



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
DE COMPUTAÇÃO



Utilização de Ressonadores Metamateriais na Melhoria de Desempenho de Filtros Planares

João Alexandre da Silva Neto

Orientador: Prof. Dr. Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Telecomunicações) como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Número de ordem PPgEEC: M607
Natal, RN, dezembro de 2019

Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN
Sistema de Bibliotecas - SISBI
Catalogação de Publicação na Fonte. UFRN - Biblioteca Central Zila Mamede

Silva Neto, João Alexandre da.

Utilização de ressonadores metamateriais na melhoria de desempenho de filtros planares / João Alexandre da Silva Neto. - 2019.

73f.: il.

Dissertação (Mestrado)-Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Natal, 2020.

Orientador: Dr. Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos.

1. Filtro Rejeita-faixa - Dissertação. 2. Filtro Passa-baixa - Dissertação. 3. Geometria Matrioska - Dissertação. 4. Ressonadores de Anéis Fendidos Complementares - CSRR - Dissertação. I. Campos, Antonio Luiz Pereira de Siqueira. II. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 621.3

*Dedico este trabalho a meus
familiares*

Agradecimentos

Primeiramente a Deus.

Ao meu orientador, professor Antonio Luiz, por toda ajuda e paciência.

À minha esposa, assim como, a minha família por sempre estarem ao meu lado apoiando, mostrando pré-disposição a ajudar no que fosse necessário.

Meus agradecimentos aos amigos, companheiros de trabalhos e colegas de curso por todo o apoio.

E também a todos os professores do PPGEEC-UFRN, pelos conhecimentos transmitidos

Resumo

Este trabalho propõe a inserção de ressonadores de anéis fendidos complementares (CSRR - *Complementary Split-Ring Resonators*), no plano de terra de filtros planares. A intenção é melhorar alguns parâmetros de filtros encontrados na literatura, que possuam aplicação prática, considerando a crescente demanda por maior desempenho, menor tamanho, menor peso e custo dos dispositivos que integram os sistemas de comunicação. Os filtros escolhidos foram: um filtro passa-faixa que utiliza geometria Matrioska para aplicações na faixa ISM (*Industrial Scientific and Medical*) de 2,45 GHz; e um filtro passa-baixa para aplicações em Tv digital. A ideia é inserir o CSRR no plano de terra das estruturas, para aumentar a atenuação livre do filtro rejeita-faixa Matrioska e para redução das dimensões do filtro passa-baixa. No trabalho são apresentados os resultados numéricos e experimentais, para efeito de validação da técnica proposta. Um boa concordância entre os resultados é observada, mostrando que as propostas apresentadas foram alcançadas. No filtro Rejeita-faixa Matrioska, foi obtido uma melhora significativa na atenuação livre na faixa de rejeição do filtro, já no filtro passa-baixa foi obtido uma redução significativa nas dimensões do mesmo.

Palavras-chave: filtro rejeita-faixa, filtro passa-baixa, geometria Matrioska, ressonadores de anéis fendidos complementares, CSRR.

Abstract

This work proposes the insertion of *Complementary Split-Ring Resonators* (CSRR) in the planar filter ground. The intention is to improve some filter parameters found in the literature that have practical application, considering the growing demand for higher performance, smaller size, lower weight and cost of the devices that integrate the communication systems. The filters chosen were: a bandpass filter that uses Matrioska geometry for applications in the 2.45 GHz *Industrial Scientific and Medical* (ISM) band; and a low pass filter for digital TV applications. The idea is to insert the CSRR into the structure ground plane to increase the free attenuation of the Matrioska band-reject filter and to reduce the size of the low-pass filter. In the work the numerical and experimental results are presented, for the purpose of validation of the proposed technique. A good agreement between the results is observed, showing that the proposals presented were achieved. In the Matrioska band-reject filter, a significant improvement was obtained in the free attenuation in the filter rejection range, whereas in the low-pass filter a significant reduction in its dimensions was obtained.

Keywords: Stopband filter, low-pass filter, Matrioska geometry, Complementary split ring resonator, CSRR.

Sumário

Sumário	i
Lista de Figuras	ii
Lista de Tabelas	iii
Lista de Símbolos e Abreviaturas	iv
1 Introdução	1
2 Fundamentação Teórica	4
2.1 Filtros Planares	4
2.2 Filtro Passa-Baixa	5
2.3 Filtro Rejeita-Faixa Matrioska	9
2.4 Metamateriais	14
2.4.1 Análise Experimental dos Parâmetros Negativos - Permissividade, Permeabilidade e Índice de Refração	17
2.5 Ressonadores CSRRs Circulares e Retangulares	18
2.5.1 CSRR Circular	19
2.5.2 CSRR Retangular	23
2.6 Considerações	24
3 Proposta de Melhoria	26
3.1 Filtro Rejeita-Faixa Matrioska	26
3.2 Filtro Passa-Baixa	30

3.3	Considerações	31
4	Resultados Experimentais e Simulados	32
4.1	Filtro Rejeita-Faixa Matrioska	32
4.1.1	Simulação da Célula Metamaterial	41
4.2	Filtro Passa-Baixa	43
4.2.1	Simulação da Célula Metamaterial	50
4.3	Considerações	52
5	Conclusões e Trabalhos Futuros	53
	Referências bibliográficas	55

Lista de Figuras

2.1	Exemplo de Estruturas Ressonantes: (a) ressonador de elemento quase concentrado; (b) ressonador em degrau de impedância; (c) ressonador de $\lambda_{g0}/4$ em aberto; (d) ressonador de $\lambda_{g0}/4$ aterrado; (e) ressonador de $\lambda_{g0}/2$; (f) ressonador em anel; (g) ressonador patch circular; (h) ressonador patch triangular.	5
2.2	Representação do Modelo Passos de Impedância.	7
2.3	Representação do Modelo Tocos em Circuito-aberto.	7
2.4	Bonecas russas Matrioskas.	9
2.5	(a)Estrutura de um filtro Matrioska com 4 anéis. (b)Estrutura com anéis estendidos.	10
2.6	Ressonador em forma de C.	11
2.7	Geometria Matrioska: (a) com dois anéis e (b) expandida	12
2.8	Resposta em frequência típica de um ressonador com dois anéis Matrioska.	13
2.9	Diagrama da relação índice de refração, permissividade e permeabilidade.	16
2.10	Principais dimensões físicas de um ressonador CSRR: (a) circular e (b) retangular.	19
2.11	Modelo de circuito equivalente para um ressonador SRR circular	20
3.1	Parâmetros S para filtro C.	27
3.2	Ressonador baseado na geometria Matrioska, $L_{1ext} = 11,6mm, L_{2ext} = 7,6mm$	27
3.3	Parâmetros S para filtro Matrioska com dois anéis e área ocupada de $0,095\lambda_0 \times 0,095\lambda_0$	28

3.4	Ressonador baseado na geometria Matrioska, $L_{1ext} = 17,6mm, L_{2ext} = 13,6,6mm$.	28
3.5	Parâmetros S para filtro Matrioska com dois anéis e área ocupada de $0,144\lambda_0 \times 0,062\lambda_0$.	29
3.6	Prototipo do Filtro Passa-Baixa.	30
3.7	Resultado medido e Simulado do Filtro Passa-Baixa.	31
4.1	Disposição dos CSRRs Circulares no Plano de Terra do Filtro 1.	33
4.2	S_{21} para d' igual a 6, 8, 10 e 12mm.	34
4.3	Comparação do $ S_{21} $ para o filtro 1 sem CSRR e com os CSRRs Circulares e Retangulares.	35
4.4	Comparação do $ S_{21} $ para o filtro 2 sem CSRR e com os CSRRs Circulares e Retangulares.	36
4.5	Setup de Medição.	37
4.6	Protótipos dos filtros 1 e 2 construídos.	37
4.7	Comparação entre resultados medidos e simulados para o filtro 1.	38
4.8	Comparação entre resultados medidos e simulados para o filtro 2.	39
4.9	Célula Metamaterial CSRR.	41
4.10	Permissividade e Permeabilidade.	42
4.11	Índice de Refração e Impedância.	42
4.12	Análise Paramétrica para Varios CSRRs.	43
4.13	Dimensões do filtro passa-baixa: $a = 3mm, b = 16mm, c = 72.325mm, d = 1.575mm, e = 1.1mm, f = 35mm, g = 70.086mm, h = 2.018mm, l = 90mm, w = 107.168mm$.	45
4.14	Dimensões do filtro passa-baixa: $a = 3mm, b = 16mm, c = 60mm, d = 1.3mm, e = 0.9mm, f = 29mm, g = 58mm, h = 1.7mm, l = 90mm, w = 94.3mm$.	46

4.15	Parâmetros S do filtro proposto em	47
4.16	(a)Vista Superior. (b)Vista do Plano de Terra.	48
4.17	Comparação entre os resultados simulados e medidos para o coeficiente de transmissão do filtro proposto.	49
4.18	Célula Metamaterial CSRR.	50
4.19	Permissividade e Permeabilidade.	51
4.20	Índice de Refração e Impedância.	51

Lista de Tabelas

2.1	Valores dos Elementos do Protótipo de Filtro Passa-Baixa Butterworth ($g_0 = 1, \omega_c = 1, N = 1$ para 10)	6
4.1	Dimensões dos Ressonadores CSRRs Projetados.	32
4.2	Distância Otimizada para Posicionamento dos CSRRs.	34
4.3	Comparação de Resultados dos Filtros Matrioskas 1 e 2, sem e com os CSRRs.	40
4.4	Dimensões dos Ressonadores CSRR - Filtro Passa Baixa.	44
4.5	Comparação de Resultados dos Filtros Passa-Baixa	49

Lista de Símbolos e Abreviaturas

W	Largura
Z	Impedância
ϵ_r	Permessividade elétrica relativa
λ	Comprimento de onda
λ_g	Comprimento de onda guiado
μ	Permeabilidade magnética
μ_r	Permeabilidade magnética relativa
ω_c	Frequência de corte
f	Frequência
f_0	Frequência de ressonância
f_c	Frequência de corte
f_r	Frequência de rejeição
l	Comprimento
AL	Atenuação Livre
C	Elemento capacitivo ou capacitância
CSRR	Complementary Split-Ring Resonators

h	Espessura do substrato dielétrico
ISM	Industrial Scientific and Medical
L	Elemento indutivo ou indutancia
MSRR	Multiple Split Ring Resonator
SRR	Split Ring Resonator
t	Espessura da camada metálica do substrato

Capítulo 1

Introdução

Tem-se observado que a utilização dos sistemas de telecomunicação cresceu rapidamente, devido ao aumento na quantidade de aplicações que usam tecnologias de comunicação sem fio. Com isso, surge a necessidade de atender à crescente e contínua demanda por bens e serviços que utilizam dispositivos que operem em diferentes faixas de frequência sem que haja interferência ou impedimento entre os serviços oferecidos (de Oliveira Mariano 2017).

Cada vez mais os sistemas sem fio demandam rigorosos requisitos dos filtros de RF/microondas, como, maior desempenho, menor tamanho, menor peso e menor custo (Hong & Lancaster 2001).

Neste contexto, as limitações do espectro de frequência tornam necessária a otimização da utilização das faixas de frequências disponíveis, destacando-se entre essas, a faixa ISM (*Industrial, Scientific and Medical*), de 2 a 3 GHz, aproximadamente, e a faixa UNII (*Unlicensed National Information Infrastructure*) de 5 a 6 GHz, aproximadamente. (Alfrêdo Gomes Neto 2018).

Assim, essa crescente demanda de aplicações das comunicações sem fio em altas frequências, faz com que os engenheiros de telecomunicações tenham que desenvolver filtros que atendam a requisitos específicos de resposta em frequência. Neste caso, a utilização da tecnologia planar em microfita tem sido uma opção bastante utilizada (Boria et al. 2011) (Hong & Lancaster 2001).

Os filtros são indispensáveis em sistemas sem fio, usados em receptores para rejeitar sinais fora da faixa de operação, atenuar produtos de mixagem indesejados. Nos transmissores, os filtros são usados para controlar as respostas espúrias provenientes da conversão dos mixers (upconversion), para selecionar as bandas laterais desejadas e para limitar a largura de banda do sinal irradiado (Pozar 2001).

Os filtros planares possuem um fator de flexibilidade para obtenção de determinadas respostas em frequência, sua geometria. Dentre os filtros planares, podem ser destacados os filtros baseados em ressonadores, que são amplamente empregados em sistemas de comunicações sem fio, pois, apesar de apresentarem desvantagens, tais como, perdas de inserção elevadas e menores fatores de qualidade quando comparados a outros tipos de filtros, são adotados pela facilidade de fabricação, diversidade de aplicações, além da possibilidade de integração direta com circuitos ativos (Alfrêdo Gomes Neto 2018).

Em (Alfrêdo Gomes Neto 2018), os autores propuseram o uso da geometria Matrioska na qual, diferentemente dos ressonadores com anéis concêntricos, os anéis internos permanecem interligados, formando um único anel, obtendo-se um maior comprimento efetivo e, por conseguinte, interessantes características de miniaturização. Entretanto, com apenas um estágio, o filtro proposto apresentou baixo desempenho em alguns parâmetros, como atenuação livre.

Visando manter uma menor área ocupada pelo filtro, garantindo a miniaturização, e para melhoria de alguns parâmetros, que se mostraram deficitários em (Alfrêdo Gomes Neto 2018), levando em consideração os bons resultados obtidos em (da Costa 2018), é proposto, neste trabalho, o estudo do efeito sobre a resposta em frequência de um filtro rejeita-faixa Matrioska, com um estágio, devido à inserção de CSRR circulares, no plano de terra desse filtro.

Já em (Chuma et al. 2018), os autores propuseram o uso do método passos de impedância para o desenvolvimento de um filtro passa-baixa a ser utilizado em sistemas de Tv. Como exposto no trabalho, o método passos de impedância foi escolhido devido a

vantagem de se conseguir menores dimensões ao se comparar com o método utilizando tocos em circuito-aberto.

Observando a possibilidade de melhora nas dimensões do filtro, é proposto neste trabalho a inserção de ressonadores de anéis fendidos complementares, no plano de terra do filtro.

No Capítulo 2, é apresentada a fundamentação teórica, dando uma breve explanação sobre os filtros planares, filtro passa-baixa, filtro rejeita-faixa Matrioska, metamateriais e por fim os tipos de ressonadores metamateriais, demonstrando as formulações matemáticas necessárias para o projeto dos mesmos. No Capítulo 3 é feita a exposição dos problemas encontrados nos filtros a serem estudados. No Capítulo 4, são demonstrados os resultados obtidos por meio de simulações e experimentos realizados. Por fim, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões do trabalho desenvolvido.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

2.1 Filtros Planares

Filtros são classificados basicamente em quatro tipos, de acordo com a sua característica de resposta em frequência. O filtro passa-baixa atenua as frequências acima da sua frequência de corte, o filtro passa-faixa atenua as frequências abaixo e acima da sua frequência de corte, o filtro passa-alta, contrariamente ao filtro passa-baixa atenua todas as frequências abaixo da sua frequência de corte, já o filtro rejeita-faixa atenua uma determinada frequência. Todos esses, transmitem com mínimas perdas, as frequências contidas na sua respectiva banda passante. (Serrano 2007)

Os filtros planares podem ser desenvolvidos em diversas geometrias, e são bastante utilizados em aplicações RF/Microondas. Estes filtros são constituídos de um substrato dielétrico entre duas camadas de metal. Ao desenvolver um filtro com este tipo de material, as características que são levadas em consideração para determinar as dimensões do filtro são a espessura do substrato dielétrico (h), a permissividade relativa (ϵ_r), a espessura da camada metálica (t) e a tangente de perdas ($\tan\delta$). (Serrano 2007)

Os filtros planares podem ser projetados utilizando elementos como linhas de micro-fita e ressonadores, como os expostos na [Figura 2.1](#), para a produção de sua resposta em frequência.

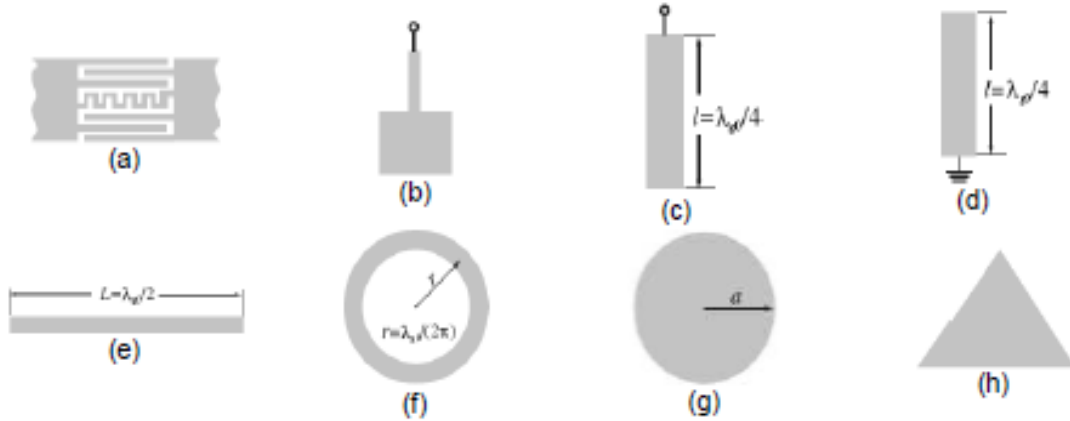


Figura 2.1: Exemplo de Estruturas Ressonantes: (a) ressonador de elemento quase concentrado; (b) ressonador em degrau de impedância; (c) ressonador de $\lambda_{g0}/4$ em aberto; (d) ressonador de $\lambda_{g0}/4$ aterrado; (e) ressonador de $\lambda_{g0}/2$; (f) ressonador em anel; (g) ressonador patch circular; (h) ressonador patch triangular.

Fonte: (Serrano 2007)

Em termos gerais, o projeto de um filtro inicia-se na sua caracterização por um filtro passa-baixa normalizando as impedâncias e a frequência, afim de obter um tipo de resposta, encontrando então os parâmetros g para cada tipo de resposta, em que, g representa os elementos do filtro como resistência, indutância e capacitância. Após isso é possível realizar a transformação deste filtro passa-baixa em passa-alta, passa-faixa e rejeita-faixa. Aplicando então os parâmetros de projeto, frequência de corte, impedância e os parâmetros g encontrados é possível obter os valores dos elementos, L e C , do filtro facilmente. Após encontrarmos esses valores pode-se também realizar a transformação desses elementos em linhas de microfita e ressonadores, formando então os filtros planares. (Pozar 2001)

2.2 Filtro Passa-Baixa

De modo geral o projeto de filtros passa-baixa envolve a escolha do tipo de resposta, e a ordem do mesmo, que é dado pela quantidade de elementos reativos. Os valores dos

elementos do protótipo do filtro passa-baixa, são geralmente normalizados tornando a impedância da fonte $g_0 = 1$ e a frequência de corte $\omega_c = 1$. Sabendo então o tipo de resposta desejado e a ordem do filtro pode-se utilizar a tabela apropriada para o tipo de resposta, encontrando assim os valores dos elementos. Em (Pozar 2001), temos as tabelas, contendo os valores dos elementos normalizados até a décima ordem, para cada tipos de resposta de filtro, [Tabela 2.1](#):

Tabela 2.1: Valores dos Elementos do Protótipo de Filtro Passa-Baixa Butterworth ($g_0 = 1, \omega_c = 1, N = 1$ para 10)

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2,0000	1,0000									
2	1,4142	1,4142	1,0000								
3	1,0000	2,0000	1,0000	1,0000							
4	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654	1,0000						
5	0,6180	1,6180	2,0000	1,6180	0,6180	1,0000					
6	0,5176	1,4142	1,9318	1,9318	1,4142	0,5176	1,0000				
7	0,4450	1,2470	1,8019	2,0000	1,8019	1,2470	0,4450	1,0000			
8	0,3902	1,1111	1,6629	1,9615	1,9615	1,6629	1,1111	0,3902	1,0000		
9	0,3473	1,0000	1,5321	1,8794	2,0000	1,8794	1,5321	1,0000	0,3473	1,0000	
10	0,3129	0,9080	1,4142	1,7820	1,9754	1,9754	1,7820	1,4142	0,9080	0,3129	1,0000

Fonte: (Pozar 2001)

Após encontrar os valores de L e C do filtro, utilizando a [Equação 2.1](#) e [Equação 2.2](#):

$$L'_k = \frac{R_0 L_k}{\omega_c} \quad (2.1)$$

$$C'_k = \frac{C_k}{R_0 \omega_c} \quad (2.2)$$

L_k e C_k são os parâmetros g , da tabela e $\omega_c = 2\pi f_c$. De posse dos valores de frequência de operação e impedância, que normalmente é 50Ω , podemos encontrar os valores dos

elementos do filtro.

Após encontrar os valores dos elementos do filtro é possível realizar as devidas transformações dos elementos do filtro. Como visto em (da Costa 2018), para a correta transformação, algumas informações iniciais de projeto devem ser fornecidas. Como as expressões para o cálculo de indutância e capacitância dos elementos dependem dos valores de impedância característica e comprimento. É prático fixar inicialmente os valores de impedância característica para as seções de alta e baixa impedância de maneira que $Z_{oc} < Z_o < Z_{oL}$. Z_{oc} e Z_{oL} , são as impedâncias características dos elementos de baixa e alta impedância e Z_o representa a impedância de entrada e saída do filtro.

Existem vários métodos para transformação dos filtros, dentre estes temos o métodos utilizando passos de impedância e tocos em circuito-aberto.

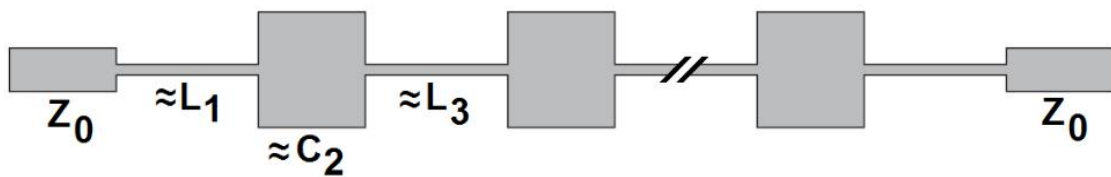


Figura 2.2: Representação do Modelo Passos de Impedância.

Fonte: (da Costa 2018)

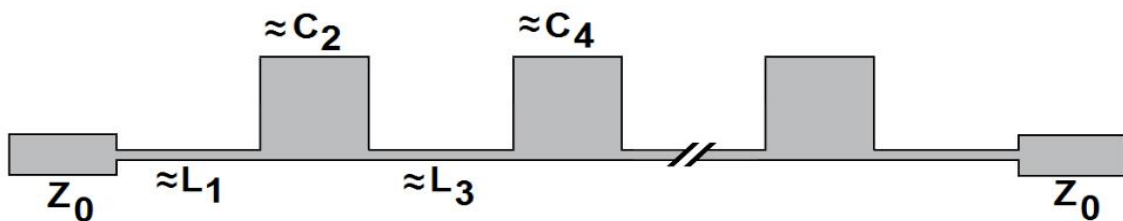


Figura 2.3: Representação do Modelo Tocos em Circuito-aberto.

Fonte: (da Costa 2018)

No caso da transformação utilizando o método passos de impedância, os indutores

L são aproximados por linhas de alta impedância e os capacitores C por linhas de baixa impedância, podendo ser utilizada a seguinte formulação (Hong & Lancaster 2001):

$$l_{L'_k} = \frac{\lambda_g L}{2\pi} \text{sen}^{-1} \left(\frac{\omega_c L'_k}{Z_{0L}} \right) \quad (2.3)$$

$$l_{C'_k} = \frac{\lambda_g C}{2\pi} \text{sen}^{-1} \left(\omega_c C'_k Z_{0C} \right) \quad (2.4)$$

Na utilização do método tocos em circuito-aberto, os capacitores são aproximados pelos tocos e os indutores continuam sendo aproximados pelas linhas de alta impedância. Para tal pode-se utilizar as seguintes equações:

$$l_{L'_k} = \frac{\lambda_g L}{2\pi} \text{sen}^{-1} \left(\frac{\omega_c L'_k}{Z_{0L}} \right) \quad (2.5)$$

$$l_{C'_k} = \frac{\lambda_g C}{2\pi} \text{tg}^{-1} \left(\omega_c C'_k Z_{0C} \right) \quad (2.6)$$

O cálculo da largura W , é feita utilizando expressões que relacionam esta largura com a espessura do substrato h .

Para $W/h \leq 2$:

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (2.7)$$

em que,

$$A = \frac{Z_c}{60} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{0,5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.8)$$

e para $W/h \geq 2$:

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[(B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B-1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right] \quad (2.9)$$

sendo

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.10)$$

Após encontrar as dimensões dos elementos dos filtros através destas formulações, pode ser necessário a utilização de métodos de otimização, pois os valores encontrados, são aproximações.

2.3 Filtro Rejeita-Faixa Matrioska

O grupo de Telecomunicação e Eletromagnetismo Aplicado (GTEMA), do Instituto Federal da Paraíba (IFPB), tem desenvolvido diversos estudos que utilizam a geometria Matrioska em superfícies seletivas em frequência, como pode ser visto em (Neto 2015), (Cruz 2015), (Ferreira 2014), (Neto 2014), filtros, visto em, (de Oliveira Mariano 2017), (Alfrêdo Gomes Neto 2018), (Neto et al. 2018) e sensores (Neto et al. 2017). Conforme visto em (de Oliveira Mariano 2017), a geometria Matrioska se baseia nas bonecas russas Matrioskas, que consiste em uma série de bonecas colocadas umas dentro das outras. Como ilustrado na [Figura 2.4](#).



Figura 2.4: Bonecas russas Matrioskas.

Fonte: (Alfrêdo Gomes Neto 2018)

Pode-se obter então estruturas compactas, uma vez que são interligados vários anéis de varias dimensões dando origem a um único anel equivalente, com um maior comprimento efetivo, conforme pode ser visto na [Figura 2.5](#).

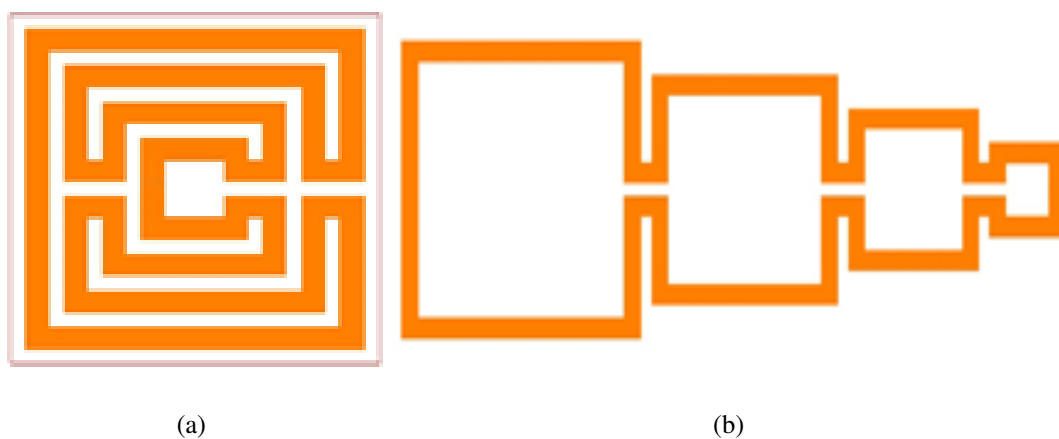


Figura 2.5: (a)Estrutura de um filtro Matrioska com 4 anéis. (b)Estrutura com anéis estendidos.

Fonte: (Alfrêdo Gomes Neto 2018)

Ao aumentar o comprimento da estrutura ressonadora pode-se então atingir menores frequências de ressonância. Para que seja obtida uma determinada resposta em frequência,

é possível variar parâmetros como as dimensões dos anéis internos, espaçamento entre os anéis, número de anéis, etc.

A geometria é baseada em anéis quadrados com alimentação simétrica para facilitar a análise dos resultados. Seja considerado inicialmente a geometria com um anel quadrado, aberto, alimentada por duas fitas simétricas, conforme visto na [Figura 2.6](#).

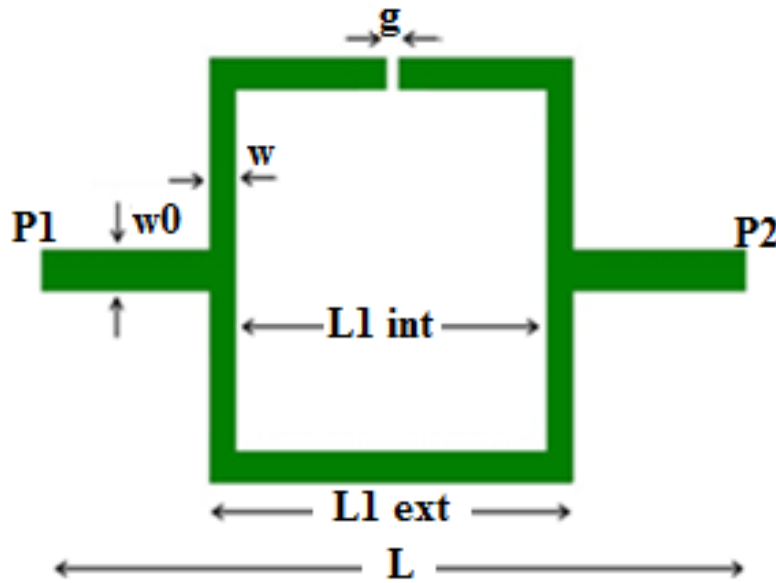


Figura 2.6: Ressonador em forma de C.

Fonte: (Alfrêdo Gomes Neto 2018)

Essa estrutura conhecida como ressonador em forma de C (B 2010) é um filtro rejeita faixa e tem a sua ressonância dada por:

$$f_{res}(GHz) = \frac{0,3}{L_{ef}\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (2.11)$$

em que, L_{ef} representa o comprimento médio do anel, dado por:

$$L_{ef} = \frac{4(L1_{int} + L1_{ext})}{2} - g \quad (2.12)$$

ϵ_{ref} é a constante dielétrica efetiva, que conforme (Hong & Lancaster 2001) pode ser obtida usando as seguintes fórmulas:

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u} \right)^{-ab} \quad (2.13)$$

$$u = \frac{W}{h} \quad (2.14)$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0,432} \right) + \frac{1}{18,7} \ln \left(1 + \left(\frac{u}{18,1} \right)^3 \right) \quad (2.15)$$

$$b = 0,564 \left(\frac{\epsilon_r - 0,9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0,053} \quad (2.16)$$

Considerando então, a frequência de 2,4 GHz, como pode ser visto em (Alfrêdo Gomes Neto 2018), é considerado apenas dois anéis Matrioska. Todas as dimensões físicas estão ilustradas na [Figura 2.7](#)

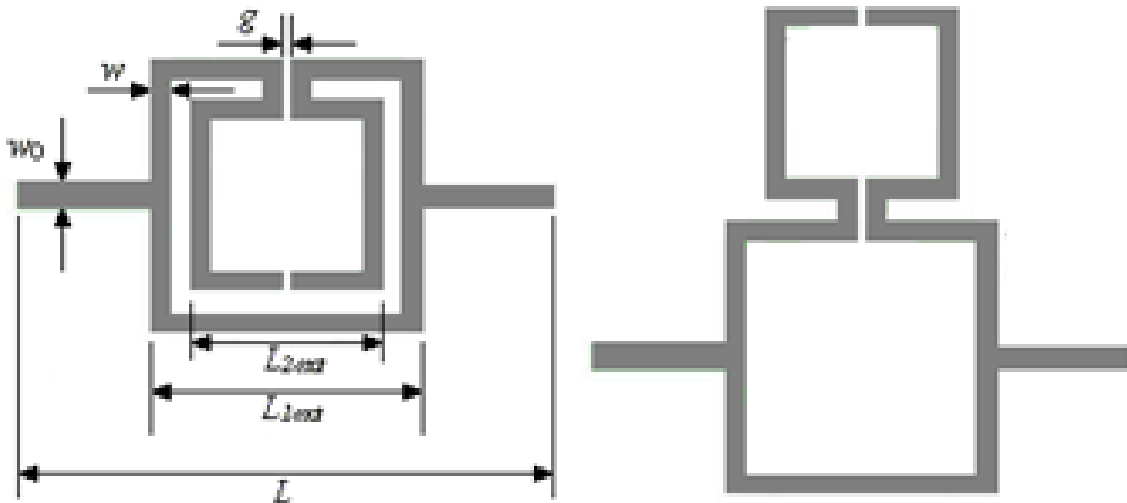


Figura 2.7: Geometria Matrioska: (a) com dois anéis e (b) expandida

Fonte: (Alfrêdo Gomes Neto 2018)

A resposta em frequência típica de um ressonador com dois anéis Matrioska é apresentada na Figura 2.8, para qual são definidos os seguintes parâmetros: Frequências de corte em 3 dB (f_{c1} e f_{c2}), frequências de ressonância (f_{r1} e f_{r2}), largura da banda de rejeição definida em 3 dB (BRW), atenuação livre (AL), e região de transição de 3 dB a 30 dB.

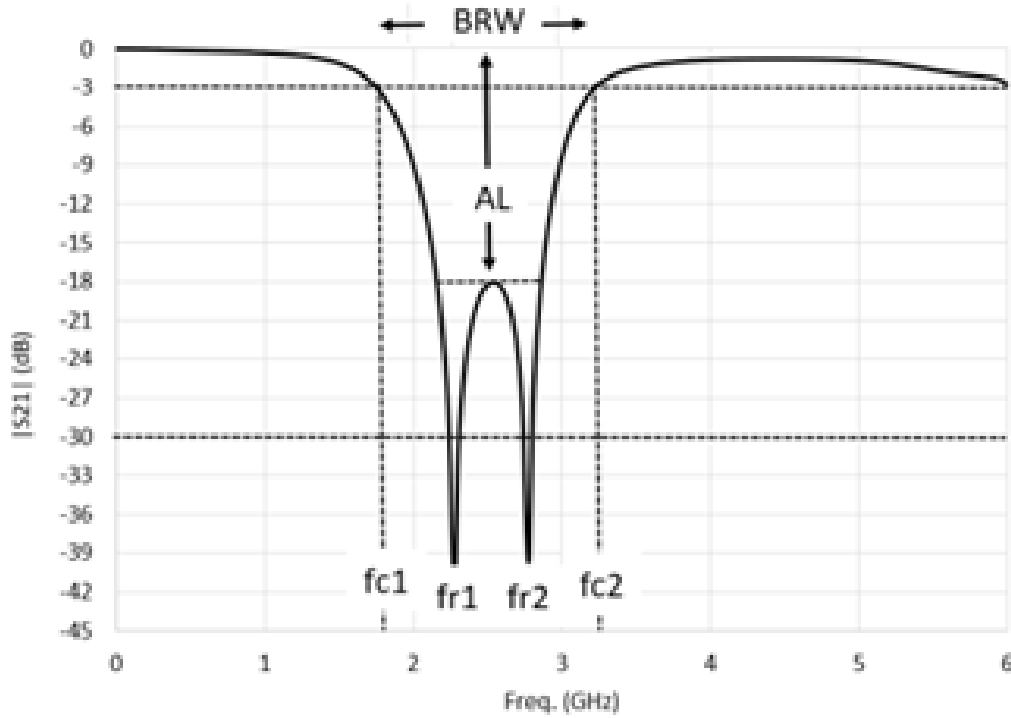


Figura 2.8: Resposta em frequência típica de um ressonador com dois anéis Matrioska.

Fonte: (Alfrêdo Gomes Neto 2018)

Levando em consideração então as equações iniciais para o filtro C, foi proposto as seguintes equações para o filtro Matrioska com 2 anéis (Alfrêdo Gomes Neto 2018)

$$f_{ri}(GHz) = \frac{0,3}{2L_{ief}\sqrt{\epsilon_{ref}}}, i = 1,2 \quad (2.17)$$

$$L_{1ef} = 3 \times L_{1int} + 3 \times L_{2int} + dy \quad (2.18)$$

$$L_{2ef} = 3 \times L1_{int} + L2_{int} \quad (2.19)$$

$L1_{int}$ é a dimensão interna do ressonador mais externo, $L2_{int}$ é a dimensão interna do ressonador mais interno e dy a distancia entre os anéis ressonadores. Destaca-se que essas equações são aproximadas.

2.4 Metamateriais

Metamateriais são difíceis de definir e classificar. Uma definição geral para metamateriais que possa satisfazer a maioria dos pesquisadores no campo de materiais eletromagnéticos provavelmente reduziria a definição àqueles materiais que simplesmente são algo além de materiais comuns.

Observando algumas definições para os metamateriais:

1. No eletromagnetismo (áreas como óptica e fotônica), um metamaterial é um objeto que obtém suas propriedades eletromagnéticas de sua estrutura, em vez de herdá-las diretamente dos materiais de que é composto. Em particular, quando o material possui propriedades não encontradas em substâncias formadas naturalmente;
2. Metamateriais eletromagnéticos são materiais artificiais funcionais, projetados para satisfazer certos requisitos. Têm propriedades superiores em comparação com o que pode ser encontrado na natureza. Essas novas propriedades surgem devido a interações específicas com campos eletromagnéticos ou devido a controle elétrico externo;
3. Metamateriais são uma nova classe de nanocompósitos ordenados que exibem propriedades excepcionais não observados na natureza.

Pode-se observar, que, todas as definições convergem para duas características essenciais, estando presente também em outras definições. O material deve apresentar propriedades diferentes da observada no material constituinte e essa propriedade não deve ser observada na natureza (Sihvola 2007).

Os metamateriais foram estudados inicialmente em 1967 por Viktor Veselago. O mesmo especulava a existência de substâncias com valores negativos de permissividade e permeabilidade simultaneamente, a essas substâncias ele deu o nome de Left-Handade. Porém o mesmo não conseguiu demonstrar de forma prática. A primeira demonstração foi realizada por Smith em 2000.(Caloz & Itoh 2006)

Como consequência da permeabilidade e permissividade negativa nos materiais left-handed, tem-se o índice de refração também negativo.

$$n = -\sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (2.20)$$

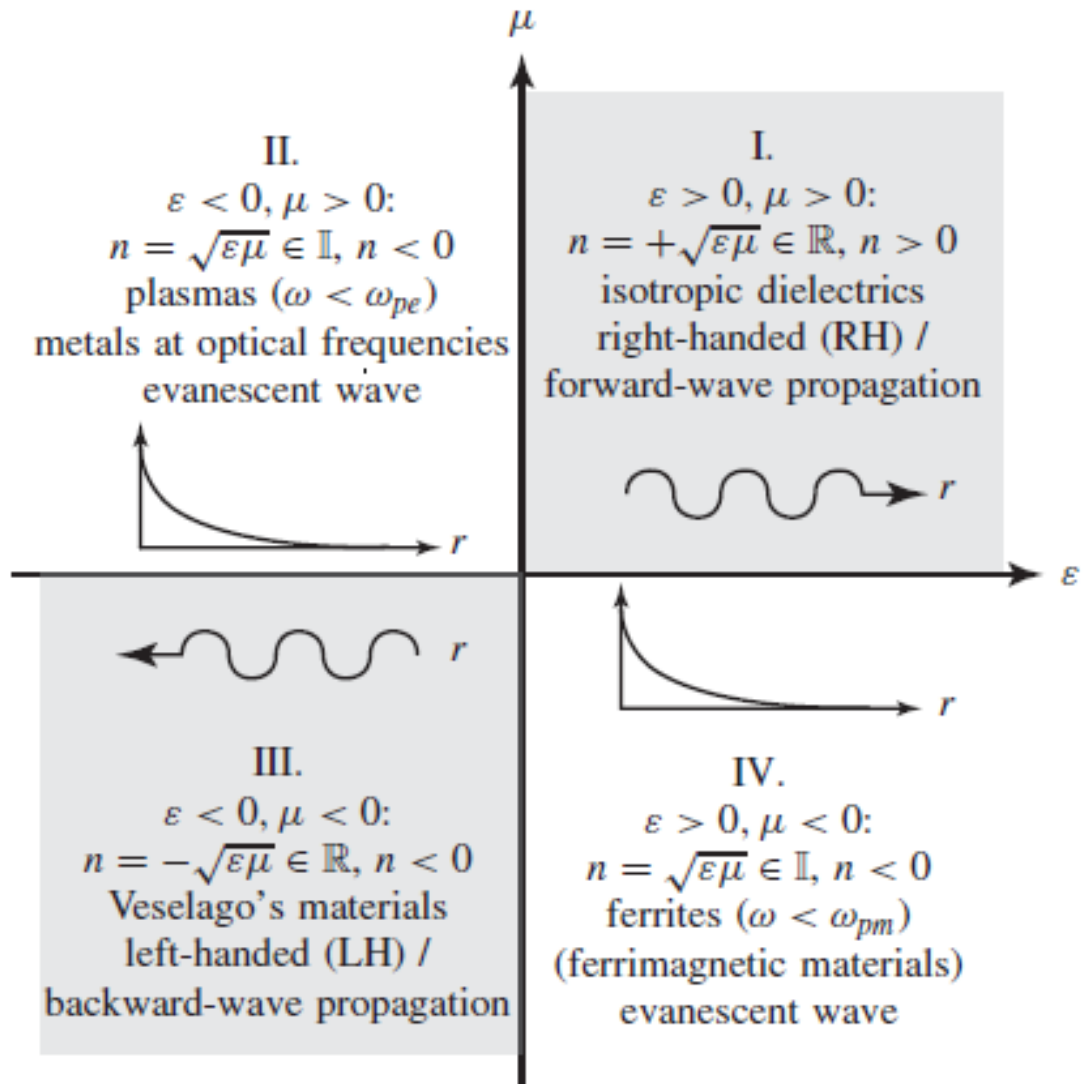


Figura 2.9: Diagrama da relação índice de refração, permissividade e permeabilidade.

Fonte: (Caloz & Itoh 2006)

Apesar de que o termo Metamaterial tenha sido usado com mais frequência em referência a estruturas left-handed, os metamateriais podem abranger uma gama muito mais ampla de estruturas. Existe exemplos de metamateriais com apenas um parâmetro negativo(Caloz & Itoh 2006).

2.4.1 Análise Experimental dos Parâmetros Negativos - Permissividade, Permeabilidade e Índice de Refração

Vários autores demonstram que é possível obter os valores de permissividade, permeabilidade e índice de refração, a partir dos parâmetros S das estruturas, mais especificamente o S₁₁ e S₂₁.

Em (Smith et al. 2005) é demonstrado a relação de ϵ e μ com o índice de refração n e a impedância z .

$$\epsilon = \frac{n}{z}, \quad \mu = nz \quad (2.21)$$

em que,

$$n = \frac{1}{kd} \cos^{-1} \left[\frac{1}{2S_{21}} (1 - S_{11}^2 + S_{21}^2) \right] \quad (2.22)$$

$$z = \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (2.23)$$

$$k = \frac{2\pi f}{c} \quad (2.24)$$

(Numan & Sharawi 2013) demonstra que o índice de refração pode ser encontrado por:

$$n = \frac{1}{kd} \left[\left\{ \left[\ln(e^{inkd}) \right]'' \right\} - i \left[\ln(e^{inkd}) \right]' \right], \quad (2.25)$$

$$e^{inkd} = \frac{S_{21}}{1 - S_{11} \frac{z-1}{z+1}} \quad (2.26)$$

Ainda em (Roy et al. 2018) é demonstrada a formulação para obtenção da permissividade e permeabilidade:

$$\epsilon_r = \left(\frac{2}{jkd} \right) \left(\frac{1 - S_{21} - S_{11}}{1 + S_{21} + S_{11}} \right) \quad (2.27)$$

$$\mu_r = \left(\frac{2}{jkd} \right) \left(\frac{1 - S_{21} + S_{11}}{1 + S_{21} - S_{11}} \right) \quad (2.28)$$

$(.)''$ representa o componente complexo e $(.)'$ o componente real do número complexo, S_{11} e S_{21} são os coeficientes de reflexão e transmissão respectivamente; n é o índice de refração; z a impedância; k ; d é o maior comprimento da célula.

2.5 Ressonadores CSRRs Circulares e Retangulares

Ressonadores de anéis fendidos complementares (CSRR – Complementary Split-ring Resonator) foram inicialmente propostos em (Falcone et al. 2004). Os CSRRs podem ser usados para projetar tanto estruturas rejeita-faixa quanto estruturas passa-faixa (García et al. 2005), (García, Martín, Falcone, Bonache, Gil, Lopetegi, Sorolla & Marqués 2004), (García, Bonache, Falcone, Baena, Martín, Gil, Lopetegi, Laso, Marcotegui, Marqués & Sorolla 2004).

Quando adequadamente polarizado, o CSRR cria regiões de rejeição em frequência, originadas pela criação de uma região de valores negativos de permissividade ϵ nas vizinhanças da frequência de ressonância do CSRR. Assim, estes ressonadores podem melhorar o desempenho de filtros.

Um ressonador CSRR possui a característica principal de apresentar intensa rejeição nas vizinhanças da frequência de ressonância. Níveis de rejeição atingindo 60 dB podem ser obtidos (Falcone et al. 2004), (García, Bonache, Falcone, Baena, Martín, Gil, Lopetegi, Laso, Marcotegui, Marqués & Sorolla 2004), (Ali et al. 2007). Desta forma, projetando adequadamente as dimensões dos ressonadores, pode-se usar este comportamento

para melhorar, por exemplo, as respostas dos filtros Matrioska de uma seção propostos em (Alfrêdo Gomes Neto 2018). [Figura 2.10](#) (a) ilustra a configuração de um ressonador CSRR circular e suas principais dimensões. A dimensão c representa a espessura dos anéis, d representa o espaçamento entre os anéis, g representa o comprimento das fendas usadas e r_{ext} representa o raio do anel externo.

[Figura 2.10](#) (b), ilustra a configuração de um ressonador CSRR retangular e suas principais dimensões. A dimensão w representa a espessura dos anéis, s representa o espaçamento entre os anéis, g representa o comprimento das fendas usadas e l_{ext} representa o raio do anel externo.

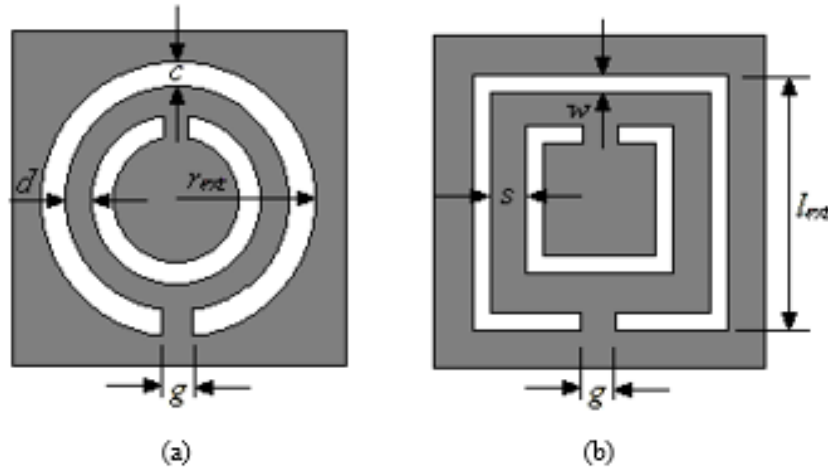


Figura 2.10: Principais dimensões físicas de um ressonador CSRR: (a) circular e (b) retangular.

Fonte: Elaborado pelo autor

2.5.1 CSRR Circular

Conforme visto em (Falcone et al. 2004), o CSRR pode ser obtido de maneira direta do SRR. Com isso, conforme pode ser visto em (Saha & Siddiqui 2012), a frequência de ressonância f_0 para o ressonador SRR circular é dada por

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C_{eq}}} \quad (2.29)$$

em que C_{eq} é a capacitância equivalente total da estrutura.

Levando em consideração o circuito equivalente da figura abaixo

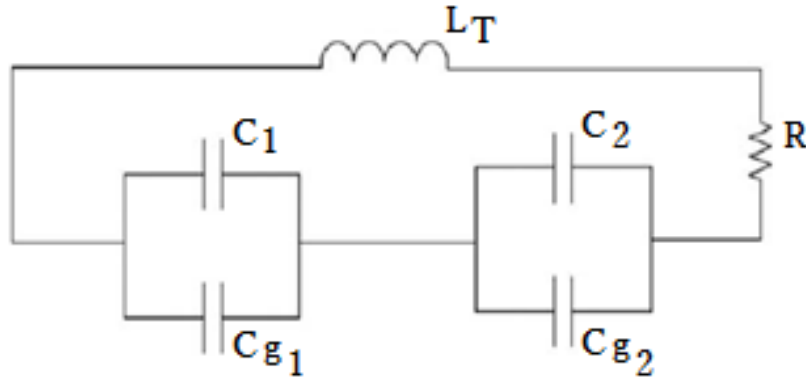


Figura 2.11: Modelo de circuito equivalente para um ressonador SRR circular

Fonte: (da Costa 2018)

L_T é a indutância total, C_1 e C_2 , são as capacitâncias distribuídas geradas pelas duas metades da estrutura do ressonador SRR circular, considerando as partes acima e abaixo das fendas dos anéis. É considerado também neste circuito equivalente a influência das fendas dos anéis onde é gerado as capacitâncias de fenda C_{g1} e C_{g2} . Podemos então, encontrar a seguinte expressão para a capacitância equivalente total, C_{eq}

$$C_{eq} = \frac{(C_1 + C_{g1})(C_2 + C_{g2})}{C_1 + C_{g1} + C_2 + C_{g2}} \quad (2.30)$$

Considerando as fendas dos anéis com a mesma dimensão $g_1 = g_2 = g$ temos então as capacitâncias das fendas $C_{g1} = C_{g2} = C_g$ e as capacitâncias em série $C_1 = C_2 = C_0$. Com isso a [Equação 2.30](#) pode ser modificada para

$$C_{eq} = \frac{C_0 + C_g}{2} \quad (2.31)$$

Ao considerar a espessura do metal que constitui os ressonadores, as capacitâncias C_{g1} e C_{g2} podem ser representadas como

$$C_{g1} = C_{g2} = C_g = \frac{\epsilon_0 c t}{g} \quad (2.32)$$

c e t representam a largura e espessura dos anéis, e ϵ_0 representa o valor da permissividade elétrica no espaço livre.

As capacitâncias C_1 e C_2 também são funções das dimensões das fendas dos ressonadores $g_1 = g_2 = g$ e do raio médio do anel r_{avg} , sendo expressas como

$$C_0 = C_1 = C_2 = (\pi r_{avg} - g) C_{pul} \quad (2.33)$$

em que,

$$r_{avg} = r_{ext} - c - \frac{d}{2} \quad (2.34)$$

e C_{pul} representa a capacitância por unidade de comprimento, que pode ser calculada pela expressão a seguir

$$C_{pul} = \frac{\sqrt{\epsilon_e}}{c_0 Z_0} \quad (2.35)$$

sendo c_0 , a velocidade da luz no espaço livre, que equivale a $3 \times 10^8 m/s$, ϵ_e é o valor de permissividade elétrica efetiva do meio e Z_0 é a impedância característica da linha.

A permissividade elétrica efetiva ϵ_e pode ser calculada pela seguinte expressão (Bahl & Bhartia 1998)

$$\epsilon_e = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} \quad (2.36)$$

em que

$$k = \frac{a}{b} \quad (2.37)$$

$$k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} \quad (2.38)$$

a e b são funções da geometria dos anéis fendidos

$$a = \frac{d}{2} \quad (2.39)$$

$$b = \frac{d}{2} + c \quad (2.40)$$

e

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2.41)$$

$K(k)$ é a função elíptica completa de primeiro tipo e $K(k')$ é a função complementar. Uma expressão aproximada para $\frac{K(k)}{K(k')}$ é dada por

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right]^{-1}, \text{ para } 0 \leq k \leq 0,7 \quad (2.42)$$

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) \right], \text{ para } 0,7 \leq k \leq 1 \quad (2.43)$$

A impedância característica Z_0 é expressa como

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \frac{K(k)}{K(k')} \quad (2.44)$$

Substituindo os valores de C_0 e C_g na [Equação 2.31](#) chega-se a

$$C_{eq} = \frac{(\pi r_{avg} - g)C_{pul}}{2} + \frac{\epsilon_0 c t}{2g} \quad (2.45)$$

Finalmente, após obter a expressão para o cálculo da indutância equivalente, é necessário determinar o valor da indutância total L_T . Uma formulação simplificada para o cálculo de L_T para um fio de seção transversal retangular possuindo comprimento finito l e espessura c é proposto em (Termam 1943)

$$L_T = 0,0002l \left(2,303 \log_{10} \frac{4l}{c} - \gamma \right), \gamma \text{ em } \mu H \quad (2.46)$$

sendo $\gamma = 2,451$ para uma espira de geometria circular. O comprimento l e a espessura c estão expressos em mm . O cálculo do comprimento do fio l é direto, expresso como

$$l = 2\pi r_{ext} - g \quad (2.47)$$

Após isto, pode-se então aplicar os valores encontrados através das expressões de C_{eq} e L_T , na [Equação 2.29](#) e obter a frequência de ressonância de um ressonador SRR circular, que como citado anteriormente pode ser utilizado para o CSRR circular.

2.5.2 CSRR Retangular

Para o CSRR retangular é apresentado uma modelagem de ressonadores SRR quadrado, proposta por (Bilotti et al. 2007), este considera múltiplos anéis ressonadores, chamando então de MSRR.

A expressão que calcula a frequência de ressonância para um ressonador MSRR quadrado é a mesma expressão usada para determinar a frequência de ressonância em ressonadores SRR circulares, com isso temos

$$f_{0(MSRR)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L^{MSRR}C^{MSRR}}} \quad (2.48)$$

A expressão apresentada por (Bilotti et al. 2007) para a indutância L^{MSRR} de um MSRR é

$$L^{MSRR} = \frac{\mu_0}{2} \frac{l_{avg}}{4} 4,86 \left[\ln \left(\frac{0,98}{\rho} \right) + 1,84\rho \right] \quad (2.49)$$

Em que μ_0 representa o valor de permeabilidade magnética no vácuo, l_{avg} representa o comprimento médio da fita e ρ é a razão de preenchimento,

$$l_{avg} = 4[l_{ext} - (N - 1)(w + s)] \quad (2.50)$$

$$\rho = \frac{(N - 1)(w + s)}{[l_{ext} - (N - 1)(w + s)]} \quad (2.51)$$

sendo l_{ext} a dimensão lateral do anel mais externo do MSRR, w representa o valor da largura das fitas que constituem o MSRR, s representa o valor da separação entre fitas adjacentes e N é a quantidade de anéis do ressonador.

A expressão para a capacitância de um MSRR é

$$C^{MSRR} = \frac{N - 1}{2} [2l - (2N - 1)(w + s)] C_0 \quad (2.52)$$

C_0 representa a capacitância por unidade de comprimento e é expressa por

$$C_0 = \epsilon_0 \epsilon_r^{sub}(\epsilon_r, h, w, s) \frac{K(\sqrt{1 - k^2})}{K(k)} \quad (2.53)$$

em que ϵ_0 representa o valor da permissividade elétrica no vácuo, K representa a integral elíptica completa de primeiro tipo, $k = \frac{s}{(s+2w)}$ e ϵ_r^{sub} representa a permissividade relativa efetiva relacionada ao preenchimento dielétrico do substrato, sendo expressa por

$$\epsilon_r^{sub}(\epsilon_r, h, w, s) = 1 + \frac{2}{\pi} \arctg \left[\frac{h}{2\pi(w+s)} \right] (\epsilon_r - 1) \quad (2.54)$$

Com isso, de posse dos valores de L^{MSRR} e C^{MSRR} podemos determinar a frequência de ressonância de um MSRR quadrado.

2.6 Considerações

Neste capítulo, foram apresentados os conceitos dos filtros planares e metamateriais, também foram apresentadas os detalhes de projetos necessários para cada tipo de filtro e ressonadores abordados neste estudo, no caso dos filtros foram apresentados os filtros passa-baixa e rejeita-faixa, este, utilizando a geometria Matrioska. Em relação aos ressonadores, foi demonstrado os detalhes de projetos das estruturas circulares e retangulares. Foi demonstrado também como é possível saber se a estrutura metamaterial projetada esta se comportando como o esperado, garantindo assim que de fato aquela estrutura é um metamaterial.

Capítulo 3

Proposta de Melhoria

3.1 Filtro Rejeita-Faixa Matrioska

Em (Alfrêdo Gomes Neto 2018), os autores propuseram o uso da geometria Matrioska, com dois anéis, objetivando a redução da área ocupada, quando comparado com um filtro com ressonador em C, como o exposto no [Capítulo 2](#). As simulações mostraram que, comparado com o ressonador em C, o filtro proposto apresentou redução de, aproximadamente, 72% da área ocupada pelo filtro, maior seletividade, apresentando uma banda passante 32% menor e uma região de transição pelo menos 50% menor. Entretanto, a atenuação livre foi reduzida de 42 dB para 17 dB, aproximadamente. Podendo ser um problema, para algumas aplicações.

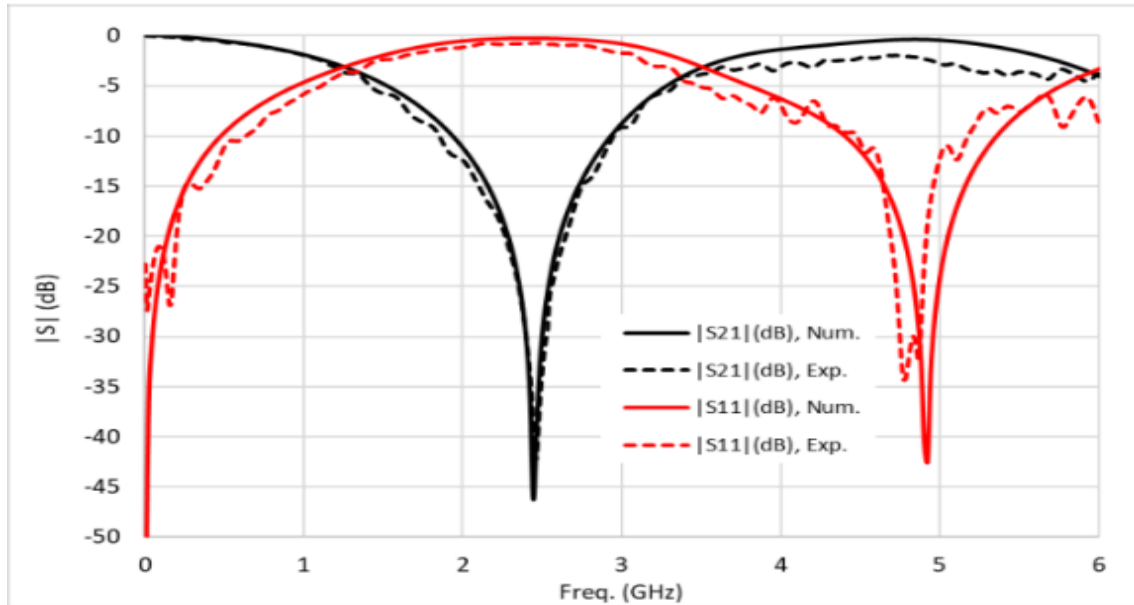


Figura 3.1: Parâmetros S para filtro C.

Fonte: (Alfrêdo Gomes Neto 2018).

O primeiro filtro, [Figura 3.2](#), a ser analisado, proposto em (Alfrêdo Gomes Neto 2018), foi um filtro rejeita-faixa baseado na geometria Matrioska, com dois anéis. As dimensões dos anéis foram $L_{1ext} = 11,6mm$ e $L_{2ext} = 7,6mm$, o que corresponde a uma área ocupada de $0,095\lambda_0 \times 0,095\lambda_0$.



Figura 3.2: Ressonador baseado na geometria Matrioska, $L_{1ext} = 11,6mm$, $L_{2ext} = 7,6mm$.

Fonte: (Alfrêdo Gomes Neto 2018).

Resultados simulados e medidos para esse filtro são ilustrados na [Figura 3.3](#). Pode-se observar uma boa concordância entre os resultados. A atenuação livre foi reduzida para 16,4 dB, aproximadamente. O que pode ser um problema para algumas aplicações, por

exemplo, que exijam rejeição mínima de 20 dB, dentro de toda a faixa de rejeição.

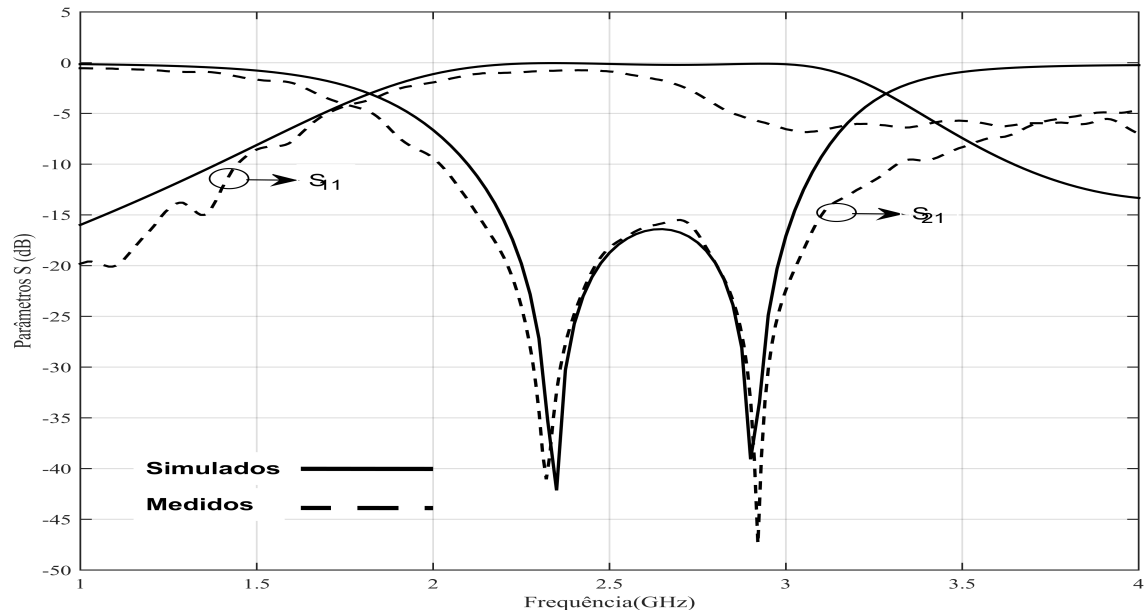


Figura 3.3: Parâmetros S para filtro Matrioska com dois anéis e área ocupada de $0,095\lambda_0$ x $0,095\lambda_0$.

Fonte: Elaborado pelo autor.

O segundo filtro, [Figura 3.4](#), a ser analisado, proposto em (Alfrêdo Gomes Neto 2018), foi um filtro rejeita-faixa baseado na geometria Matrioska, com dois anéis no formato retangular.



Figura 3.4: Ressonador baseado na geometria Matrioska, $L_{1ext} = 17,6mm$, $L_{2ext} = 13,6,6mm$.

Fonte: (Alfrêdo Gomes Neto 2018)

Isso pode ser interessante quando se deseja implementar um filtro rejeita-faixa ocu-

pando praticamente o espaço da linha de transmissão que alimenta o circuito. Neste contexto, foi fabricado um filtro com anel externo de $17,6\text{mm} \times 7,0\text{mm}$ e o anel interno com $13,6\text{mm} \times 3,0\text{mm}$, o que corresponde a uma área ocupada de $0,144\lambda_0 \times 0,062\lambda_0$. Observa-se que ocupando, praticamente, a área da linha de alimentação, obteve-se um filtro com características próximas as do filtro anterior. Resultados simulados e medidos para o filtro são ilustrados na Figura 3.5. Pode-se observar uma boa concordância entre os resultados. A atenuação livre foi de 15,1 dB, aproximadamente.

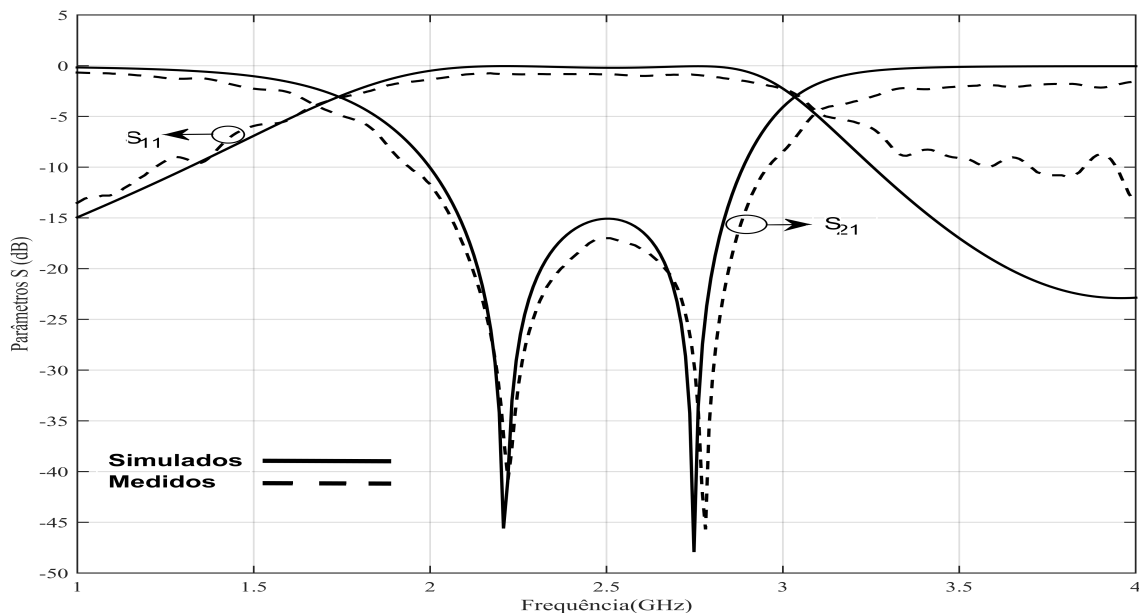


Figura 3.5: Parâmetros S para filtro Matrioska com dois anéis e área ocupada de $0,144\lambda_0 \times 0,062\lambda_0$.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para contornar a redução da atenuação livre, (Alfrêdo Gomes Neto 2018), propuseram como solução a utilização de mais um estágio do filtro em série. Foi então implementado um filtro de duas seções em série e o espaçamento entre as seções foi inicialmente estimado e otimizado numericamente até a obtenção da menor distância e a maior atenuação livre. Houve um aumento da atenuação livre para 36 dB. Apesar de ter conseguido o aumento da atenuação livre, a proposta de (Alfrêdo Gomes Neto 2018) levou a um aumento

da área ocupada pelo filtro, reduzindo uma das vantagens da proposta de filtro, que é a miniaturização.

3.2 Filtro Passa-Baixa

Em (Chuma et al. 2018) é proposto um filtro (Figura 3.6) passa baixa projetado pelo método passos de impedância, em placa de circuito impresso, FR-4, considerando a resposta do tipo Chebyshev com 0.01 dB de ripple e uma frequência de corte em 700MHz.

O método passos de impedância é bastante conhecido e consiste basicamente em achar a ordem do filtro, determinar os coeficientes dos elementos, calcular os indutores e capacitores e os valores dos comprimentos e larguras das linhas de transmissão (Chuma et al. 2018). Este método foi muito bem abordado por (da Costa 2018).

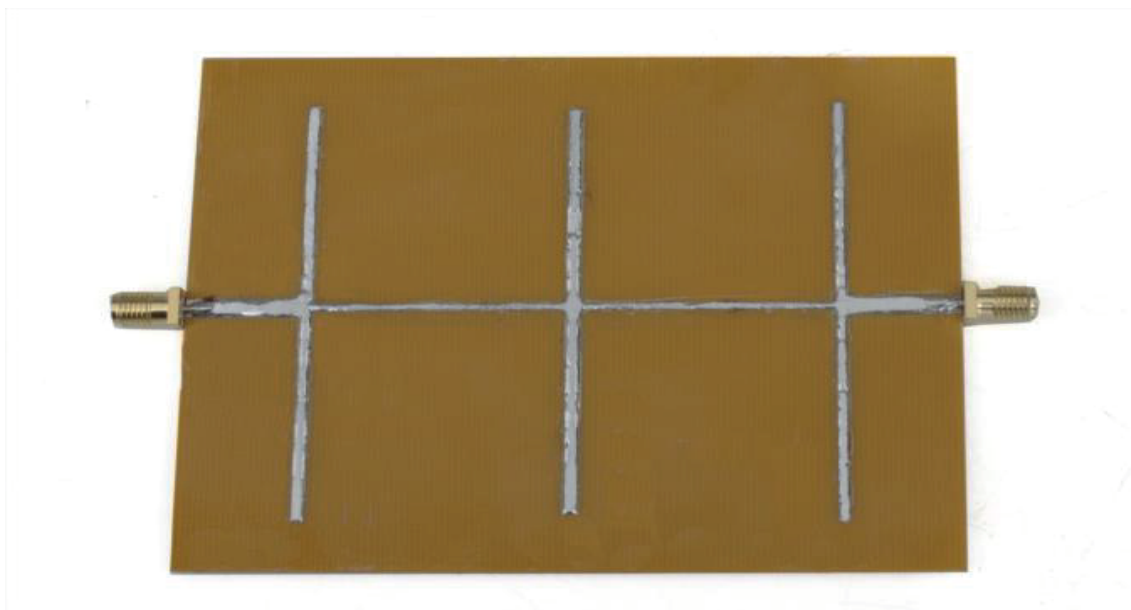


Figura 3.6: Prototipo do Filtro Passa-Baixa.

Fonte: (Chuma et al. 2018).

O filtro proposto teve como resultado uma frequência de corte em 680 MHz, uma perda de inserção de 1.7 dB em 540 MHz, que degrada o sinal recebido na banda de

passagem, e a atenuação é melhor que 10 dB em 730 MHz.

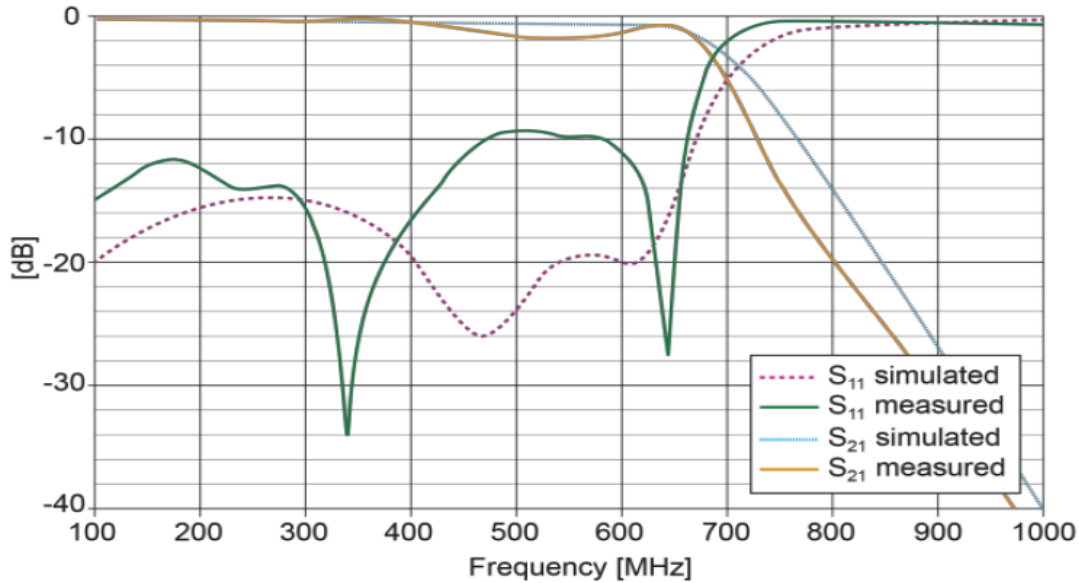


Figura 3.7: Resultado medido e Simulado do Filtro Passa-Baixa.

Fonte: (Chuma et al. 2018).

Levando em consideração os resultados obtidos, e que, o objetivo do filtro é para utilização na recepção de sinais de TV. Sabendo que cada dia mais se exige melhores resultados e dimensões cada vez menores dos dispositivos, neste trabalho é proposto o estudo da utilização dos CSRRs para a melhoria dos parâmetros do filtro passa-baixa.

3.3 Considerações

Neste capítulo, foram apresentados os problemas observados nos filtros, rejeita-faixa Matrioska e passa-baixa. No filtro rejeita-faixa Matrioska, ao implementar tal geometria, houve uma degradação na atenuação do filtro. No filtro passa-baixa, foi observado dimensões que poderiam ser melhoradas. Foi proposto então a utilização de ressonadores metamateriais, para a melhoria destas características destes filtros.

Capítulo 4

Resultados Experimentais e Simulados

4.1 Filtro Rejeita-Faixa Matrioska

Foi realizado o projeto, de anéis ressonadores, que serão empregados como um DGS (Defected Ground Structure) a serem colocados no plano de terra de um filtro rejeita-faixa Matrioska de um estágio, com frequência de corte central de 2,4 GHz. Os resultados numéricos foram obtidos utilizando o programa computacional ANSYS HFSS. Para todas as simulações são adotadas as seguintes especificações: Substrato R03003, de espessura $1,52mm$, constante dielétrica $\epsilon_r = 3$ e tangente de perdas 0,001; $w_0 = 3,8mm$; $w = 3,8mm$; $g = 1,0mm$; $L = 60mm$, sendo estas as mesmas utilizadas em (Alfrêdo Gomes Neto 2018).

Aplicando as expressões apresentadas no [Capítulo 2](#), para os CSRRs de geometria circular e retangular. Considerando a frequência de ressonância de 2,4 GHz e usando essas equações, os valores obtidos para as dimensões físicas dos CSRR são listados na [Tabela 4.1](#).

CSRR Circular				
$f_0(GHz)$	$r_{ext}(mm)$	$c(mm)$	$d(mm)$	$g(mm)$
2,4	5,5	0,5	0,5	0,5
CSRR Retangular				
$f_0(GHz)$	$l_{ext}(mm)$	$w(mm)$	$s(mm)$	$g(mm)$
2,4	5,1	0,5	1	0,5

Tabela 4.1: Dimensões dos Ressonadores CSRRs Projetados.

Foram consideradas aberturas idênticas para o anel interno e externo, nos dois tipos de CSRR, circular e retangular.

Figura 4.1 ilustra a disposição dos CSRR circulares no plano de terra do filtro Matrioska de uma seção. A distância entre o centro do filtro e os centros dos anéis é d' . As dimensões dos anéis já foram listadas na Tabela 4.1.

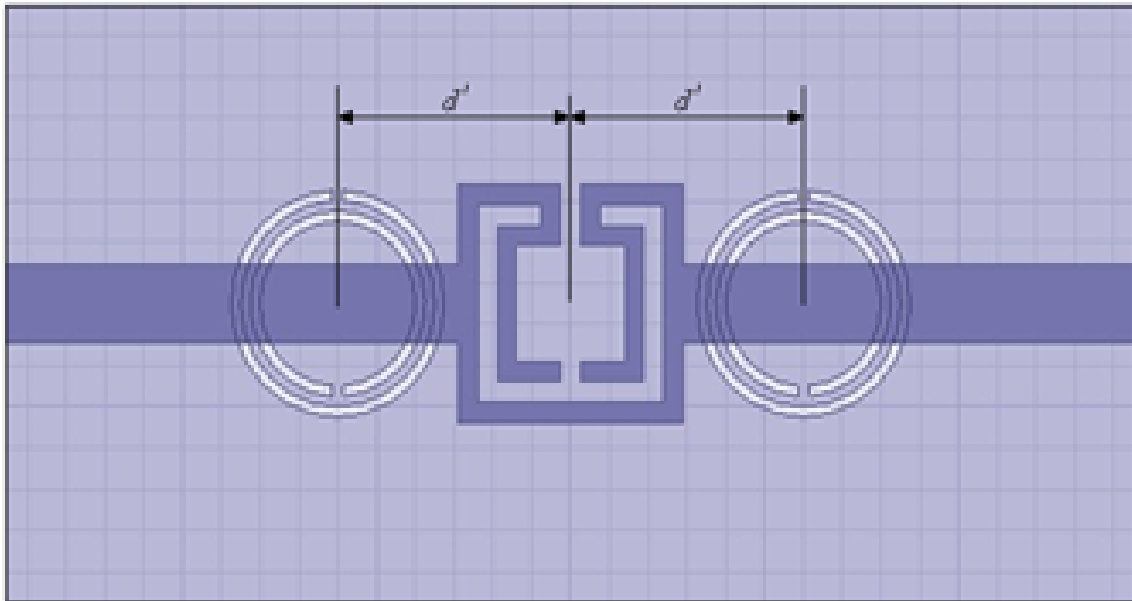


Figura 4.1: Disposição dos CSRRs Circulares no Plano de Terra do Filtro 1.

Fonte: Elaborada pelo Autor

Inicialmente foi feita uma análise paramétrica, para se obter a distância d' que fornecesse a maior atenuação livre possível. Partiu-se de uma distância inicial de $6mm$ e foi-se

incrementando essa distância de 1mm em 1mm . Figura 4.2 ilustra os resultados simulados para o filtro 1 com a inserção de CSRR circulares. A distância ótima foi de 12mm e forneceu uma atenuação livre de 30dB . Foram traçadas as curvas do $|S_{21}|$ para d' igual a 6, 8, 10 e 12mm . Pode-se notar que a distância de 12mm apresentou os melhores resultados.

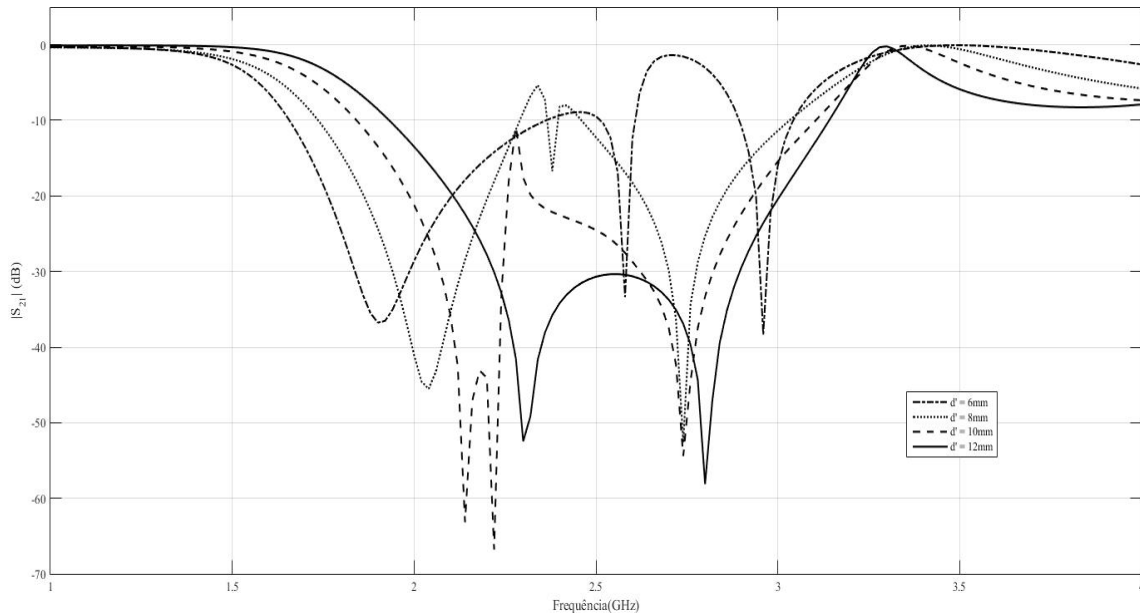


Figura 4.2: S_{21} para d' igual a 6, 8, 10 e 12mm .

Fonte: Elaborada pelo Autor

A análise paramétrica feita para o filtro 1 com CSRR circular foi repetida para o filtro 2 com CSRR circular e para ambos os filtros com CSRR retangular. Assim, foram obtidas as distâncias otimizadas, d' , para cada caso. A Tabela 4.2 resume essas simulações.

Distância	Filtro 1		Filtro 2	
	CSRR Circular	CSRR Retangular	CSRR Circular	CSRR Retangular
d' (mm)	12	8,85	15	11,85

Tabela 4.2: Distância Otimizada para Posicionamento dos CSRRs.

Após obter as distâncias ótimas, foram comparadas as respostas em frequência de $|S_{21}|$ obtidas para o filtro 1 sem CSRR com as respostas de filtro inserindo os CSRR

circulares e retangulares. Essa comparação é ilustrada na [Figura 4.3](#). Pode-se observar a melhoria significativa na atenuação livre que a inserção dos CSRR circulares produziu. A atenuação livre era de $17dB$ sem os CSRR e aumentou para $30dB$ com os CSRR circulares, uma melhoria de $13dB$, deixando toda a faixa de interesse com atenuações superiores a $20dB$. Já para o caso dos CSRR retangulares não houve alteração na atenuação livre, havendo apenas um aumento na seletividade, mas desprezível.

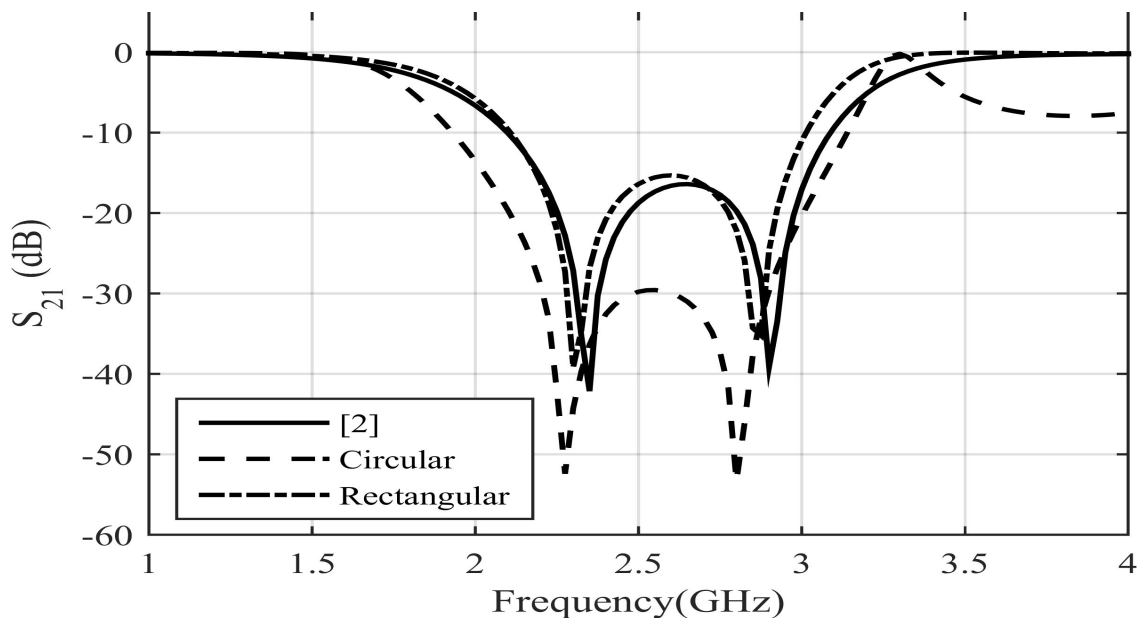


Figura 4.3: Comparação do $|S_{21}|$ para o filtro 1 sem CSRR e com os CSRRs Circulares e Retangulares.

Fonte: Elaborada pelo Autor

O mesmo foi feito para o filtro 2. Foram comparadas as respostas em frequência de $|S_{21}|$, para o filtro 2 sem CSRR com as respostas inserindo os CSRR circulares e retangulares. Essa comparação é ilustrada na [Figura 4.4](#). Assim como o filtro 1, pode-se observar a melhoria significativa na atenuação livre que a inserção dos CSRR circulares produziu. A atenuação livre era de $15dB$ sem os CSRR e aumentou para $30dB$ com os CSRR circulares, uma melhoria de $15dB$, deixando toda a faixa de interesse com atenuações superiores a $20dB$. Já para o caso dos CSRR retangulares não houve alteração na

atenuação livre, nem aumento na seletividade, mantendo a resposta inalterável.

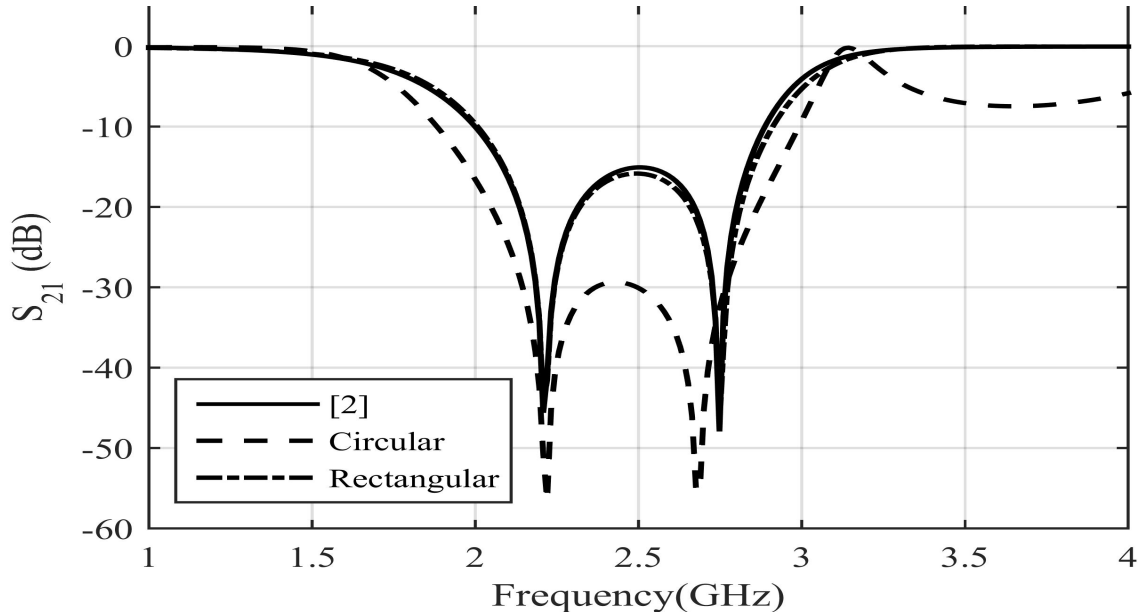


Figura 4.4: Comparação do $|S_{21}|$ para o filtro 2 sem CSRR e com os CSRRs Circulares e Retangulares.

Fonte: Elaborada pelo Autor

Para comprovar a análise efetuada, dois protótipos foram construídos, inserindo os CSRR no plano de terra dos filtros 1 e 2. As medições foram realizadas no Laboratório de Micro-ondas do GTEMA/IFPB, utilizando um analisador de redes Agilent E5071C, conforme pode ser visto na [Figura 4.5](#). Fotos dos protótipos construídos podem ser vistas na [Figura 4.6](#). Podem ser observadas algumas imprecisões nas estruturas fabricadas, o que pode levar a diferenças entre valores simulados e medidos.

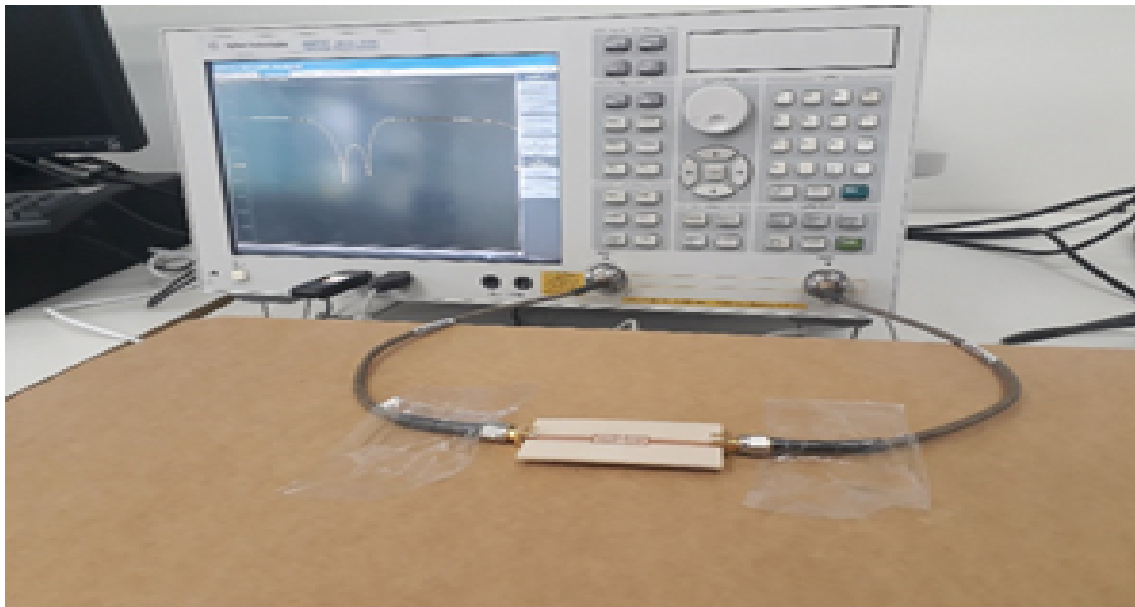


Figura 4.5: Setup de Medição.

Fonte: Elaborada pelo Autor

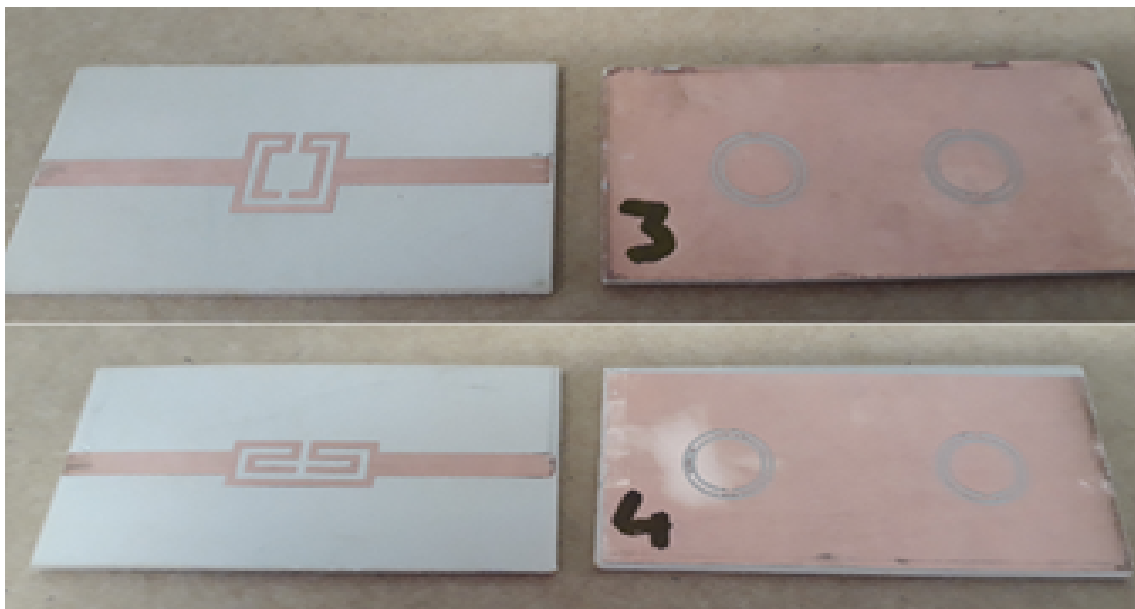


Figura 4.6: Protótipos dos filtros 1 e 2 construídos.

Fonte: Elaborada pelo Autor

Figura 4.7 ilustra a comparação entre os coeficientes de transmissão simulados e medi-

dos para o filtro 1, com os CSRR circulares inseridos no plano de terra. Pode-se observar que a atenuação livre aumentou para $30dB$, validando a proposta desse estudo. Ocorre um espúrio dentro da faixa de rejeição (2 a $3GHz$). Isso pode ter ocorrido devido a imprecisões no processo de fabricação. A análise mostrou que, devido às dimensões reduzidas dos CSRR, qualquer alteração mínima pode causar diferenças significativas ou espúrios como o que vemos. Entretanto, pode-se considerar que houve uma boa concordância entre os resultados.

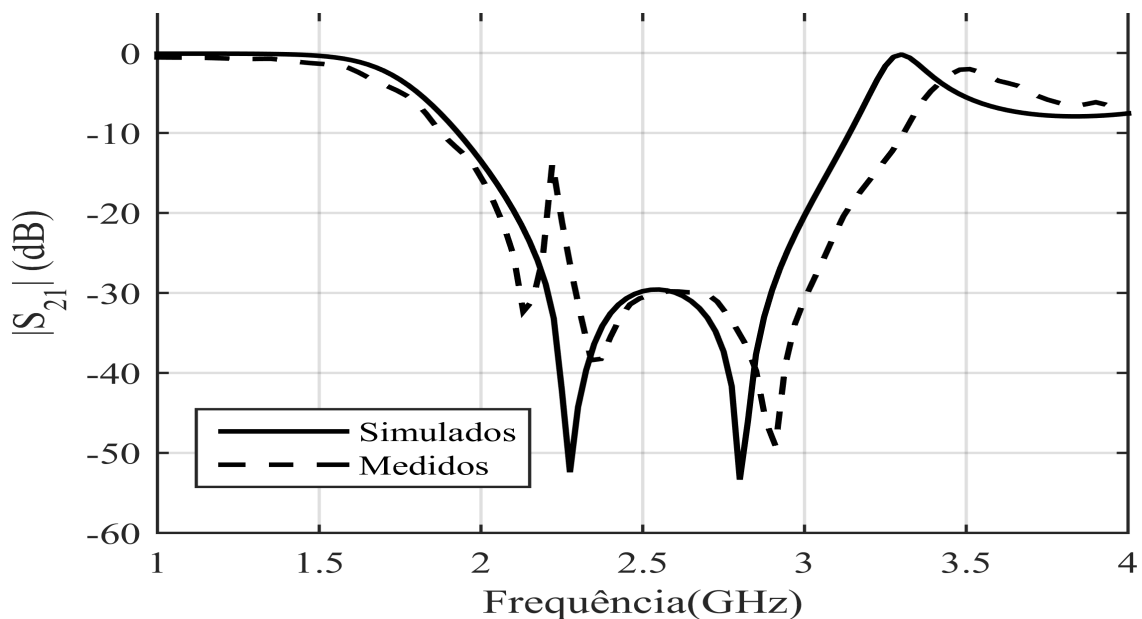


Figura 4.7: Comparação entre resultados medidos e simulados para o filtro 1.

Fonte: Elaborada pelo Autor

Figura 4.8 ilustra a comparação entre os coeficientes de transmissão simulados e medidos para o filtro 2, com os CSRR circulares inseridos no plano de terra. Pode-se observar que a atenuação livre também aumentou para $30dB$ e também ocorre um pico dentro da faixa de rejeição (2 a $3GHz$). Acredita-se que isso pode ter ocorrido devido a imprecisões no processo de fabricação. Entretanto, também pode-se considerar que houve uma boa concordância entre os resultados.

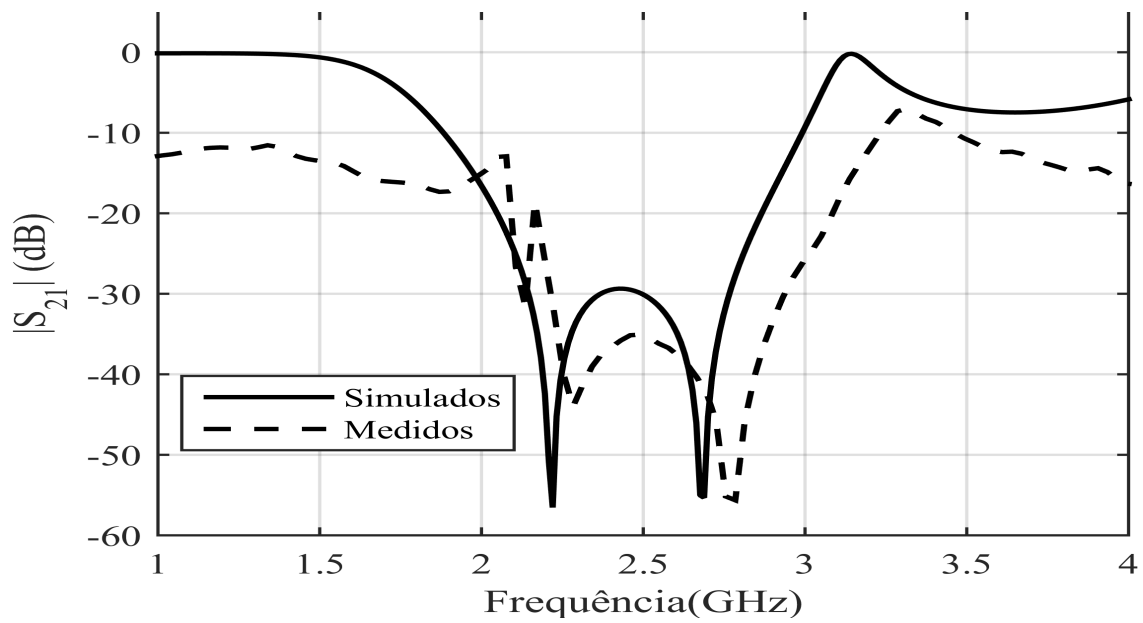


Figura 4.8: Comparação entre resultados medidos e simulados para o filtro 2.

Fonte: Elaborada pelo Autor

Na [Tabela 4.3](#), é feita a comparação entre os resultados obtidos nos filtros Matrioskas sem e com os *CSRRs*

	f_r1	f_r2	f_c1	f_c2	BRW	AL
Filtro Matrioska 1 (Sim)	2,35GHz (-45dB)	2,9GHz (-39dB)	1,82GHz (-3dB)	3,28GHz (-3dB)	1,46GHz	-16dB
Filtro Matrioska 1 (Med)	2,32GHz (-41dB)	2,9GHz (-47dB)	1,67GHz (-3dB)	-	-	-16dB
CSRR Circular (Sim)	2,30GHz (-52dB)	2,8GHz (-58dB)	1,74GHz (-3dB)	3,23GHz (-3dB)	1,49GHz	-30dB
CSRR Circular (Med)	2,22GHz (-13dB)	2,9GHz (-49dB)	1,65GHz (-3dB)	3,42GHz (-3dB)	1,77GHz	-30dB
Filtro Matrioska 2 (Sim)	2,20GHz (-45dB)	2,74GHz (-48dB)	1,74GHz (-3dB)	3,04GHz (-3dB)	1,3GHz	-15dB
Filtro Matrioska 2 (Med)	2,22GHz (-40dB)	2,78GHz (-45dB)	1,63GHz (-3dB)	3,25GHz (-3dB)	1,62GHz	-17dB
CSRR Circular (Sim)	2,22GHz (-56dB)	2,68GHz (-55dB)	1,69GHz (-3dB)	3,07GHz (-3dB)	1,38GHz	-29dB
CSRR Circular (Med)	2,28GHz (-44dB)	2,78GHz (-55dB)	-	-	-	-35dB

Tabela 4.3: Comparação de Resultados dos Filtros Matrioskas 1 e 2, sem e com os CSRRs.

4.1.1 Simulação da Célula Metamaterial

As simulações realizadas foram feitas, seguindo os procedimentos citados por (Numan & Sharawi 2013). Como o filtro desenvolvido na [Seção 4.1](#), utiliza um arranjo com dois metas, a célula simulada foi feita levando em consideração esse fato, tendo o espaçamento entre as estruturas a mesma utilizada no filtro.

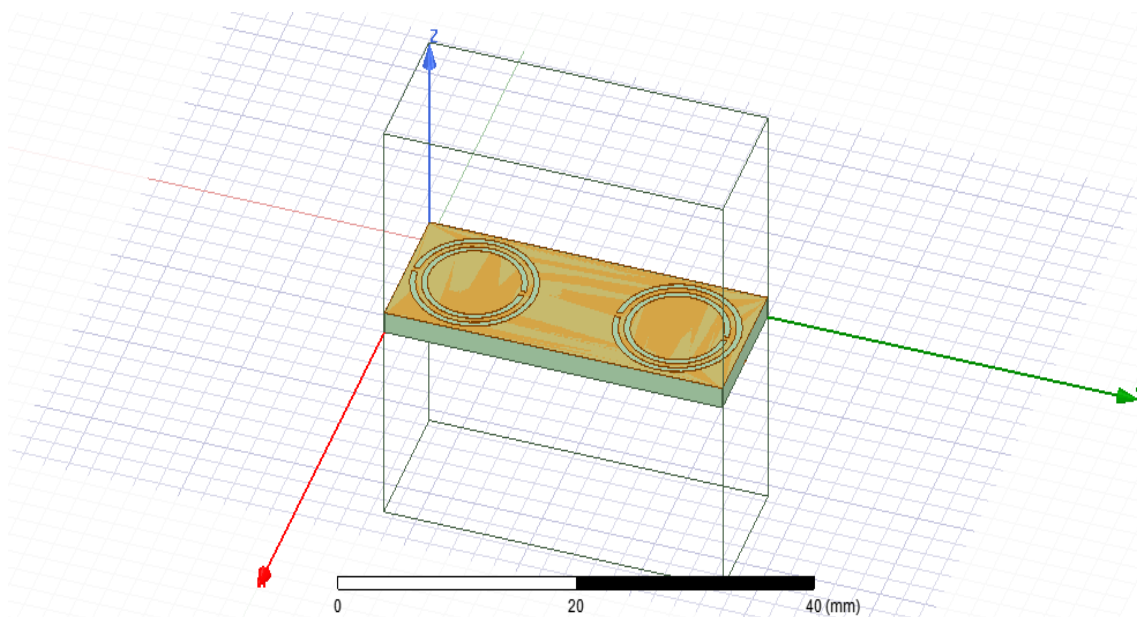


Figura 4.9: Célula Metamaterial CSRR.

Fonte: Elaborada pelo Autor

Após a simulação foi exportado os valores de S_{11} e S_{21} em magnitude, e feita os cálculos para a obtenção da permissividade, permeabilidade e índice de refração levando em consideração a formulação do (Roy et al. 2018), ou seja, as equações [Equação 2.27](#), [Equação 2.28](#) e [Equação 2.20](#), presentes neste trabalho.

Foi obtido então os seguintes resultados:

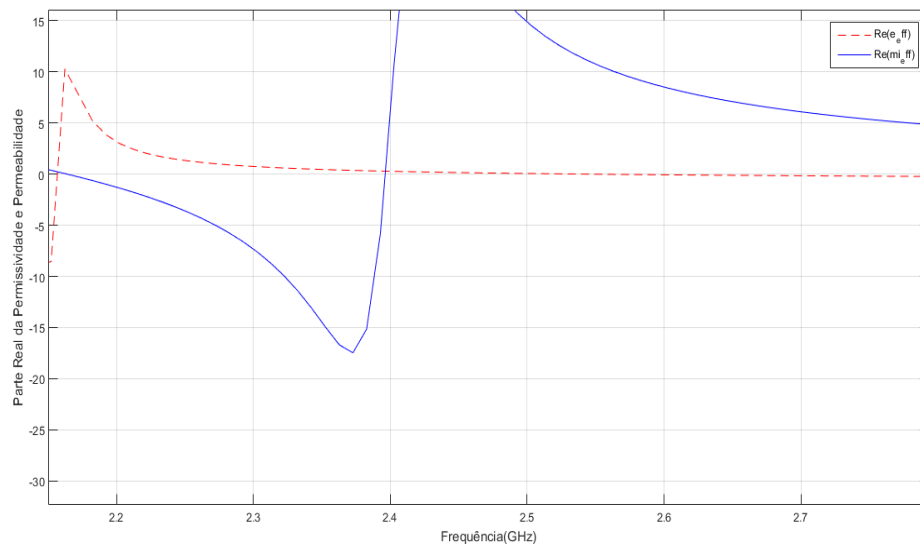


Figura 4.10: Permissividade e Permeabilidade.

Fonte: Elaborada pelo Autor

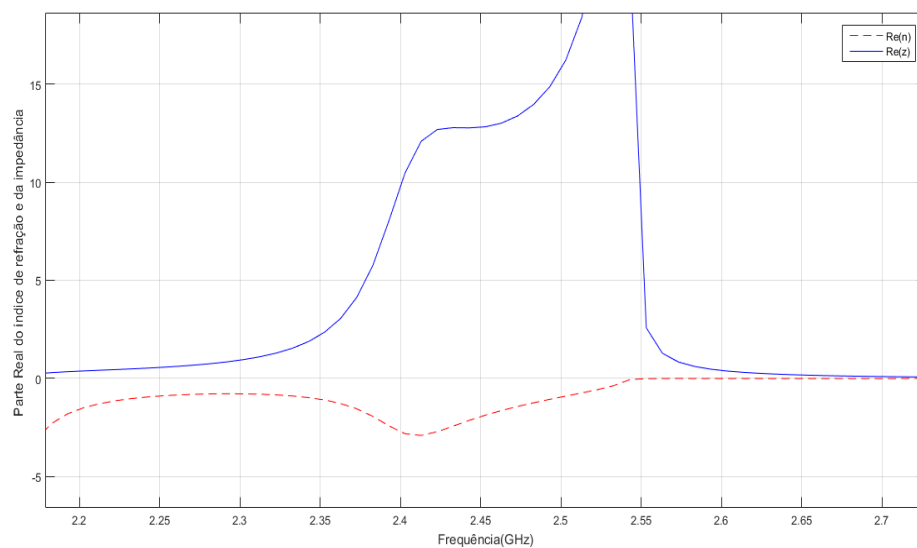


Figura 4.11: Índice de Refração e Impedância.

Fonte: Elaborada pelo Autor

Embora a permissividade e permeabilidade, não sejam exatamente negativas na frequên-

cia de operação do metamaterial, podemos concluir que a célula se comporta como tal, pelo fato de que apresenta um índice de refração negativo na frequência de operação, isto ocorre devido ao fato de que a permissividade e permeabilidade tem valores complexos, e nos gráficos obtemos apenas a parte real dos mesmo.

4.2 Filtro Passa-Baixa

Inicialmente foi realizado o projeto de anéis ressonadores, CSRRs, na frequência de corte do filtro, 700 MHz, porém houve um espúrio, na atenuação livre, próximo a 1 GHz. Com isso, foi realizado a análise paramétrica para vários CSRRs, afim de encontrar a melhor resposta em frequência.

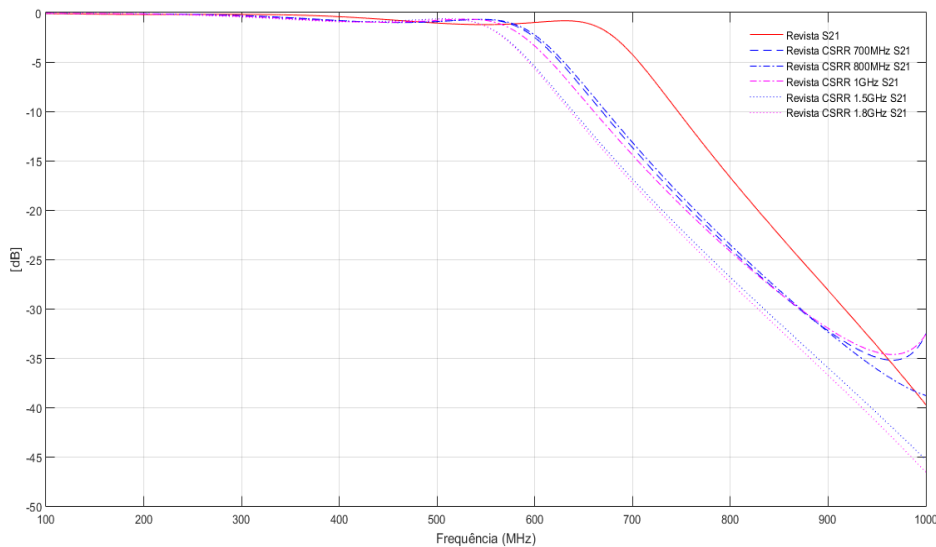


Figura 4.12: Análise Paramétrica para Varios CSRRs.

Fonte: Elaborada pelo Autor

Os melhores resultados foram para os CSRRs com frequência de ressonância em 1.5 e 1.8 GHz. Foi decidido então pela utilização do CSRR com frequência de ressonância de 1.8 GHz, tendo as suas medidas listadas na [Tabela 4.4](#).

CSRR Circular				
$f_0(GHz)$	$r_{ext}(mm)$	$c(mm)$	$d(mm)$	$g(mm)$
1.8	11	3	2	0,5

Tabela 4.4: Dimensões dos Ressonadores CSRR - Filtro Passa Baixa.

Observando então a resposta em frequência do filtro modificado, a frequência de corte que antes era de 680 MHz foi para aproximadamente 580 MHz, e a melhor atenuação abaixo dos 10 dB que ocorria em 730 MHz foi para aproximadamente 630 MHz. Com isso, percebeu-se que o filtro poderia ter suas dimensões reduzidas, afim de obter novamente os parâmetros iniciais do filtro, ou seja, frequência de corte em aproximadamente 700 MHz. Para tal, foi calculado um fator de redução que leva em consideração as variações nos resultados em frequência.

O fator de redução foi encontrado simplesmente dividindo a frequência de corte anterior a aplicação do CSRR pela frequência de corte obtida após a aplicação do CSRR com frequência de ressonância em 1.8 GHz. Com isso, obtivemos então um fator de redução de 0.88, aproximadamente.

Inicialmente o filtro possuía as seguintes dimensões.

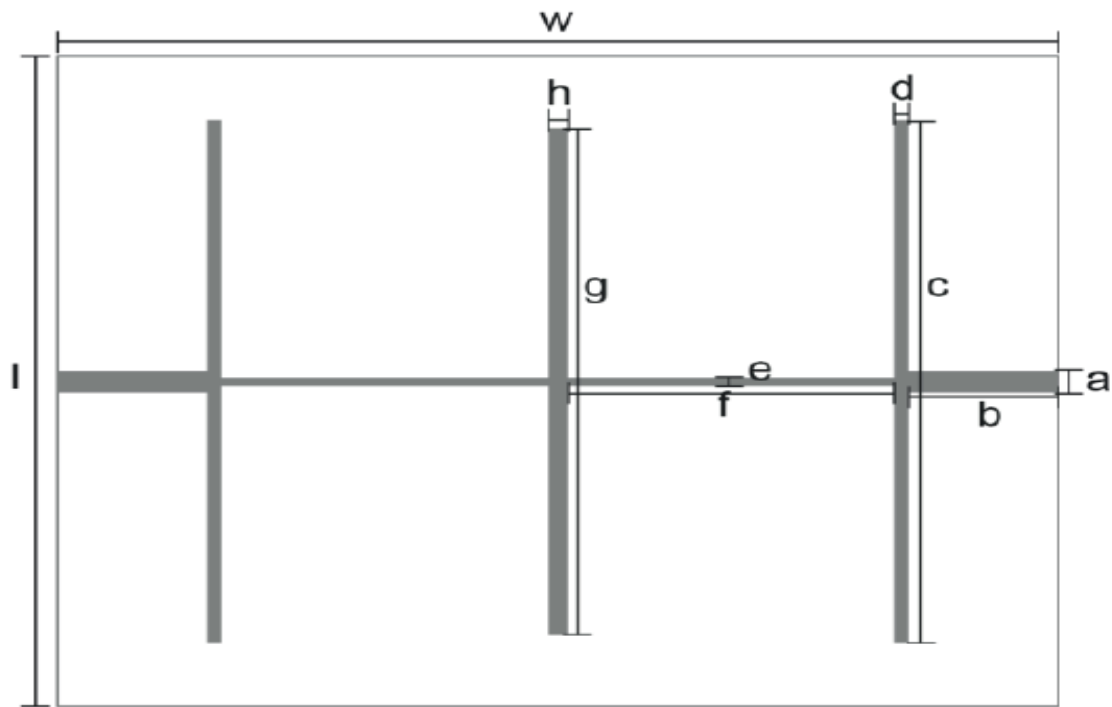


Figura 4.13: Dimensões do filtro passa-baixa: $a = 3mm$, $b = 16mm$, $c = 72.325mm$, $d = 1.575mm$, $e = 1.1mm$, $f = 35mm$, $g = 70.086mm$, $h = 2.018mm$, $l = 90mm$, $w = 107.168mm$.

Fonte:(Chuma et al. 2018)

Após a aplicação do fator de redução nas dimensões do filtro obtivemos então a estrutura com as seguintes dimensões.

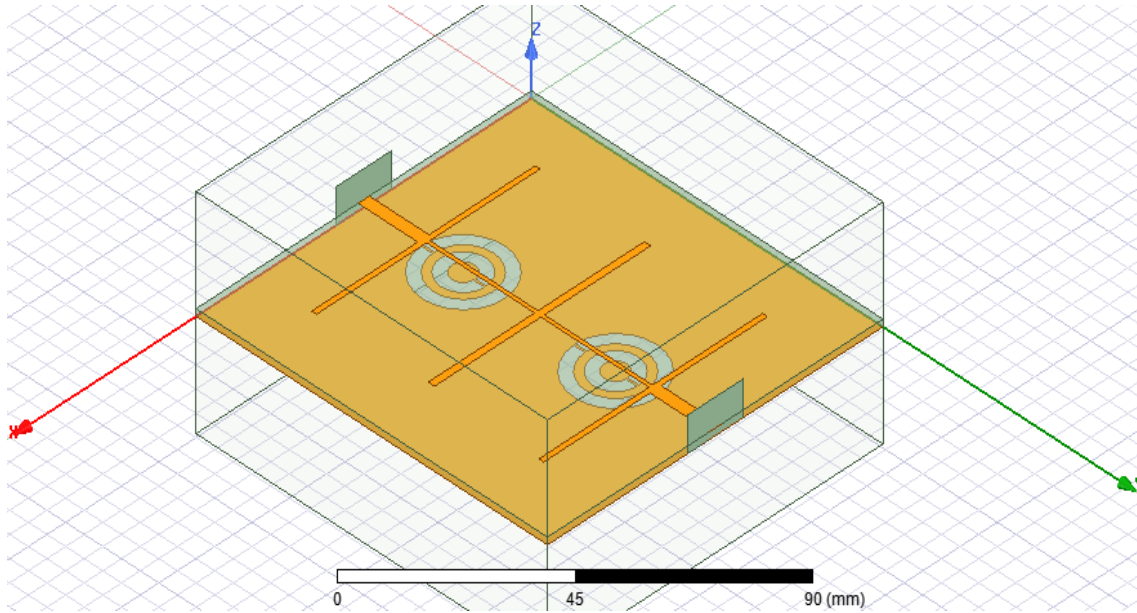


Figura 4.14: Dimensões do filtro passa-baixa: $a = 3mm$, $b = 16mm$, $c = 60mm$, $d = 1.3mm$, $e = 0.9mm$, $f = 29mm$, $g = 58mm$, $h = 1.7mm$, $l = 90mm$, $w = 94.3mm$.

Fonte: Elaborada pelo Autor

Com isso foi possível reduzir o comprimento do filtro em 12.8 mm, representando uma melhoria de 12%.

Figura 4.15 ilustra a comparação da resposta em frequência, simulada, para o filtro proposto em (Chuma et al. 2018) e o filtro reduzido utilizando os ressonadores metamateriais CSRRs. Pode-se observar que os resultados são muito próximos.

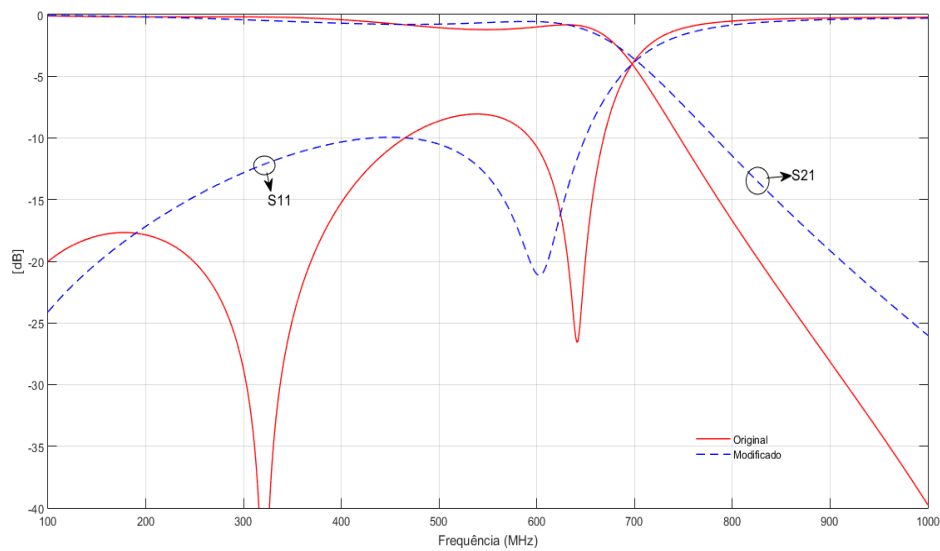
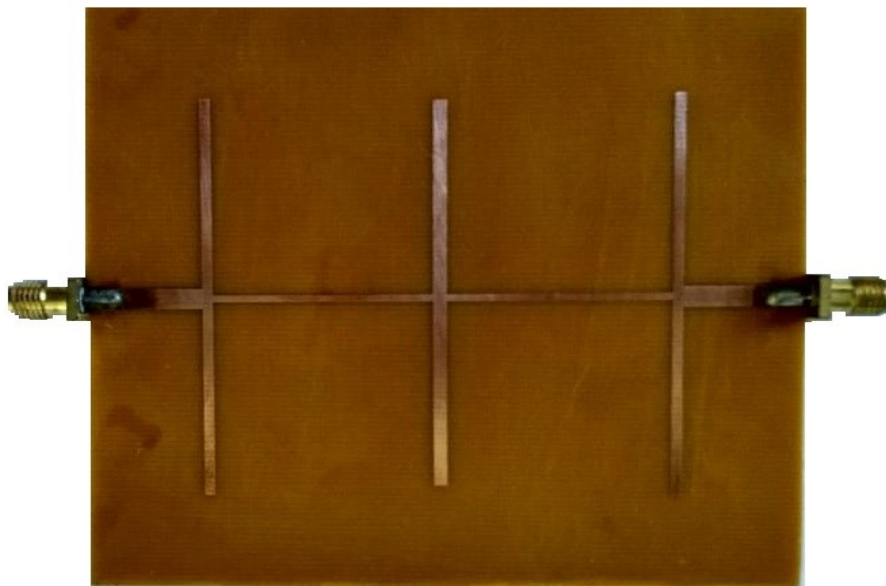


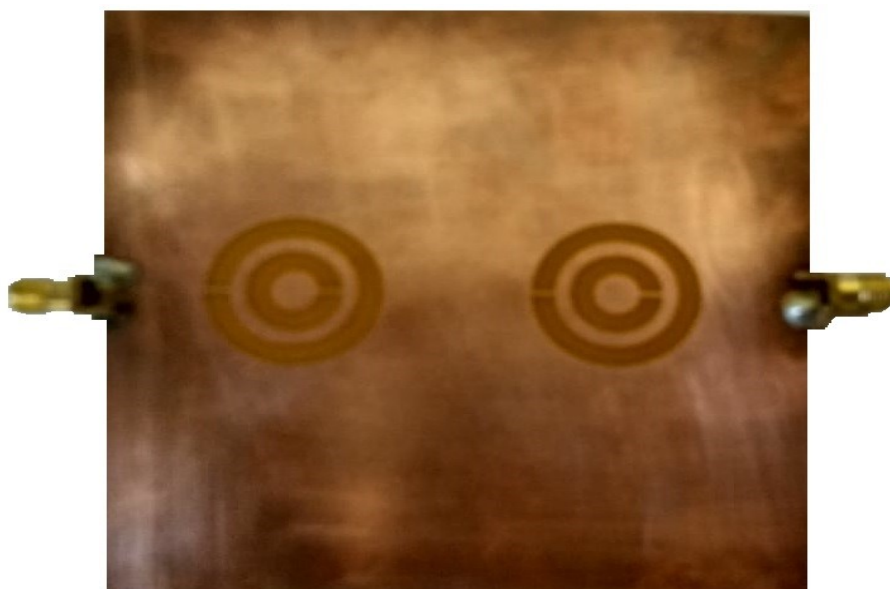
Figura 4.15: Parâmetros S do filtro proposto em (Chumaet al. 2018) e do proposto neste trabalho

Fonte: Elaborada pelo Autor

Buscando a validação dos resultados simulados, foi construído um protótipo, conforme pode ser visto na [Figura 4.16](#), foi inserido os CSRRs no plano de terra do filtro proposto em (Chuma et al. 2018) e redimensionando as dimensões do mesmo.



(a)



(b)

Figura 4.16: (a)Vista Superior. (b)Vista do Plano de Terra.

Fonte: Elaborada pelo Autor

Na [Figura 4.17](#) é apresentado a comparação entre os resultados simulados e medidos para o coeficiente de transmissão do filtro com os ressonadores metamateriais CSRRs

inseridos no plano de terra.

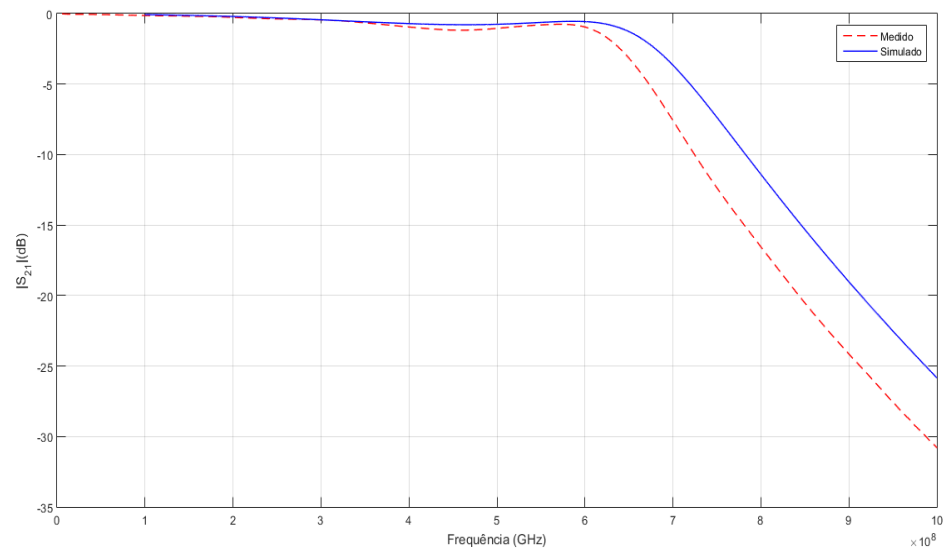


Figura 4.17: Comparação entre os resultados simulados e medidos para o coeficiente de transmissão do filtro proposto.

Fonte: Elaborada pelo Autor

Foi obtido um resultado muito próximo ao inicial. Frequência de corte de aproximadamente 650 MHz, melhor atenuação livre a partir de 10 dB em frequências acima de 725 MHz. Pode-se observar, também, que houve uma piora na faixa de transição. Entretanto, pode-se considerar que houve uma boa concordância entre os resultados. Na [Tabela 4.5](#) é apresentado os resultados simulados e medidos para os filtros Passa-Baixa.

Filtro	fc		l	w
	Sim.	Med.		
Passa-Baixa	700MHz	680MHz	90mm	107,168mm
Passa-Baixa Reduzido com CSRR	689MHz	650MHz	90mm	94,3mm

Tabela 4.5: Comparação de Resultados dos Filtros Passa-Baixa

4.2.1 Simulação da Célula Metamaterial

Afim de validar o comportamento da célula meta, foi realizada a simulação para obtenção dos parâmetros do metamaterial, ou seja, permissividade, permeabilidade e índice de refração. Para tal, foi considerada o arranjo utilizado no filtro que nesse caso tem as dimensões apresentadas na [Tabela 4.4](#), com um espaçamento do centro do filtro de 14 mm.

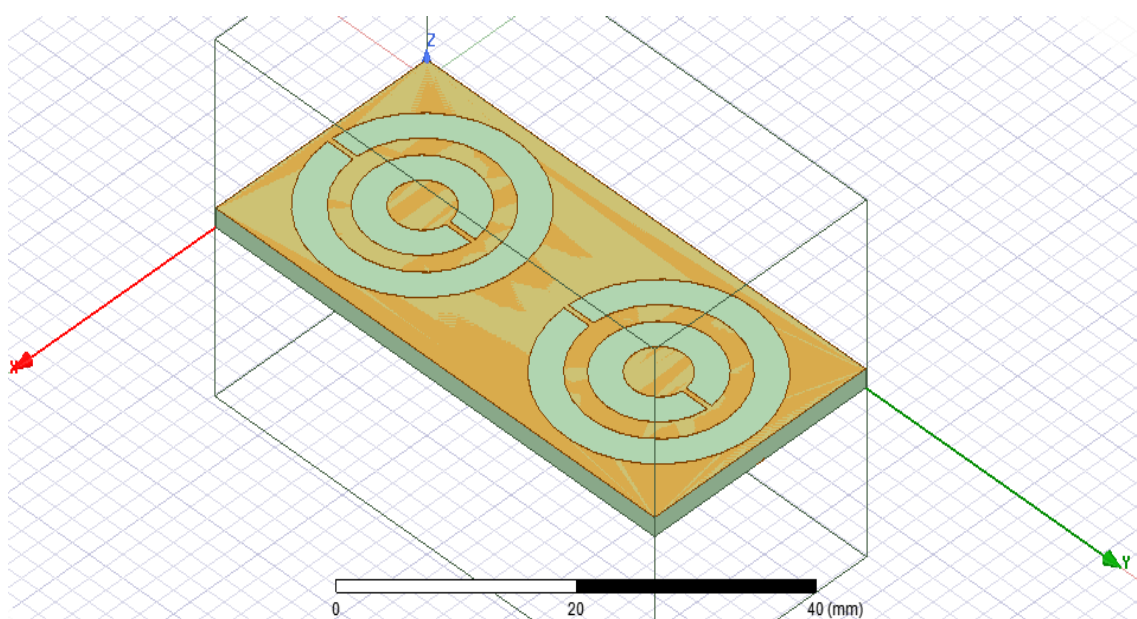


Figura 4.18: Célula Metamaterial CSRR.

Fonte: Elaborada pelo Autor

Após simulação e exportação dos resultados para os devidos cálculos foi obtido os seguintes resultados.

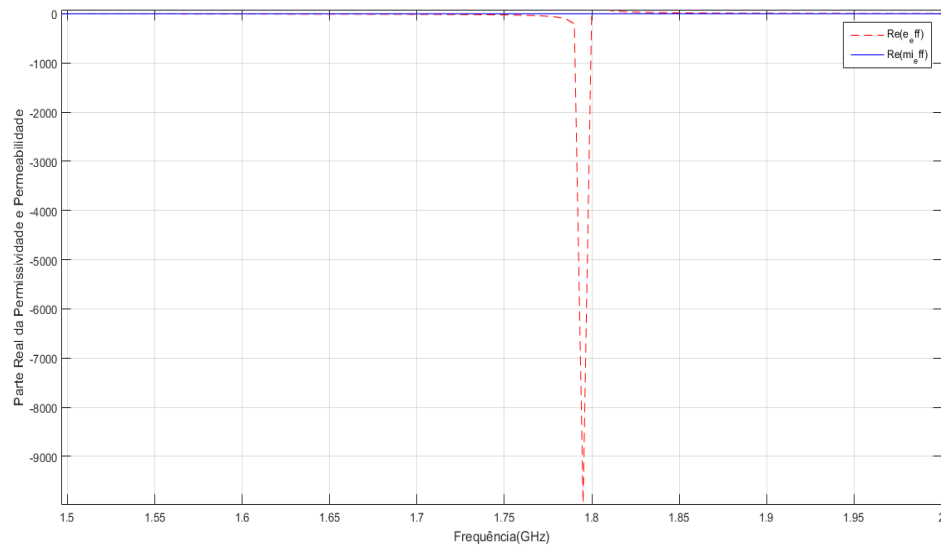


Figura 4.19: Permissividade e Permeabilidade.

Fonte: Elaborada pelo Autor

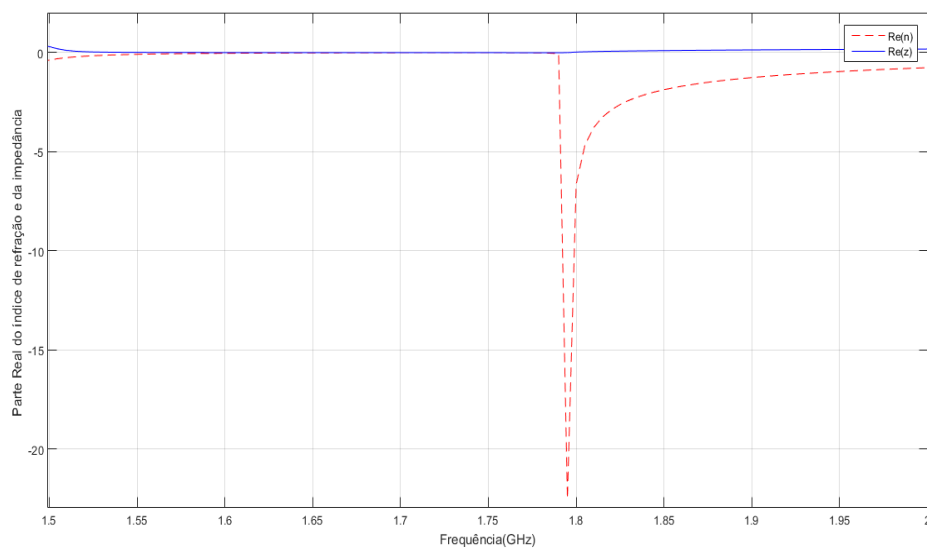


Figura 4.20: Índice de Refração e Impedância.

Fonte: Elaborada pelo Autor

Mais uma vez então podemos perceber que a estrutura se comporta sim, como um

metamaterial, pois possui índice de refração negativo na faixa de frequência desejada.

4.3 Considerações

Neste capítulo foram apresentadas os resultados simulados e medidos dos filtros Matrioskas e Passa-Baixa. Foram observados bons resultados referentes a melhoria da atenuação livre dos filtros Matrioskas, bem como, a redução do filtro Passa-Baixa. Ambos os resultados foram atingidos com a utilização dos ressoadores metamateriais *CSRRs*.

Capítulo 5

Conclusões e Trabalhos Futuros

Tendo em vista a proposta desta dissertação, que foi a inserção de CSRRs no plano de terra de filtros planares, afim de melhorar os parâmetros dos mesmos, pode-se dizer que a proposta atingiu seu objetivo. Ao realizar a inserção dos CSRRs circulares no plano de terra dos filtros rejeita-faixa Matrioska, foi possível obter uma melhora significativa na atenuação livre dos mesmos. Ao aplicar os CSRRs, no filtro passa-baixa, foi possível realizar a diminuição das suas dimensões.

O trabalho foi realizado partindo de simulações computacionais, tendo como base filtros já conhecidos na literatura. Aplicando, então, as formulações conhecidas para as estruturas metamateriais, CSRRs, foi possível projetar novas estruturas. Foi utilizado também, uma análise paramétrica, afim de encontrar a posição em que as estruturas forneciam um melhor resultado. Posteriormente, as estruturas foram confeccionadas, com o intuito de confirmar os resultados simulados.

Após a fabricação dos filtros, observou-se um pequeno espúrio na resposta em frequência do filtro rejeita-faixa Matrioska; isso se deve, possivelmente, ao processo de fabricação dos CSRRs, pois pequenas imprecisões podem levar a esses problemas na resposta em frequência. Já no filtro passa-baixa, houve uma degradação na faixa de transição do mesmo. Contudo, os resultados mostrados neste trabalho se mostram adequados quando se comparado com outros trabalhos já publicados. O filtro rejeita-faixa Matrioska que já se mostrava adequado para utilização de aplicações na faixa de 2,45 GHz, obteve um

ganho de aproximadamente 13 dB em sua faixa de rejeição, enquanto que o filtro passa-baixa, que tem o objetivo de ser aplicado em sistemas de Tv, obteve uma redução de aproximadamente 12% na sua dimensão.

Com base nos resultados observados neste trabalho e também em outros já publicados, pode-se retirar, novos objetivos para trabalhos futuros. Como o estudo da utilização de um maior arranjo de metamateriais, afim de obter melhores resultados; utilização de outras estruturas metamateriais, como por exemplo, metamateriais com um maior número de anéis ressonadores, obtenção de novas geometrias para os metamateriais, como por exemplo a utilização de uma geometria elíptica, e ainda, a possível utilização em conjunto dessas geometrias.

Referências Bibliográficas

- Alfrêdo Gomes Neto, Amaro Flor Neto, Mylenna Correia de Andrade Jefferson Costa e Silva Joabson Nogueira de Carvalho (2018), 'Filtro rejeita-faixa compacto com reduzida região de transição para aplicação na faixa de 2,4 ghz', *XXXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais* pp. 75–79.
- Ali, A., M. A. Khan & Z. Hu (2007), 'High selectivity lowpass filter using negative- ϵ metamaterial resonators', *Electron. Lett.* .
- B, Jitha (2010), Development of Compact Microwave Filters Using Microstrip Loop Resonators, Tese de doutorado, Cochin University of Science and Technology.
- Bahl, I. & P. Bhartia (1998), *Microwave solid state circuit design*, JOHN WILEY & SONS.
- Bilotti, Filiberto, Alessandro Toscano & Lucio Vegni (2007), 'Design of spiral and multiple split-ring resonators for the realization of miniaturized metamaterial samples', *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION* pp. 2258–2267.
- Boria, V. E., P. Soto & S. Cogollos (2011), 'Distributed models for filter synthesis', *IEEE Microwave Magazine* pp. 87–100.
- Caloz, Christophe & Tatsuo Itoh (2006), *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*, JOHN WILEY & SONS.
- Chuma, Euclides Lourenço, Yuzo Iano, Paulo Eduardo dos Reis Cardoso, Hermes José Loschi & Diego Pajuelo (2018), 'Design of stepped impedance microstrip low-pass

filter for coexistence of tv broadcasting and lte mobile system close to 700 mhz', *SET INTERNATIONAL JOURNAL OF BROADCAST ENGINEERING* .

Cruz, J. N. (2015), Caracterização de fss com geometria matrioska aberta, Dissertação de mestrado, IFPB - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba.

da Costa, Iradilson Ferreira (2018), Uso de ressoadores de anéis fendidos e ressoadores de anéis fendidos complementares para o melhoramento do desempenho em filtros passa-baixa em microfita, Dissertação de mestrado, UFRN - Universidade Federal do Rio Grande do Norte.

de Oliveira Mariano, Josefa Gilliane (2017), Implementação de filtros planares baseados na geometria matrioska, Dissertação de mestrado, IFPB - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba.

Falcone, F., T. Lopetegi, J. D. Baena, R. Marqués, F. Martín & M. Sorolla (2004), 'Effective negative- ϵ stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators', *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* .

Ferreira, H. P. A. (2014), Matrioska: Uma proposta de geometria para fss multibandas, Dissertação de mestrado, IFPB - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba.

García, J., F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetegi, M. Sorolla & R. Marqués (2004), 'Spurious passband suppression in microstrip coupled line band pass filters by means of split ring resonators', *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* .

García, J., F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, J. D. Baena, I. Gil, E. Amat, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. A. M. Iturmedi, M. Sorolla & R. Marqués (2005), 'Microwave filters with improved stopband based on sub-wavelength resonators', *IEEE Trans. Microw. Theor. Techn.* .

- García, J., J. Bonache, F. Falcone, J. D. Baena, F. Martín, I. Gil, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, A. Marcotegui, R. Marqués & M. Sorolla (2004), 'Stepped-impedance low-pass filters with spurious passband suppression', *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* .
- Hong, J. S. & M. J. Lancaster (2001), *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, JOHN WILEY & SONS.
- Hong, Jia-Sheng & M. J. Lancaster (2001), *Microstrip Filtes for RF/Microwave Applications*, JOHN WILEY & SONS.
- Neto, A. Gomes (2014), 'A proposed geometry for multi-resonant frequency selective surfaces', *European Microwave Week 2014 Conference/44th European Microwave Conference (EuMC)* .
- Neto, A. Gomes (2015), 'Multiband frequency selective surface with open matryoshka elements', *9th European Conference on Antennas and Propagation* .
- Neto, A. Gomes, A. Flor Neto, M. C. Andrade, J. C. Silva & J. N. Carvalho (2018), 'Filtros em microfita utilizando a geometria anéis matryoshka circulares', *18º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica and 13º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo* .
- Neto, A. Gomes, A. G. Costa & C. S. Moreira (2017), 'A new planar sensor based on the matryoshka microstrip resonator', *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)* .
- Numan, Ahmad B. & Mohammad S. Sharawi (2013), 'Extraction of material parameters for metamaterials using a full-wave simulator', *IEEE Antennas and Propagation Magazine* .
- Pozar, David M. (2001), *Microwave and RF Wireless Systems*, JOHN WILEY & SONS.

- Roy, Sourav, Krishna L. Baishnab & Ujjal Chakraborty (2018), 'Beam focusing compact wideband antenna loaded with mu-negative metamaterial for wireless lan application', *Progress In Electromagnetics Research (PIER) C* .
- Saha, Chinmoy & Jawad Y. Siddiqui (2012), 'Theoretical model for estimation of resonance frequency of rotational circular split-ring resonators', *Taylor & Francis Group* .
- Serrano, Ariana M. C. Lacorte Caniato (2007), 'Projeto de filtros de microondas passa-faixa planares utilizando ressoadores patch dual-mode'.
- Sihvola, Ari (2007), 'Metamaterials in electromagnetics', *Elsevier* .
- Smith, D. R., D. C. Vier, Th. Koschny & C. M. Soukoulis (2005), 'Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials', *Physical Review E* .
- Termam, F. E. (1943), *Radio engineers' handbook*, McGraw-Hill.