

Relatório de Estágio

GRENOBLE INP ESISAR 2009/2010

Título do projeto

**Guia de ondas radiofrequência demonstrador
para superfícies seletivas de frequências**

Local do estágio: INPG Entreprise SA

Endereço: 46, avenue Félix Viallet, 38031 Grenoble Cedex 1

Telefone: (+33) 04 76 57 45 70

Fax : (+33) 04 76 57 45 97

Web site: <http://www.inpg-entreprise.com>

Estagiário

Alysson VASCONCELOS GOMES DE MENZES

Período de estágio	01/02/2010 a 30/06/2010
Módulo de aprofundamento	Eletrônica de Sistemas embarcados - ESE
Tutor Empresa	Pierre LEMAITRE-AUGER
Tutor ESISAR	Romain SIRAGUSA
Tutor UFCG	Glauco FONTGALLAND



Universidade Federal
de Campina Grande

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Departamento de Engenharia Elétrica

Os que aqui assinaram certificam ter lido o relatório do projeto intitulado **Guia de ondas radiofrequência demonstrador para superfícies seletivas de frequências**, fruto do programa de intercâmbio BRAFITEC/2009-2010, financiado pelo governo brasileiro. Este relatório foi elaborado pelo estudante **Alysson Vasconcelos Gomes de Menezes** como requisito parcial para obtenção do título de **Engenheiro Eletricista** pela **Universidade Federal de Campina Grande**.

Data: 20/02/2011

(Professor orientador)

(Professor convidado)

RELATÓRIO DE ESTÁGIO

GRENOBLE INP ESISAR 2009/2010

Palavras-chave: superfícies seletivas de frequências, SSF, guias de ondas, excitação de guias de ondas, caracterização de SSF.

Résumé :

O objetivo deste trabalho é de conceber um guia de ondas demonstrador para amostras de Superfícies Seletivas de Frequência (SSF). Para tanto, estudamos a propagação de ondas eletromagnéticas no interior de guias de ondas retangulares. Um método clássico de excitação deste tipo de guia é apresentado. Em um segundo momento, abordamos os conceitos gerais ligados as propriedades de filtragem das SSF. Posteriormente, apresentamos o trabalho realizado. Para isso, simulamos vários tipos de SSF no interior de guias de ondas retangulares com a ajuda do CST. Esse procedimento nos permitiu concluir que, para SSF simétricas em x e y, as propriedades de filtragem dentro do guia e no espaço livre são praticamente iguais. Para SSF que não apresentam eixos de simetria, algumas frequências parasitas de ressonância aparecem. Terminamos este projeto com a descrição de uma aplicação prática e algumas perspectivas para a continuação deste trabalho.

Keywords: Frequency Selective Surface, FSS, Waveguides, waveguides excitation, FSS characterization

Abstract:

The goal of this project is to realize a simple demonstrator for Frequency Selective Surface (FSS) that is made of a waveguide. To achieve that, the propagation of electromagnetic waves inside rectangular waveguides made by metallic walls was studied. Also, a classic method for feeding modes inside the waveguide was investigated. We also present the general concepts of the filtering properties of the FSS. In a second part, the studies made are presented. Waveguides loaded with different types of FSS were simulated with CST. This allowed us to conclude that FSS presenting a symmetry along x and y exhibit the same behavior inside the waveguide as they do in free space. For FSS that have no symmetry along one axe, several resonance frequencies appear. This work is concluded by presenting the desired demonstrator and the perspectives for the continuation of this project.

Sumário

Sumário	4
Agradecimentos	10
1 Introdução	12
1.1 Apresentação do laboratório	12
1.2 Contexto / Especificações	14
1.3 Conteúdo do relatório	15
2 Estado da arte	16
2.1 Guias de ondas	16
2.1.1 História	16
2.1.2 Guias retangulares	16
2.1.2.1 Modos TE	20
2.1.2.2 Modos TM	21
2.1.2.3 Interpretação geométrica dos modos	24
2.1.3 Excitação do guia	25
2.2 Superfícies Seletivas de Freqüências	27
2.2.1 História	27
2.2.2 Funcionamento de SSF simples	28
2.2.3 Técnica de simulação	31
2.2.4 Caracterização experimental	32
3 Concepção do sistema	34
3.1 Simulação do primeiro grupo de SSF	34
3.1.1 O dipolo como célula elementar	34
3.1.2 A cruz como célula elementar	38
3.2 Segundo grupo - SSF tipo laço	40
3.2.1 Efeito do <i>gap</i> sobre as SSF do primeiro grupo	43
3.2.2 Efeito do <i>gap</i> sobre as SSF do segundo grupo	45
3.3 Simulação de SSF mais complexas	46
3.3.1 SSF tipo tripolos compactos	46
3.3.2 Influência das dimensões das SSF	49
3.3.3 Estudo das ressonâncias parasitas	52
3.3.3.1 Influência do substrato	56

3.4	Simulação da SSF WiFi	57
3.5	O demonstrador	59
3.5.1	Escolha dos elementos	59
3.5.2	Descrição	60
3.5.3	Realização	61
3.6	Estimação financeira	62
	Conclusões e perspectivas	63
	Bibliografia	65
	Anexos	67

Lista de Figuras

2.1	Guias metálicos: (a) guia de placas paralelas; (b) guia retangular; (c) guia cilíndrico. Figuras retiradas de [17]	17
2.2	Guias dielétricos: (a) guia plano; (b) fibra óptica. Figuras retiradas de [17]	17
2.3	Guia retangular de paredes metálicas.	19
2.4	Representação dos campos transversos dos cinco primeiros modos que se propagam em um guia retangular (vista de corte da seção transversa à direção de propagação).	23
2.5	Decomposição do modo TE_{10} em duas ondas planas.	24
2.6	Variação de θ em função da frequência: (a) $\theta = 90^\circ$, $f = f_c$ (Não há propagação); (b) $f > f_c$, $\theta < 90^\circ$; e (c) $f \gg f_c$, $\theta \ll 90^\circ$.	25
2.7	Excitação de modos: (a) modo TE_{10} ; (b) Modo TM_{11} . Figura extraída de [16].	26
2.8	Vista lateral do guia.	26
2.9	Influência da variação de parâmetros na adaptação de impedâncias: (a) variação de d , $e = 3,12cm$; (b) variação de e , $d = 2,6cm$.	27
2.10	Exemplo de superfície seletiva de frequências.	28
2.11	Algumas células de SSF elementares. (a) Grupo 1: N-pólos; (b) Grupo 2: tipo laço; e (c) grupo 3: tipo patch.	29
2.12	Pistas metálicas e seus circuitos elétricos equivalentes: (a) segmentos metálicos de comprimento infinito; (b) segmentos metálicos de comprimento L .	29
2.13	FSS imersa em um meio infinito de permitividade relativa ϵ_r .	31
2.14	Condições de fronteira das SSF: (a) <i>unit cell</i> ; (b) ângulo de incidência.	32
2.15	Caracterização de uma SSF.	32
2.16	Caracterização de uma SSF com um guia de ondas de placas paralelas. (a) Guia de placas paralelas; (b) SSF no interior do guia. Figuras extraídas de [1].	33

3.1	Simulação numérica da evolução do fator de transmissão em função de θ para SSF tipo dipolo: (a) célula elementar da SSF; (b) resposta da SSF no espaço livre em função do ângulo de incidência θ	35
3.2	Esquema que mostra a variação aparente da largura do dipolo em função do ângulo de incidência da onda. A onda incidente é representada por um feixe vermelho.	36
3.3	Simulação numérica da evolução do fator de transmissão em função da largura do dipolo. A SSF é iluminada por uma onda TEM com $\theta = 0$ e campo elétrico paralelo ao braço do dipolo.	36
3.4	Simulação numérica da evolução do fator de transmissão de um guia de ondas com uma SSF tipo dipolo no interior do guia. Apenas o modo fundamental do guia é excitado. (a) Duas células de base no interior do guia retangular; (b) Comparação de respostas entre o sistema com o guia de ondas e a SSF no espaço livre submetida ao mesmo ângulo imposto pelo guia.	37
3.5	(a) Esquema da célula de base tipo cruz. Os parâmetros e e h se encontram na tabela 3.2. (b) Simulação numérica da evolução do fator de transmissão em função do ângulo θ . A SSF é iluminada por uma onda TEM.	38
3.6	(a) Sistema composto por duas células elementares de uma SSF tipo cruz no interior de um guia de ondas. O substrato da SSF está em contato com as paredes do guia. Apenas o modo TE_{10} é excitado; (b) comparação dos fatores de transmissão do sistema com o guia de ondas e da SSF no espaço livre submetida ao mesmo ângulo de incidência imposto pelo guia ($34,87^\circ$).	39
3.7	Simulação da evolução do fator de transmissão em função de θ para SSF tipo laço retangular no espaço livre. (a) Esquema da célula elementar da SSF tipo laço retangular. h , e e D são dados na tabela 3.3. (b) Resposta da SSF em função do ângulo θ	40
3.8	(a) Sistema composto por duas células elementares da uma SSF tipo laço retangular no interior de um guia de ondas. O substrato da SSF está em contato com as paredes do guia. O guia é excitado com o modo TE_{10} . As dimensões do guia se encontram na tabela 3.1. (b) Comparação dos fatores de transmissão do sistema com o guia de ondas e da SSF no espaço livre submetida ao mesmo ângulo de incidência imposto pelo guia ($34,87^\circ$).	41

3.9	Simulação da evolução do fator de transmissão em função de θ para SSF do tipo laço circular no espaço livre: (a) esquema da célula elementar tipo laço circular. Os parâmetros e , D e h es encontram na tabela 3.3; (b) resposta da SSF em função do ângulo de incidência θ	42
3.10	(a) Sistema composto por duas células elementares tipo laço circular no interior de um guia de ondas. O substrato da SSF está em contato com as paredes do guia. Apenas o modo TE_{10} é excitado. As dimensões do guia se encontram na tabela 3.1. (b) Comparação dos fatores de transmissão do sistema com o guia de ondas e da SSF no espaço livre submetida ao mesmo ângulo de incidência imposto pelo guia ($34,87^\circ$).	42
3.11	Esquema para o estudo da variação do <i>gap</i>	43
3.12	Influência do <i>gap</i> sobre o coeficiente de transmissão de um sistema composto por um guia de ondas e: (a) duas células elementares tipo dipolo; (b) duas células elementares tipo cruz.	44
3.13	Influência do <i>gap</i> sobre a resposta das SSF do segundo grupo: (a) SSF tipo laço retangular; (b) SSF tipo laço circular	45
3.14	Aplicação da teoria da imagem. O guia de ondas funciona como um plano de massa. (a) $gap = 0$; (b) $gap > 0$	46
3.15	SSF tipo tripolos compactos: (a) célula elementar; (b) superfície obtida pela justaposição de quatro células elementares.	47
3.16	Simulação numérica da evolução do fator de transmissão em função de θ para SSF tipo tripolos compactos no espaço livre. A superfície é iluminada por uma onda TEM com o campo elétrico na vertical.	48
3.17	(a) Simulação numérica da evolução do fator de transmissão do sistema composto por um guia de ondas com uma SSF no interior; (b) fator de transmissão do sistema em função da frequência.	48
3.18	Variação da altura da SSF no interior do guia a passos de $5mm$ e partindo da altura inicial de $90,31mm$. A largura da SSF foi mantida constante e igual a $173,74mm$	50
3.19	Curva de tendência da frequência principal bloqueada pelas amostras apresentadas na figura 3.18 no interior de um guia de ondas. A distância entre a amostra e as paredes do guia é de $1mm$ ($gap = 1mm$).	51

3.20	Simulação da evolução do fator de transmissão do sistema composto por um guia de ondas com a SSF tipo tripolos compactos em seu interior. Desta vez adicionamos um substrato à SSF: (a) sistema simulado; (b) resposta à excitação do modo fundamental do guia.	51
3.21	Simulação numérica da evolução do fator de transmissão de um sistema com relação a presença ou ausência de tripolos incompletos: (a) SSF sem tripolos incompletos; (b) comparação das respostas dos sistemas sem e com tripolos incompletos dado que apenas o modo fundamental do guia foi excitado em ambos os casos.	52
3.22	Corrente nas partes metálicas da SSF no interior do guia da figura 3.20 para cada frequência de ressonância observada no fator de transmissão do sistema (Fig. 3.20b).	54
3.23	Corrente nas partes metálicas da SSF no interior do guia da figura 3.20 para cada frequência de ressonância observada no fator de transmissão do sistema (Fig. 3.20b).	55
3.24	Simulação de uma SSF tipo tripolos compactos sobre FR4 de permitividade $\epsilon_r = 4,3$ e espessura $eps = 1,6mm$. Influência do substrato sobre os tripolos compactos: (a) célula elementar posicionada no espaço livre; (b) estrutura no interior do guia de ondas; (c) comparação das respostas dos casos (a) e (b).	56
3.25	Simulação numérica da evolução do fator de transmissão da SSF WiFi no espaço livre iluminada por uma onda TEM que incide perpendicularmente à superfície. (a) Célula elementar ; (b) fator de transmissão.	57
3.26	Simulação numérica da evolução do fator de transmissão em função da distância e em relação às paredes do guia. (a) SSF WiFi no interior do guia WR430; (b) evolução do fator de transmissão em função de e ; (c) esquema do sistema composto pelo guia de ondas com a SSF no interior.	58
3.27	Simulação numérica da evolução do fator de transmissão em função da distância, e , em relação às paredes do guia. O guia foi excitado apenas com o modo fundamental.	59
3.28	Esquema da SSF WiFi dentro do guia de ondas para o caso em que as respostas no interior do guia e em espaço livre se aproximam.	59
3.29	Demonstrador.	61
3.30	Demonstrador para SSF.	61

Agradecimentos

Primeiramente gostaria de agradecer à toda minha família: meus pais José Inaldo Menezes e Maria de Lourdes Menezes pelo apoio e dedicação; minha irmã Andressa Menezes pela sua amizade e apoio; minha noiva Danielle Ramos e nosso filho Leonardo Menezes pelo apoio, amizade, compreensão e paciência; minha tia Inalva Menezes pelo apoio e Nina por sua ternura.

Agradeço também à equipe do *Laboratório de Concepção e Integração de Sistemas* (LCIS) pelo acolhimento e pela estrutura fornecida para que eu pudesse desenvolver esse projeto nas melhores condições possíveis.

Gostaria de expressar minha gratidão em particular:

- aos professores doutores **Glauco Fontgalland** e **Raimundo Freire** da *Universidade Federal de Campina Grande* - (UFCG), no Brasil e **Smail Tedjini** do Grenoble INP, na França, por essa inesquecível e produtiva experiência no estrangeiro;
- ao **governo brasileiro** pelo programa **CAPES/BRAFITEC** através do qual eu participei do intercâmbio de estudos com a *École nationale supérieure en systèmes avancés et réseaux* (*Esisar*), na França;
- aos senhores **Pierre Lemaître-Auger** e **Romain Siragusa** pela ajuda técnica e pessoal durante minha estadia no LCIS;
- ao senhor **Fabien De Barros** pelo acompanhamento durante minha estadia no LCIS;
- ao **governo francês e todos que fazem parte da residência Rochecolombe** pelo acolhimento e ajuda durante minha estadia na França;

- aos senhores **Laurent Lefèvre** e **Fabício Nascimento** por toda atenção, especialmente no dia em que chegamos à França;
- aos meus colegas brasileiros **Ayslan Maia, Vinícius Uchoa, Wilson Neto, Victor Melo, Patric da Silva, Gregory Carlos** e **Maria Leticia Batista** pelo apoio e amizade;
- a **Taranjeet** por seus preciosos conselhos, seu apoio e amizade;
- a **tia Dalva, Madame Douchy** e **Ines Kharrat** pela contribuição na minha aprendizagem do francês;
- às senhoras **Florence Galli, Carole Seyvet**, e ao senhor **Cédric Carlotti** pela atenção.

Obrigado meu Deus!

Capítulo 1

Introdução

1.1 Apresentação do laboratório

O Laboratório de Concepção e Integração de Sistemas (LCIS), fundado em 1996 como pertencente ao Grenoble INP, foi reconhecido pelo Ministério como Jovem Equipe em janeiro de 1999, em seguida como Equipe de Recepção em janeiro de 2003. Desde janeiro de 2007, a universidade *Pierre Mendès France* é a universidade de associação secundária do laboratório.

O LCIS, primeiro laboratório de pesquisa universitária de Valence, é ligado à *École nationale supérieure en systèmes avancés et réseaux (Esisar)*. Suas atividades de pesquisa são direcionadas aos sistemas embarcados comunicantes. Os temas abordados compreendem a especificação, modelização, concepção, comunicação, validação e diagnóstico destes sistemas. Nestes diferentes temas, o laboratório propõe novos métodos e ferramentas que são aplicados no ambiente industrial.

O LCIS é estruturado em volta de quatro domínios:

- ***Sistemas optoeletrônicos e radiofreqüência:*** que é centrado na equipe ORSYS e se encarrega da eletrônica rápida e radiofreqüência.
- ***Segurança de funcionamento:*** que engloba dois projetos: o VALSYS, centrado na validação de sistemas materiais e programas e o projeto CTSYS, relacionado à segurança de funcionamento de sistemas distribuídos.
- ***Sistemas complexos cooperantes:*** que engloba dois projetos: o COSY, centrado na engenharia de sistemas multi-agentes, e o ENVSYS que explora a interligação de sistemas inteligentes autônomos através de uma rede.

- **Modelagem, análise e comando de sistemas dinâmicos:** com o projeto MACSY, que tem como objetivo o desenvolvimento e aplicação de leis de comando e/ou supervisão eficazes e precisas para sistemas dinâmicos e distribuídos.

Este projeto foi desenvolvido no seio da equipe ORSYS em conjunto com o *Centre Technique du Papier*, situado no campus de Grenoble (França), no contexto do programa de intercâmbio Brasil-França (BRAFIPEC). Este programa é coordenado pelos professores Glauco FONTGALLAND e Raimundo FREIRE da Universidade Federal de Campina Grande (Brasil) em parceria com os professores Smail TEDJINI e Tan-Phu VUONG do Grenoble INP (França).



1.2 Contexto / Especificações

As tecnologias de comunicação sem fio estão em pleno desenvolvimento e transformam nosso ambiente. Isto se traduz por uma multitude de ondas eletromagnéticas (telefone celular, WiFi, WiMax, Bluetooth, RFID . . .) que nós desejamos filtrar. De fato, por questões de segurança e confidencialidade, é interessante que uma rede WiFi fique confinada em alguns ambientes ou mesmo não alcance determinados sistemas eletrônicos. Por exemplo, proteger uma sala de reuniões de ondas GSM ou um quarto de bebê dos sinais WiFi e GSM é uma preocupação atual. Nesse contexto, foram feitos vários estudos sobre a concepção de filtros em superfícies ou superfícies seletivas de frequências (Frequency Selective Surfaces, FSS, em inglês). Através de trilhas condutoras corretamente escolhidas e colocadas em finos substratos, mostrou-se que um comportamento de filtragem do tipo rejeita-faixa pode ser obtido. [12]

O LCIS em colaboração com o laboratório IMEP e o *Centre Technique du Papier (CTP)* trabalham nesse domínio. Uma tese foi iniciada em janeiro de 2009. Com isso, é essencial testar os filtros criados, mas também, de poder demonstrar rápida e facilmente sua eficácia. Uma montagem experimental simples e fácil de transportar é então indispensável.

O objetivo desse estágio consiste em conceber uma bancada facilmente transportável que permita demonstrar a capacidade de filtragem das FSS criadas pelo doutorando. As seguintes limitações devem ser respeitadas:

- Simplicidade estrutural;
- Facilidade de transporte;
- Baixo custo;
- Insensibilidade a perturbações eletromagnéticas do meio.

Tais limitações orientam o projeto em direção aos guias de ondas radiofrequência.

1.3 Conteúdo do relatório

No segundo capítulo agrupamos toda a teoria necessária à compreensão do desenvolvimento deste projeto. Primeiramente, explicamos como ondas eletromagnéticas se propagam no interior de guias metálicos retangulares e, em seguida, apresentamos uma técnica de excitação para este tipo de guia. Posteriormente, abordamos alguns tipos de superfícies seletivas de frequências e explicamos seu funcionamento a partir de um circuito elétrico equivalente. Finalmente, apresentamos o programa de simulações eletromagnéticas que foi bastante utilizado neste projeto.

O terceiro capítulo é dedicado à descrição das etapas para a concepção do guia de ondas de demonstração. Ele compreende a simulação e análise de resultados da caracterização de SSF no espaço livre e dentro de guias retangulares. Apresentamos também o sistema final bem como as amostras de SSF que foram utilizadas para efetuar os testes.

Por fim, no último capítulo apresentamos as conclusões e perspectivas deste projeto.

Capítulo 2

Estado da arte

Neste capítulo introduziremos a teoria da propagação de ondas eletromagnéticas no interior de guias metálicos retangulares. Em seguida, apresentaremos algumas técnicas para excitação de guias de ondas. Por fim, falaremos um pouco das superfícies seletivas de frequências, suas principais características e alguns tipos de SSF que podemos encontrar na literatura.

2.1 Guias de ondas

2.1.1 História

Os guias de ondas podem assumir diferentes formas a depender de sua utilização e frequência de operação. A forma mais simples, do ponto de vista matemático, é o guia de placas paralelas (Fig. 2.1a). Entretanto, existem outras formas como os guias retangulares (Fig.2.1b) ou os guias cilíndricos (Fig. 2.1a). No domínio da óptica integrada, os guias dielétricos planos (Fig. 2.2a) assim como as fibras ópticas (Fig. 2.2b) são amplamente utilizados.

Como veremos em seguida, o guia que melhor atende os nossos objetivos é o tipo retangular. Deste modo, na seqüência deste relatório nos limitaremos ao estudo teórico deste tipo de guia.

2.1.2 Guias retangulares

Em um primeiro momento, caracterizaremos a distribuição dos campos elétrico e magnético no interior de um guia retangular de paredes metálicas (Fig. 2.1b). Para tanto, resolvemos

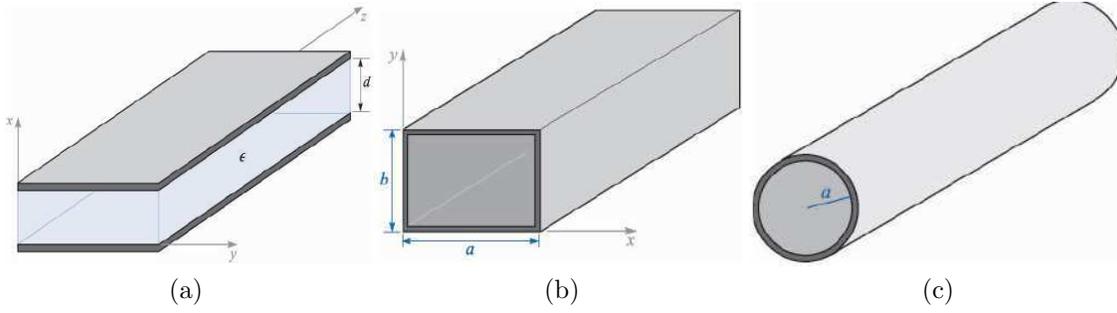


Figura 2.1: Guias metálicos: (a) guia de placas paralelas; (b) guia retangular; (c) guia cilíndrico. Figuras retiradas de [17]

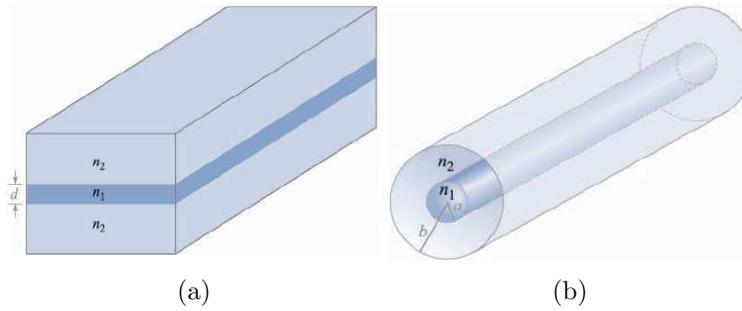


Figura 2.2: Guias dielétricos: (a) guia plano; (b) fibra óptica. Figuras retiradas de [17]

as equações de Maxwell ¹ a fim de obter a equação de ondas. Segundo Maxwell, para uma região sem fontes, podemos escrever:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H}, \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E}, \quad (2.2)$$

sendo ϵ , a constante dielétrica do material no interior do guia, μ , a permeabilidade magnética do material no interior do guia e ω a pulsação.

Sabendo que os campos elétrico e magnético possuem uma dependência na direção z do tipo $e^{-j\beta z}$, em que β é a constante de fase da onda, definimos:

$$H_r(x, y, z) = h_r(x, y)e^{-j\beta z}, \quad (2.3)$$

$$E_r(x, y, z) = e_r(x, y)e^{-j\beta z}, \quad (2.4)$$

em que, E_r , é a componente do campo elétrico na direção r ($r = x, y$, ou z), H_r , é a

¹James Clerk Maxwell (1831-1879), cientista que formulou a teoria eletromagnética.

componente do campo magnético na direção r . Assim, as três componentes das equações vetoriais 2.1 e 2.2 podem ser reduzidas às equações seguintes [14]:

$$\begin{aligned}\frac{\partial e_z}{\partial y} + j\beta e_y &= -j\omega\mu h_x, \\ -j\beta e_x - \frac{\partial e_z}{\partial x} &= -j\omega\mu h_y, \\ \frac{\partial e_y}{\partial x} - \frac{\partial e_x}{\partial y} &= -j\omega\mu h_z,\end{aligned}\tag{2.5}$$

$$\begin{aligned}\frac{\partial h_z}{\partial y} + j\beta h_y &= j\omega\epsilon e_x, \\ -j\beta h_x - \frac{\partial h_z}{\partial x} &= j\omega\epsilon e_y, \\ \frac{\partial h_y}{\partial x} - \frac{\partial h_x}{\partial y} &= j\omega\epsilon e_z.\end{aligned}\tag{2.6}$$

O conjunto de equações 2.5 e 2.6 pode ser resolvido para as quatro componentes transversas de campo em função de e_z e h_z :

$$h_x = \frac{j}{k_c^2} \left(\omega\epsilon \frac{\partial e_z}{\partial y} - \beta \frac{\partial h_z}{\partial x} \right),\tag{2.7}$$

$$h_y = \frac{-j}{k_c^2} \left(\omega\epsilon \frac{\partial e_z}{\partial x} + \beta \frac{\partial h_z}{\partial y} \right),\tag{2.8}$$

$$e_x = \frac{-j}{k_c^2} \left(\beta \frac{\partial e_z}{\partial x} + \omega\mu \frac{\partial h_z}{\partial y} \right),\tag{2.9}$$

$$e_y = \frac{j}{k_c^2} \left(-\beta \frac{\partial e_z}{\partial y} + \omega\mu \frac{\partial h_z}{\partial x} \right),\tag{2.10}$$

sendo o número de onda de corte, k_c , dado por:

$$k_c^2 = k^2 - \beta^2,\tag{2.11}$$

em que:

$$k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = \frac{2\pi}{\lambda},\tag{2.12}$$

é o número de onda da estrutura.

Se levarmos em consideração as perdas dielétricas no material que preenche o guia, a permitividade se torna:

$$\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r (1 - j \tan(\delta)),\tag{2.13}$$

em que $\tan(\delta)$, é a tangente de perdas do material.

As ondas eletromagnéticas se propagando em um guia são descritas pela equação de Helmholtz ²:

$$\nabla^2 \vec{\Phi} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{\Phi} = 0, \quad (2.14)$$

em que Φ pode ser substituído por \vec{H} ou \vec{E} .

Para resolver o problema do confinamento de energia eletromagnética no guia, é preciso inicialmente resolver a equação 2.14 considerando as condições de fronteira do guia. Em seguida, valendo-nos das equações 2.7 à 2.10, obtemos as componentes transversas das ondas.

Uma solução é uma função denominada *modo_{mn}*. A cada modo é associada uma frequência de corte, uma constante de propagação e uma impedância de onda. Se a frequência do sinal de excitação do guia, f , é superior à frequência de corte do modo mn , então tal modo pode se propagar. Caso contrário, se f é inferior à frequência de corte do modo mn , então ele é dito evanescente, sua potência decresce exponencialmente e não há propagação. A frequência de corte mais baixa é também chamada de frequência de corte do guia. Abaixo desta frequência não há propagação do sinal. A constante de propagação de um modo é definida por:

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (2.15)$$

em que α é a constante de atenuação e β é a constante de propagação. Em um guia de paredes metálicas, a atenuação é devida às perdas nas paredes.

Em um guia inteiramente constituído de metal, apenas os modos TE e TM podem se propagar [14].

Agora, estudaremos o guia da figura 2.3. Este se encontra preenchido com um material de permitividade ϵ e permeabilidade μ . Por convenção, $a > b$ na figura 2.3.

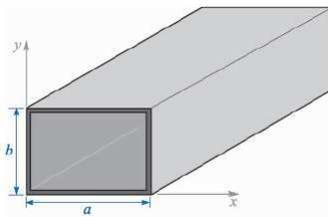


Figura 2.3: Guia retangular de paredes metálicas.

²Hermann Ludwig Ferdinand von Helmholtz (31/08/1821 - 08/09/1894) - Cientista e médico alemão.

Primeiramente resolveremos a equação de onda para os modos TE e posteriormente faremos o mesmo para os modos TM..

2.1.2.1 Modos TE

Um modo Transversal Elétrico (TE) não possui componente de campo elétrico na direção de propagação, $E_z = 0$.

A partir da equação 2.14, podemos escrever:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) h_z(x, y) = 0. \quad (2.16)$$

A equação diferencial 2.16 pode ser resolvida pelo método de separação de variáveis [14]. Assim, podemos escrever:

$$h_z(x, y) = X(x)Y(y). \quad (2.17)$$

Substituindo a equação 2.17 em 2.16, obtemos:

$$\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} + \frac{1}{Y} \frac{d^2 Y}{dy^2} + k_c^2 = 0, \quad (2.18)$$

com a separação de variáveis, chegamos ao seguinte sistema:

$$\frac{d^2 X}{dx^2} + k_x^2 X = 0, \quad (2.19)$$

$$\frac{d^2 Y}{dy^2} + k_y^2 Y = 0, \quad (2.20)$$

em que:

$$k_x^2 + k_y^2 = k_c^2. \quad (2.21)$$

Após a resolução das equações 2.19 e 2.20, encontramos a solução geral para h_z :

$$h_z(x, y) = (A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x))(C \cos(k_y y) + D \sin(k_y y)) \quad (2.22)$$

Para atribuir valores às constantes presentes na equação 2.22, devemos aplicar as condições de fronteira do guia de ondas:

$$e_x(x, y) = 0, \quad \text{para} \quad y = 0, b, \quad (2.23)$$

$$e_y(x, y) = 0, \quad \text{para} \quad x = 0, a. \quad (2.24)$$

Como as equações 2.23 e 2.24 não dependem explicitamente de h_z , utilizaremos as equações 2.9 e 2.10 para exprimir e_x e e_y em função de h_z , obtendo:

$$e_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_y (A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x)) (-C \sin(k_y y) + D \cos(k_y y)), \quad (2.25)$$

$$e_y = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_x (-A \sin(k_x x) + B \cos(k_x x)) (C \cos(k_y y) + D \sin(k_y y)). \quad (2.26)$$

A partir das equações 2.25 e 2.26, concluímos que:

$$\begin{aligned} D &= 0, \\ B &= 0, \\ k_y &= \frac{n\pi}{b}, \\ k_x &= \frac{m\pi}{a}, \end{aligned} \quad (2.27)$$

em que $n = 0, 1, 2, \dots$ e $m = 0, 1, 2, \dots$.

Podemos finalmente exprimir H_z :

$$H_z(x, y, z) = A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}, \quad (2.28)$$

em que A_{mn} é uma constante de amplitude. As componentes transversais dos modos TE_{mn} são obtidas a partir de 2.7, 2.8, 2.9 e 2.10. A constante de propagação é:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}. \quad (2.29)$$

Para que um modo possa se propagar, sua constante de propagação deve ser superior a zero, então:

$$k > k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

Assim, cada modo (m,n) possui uma frequência de corte $f_{c_{mn}}$ dada por:

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}. \quad (2.30)$$

2.1.2.2 Modos TM

Os modos Transversais Magnéticos, por sua vez, são caracterizados por $H_z = 0$. A componente de campo elétrico na direção de propagação (E_z) satisfaz a equação de onda reduzida:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2\right) e_z(x, y) = 0. \quad (2.31)$$

O procedimento para obter todas as componentes dos campos no interior do guia é similar àquele que apresentamos no caso dos modos TE. No entanto, desta vez as condições de fronteira são as seguintes:

$$e_z(x, y) = 0, \quad \text{para} \quad x = 0, a, \quad (2.32)$$

$$e_z(x, y) = 0, \quad \text{para} \quad y = 0, b. \quad (2.33)$$

Os principais resultados que dizem respeito a guias retangulares foram sintetizados no quadro 2.1. Os campos \mathbf{E} e \mathbf{H} dos 5 primeiros modos que se propagam em um guia retangular 2:1 são mostrados na figura 2.4. Trata-se de uma vista de corte da seção transversa à direção de propagação.

Grandeza	Modo TE_{mn}	Modo TM_{mn}
k	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}$	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}$
k_c	$\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$	$\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$
β	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$
E_z	0	$B_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}$
H_z	$A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}$	0
E_x	$\frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\beta m\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}$
E_y	$\frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\beta n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}$
H_x	$\frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}$	$\frac{j\omega\epsilon n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}$
H_y	$\frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\omega\epsilon m\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}$

Tabela 2.1: Sumário de resultados para guias de ondas retangulares. Extraído de [14].

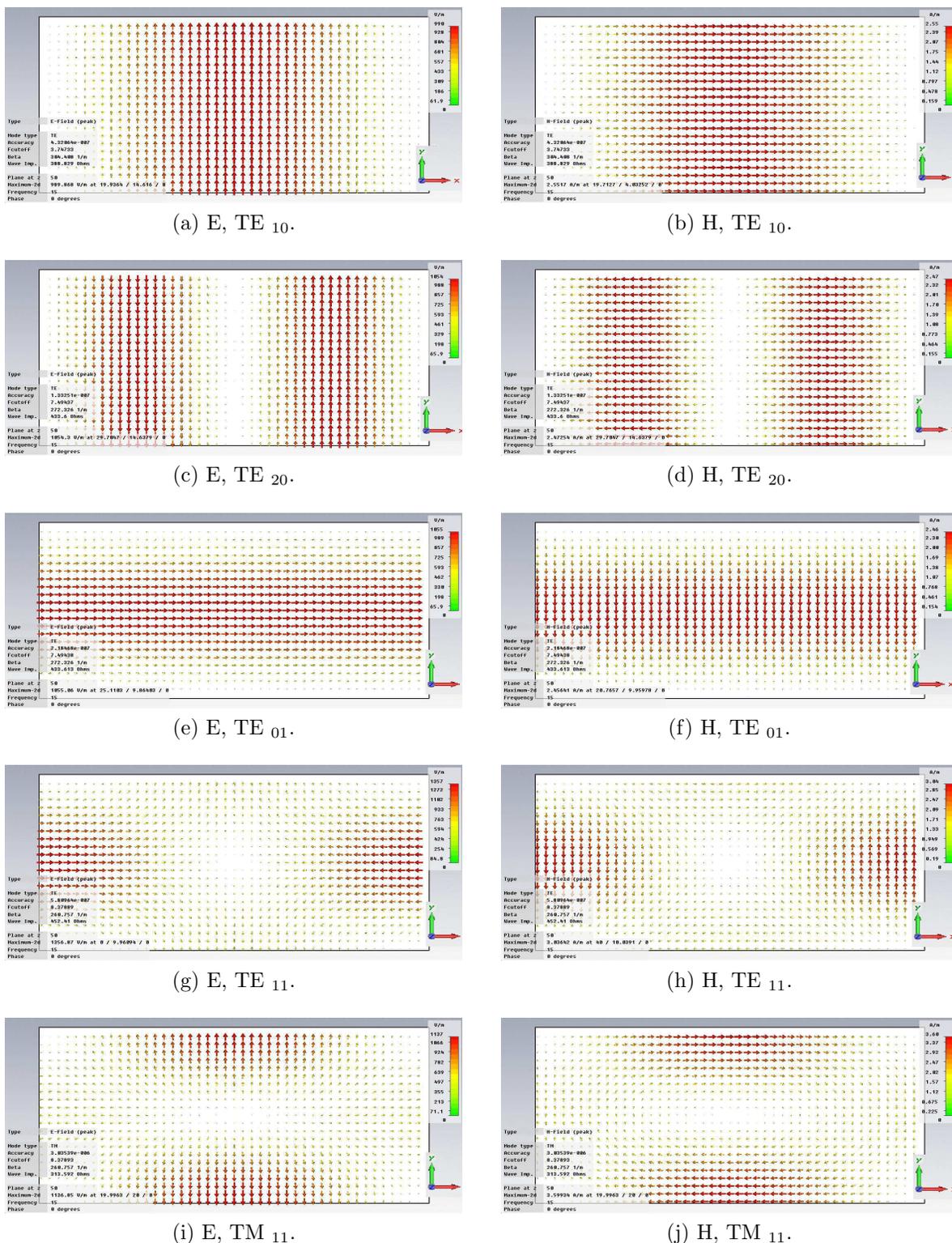


Figura 2.4: Representação dos campos transversos dos cinco primeiros modos que se propagam em um guia retangular (vista de corte da seção transversa à direção de propagação).

2.1.2.3 Interpretação geométrica dos modos

Antes de descrever uma técnica de excitação dos modos de um guia de ondas, trataremos da propagação de uma onda em um guia retangular do ponto de vista geométrico. Como mostrado em [16], uma onda se propagando em um guia pode ser descrita como uma combinação de ondas planas refletidas pelas paredes do guia. Para o modo TE_{10} , por exemplo:

$$\begin{aligned}
 E_y &= \frac{-j\omega\mu\pi}{k_c^2 a} A_{10} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \\
 &= \frac{-j\omega\mu\pi}{k_c^2 a} A_{10} \left(\frac{e^{j\frac{\pi x}{a}} - e^{-j\frac{\pi x}{a}}}{2j} \right) e^{-j\beta z} \\
 &= \frac{\omega\mu\pi}{2k_c^2 a} A_{10} \left(e^{-j\beta\left(z+\frac{\pi x}{\beta a}\right)} - e^{-j\beta\left(z-\frac{\pi x}{\beta a}\right)} \right). \tag{2.34}
 \end{aligned}$$

O primeiro termo da equação 2.34 representa uma onda que se propaga segundo a direção dos z positivos com um ângulo θ dado por:

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{\pi}{\beta a}\right). \tag{2.35}$$

O segundo termo da equação 2.34 representa uma onda que se propaga na direção positiva dos z com um ângulo $-\theta$. Assim, de um ponto de vista geométrico há duas ondas TEM se propagando em “zigzag” entre as paredes do guia, como mostrado na figura 2.5.

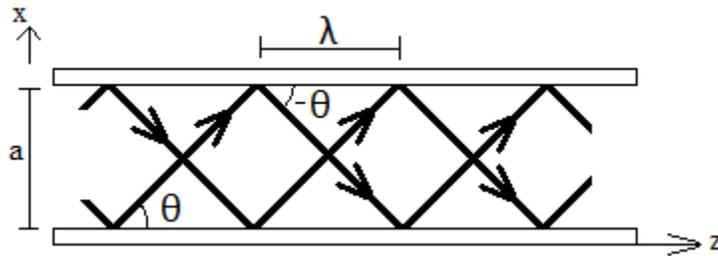


Figura 2.5: Decomposição do modo TE_{10} em duas ondas planas.

Utilizando a equação 2.35 e sabendo-se que para o modo TE_{10} : $\beta = \sqrt{\omega^2\mu\epsilon - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}$ e $f_c = \frac{1}{2a} \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$, podemos mostrar que θ é também dado por:

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{f_c}{f}\right). \tag{2.36}$$

Na figura 2.6 podemos observar a variação do ângulo θ em função da frequência.

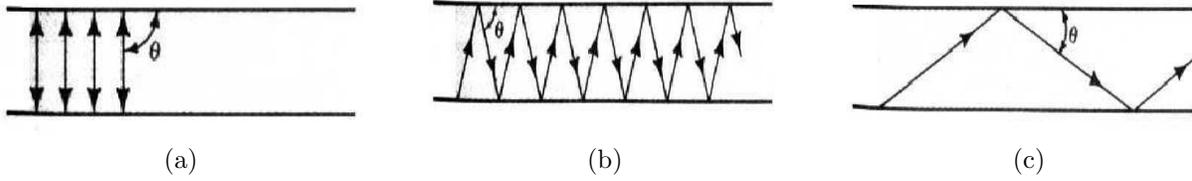


Figura 2.6: Variação de θ em função da frequência: (a) $\theta = 90^\circ$, $f = f_c$ (Não há propagação); (b) $f > f_c$, $\theta < 90^\circ$; e (c) $f \gg f_c$, $\theta \ll 90^\circ$.

Uma vez que a frequência é igual a f_c , temos $\theta = 90^\circ$ e as ondas TEM são refletidas perpendicularmente às paredes do guia. Como consequência, uma onda estacionária se estabelece e não há propagação no interior do guia. Para frequências superiores à frequência de corte do guia (f_c), a energia se propaga. Quando $f \gg f_c$, a propagação se aproxima daquela de uma onda no espaço livre.

Na seqüência deste trabalho, escolhemos um guia de ondas de seção transversal retangular para a realização do demonstrador. Tal escolha se justifica pela forma retangular que, em geral, as células-base de SSF possuem. Assim, com um guia retangular, a probabilidade de cobrir a seção transversal do mesmo com um número inteiro de células de base é bem maior que em comparação com um guia cilíndrico. Desse modo, esperamos diminuir a influência do corte na SSF sobre as propriedades de filtragem da mesma. Normalmente, o ângulo que as ondas eletromagnéticas incidem nas SSF também é um fator que deve ser levado em consideração quando na análise de suas propriedades de filtragem. A explicação desse fenômeno será apresentada na seção 2.2.2. Por outro lado, existem algumas SSF cuja resposta independe do ângulo de incidência na estrutura, como será visto no capítulo 3. Um estudo detalhado de SSF dentro de guias retangulares será feito no capítulo 3.

2.1.3 Excitação do guia

Um guia de ondas é geralmente excitado através de um cabo coaxial ou de um segundo guia de ondas. Frequentemente, uma sonda (o condutor central do cabo) é utilizada para estabelecer a transferência máxima de potência. A sonda é posicionada em um local tal que os campos \mathbf{E} e \mathbf{H} produzidos sejam paralelos às linhas de campo do modo que se deseja excitar. Para excitar o modo TE_{10} , por exemplo, sabemos a partir do quadro 2.1 que E_y é máximo em $x = \frac{a}{2}$. Assim, a sonda é posicionada em $x = \frac{a}{2}$, como mostrado na figura 2.7a.

Semelhantemente, o modo TM_{11} é excitado uma vez que a sonda é posicionada segundo a direção z , como mostrado na configuração 2.7b.

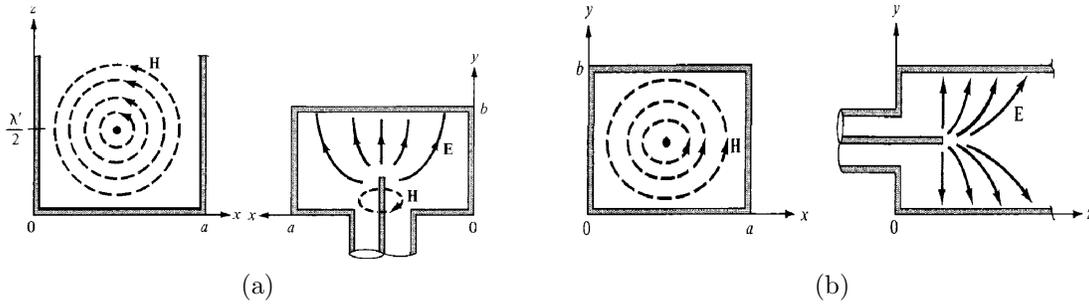


Figura 2.7: Excitação de modos: (a) modo TE_{10} ; (b) Modo TM_{11} . Figura extraída de [16].

Outros parâmetros que devemos considerar na excitação do guia são: o comprimento da sonda no interior do guia, d , e a distância da sonda em relação à parede traseira do guia, e (Fig. 2.8). Fazendo variar d , modificamos a adaptação de impedâncias entre o guia e o cabo. O parâmetro e é idealmente igual à um quarto do comprimento de onda guiado, assim, a onda que parte da sonda na direção $z+$ e aquela refletida pela parede traseira do guia estarão em fase, caracterizando uma interferência construtiva. Na prática, a sonda não é um condutor perfeito e as impedâncias parasitas introduzidas por este condutor podem ser compensadas variando o parâmetro e .

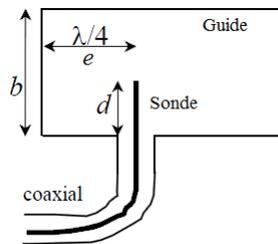


Figura 2.8: Vista lateral do guia.

Segundo [5], para uma frequência qualquer acima de f_c , uma adaptação perfeita entre o cabo e o guia pode ser obtida com a combinação correta do comprimento da sonda no interior do guia (d) e de sua distância em relação à parede traseira do guia (e).

Para mostrar a influência dos parâmetros ' d ' e ' e ' sobre a adaptação de impedâncias da transição guia-cabo, simulamos um guia retangular de dimensões: $a = 14cm$, $b = 8cm$ e comprimento $l = 50cm$, variando um parâmetro por vez. Procuramos excitar o modo

TE₁₀, então a sonda foi posicionada conforme exemplificado anteriormente. Na figura 2.9a, podemos observar a influência de ‘ d ’ para $e = 3,12\text{cm}$ (um quarto do comprimento de onda correspondente a $f = 2,4\text{GHz}$).

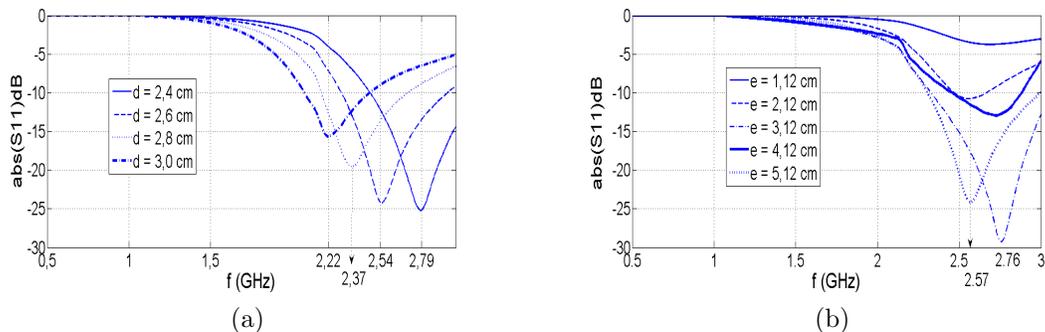


Figura 2.9: Influência da variação de parâmetros na adaptação de impedâncias: (a) variação de d , $e = 3,12\text{cm}$; (b) variação de e , $d = 2,6\text{cm}$.

Na figura 2.9b, variamos e fazendo $d = 2,6\text{cm}$, constante. Cruzando os resultados, podemos verificar que a melhor adaptação é obtida quando $d = 2,6\text{cm}$ e $e = 3,12\text{cm}$.

Existem outras técnicas de adaptação de impedâncias entre guia retangular e cabo coaxial. Em [9], um capuz metálico é adicionado à sonda para melhorar a adaptação. Em [5], o autor propõe um método para estender a gama de frequência adaptada utilizando um tipo de transformador de um quarto de comprimento de onda chamado *the reduced-quarterwave transformer*. Finalmente, em [18], o autor criou um artefato mecânico que permite regular de maneira prática a profundidade da sonda no guia.

2.2 Superfícies Seletivas de Frequências

2.2.1 História

Uma Superfície Seletiva de Frequências é uma estrutura em duas dimensões constituída de elementos periódicos (Fig. 3.8). Seu comportamento em frequência é similar ao de um filtro, normalmente do tipo rejeita-faixa.

Os princípios de funcionamento de filtros em superfícies foram amplamente explorados desde as últimas décadas. As SSF permitem, por exemplo, de conceber filtros radiofrequência a base de guias de ondas [15, 11]. Elas também podem servir para controlar de maneira seletiva os sinais que se propagam em determinados edifícios, como por exemplo, os sinais

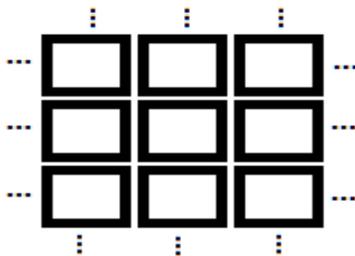


Figura 2.10: Exemplo de superfície seletiva de frequências.

WiFi e UMTS. Sendo o objetivo de diminuir a interferência eletromagnética entre sistemas e ao mesmo tempo de garantir a confidencialidade dos dados nas redes internas de comunicação sem fio [7, 8, 6, 3]. É igualmente possível utilizar as SSF para bloquear a radiação infravermelha através de janelas seletivas, o que diminui a troca de calor entre o ambiente e o interior de edifícios comerciais ou residências. Assim, é possível climatizar os cômodos de maneira mais eficaz sem comprometer a luminosidade interior [10]. Como último exemplo, as SSF são também utilizadas para bloquear ondas eletromagnéticas nocivas à saúde e que eventualmente são emitidas por fornos micro-ondas [4].

Na próxima seção, estudaremos o funcionamento de algumas amostras de SSF simples valendo-nos de um modelo de circuito equivalente. Para estruturas mais complexas, a utilização deste modelo torna-se impraticável pois, as interações eletromagnéticas que ditam as propriedades de filtragem da estrutura também tornam-se muito complexas. Assim, é indispensável a utilização de simuladores eletromagnéticos. Vale salientar também que existem alguns métodos analíticos para análise de SSF, como por exemplo o PPM (Periodic Moment Method) [2], que não será detalhado aqui.

2.2.2 Funcionamento de SSF simples

As Superfícies Seletivas em Frequência são classificadas em quatro grupos [12]:

- **Grupo 1:** elementos conectados no centro ou N-pólos (Fig. 2.11a);
- **Grupo 2:** laços em geral como quadrados, círculos, etc (Fig. 2.11b);
- **Grupo 3:** elementos sólidos no interior ou tipo *patch* (Fig. 2.11c);
- **Grupo 4:** uma combinação dos grupos 1, 2 e 3.

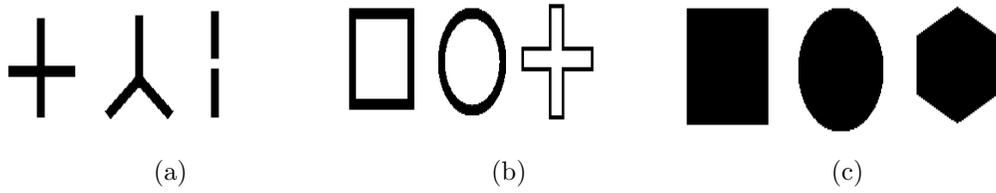


Figura 2.11: Algumas células de SSF elementares. (a) Grupo 1: N-pólos; (b) Grupo 2: tipo laço; e (c) grupo 3: tipo patch.

Essas SSF podem ser modeladas por circuitos LC, nos quais os valores de L e C dependem da geometria da célula de base e da distância de uma célula à outra. Na figura 2.12a, por exemplo, podemos observar uma rede composta de trilhas metálicas de período D_x e comprimento considerado infinito, assim como seu circuito elétrico equivalente.

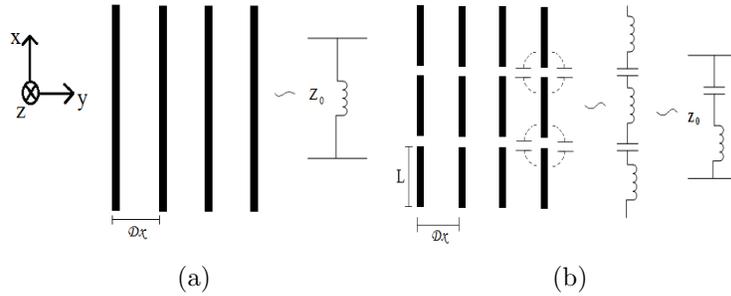


Figura 2.12: Pistas metálicas e seus circuitos elétricos equivalentes: (a) segmentos metálicos de comprimento infinito; (b) segmentos metálicos de comprimento L .

Em 2.12b, apresentamos uma rede constituída de pistas metálicas de comprimento L e período D_x . Comparando as duas estruturas podemos constatar que a rede de segmentos infinitos apresenta um comportamento do tipo passa-baixas enquanto a de segmentos finitos possui um comportamento do tipo rejeita-faixa. De fato, a utilização de se segmentos de comprimento limitado introduz capacitâncias em série com a indutância do segmento. A frequência de ressonância da estrutura, f_0 , depende de L segundo a relação:

$$L = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f_0}, \quad (2.37)$$

em que c é a velocidade de propagação de uma onda eletromagnética no espaço livre.

Seu comportamento na frequência f_0 é similar ao de uma placa metálica, isto é, a onda incidente é totalmente refletida.

Na maioria dos casos, a frequência de ressonância das SSF é sensível ao ângulo de incidência da onda. Isto se explica pelo fato de que, a depender do ângulo de incidência, a estrutura apresenta uma geometria aparente que é diferente da sua geometria real. Por exemplo, o comprimento aparente dos segmentos da estrutura 2.12b, L' , diminui com o aumento do ângulo de observação θ .

$$L' = L \cos \theta, \quad (2.38)$$

em que θ é o ângulo entre a direção de propagação da onda e a normal à SSF (ver figura 2.14b). A frequência de ressonância será deslocada para cima com o aumento do ângulo θ .

Para estruturas em laço circular ou retangular (figura 2.11b), a ressonância ocorre quando o perímetro médio de cada laço é um múltiplo de λ_r , sendo λ_r o comprimento de onda na frequência de ressonância. Dito de outra maneira, cada metade de laço se comporta como um dipolo [2].

As SSF podem ser concebidas sem substrato, o que chamamos de “*free standing*”, mas predominantemente um substrato é utilizado a fim de suportar mecanicamente a estrutura. A inserção do substrato provoca dois efeitos importantes na resposta do sistema. O primeiro deles é a modificação da frequência de ressonância, f_0 . Se a estrutura metálica for completamente imersa em um material dielétrico infinito de permitividade relativa ϵ_r , a frequência de ressonância será deslocada para aproximadamente $\frac{f_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ (figura 2.13). Se, por outro lado, a camada dielétrica for posicionada apenas de um lado da SSF então o deslocamento máximo obtido é dado por $\frac{f_0}{\sqrt{(\epsilon_r+1)/2}}$, em direção às baixas frequências

O segundo efeito ocasionado pelos materiais dielétricos é a modificação da sensibilidade da SSF à variação do ângulo de incidência. [12]

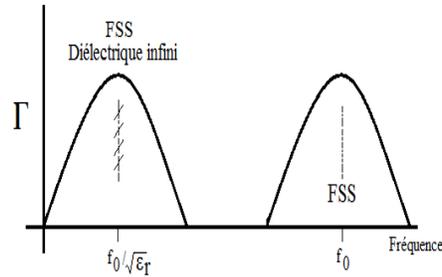


Figura 2.13: FSS imersa em um meio infinito de permitividade relativa ϵ_r .

2.2.3 Técnica de simulação

Todas as simulações deste projeto foram feitas utilizando o *CST Microwave Studio*. O CST é um programa de simulações eletromagnéticas baseado na técnica de integração finita (*Finite Integration Technique*). Neste método, as estruturas são primeiramente discretizadas em pequenas células hexaédricas ou tetraédricas, em seguida, as equações de Maxwell na forma integral são resolvidas para cada célula. O procedimento de discretização é denominado malhagem e o tempo de simulação é proporcional ao número de células. Para simulações temporais, o tempo de cálculo também depende das dimensões da menor célula resultante da malhagem. São essas dimensões que fixam o passo de cálculo da simulação. As regiões onde os campos são intensos devem ser malhadas mais fortemente.

Para simular as SSF com o CST, utilizamos o método frequencial. As condições de fronteira são do tipo *unit cell*. Assim, as equações de Maxwell são solucionadas para uma única célula elementar e os resultados são repetidos para todas as outras células, levando em conta o deslocamento espacial que existe entre elas. Na figura 2.14a é mostrada uma célula de base do tipo laço circular com *unit cell* como condições de fronteira.

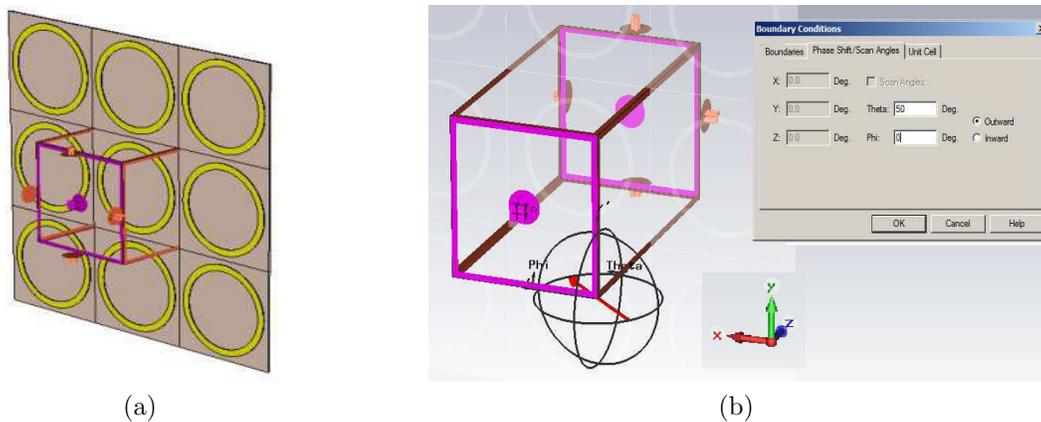


Figura 2.14: Condições de fronteira das SSF: (a) *unit cell*; (b) ângulo de incidência.

2.2.4 Caracterização experimental

Geralmente, as SSF são caracterizadas a partir de uma montagem experimental como a que está mostrada na figura 2.15. Trata-se de um experimento composto por duas antenas corneta separadas da SSF de uma distância tal que a onda incidente pode ser considerada como plana. O parâmetro de transmissão, S_{21} , é medido. Uma forma de considerar o ângulo de incidência na SSF é pivotar a amostra em torno de um eixo. Este método de caracterização com antenas corneta é utilizado na maioria dos casos como em [4, 6] e inclusive pelo doutorando Fabien De Barros.

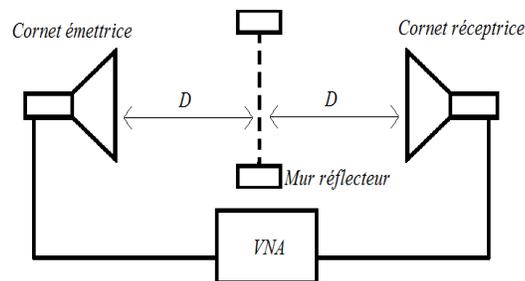


Figura 2.15: Caracterização de uma SSF.

Esta técnica de caracterização possui alguns inconvenientes. Em primeiro lugar as antenas são relativamente caras e o espaço ocupado pela montagem é bem considerável. Assim, não é possível obter um demonstrador prático e transportável. Além do mais, o tamanho da SSF que deve ser utilizada nessa configuração se aproxima do de uma folha A3. Para contornar

estes inconvenientes, um outro método de caracterização foi proposto em [1]. Um guia de ondas de placas paralelas foi utilizado (Fig. 2.16) e a SSF posicionada no interior do guia. Desse modo, é possível se aproximar do caso de propagação no espaço livre, isto é, a onda eletromagnética tem polarização TEM. Por outro lado, torna-se mais difícil verificar a influência do ângulo de incidência nas propriedades de filtragem da SSF.



Figura 2.16: Caracterização de uma SSF com um guia de ondas de placas paralelas. (a) Guia de placas paralelas; (b) SSF no interior do guia. Figuras extraídas de [1].

Sabendo que um modo se propagando em um guia pode ser interpretado como ondas TEM que se propagam em “zigzag” (ler seção 2.1.2), propomos a utilização de um guia retangular para caracterizar SSF. Assim, as ondas eletromagnéticas são confinadas no interior do guia e o sistema torna-se menos susceptível a perturbações externas. No capítulo 3 apresentamos as etapas para a concepção do sistema.

Capítulo 3

Concepção do sistema

Neste capítulo estudaremos um sistema composto por um guia de ondas retangular de paredes metálicas com SSF no interior. Primeiramente verificaremos o comportamento de SSF simples como dipolos, laços circulares e retangulares. Posteriormente, passaremos a estruturas mais complexas como os tripolos compactos e a SSF criada pelo doutorando Fabien De Barros do LCIS.

3.1 Simulação do primeiro grupo de SSF

3.1.1 O dipolo como célula elementar

Em um primeiro momento, simulamos SSF simples no espaço livre. A primeira delas foi a SSF tipo dipolo. Como vimos anteriormente, a ressonância do dipolo é obtida quando seu comprimento é $\frac{\lambda}{2}$. No entanto, se o dipolo é suportado por um substrato, seu comprimento de ressonância é menor. O deslocamento em frequência ocasionado pela inserção de um substrato não pode ser calculado precisamente, porém, foi mostrado na seção 2.2.2 que o deslocamento máximo da frequência de ressonância ocasionado pela inserção de um substrato é dado por:

- $\frac{f_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ para a inserção de um dielétrico infinito de cada lado da SSF; e
- $\frac{f_0}{\sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}}}$ para uma camada dielétrica inserida apenas de um lado da SSF.

As características da célula elementar tipo dipolo ilustrada na figura 3.1a são mostradas na tabela 3.1.

Na figura 3.1b, podemos observar que se a onda incide perpendicularmente à SSF ($\theta = 0$), as frequências filtradas estão em torno de $2,4GHz$, a qual é uma das frequências de operação

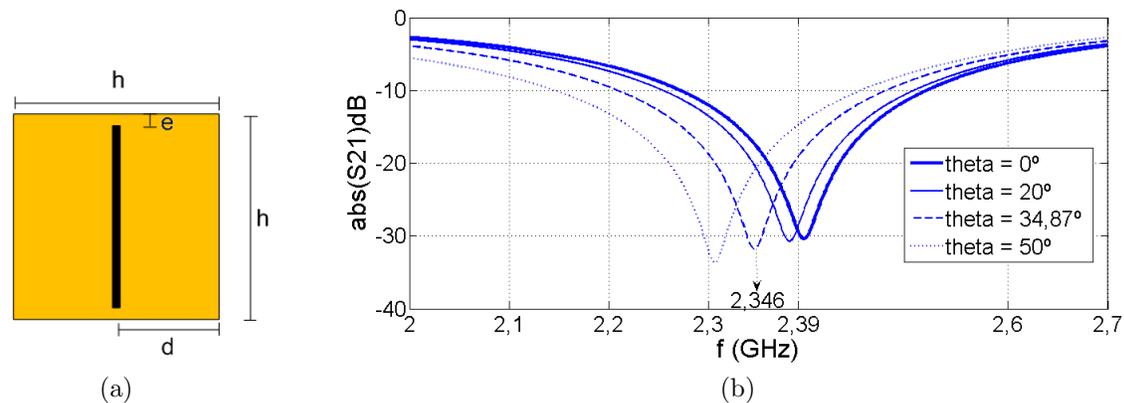


Figura 3.1: Simulação numérica da evolução do fator de transmissão em função de θ para SSF tipo dipolo: (a) célula elementar da SSF; (b) resposta da SSF no espaço livre em função do ângulo de incidência θ .

da tecnologia WiFi. A onda que incide na superfície é do tipo TEM com o campo elétrico paralelo ao braço do dipolo.

Ainda em 3.1b, é possível verificar que a frequência de corte da SSF diminui quando θ aumenta. Isto é devido à deformação aparente da estrutura em função deste ângulo. No esquema 3.2, vemos que o aumento de θ ocasiona uma diminuição aparente da largura do dipolo do ponto de vista da onda incidente. A esta deformação atribuímos o efeito de modificação da frequência de ressonância que foi citado anteriormente. Para validar esta hipótese, simulamos a estrutura apresentada na figura 3.1a fazendo variar a largura da pista metálica de 2mm a 1mm e considerando a incidência de uma onda TEM com $\theta = 0$ e o campo elétrico paralelo ao braço do dipolo. Os resultados desta simulação encontram-se na figura 3.3. Como previsto, a frequência de ressonância diminuiu.

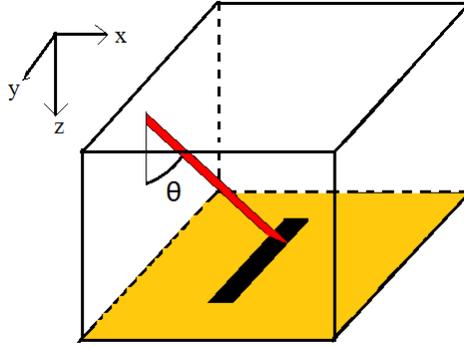


Figura 3.2: Esquema que mostra a variação aparente da largura do dipolo em função do ângulo de incidência da onda. A onda incidente é representada por um feixe vermelho.

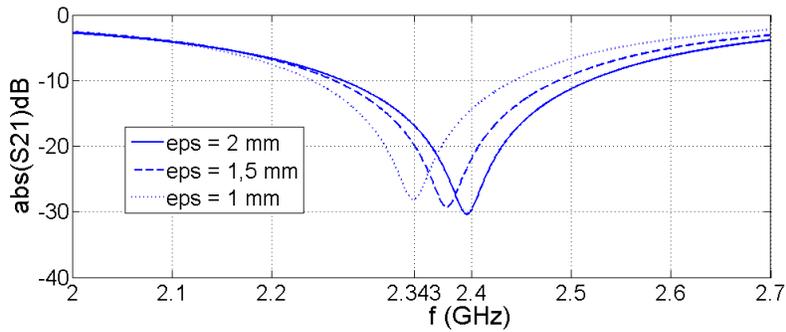


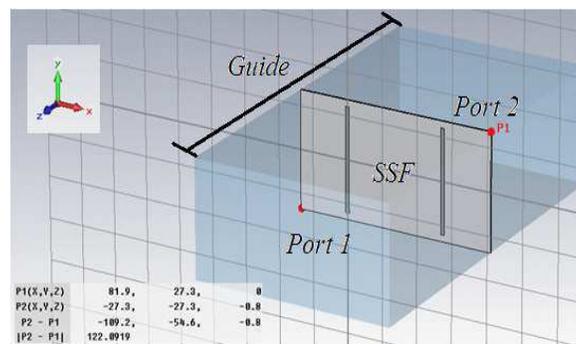
Figura 3.3: Simulação numérica da evolução do fator de transmissão em função da largura do dipolo. A SSF é iluminada por uma onda TEM com $\theta = 0$ e campo elétrico paralelo ao braço do dipolo.

Para verificar a resposta da SSF no interior do guia de ondas, simulamos a estrutura mostrada na figura 3.4a. As dimensões do guia se encontram na tabela 3.1. Este mesmo guia foi utilizado nas simulações das seções 3.2 e 3.3.

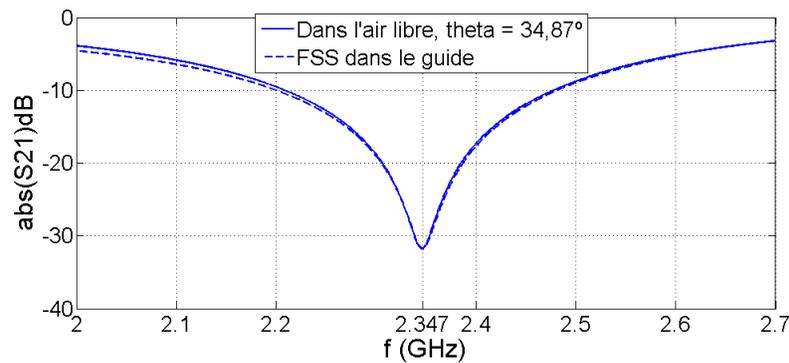
A partir da equação 2.30, podemos concluir que os primeiros modos a se propagar no guia são: o modo TE_{10} com $f_{c_{10}} = 1,37GHz$, o modo TE_{20} e TE_{01} com $f_{c_{20}} = f_{c_{01}} = 2,74GHz$. Assim, se considerarmos uma frequência de trabalho máxima de até $2,7GHz$, apenas o modo fundamental (TE_{10}) pode se propagar. Ou seja, todos os modos de ordem superior que eventualmente podem ser excitados pela SSF no interior do guia são evanescentes.

Substrato	Tipo	FR4
	Espessura	0,8mm
	Características elétricas	$\epsilon_r = 4,3$; $\tan(\delta) = 0,025$
Estrutura	Largura da pista metálica	2mm
	h	27,3mm
	d	26,3mm
	e	3,1mm
Guia	a	10,92cm
	b	5,46cm
	Comprimento	20cm

Tabela 3.1: Características da célula elementar tipo dipolo.



(a)



(b)

Figura 3.4: Simulação numérica da evolução do fator de transmissão de um guia de ondas com uma SSF tipo dipolo no interior do guia. Apenas o modo fundamental do guia é excitado. (a) Duas células de base no interior do guia retangular; (b) Comparação de respostas entre o sistema com o guia de ondas e a SSF no espaço livre submetida ao mesmo ângulo imposto pelo guia.

Na figura 3.4b podemos verificar que as respostas da SSF no interior do guia e fora do mesmo são muito próximas. O ângulo $\theta = 34,87^\circ$ foi calculado utilizando a equação 2.36

para $f = 2,4GHz$. A diferença entre as frequências de ressonância da SSF no interior do guia e no espaço livre é de apenas $1MHz$, isto é, $4,17 \times 10^{-2} \%$ de desvio.

3.1.2 A cruz como célula elementar

Em um segundo momento, simulamos uma SSF tipo cruz. Segundo a classificação de Munk [12], esta estrutura pertence ao primeiro grupo de células elementares. Os resultados obtidos assim como a estrutura simulada são apresentados na figura 3.6. As características do guia e do substrato se encontram na tabela 3.1. As dimensões do esquema 3.5a são mostradas na tabela 3.2. Na figura 3.5b, apresentamos a influência do ângulo de incidência na resposta da SSF. Podemos constatar que os resultados apresentados na figura 3.6 estão em acordo. Neste caso, a diferença entre as frequências de ressonância é de apenas $5,6MHz$, ou seja, $0,23\%$ de desvio.

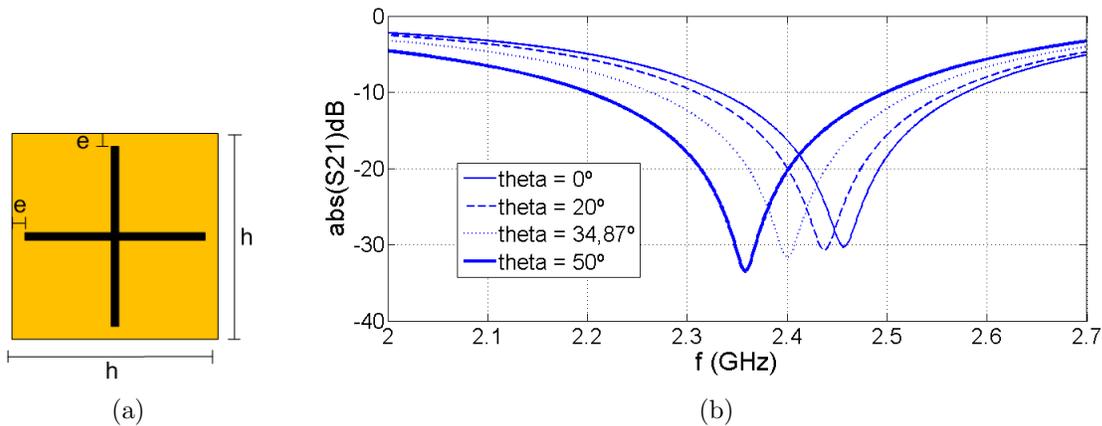


Figura 3.5: (a) Esquema da célula de base tipo cruz. Os parâmetros e e h se encontram na tabela 3.2. (b) Simulação numérica da evolução do fator de transmissão em função do ângulo θ . A SSF é iluminada por uma onda TEM.

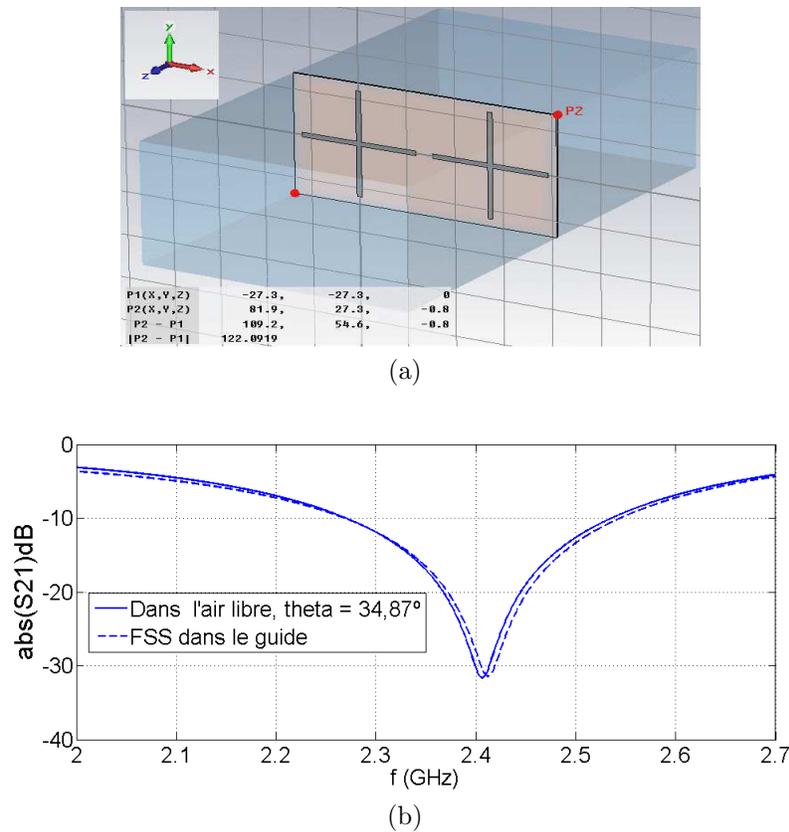


Figura 3.6: (a) Sistema composto por duas células elementares de uma SSF tipo cruz no interior de um guia de ondas. O substrato da SSF está em contato com as paredes do guia. Apenas o modo TE_{10} é excitado; (b) comparação dos fatores de transmissão do sistema com o guia de ondas e da SSF no espaço livre submetida ao mesmo ângulo de incidência imposto pelo guia ($34,87^\circ$).

Largura da pista metálica	$2mm$
h	$27,3mm$
e	$3,45mm$

Tabela 3.2: Dimensões da célula tipo cruz.

Para esse primeiro grupo de SSF constituído de estruturas simples podemos concluir que: seja no espaço livre, seja no interior de um guia monomodo, as propriedades de filtragem apresentadas pelo sistema são similares.

Na próxima seção abordaremos as estrutura tipo laço, as quais caracterizam o segundo grupo de SSF.

3.2 Segundo grupo - SSF tipo laço

Para verificarmos o comportamento das estruturas do segundo grupo no interior de um guia de ondas escolhemos as células de base apresentadas nas figuras 3.7a e 3.9a. Para estas células elementares o comprimento de onda de ressonância é igual ao perímetro médio do laço. No entanto, para estimar a frequência de ressonância é preciso considerar a presença do substrato.

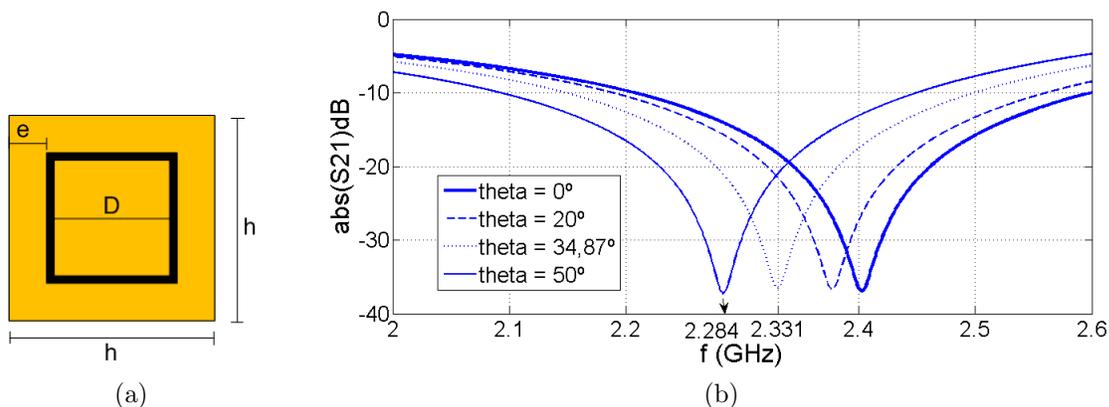
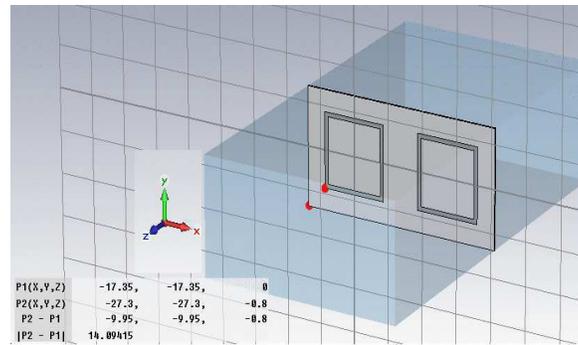


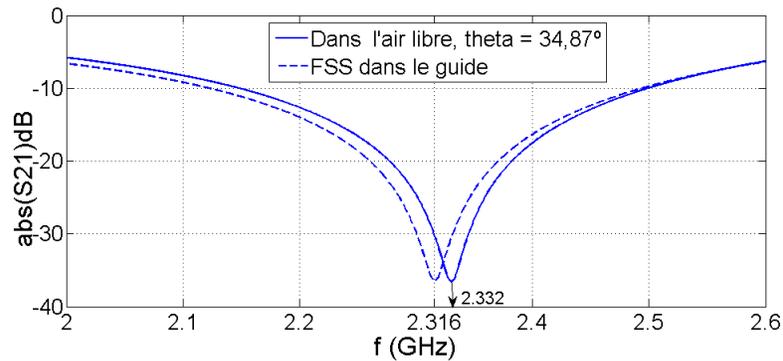
Figura 3.7: Simulação da evolução do fator de transmissão em função de θ para SSF tipo laço retangular no espaço livre. (a) Esquema da célula elementar da SSF tipo laço retangular. h , e e D são dados na tabela 3.3. (b) Resposta da SSF em função do ângulo θ .

Na figura 3.7b, mostramos a influência do ângulo de incidência sobre a resposta da SSF no espaço livre. Esta sensibilidade à variação do ângulo de incidência é função da compactidade da SSF. As propriedades de filtragem das estruturas pouco compactas variam bastante em função do ângulo de incidência. Do mesmo modo, estruturas com alto grau de compactidade são menos vulneráveis à este fenômeno.

Na figura 3.8 observamos que as respostas da SSF no espaço livre e no interior do guia são bastante próximas. A variação em frequência é de 16 MHz, ou seja, 0,67 %.



(a)



(b)

Figura 3.8: (a) Sistema composto por duas células elementares da uma SSF tipo laço retangular no interior de um guia de ondas. O substrato da SSF está em contato com as paredes do guia. O guia é excitado com o modo TE_{10} . As dimensões do guia se encontram na tabela 3.1. (b) Comparação dos fatores de transmissão do sistema com o guia de ondas e da SSF no espaço livre submetida ao mesmo ângulo de incidência imposto pelo guia ($34,87^\circ$).

Quadrados	Largura da pista metálica	<i>2mm</i>
	h	<i>27,3mm</i>
	D	<i>30,7mm</i>
	e	<i>9,95mm</i>
Círculos	Largura da pista metálica	<i>2mm</i>
	e	<i>6,6mm</i>
	h	<i>27,3mm</i>
	D	<i>37,4mm</i>

Tabela 3.3: Estruturas tipo laço.

Na figura 3.10 observamos um desvio de frequência que aparenta ser bem mais significativo que nos casos anteriores, porém tal desvio é de apenas 36 MHz, ou seja, 1,5 %.

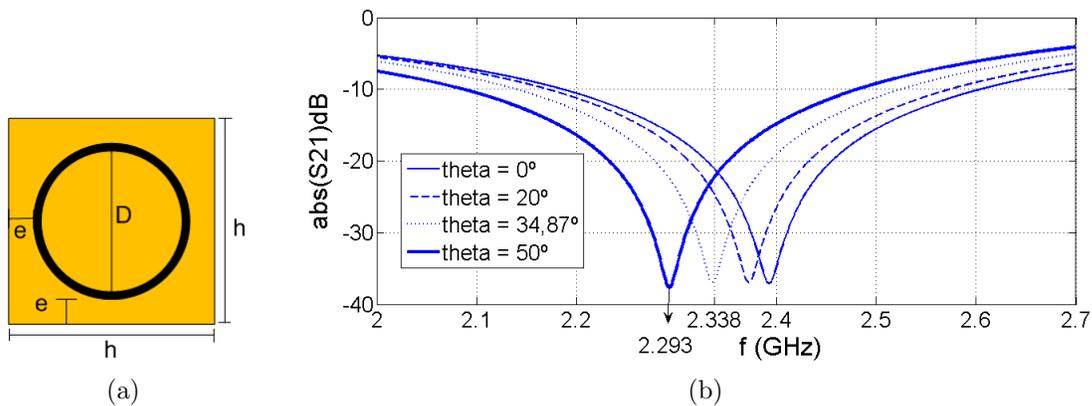


Figura 3.9: Simulação da evolução do fator de transmissão em função de θ para SSF do tipo laço circular no espaço livre: (a) esquema da célula elementar tipo laço circular. Os parâmetros e , D e h se encontram na tabela 3.3; (b) resposta da SSF em função do ângulo de incidência θ .

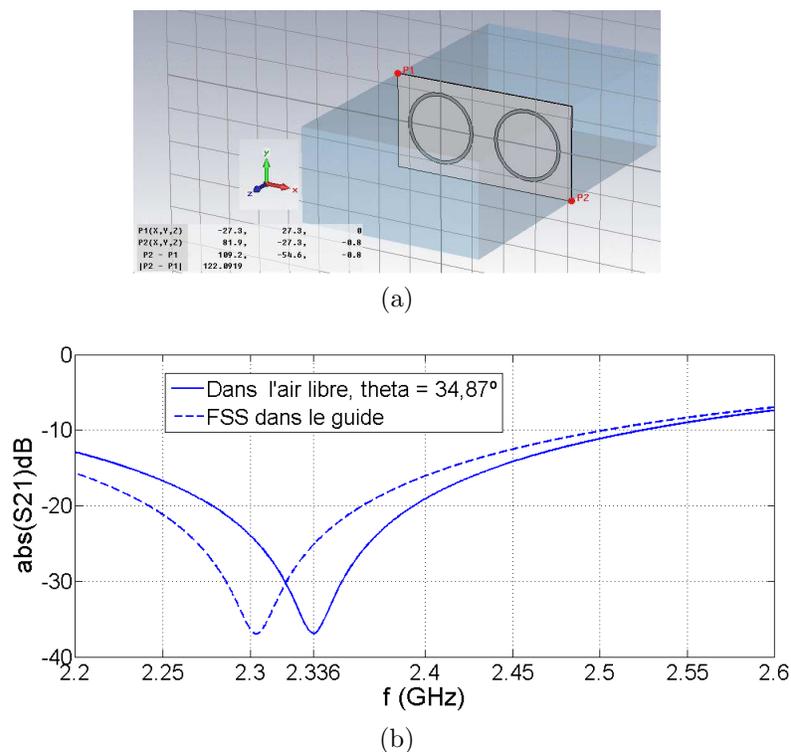


Figura 3.10: (a) Sistema composto por duas células elementares tipo laço circular no interior de um guia de ondas. O substrato da SSF está em contato com as paredes do guia. Apenas o modo TE_{10} é excitado. As dimensões do guia se encontram na tabela 3.1. (b) Comparação dos fatores de transmissão do sistema com o guia de ondas e da SSF no espaço livre submetida ao mesmo ângulo de incidência imposto pelo guia ($34,87^\circ$).

3.2.1 Efeito do *gap* sobre as SSF do primeiro grupo

Um outro efeito que desejamos mostrar é a variação da resposta do sistema em função da distância (*gap*) entre as paredes do guia e a amostra de SSF que se encontra no interior. Este esquema pode ser visto na figura 3.11.

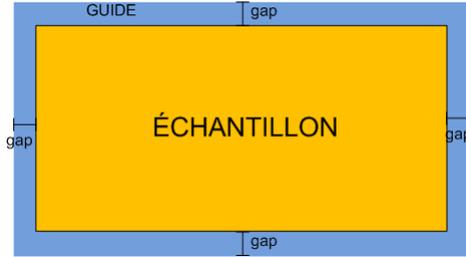
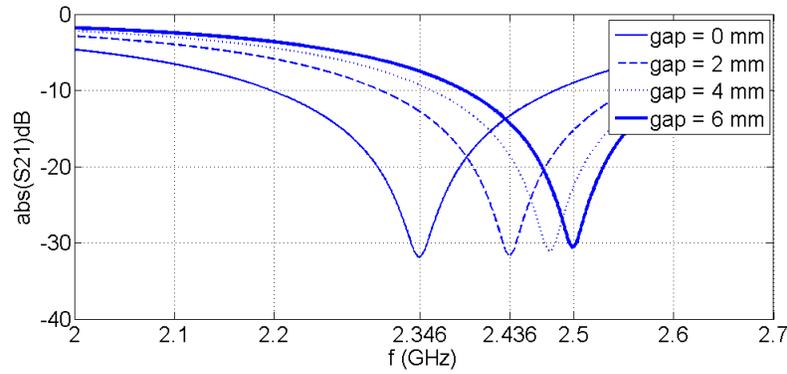


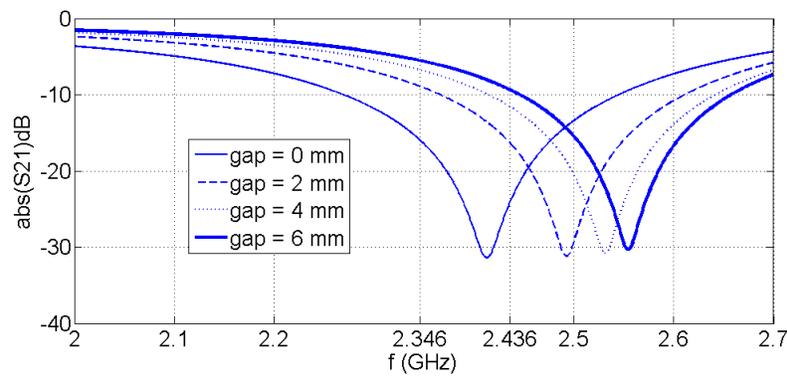
Figura 3.11: Esquema para o estudo da variação do *gap*.

Para aumentarmos o *gap* optamos por aumentar as dimensões do guia pouco a pouco. Quando $gap=0,6$, por exemplo, as dimensões do guia são: $a = 12,12cm$ et $b = 6,66cm$. Neste caso, os primeiros modos que podem se propagar são mostrados na tabela 3.4. Se consideramos uma banda de operação de até $2,7GHz$, há cinco modos que podem se propagar. Assim, mesmo que excitemos apenas um modo na porta de entrada (porta 1), segundo o tipo de descontinuidade presente no interior do guia, estes modos de ordem superior podem ser excitados e conseqüentemente a potência de entrada será distribuída entre eles. Para verificarmos quais os modos de ordem superior foram excitados devido às SSF tipo cruz e dipolo utilizamos o CST. Com o CST, excitamos o primeiro modo na porta de entrada e observamos os fatores de transmissão do tipo $S_{2(x)1}$, isto é, a relação entre a potência do modo x na saída (porta 2) devido à excitação do modo fundamental na entrada. Nas simulações pudemos constatar que $S_{2(x)1}$ era inferior a -60 dB para todos os cinco modos no guia. Isso significa que praticamente toda a potência era transmitida através do modo fundamental.

O deslocamento observado na figura 3.12 em função do *gap* é atribuído em parte à variação do ângulo de incidência com o aumento do guia. Para um guia de dimensões $12,12cm$ por $6,66cm$, temos $\theta = 31,11^\circ$. Isto corresponde a apenas 3° de desvio com relação ao caso em que o *gap* é igual a zero. Conforme visto nas figuras 3.1b e 3.5b, um desvio tão pequeno não provoca uma variação importante nas respostas das SSF tipo dipolo e laço retangular. Desse modo, o fenômeno que realmente está por trás desta variação se chama teoria das imagens e



(a)



(b)

Figura 3.12: Influência do *gap* sobre o coeficiente de transmissão de um sistema composto por um guia de ondas e: (a) duas células elementares tipo dipolo; (b) duas células elementares tipo cruz.

será explicado na próxima seção.

Modo	f_c (GHz)
TE ₁₀	1,24
TE ₀₁	2,25
TE ₂₀	2,47
TE ₁₁	2,56
TM ₁₁	2,56

Tabela 3.4: Modos que podem se propagar em um guia retangular de 12,12cm por 6,66cm.

3.2.2 Efeito do *gap* sobre as SSF do segundo grupo

Para verificarmos o efeito do *gap* sobre as estruturas do segundo grupo seguimos o mesmo procedimento que utilizamos para as do primeiro grupo. Na figura 3.13 apresentamos as respostas para as SSF tipo laço circular e laço retangular.

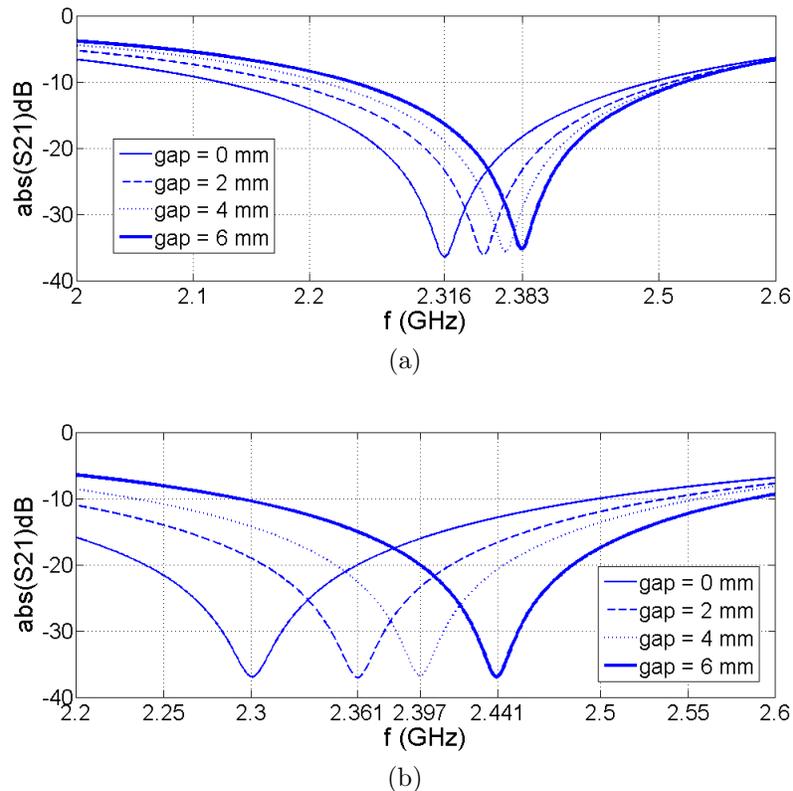


Figura 3.13: Influência do *gap* sobre a resposta das SSF do segundo grupo: (a) SSF tipo laço retangular; (b) SSF tipo laço circular .

Podemos verificar mais uma vez que a influência do *gap* entre as paredes do guia e a SSF é bastante significativa. Para explicar este fenômeno valemo-nos da teoria das imagens apresentada em [14]. Se considerarmos o guia como um plano de massa, segundo a teoria das imagens podemos retirar o guia e repetir a estrutura que se encontra em seu interior como mostrado na figura 3.14. Assim, se $gap = 0$, estamos no caso apresentado na figura 3.14a e que representa bem a SSF no espaço livre. Logo, se compararmos as respostas de uma SSF no espaço livre e a mesma estrutura no interior de um guia obteremos resultados bastante próximos.

Por outro lado, se *gap* for diferente de 0, teremos uma estrutura que não mais representa

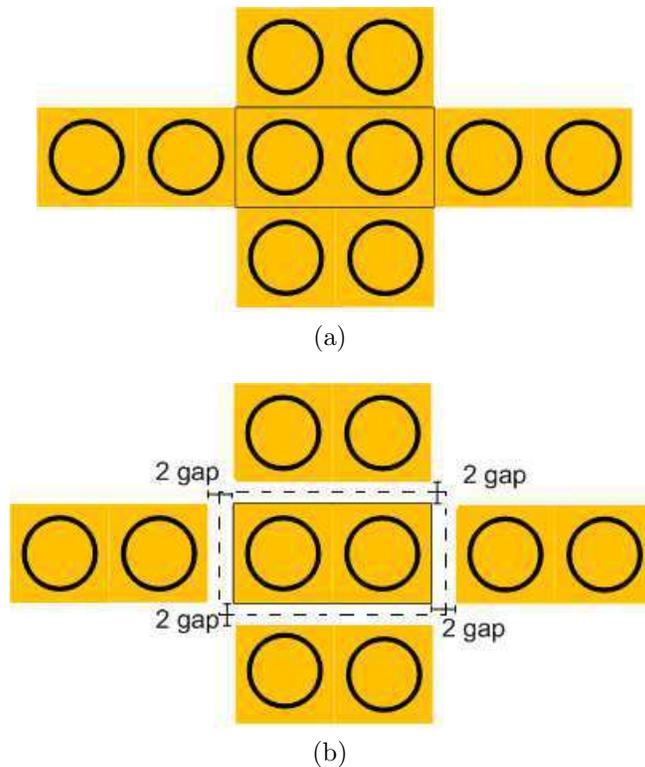


Figura 3.14: Aplicação da teoria da imagem. O guia de ondas funciona como um plano de massa. (a) $gap = 0$; (b) $gap > 0$.

a SSF de origem. De fato, é como se a nova célula de base passasse a ser a que se encontra representada pela linha pontilhada na figura 3.14b.

Até o presente mostramos algumas SSF feitas com estruturas simples pertencentes ao primeiro e segundo grupos de acordo com a classificação de [12]. A limitação dessas superfícies é que a banda de frequências filtradas varia em função do ângulo que a onda eletromagnética incide na estrutura, como por exemplo, pode ser verificado na figura 3.1b. Na próxima seção abordaremos estruturas para as quais a frequência de ressonância não é afetada pela variação do ângulo de incidência. Essa insensibilidade é uma característica de SSF compactas.

3.3 Simulação de SSF mais complexas

3.3.1 SSF tipo tripolos compactos

Para diminuirmos o tempo de simulação, inicialmente analisamos essas estruturas na ausência de substrato. Primeiramente apresentamos a célula de base (ou elementar) da

SSF tipo tripolos compactos (3.15a). A figura 3.15b justifica esta nomenclatura. De fato, se adicionarmos várias células de base umas justapostas às outras identificaremos vários tripolos entrelaçados.

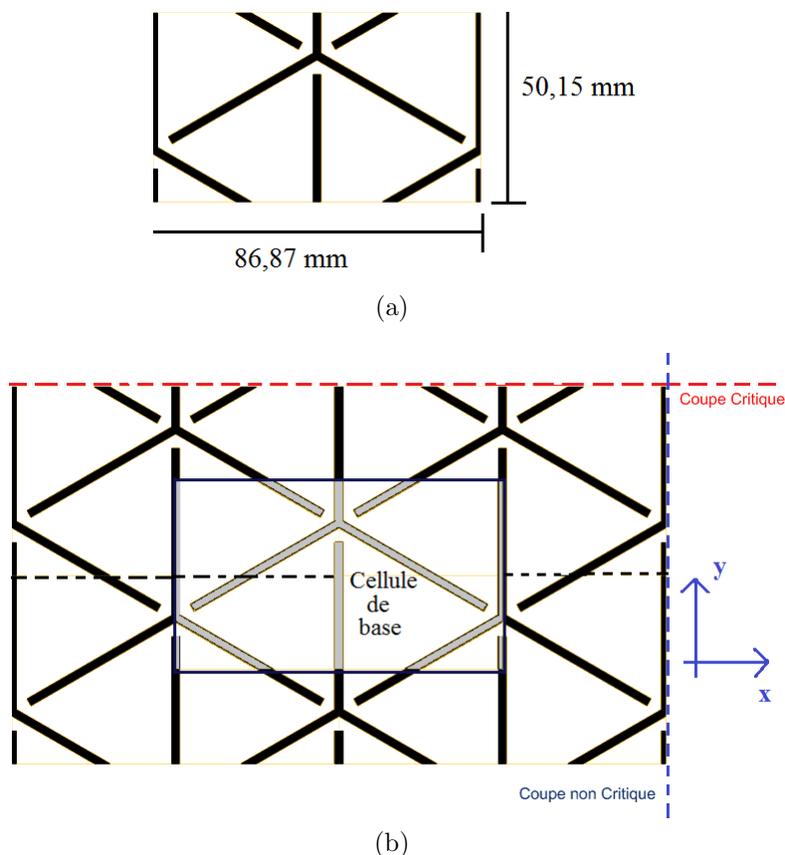


Figura 3.15: SSF tipo tripolos compactos: (a) célula elementar; (b) superfície obtida pela justaposição de quatro células elementares.

Na figura 3.16, podemos observar o comportamento da SSF tipo tripolos compactos no espaço livre para diversos ângulos de incidência. Verifica-se que a variação deste ângulo não modifica a banda de frequências filtradas pela SSF.

Em seguida, colocamos uma amostra de SSF no interior do um guia de ondas como mostrado na figura 3.17. Para esse novo sistema é preciso manter uma distância entre a SSF e as paredes do guia, desse modo evitamos o curto-circuito de algumas partes metálicas da superfície com o guia de ondas. A resposta do sistema composto pelo guia com a SSF em seu interior é mostrada na figura 3.17b.

Desta vez, contrariando os casos precedentes, a influência do guia de ondas na resposta

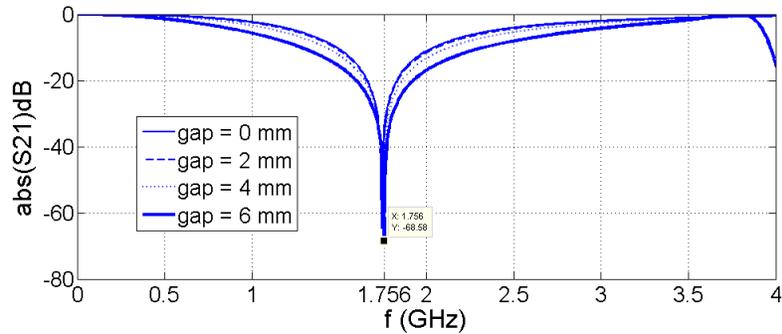
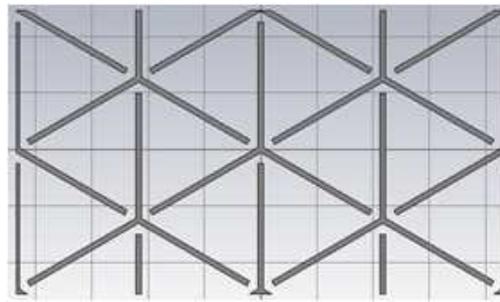
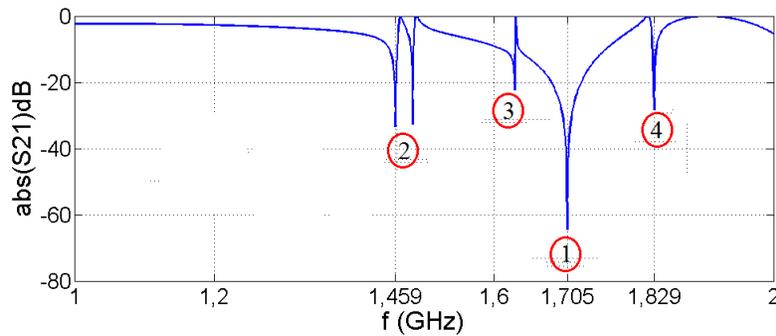


Figura 3.16: Simulação numérica da evolução do fator de transmissão em função de θ para SSF tipo tripolos compactos no espaço livre. A superfície é iluminada por uma onda TEM com o campo elétrico na vertical.



(a)



(b)

Figura 3.17: (a) Simulação numérica da evolução do fator de transmissão do sistema composto por um guia de ondas com uma SSF no interior; (b) fator de transmissão do sistema em função da frequência.

do sistema é bastante notável, como mostrado na figura 3.17b. De fato, além da ressonância principal da estrutura, referência 1 na figura 3.17b, constatamos o aparecimento de duas ressonâncias vizinhas na referência 2 assim como duas outras nas referências 3 e 4. Na seção 3.3.3 voltaremos a abordar o aparecimento de ressonâncias parasitas.

3.3.2 Influência das dimensões das SSF

Para verificarmos se a resposta do sistema composto pelo guia de ondas e uma SSF tipo tripolos compactos independe do local em que a amostra é cortada, prosseguimos da seguinte maneira: primeiramente modificamos a altura da amostra no interior do guia. A partir de uma largura fixa de $173.74mm$ e altura de $90.31mm$, aumentamos a passos de $5mm$ a altura da amostra, sempre guardando $1mm$ de distância entre as paredes do guia e a amostra em seu interior. A figura 3.18 explicita este procedimento.

Partindo de uma altura de base, h_0 , de $100.3mm$, definimos a altura relativa n por:

$$n = \frac{h_0 + \Delta h}{h_0} \quad (3.1)$$

Na figura 3.19, apresentamos uma curva de tendência da frequência principal filtrada pela SSF dentro guia em função da altura relativa definida na equação 3.1. O aspecto do fator de transmissão (S_{21}) para cada amostra apresentada na figura 3.18 é similar ao que encontramos na figura 3.17b, isto é, repleto de ressonâncias parasitas.

Com este experimento concluímos que, apenas modificando a altura de corte da amostra de SSF, é possível deslocar a frequência principal de ressonância do sistema e desse modo ajustá-la para que seja no espaço, seja no interior do guia, a frequência principal de ressonância da SSF permaneça inalterada.

No caso preciso ilustrado na figura 3.19, constatamos que: sendo $n = 1, 2$, a ressonância principal da SSF no interior do guia é idêntica à ressonância observada no espaço livre (Fig. 3.16). Desse modo, uma configuração que nos interessa é a que está apresentada na figura 3.18g.

Em seguida, estudamos os efeitos do posicionamento da célula elementar na curva de resposta, ver figura 3.15b. As principais conclusões que obtivemos foram:

- o local sobre o eixo x onde nós cortamos a amostra não possui uma grande influência sobre a resposta do sistema;
- o corte segundo o eixo y é crítico na resposta do sistema (ver figura 3.15b).

Segundo os resultados obtidos a partir da curva de tendência 3.19, a melhor amostra de SSF contém cinco tripolos inteiros no interior do guia de ondas, como pode ser observado na

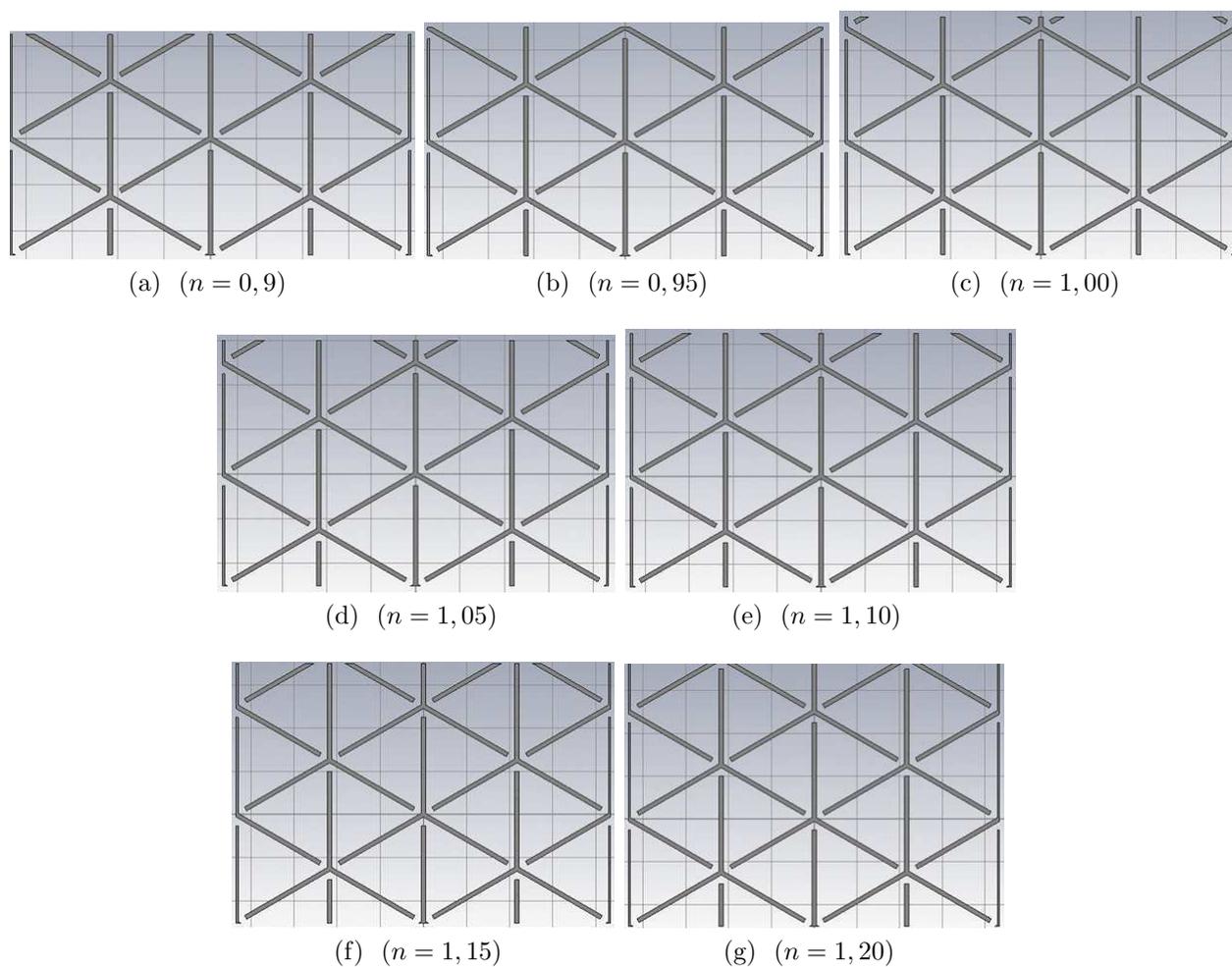


Figura 3.18: Variação da altura da SSF no interior do guia a passos de $5mm$ e partindo da altura inicial de $90,31mm$. A largura da SSF foi mantida constante e igual a $173,74mm$.

figura 3.20. A resposta do sistema é apresentada na figura 3.20b. Com relação à resposta no espaço livre, o desvio de frequência é de $11,2MHz$, ou seja, $0,64\%$.

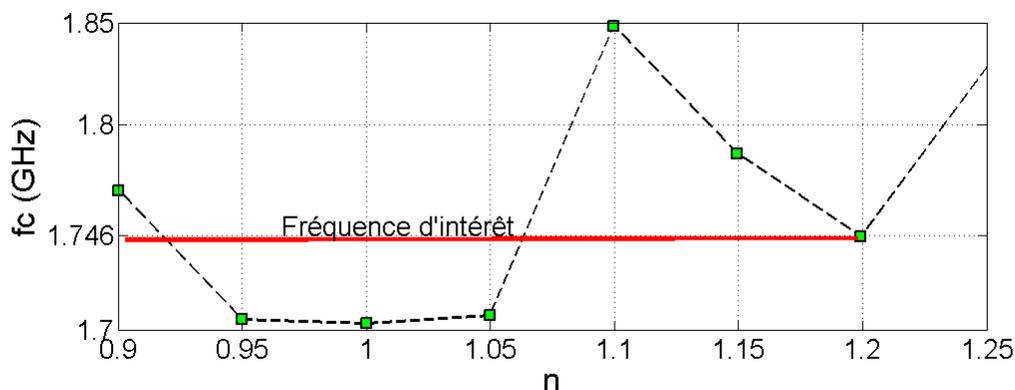
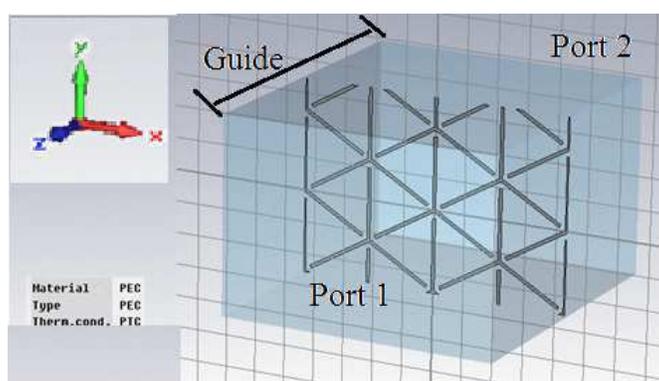
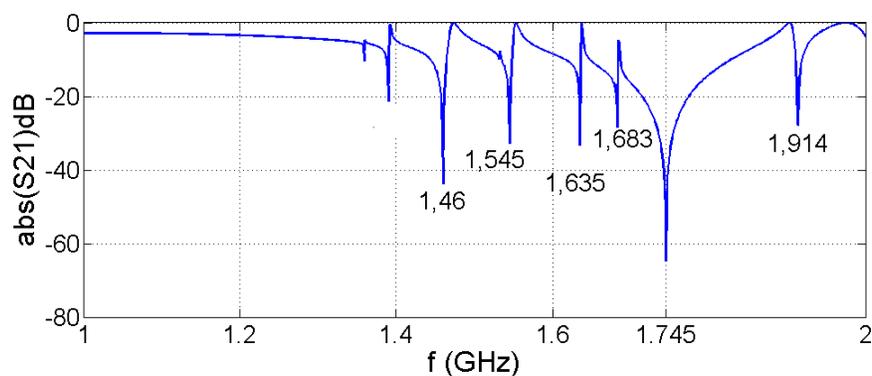


Figura 3.19: Curva de tendência da frequência principal bloqueada pelas amostras apresentadas na figura 3.18 no interior de um guia de ondas. A distância entre a amostra e as paredes do guia é de 1mm ($gap = 1\text{mm}$).



(a)



(b)

Figura 3.20: Simulação da evolução do fator de transmissão do sistema composto por um guia de ondas com a SSF tipo tripolos compactos em seu interior. Desta vez adicionamos um substrato à SSF: (a) sistema simulado; (b) resposta à excitação do modo fundamental do guia.

3.3.3 Estudo das ressonâncias parasitas

Para tentarmos explicar a presença de ressonâncias indesejadas, observamos na figura 3.20 que há algumas partes incompletas de tripolos. Assim, possivelmente alguns picos mostrados na figura 3.20b são causados por estas partes incompletas. A fim de verificarmos esta hipótese, simulamos a estrutura mostrada na figura 3.21a. A comparação dos resultados dos sistemas 3.20 e 3.21a se encontra na figura 3.21b.

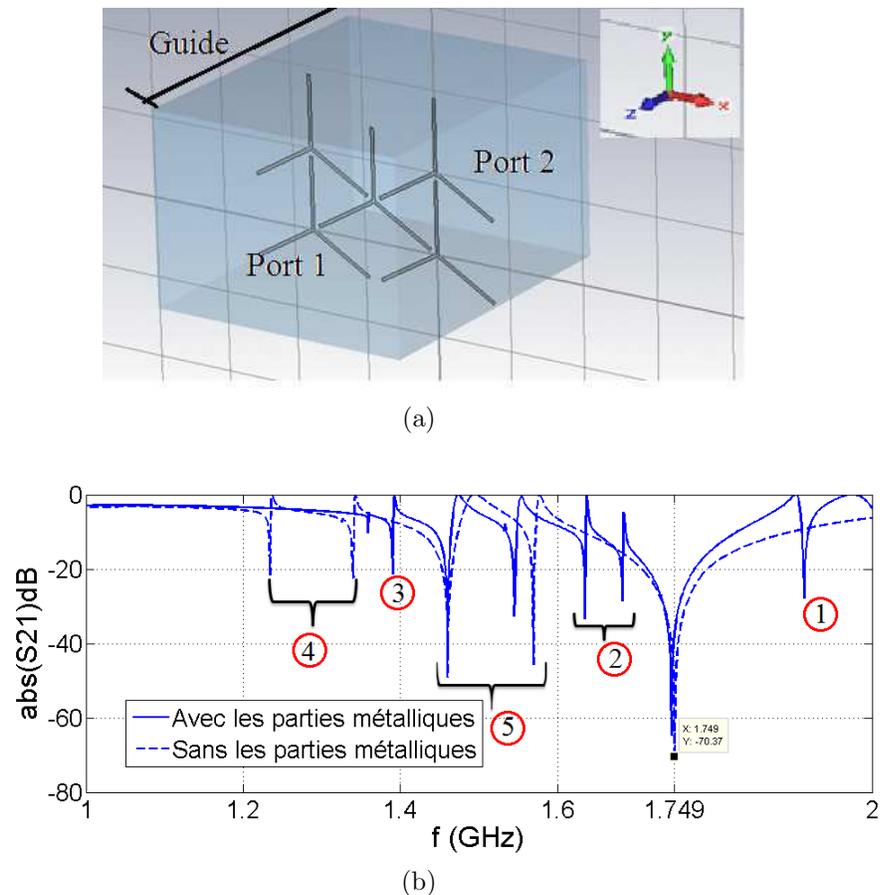


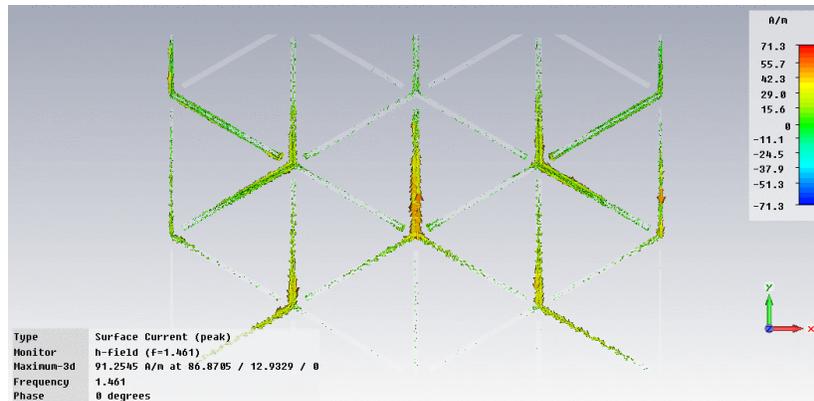
Figura 3.21: Simulação numérica da evolução do fator de transmissão de um sistema com relação a presença ou ausência de tripolos incompletos: (a) SSF sem tripolos incompletos; (b) comparação das respostas dos sistemas sem e com tripolos incompletos dado que apenas o modo fundamental do guia foi excitado em ambos os casos.

A partir das curvas apresentadas na figura 3.21b, podemos constatar que as partes incompletas dos tripolos do sistemas da figura 3.20 modificam as características de filtragem da SSF. Mesmo assim, nem todas as frequências parasitas podem ser explicadas. A ressonância da referência 1 aparentemente desapareceu ou foi deslocada para uma frequência fora da

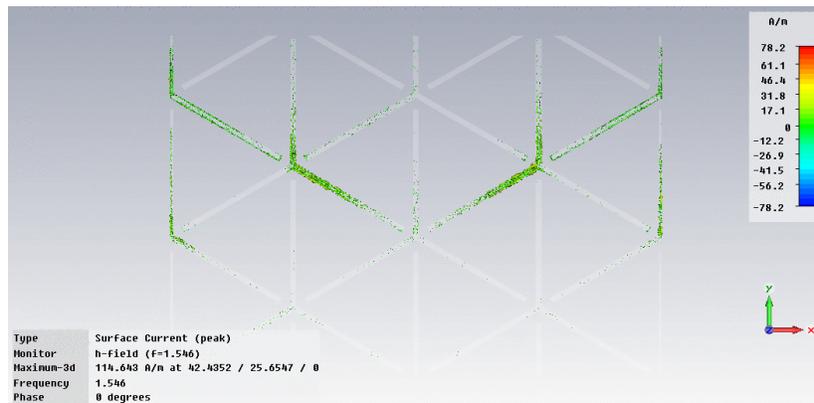
banda em estudo. Então, atribuímos esta ressonância à presença de partes incompletas de tripolos. As ressonâncias 2 e 3 também desapareceram, porém duas novas outras surgiram na referência 4. Logo, as partes incompletas de tripolos possuem um efeito sobre a resposta do sistema mas não explicam a aparição de todas as ressonâncias indesejadas. A explicação de todas as outras frequências parasitas aparenta ser mais complexa que isso.

Para as ressonâncias da referência 5, observamos que uma delas não se modifica enquanto a outra sofre um deslocamento de $24MHz$. Logo, tais ressonâncias independem das partes incompletas de tripolos.

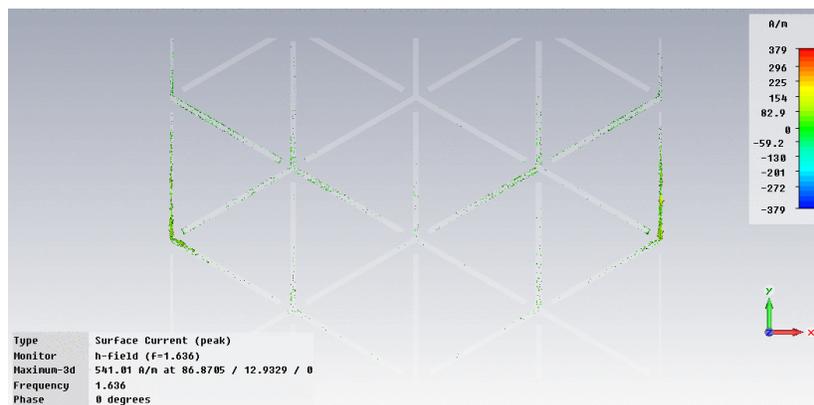
Para identificarmos mais precisamente as partes do sistema 3.20 responsáveis pelas ressonâncias observadas na figura 3.20b, utilizamos o CST com o objetivo de observarmos a corrente de superfície nas partes metálicas da SSF. Os resultados se encontram nas figuras 3.22 e 3.23. As zonas nas quais a corrente é mais intensa são responsáveis pela ressonância da estrutura na frequência correspondente. Na figura 3.23b, por exemplo, podemos observar que o tripolo que se encontra no centro da SSF é responsável pela ressonância principal. Do mesmo modo, na figura 3.23c é possível constatar que as pequenas partes incompletas de tripolos provocam uma ressonância em $1,914GHz$, o que já foi concluído a partir da figura 3.21b. Observou-se que a retirada destas pequenas partes suprimiu a ressonância em $1,914GHz$. Para as outras frequências, observa-se que vários segmentos de tripolos entram em ressonância.



(a) 1,461GHz

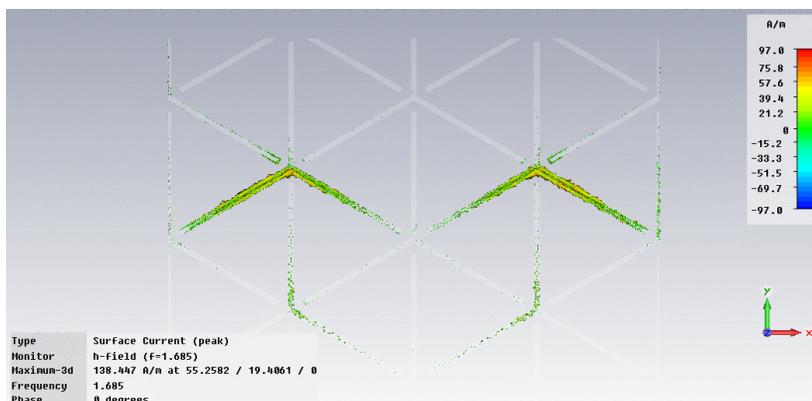


(b) 1,546GHz

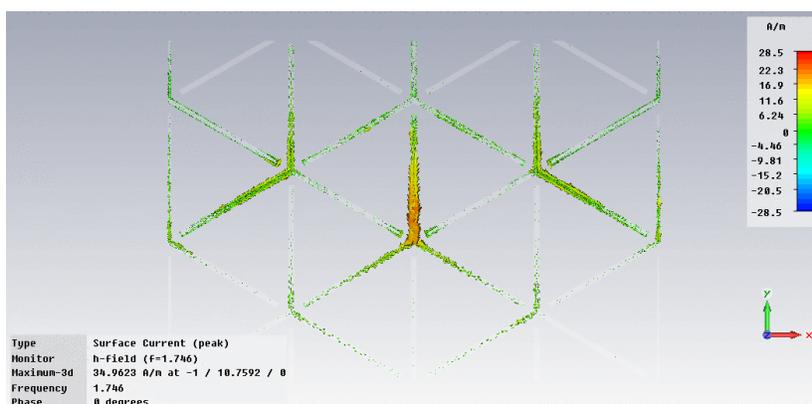


(c) 1,636GHz

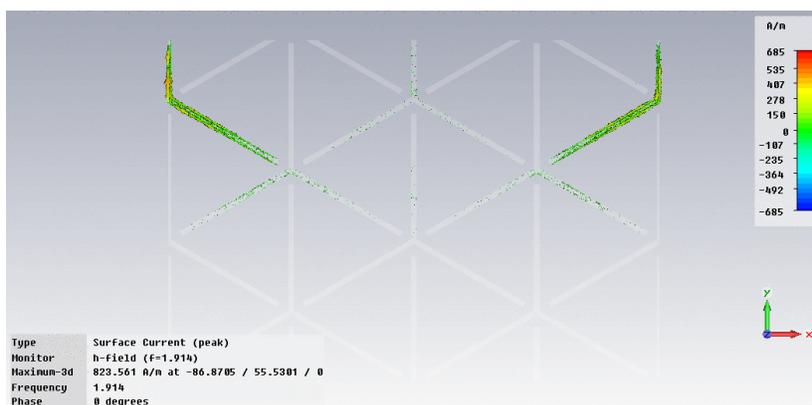
Figura 3.22: Corrente nas partes metálicas da SSF no interior do guia da figura 3.20 para cada frequência de ressonância observada no fator de transmissão do sistema (Fig. 3.20b).



(a) 1,685GHz



(b) 1,746GHz



(c) 1,914GHz

Figura 3.23: Corrente nas partes metálicas da SSF no interior do guia da figura 3.20 para cada frequência de ressonância observada no fator de transmissão do sistema (Fig. 3.20b).

3.3.3.1 Influência do substrato

Nesta etapa, adicionamos um substrato do tipo FR4 ($\epsilon_r = 4,3$, $\tan(\delta) = 0,025$ e $eps = 1,6mm$) à célula de base tipo tripolos compactos. Em seguida, modificamos as dimensões dos braços do tripolo para obtermos uma ressonância por volta de $2,3GHz$. Na figura 3.24c, mostramos as respostas da SSF no interior do guia e no espaço livre. Podemos observar que tais respostas são relativamente semelhantes, todavia, há um desvio de $88MHz$ (3,67%) da frequência de ressonância. O nível de atenuação no espaço livre é mais acentuado que no interior do guia: $-40 dB$ e $-31 dB$, respectivamente. A importância das ressonâncias indesejadas provocadas pela presença do guia de ondas diminuiu fortemente com a inserção do substrato. Finalmente, notamos que a banda de corte a $-20 dB$ para a SSF no espaço livre é maior que no interior do guia: $328MHz$ e $124MHz$, respectivamente.

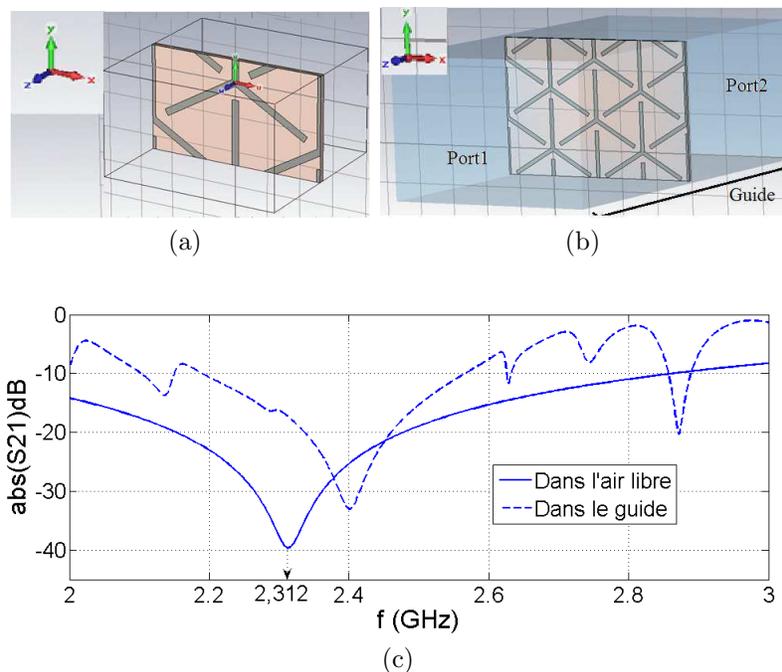


Figura 3.24: Simulação de uma SSF tipo tripolos compactos sobre FR4 de permitividade $\epsilon_r = 4,3$ e espessura $eps = 1,6mm$. Influência do substrato sobre os tripolos compactos: (a) célula elementar posicionada no espaço livre; (b) estrutura no interior do guia de ondas; (c) comparação das respostas dos casos (a) e (b).

3.4 Simulação da SSF WiFi

Como última análise, simulamos a SSF criada pelo doutorando Fabien De Barros, do LCIS (Fig. 3.25). Trata-se de uma estrutura insensível a variações do ângulo de incidência e capaz de filtrar duas bandas de frequências em volta de $2,45GHz$ e $5,64GHz$. Estas, são frequências de operação da tecnologia WiFi. Assim, essa estrutura foi nomeada SSF WiFi. Na figura 3.25 vemos a célula de base da SSF WiFi e sua resposta no espaço livre.

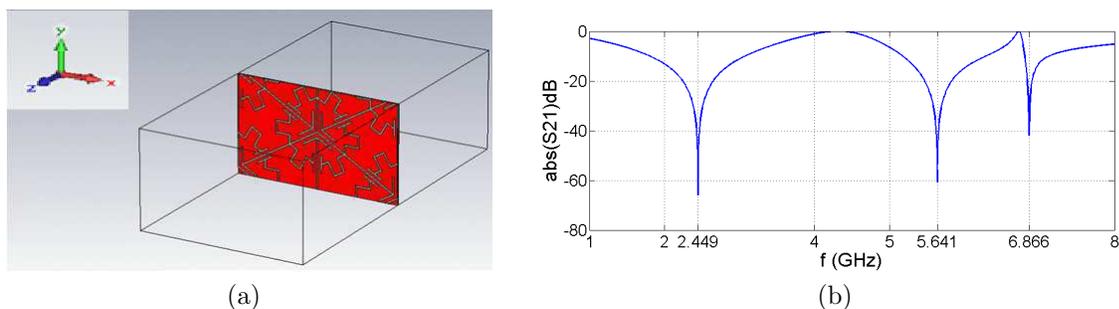


Figura 3.25: Simulação numérica da evolução do fator de transmissão da SSF WiFi no espaço livre iluminada por uma onda TEM que incide perpendicularmente à superfície. (a) Célula elementar ; (b) fator de transmissão.

O substrato da SSF possui as seguintes características: espessura = $0,2mm$, $\epsilon_r = 4$. Essa espessura e permitividade se aproximam das próprias à uma folha de papel. Como a onda eletromagnética se propaga perpendicularmente ao substrato e este é extremamente fino, as perdas no substrato não são consideradas. Finalmente, simulamos a SSF WiFi no interior de um guia de ondas (Fig. 3.26). As dimensões do guia respeitam o padrão WR430 (ver anexo A).

A resposta do sistema para uma variação de e (definido no esquema 3.26c) é mostrada na figura 3.26b. k é fixo e igual a $5,41mm$. Pode-se observar que a resposta do sistema é muito sensível à variação de e .

Para mantermos a legibilidade dos resultados, apresentamos outros parâmetros S21 em função de e na figura 3.27.

Na figura 3.27, podemos constatar a presença de vários picos de ressonância. Estes não são facilmente interpretáveis devido à complexidade da SSF. Porém, com as respostas 3.26b, verificamos que quando $e = 15,5$, a frequência principal da SSF é $2,45GHz$. Isto é, ocorre

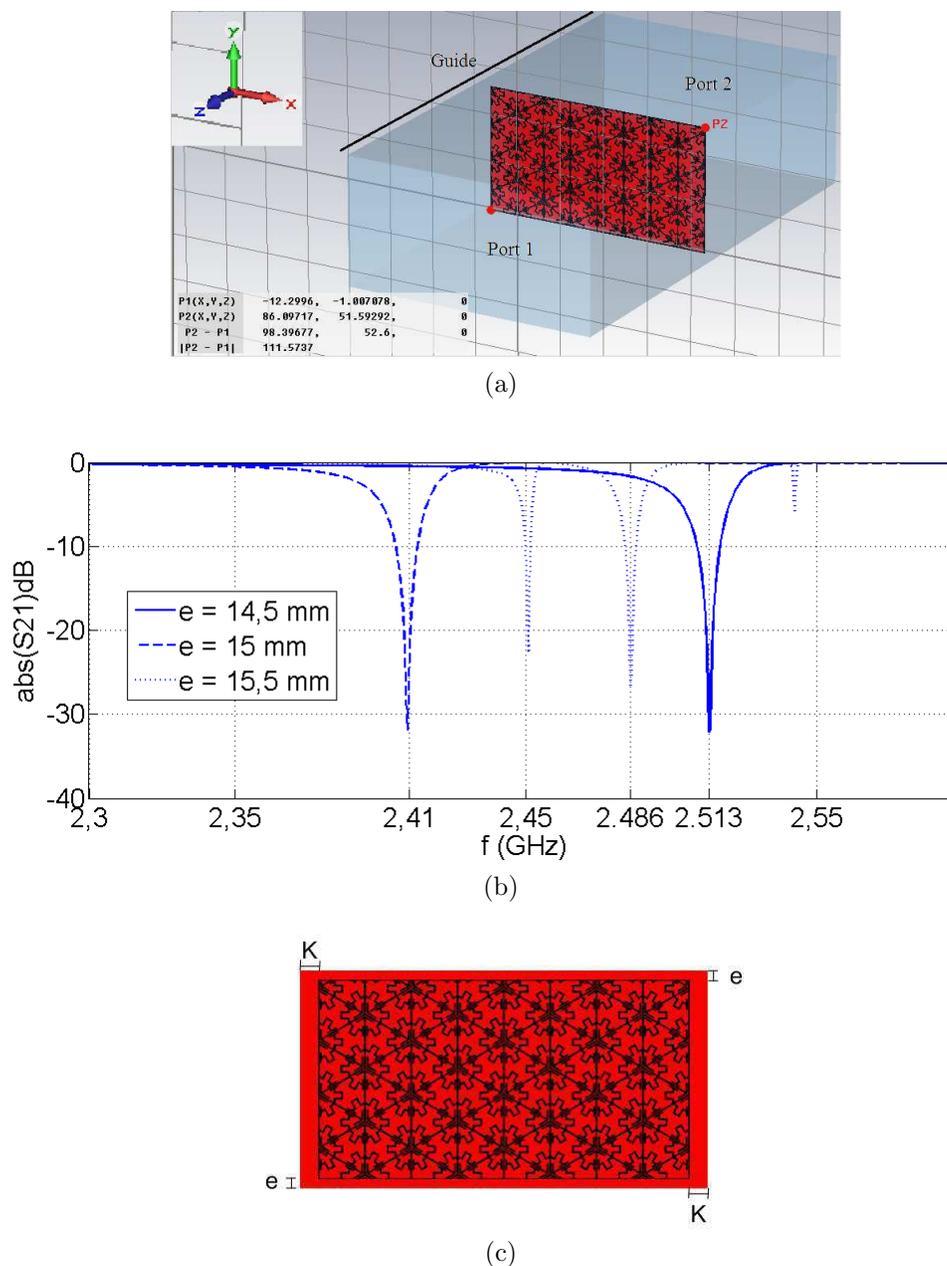


Figura 3.26: Simulação numérica da evolução do fator de transmissão em função da distância e em relação às paredes do guia. (a) SSF WiFi no interior do guia WR430; (b) evolução do fator de transmissão em função de e ; (c) esquema do sistema composto pelo guia de ondas com a SSF no interior.

um desvio de apenas 1MHz com relação à ressonância de $2,449\text{GHz}$ apresentada pela SSF no espaço livre. A SSF no interior do guia, neste caso, é ilustrada esquematicamente na figura 3.28.

Na próxima seção apresentaremos o experimento que será utilizado para caracterizar

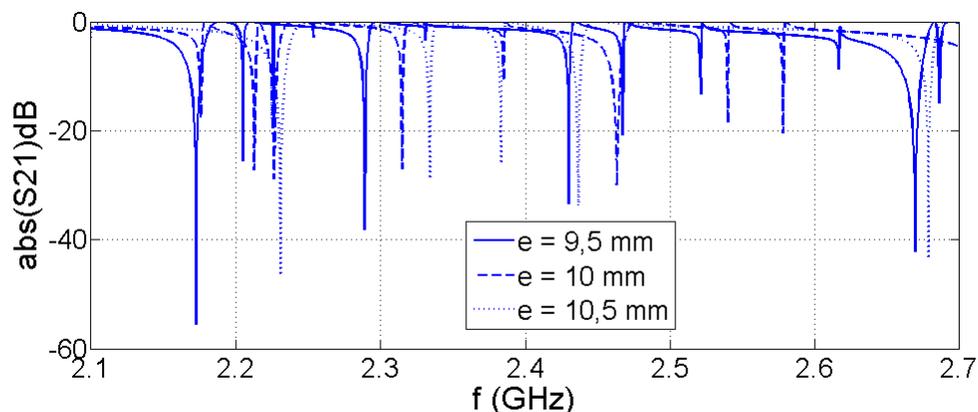


Figura 3.27: Simulação numérica da evolução do fator de transmissão em função da distância, e , em relação às paredes do guia. O guia foi excitado apenas com o modo fundamental.

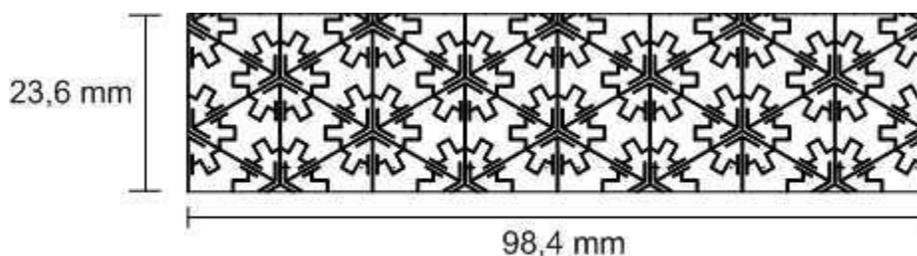


Figura 3.28: Esquema da SSF WiFi dentro do guia de ondas para o caso em que as respostas no interior do guia e em espaço livre se aproximam.

as SSF tipo dipolos, cruz, círculos, quadrados, tripolos compactos e mesmo a SSF WiFi. Para esta última, utilizaremos a amostra que apresenta a resposta da figura 3.26b para $e = 14,5\text{mm}$. As demais SSF que serão testadas vão ser descritas na próxima seção.

3.5 O demonstrador

3.5.1 Escolha dos elementos

O objetivo primordial desse estágio é de conceber um sistema de pequenas dimensões e portátil que possibilite a demonstração das propriedades de filtragem das SSF criadas pelo doutorando Fabien De Barros. O substrato que será utilizado pelo doutorando é o papel. Em paralelo a este trabalho há pesquisas que visam desenvolver a tecnologia de impressão de tintas condutoras sobre papel, porém, até o momento tal feito não pode ser realizado. Deste modo, escolhemos o *Kapton*, material flexível, de espessura $100\mu\text{m}$ e permitividade relativa de 3.8 como substrato da SSF WiFi.

Partindo de várias simulações com guias de ondas dos mais variados tamanhos, observamos que uma escolha razoável é o padrão WR430. Observe que, intencionalmente, a quase totalidade das simulações apresentadas neste relatório foram feitas utilizando este padrão. Porém, também fizemos muitas outras simulações com guias de diferentes dimensões.

A fim de tornarmos o demonstrador prático e transportável, optamos por evitar a utilização de aparelhos de medida no nosso experimento. Naturalmente, as SSF foram projetadas para bloquear frequências em torno de 2,4 GHz, frequência esta que é utilizada majoritariamente nas tecnologias WiFi. Desse modo, uma ligação WiFi entre dois computadores portáteis será utilizada para fins de demonstração, como abordaremos adiante.

As dimensões da célula elementar da SSF capaz de bloquear a frequência de 2,4GHz foram dadas por Fabien De Barros e se encontram na tabela 3.5.

Substrato	Dimensões (mm ²)
$\epsilon_r = 2$; eps = 0,1 mm	28,9 x 16,7
$\epsilon_r = 4$; eps = 0,2 mm	24,6 x 14,2

Tabela 3.5: Dimensões mínima e máxima de uma SSF realizada sobre papel e capaz de bloquear a frequência de 2,4 GHz.

Como visto na seção 3.4, para respeitar o esquema 3.28 é necessário uma SSF de dimensões:

Amostra 1 : 86,7 por 27,7 mm² ($\epsilon_r = 2$)

Amostra 2 : 98,4 por 23,6 mm² ($\epsilon_r = 4$)

Os guias de ondas comercialmente disponíveis possuem as dimensões fornecidas no anexo A. Escolhemos um guia de dimensões 10,92cm por 5,46cm. A empresa que apresentou melhores ofertas para este produto foi a TECH-INTER.

3.5.2 Descrição

O demonstrador é composto por duas transições guia-cabo coaxial (Ref. VT22WCAS-KPA) e uma seção reta de guia retangular (Ref. VT22WAL400PPA), como mostrado na figura 3.29. Este guia é monomodo na banda de frequências entre 1,7 e 2,6GHz. As transições entre o guia e o cabo coaxial são adaptadas para esta banda de operação. As especificações detalhadas destes produtos são fornecidas no anexo B.

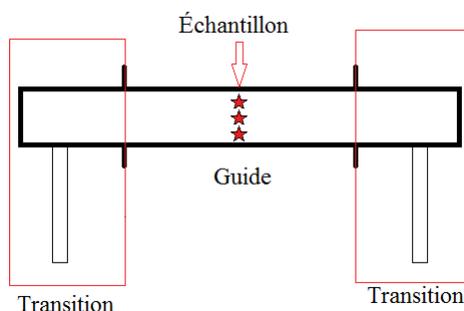


Figura 3.29: Demonstrador.

Para verificarmos a validade de nossas simulações, utilizaremos o demonstrador da figura 3.29 com um analisador de rede HP 8720. Assim, através do parâmetro S_{21} , verificaremos a atenuação imposta pela SSF no interior do guia.

Em um primeiro momento, solicitamos a concepção de cinco SSF diferentes, as quais se encontram no anexo C juntamente com suas características de filtragem dentro do guia de ondas e no espaço livre.

Infelizmente, o atraso de entrega do guia de ondas e suas transições superou o esperado e o sistema não pode ser testado até a data de redação deste relatório.

3.5.3 Realização

O demonstrador final prático e transportável que esperamos conceber se encontra na figura 3.30.

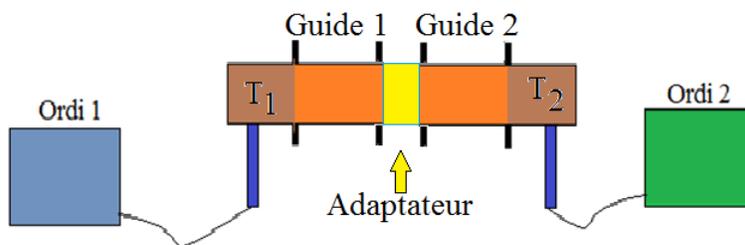


Figura 3.30: Demonstrador para SSF.

Trata-se da transmissão de dados entre dois computadores portáteis, cada qual com uma placa WiFi. A antena WiFi é retirada e a saída de cada placa é ligada à respectiva transição do guia de ondas através de um cabo coaxial de 50Ω . Dessa maneira, as ondas eletromagnéticas

devem se propagar no interior do guia. A inserção da SSF deve bloquear a transmissão de dados entre os computadores. Para facilitar a manipulação do utilizador final, prevemos a utilização de duas seções retas de guia de ondas. As SSF serão fixadas na junção entre os dois guias por meio de um adaptador através do qual escorregaremos a SSF para o interior do guia.

3.6 Estimação financeira

Descrição das despesas	Quantidade	Custo estimado
Estrutura física do escritório de pesquisa	-	300*€
Papelaria	-	100 €
Seção reta de guia de ondas Referência: VT22WAL400PPA	1	260€
Transição guia-cabo coaxial Referência: VT22WCASKPA	2	662€
Amostra de SSF 10,92cm x 5,46cm	4	398€
Amostra de SSF 9,65cm x 4,34cm	1	187€
Remuneração do estagiário	-	2085,45€
Total	-	4092,45€

Tabela 3.6: Estimação financeira

* Preços equivalentes a cinco meses de utilização.

Conclusões e perspectivas

Neste projeto estudamos o comportamento de vários tipos de SSF no interior de guias retangulares. Pudemos constatar que a influência do guia nas propriedades de filtragem de SSF simétricas como as do tipo dipolo, cruz, círculo e quadrado praticamente não modifica a resposta que essas estruturas apresentam quando posicionadas no espaço livre. Assim, se considerarmos uma dessas SSF no interior de um guia ou fora dele, as frequências filtradas serão as mesmas desde que o ângulo de incidência também seja o mesmo. Porém, para estruturas mais complexas como os tripolos compactos ou a SSF criada pelo doutorando Fabien De Barros, essa conformidade de respostas não é mais observada. No entanto, mostramos que é possível obter a mesma frequência de ressonância para SSF dentro ou fora do guia apenas modificando o local de corte da amostra de SSF.

Para justificarmos alguns efeitos provocados pelo guia de ondas na resposta do sistema utilizamos a teoria das imagens explicada em [14].

Até o presente não recebemos o guia de ondas e suas transições, assim não pudemos efetuar as medidas necessárias. Todo o procedimento experimental será feito logo que o material seja recebido.

Como perspectivas para esta pesquisa, propomos o estudo de sistemas compostos por SSF e guias de ondas maiores. Esses tipos de guias permitem a propagação de um grande número de modos a uma frequência de trabalho relativamente baixa. Assim, poderemos estudar os efeitos dos modos de ordem superior sobre as SSF. Um estudo da utilização de dutos de ventilação como guias de ondas foi feito em [13], o que pode servir de base para a continuação deste trabalho. Sabendo que os modos de ordem superior que podem ser excitados por uma descontinuidade no interior do guia não são capazes de se propagar, imaginamos que a energia que deveria ser transmitida por estes modos bloqueados fica confinada nas proximidades da

descontinuidade que os excitou. Assim, acreditamos que este fenômeno pode modificar o comportamento natural da descontinuidade, em nosso caso, a SSF. Então, se déssemos a liberdade que eles teriam naturalmente no espaço livre, imaginamos que as propriedades de filtragem da SSF poderiam ser observadas mais precisamente. No entanto, tratando-se de uma estrutura de maiores dimensões do que as que estudamos, é preciso utilizar um computador com capacidade de memória e processamento apropriados.

Bibliografia

- [1] O. Malyuskin A. Munir, V. Fusco, “ *Tunable frequency selective surfaces characterisation*”, Proceedings of the 38th European Microwave Conference (2008), 813–816.
- [2] K. Chang (ed.), “ *Encyclopedia of RF and microwave engineering*”, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [3] K. W. Sowerby D. C. K. Lee and M. J. Neve, “ *Shielding strategies for interference mitigation in indoor wireless communications with frequency selective surfaces*”, Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE (2005), 260–263.
- [4] P. L. da Silva, “ *Modelagem de superfícies seletivas de frequência e antenas de microfita utilizando redes neurais artificiais*”, Master’s thesis, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, RN, Brasil, 1990.
- [5] F. C. de Ronde, “ *Ideal w.g. to coax transitions using a f.b.m. monopole*”, IEEE MTT-S Digest (1988), 591–594.
- [6] A. G. Williamson G. H. H. Sung, K. W. Sowerby, “ *Modeling a low-cost frequency selective surface wall for wireless-friendly indoor environments*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters **5** (2006), no. 6, 311–314.
- [7] M. J. Neve A. G. Williamson G. H. Sung, K. W. Sowerby, “ *A frequency-selective wall for interference reduction in wireless indoor environments*”, IEEE Antennas and Propagation Magazine **48** (2006), no. 5.
- [8] K. P. Esselle G. I. Kiani, A. R. Weily, “ *A novel absorb/transmit fss for secure indoor wireless networks with reduced multipath fading*”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters **16** (2006), no. 6, 378–380.

- [9] J. M. Jarem, “ *Analysis of a probe-metallic sleeve feed system for a rectangular waveguide*”, Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE (1989), 942–945.
- [10] A. P. P. Rebelo B. Widenberg M. Gustafsson, A. Karlsson, “ *Desing of frequency selective windows for improved indoor outdoor communication*”, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on (2006).
- [11] M. Tsuji M. Ohira, H. Deguchi and H. Shigesawa, “ *A new dual-behavior fss resonator for waveguide filter with multiple attenuation poles*”, Microwave Conference, 2005 European.
- [12] B. A. Munk, “ *Frequency selective surfaces theory and design*”, John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [13] P. V. Nikitin, “ *Analysis of heating, ventilation, and air conditioning ducts as a radio frequency communication channel*”, Ph.D. thesis, Carnegie Mellon University, Department of Electrical and Computer Engineering, Pittsburgh, Pennsylvania, 2002.
- [14] D. M. Pozar, “ *Microwave engineering, 3rd ed.*”, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [15] Z. Wang S. Cai, Q. Wang and Y. Zhai, “ *Design of a fss waveguide filter at 8.05 ghz*”, IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Art of Miniaturizing RF and Microwave Passive Components (2008), 173–175.
- [16] M. N. O. Sadiku (ed.), “ *Elements of electromagnetics, 3rd ed.*”, Oxford University Press, Inc., 2001.
- [17] J. A. Buck W. H. Hayt Jr. (ed.), “ *Engineering electromagnetics, 6th ed.*”, McGraw-Hill, 2001.
- [18] P. Wade, “ *Understanding circular waveguide - experimentally*”, QEX (2001).

ANNEXE A



Dimensions standards de guides d'ondes rectangulaires

Typical Specifications

Size EIA WR	Size IEC R()	Recom- mended Frequency Range (GHz)	Cut-off for TE ₁₀ Mode (GHz)	Attenuation* Max/Min***	Power Rating In Megawatts* Max/Min***	Material Alloy	Dimensions		
							Inside Width Height Inches (mm)	Outside Width Height Inches (mm)	Wall Thickness Inches (mm)
90	100	8.20-12.40	6.557	5.542	0.47	Al/Cu/Br	0.900 (22.86)	1.00 (25.40)	0.050 (1.27)
				3.83	.033		0.400 (10.16)	0.500 (12.70)	
102	-	7.00-11.00	5.785	4.27	0.68	Al/Cu/Br	1.020 (25.91)	1.148 (29.16)	0.064 (1.63)
				2.98	0.48		0.510 (12.95)	0.638 (16.21)	
112	84	7.05-10.00	5.259	3.99	0.73	Al/Cu/Br	1.122 (28.50)	1.250 (31.75)	0.064 (1.63)
				2.76	0.52		0.497 (12.62)	0.625 (15.88)	
137	70	5.85-8.20	4.301	2.91	1.12	Al/Cu/Br	1.372 (34.85)	1.500 (38.10)	0.064 (1.63)
				2.00	0.79		0.622 (15.80)	0.750 (19.05)	
159	58	4.90-7.05	3.711	2.19	1.66	Al/Cu/Br	1.590 (40.39)	1.718 (43.64)	0.064 (1.63)
				1.48	1.18		0.795 (20.19)	0.923 (23.44)	
187	48	3.95-5.85	3.152	1.79	2.15	Al/Cu/Br	1.872 (47.55)	2.000 (50.80)	0.064 (1.63)
				1.23	1.52		0.827 (21.01)	1.000 (25.40)	
229	40	3.30-4.90	2.577	1.27	3.46	Al/Cu/Br	2.290 (58.71)	2.418 (24.18)	0.064 (1.63)
				0.86	2.44		1.145 (29.08)	1.273 (32.33)	
284	32	2.60-3.95	2.078	.953	5.0	Al/Cu/Br	2.840 (72.14)	3.000 (76.20)	0.080 (2.03)
				.652	3.5		1.340 (34.04)	1.500 (38.10)	
340	26	2.10-3.30	1.736	.702	7.6	Al/Cu	3.400 (86.36)	3.560 (90.42)	0.080 (2.03)
				.475	5.4		1.700 (43.18)	1.860 (47.24)	
430	22	1.70-2.60	1.372	.494	12.2	Al/Cu	4.300 (109.92)	4.460 (113.28)	0.080 (2.03)
				.334	8.6		2.150 (54.61)	2.310 (58.67)	
510	18	1.45-2.20	1.157	.382	17.1	Al/Cu	5.100 (129.54)	5.325 (135.26)	0.125 (3.18)
				.259	12.09		2.500 (63.50)	2.800 (71.12)	
650	14	1.12-1.70	0.908	.266	27.8	Al/Cu	6.500 (165.10)	6.750 (171.45)	0.125 (3.18)
				.180	19.6		3.250 (82.55)	3.500 (88.90)	

* Attenuation is in dB per 100 feet in aluminum

** Peak rating – True theoretical values at 1 atm. Dry air at 20°C, no safety factor included

*** Maximum frequency / Minimum frequency



Product Data Sheet Rigid Waveguide

Typical Specifications

Size EIA WR	Size IEC R()	Recom- mended Frequency Range (GHz)	Cut-off for TE ₁₀ Mode (GHz)	Attenuation* Max/Min***	Peak Power In Megawatts* Max/Min***	Material Alloy	Dimensions		
							Inside Width Height Inches (mm)	Outside Width Height Inches (mm)	Wall Thickness Inches (mm)
770	12	.96-1.45	0.766	.206	39.1	Al	7.700 (195.58)	7.950 (201.93)	0.125 (3.18)
				.140	27.6		3.850 (97.79)	4.100 (104.14)	
975	9	.75-1.12	0.605	.145	62.6	Al	9.75 (247.65)	10.00 (254.00)	0.125 (3.18)
				0.98	44.2		4.875 (123.83)	5.125 (130.18)	
1150	8	.64-.96	0.513	.113	87.1	Al	11.500 (292.10)	11.750 (298.45)	0.125 (3.18)
				.076	61.5		5.750 (146.05)	6.000 (152.40)	
1500	6	.49-.75	0.393	.076	148	Al	15.000 (381.00)	15.250 (387.35)	0.125 (3.18)
				.051	104		7.500 (190.50)	7.750 (196.85)	
1800	5	.41-.62	0.328	.058	231	Al	18.000 (457.20)	18.376 (466.75)	0.188 (4.78)
				.039	150		9.000 (228.60)	9.376 (238.15)	
2100	4	.35-.53	0.281	.046	290	Al	21.000 (533.40)	21.376 (542.95)	0.188 (4.78)
				.031	205		10.500 (266.70)	10.876 (276.25)	
2300	3	.32-.49	0.256	.040	348	Al	23.000 (584.20)	23.376 (593.75)	0.188 (4.78)
				.027	246		11.500 (292.10)	11.876 (301.65)	

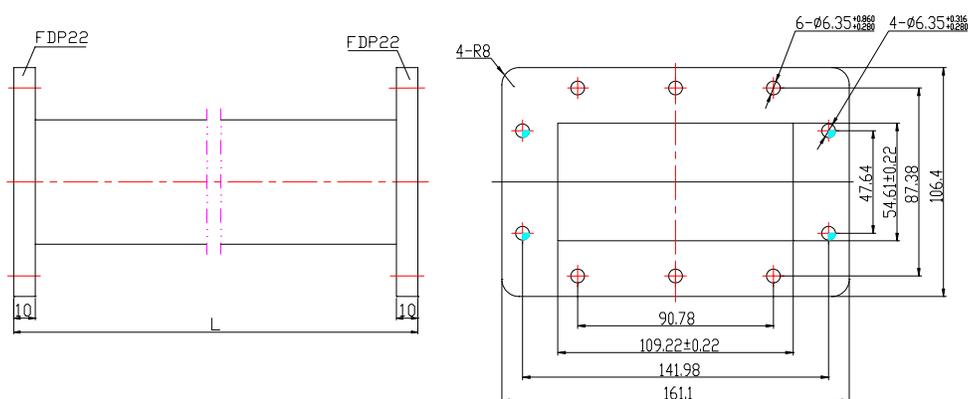
* Attenuation is in dB per 100 feet in aluminum

** Peak rating – True theoretical values at 1 atm. Dry air at 20°C, no safety factor included

*** Maximum frequency / Minimum frequency

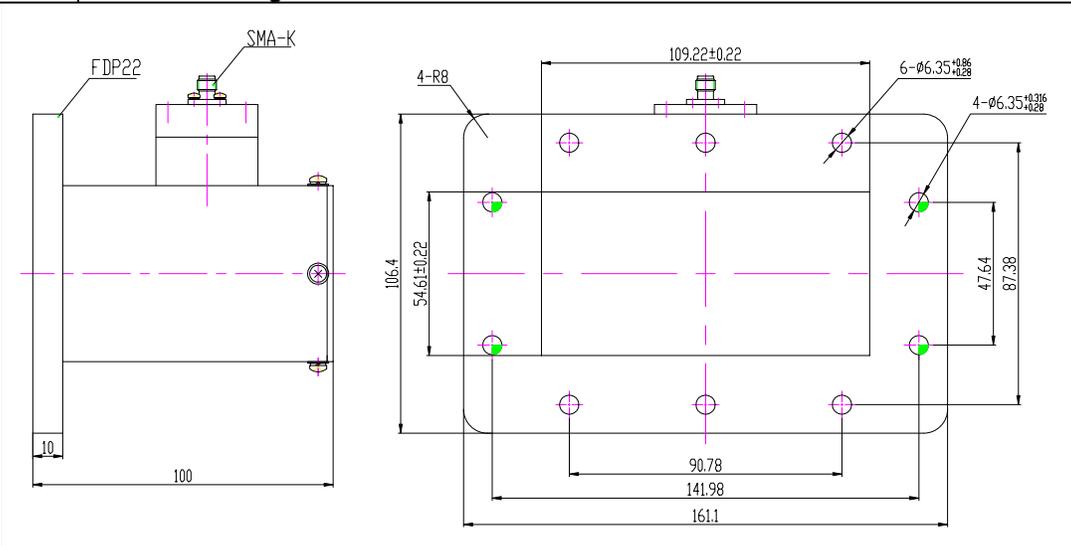
Straight Waveguide

Part No: VT22WAL400PPA

1.0	Mechanical Specifications	
1.1	Waveguide type	WR430
1.2	Flange type	FDP22 (Cover)
1.3	Material	Aluminum
1.4	Inside finish	Chromate conversion
1.5	Outside finish	Anticorrosion grey paint
1.6	Length	L=400mm
2.0 Electrical Specifications		
2.1	Frequency Range	1.7-2.6 GHz
2.2	VSWR (Max)	1.05
3.0 Outline Drawings		
		

Waveguide to Coaxial Adapter

Part No: VT22WCASKPA

1.0	Mechanical Specifications	
1.1	Waveguide type	WR430
1.2	Connector type	SMA Female
1.3	Flange type	FDP22 (Cover)
1.4	Material	Aluminum
1.5	Inside finish	Chromate conversion
1.6	Outside finish	Anticorrosion grey paint
2.0 Electrical Specifications		
2.1	Frequency range	1.7-2.6 GHz
2.2	VSWR (Max)	1.5
3.0 Outline Drawings		
 <p>The drawing consists of two views: a side view on the left and a top view on the right. The side view shows a rectangular component with a total width of 100 and a height of 106.4. A small detail of the SMA-K connector is shown on top, labeled 'SMA-K', and the flange is labeled 'FDP22'. The top view shows a rectangular layout with a total width of 161.1 and a total height of 106.4. It features a central horizontal slot with a width of 109.22 ± 0.22. There are four mounting holes on the top edge, each with a diameter of 6.35 ± 0.28. There are also four mounting holes on the bottom edge, each with a diameter of 6.35 ± 0.28. The distance between the centers of the top holes is 90.78, and the distance between the centers of the bottom holes is 141.98. The distance from the center of the top holes to the center of the bottom holes is 54.61 ± 0.22. The distance from the center of the top holes to the right edge is 47.64, and the distance from the center of the bottom holes to the right edge is 87.38. The corners of the top view are rounded with a radius of R8.</p>		

ANNEXE C

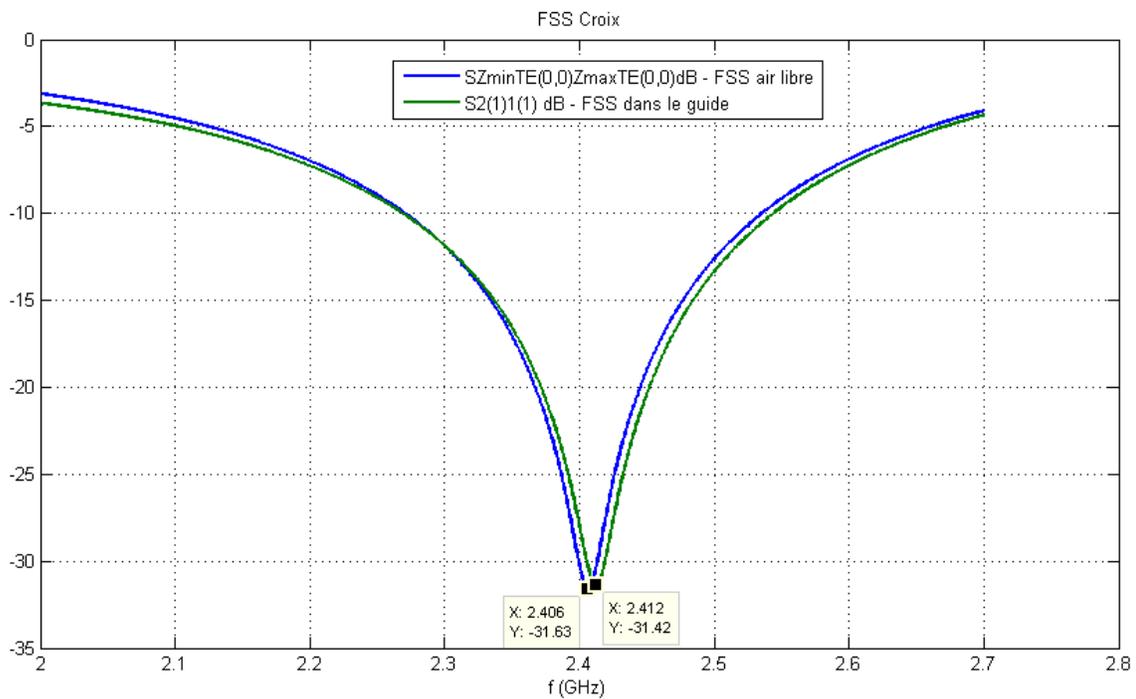
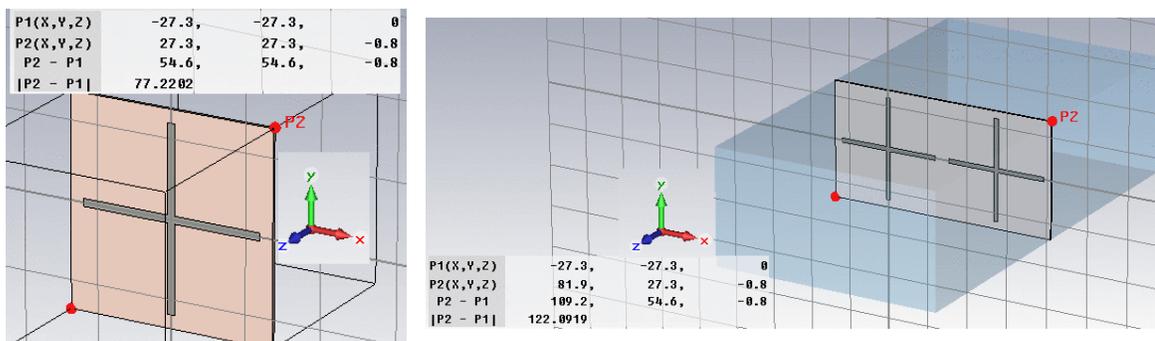
Liste de commande de motifs

Les simulations suivantes tiennent en compte l'angle d'incidence dans le guide, qui vaut $34,87^\circ$.

1. FSS Croix

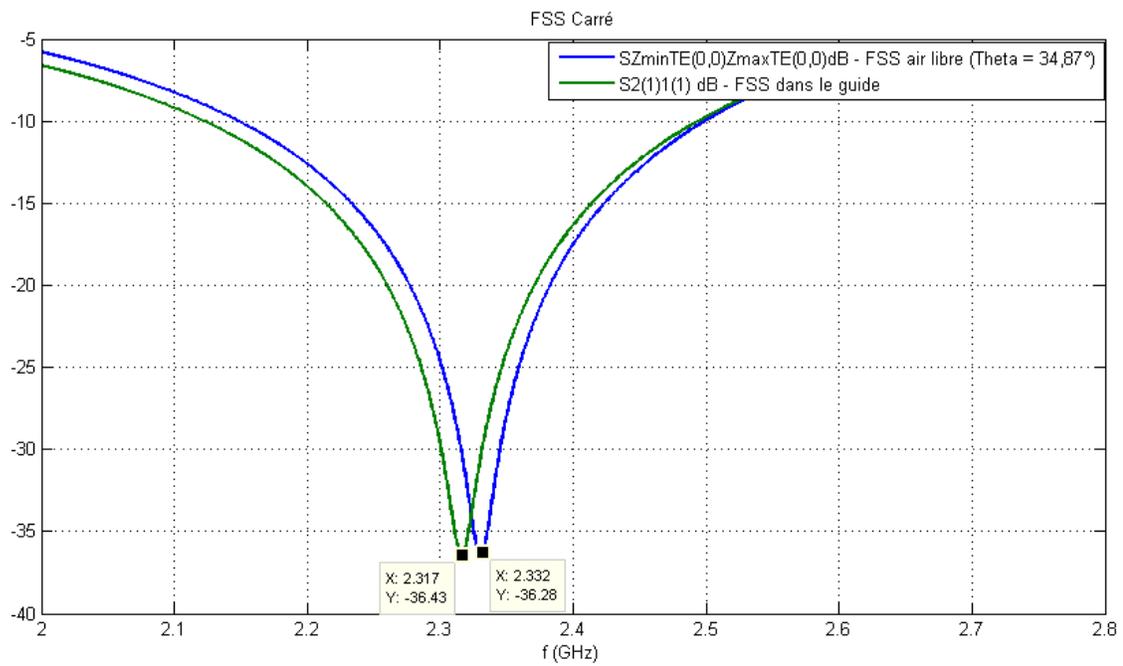
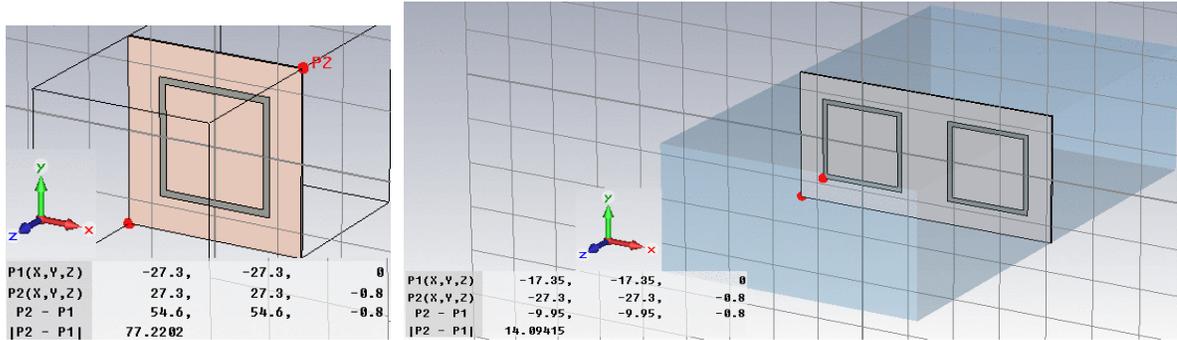
Remarque : Ce système présente une réponse telle qu'une plage de fréquences autour de 2,4 GHz est coupée.

Substrat : FR4 ; $\epsilon = 4,3$; épaisseur = 0,8 mm



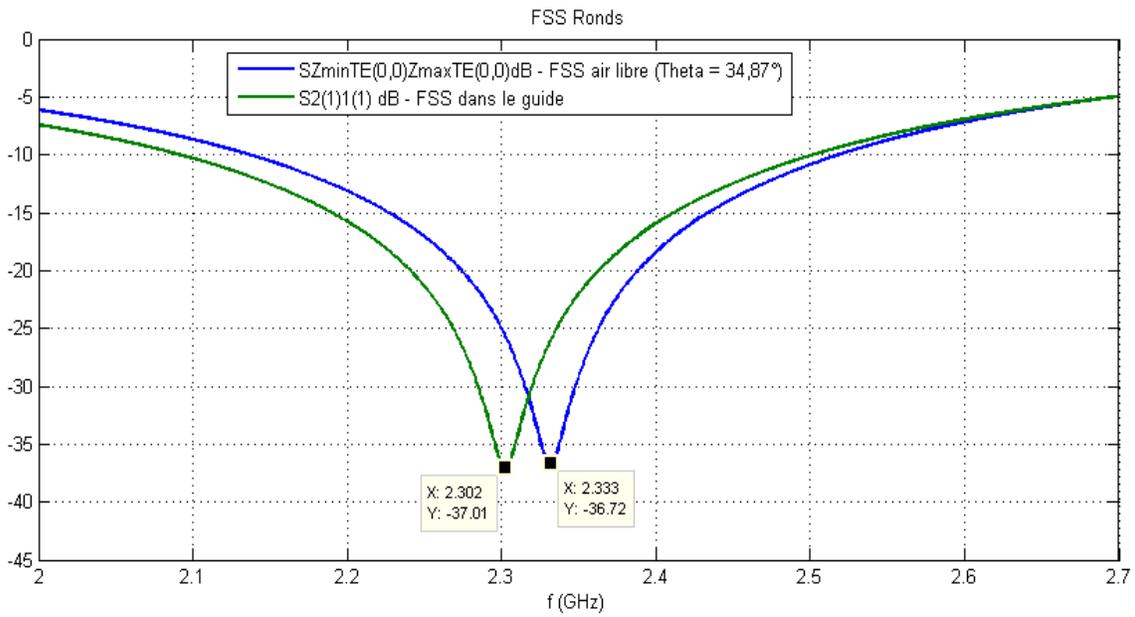
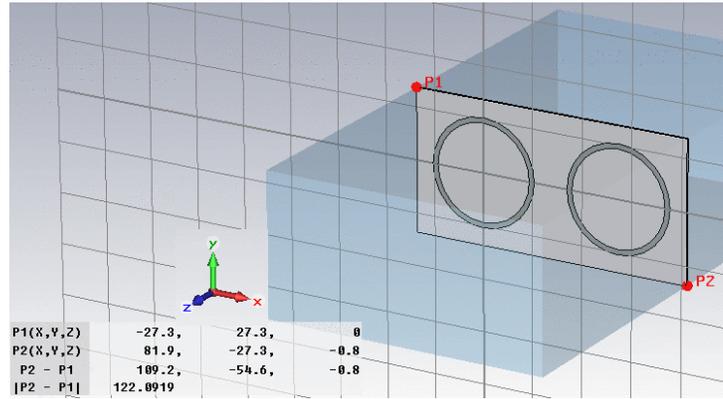
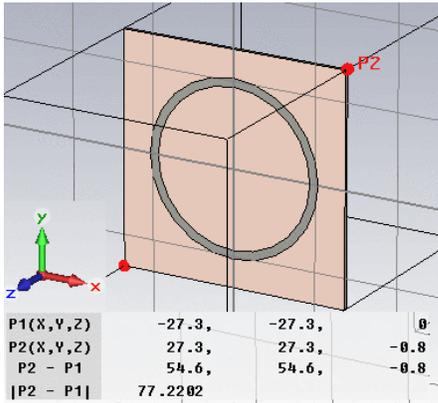
2. Carrés

Substrat : FR4 ; $\epsilon = 4,3$; épaisseur = 0,8 mm



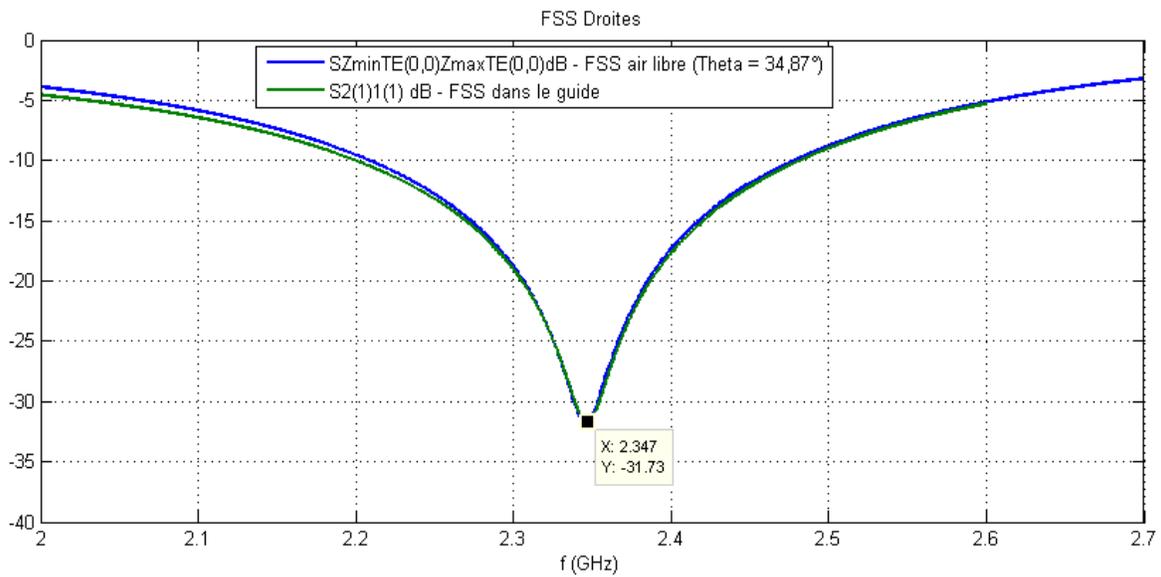
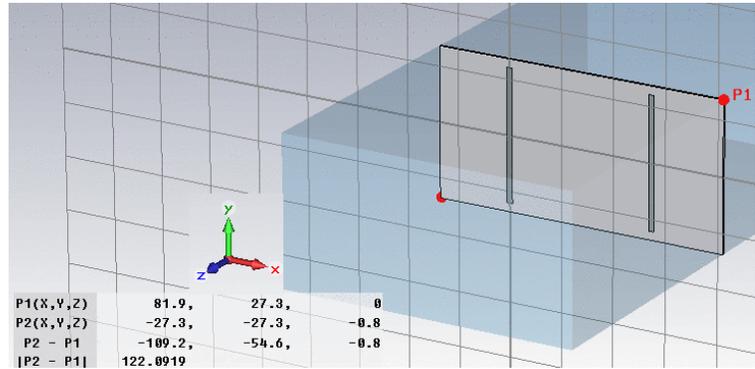
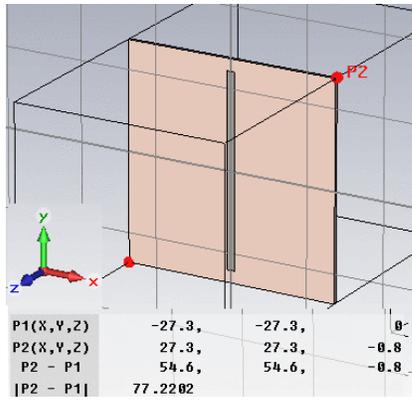
3. Ronds

Substrat : FR4 ; $\epsilon = 4,3$; épaisseur = 0,8 mm



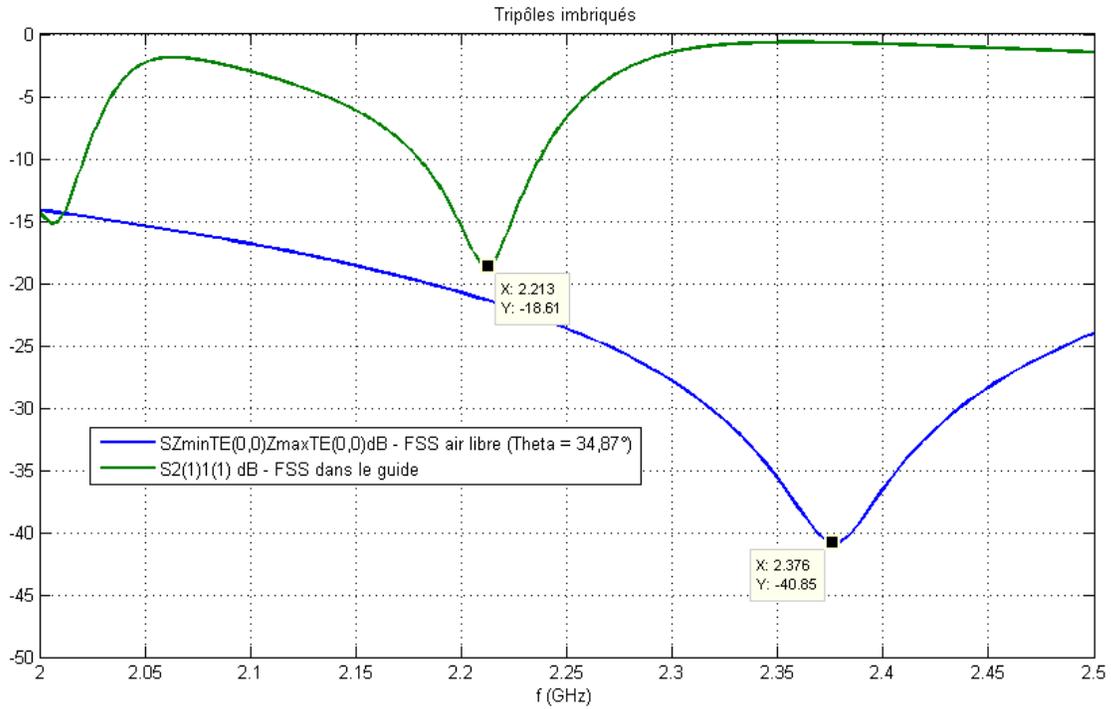
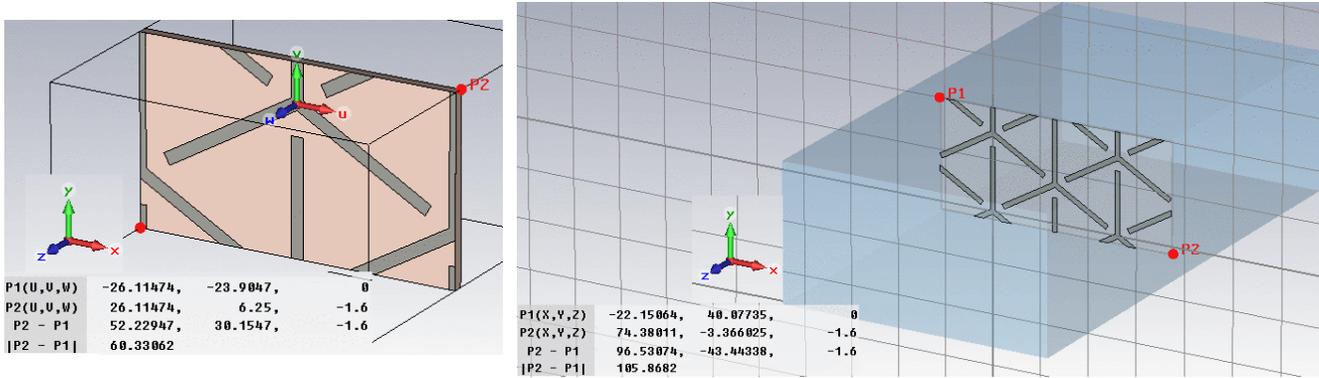
4. FSS Droites

Substrat : FR4 ; $\epsilon = 4,3$; épaisseur = 0,8 mm



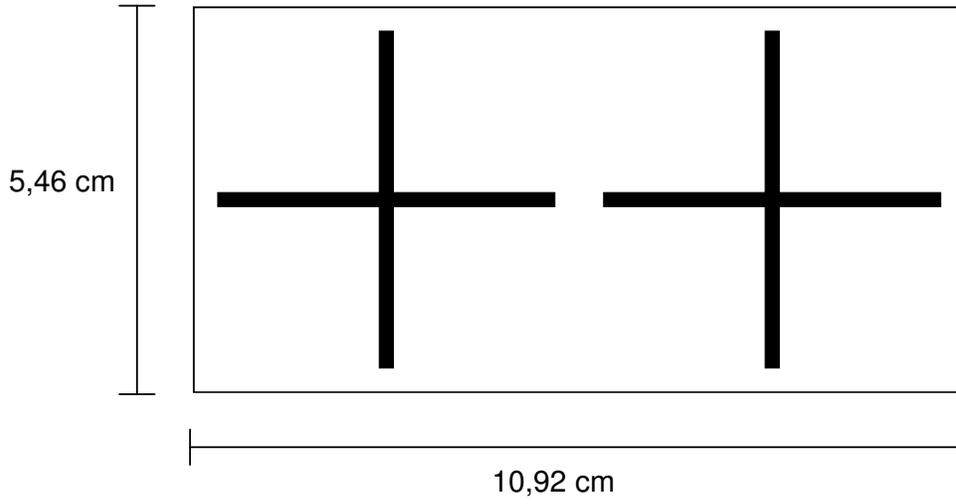
5. Tripôles imbriqués

Substrat : FR4 ; $\epsilon = 4,3$; épaisseur = 1,6 mm

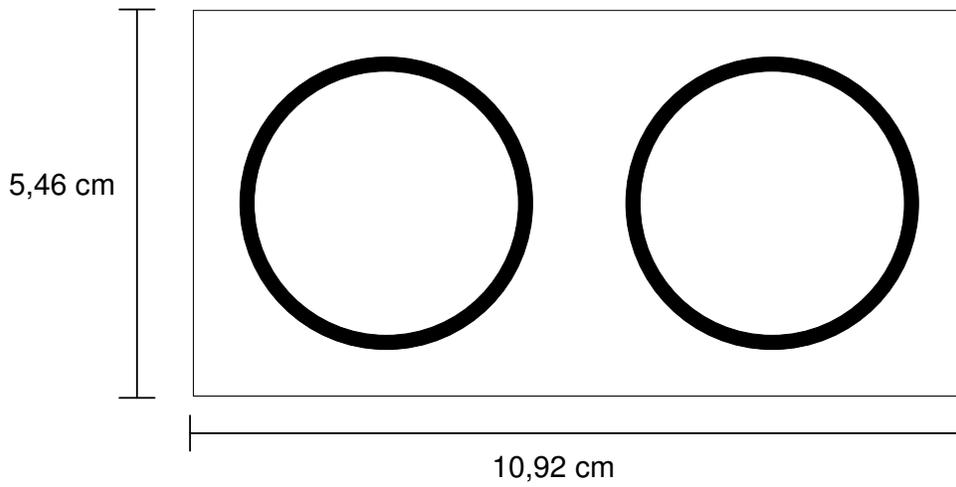


CIRCUITS SIMPLE COUCHE

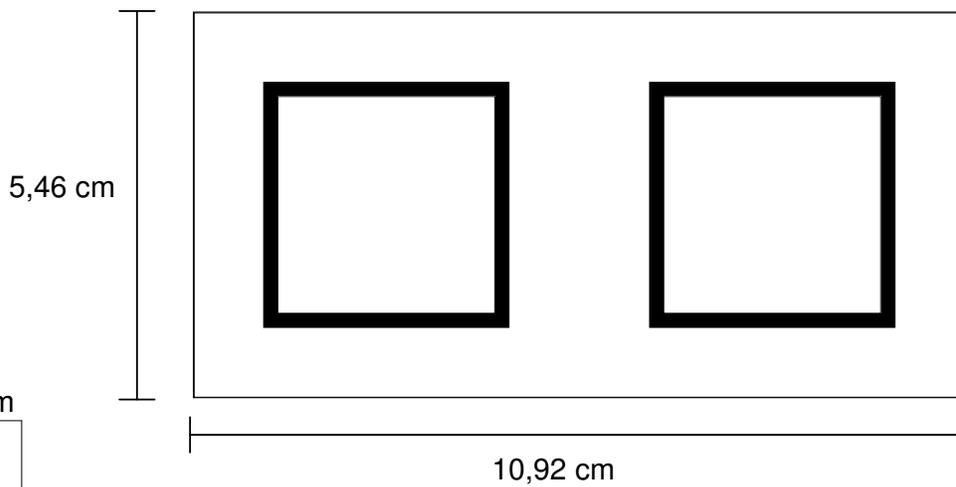
FR4, $\epsilon = 4,3$; épaisseur = 0,8 mm



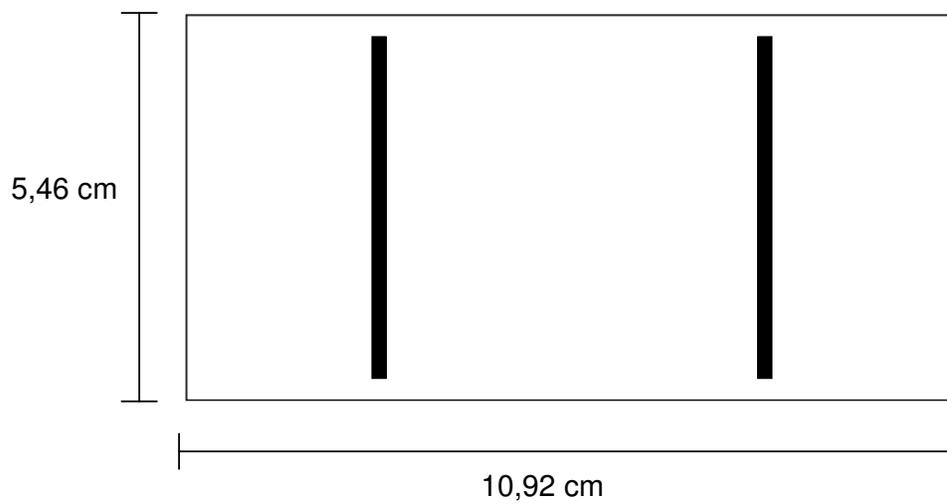
FR4, $\epsilon = 4,3$; épaisseur = 0,8 mm



FR4, $\epsilon = 4,3$; épaisseur = 0,8 mm



FR4, $e = 4,3$; épaisseur = 0,8 mm



FR4, $e = 4,3$; épaisseur = 1,6 mm

