

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

GIORDANO JOSÉ PINHEIRO

**SISTEMA DE MEDIÇÃO DE FREQUÊNCIA INSTANTÂNEA
DE 4 BITS BASEADO EM SUPERFÍCIES SELETIVAS EM
FREQUÊNCIA**

Recife-PE, 2018.

GIORDANO JOSÉ PINHEIRO

**SISTEMA DE MEDIÇÃO DE FREQUÊNCIA INSTANTÂNEA
DE 4 BITS BASEADO EM SUPERFÍCIES SELETIVAS EM
FREQUÊNCIA**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Fotônica.

Orientador: Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

Recife-PE, 2018

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus pelo dom da vida, do conhecimento e pela graça de realizar sonhos.

Agradeço aos meus familiares pelo amor incondicional. Em especial a minha esposa por estar sempre ao meu lado. Minha mãe, pai e irmã por sempre terem me apoiado nessa jornada.

Agradeço aos colegas da INFRAERO por sempre terem me apoiado nos momentos de dificuldades.

Ao professor Marcos Tavares pela oportunidade de participar do programa de mestrado, por ter dedicado seu tempo e um pouco de seu conhecimento e pela paciência de compreender meu tempo de dedicação.

Aos amigos que fiz no laboratório, em especial aos que tive maior contato: Hawson, Marcelo, Manu e Cris. Obrigado pelo conhecimento compartilhado por todos nesse período.

Agradeço também a todos os docentes e funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), bem como aos funcionários do Departamento de Eletrônica e Sistemas.

A equipe do “TV”.

E por fim a todos que estiveram ao meu lado nesta jornada.

“Tudo que você já escutou, viu, ou descobriu
não é nem mesmo o começo daquilo que você
realmente precisa saber.”

(Farid ud-Din Attar)

RESUMO

Com o aumento do número de sistemas de radiação, muitas vezes sem a devida fiscalização dos órgãos competentes, aumenta a importância dos dispositivos para identificação de sinais desconhecidos. Nesse sentido, desenvolvido ao longo das últimas décadas, os sistemas de Medição de Frequência Instantânea (do inglês *Instantaneous Frequency Measurement* - IFM) são amplamente utilizados em sistemas eletrônicos para fins militares e em sistemas inteligentes, com a capacidade para detecção instantaneamente de sinais desconhecidos. Neste propósito, apresentaremos neste trabalho quatro superfícies seletivas em frequência (FSS) que irão compor um sistema IFM de 4 bits. As FSS são baseadas em dipolos simples com resposta em frequência correspondente às características dos discriminadores de frequência. Um sistema IFM de 4 bits será apresentado com resolução em torno de 300 MHz. O sistema contém 16 sub-bandas de frequência distintas, entre 3.21 GHz e 8.75 GHz. As simulações com o *software* CST e os resultados medidos, coeficiente de transmissão- $|S_{21}|$, serão apresentados e comparados.

Palavras-chave: FSS; IFM; Sinais desconhecidos; 16 sub-bandas.

ABSTRACT

With the increase in the number of radiation systems, often without the proper supervision of the competent organs, the importance of devices to identify unknown signals increases. In this sense, developed over the last few decades, the Instantaneous Frequency Measurement (IFM) systems are widely used in electronic systems for military purposes and in intelligent systems, with the ability to instantly detect unknown signals. In this purpose, we will present four selective frequency surfaces (FSS) that will compose a 4-bit IFM system. The FSS are based on simple dipoles with frequency response corresponding to the characteristics of the frequency discriminators. A 4-bit IFM system will be presented with a resolution of around 300 MHz. The system contains 16 distinct frequency subbands, ranging from 3.21 GHz to 8.75 GHz. Simulations with CST software and measured results, transmission coefficient- $|S_{21}|$, will be presented and compared.

Keywords: FSS; IFM; Unknown signs; 16 subbands.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Estrutura planar periódica bidimensional.	17
Figura 2: (a) FSS tipo path; (b) FSS tipo abertura. Suas respectivas respostas em frequência.	18
Figura 3: FSS híbrida composta com elementos do tipo espira	18
Figura 4: Correspondência entre as respostas características de filtros.	19
Figura 5: Arranjo de dipolos (filtro rejeita-faixa) e seu circuito equivalente.....	20
Figura 6: Filtros de grades metálicas e circuitos equivalentes: (a) indutivo e (b) capacitivo.....	20
Figura 7: Principais geometrias das FSS do grupo 1.....	21
Figura 8: Principais geometrias das FSS do grupo 2.	22
Figura 9: Principais geometrias das FSS do grupo 3.	22
Figura 10: Aplicação das FSS: Anteparo do forno de micro-ondas.....	24
Figura 11: Parâmetros da onda transversa elétrica (TE): (a) Fitas metálicas paralelas; (b) Ângulo de incidência ϕ ; (c) Circuito equivalente.....	25
Figura 12: Parâmetros da onda transversa magnética (TM): (a) Fitas metálicas paralelas; (b) Ângulo de incidência θ ; (c) Circuito equivalente.....	26
Figura 13: (a) FSS com geometria espira quadrada; (b) Circuito equivalente.....	27
Figura 14: FSS com geometria espira quadrada com grades e seu circuito equivalente.	28
Figura 15: FSS com geometria espira quadrada dupla e seu circuito equivalente.	28
Figura 16: FSS com geometria Cruz de Jerusalém e seu circuito equivalente.	29
Figura 17: FSS disposta entre duas camadas dielétricas	30
Figura 18: Arquitetura dos sistemas IFM convencionais.....	32
Figura 19: Arquitetura proposta para o sistema IFM.	34

Figura 20: Respostas em frequência teórica para o sistema IFM de 4 bits com suas saídas digitais.	36
Figura 21: Geometria das células unitárias para as FSS propostas. (a) FSS1. (b) FSS2. (c) FSS3. (d) FSS4.	38
Figura 22: Fotografia das FSS fabricadas. (a) FSS1. (b) FSS2. (c) FSS3. (d) FSS4.	38
Figura 23: Imagem da função “ <i>Mesh View</i> ” do <i>software</i> CST ativa.	41
Figura 24: Resultado simulado para a FSS1.....	43
Figura 25: Distribuição da densidade de corrente na	43
Figura 26: Resultado simulado para a FSS2.	44
Figura 27: Distribuição da densidade de corrente na	44
Figura 28: Distribuição da densidade de corrente na	45
Figura 29: Resultado simulado para a FSS3.....	45
Figura 30: Distribuição da densidade de corrente na	46
Figura 31: Distribuição da densidade de corrente na	46
Figura 32: Resultado simulado para a FSS4.	47
Figura 33: Distribuição da densidade de corrente na	47
Figura 34: Distribuição da densidade de corrente na	48
Figura 35: Distribuição da densidade de corrente na	48
Figura 36: Distribuição da densidade de corrente na	49
Figura 37: Medição experimental da FSS1 utilizando o analisador de redes vetorial.	51
Figura 38: Medição experimental da FSS3 utilizando o analisador de redes vetorial.	52
Figura 39: Comparação entre os resultados medidos e simulados da FSS1.....	53
Figura 40: Comparação entre os resultados medidos e simulados da FSS2 e identificação dos pontos de deslocamento.....	54
Figura 41: Ampliação do ponto 1 da FSS2, Figura 40.	54
Figura 42: Ampliação do ponto 2 da FSS2, Figura 40.	55
Figura 43: Comparação entre os resultados medidos e simulados da FSS3.....	55

Figura 44: Comparação entre os resultados medidos e simulados da FSS4 e identificação dos pontos de deslocamento	56
Figura 45: Ampliação do ponto 1 da FSS4.	56
Figura 46: Ampliação do ponto 2 da FSS4.	57
Figura 47: Ampliação do ponto 3 da FSS4.	57
Figura 48: Ampliação do ponto 4 da FSS4.	58
Figura 49: Ampliação do ponto 5 da FSS4.	58
Figura 50: Ampliação do ponto 6 da FSS4.	59

LISTA DE TABELA

Tabela 1: Comparação de desempenho entre alguns elementos FSS. (Legenda:1-melhor; 2-segundo melhor.....)	23
Tabela 2: Código Binário e suas 16 Sub-Bandas / Palavra Digital	36
Tabela 3: Sub-bandas identificadas e Palavras Digitais das quatro FSS propostas obtidas a partir dos resultados simulados	49
Tabela 4: Sub-bandas e palavras binárias associadas para o sistema IFM-FSS simulado	50
Tabela 5: Sub-bandas identificadas e Palavras Digitais das quatro FSS propostas obtidas a partir dos resultados medidos	60
Tabela 6: Sub-bandas e palavras binárias associadas para o sistema IFM-FSS medido	61
Tabela 7: Comparação entre as sub-bandas identificadas e palavras digitais das quatro FSS propostas obtidas a partir dos resultados simulado e medido	62

LISTA DE SIGLA E ABREVIATURAS

<i>FSS</i>	<i>Frequency Selective Surface</i>
<i>IFM</i>	<i>Instantaneous Frequency Measurement</i>
<i>DC</i>	<i>Direct Current</i>
<i>RF</i>	<i>Radio Frequency</i>
<i>RFID</i>	<i>Radio Frequency Identification</i>
<i>TM</i>	<i>Transversal Magnetic</i>
<i>TE</i>	<i>Transversal Electrical</i>
<i>F_R</i>	<i>Frequência de Ressonância</i>
<i>EW</i>	<i>Eletronic Warfare</i>
<i>DAF</i>	<i>Discriminador de Frequência Analógica</i>
<i>DDF</i>	<i>Discriminador de Frequência Digital</i>
<i>A/D</i>	<i>Analógico / Digital</i>
<i>V_{NL}</i>	<i>Nível Limite de Potência</i>
<i>UWB</i>	<i>Ultra Wide Band</i>
<i>BW</i>	<i>Largura de Banda</i>
<i>IEEE</i>	<i>The Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	III
RESUMO.....	V
ABSTRACT	VI
LISTA DE FIGURAS.....	VII
LISTA DE TABELA	X
LISTA DE SIGLA E ABREVIATURAS	XI
1 INTRODUÇÃO.....	14
1.1 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	15
2 SUPERFICIE SELETIVA EM FREQUÊNCIA – FSS.....	16
2.1 CONCEITOS BÁSICOS.....	16
2.2 TIPOS DAS FSS	17
2.3 GEOMETRIA.....	19
2.4 APLICAÇÕES	23
2.5 ANÁLISE APROXIMADA DE FSS	24
2.6 SUBSTRATO DIELÉTRICO.....	29
3 MEDIÇÃO INSTANTÂNEA DE FREQUÊNCIA.....	31
3.1 ARQUITETURA DE UM DISCRIMINADOR DIGITAL DE FREQUÊNCIAS SIMPLES E DISCRIMINADOR PROPOSTO PARA A DISSERTAÇÃO.....	32
4 DESIGN E FABRICAÇÃO DAS FSS	37

5	RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	40
5.1	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	40
5.2	CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL PARA MEDIÇÃO	50
5.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	52
4.	CONCLUSÃO.....	63
5.	TRABALHOS FUTUROS	64
6.	BIBLIOGRAFIA	65

1 INTRODUÇÃO

Os dias atuais, com o contínuo e acelerado crescimento da tecnologia analógica/digital, tem propiciado a produção de novos dispositivos para atender à crescente demanda por novas tecnologias, no entanto, concomitantemente, os sinais desconhecidos crescem nas mesmas proporções.

A comunicação indica a transferência de informação entre um transmissor e um receptor. Com esse acelerado crescimento tecnológico e com a crescente oferta de serviços de comunicações, principalmente em aplicações sem fio, surgem à necessidade cada vez maior de transmitir grandes quantidades de informações simultaneamente, muitas vezes em ambientes inseguros, e demandando por estruturas que operem em larga faixa de frequência sem que haja interferência ou impedimento entre os serviços oferecidos.

Diante do cenário atual, na qual há a necessidade de dispositivos de comunicações que requerem dimensões reduzidas e custo baixo, a utilização das superfícies seletivas em frequências, por apresentar tais características, tem despertado bastante interesse. Destaca-se o emprego dessas estruturas na construção de filtros, acopladores, antenas, dentre outros. Em [1,2] são apresentadas aplicações das FSS.

As FSS são geralmente arranjos periódicos de aberturas ou de *patches* condutores que apresentam características importantes, como a possibilidade de integração com outros sistemas de comunicação e operação em diferentes faixas de frequência, na qual nessa dissertação apresentaremos aplicações dessas características. Os conceitos das FSS e suas aplicações serão detalhados no próximo capítulo.

O objetivo desta dissertação é validar a utilização das FSS num sistema de medição instantânea de frequência de 4-bits. Para a realização deste trabalho, iniciamos com pesquisas em artigos de revistas, principalmente do IEEE, projetamos e simulamos as estruturas, fabricamos e por fim medimos e comparamos os resultados das FSS, que foram projetadas baseadas na ressonância dos elementos, operando nas faixas de 3,21 GHz a 8,75 GHz.

1.1 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No Capítulo 2 serão abordados os principais conceitos das FSS, como sua classificação, tipos, geometrias, dentre outros e aspectos que influenciam a resposta das estruturas. Este capítulo aborda ainda, de uma forma geral, característica dos substratos dielétricos.

No Capítulo 3 apresentaremos uma descrição geral e as principais características dos sistemas de medição instantânea de frequência, arquitetura de um discriminador digital de frequências simples e do discriminador proposto para a dissertação.

No Capítulo 4 serão apresentadas as características principais do *design* e modo de fabricação, assim como a geometria das células unitárias das FSS propostas.

Por fim, no Capítulo 5 será apresentado os resultados das simulações realizadas no *software CST Microwave Studio*, os resultados das medições dos dispositivos e a discussão acerca dos resultados obtidos.

2 SUPERFÍCIE SELETIVA EM FREQUÊNCIA – FSS

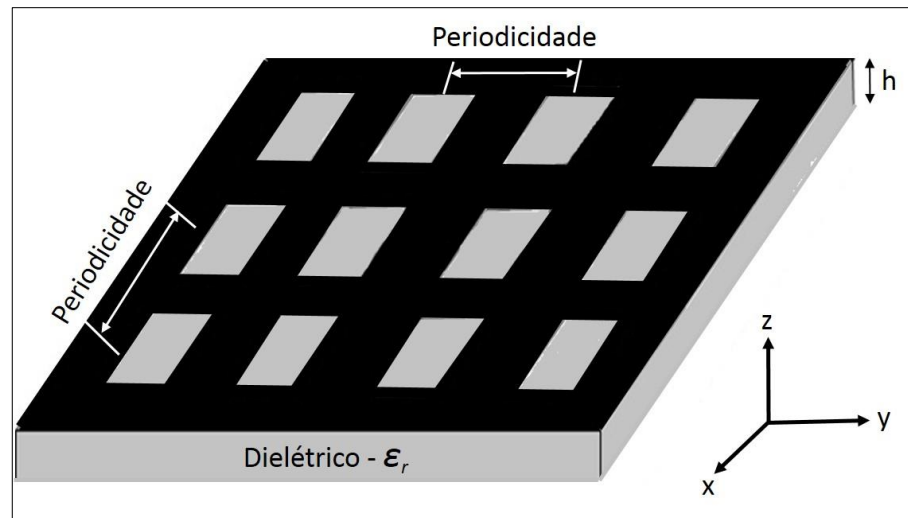
Por volta dos anos de 1750, o físico americano, David Rittenhouse, relatou cientificamente que algumas cores do espectro de luz, observadas a partir das lâmpadas dos postes de iluminação de rua, eram suprimidas quando atravessavam um lenço de seda, [3]. Foi observado que essa propriedade, seletividade em frequência ou filtragem em frequência, é característica de algumas superfícies, ou seja, cada superfície pode apresentar propriedades de transmissão e ou reflexão para diferentes frequências de ondas incidentes ou comprimento de onda. No entanto, outros fatores físicos e geométricos dos elementos, como o espaçamento entre si (periodicidade), ser ou não condutor, também poderão refletir diretamente na resposta em frequência das estruturas. Desse modo, a base para os princípios da tecnologia de superfícies seletivas em frequência (FSS), foi iniciada.

Neste capítulo serão abordados alguns dos principais conceitos e aspectos teóricos acerca das superfícies seletivas em frequência (*Frequency Selective Surfaces* – FSS). Aspectos como conceitos básicos, tipos, geometrias, aplicações, dentre outros.

2.1 CONCEITOS BÁSICOS

As FSS são estruturas formadas por arranjos periódicos, geralmente planares, podendo apresentar seus elementos do tipo abertura com efeito indutivo ou do tipo *path* condutor com efeito capacitivo. São compostas de uma camada de metalização fixada sobre um substrato dielétrico e seus elementos podem ser impressos sobre uma ou mais camadas. Variam de acordo com o tipo do elemento, dimensões geométricas da estrutura, tipos de dielétrico e periodicidade. Na Figura 1 temos um exemplo de uma FSS simples, composta por elementos do tipo retangular e substrato de espessura h .

Figura 1: Estrutura planar periódica bidimensional.



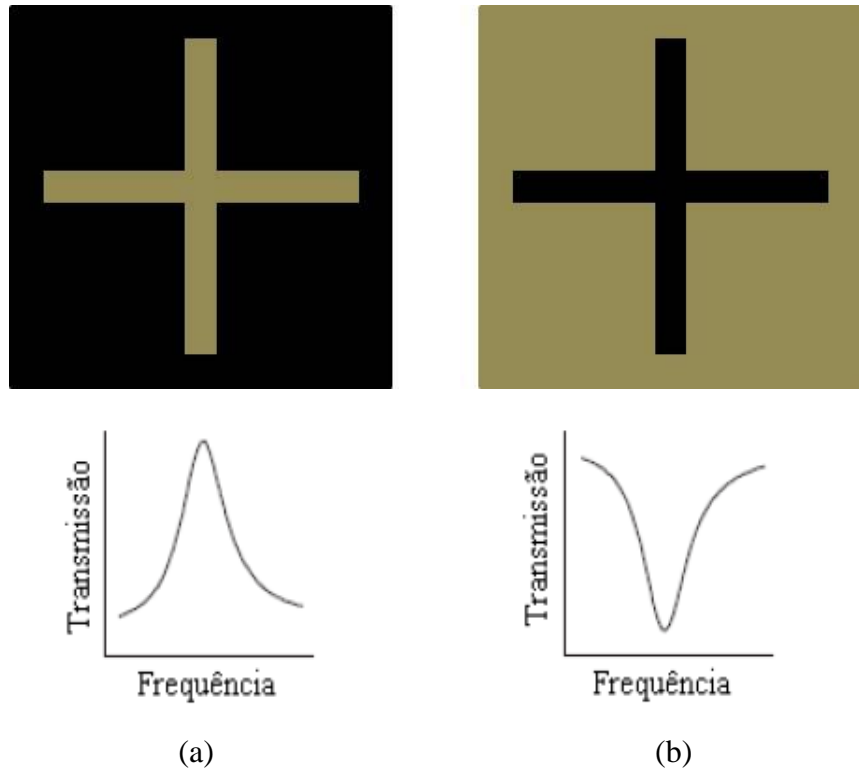
Fonte: Acervo do autor.

2.2 TIPOS DAS FSS

As FSS podem apresentar, dependendo de como seus elementos serão dispostos no substrato, características de reflexão, do tipo patch e de transmissão, do tipo abertura (os materiais condutores são representados em preto) contudo arranjos híbridos podem existir entre os elementos, Figura 3. Em [4] e [5] estudos com arranjos híbridos podem ser observados.

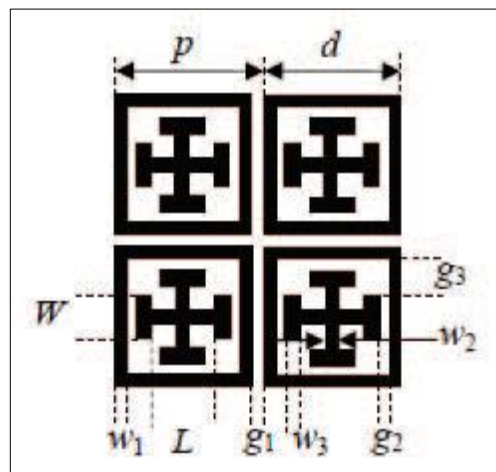
As FSS também podem ser classificadas quanto aos tipos de respostas de filtros, de acordo com sua construção física e ou geométrica: rejeita-faixa, passa-faixa, passa-baixa e passa-alta. Na Figura 4 um conjunto com a relação entre geometria e suas respectivas respostas é apresentado [6]. Os materiais condutores estão representados em preto. Assim, a depender das características desejadas nos projetos, um ou mais tipos de respostas poderão ser utilizadas.

Figura 2: (a) FSS tipo path; (b) FSS tipo abertura. Suas respectivas respostas em frequência.



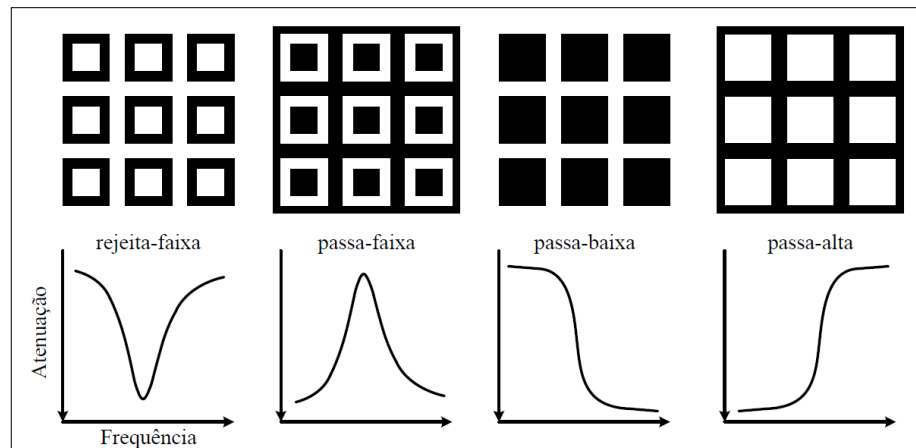
Fonte: Acervo do autor.

Figura 3: FSS híbrida composta com elementos do tipo espira quadrada e dipolos cruzados



Fonte: [4]

Figura 4: Correspondência entre as respostas características de filtros.



Fonte: [6]

2.3 GEOMETRIA

Diversos tipos de geometria para as FSS são apresentados nas literaturas atuais, cruz de Jerusalém, espiras quadrada e espiras circular, dentre outras. Exemplos de uma geometria baseada em dipolos simples podem ser observados em [7]. Para esse tipo específico de geometria temos uma analogia entre a FSS e filtros concentrados conforme pode ser observado na

Figura 5. Nela, durante o período de exposição às ondas eletromagnéticas, o fluxo de corrente produzido será interrompido e consequentemente efeitos capacitivos e indutivos serão produzidos. De acordo com a teoria de circuito equivalente, esta geometria atua como um filtro rejeita-faixa e a sua frequência de ressonância é definida pelo comprimento do dipolo e pelo espaçamento entre os elementos que causa o efeito capacitivo [3]. Em suma, seus elementos vão entrando em ressonância e, com isso, irradiam a potência incidente na direção de reflexão, até que na frequência de ressonância da estrutura, ela se comportará como um condutor perfeito e refletirá totalmente a onda incidente. Devido às perdas dielétricas e condutoras, na incidência da onda, pequenas perdas irão ocorrer [8].

No entanto, geometrias como a descrita anteriormente, para a sua devida utilização é necessário que a onda incidente esteja linearmente polarizada e alinhada com os eixos das fitas. Caso o cenário não seja propício, ou seja, a onda não esteja parcialmente ou totalmente polarizada, deve-se utilizar um filtro de geometria distinta. Na Figura 6 são apresentados exemplos de estruturas com essas. [3].

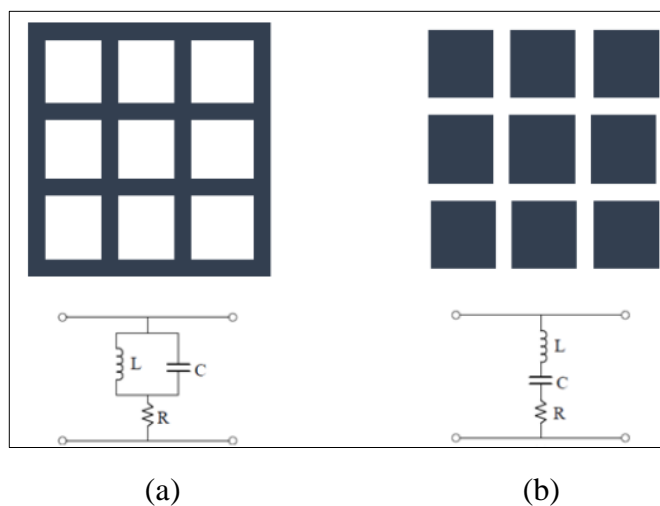
Em [3], são analisados outros tipos de geometria e suas respectivas analogias.

Figura 5: Arranjo de dipolos (filtro rejeita-faixa) e seu circuito equivalente.



Fonte: [3]

Figura 6: Filtros de grades metálicas e circuitos equivalentes: (a) indutivo e (b) capacitivo.

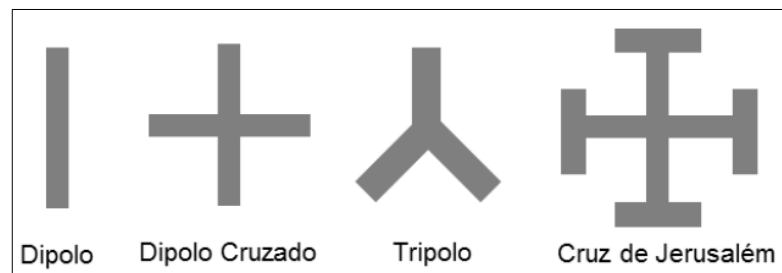


Fonte: [6]

De forma genérica, as FSS podem ser divididas em quatro grandes grupos, quanto a geometria de seus elementos: Grupo 1: Elementos conectados pelo centro; Grupo 2: Espiras; Grupo 3: Elementos com interior sólido; Grupo 4: Combinações dos grupos anteriores.

O grupo 1 é formado por elementos conectados pelo centro, como dipolos [7], dipolos cruzados [9], [10], tripolos e Cruz de Jerusalém [11]. Eles ressoam quando seu comprimento elétrico é metade do comprimento de onda [8]. A Figura 7 apresenta as formas mais comuns. Nesta dissertação o elemento usado será o dipolo.

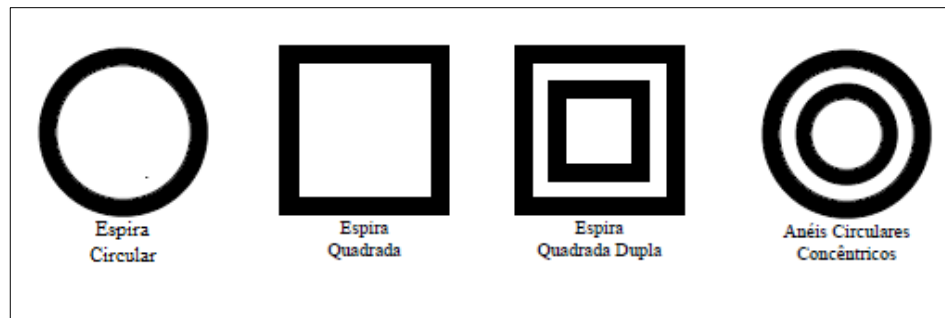
Figura 7: Principais geometrias das FSS do grupo 1.



Fonte: [3]

O grupo 2 é formado por elementos do tipo espira (*loop*) [12], espira circular [13], espira quadrada [13], espira quadrada dupla e anel circular concêntrico, conforme mostrados na Figura 8. A ressonância ocorre quando o comprimento de cada meia espira é múltiplo de meio comprimento de onda, ou seja, cada meia espira atua como um elemento de dipolo [8].

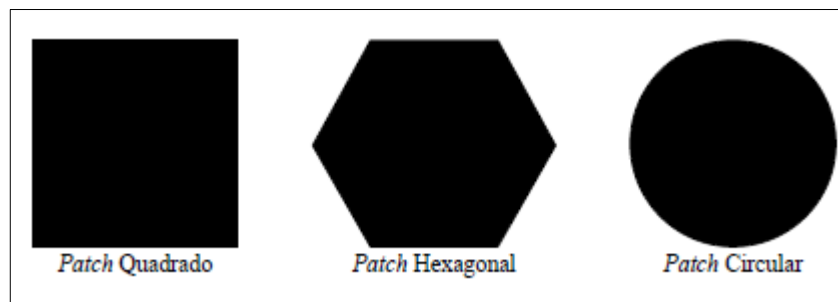
Figura 8: Principais geometrias das FSS do grupo 2.



Fonte: [8]

Já o grupo 3 é constituído por elementos de interior sólido ou tipo *patch* de diversas formas (quadrado, hexagonal e circular). Em [14] e [15] são apresentados trabalhos com os elementos em comento. Na Figura 9 são mostrados alguns dos elementos desse grupo.

Figura 9: Principais geometrias das FSS do grupo 3.



Fonte: [8]

E por fim o grupo 4, que é formado por elementos a partir da combinação de elementos dos grupos anteriores (1, 2 e 3), conforme podemos observar em [16]. Estas combinações são úteis quando a estabilidade angular é requerida devido a diferentes polarizações, que podem ser difíceis de alcançar com único elemento FSS [3].

Na Tabela 1 é apresentada uma comparação de desempenho entre elementos das FSS mais comuns da literatura. Serão comparadas características como largura de banda, estabilidade angular, dentre outros [3].

Tabela 1: Comparação de desempenho entre alguns elementos FSS. (Legenda: 1-melhor; 2-segundo melhor...).

Forma dos elementos / Grupo	Estabilidade angular	Nível de polarização cruzada	Maior largura de Banda	Menor banda de separação
Espira Quadrada / 2	1	1	1	1
Anéis Circulares / 2	1	2	1	1
Cruz de Jerusalém / 1	2	3	2	2
Tripolo / 1	3	3	3	2
Dipolo Cruzado / 1	3	3	3	3
Dipolo / 1	4	1	4	1

Fonte: Modificado de [3]

Nesta dissertação as FSS propostas são compostas pelo elemento dipolo, grupo 1, no qual concluímos, de acordo com a Tabela 1, que esse elemento apresenta uma maior estabilidade angular e maior largura de banda, em relação as demais formas de elementos.

2.4 APLICAÇÕES

As superfícies seletivas em frequência são empregadas em diversos tipos de aplicações e áreas na engenharia, numa grande faixa do espectro eletromagnético. Uma das aplicações mais conhecida de uma FSS é o anteparo da porta do forno de micro-ondas, no qual este anteparo funciona como um filtro, permitindo a passagem da faixa de frequência da luz visível, comportando-se como um filtro passa-alta, e rejeitando a faixa de frequência de micro-ondas, 2,4 GHz. Na Figura 10 vemos um exemplo clássico de um forno de micro-ondas e sua respectiva tela de FSS. [17]

Figura 10: Aplicação das FSS: Anteparo do forno de micro-ondas.



Fonte: [17]

Outras aplicações recentes podem ser observadas em [18], na qual as FSS foram usadas como refletores de antenas, em [19] uma FSS do grupo 1 com elementos da Cruz de Jerusalém foi usada para radome de comunicação 5G e em [20] as FSS foram usadas como *tags* RFID, devidos suas características de reflexão de sinal. Conseqüentemente, e devido as suas características principais, reflexão e absorção da energia eletromagnética, o uso das FSS está apresentando aumento significativo em projetos e pesquisas, assim, novas aplicações de FSS têm sido estudadas e desenvolvidas.

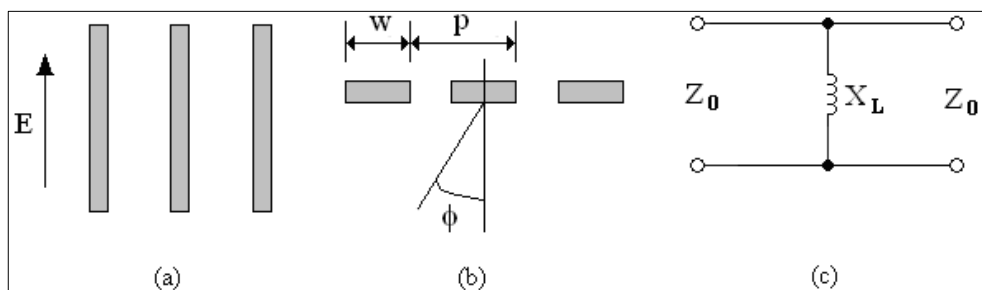
Da mesma forma, podemos citar aplicações das FSS como superstrato para aumento da largura de banda de uma antena, [21] e usadas como sensores biológicos, devido às suas características de ressonância acentuada em sua resposta em frequência [22].

2.5 ANÁLISE APROXIMADA DE FSS

A modelagem do circuito equivalente para as FSS pelo Método do Circuito Equivalente (MCE) em situações específicas é bastante útil para prever com rapidez o desempenho das estruturas analisadas. Também auxilia numa análise física sobre o modo como funcionam as FSS quando seus parâmetros são alterados.

Partiremos no desenvolvimento dos circuitos equivalentes representando primeiramente as estruturas como um circuito de arranjo infinito, de fitas condutoras paralelas, que representam as FSS propostas para essa dissertação, conforme podemos observar na Figura 11: Parâmetros da onda transversa elétrica (TE): (a) Fitas metálicas paralelas; (b) Ângulo de incidência ϕ ; (c) Circuito equivalente., a qual a incidência da onda transversal elétrica (TE) é apresentada. Os dipolos, representados por fitas metálicas, letra (a), apresenta espessura nula, largura w e são periódicas com periodicidade p . Na letra (b), demonstra o ângulo ϕ que a onda incide sobre as fitas e conseqüentemente na letra (c) o circuito equivalente. [23]

Figura 11: Parâmetros da onda transversa elétrica (TE): (a) Fitas metálicas paralelas; (b) Ângulo de incidência ϕ ; (c) Circuito equivalente.



Fonte: [23]

Para o cálculo da reatância indutiva equivalente X_L , conforme podemos observar na Figura 11, letra c, todos os parâmetros citados anteriormente serão considerados, assim temos, conforme a equação 1:

$$\frac{X_L}{Z_0} = F(p, w, \lambda, \phi) = \frac{p \cos \phi}{\lambda} \left\{ \ln \left[\operatorname{cosec} \left(\frac{\pi w}{2p} \right) \right] + G(p, w, \lambda, \phi) \right\} \quad (1)$$

No qual temos o valor de “G” representado pela equação 2:

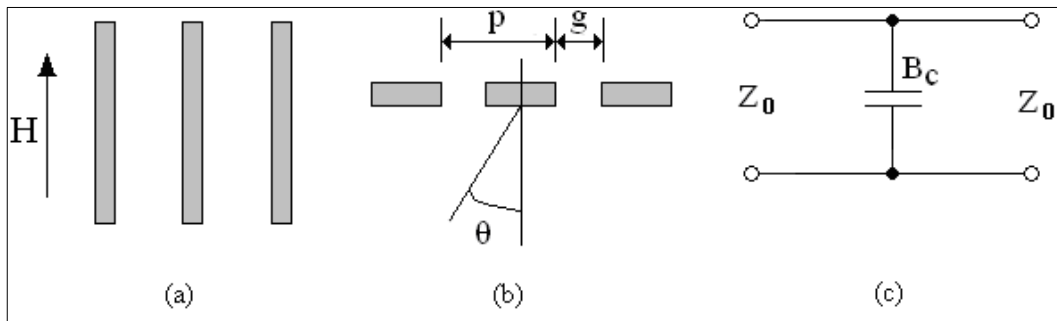
$$G_{p,w,\lambda,\phi} = \frac{0,5 (1-\beta^2)^2 \left[\left(1 - \frac{\beta^2}{4}\right) C_+ + C_- + 4\beta^2 C_+ C_- \right]}{\left(1 - \frac{\beta^2}{4}\right) + \beta^2 \left(1 + \frac{\beta^2}{2} - \frac{\beta^4}{8}\right) C_+ + C_- + 2\beta^6 C_+ C_-}$$

$$C_{\pm} = \frac{1}{\sqrt{1 \pm \frac{2p \operatorname{sen}\phi}{\lambda} - \left(\frac{p \operatorname{cos}\phi}{\lambda}\right)^2}} - 1$$

$$\beta = \operatorname{sen}\left(\frac{\pi w}{2p}\right) \quad (2)$$

Igualmente, na Figura 12: Parâmetros da onda transversa magnética (TM): (a) Fitas metálicas paralelas; (b) Ângulo de incidência θ ; (c) Circuito equivalente. demonstramos o circuito equivalente para a representação da incidência das ondas transversal magnética (TM). Aqui temos que o vetor campo magnético incidente é paralelo às fitas metálicas e incide em um ângulo θ . Do mesmo modo, as fitas têm periodicidade p , e uma lacuna de espaçamento g . A susceptância capacitiva é calculada conforme a equação 3.

Figura 12: Parâmetros da onda transversa magnética (TM): (a) Fitas metálicas paralelas; (b) Ângulo de incidência θ ; (c) Circuito equivalente.



Fonte: [23]

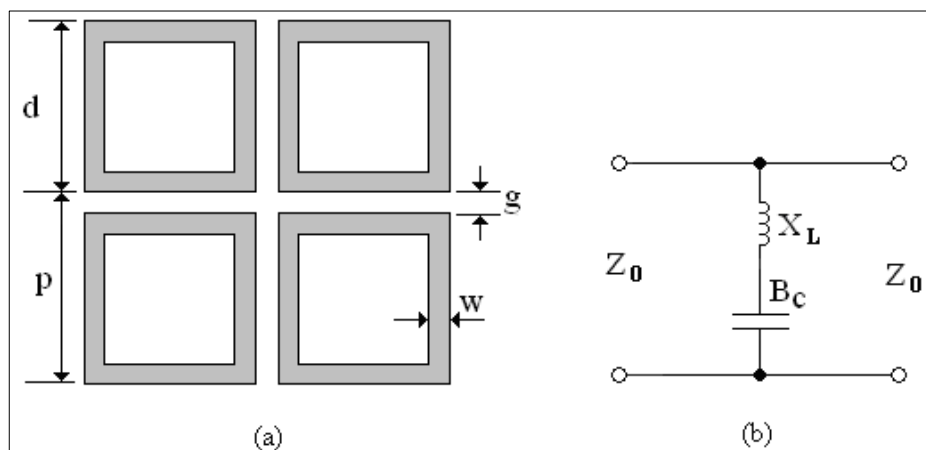
Igualmente, para o cálculo da susceptância capacitiva equivalente B_c , conforme podemos observar na Figura 12, letra c, todos os parâmetros citados anteriormente serão considerados, assim temos, conforme a equação 3:

$$\frac{B_C}{Z_0} = 4F(p, w, \lambda, \theta) = \frac{4p \cos \theta}{\lambda} \left\{ \ln \left[\operatorname{cosec} \left(\frac{\pi w}{2p} \right) \right] + G(p, w, \lambda, \theta) \right\} \quad (3)$$

Vale ressaltar que as equações 1 e 3 são válidas para comprimentos de onda e ângulos de incidência θ no intervalo $p(1 + \sin \theta) / \lambda < 1$ [23]. No caso de uma polarização cruzada, da mesma maneira as equações não serão válidas, no entanto, poderão ser usadas para as ondas planas incidentes, TE e TM, conforme demonstrado para as FSS.

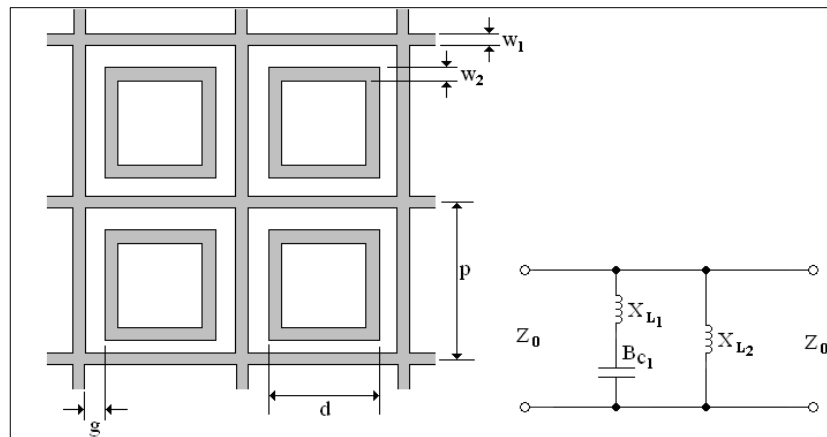
Em [23], outros modelos de circuitos equivalentes correspondentes a outras geometrias de FSS são demonstradas. Na Figura 13 é mostrado o circuito equivalente para a geometria espira quadrada. Na Figura 14, Espiras Quadradas com Grades; na Figura 15, Espiras Quadradas Duplas; e na Figura 16 a Cruz de Jerusalém.

Figura 13: (a) FSS com geometria espira quadrada; (b) Circuito equivalente.



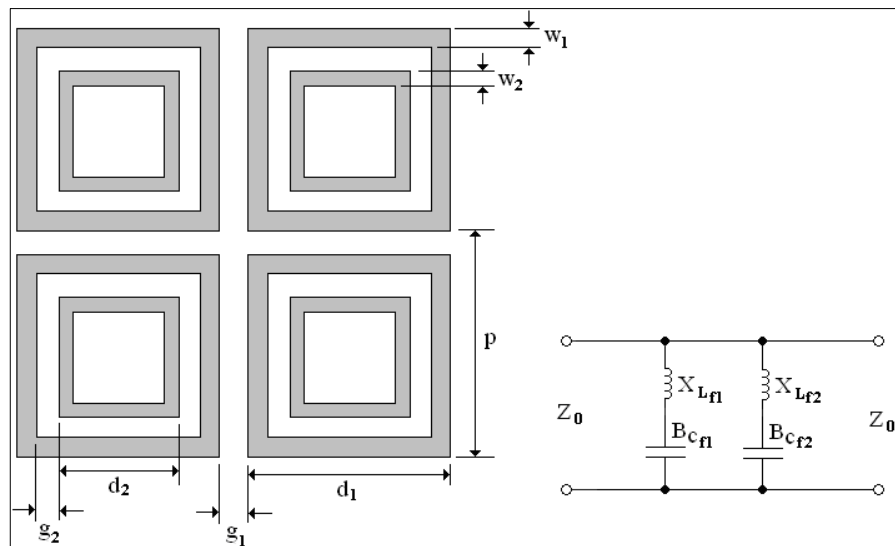
Fonte: [23]

Figura 14: FSS com geometria espira quadrada com grades e seu circuito equivalente.



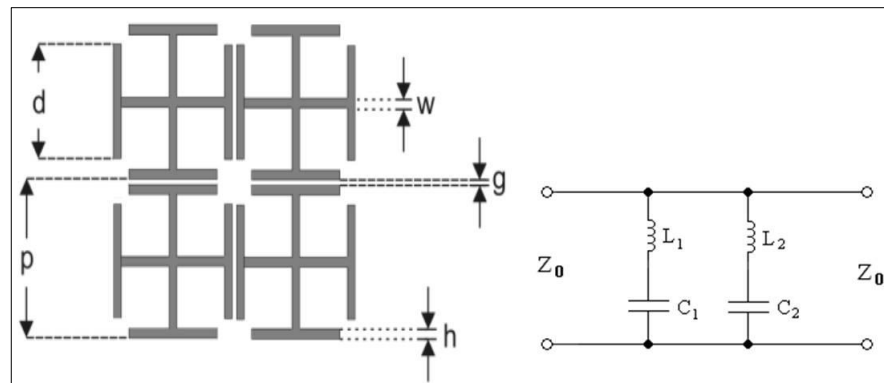
Fonte: [23]

Figura 15: FSS com geometria espira quadrada dupla e seu circuito equivalente.



Fonte: [23]

Figura 16: FSS com geometria Cruz de Jerusalém e seu circuito equivalente.



Fonte: [23]

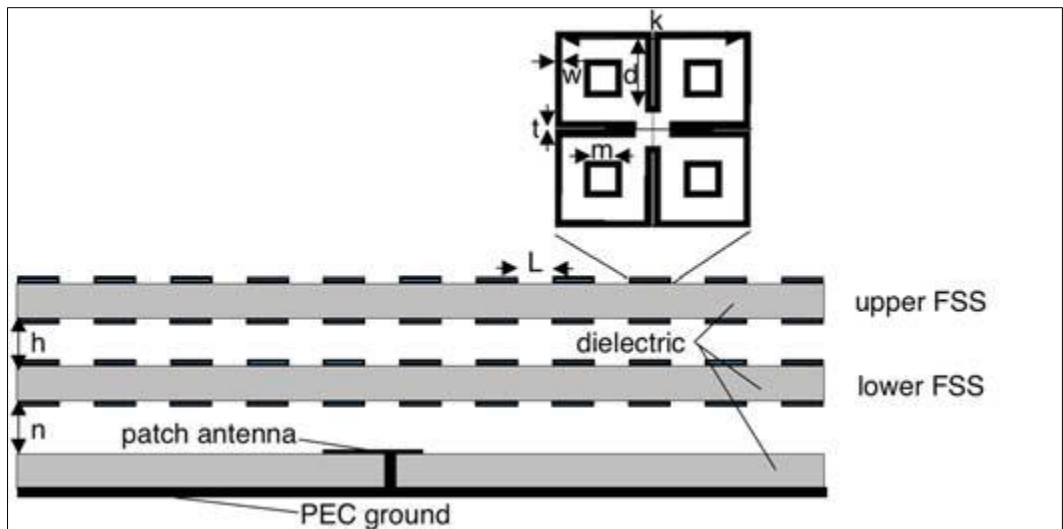
2.6 SUBSTRATO DIELÉTRICO

De importância impar nos projetos de micro-ondas, os substratos dielétricos têm ganhado importância ao longo dos anos. A frequência de ressonância, f_r , de uma FSS dependerá da geometria e dimensão dos elementos individuais que a compõem. Por exemplo, para o grupo de elementos conectados pelo centro, grupo 1, haverá ressonância quando o comprimento do dipolo for aproximadamente igual a $\lambda/2$, como indicado no caso dos elementos dipolo, conforme visto anteriormente.

No entanto, além da geometria e dimensões dos elementos, a frequência de ressonância dependerá muito dos substratos dielétricos, que são usados para fornecer suporte físico para o material condutor e estabilidade na resposta a variação angular.

As FSS podem ser dispostas em dois tipos de arranjos quando os substratos dielétricos são empregados: quando a FSS se encontra entre dois ou mais substratos, como pode ser observado na Figura 17. Em [24] temos uma estrutura FSS disposta entre duas camadas de substrato; e quando a FSS é disposta sobre apenas um substrato, que é o caso da FSS proposta para essa dissertação. Assim, devido à influência das camadas dielétricas que circundam a FSS, a frequência de ressonância resultante será reduzida por um fator $\sqrt{\epsilon_{eff}}$, a partir da frequência de projeto original. [25]

Figura 17: FSS disposta entre duas camadas dielétricas



Fonte: [24]

Diversas outras características dos substratos podem influenciar no valor da frequência de ressonância, com em [25] no qual cita que a f_r é sensível à espessura do substrato. Algumas outras características influenciadoras são citadas em [25].

3 MEDIÇÃO INSTANTÂNEA DE FREQUÊNCIA

Devido à capacidade de determinar todas as suas bandas de frequências dentro de um canal, ao mesmo tempo, sem a necessidade de varredura de espectro, os sistemas de Medição de Frequência Instantânea (*IFM*) são amplamente utilizados, por exemplo, em sistemas de inteligência eletrônica, do inglês *Electronic Warfare* (*EW*) e inteligência para a detecção de sinais desconhecidos [26, 37]. Nos sistemas de comunicação em que é necessária a identificação do emissor de origem e separação de sinais, esse sistema apresenta ampla aplicabilidade. Nos últimos anos, esses sistemas criaram a capacidade, por exemplo, de medir amplitude, largura de pulso, distância entre a fonte e os sinais de RF (Radiofrequência), entre outros. [27]

Os circuitos discriminadores e o módulo discriminador de frequência são partes importantes dos sistemas IFM [28]. Os sinais de saída destes discriminadores dependem do valor de frequência do sinal de entrada, sinal original. São amplamente encontrados em receptores de equipamentos de detecção de sinais de micro-ondas e são constantemente aplicados em projetos civis e militares [29]. Como exemplos da utilização dos discriminadores podemos citar os receptores *Bluetooth*, satélites, radares de prevenção de colisão e equipamentos eletrônicos para fins militares. [27].

Na literatura é possível identificar dois tipos de discriminadores de frequência: os analógicos e os digitais, os DAF e os DDF, respectivamente. Nessa dissertação focaremos nos discriminadores digitais, que fornecem uma palavra binária na sua saída associada a uma sub-banda de frequência à qual o sinal de entrada irá pertencer, ou seja, teremos uma saída em formato digital, sendo o sinal na entrada do sistema um sinal que sempre será RF, analógico.

Alguns exemplares de discriminadores digitais de frequências podem ser encontrados comercialmente e operam normalmente na faixa de 0,5 a 40 GHz, apresentando em suas características uma saída digital de até 14 bits e com a capacidade de identificar e analisar sinais simultâneos [30].

Nos estudos atuais, do mesmo modo identificamos diversos registros relacionados aos sistemas IFM, com em [31 e 32], nos quais as medições da frequência de micro-ondas

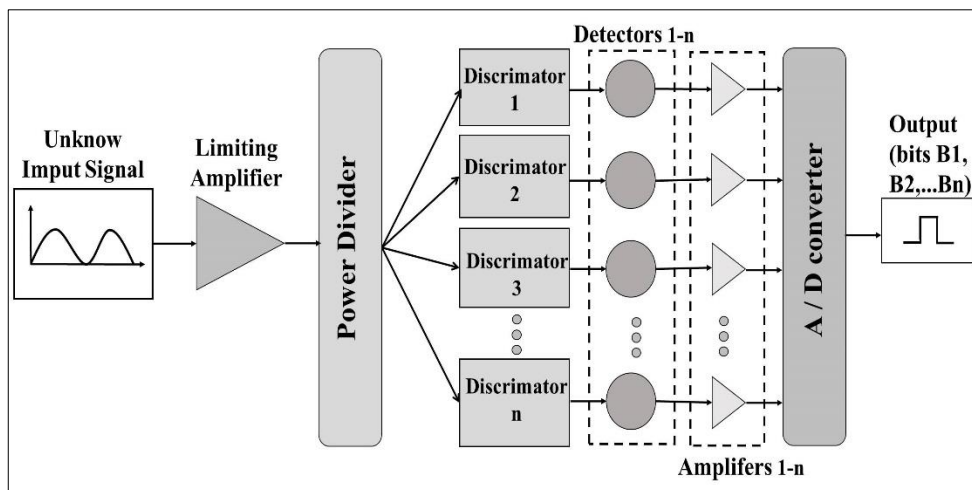
ocorreram com suporte fotônico. Já em [33] os dispositivos de onda acústica de superfície são usados nos sistemas IFM.

3.1 ARQUITETURA DE UM DISCRIMINADOR DIGITAL DE FREQUÊNCIAS SIMPLES E DISCRIMINADOR PROPOSTO PARA A DISSERTAÇÃO.

Os receptores IFM convencionais apresentam diversos componentes, dentre eles, amplificador limitador, detectores, divisor de potência, interferômetros e conversor analógico-digital. O elemento essencial desses sistemas são os discriminadores de frequência, que têm como função determinar a frequência do sinal de entrada, analógico. Uma variedade de sistemas discriminadores foi apresentada na literatura para uso em sistemas IFM, como podemos observar em [34], no qual um interferômetro usando um microcontrolador de baixo custo é apresentado, em [35], baseado em um filtro multibanda e em [36] onde um novo e compacto interferômetro baseado no conceito fractal são apresentados. Na

Figura 18 temos um exemplo em diagrama de blocos de uma arquitetura para os sistemas IFM convencionais. Nela, seus componentes são divididos em blocos individuais e um sinal desconhecido é recebido na entrada do sistema e após a passagem pelos estágios seguintes, um sinal digital é obtido na sua saída.

Figura 18: Arquitetura dos sistemas IFM convencionais.



Fonte: Acervo do autor.

O primeiro elemento do sistema é o amplificador limitador, que representa um filtro passa-faixa. Esse filtro é sintonizado na banda de operação do sistema em execução. Seu objetivo é proporcionar um ganho alto ao sinal, que conseqüentemente contribuirá para o aumento da sensibilidade do receptor, além de minimizar o efeito da entrada simultânea de sinais com frequências diferentes daquelas para qual o dispositivo foi projetado, pois, conforme podemos observar na entrada do sistema, o sinal é desconhecido.

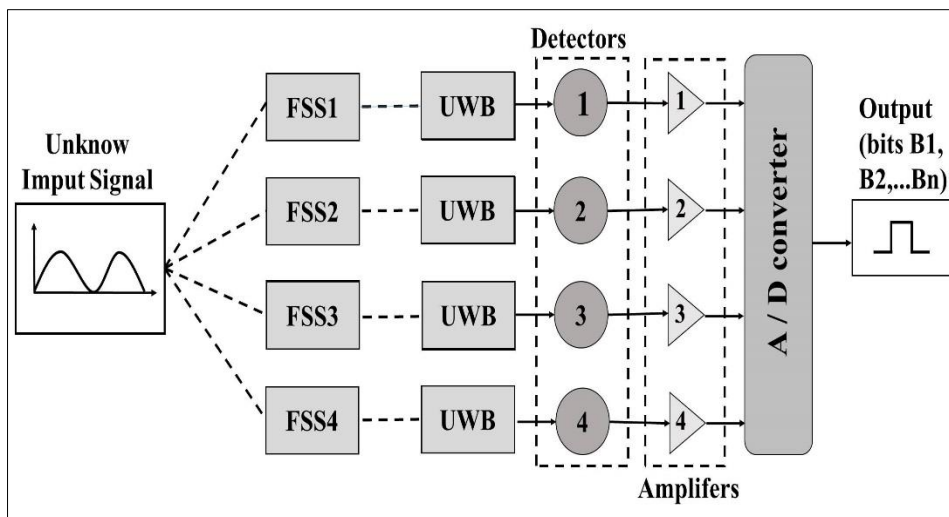
O segundo elemento em sequência são os divisores, no qual tem a função de dividir o sinal desconhecido e já amplificado e transmitir a fase seguinte.

O próximo estágio, representado pelos discriminadores, são constituídos pelos elementos que são os pontos de estudo principais dos artigos, como por exemplo, em [36] no qual temos os interferômetros como elemento que o compõem.

O penúltimo elemento do sistema é composto pelos detectores, que são os responsáveis pela detecção quadrática desses sinais. É nesse estágio que o sistema fornece uma tensão DC aos amplificadores e seguidamente aos conversores A/D, último estágio do sistema. Por fim é no último estágio que haverá a análise dos níveis de tensão vindo dos detectores com um nível de referência V_{NL} , no qual o nível lógico “0” será representado quando a tensão do detector ficar abaixo do V_{NL} e nível lógico “1” representado quando a tensão do detector ficar acima V_{NL} . Na prática, as tensões de referência nos discriminadores não precisam ser iguais. Nos capítulos posteriores uma maior explanação desse assunto será discutida.

Será proposto nessa dissertação um novo arranjo para os sistemas discriminadores de frequência, com o emprego das superfícies seletivas em frequência (FSS), antenas UWB e um conversor analógico-digital, como componentes principais, conforme podem ser observados na Figura 19.

Figura 19: Arquitetura proposta para o sistema IFM.



Fonte: Acervo do autor.

Para se obter uma conversão digital, vários discriminadores (1...n) deverão ser colocados em paralelo e um nível limite (V_{NL}) de potência é fixado para a conversão digital. No caso dessa dissertação, quatro FSS serão colocadas em paralelo para obtenção do sinal na saída do conversor A/D. Já em [36], um conjunto de interferômetros foram colados em paralelo para o resultado esperado ser obtido. Cada FSS (1-4) será responsável por um bit da palavra digital da saída do sistema. Para um sistema que apresente N bits, ou seja, com N FSS, teremos a capacidade de identificar 2^n sub-bandas dentro da banda de projeto.

A frequência de resolução (f) é dada por [36]:

$$f = \frac{BW}{2^n} \quad (4)$$

em que $BW (= f_{m\acute{a}x} - f_{m\acute{i}n})$ representa a largura de banda do sistema.

No caso do sistema proposto para essa dissertação, para o valor de f teremos: $BW (= f_{m\acute{a}x} - f_{m\acute{i}n}) = 8,75 \text{ GHz} - 3,21 \text{ GHz} = 5,54 \text{ GHz}$ e o valor de 2^n será igual a $2^4=16$, conforme já explanado anteriormente. Logo o valor teórico da frequência de resolução do sistema será igual a aproximadamente $f = 5,54/16 \simeq 346 \text{ MHz}$. No entanto

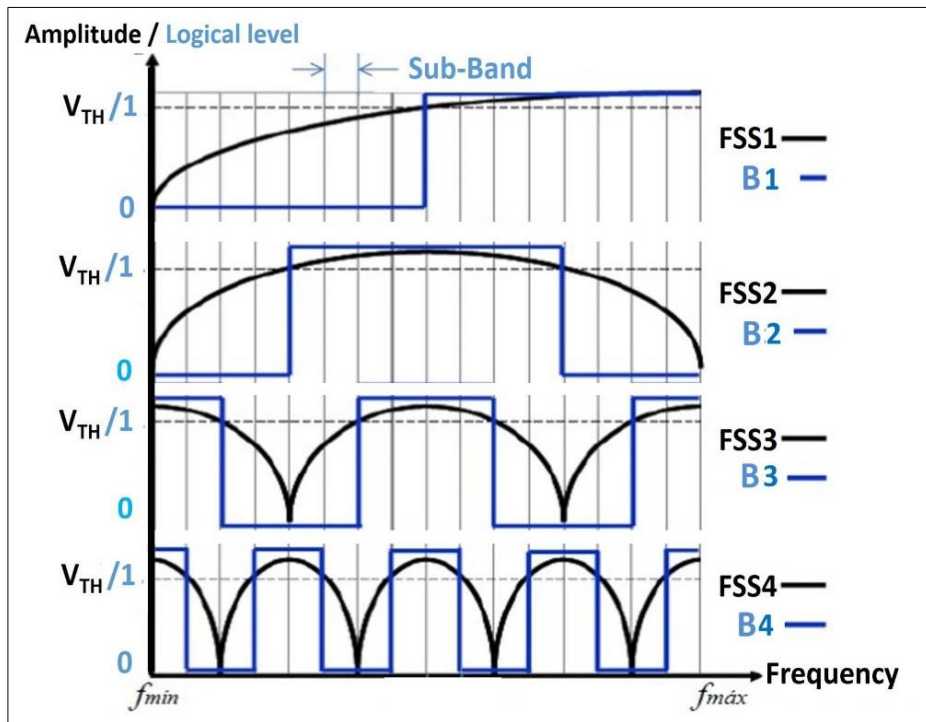
veremos nos capítulos posteriores que esse valor, encontrado na simulação e na medição do sistema, apresentou pequenos deslocamentos.

Os sistemas IFM simples dividem sua banda de operação em sub-bandas menores. Cada uma dessas sub-bandas é associada a uma e somente uma palavra de um código binário.

A Figura 20 mostra as respostas em frequência esperadas para os discriminadores de um sistema IFM simples de 4 bits de saída e capacidade de identificação de 16 sub-bandas e as saídas esperadas para o conversor A/D. V_{NL} é o limiar de amplitude que diferencia o nível lógico alto do baixo, ou seja, sinais de amplitude maior que V_{NL} convencionou-se como sendo nível lógico alto (1) e sinais de amplitude menor que V_{NL} , como sendo nível lógico baixo (0). B1, B2, B3 e B4 são as saídas digitais do conversor A/D referentes às respostas em frequência das curvas das FSS 1-4, respectivamente. B1 é o bit menos significativo da palavra digital binária, e B4 o mais significativo. Quando um sistema fornece uma palavra digital binária igual a “1110”, por exemplo, significa que a frequência do sinal de entrada está na décima sub-banda do sistema. Assim, de posse de qualquer palavra binária resultante da saída do sistema, consegue-se determinar em qual das 16 sub-bandas de frequência se localiza o sinal de entrada. O código binário resultante está mostrado na Fonte: Acervo do autor.

Tabela 2.

Figura 20: Respostas em frequência teórica para o sistema IFM de 4 bits com suas saídas digitais.



Fonte: Acervo do autor.

Tabela 2: Código Binário e suas 16 Sub-Bandas / Palavra Digital

B1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
B2	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
B3	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1
B4	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
SUB-BANDS	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15

Fonte: Acervo do autor.

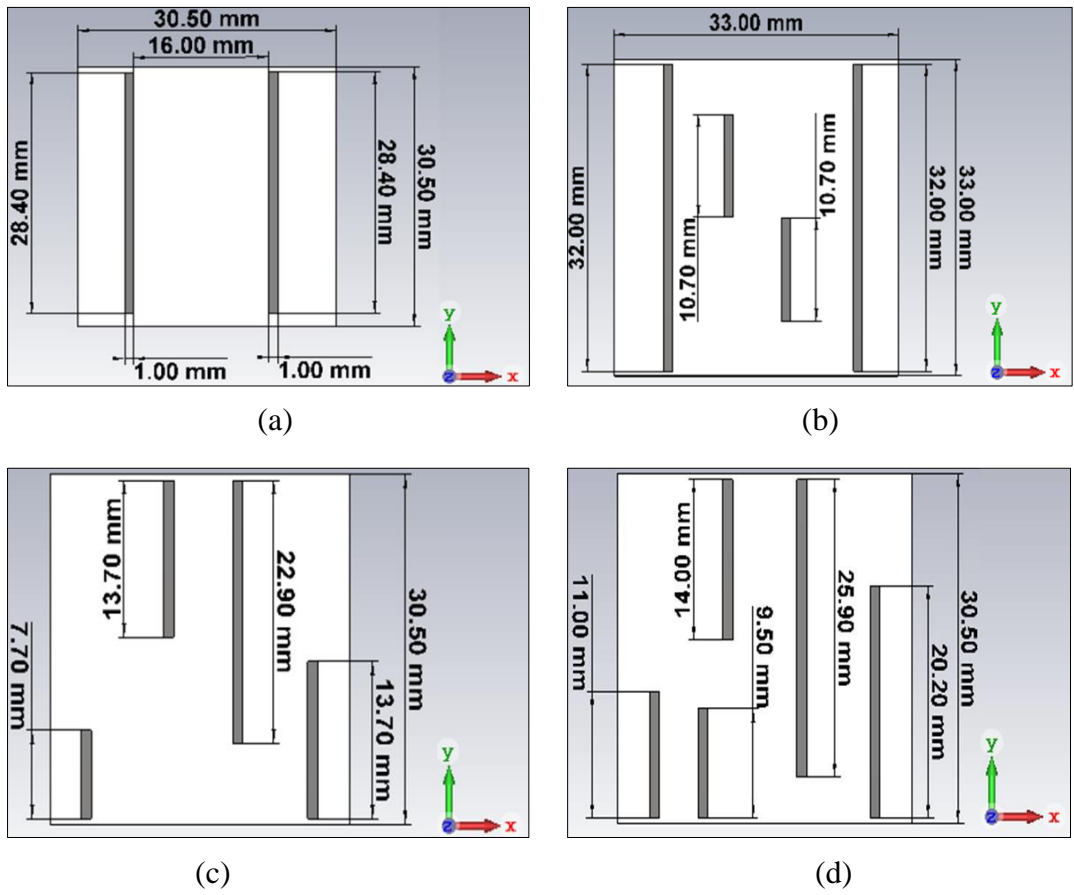
4 DESIGN E FABRICAÇÃO DAS FSS

Uma nova geometria para as FSS baseada em dipolos [7] é proposta. As FSS diferenciam-se quanto à posição e tamanho dos dipolos, na qual foram, por meio de simulações, determinadas para a formação dos códigos binários, que serão associados às palavras binárias de cada uma das 16 sub-bandas de frequência. Esses tamanhos são ajustáveis independentes uns dos outros, e, alterando os parâmetros correspondentes, fornecem as frequências de ressonâncias requeridas para o projeto. O sistema foi projetado para operar na faixa entre 3,21 GHz a 8,75 GHz, ou seja, com uma largura de banda de 5,54 GHz.

A Figura 21 apresenta as células unitárias propostas para as quatro FSS (1-4) com as suas respectivas geometrias (tamanho, largura dos dipolos e distancias entre si). Conforme visto nos capítulos anteriores, essas características, assim como o dielétrico escolhido irão influenciar no valor da frequência de ressonância do sistema. Dielétrico disponível comercialmente, as FSS foram impressas no substrato FR-4 por apresentarem boa estabilidade elétrica e mecânica com baixas perdas dielétricas. Apresenta espessura $h = 1$ mm, permissividade relativa $\epsilon_r = 4,3$ e tangente de perdas $\tan\delta = 0,025$.

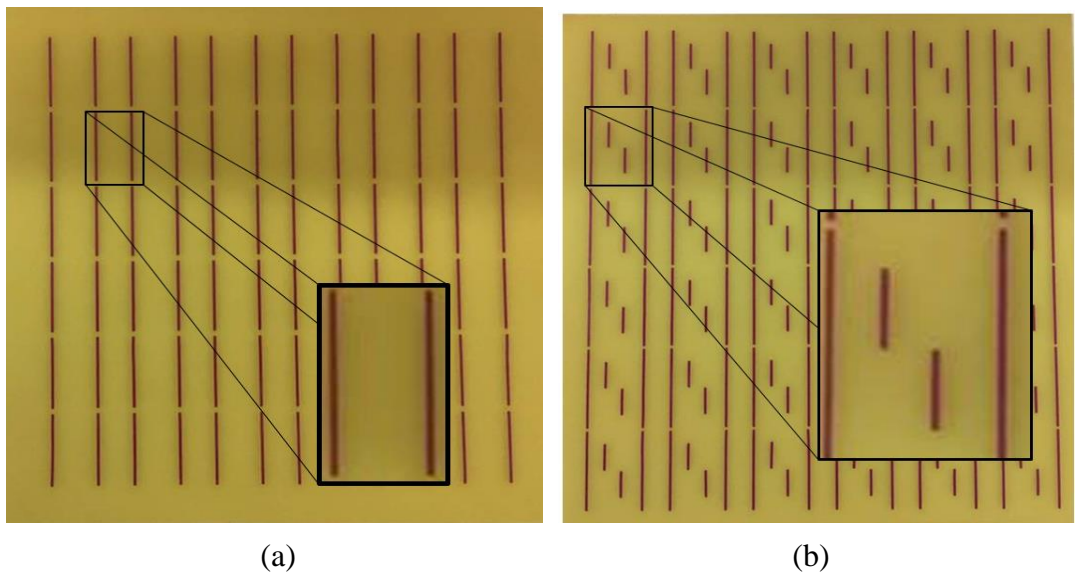
Utilizando técnicas de circuito impresso, por meio do procedimento de fixação de adesivos e posteriormente corrosão com percloro de ferro, as FSS foram fabricadas e medidas no Laboratório de Medidas em Micro-Ondas do GTEMA/IFPB (Instituto Federal da Paraíba). As dimensões das FSS são 21 cm x 21 cm e os protótipos das FSS fabricadas são mostrados na Figura 22.

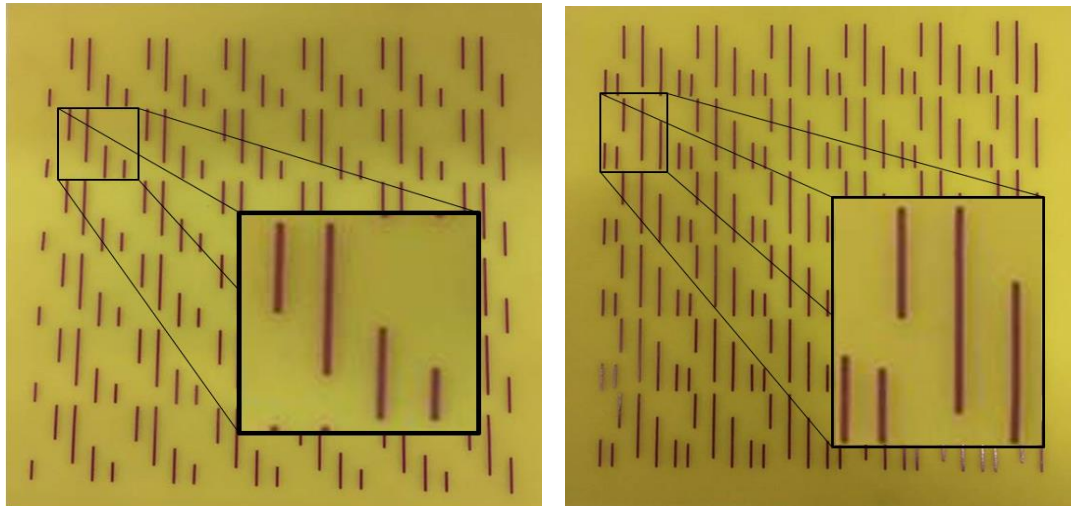
Figura 21: Geometria das células unitárias para as FSS propostas. (a) FSS1. (b) FSS2. (c) FSS3. (d) FSS4.



Fonte: Acervo do autor.

Figura 22: Fotografia das FSS fabricadas. (a) FSS1. (b) FSS2. (c) FSS3. (d) FSS4.





(c)

Fonte: Acervo do autor.

(d)

Nas Figura 21 e Figura 22, letra a, é mostrado a FSS1. Nela podemos observar a existência de dois dipolos de tamanhos iguais. Respectivamente, na letra b temos a FSS2 que apresenta quatro dipolos, tendo dois pares de tamanhos iguais. Na letra c, a FSS3, que é constituída por quatro dipolos de tamanhos diferentes e por fim na letra d é apresentado a FSS4, que é composta por cinco dipolos de tamanhos diferentes.

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

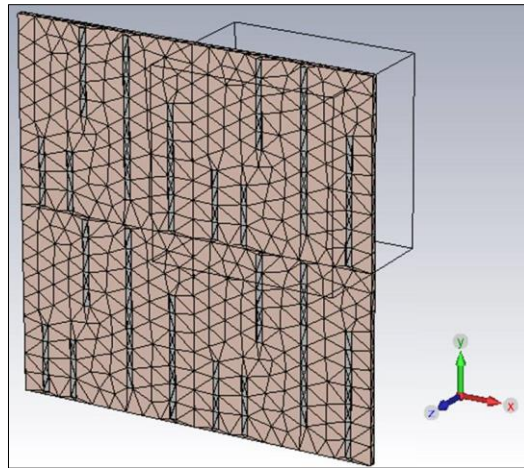
Neste capítulo serão mostrados e discutidos os resultados simulados obtidos com o *software CST Microwave Studio* em comparação com os resultados medidos para o sistema proposto, composto pelas quatro FSS fabricadas. Discussões acerca das pequenas diferenças entre as curvas simuladas e medidas serão apresentadas.

5.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O *software* de simulação eletromagnética, *CST Microwave Studio*, foi utilizado para o desenvolvimento dos dispositivos e as simulações das estruturas. O *software* aplica o Método do Elemento Finito para respostas no domínio da frequência, aproximando todos os volumes simulados em uma estrutura por tetraedros. Na Figura 23 é mostrada a estrutura da FSS4 com a função “Mesh View” do *software* CST ativada, na qual a célula que será simulada foi multiplicada, por se tratar de uma estrutura periódica, e todas as células foram aproximadas em uma estrutura por tetraedros, conforme supracitado como método.

Em princípio, para obtenção das características requeridas pelo projeto, um nível limiar de potência (V_{NL}) é escolhido para cada sinal das FSSs que, posteriormente, corresponderão aos bits para a conversão analógico-digital (A/D), ou seja, se o sinal analisado estará acima ou abaixo desse nível, observado no sistema IFM proposto na Figura 19.

Figura 23: Imagem da função “*Mesh View*” do software CST ativa.



Fonte: Acervo do autor.

As curvas com os resultados simulados, coeficiente de transmissão S_{21} x frequência de operação, serão mostradas a seguir. A

Figura 24 apresenta o resultado simulado para a FSS1. O nível limite de potência foi estabelecido em **-4dB**, assim sinais entre 3,21 GHz e 5,55 GHz terão nível lógico “0” e entre 5,55 GHz e 8,75 GHz, nível lógico “1” na saída do sistema conversor analógico/digital representado pela Tabela 2 e consequentemente dois níveis diferentes potência.

A Fonte: Acervo do autor.

Figura 26 apresenta o resultado simulado para a FSS2. O nível limite de potência foi estabelecido em **-4dB**, assim sinais entre 3,21 GHz e 4,435 GHz terão nível lógico “0”, entre 4,435 GHz e 7,31 GHz, nível lógico “1” e entre 7,31 GHz e 8,75 GHz nível lógico “0”, consequentemente três níveis de potência; a Figura 29 apresenta os resultados para a FSS3 com nível limite de potência estabelecido em **-3dB**, logo sinais entre 3,21 GHz e 3,85 GHz terão nível lógico “1”, entre 3,85 GHz e 4,86 GHz, nível lógico “0”, entre 4,86 GHz e 6,5 GHz nível lógico “1”, entre 6,5 GHz e 7,85 GHz nível lógico “0” e entre 7,85 GHz e

8,75 GHz nível lógico “1”, assim sendo, teremos cinco níveis de potência e pôr fim temos a Figura 32 representando o resultado para a FSS4 com nível limite de potência estabelecido em **-5dB**, logo sinais entre 3,21 GHz e 3,55 GHz terão nível lógico “1”, entre 3,55 GHz e 4,12 GHz, nível lógico “0”, entre 4,12 GHz e 4,73 GHz nível lógico “1”, entre 4,73 GHz e 5,14 GHz, nível lógico “0”, entre 5,14 GHz e 6,15 GHz nível lógico “1”, entre 6,15 GHz e 7,10 GHz, nível lógico “0”, entre 7,10 GHz e 7,55 GHz nível lógico “1”, entre 7,55 GHz e 8,51 GHz nível lógico “0” e entre 8,51 GHz e 8,75 GHz nível lógico “1”, em consequência nove níveis de potência serão apresentados. Conforme informado por [29], não é necessário que os níveis limite de potência das FSS sejam iguais, haja vista que as FSS são independentes no processo de recepção do sinal de entrada.

A Tabela 3 mostra as sub-bandas identificadas baseadas nas respostas de simulação do sistema formado pelas quatro FSS propostas. A maior parte das sub-bandas apresentam uma largura de aproximadamente 300 MHz. Devido a pequenos deslocamentos de frequência, algumas sub-bandas foram prejudicadas e/ou superdimensionadas, apresentando valores menores que 300 MHz ou valores maiores que esse. No entanto, as 16 sub-bandas foram identificadas, apresentando, em geral, bons resultados. Assim, quando um sistema fornece uma palavra digital binária igual a “1111”, por exemplo, significa que a frequência do sinal de entrada está na nona sub-banda do sistema, numa faixa de frequência entre os valores 5,55 GHz e 6,15 GHz, consequentemente com uma largura de banda de 600 MHz.

A Figura 25 mostra a densidade de corrente da FSS 1 para a frequência de ressonância 4,164 GHz, conforme podemos observar seu valor no gráfico da

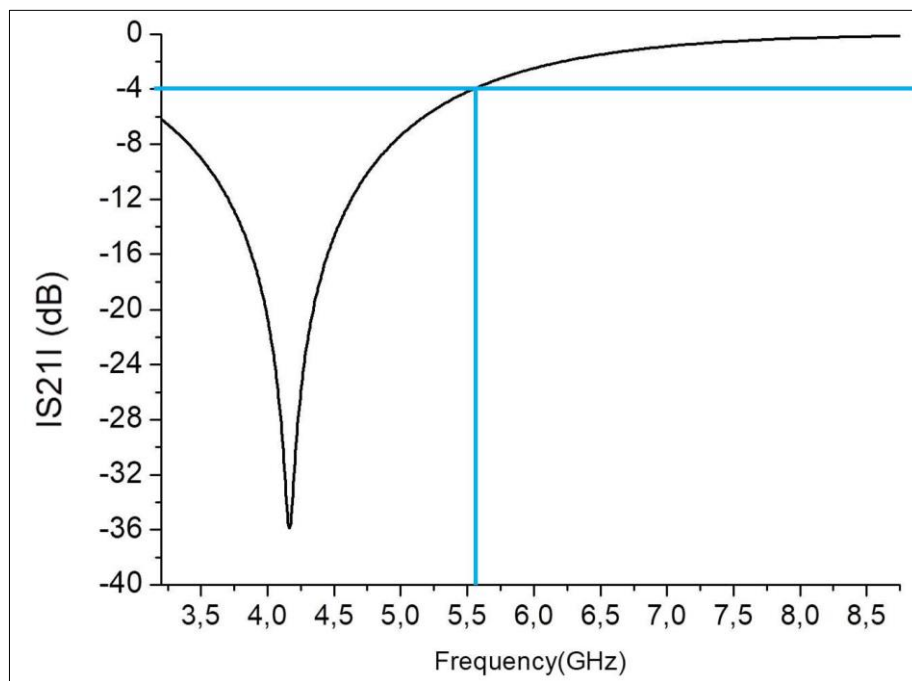
Figura 24.

As Figuras 27 e 28 mostram as densidades de corrente da FSS 2 para as frequências de ressonâncias de 3,42 GHz e 8,1 GHz, respectivamente.

As Figuras 30 e 31 mostram as densidades de corrente da FSS 3 para as frequências de ressonâncias de 4,516 GHz e 7,3 GHz, respectivamente.

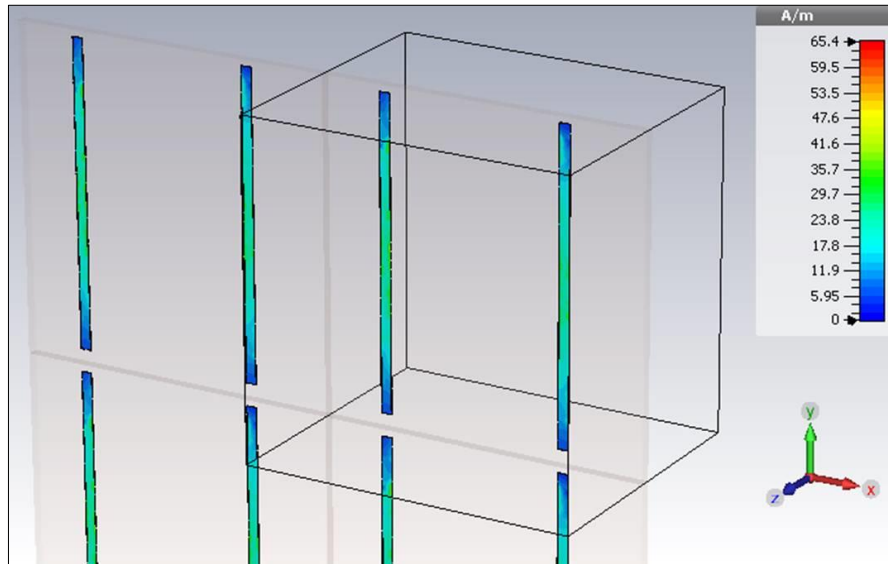
E por fim as Figuras de 33 a 36 mostram as densidades de corrente da FSS 4 para as frequências de ressonâncias de 3,948 GHz, 4,94 GHz, 6,732 GHz e 8,012 GHz, respectivamente.

Figura 24: Resultado simulado para a FSS1.



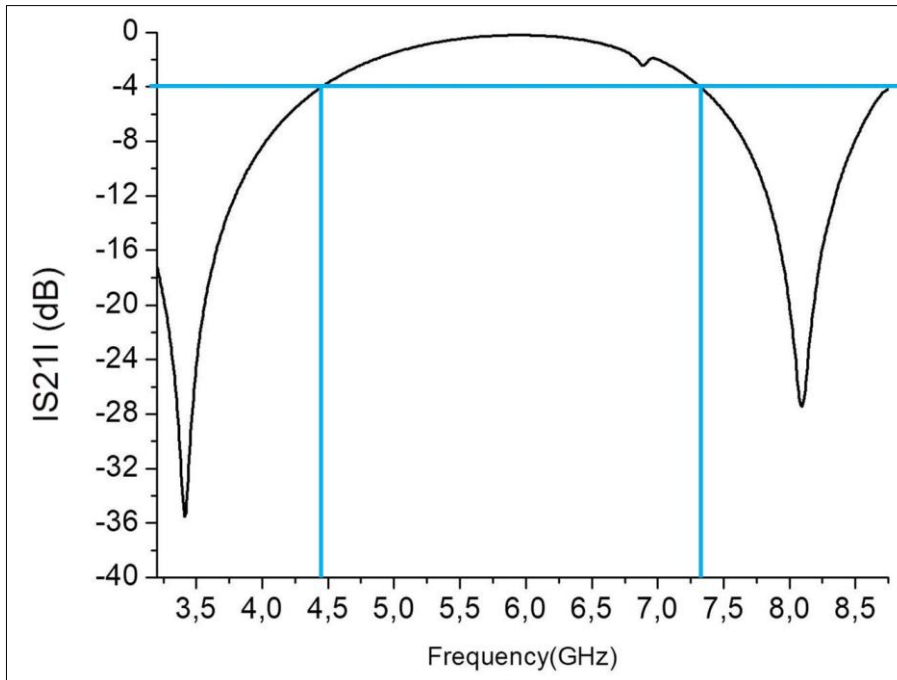
Fonte: Acervo do autor.

Figura 25: Distribuição da densidade de corrente na frequência de ressonância $f_r = 4,164$ GHz da FSS1.



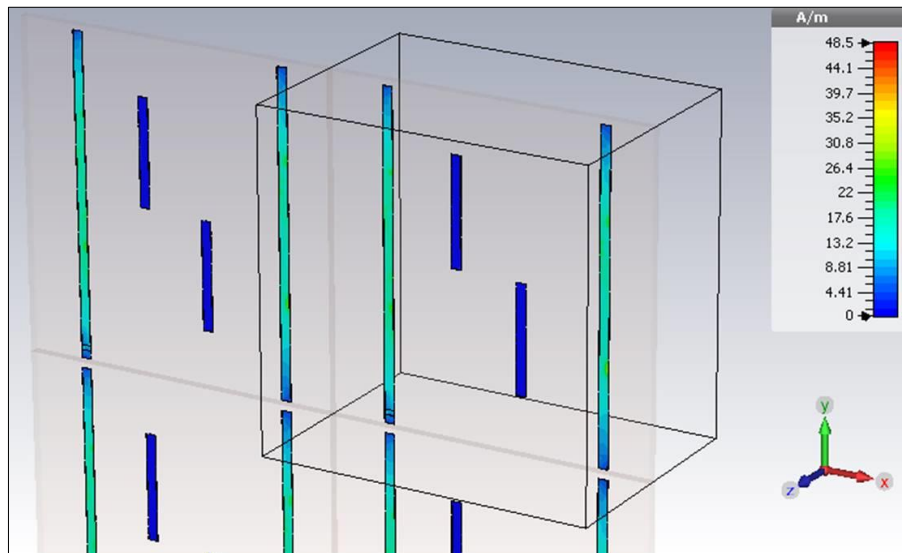
Fonte: Acervo do autor.

Figura 26: Resultado simulado para a FSS2.



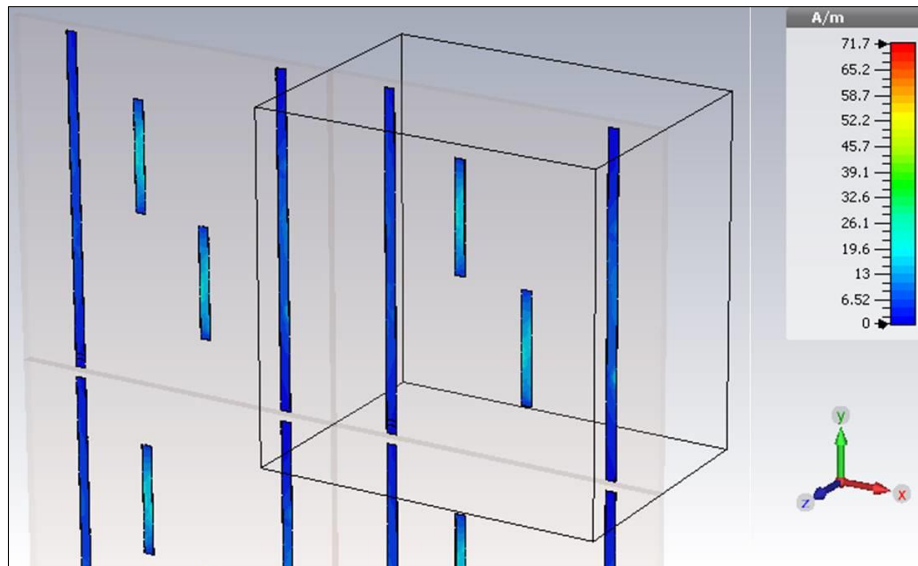
Fonte: Acervo do autor.

Figura 27: Distribuição da densidade de corrente na frequência de ressonância $f_r = 3,42$ GHz da FSS2.



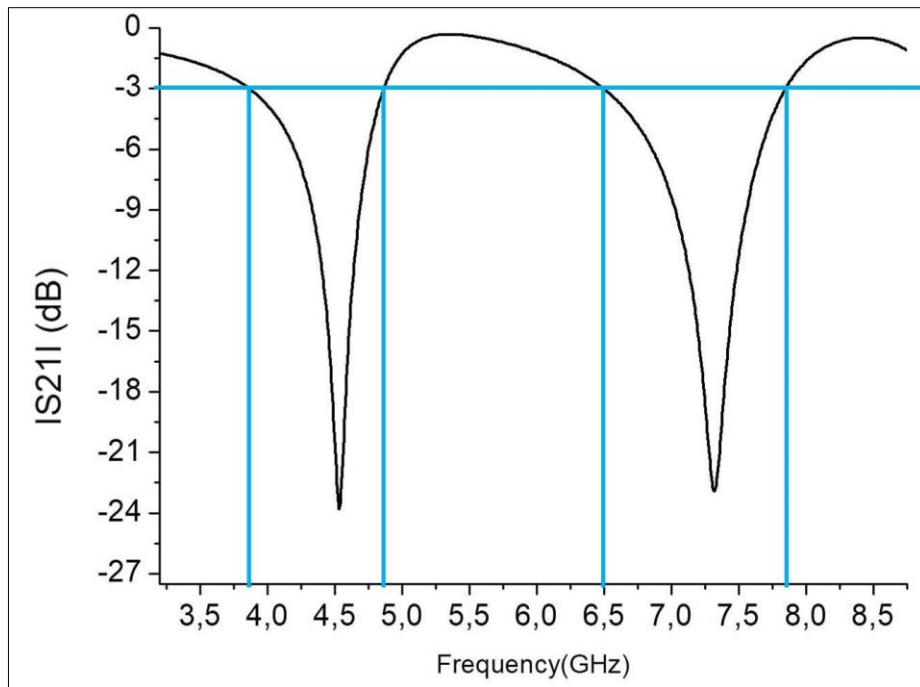
Fonte: Acervo do autor.

Figura 28: Distribuição da densidade de corrente na frequência de ressonância $f_r = 8,1$ GHz da FSS2.



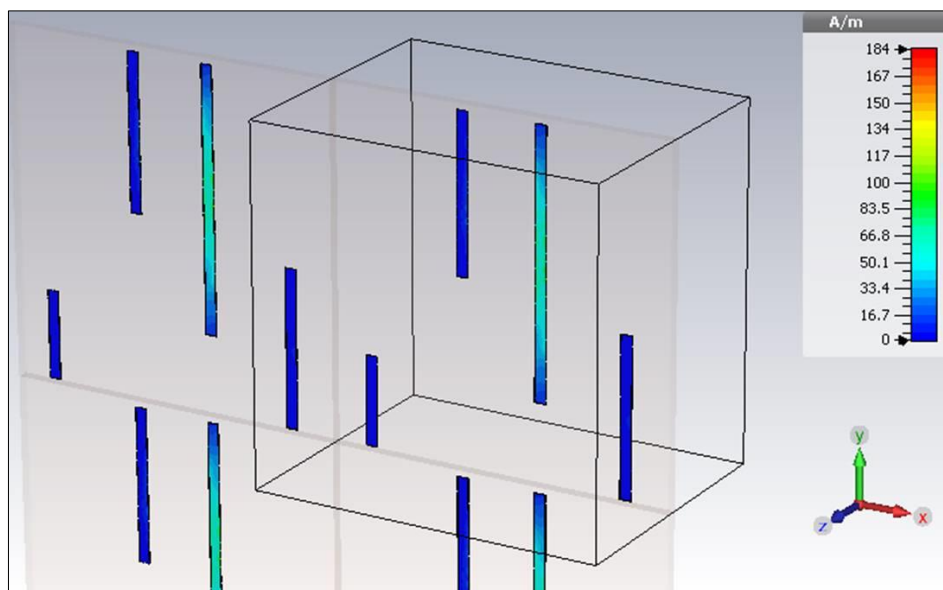
Fonte: Acervo do autor.

Figura 29: Resultado simulado para a FSS3.



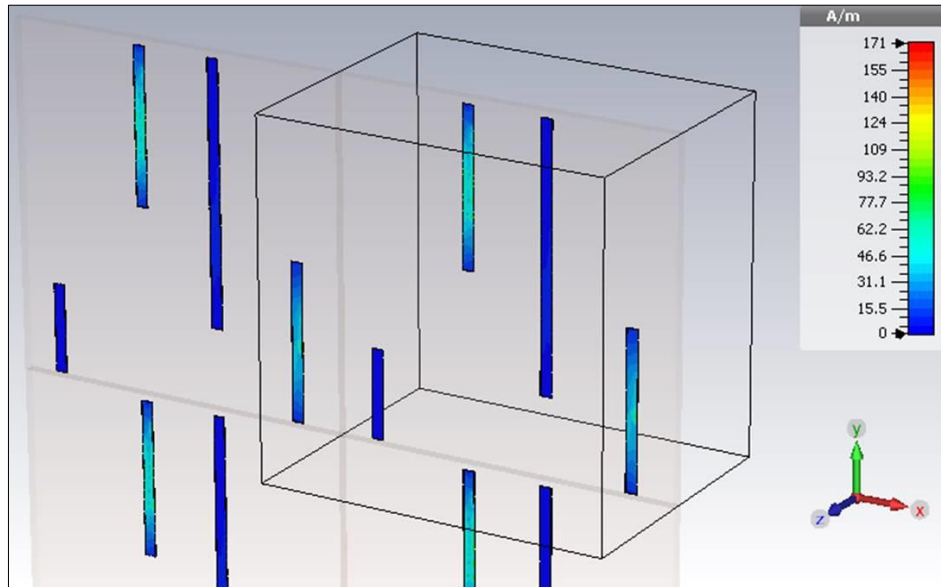
Fonte: Acervo do autor.

Figura 30: Distribuição da densidade de corrente na frequência de ressonância $f_r = 4,516$ GHz da FSS3.



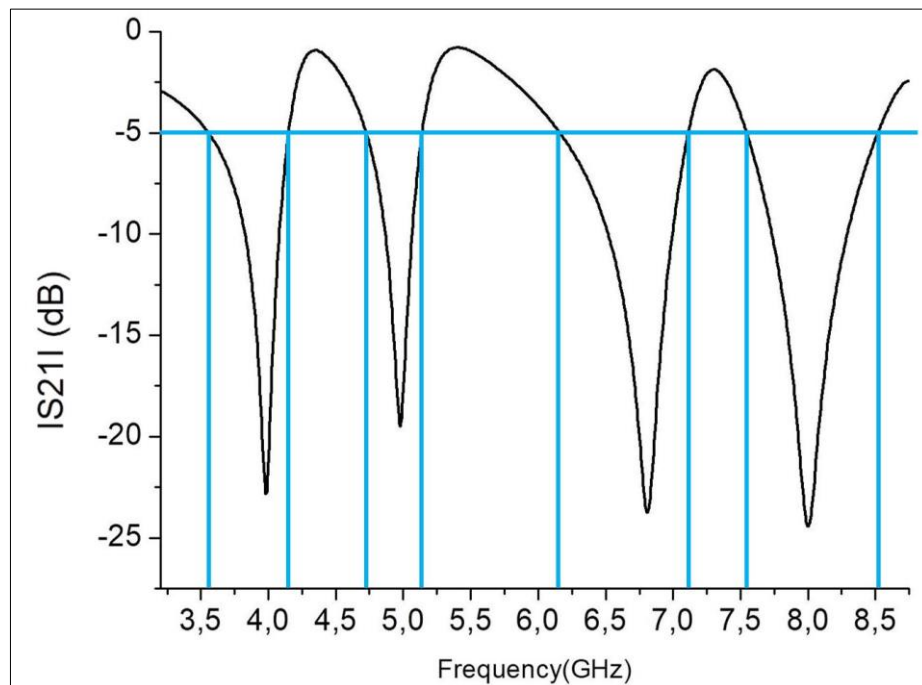
Fonte: Acervo do autor.

Figura 31: Distribuição da densidade de corrente na frequência de ressonância $f_r = 7,3$ GHz da FSS3.



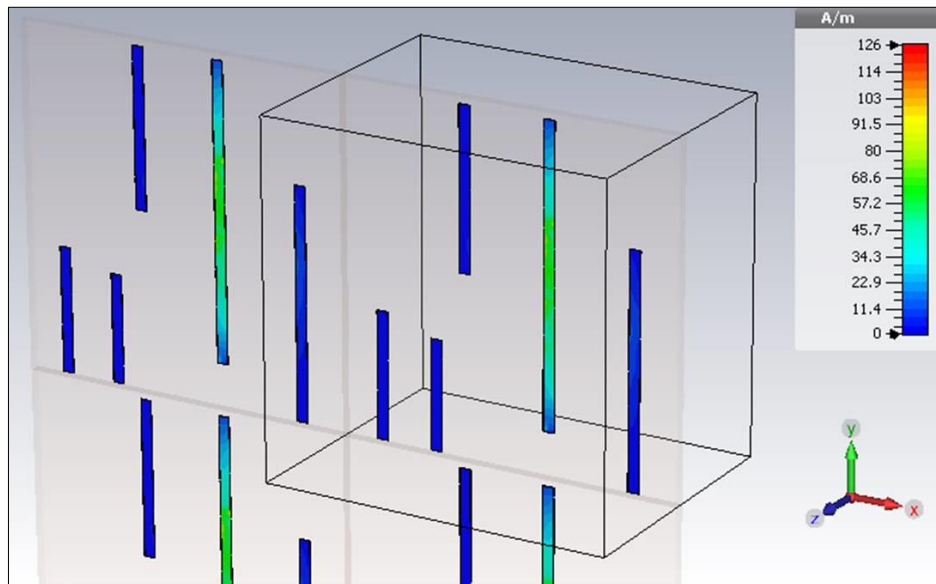
Fonte: Acervo do autor.

Figura 32: Resultado simulado para a FSS4.



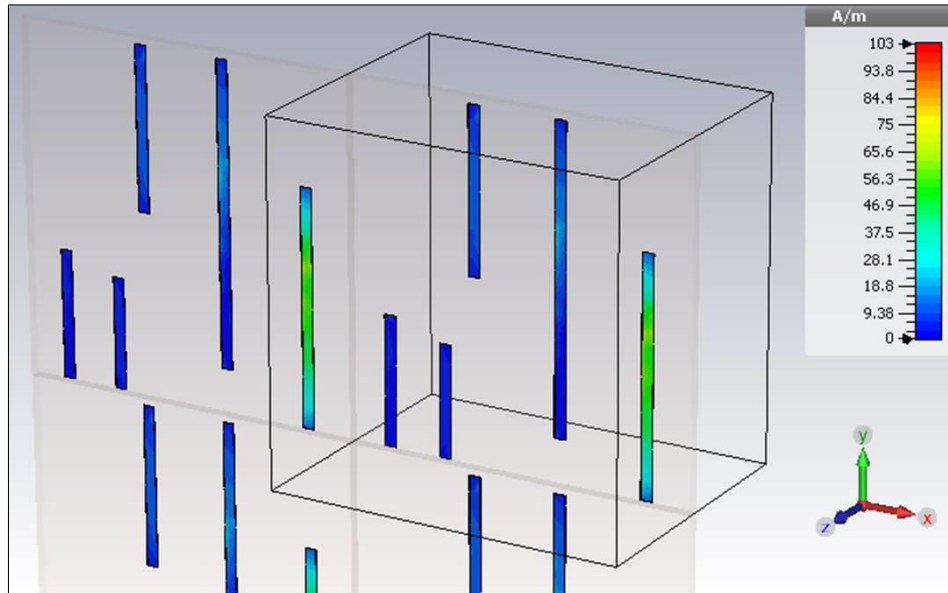
Fonte: Acervo do autor.

Figura 33: Distribuição da densidade de corrente na frequência de ressonância $f_r = 3,948$ GHz da FSS4.



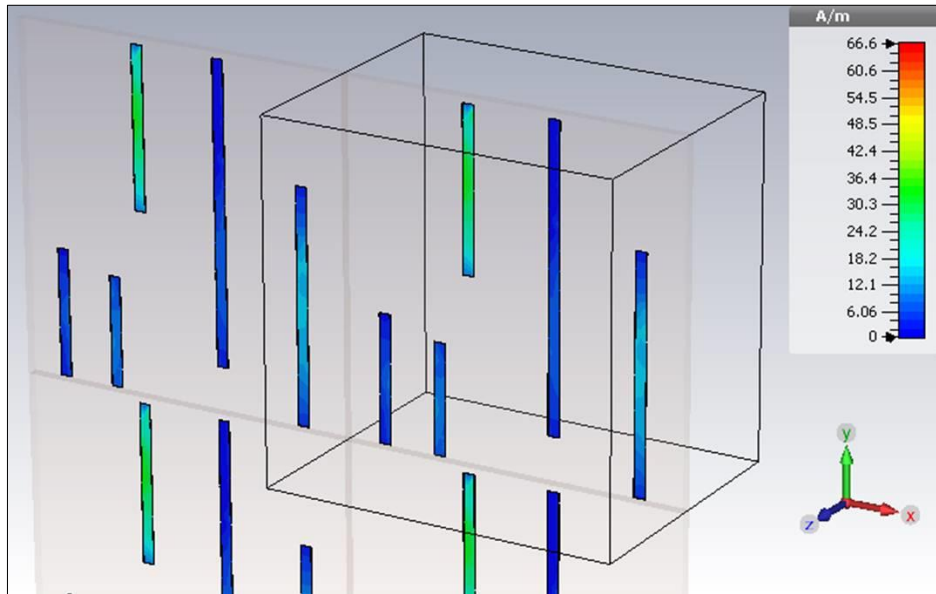
Fonte: Acervo do autor.

Figura 34: Distribuição da densidade de corrente na frequência de ressonância $f_r = 4,94$ GHz da FSS4.



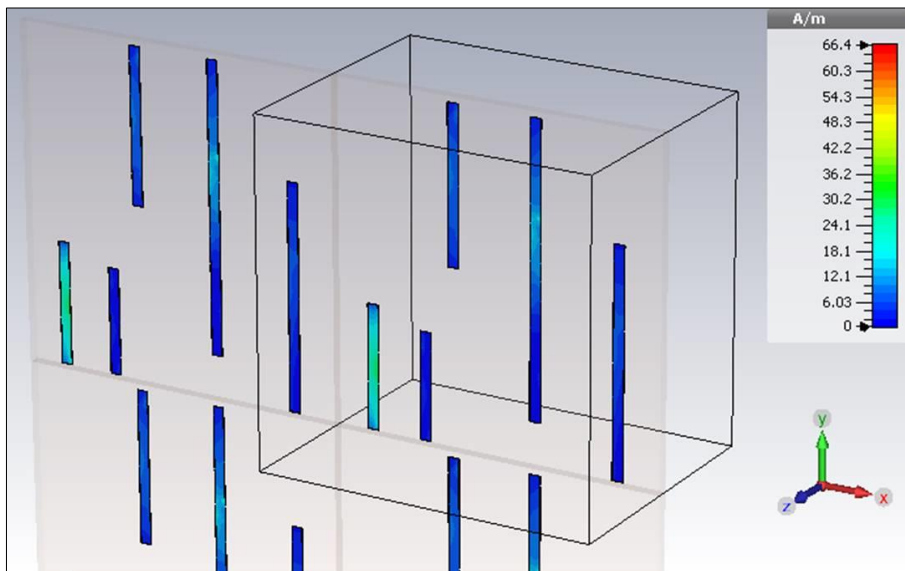
Fonte: Acervo do autor.

Figura 35: Distribuição da densidade de corrente na frequência de ressonância $f_r = 6,732$ GHz da FSS4.



Fonte: Acervo do autor.

Figura 36: Distribuição da densidade de corrente na frequência de ressonância $f_r = 8,012$ GHz da FSS4



Fonte: Acervo do autor.

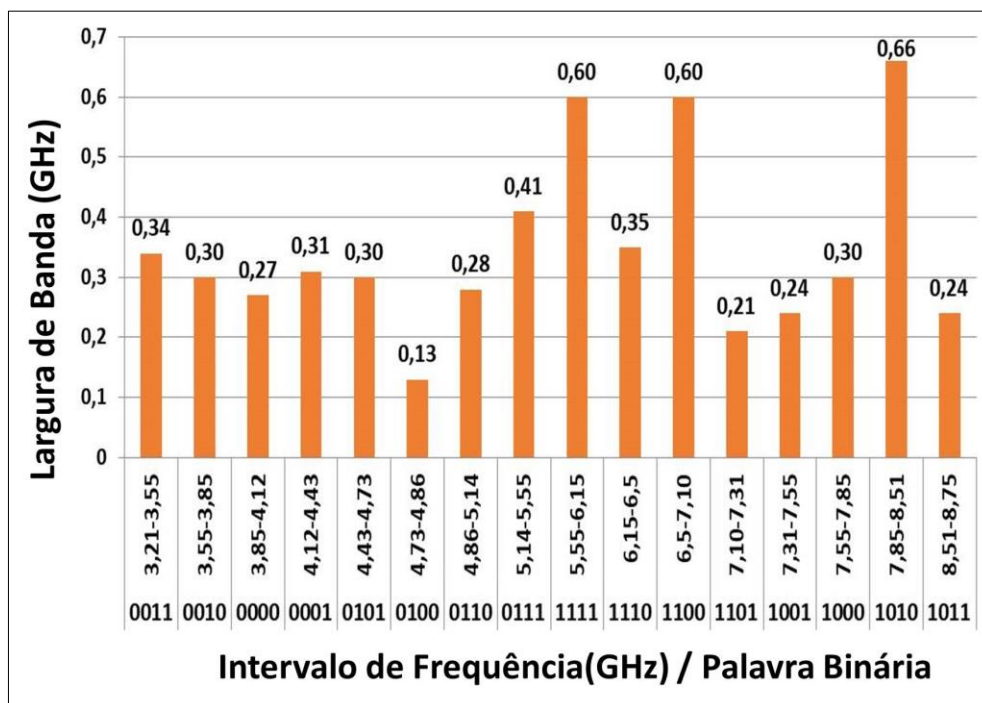
Tabela 3: Sub-bandas identificadas e Palavras Digitais das quatro FSS propostas obtidas a partir dos resultados **simulados**.

SUB-BANDAS	PALAVRAS DIGITAIS	F_{min}-F_{max} (GHz)	LARGURA DE BANDA (GHz)
1	0011	3,21-3,55	0,34
2	0010	3,55-3,85	0,30
3	0000	3,85-4,12	0,27
4	0001	4,12-4,43	0,31
5	0101	4,43-4,73	0,30
6	0100	4,73-4,86	0,13
7	0110	4,86-5,14	0,28
8	0111	5,14-5,55	0,41
9	1111	5,55-6,15	0,60
10	1110	6,15-6,50	0,35
11	1100	6,50-7,10	0,60
12	1101	7,10-7,31	0,21
13	1001	7,31-7,55	0,24
14	1000	7,55-7,85	0,30
15	1010	7,85-8,51	0,66
16	1011	8,51-8,75	0,24

Fonte: Acervo do auto

Na Tabela 4 podemos identificar com maior clareza a relação entre as sub-bandas e suas respectivas palavras binárias, relacionadas com suas larguras de banda.

Tabela 4: Sub-bandas e palavras binárias associadas para o sistema IFM-FSS **simulado**.



Fonte: Acervo do auto

5.2 CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL PARA MEDIÇÃO

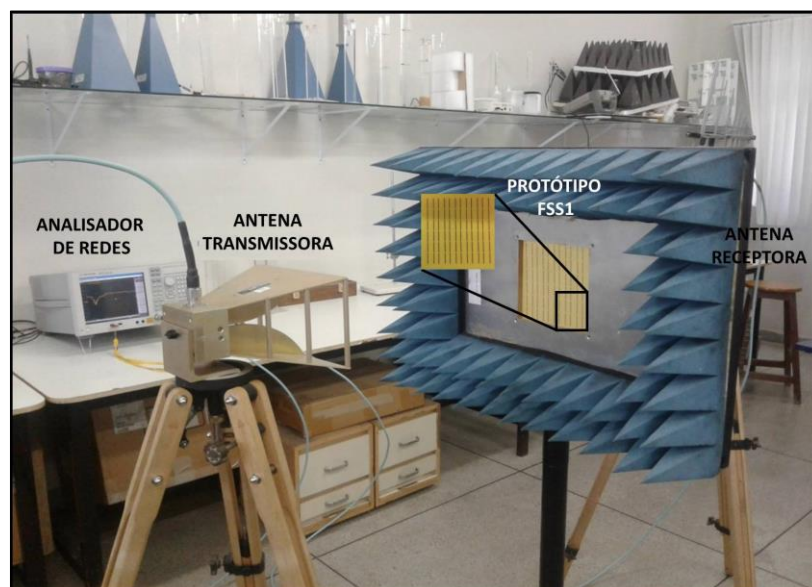
Esta seção apresenta os resultados medidos para as FSS propostas considerando uma incidência normal de uma onda plana polarizada verticalmente. Os resultados experimentais foram obtidos usando um analisador de rede vetorial, Agilent E5071C, e duas antenas cornetas, modelo (Double Ridge Guide Horn Antenna, 700MHz – 18GHz) todos conectados por cabos e adaptadores coaxiais adequados, com a finalidade de medição do módulo do coeficiente de transmissão, $|S_{21}|$. A configuração de medição inclui um painel com um slot de 20cm x 20cm para afixar as FSS, conforme pode ser observada nas Figura 37 e Figura 38.

A fim de garantir uma maior precisão do experimento, a medida do sistema foi obtida por meio de duas etapas: primeiro, para calibração do sistema, dentro da faixa de frequências que se deseja medir o dispositivo, é medido a transmissão sem o protótipo das FSS e logo após, em segundo lugar, o protótipo da FSS é inserido entre as duas antenas, montada no centro do caminho do feixe e as transmissões são medidas e calibradas usando o primeiro resultado. Os absorvedores foram usados para mitigar as reflexões não desejadas.

Com o propósito de padronizar as medições realizadas e garantir que as FSS estivessem na região de campo distante, foi estabelecido um espaçamento fixo entre as duas antenas de 1,2 m.

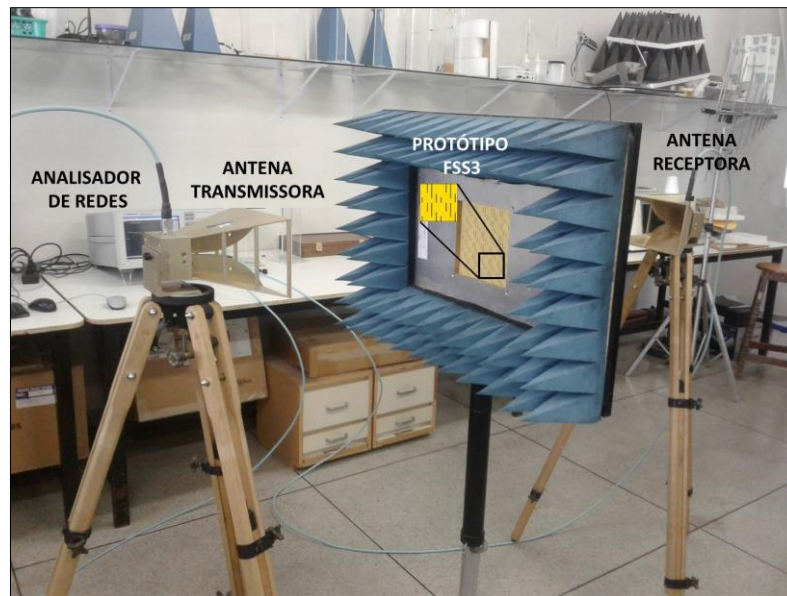
Dois configurações de medição podem ser observadas nas Figura 37 e Figura 38, na qual a primeira representa o conjunto de medição para a FSS1 e a segunda o conjunto de medição para a FSS3. Como o conjunto de medição é idêntico para todas as FSS, foi jugado não necessário apresentar nessa dissertação o conjunto para as medições das FSS 2 e 4.

Figura 37: Medição experimental da FSS1 utilizando o analisador de redes vetorial.



Fonte: Acervo do autor.

Figura 38: Medição experimental da FSS3 utilizando o analisador de redes vetorial.



Fonte: Acervo do autor.

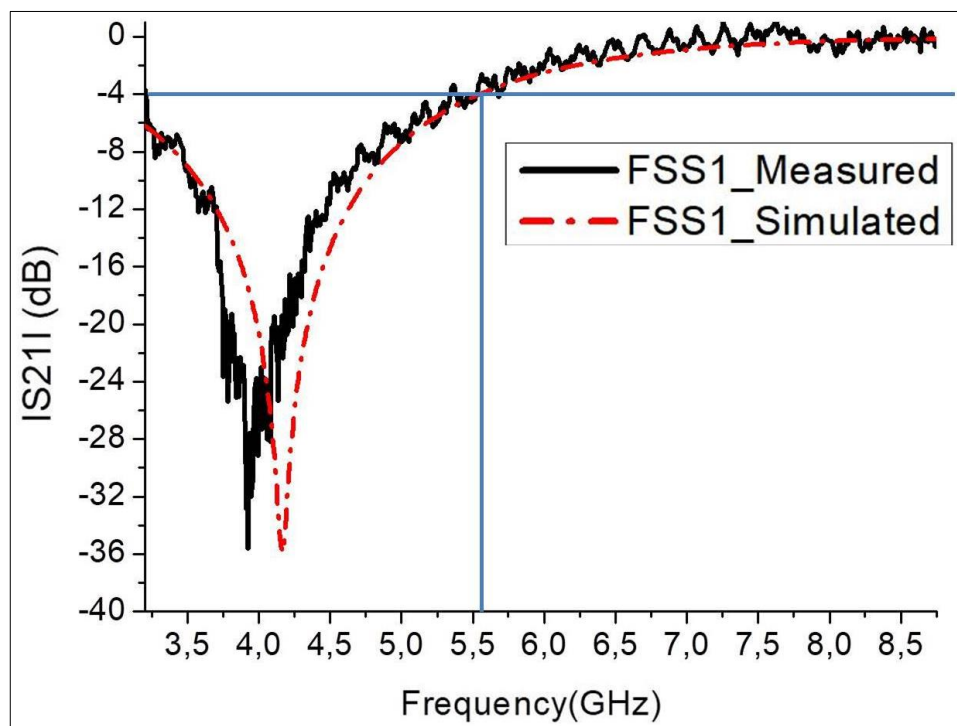
5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

As Figuras de 39 a 50 mostram os resultados experimentais das quatro FSS em comparação com os resultados simulados. Observamos que a FSS1 (Figura 39) e a FSS3 (Figura 43) apresentaram ótima concordância entre os resultados simulado e medido, tendo um pequeno deslocamento, no entanto sem prejuízo para detecção dos bits desejados. Posteriormente, observamos as comparações da FSS2 (Figura 40) e da FSS4 (Figura 44), na qual apresentaram um deslocamento maior.

A Figura 41 apresenta imagem ampliada do primeiro ponto de mudança do nível de potência da FSS2, do nível lógico “0” para o nível “1”, no qual houve um deslocamento de aproximadamente 145 MHz, da curva medida em relação à curva simulada, assim como na Figura 42, também da FSS2, no último ponto do nível “0”, na frequência de 8,75 GHz, houve um deslocamento de aproximadamente 200 MHz, entre as curvas analisadas, conforme podemos observar.

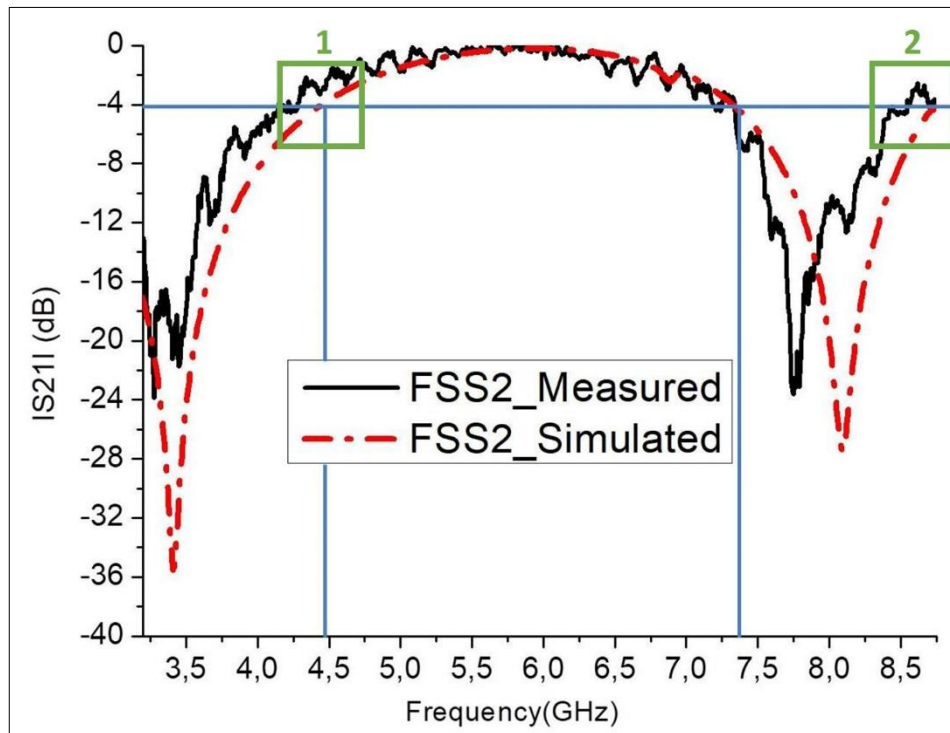
As Figuras de 45 a 50 apresentam respectivamente as ampliações dos pontos de mudança dos níveis de potências, agora para as curvas simuladas e medidas da FSS4, que apresentaram deslocamentos. Para a Figura 45, primeiro ponto, houve um deslocamento de aproximadamente 70 MHz, para a Figura 46, segundo ponto, houve um deslocamento de aproximadamente 50 MHz, para a Figura 47, terceiro ponto, houve um deslocamento de aproximadamente 90 MHz, para a Figura 48, quarto ponto, houve um deslocamento de aproximadamente 100 MHz, para a Figura 49, quinto ponto, houve um deslocamento de aproximadamente 140 MHz e finalmente para a Figura de 50, sexto ponto, houve um deslocamento de aproximadamente 180 MHz, representando os pontos respectivamente da Figura 44. Todos os pontos acima mencionados estão denotados, como retângulos verdes, nas figuras das FSS que os representam.

Figura 39: Comparação entre os resultados medidos e simulados da FSS1.



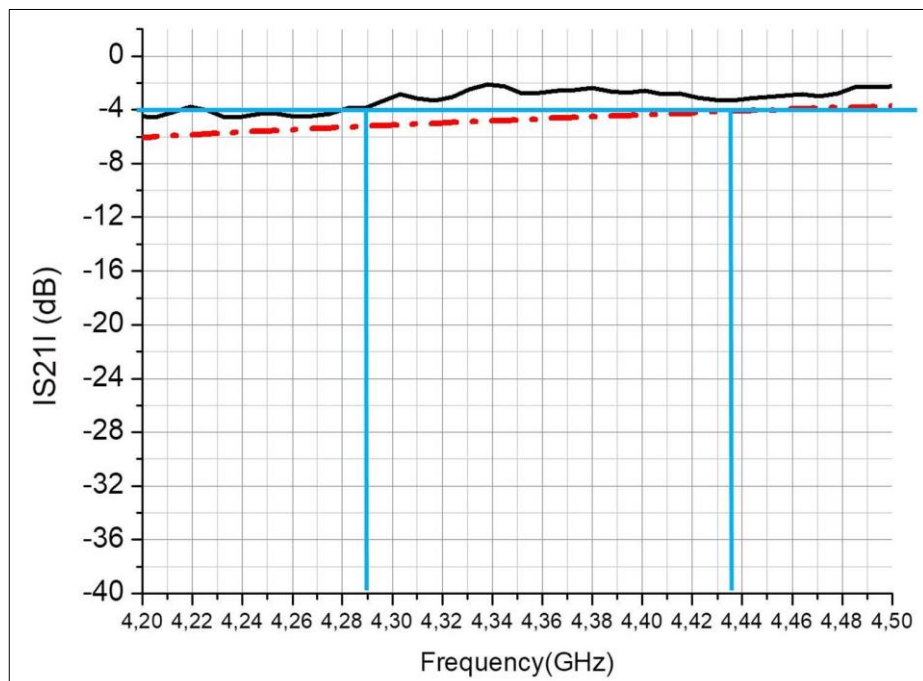
Fonte: Acervo do autor.

Figura 40: Comparação entre os resultados medidos e simulados da FSS2 e identificação dos pontos de deslocamento



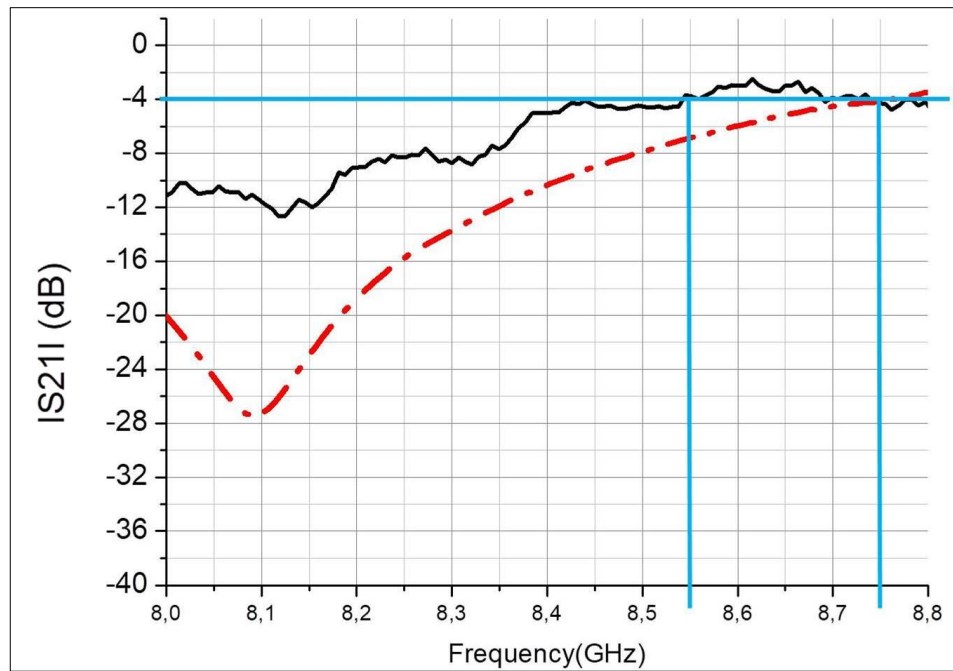
Fonte: Acervo do autor.

Figura 41: Ampliação do ponto 1 da FSS2.



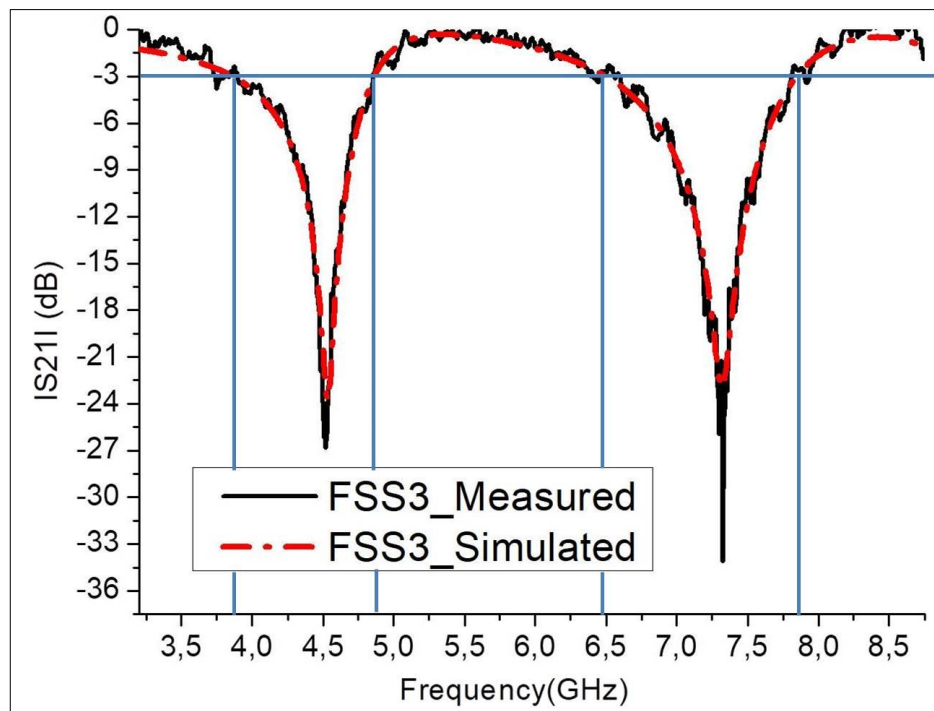
Fonte: Acervo do autor.

Figura 42: Ampliação do ponto 2 da FSS2.



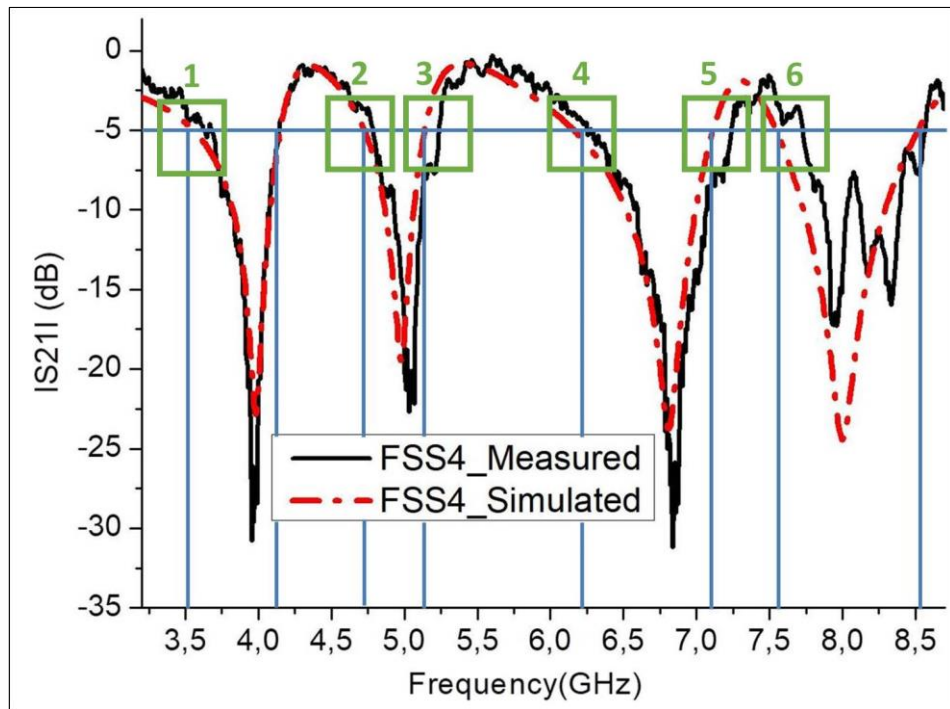
Fonte: Acervo do autor.

Figura 43: Comparação entre os resultados medidos e simulados da FSS3.



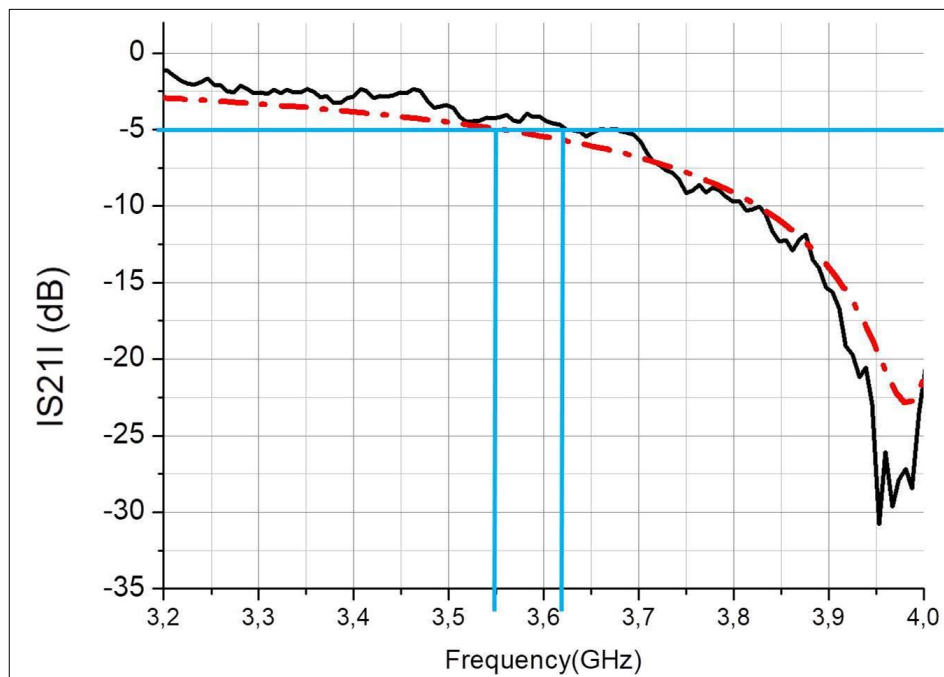
Fonte: Acervo do autor.

Figura 44: Comparação entre os resultados medidos e simulados da FSS4 e identificação dos pontos de deslocamento



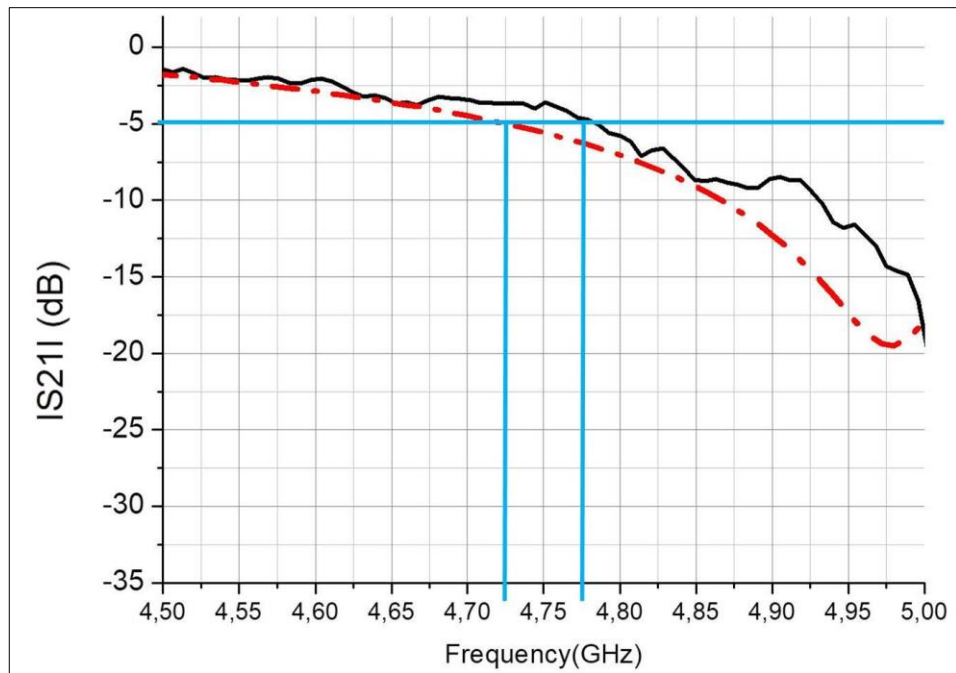
Fonte: Acervo do autor.

Figura 45: Ampliação do ponto 1 da FSS4.



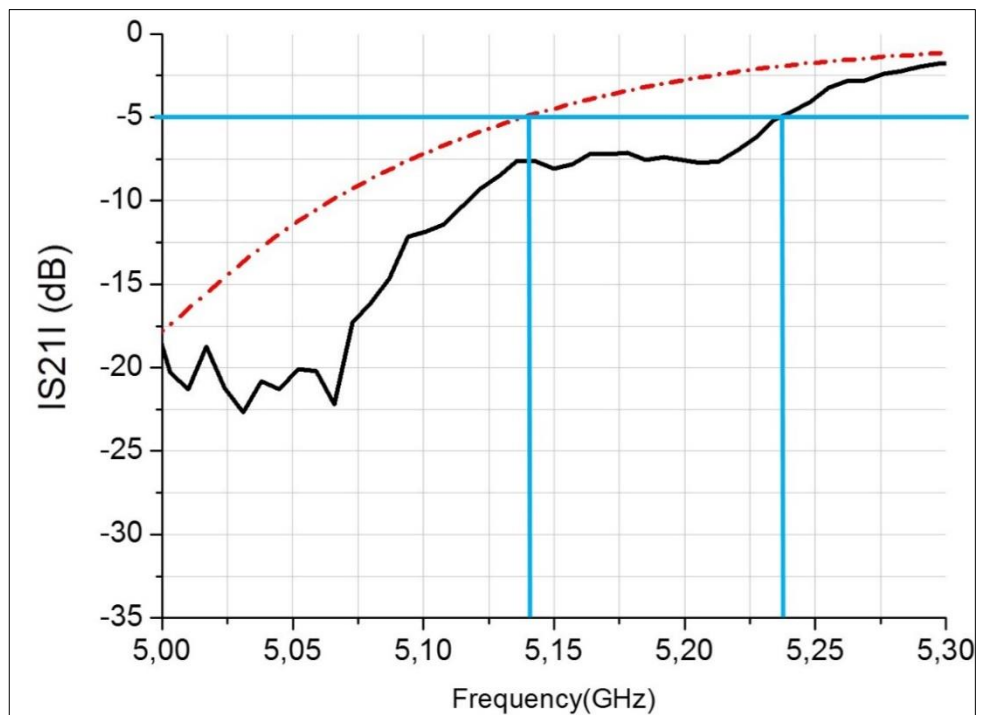
Fonte: Acervo do autor.

Figura 46: Ampliação do ponto 2 da FSS4.



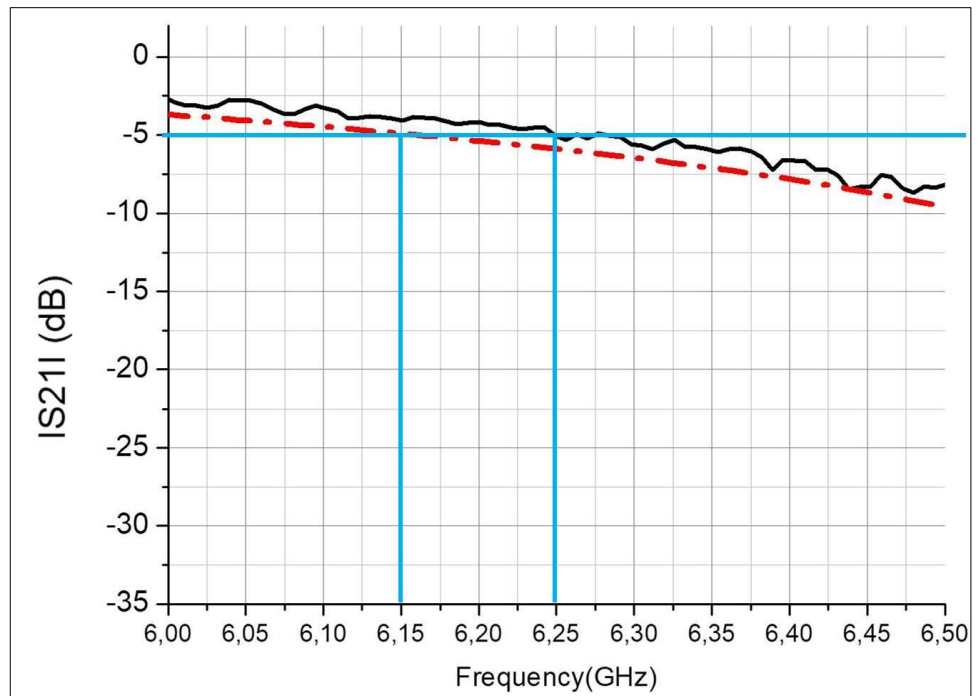
Fonte: Acervo do autor.

Figura 47: Ampliação do ponto 3 da FSS4.



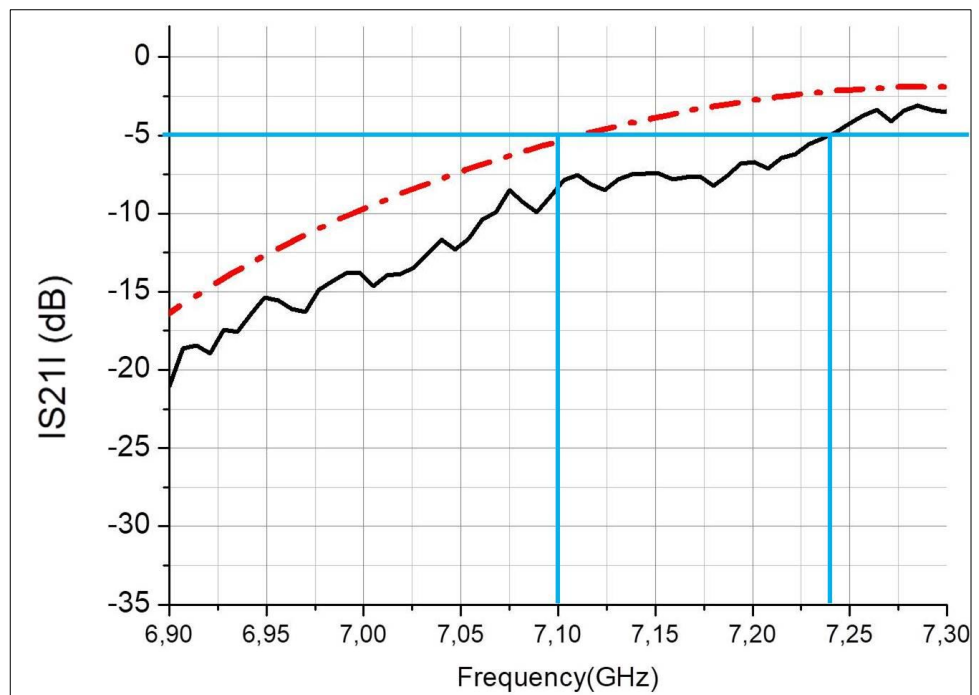
Fonte: Acervo do autor.

Figura 48: Ampliação do ponto 4 da FSS4.



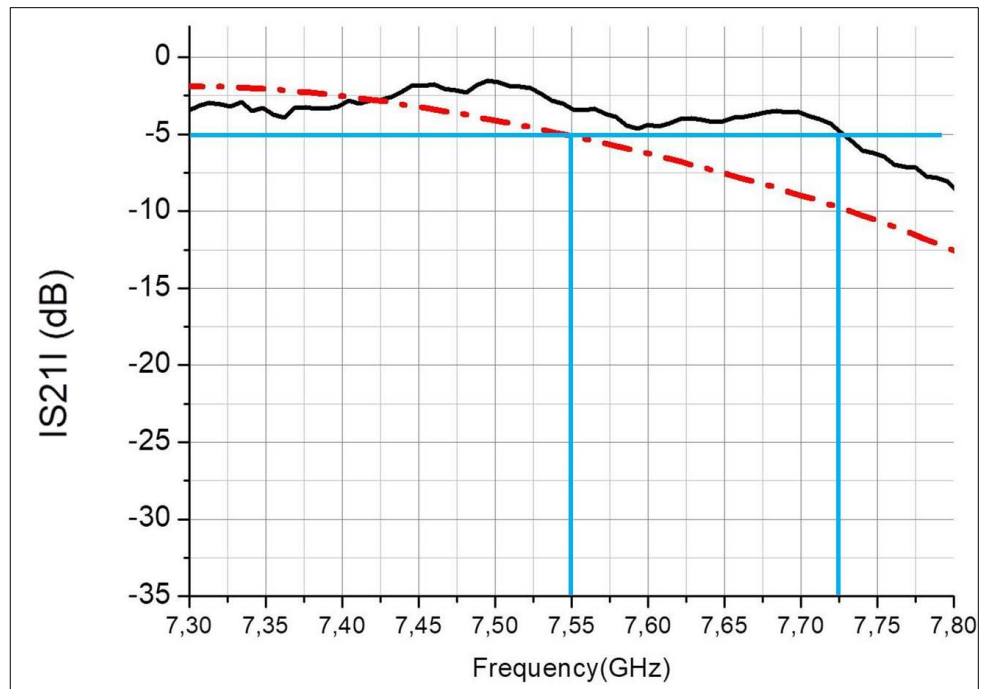
Fonte: Acervo do autor.

Figura 49: Ampliação do ponto 5 da FSS4.



Fonte: Acervo do autor.

Figura 50: Ampliação do ponto 6 da FSS4.



Fonte: Acervo do autor.

Assim, conseqüentemente uma nova tabela com as novas frequências de transição para a formação das palavras binárias foi criada para os valores obtidos após as medições. A Tabela 3, conforme mencionado anteriormente, representa os valores para a configuração simulada do dispositivo proposto. Por outro lado, a Tabela 5 apresenta as novas frequências obtidas após análise das curvas com a medição do sistema e a seguir, a Tabela 7 apresenta as comparações dos valores entre as curvas, simuladas e medidas.

Observa-se, porém, que apesar dos deslocamentos nas bandas de operação das FSS, ou seja, nas diferenças encontradas entre os valores simulados e medidos, Tabela 7, os resultados experimentais mostram que esses dispositivos podem ser utilizados como discriminadores de um sistema IFM simples de 4 bits na banda de operação de 3,21 GHz a 8,75 GHz.

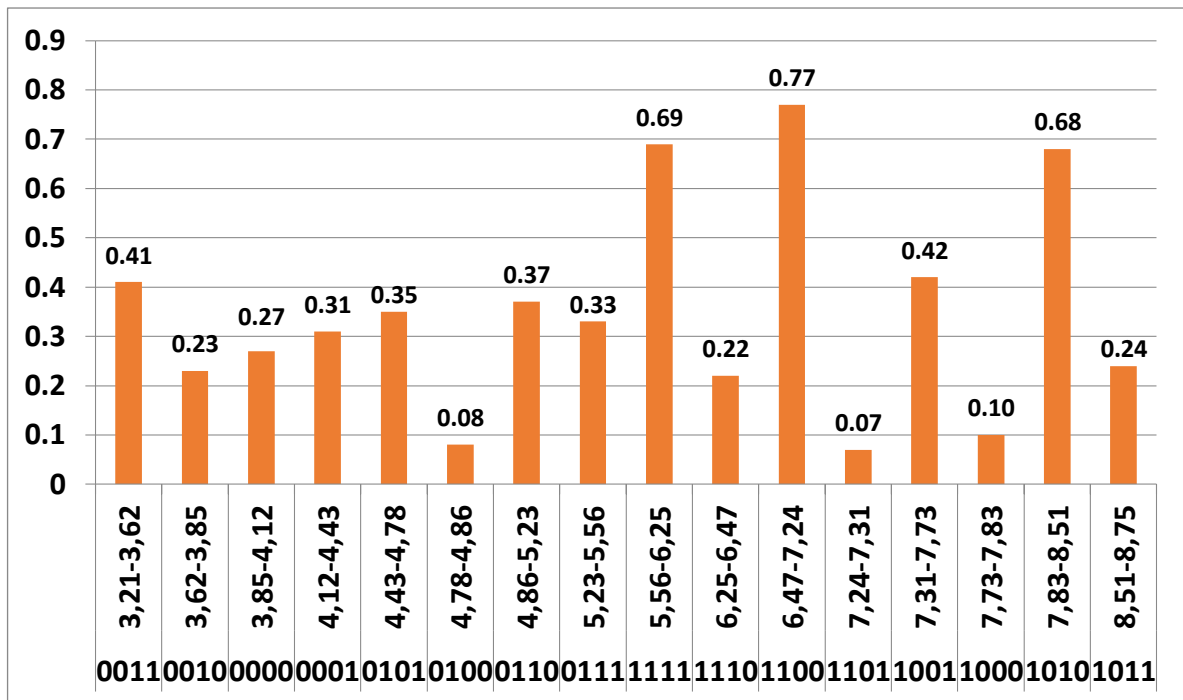
Tabela 5: Sub-bandas identificadas e Palavras Digitais das quatro FSS propostas obtidas a partir dos resultados **medidos**.

SUB-BANDAS	PALAVRAS DIGITAIS	Fmim-Fmax (GHz)	LARGURA DE BANDA (GHz)
1	0011	3,21-3,62	0,41
2	0010	3,62-3,85	0,23
3	0000	3,85-4,12	0,27
4	0001	4,12-4,43	0,31
5	0101	4,43-4,78	0,35
6	0100	4,78-4,86	0,08
7	0110	4,86-5,23	0,37
8	0111	5,23-5,56	0,33
9	1111	5,56-6,25	0,69
10	1110	6,25-6,47	0,22
11	1100	6,47-7,24	0,77
12	1101	7,24-7,31	0,07
13	1001	7,31-7,73	0,42
14	1000	7,73-7,83	0,10
15	1010	7,83-8,51	0,68
16	1011	8,51-8,75	0,24

Fonte: Acervo do autor.

Na Tabela 6 podemos identificar com maior clareza a relação entre as sub-bandas e suas respectivas palavras binárias, relacionadas com suas larguras de banda, assim como observado na Tabela 2, que representa o sistema simulado.

Tabela 6: Sub-bandas e palavras binárias associadas para o sistema IFM-FSS **medido**.



Fonte: Acervo do autor.

Na Tabela 7 podemos observar que apenas as sub-bandas 3, 4 e 16 e consequentemente suas características na frequência permaneceram inalteradas, ou seja, não houve deslocamentos para essas sub-bandas na relação entre as curvas simuladas e medidas.

Uma possível causa para esses deslocamentos pode ser explicada devido às tolerâncias de fabricação e limitações do sistema de medição. Os deslocamentos nas frequências poderiam ser minimizados com a utilização de, por exemplo, uma câmara anecóica.

Contudo, observou-se que apesar dos deslocamentos sofridos pelas frequências de transição das FSS, o sistema é capaz de identificar as 16 sub-bandas distintamente, no entanto com novos valores para as larguras de banda, conforme observado na Tabela 6.

Tabela 7: Comparação entre as sub-bandas identificadas e palavras digitais das quatro FSS propostas obtidas a partir dos resultados **simulado** e **medido**.

SUB-BANDAS	PALAVRAS DIGITAIS	Fmim-Fmax (GHz) SIMULADO	LARGURA DE BANDA (GHz) SIMULADO	Fmim-Fmax (GHz) MEDIDO	LARGURA DE BANDA (GHz) MEDIDO
1	0011	3,21-3,55	0,34	3,21-3,62	0,41
2	0010	3,55-3,85	0,30	3,62-3,85	0,23
3	0000	3,85-4,12	0,27	3,85-4,12	0,27
4	0001	4,12-4,43	0,31	4,12-4,43	0,31
5	0101	4,43-4,73	0,30	4,43-4,78	0,35
6	0100	4,73-4,86	0,13	4,78-4,86	0,08
7	0110	4,86-5,14	0,28	4,86-5,23	0,37
8	0111	5,14-5,55	0,41	5,23-5,56	0,33
9	1111	5,55-6,15	0,60	5,56-6,25	0,69
10	1110	6,15-6,50	0,35	6,25-6,47	0,22
11	1100	6,50-7,10	0,60	6,47-7,24	0,77
12	1101	7,10-7,31	0,21	7,24-7,31	0,07
13	1001	7,31-7,55	0,24	7,31-7,73	0,42
14	1000	7,55-7,85	0,30	7,73-7,83	0,10
15	1010	7,85-8,51	0,66	7,83-8,51	0,68
16	1011	8,51-8,75	0,24	8,51-8,75	0,24

Fonte: Acervo do autor.

4. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de um sistema de 4-bits baseados nos princípios de funcionamento das FSS, para a formação de 16 palavras digitais.

As FSS foram projetadas para compor um sistema digital de identificação de frequências entre a faixa de 3,21 GHz e 8,75 GHz com resolução de aproximadamente 300 MHz.

Os resultados experimentais das FSS 1 e 3 não apresentaram deslocamentos significativos que viessem a se destoar com os resultados simulados, no entanto, as FSS 2 e 4 apresentaram deslocamentos em relação aos resultados simulados, podendo ser ocasionado pelas pequenas imperfeições na fabricação e ou pelos limites impostos no processo da medição experimental. Apesar dos deslocamentos encontrados, escolhendo apropriadamente os novos valores das frequências de transição entre os níveis, foi possível identificar todas as 16 sub-bandas distintas, que correspondem aos 100% da banda do projeto detectável.

A escolha da geometria nos projetos das FSS com elementos na forma de dipolos simples é a vantagem da flexibilidade, ou seja, os comprimentos dos dipolos podem ser adequadamente escolhidos para se obter uma resposta em frequência desejada.

Em comparação com trabalhos atuais nessa área de pesquisa, como em [29], no qual apenas foi possível identificar 10 sub-bandas distintas, que correspondeu a 85% da banda de projeto, de banda detectável, concluímos que foi muito satisfatório o resultado encontrado nessa dissertação.

Por fim, atestamos a concordância entre a teoria e a prática, assim como o uso do método descrito nessa dissertação para as análises das FSS apresentou-se como um método eficiente, rápido e com precisão suficiente para prever a respostas na frequência dessas superfícies.

5. TRABALHOS FUTUROS

Para trabalhos futuros, com o intuito de se realizar a integração completa do sistema IFM simples de 4 bits, sugere-se o projeto e a fabricação de todos os elementos que compõem o sistema proposto, como as antenas UWB, atuando na faixa de operação do sistema; O projeto e o desenvolvimento do sistema digital que deve ser conectado à saída do módulo conversor A/D, responsável pela leitura e interpretação das saídas binárias e a integração de todos os elementos citados que constituem o sistema IFM simples proposto.

Realização das medições em uma câmara anecóica e testes com o sistema implementado.

E por fim a realização do projeto e o desenvolvimento da interface gráfica com o usuário.

6. BIBLIOGRAFIA

- [1] T. H. Brandão, H. R. D. Filgueiras, S. A. Cerqueira, “FSS-based dual-band cassegrain parabolic antenna for RadarCom applications”, Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2017 SBMO/IEEE MTT-S International, Aug. 2017.
- [2] M. Mantash, A. Kesavan, T. A. Denidni, “Beam-Tilting Endfire Antenna Using a Single-Layer FSS for 5G Communication Networks”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters , Volume: 17, Issue: 1, Jan. 2018.
- [3] E. M. Fernandes, “Aplicação de Superfície Seletiva em Frequência para melhoria de desempenho de sistemas de antenas tipo banda dupla”, Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, Dissertação (Mestrado), (2016).
- [4] P. Mahima, B. Sangeetha, S. Narayan, “EM design of hybrid-element FSS structure for radome application”, India Conference (INDICON), IEEE Annual, Dec. 2016.
- [5] D. Ferreira; L. Sismeiro; A. Ferreira; R. F. S. Caldeirinha; T. R. Fernandes; I. Cuiñas, “Hybrid FSS and Rectenna Design for Wireless Power Harvesting”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, pp: 2038 – 2042, Volume: 64, Issue: 5, 2016.
- [6] M. W. B. Silva, “Superfícies Seletivas em frequências - FSS: Concepção e Projeto de Absorvedores Planares de Micro-ondas para aplicação em WLAN, Wimax e Radar”, Tese de Doutorado, Unicamp, 2014.
- [7] J. Bossard, D. Werner, T. Mayer e R. P. Drupp, “A novel design methodology for reconfigurable frequency selective surfaces using genetic algorithms”. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, pp. vol.53, no.4, pp 1390-1400, April. 2005.
- [8] M. R. T. de Oliveira, “Superfície Seletiva de Frequência Reconfigurável (RFSS) Baseada em Dipolo Cruzado”, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, Dissertação Mestrado, 2016.

- [9] M. Mahmoodi, K. M. Donnell, “Design of a new bi-state active frequency selective surface”, Antennas and Propagation (APSURSI), IEEE International Symposium on, July 2016.
- [10] M. R. T. de Oliveira, H. V. H. Filho Silva, E. M. F. de Oliveira, G. J. Pinheiro, M. T. de MELO, M. O. Alencar, A. G. Neto, I. Llamas-garro, “RFSS based on cross dipole or grid using PIN diode”. Microwave and optical technology letters, v. 59, pp 2122-2126, 2017.
- [11] C. P. N. Silva, H. V. H. Filho Silva, E. M. F. Oliveira, M. R. T. de Oliveira, M. T. Melo, B. G. M. Oliveira, “Superfície seletiva em frequência multibanda baseada em modificações da Cruz de Jerusalém”. Momag, Porto Alegre. v. 1. pp. 1-4. 2016.
- [12] F. A. C. S. Lucena, C. P. N. Silva, T. L. Pedrosa, M. T. de Melo, “Gain enhancement of dual-band antenna using square loop FSS”, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, pp 2169 – 2170, 2017.
- [13] M. Md. Shukor, M. Z. A. Abd. Aziz, B. H. Ahmad, M. K. Suaidi, M. F. Johar, M. A. Othman, S. N. Salleh, F. A. Azmin, M. F. Abd. Malek, “Characteristic impedance modelling of circular loop and square loop frequency selective surface (FSS) on hybrid material”, International Symposium on Technology Management and Emerging Technologies, pp 486 – 491, 2014.
- [14] K. Sharma, S. Vaid, A. Mittal, “Dual-Polarized Resonant Cavity Antenna using Slotted-Circular Patch FSS”, IEEE International RF and Microwave Conference (RFM), pp 75 – 78, 2013.
- [15] C. Sudhendra, M.AR, A.C.R. Pillai, R. Kark, T.S. Rukmini, “A Novel Ultra Wide Band Radar Absorber Based on Hexagonal Resistive Patch FSS”, IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC), pp 1-2, 2013.
- [16] R. C. Gough, A. P. Bowman, J. M. Stamm, “Dual Polarized Active Frequency Selective Surface for High Power Applications at X-Band”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), pp 372 – 375, 2017.
- [17] J.do N. Cruz, “Caracterização de FSS com Geometria Matrioska Aberta”, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do IFPB, Dissertação Mestrado, 2015.

- [18] K. Ding; C. Gao; T. Yu; D. Qu, “Wideband CP slot antenna with backed FSS reflector”, IET Microwaves, Antennas & Propagation, pp: 1045 – 1050, Volume: 11, Issue: 7, 2017.
- [19] Tian-Wu Li, Da Li, Er-Ping Li, “A novel FSS structure with high selectivity and excellent angular stability for 5G communication radome”, 10th Global Symposium on Millimeter-Waves, pp. 50-52, 2017.
- [20] K. ElMahgoub, T. Navigation, “Frequency selective surfaces for UHF RFID applications”, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, pp. 987 – 988, 2015.
- [21] Xiang-yu Li, Jian Li, Jia-jun Tang, Xian-liang Wu, Zhong-xiang Zhang, “High gain microstrip antenna design by using FSS superstrate layer”, 4th International Conference on Computer Science and Network Technology (ICCSNT), pp. 1186 – 1189, 2015.
- [22] S. Milici, A. Lazaro, J. Lorenzo, R. Villarino, D. Girbau, “Wearable sensors based on modulated frequency selective surfaces”, 47th European Microwave Conference (EuMC), pp. 942 – 945, 2017.
- [23] Campos, A. L. P. S., Superfícies seletivas em frequência: análise e projeto, Natal: IFRN Editora, 2009.
- [24] K. Yao, S. Lan, L. Xu, “A high gain Fabry-Perot cavity antenna with a double-layered partially reflecting frequency selective surface structure”, International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), pp. 1-2, 2017.
- [25] M. W. B. da Silva, “Superfícies Seletivas em Frequências - FSS: Concepção e Projeto de Absorvedores Planares de Micro-Ondas para Aplicação em WLAN, WIMAX e RADAR”, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas: Tese (Doutorado), 2014.
- [26] H. Emami, N. Sarkhosh and M. Ashourian, “Reduced Cost Amplitude Independent Photonic RF Frequency Measurement System”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, volume: 23, issue: 11, pp 617 – 619, Sep. 2013.

- [27] B. G. M. de Oliveira, “Interferômetros Coplanares de Micro-ondas para Aplicação em Sistemas de Detecção Instantânea”, Universidade Federal de Pernambuco. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica: Dissertação (Mestrado), 2009.
- [28] M. Espinosa-Espinosa, I. Llamas-Garro, B. G. M. de Oliveira, M. T. de Melo, Jung-Mu Kim, “Reconfigurable Frequency Identification Receivers”, IEEE 15th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), pp 1-4, 2015.
- [29] C. P. do N. Silva “Interferômetros Baseados na Geometria Fractal de Hilbert”, Universidade Federal de Pernambuco. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica: Dissertação (Mestrado), 2016.
- [30] B. G. M. de Oliveira, “Integração de Discriminadores de Frequência para Sistemas IFM”, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica: Tese (Doutorado), 2014.
- [31] H. Zhang, S. Pan, “High Resolution Microwave Frequency Measurement Using a Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume: 23, Issue: 11, pp. 623 – 625, 2013.
- [32] H. Emami, N. Sarkhosh, M. Ashourian, “Reduced Cost Amplitude Independent Photonic RF Frequency Measurement System”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume: 23, Issue: 11, pp. 617 – 619, 2013.
- [33] R. Weigel, F. Lurz, S. Lindner, S. Mann, S. Linz, A. Koelpin, “A fast and precise Six-Port-based FM technique for wireless resonant SAW sensing”, IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS), pp. 1 – 4, 2016.
- [34] E. M. F. de Oliveira, M. R. T. de Oliveira, M. T. de Melo, T. L. Pedrosa; B. G. M. de Oliveira, “Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Implementation Using Low-cost Microcontroller”, SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), pp 1– 4, Nov. 2015.
- [35] B. G. M. de Oliveira, M. T. de Melo, I. Llamas-Garro, M. Espinosa-Espinosa, M. R. T. de Oliveira, E. M. F. de Oliveira “Integrated Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Multi-Band-Stop Filters”, Asia-Pacific Microwave Conference, pp 910 – 912, Nov. 2014.

[36] Crislane P. N. Silva, E. M. F. de Oliveira, M. R. T. de Oliveira, M. T. de Melo, B. G. M. de Oliveira” New Compact Interferometer based on Fractal Concept”, SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), pp 1– 3, Nov. 2015.

[37] I. Llamas-Garro, M. T. de Melo, Jung Mu Kim, “Frequency Measurement Technology”, 1. ed. London: Artech House, vol. 1, 232p., 2017.