futuro, no sentido de se obter um método de desenho mais eficiente e menos moroso.

Capítulo 7

Considerações finais

Um filtro foi projectado, simulado e implementado com sucesso com a utilização da tecnologia EBG. Este filtro apresentou uma resposta plana na banda passante e uma taxa de corte elevada, maior que 380 dB/oitava. Os resultados mostram que a técnica de utilização de estruturas sobrepostas de dois filtros é válida e permite obter uma resposta melhorada. Esta técnica abre novas possibilidades de desenho e projecto de filtros EBG. Os resultados de simulação e de medida são coerentes obtendo-se ainda melhores resultados no filtro medido. Esta realidade mostra a possibilidade de utilizar os meios já existentes para simulação de outras estruturas para este tipo de filtros. O projecto e implementação de outros filtros mais compactos é possível com a utilização de substratos com maior permitividade o que poderá originar estruturas com melhores dimensões para aplicações comerciais.

Um fenómeno observado foi o da radiação através da análise do factor de perdas de potência. A radiação é a responsável pela característica passa-baixo com elevada taxa de transição entre as bandas de passagem e de rejeição. Este facto limita a sua utilização em ambientes metálicos fechados. Esta limitação é facilmente ultrapassada com a utilização de absorventes.

A simulação de estruturas EBG pelo método das secções cruzadas foi avaliada sendo o seu resultado pouco satisfatório, no entanto é possível utilizar esta técnica para obter uma ideia preliminar da resposta do filtro já que consome menos recursos computacionais.

A utilização de estruturas EBG para compensação da dispersão óptica foi estudada ficando em aberto a sua aplicabilidade com o aprofundamento das técnicas de desenho necessárias. Os testes efectuados demonstraram resultados positivos mas sem grande efeito prático. O recurso às estruturas EBG para a compensação em substituição das tradicionais linhas *microstrip*, deve-se ao facto de ser possível obter estruturas com dimensões inferiores, uma vez que este é o principal inconveniente dos actuais compensadores.

7.1 Execução dos objectivos

A utilização de duas estruturas EBG sobrepostas no plano de massa foi comprovada e os resultados obtidos validaram os estudos teóricos prévios. A utilização de uma segunda estrutura aumentou a eficácia do filtro sem degradar a resposta obtida apenas com uma estrutura. A utilização de substratos diferentes foi verificada com resultados positivos.

Uma breve análise do método teórico de simulação pela técnica das secções cruzadas foi apresentada. Os resultados obtidos demonstraram-se diferentes dos simulados pelos métodos tradicionais sendo, assim, pouco satisfatórios. No entanto, a possibilidade da sua utilização numa fase inicial de projecto é possível já que dão uma perspectiva aproximada daquela que será a resposta da estrutura. Contudo torna-se necessário encontrar alternativas ou métodos complementares, afim de obter resultados mais precisos sem grandes recursos temporais associados.

A utilização de estruturas EBG para compensação da dispersão óptica no domínio eléctrico foi avaliada com resultados positivos, mas pouco significativos, abrindo a possibilidade da sua utilização com um método mais cuidado de desenho e de projecto ou mesmo recorrendo a outro tipo de padrão no plano de massa. A utilização de linhas com variação sinusoidal da largura foi efectuada sem terem sido obtidos resultados significativos. A utilização de variação sinusoidal na impedância em vez da variação da largura poderá ser a solução mais eficaz uma vez que a relação largura/impedância numa linha microstrip não é linear.

7.2 Trabalho futuro

As estruturas EBG são uma área em franca expansão. É possível obter novas estruturas variando os vários parâmetros em jogo (substrato, impedância, padrão das perturbações, período, dimensão da estrutura, entre outros). A utilização de estruturas sobrepostas no plano de massa com filtro na parte superior do substrato é uma hipótese em aberto sendo necessário um estudo mais aprofundado para confirmação.

O método das secções cruzadas deverá ser utilizado com outros métodos teóricos em simultâneo para se obter respostas mais aproximadas da realidade, daí a necessidade de desenvolver e estudar novas formas de caracterizar teoricamente um estrutura EBG.

A utilização destas estruturas para compensar a dispersão óptica carece de mais estudos e testes com outros materiais e outros tipos de perturbações, pese embora os resultados já obtidos prevejam bons resultados. A utilização de linhas com variação sinusoidal da

impedância também deverá ser analisada.

Bibliografía

- [1] D. Pozar *et al.*, *Microwave engineering*. Wiley New York, 1998.
- [2] M. Laso, M. Erro, D. Benito, M. Garde, T. Lopetegi, F. Falcone, and M. Sorolla, “Analysis and design of 1-D photonic bandgap microstrip structures using a fiber grating model,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 22, no. 4, pp. 223–226, 1999.
- [3] T. Lopetegi, M. Laso, R. Gonzalo, M. Erro, F. Falcone, D. Benito, M. Garde, P. De Maagt, and M. Sorolla, “Electromagnetic crystals in microstrip technology,” *Optical and Quantum Electronics*, vol. 34, no. 1, pp. 279–295, 2002.
- [4] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. Broas, N. Alexopolous, and E. Yablonovitch, “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequencyband,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, 1999.
- [5] A. Chauraya, D. Lockyer, Y. Lee, and J. Vardaxoglou, “A study of optically tuned metallodielectric photonic band gaparray and patch antenna,” *Antennas and Propagation, 2001. Eleventh International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 480)*, vol. 2, 2001.
- [6] G. Gauthier, A. Courtay, and G. Rebeiz, “Microstrip antennas on synthesized low dielectric-constantsubstrates,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 8, pp. 1310–1314, 1997.
- [7] R. Gonzalo, P. De Maagt, and M. Sorolla, “Enhanced patch-antenna performance by suppressing surface wavesusing photonic-bandgap substrates,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 11, pp. 2131–2138, 1999.
- [8] Y. Lee, A. Chauraya, D. Lockyer, and J. Vardaxoglou, “Dipole and tripole metallodielectric photonic bandgap (MPBG) structures for microwave filter and antenna applications,” *Optoelectronics, IEE Proceedings-*, vol. 147, no. 6, pp. 395–400, 2000.
- [9] H. Yang, N. Alexopoulos, and E. Yablonovitch, “Photonic band-gap materials for high-gain printed circuit antennas,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 1, pp. 185–187, 1997.
- [10] T. Lopetegi, M. Laso, M. Erro, D. Benito, M. Garde, F. Falcone, and M. Sorolla, “Novel photonic bandgap microstrip structures using network topology,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 25, no. 1, pp. 33–36, 2000.
- [11] D. Nestic and A. Nestic, “Bandstop Microstrip PBG Filter With Sinusoidal Variation of the Characteristic Impedance and without Etching in the Ground Plane,” *Trans Microwave Theory Tech*, vol. 40, no. 659, p. 664, 1992.

- [12] Q. Xue, K. Shum, and C. Chan, “Novel 1-D microstrip PBG cells,” *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Wireless Components Letters]*, vol. 10, no. 10, pp. 403–405, 2000.
- [13] T. Yun and K. Chang, “Uniplanar one-dimensional photonic-bandgap structures and resonators,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 3, pp. 549–553, 2001.
- [14] F. Martin, J. Bonache, I. Gil, F. Falcone, T. Lopetegi, M. Laso, and M. Sorolla, “Compact spurious free CPW bandpass filters based on electromagnetic bandgap structures,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 40, no. 2, pp. 146–148, 2004.
- [15] J. Beregaña, D. de la Tesis, and M. Ayza, *Photonic bandgap structures In microstrip technology: study using the coupled mode formalism and applications*. PhD thesis, Universidad Pública de Navarra, 2002.
- [16] M. Laso, T. Lopetegi, M. Erro, D. Benito, M. Garde, and M. Sorolla, “Multiple-frequency-tuned photonic bandgap microstrip structures,” *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Wireless Components Letters]*, vol. 10, no. 6, pp. 220–222, 2000.
- [17] M. Karim, A. Liu, A. Alphones, and X. Zhang, “Low-pass filter using a hybrid EBG structure,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 45, no. 2, pp. 95–98, 2005.
- [18] H. Yang, “Theory of microstrip lines on artificial periodic substrates,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 5, pp. 629–635, 1999.
- [19] T. Lopetegi, M. Laso, M. Erro, M. Sorolla, and M. Thumm, “Analysis and design of periodic structures for microstrip lines by using the coupled mode theory,” *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters]*, vol. 12, no. 11, pp. 441–443, 2002.
- [20] M. Pereira, H. Salgado, and J. Pereira, “Analysis of Microstrip Electromagnetic Band-gap Structures Using the Coupled-Mode Theory,” *SEON 2008*, 2007.
- [21] N. Karmakar, S. Roy, and I. Balbin, “Quasi-static modeling of defected ground structure,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 5, pp. 2160–2168, 2006.
- [22] N. Karmakar, S. Roy, I. Balbin, and G. Swiegers, “Quasi-Static Analysis of Defected Ground Structure,” *TENCON 2005 2005 IEEE Region 10*, pp. 1–6, 2005.
- [23] Q. Zhang, K. Gupta, and V. Devabhaktuni, “Artificial neural networks for RF and microwave design—from theory to practice,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 4 Part 2, pp. 1339–1350, 2003.
- [24] J. Rayas-Sanchez, “EM-based optimization of microwave circuits using artificial neural networks: the state-of-the-art,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 1, pp. 420–435, 2004.
- [25] P. Watson and K. Gupta, “Design and optimization of CPW circuits using EM-ANN models for CPW components,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 12 Part 2, pp. 2515–2523, 1997.

- [26] J. Yoon and C. Seo, "Improvement of broadband feedforward amplifier using photonic bandgap," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters]*, vol. 11, no. 11, pp. 450–452, 2001.
- [27] Q. Luo, H. Salgado, A. Moura, and J. Pereira, "Dual-Band Antenna Design Using an EBG Artificial Magnetic Conductor Ground Plane," *Loughborough Antennas and Propagation Conference, Loughborough UK*, 2007.
- [28] F. Frezza, L. Pajewski, and G. Schettini, "Fractal two-dimensional electromagnetic bandgap structures," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 1, pp. 220–227, 2004.
- [29] Y. Horii and M. Tsutsumi, "Harmonic control by photonic bandgap on microstrip patch antenna," *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Wireless Components Letters]*, vol. 9, no. 1, pp. 13–15, 1999.
- [30] P. de Maagt, R. Gonzalo, Y. Vardaxoglou, and J. Baracco, "Electromagnetic bandgap antennas and components for microwave and (Sub) millimeter wave applications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 10 Part 1, pp. 2667–2677, 2003.
- [31] F. Yang, Y. Qian, R. Coccioli, and T. Itoh, "A novel low-loss slow-wave microstrip structure," *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Wireless Components Letters]*, vol. 8, no. 11, pp. 372–374, 1998.
- [32] C. Chang, Y. Qian, and T. Itoh, "Analysis and Applications of Uniplanar Compact Photonic Bandgap Structures," *Progress In Electromagnetics Research*, pp. 211–235, 2003.
- [33] H. Miranda and D. Leeson, "Slot Array Low-pass Filters with Very High Cut-off Rates and Low Spurious Responses," *Submitted to IEEE Microwave and wireless components letters*, 2006.
- [34] B. Katsenelenbaum, *Theory of Nonuniform Waveguides: The Cross-Section Method*. Iet, 1998.
- [35] T. Rozzi and M. Mongiardo, *Open Electromagnetic Waveguides*. Iet, 1997.
- [36] W. Getsinger, "Measurement and Modeling of the Apparent Characteristic Impedance of Microstrip," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 83, no. 8, pp. 624–632, 1983.
- [37] G. Keiser, *Optical Fiber Communications*. McGraw-Hill, 2000.
- [38] J. Nakagawa and T. Okoshi, "Precise compensation of fiber group delay in coherent optical fiber communications," *Proceedings of SPIE*, vol. 336, no. 1992, 2003.