

Universidade Federal de Campina Grande

Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

CYBELLE BELÉM GONÇALVES

REALIZAÇÃO DE UM FILTRO PASSA FAIXA COM RESSOADORES DE MICROFITA

Campina Grande, Paraíba. Julho de 2015

CYBELLE BELÉM GONÇALVES

REALIZAÇÃO DE UM FILTRO PASSA FAIXA COM RESSOADORES DE MICROFITA

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Bacharel em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Rádio Frequência

Orientador: Professor Alexandre Jean René Serres, D. Sc.

> Campina Grande, Paraíba. Julho de 2015

CYBELLE BELÉM GONÇALVES

REALIZAÇÃO DE UM FILTRO PASSA FAIXA COM RESSOADOR EM MICROFITA

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Bacharel em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Rádio Frequência

Aprovado em 14 / 07 / 2015

Professor Avaliador Universidade Federal de Campina Grande Avaliador

Alexandre Jean René Serres M. Sc. Universidade Federal de Campina Grande Orientador, UFCG

AGRADECIMENTOS

Agradeço à UFCG, em primeiro lugar, pela minha acolhida e pelas condições oferecidas, que me permitiram concluir este trabalho.

Agradeço aos meus pais Raimundo Nonato e Maria do Céu por me apoiar nas minhas decisões e na busca pelo saber. Eles foram fundamentais na realização dos meus sonhos.

Sou grata aos meus irmãos Ricardo, Sílvia, Cira, Michele e Shirley que me ajudaram a fazer minhas escolhas e aos meus cunhados Fabrício e Jorge que também me apoiaram.

Agradeço ao meu noivo Arthur que me apoia ativamente nas atividades da universidade e nas dificuldades da vida desde o ensino fundamental. A sua família Dona Aureni, Seu Luiz e Ana Luiza que me acolheram como filha e irmã.

Agradeço aos meus amigos do laboratório Thais e Túlio que me ajudaram muito nos momentos difíceis e estavam sempre ao meu lado para comemorar as vitorias.

Sou grata à CAPES, que financiou meu intercâmbio acadêmico na França e ao meu orientador Alexandre Jean René Serres.

Agradeço à Raimundo Carlos Silvério Freire que me ajudou no desenvolvimento desse trabalho compartilhando seus conhecimentos.

RESUMO

Filtros elétricos são componentes largamente utilizados em sistemas de telecomunicações, especialmente os filtros passa faixa. Isso porque esse tipo de aplicação normalmente trabalha em bandas de frequência definidas. A concepção de filtros para frequências na ordem de giga-hertz e bastante complexa, pois nessa faixa de frequência os parâmetros do circuito deixam de ser concentrados e passam a ser distribuídos, assim a análise desses circuitos é feita por meio do estudo dos campos elétricos e magnéticos no circuito. Assim sendo, o objetivo deste trabalho foi implementar um filtro passa faixa com frequência central de 2,46 GHz utilizando a topologia de ressoadores em microfita. Uma vantagem dessa tecnologia é a redução nas dimensões do filtro, que é um interesse na maioria dos sistemas atuais. O filtro foi projetado e simulado utilizando o *software* Ansoft Design, a fim de encontrar os melhores valores para o *gap* e distância entre os ressoadores. Em seguida, ele foi realizado utilizando o FR4 como substrato. Foram testadas três estruturas diferentes utilizando ressonadores com acoplamento misto.

Palavras-chave: Ressoadores, Filtros, Microfita.

ABSTRACT

Keywords: Resonators, Filters, Microstrip.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Evolução do cabo coaxial para triplaca	12
Figura 2: Linha de microfita isolada	13
Figura 3: Quadriplo	15
Figura 4: Exemplos de ressoadores planares	17
Figura 5: Filtro passa baixas	18
Figura 6: Filtro rejeita faixa	18
Figura 7: Tipos de acoplamento para os ressoadores, (a) acoplamento elétrico, (b)	
acoplamento magnético, (c) acoplamento misto.	19
Figura 8: Equivalente elétrico para ressoadores com acoplamento elétrico	20
Figura 9: Equivalente elétrico para ressoadores com acoplamento magnético	21
Figura 10: Equivalente elétrico para ressoadores com acoplamento misto	22
Figura 11: Circuito do ressoador simulado	25
Figura 12: Fase do S11 para o circuito da figura 1sem junção, em graus, obtido por	
simulação.	25
Figura 13: Fase do S11 para o circuito da figura 1com junção, em graus, obtido por	
simulação.	26
Figura 14: Amplitude S11 para o circuito da figura 1 sem junção, em dB, obtido por	
simulação.	26
Figura 15: Amplitude s11 para o circuito da figura 1 com junção, em dB, obtido por	
simulação.	27
Figura 16: Ressoador utilizado para a simulação eletromagnética	27
Figura 17: Amplitude do coeficiente S_{11} para o ressoador em dB, obtida via simulação	Э
eletromagnetica	28
Figura 18: Ressoadores de acoplamento misto	28
Figura 19: Ressoadores acoplados simulados.	29
Figura 20: Parametrização para obtenção do parâmetro d, coeficiente S_{11}	30
Figura 21: Parametrização para obtenção do parâmetro d. coeficiente S ₂₁	30
Figura 22: Parametrização para obtenção do parâmetro s. coeficiente S ₁₁	31
Figura 23: Parametrização para obtenção do parâmetro s. coeficiente S ₂₁	31
Figure 24: S ₁₁ utilizando $\epsilon r = \epsilon 0$	32
Figure 25: S_{21} utilizando $\epsilon r = \epsilon 0$.	33
Figura 26: Ressoadores de acoplamento mistos utilizados para a simulação	00
eletromagnética	33
Figura 27: Simulação eletromagnética para ressoadores acoplados, coeficiente S_{11}	34
Figura 28: Simulação eletromagnética para ressoadores acoplados, coeficiente S ₁₁	34
Figura 29: Circuito com quatro ressondores com acontamento misto	35
Figura 30: Parametrização para obtenção da melhor distância entre os ressoadores S ₁	1 P
S_{21}	36
Figura 31: Resposta em frequência para s–1 mm S11 e S21	37
Figura 32: Estrutura dos ressondores pra a simulação eletromagnética	37
Figura 33: Resultado da simulação eletromagnética para o filtro com quaro ressoador	57 PS
r igura 55. Resultado da simulação eletromagnetica para o mito com quato ressoadore	38
Figura 34. Filtro produzido	38
Figura 35: Medidas com filtro fabricado	39

Figura 36: Comparativo entre as simulações elétrica (curva verde), magnética (curva	
azul) e o filtro fabricado (curva vermelha)	39
Figura 37: Filtro com quatro ressoadores de acoplamento, capacitivo, indutivo e misto.	
	10
Figura 38: Estudo paramétrico da posição das portas e da distância entre os ressoadores	s,
S ₁₁	11
Figura 39: Estudo paramétrico da posição das portas e da distância entre os ressoadores	s,
S ₂₁	11
Figura 40: Melhor caso para a simulação paramétrica4	12

.

SUMÁRIO

1	Introdução1				
2	Fundamentação teórica				
-	2.1	Microfita	12		
-	2.2	Parâmetros de filtros de linhas de microfita	15		
-	2.3	Ressoadores	17		
3	Proje	eto do filtro	24		
í	3.1	Filtro com um ressoador	24		
	3.2	Filtro com ressoadores de acoplamento misto	28		
	3.3	Filtro com quatro ressoadores acoplados.	35		
4	Conc	lusão	43		
Bil	Bibliografia44				

1 INTRODUÇÃO

Filtros elétricos são componentes largamente utilizados em sistemas de telecomunicações, especialmente os filtros passa faixa. Isso porque esse tipo de aplicação normalmente trabalha em bandas de frequência definidas. Assim sendo, o objetivo deste trabalho foi implementar um filtro passa faixa com frequência central de 2,46 GHz utilizando a topologia de ressoadores em tecnologia de microfita.

Descontinuidades em linhas de microfitas apresentam a propriedade de atenuar determinadas frequências do sinal de entrada. Verifica-se, portanto, que esse comportamento caracteriza um filtro [9].

Uma das vantagens da tecnologia de circuitos de linhas de microfita é a possibilidade de redução das dimensões do filtro, que é um interesse na maioria dos sistemas atuais. Entretanto, como o trabalho foi desenvolvido numa frequência de micro-ondas (cerca de 2,46 GHz), o comprimento de onda passou a ser da mesma ordem de grandeza das dimensões dos elementos de circuito (resistores, indutores e capacitores). Como consequência, foi necessário tratá-los como parâmetros distribuídos, e não mais como concentrados, o ocorre quando a dimensão dos elementos é muito menor do que o comprimento de onda [6]. Utilizando, portanto, a análise de circuito com parâmetros distribuídos, foi necessário considerar os campos eletromagnéticos envolvidos, o que aumentou consideravelmente a complexidade dos estudos.

Acerca da escolha da topologia de ressoadores para a realização do filtro desejado, ela foi feita tendo em vista a relativa facilidade de se obter faixas de frequência com exatidão elevada. Outra possibilidade seria usar cavidades em guias de onda. Entretanto, uma desvantagem desse último é a maior presença de desvios na frequência central do que no caso dos ressoadores.

Pelo exposto, este relatório visa descrever as informações relevantes acerca da fundamentação teórica relativas ao projeto de um filtro passa faixa. Mais especificamente, no capítulo 2, são apresentados os conceitos importantes acerca da análise de circuito com parâmetros distribuídos e projeto de filtros utilizando a topologia de ressoadores em linhas de microfita. No capítulo 3, são expostas as

especificações de projeto do filtro em questão, bem como as etapas de simulação e de medições experimentais realizadas. Por fim, tem-se o capítulo 4, no qual são abordadas as principais considerações acerca do trabalho realizado.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo, são explicados os principais conceitos acerca da análise de circuito com parâmetros distribuídos e projeto de filtros utilizando a topologia de ressoadores. Além disso, abordam-se as características de estruturas realizadas em linhas de microfita.

2.1 MICROFITA

As linhas planares, que evoluíram dos cabos coaxiais (Figura 1), são muito utilizadas na construção de circuitos para micro-ondas, pois elas apresentam tamanho reduzido baixo peso e baixo custo de fabricação. Para a realização de filtros para frequências elevadas, as topologias triplaca (Figura 1d) e microfita (Figura 2) são as mais usadas, devido as suas baixas perdas [8].



Figura 1: Evolução do cabo coaxial para triplaca

Em triplaca e microfita acopladas, o modo de propagação é o Modo Transversal Eletromagnético (TEM), no qual os campos elétricos e magnéticos são perpendiculares entre si e à direção de propagação. Além disso, tem-se que as velocidades de fase são iguais, o que permite que altas diretividades sejam alcançadas com a utilização de acopladores direcionais [4].

Dentre as linhas planares, a linha de microfita é a mais popular, uma vez que é de fácil fabricação e tem facilidade de integração com outros elementos passivos ou até mesmo ativos, em micro-ondas [5].

Na Figura 2 é apresentada uma linha de microfita isolada na qual ε_r é a permissividade relativa do dielétrico que se encontra sobre uma superfície aterrada e abaixo de um condutor de largura *W*, comprimento *l* e espessura *t*. É importante ressaltar que a espessura real do condutor é muito pequena em relação à do dielétrico.



Figura 2: Linha de microfita isolada

Sabe-se que, na topologia triplaca (*stripline*), todos os campos estão distribuídos em um dielétrico homogêneo. Já no caso da microfita, o conjunto plano de terra/dielétrico/condutor forma uma estrutura não homogênea. Isso porque acima do condutor e abaixo do plano de terra tem-se ar, que é um dielétrico com permissividade relativa $\varepsilon_r = 1$. Além disso, entre o condutor e o plano de terra, tem-se outro dielétrico com permissividade relativa diferente, que depende do substrato utilizado.

A velocidade de fase dos campos no ar é igual a velocidades da luz, já entre a fita condutora e o plano de terra essa velocidade depende do substrato, de forma que a microfita não suporta ondas TEM puras. Quanto maior a permissividade relativa do substrato maior a concentração de energia, de modo que tem-se uma maior concentração de energia no substrato localizado entre as fitas condutoras.

Para linhas de transmissão de microfita que apresentam as amplitudes dos componentes longitudinais muito menores que as amplitudes dos componentes transversais, esses últimos podem ser desprezados. Essa consideração implica em um modo dominante quase-TEM, o que permite utilizar as teorias válidas em linhas de transmissão com modo TEM [4].

Como em tecnologia microfita tem-se um meio não homogêneo, é necessário considerar a constante dielétrica efetiva (ε_{eff}). Utiliza-se a expressão (1) a fim de encontrar o comprimento da onda guiada λ_g , na qual λ é o comprimento de onda no espaço livre [7]. A constante de propagação β e a relação entre o comprimento elétrico e o físico são dadas, respectivamente, por (2) e (3).

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}.$$
(1)

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}.$$
(2)

$$\theta = \beta L. \tag{3}$$

Substituindo (2) em (3) tem-se (4), donde isolando λ_g e substituindo em (1), obtém-se que o comprimento da microfita é dado por (5).

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \mathcal{L}.$$
 (4)

$$\mathcal{L} = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{\theta}{2\pi}.$$
(5)

O valor da permissividade efetiva (ε_{eff}) pode ser obtido utilizando a expressão (6), na qual u = W/h e *a* e *b* são dados, respectivamente, por (7) e **Erro! Fonte de referência não encontrada.** [11].

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u} \right)^{-ab}.$$
(6)

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

$$b = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3}\right)^{0.053}.$$
(8)

2.2 PARÂMETROS DE FILTROS DE LINHAS DE MICROFITA

Sabe-se que os filtros elétricos podem ser classificados como ativos ou passivos, analógicos ou digitais, e de acordo com sua resposta em frequência, como passa baixas, passa altas, passa faixa ou rejeita faixa. Em tecnologia de microfita o projeto de filtros se estende a filtros analógicos e passivos, podendo ter qualquer das respostas em frequência citadas.

Os circuitos de micro-ondas podem ser representados por quadripolos, tal como é mostrado na Figura 3. Esse tipo de modelo é composto por duas portas, sendo duas de entrada e duas de saída. Na Figura 3, pode-se observar v_1 e v_2 são, respectivamente, tensões de entrada e saída. As correntes são representadas por I e Z_{01} e Z_{02} são as impedâncias dos terminais. E_s uma fonte de tensão.



Figura 3: Quadriplo

A representação de $v_1(t)$ pode ser observada nas expressões (9) e **Erro! Fonte de referência não encontrada.** A forma complexa desse sinal pode ser viso em **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, em que *Re* é a parte real.

$$v_1(t) = |V_1|\cos(\omega t + \phi), \qquad (9)$$

$$v_1(t) = \operatorname{Re}(|V_1|e^{j(\omega t + \phi)}) = \operatorname{Re}V_1e^{j(\omega t)},$$
⁽¹⁰⁾

$$V_1 = |V_1| e^{j\phi}, (11)$$

Sabendo que é impossível medir tensão e corrente em micro-ondas, necessita-se avaliar os sinais incidentes (*a*) e refletidos (*b*). Após essa modificação, as variáveis tensão e corrente podem ser definidas pela expressão (12), na qual n pode ser igual a 1 ou a 2. Fazendo as devidas manipulações, podem-se obter as variáveis de sinal em função da tensão, corrente e impedância, como mostrado em (13).

$$V_{n} = \sqrt{Z_{0n}}(a_{n} + b_{n})$$

$$I_{n} = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}}(a_{n} - b_{n})$$

$$a_{n} = \frac{1}{2}(\frac{V_{n}}{\sqrt{Z_{0n}}} + \sqrt{Z_{0n}}I_{n})$$

$$b_{n} = \frac{1}{2}(\frac{V_{n}}{\sqrt{Z_{0n}}} - \sqrt{Z_{0n}}I_{n})$$
(13)

Para a análise de filtros, são usadas as matrizes de transmissão (ABCD) e de espalhamento (S). A matriz de espalhamento S é definida como mostrado na expressão (14). Nas expressões **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e **Erro! Fonte de referência não encontrada.** pode-se observar os parâmetros de espalhamento em função das variáveis de onda. Os parâmetros S_{11} e S_{22} são conhecidos como coeficientes de reflexão e S_{12} e S_{21} são conhecidos como coeficientes de transmissão, todos expressos em decibéis (dB).

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}\Big|_{a_{2=0}} \quad S_{12} = \frac{b_1}{a_2}\Big|_{a_{1=0}} \tag{15}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}\Big|_{a_{2=0}} \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2}\Big|_{a_{1=0}} \tag{16}$$

Quando um sinal senoidal passa por um filtro, a ele é introduzido um atraso, o qual pode ser dividido em atraso de fase (17) e atraso de grupo (18), em que ϕ é a fase do sinal e ω é a frequência em radianos por segundo. S_{21} é dado em radianos.

O atraso de fase é o tempo de atraso do sinal senoidal puro. Já o atraso de grupo considera o atraso do sinal modulado, sendo este mais importante, pois o sinal senoidal puro não carrega informações.

$$\tau_{\rm p} = \frac{\phi_{21}}{\omega} \tag{17}$$

$$\tau_{\rm p} = -\frac{\partial \phi_{21}}{\partial \omega} \tag{18}$$

O projeto de filtros de linhas de microfita é baseado no uso de um ou mais ressoadores acoplados entre si para implementar a função que relaciona o sinal de entrada ao de saída. A maneira como é feito esse acoplamento influencia na função de transferência do filtro.

2.3 **Ressoadores**

Os ressoadores são estruturas que ressoam em frequências bem definidas. Essa frequência depende da geometria, tecnologia e material que compõe a estrutura ressoante. As diversas tecnologias para a construção de filtros em micro-ondas podem ser cavidades em guias de onda ou ressoadores. Uma desvantagem das cavidades em guias de onda é a maior presença de desvios de frequência do que no caso dos ressoadores [9].

Existem diversas geometrias para ressoadores. No caso específico de ressoadores planares, tem-se a geometria quadrada, circular, elíptica, fractal e em anel.

Na Figura 4, são apresentadas algumas estruturas de ressoadores planares.



Figura 4: Exemplos de ressoadores planares.

O ressoador da Figura 4a é um elemento quase concentrado (capacitor interdigital e indutor *meandro (meandre)*). Já na Figura 4b, tem-se um ressoador em degrau. Na Figura 4c e Figura 4d, o ressoador de $\lambda_{go}/4$ encontra-se, respectivamente, em aberto e curto-circuitado. Na Figura 4e, tem-se um ressoador $\lambda_{go}/2$ e, na Figura 4f, pode ser visto um exemplo de ressoador em anel. Na Figura 4g e Figura 4h, tem-se, respectivamente, um ressoador fractal ressoador *patch* triangular.

As linhas de transmissão podem ser modeladas como indutores e capacitores ligados em série ou em paralelo. A estrutura equivalente depende da largura da microfita. Caso a linha seja muito larga, tem-se predominantemente um comportamento capacitivo. Por outro lado, se a linha for muito estreita tem-se predominantemente um comportamento indutivo [4]. Dessa forma, é possível obter diversas configurações, de maneira a obter filtros com respostas diferenciadas (Erro! Fonte de referência não encontrada. e Erro! Fonte de referência não encontrada.).



Figura 5: Filtro passa baixas



Figura 6: Filtro rejeita faixa

Atualmente, sistemas de comunicação que utilizam micro-ondas (especialmente em comunicação via satélite e móvel) necessitam que os filtros tenham alto desempenho, banda de passagem estreita e baixas perdas. De acordo com o trabalho de [13], os aspectos mais importantes são a atenuação na faixa de passagem e seletividade da frequência. Essas características podem ser obtidas usando filtros com acoplamentos cruzados entre ressoadores não adjacentes [8].

Esses acoplamentos cruzados proporcionam um número de caminhos alternativos que um sinal pode percorrer entre as portas de entrada e de saída. O efeito dos vários caminhos pode causar polos de atenuação em frequências finitas, atraso de grupo baixo ou os dois.

Normalmente, os filtros com ressonadores e acoplamentos cruzados são realizados utilizando cavidades de guias de onda ou dielétricos com cavidades ressonantes, devido à baixa perda. No entanto, a fim de reduzir o tamanho, peso e custo existem um interesse crescente em estruturas com linhas de microfita [3] [10].

Uma dificuldade na realização de filtros de micro-ondas com acoplamento cruzado em estruturas planares é identificar e controlar os requisitos elétricos e acoplamento magnéticos entre os ressoadores não adjacentes. Existem varias estruturas para filtros em linhas de microfita com acoplamento cruzado, por exemplo, o filtro de linhas de microfita *dual-mode* [10] [12], o *dual-plane* de acoplamento múltiplo [14] e o de microfita com ressoadores quadrados em circuito aberto. Comparando-os, observa-se que com esses últimos é possível se obter menores dimensões.

Para a concepção de filtros em linhas de microfita com ressoadores quadrados em circuito aberto é necessário entender os três tipos de acoplamentos e suas variáveis determinantes. Esse acoplamento pode ser elétrico (Figura 7a), magnético (Figura 7b) ou misto (Figura 7c), para os quais temos W que é a largura da linha de microfita, a

correspondendo ao comprimento externo, s equivale à distancia entre os ressoadores e z representa o deslocamento entre os ressoadores na direção vertical.



Figura 7: Tipos de acoplamento para os ressoadores, (a) acoplamento elétrico, (b) acoplamento magnético, (c) acoplamento misto.

Para os respectivos acoplamentos, os circuitos elétricos equivalentes foram desenvolvidos por [8], para o circuito com acoplamento elétrico tem-se o equivalente da Figura 8.



Figura 8: Equivalente elétrico para ressoadores com acoplamento elétrico.

Foi demonstrado em [2] que o acoplamento elétrico entre os ressoadores pode ser modelado por uma admitância com um sinal invertido $J = \omega C_m$. Observa-se que o circuito apresenta um eixo de simetria na vertical formado pelos planos T e T'.

No caso de um curto-circuito, o circuito resultante tem uma frequência de ressonância f_e , dada pela expressão (19). Essa frequência é menor do que a de um ressoador único. Uma explicação é proposta por [8], no qual afirma-se que efeito do acoplamento aumenta a capacidade de armazenamento de cargas no ressoador quando o curto-circuito está inserido.

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_m)}} \tag{19}$$

Do mesmo modo, substituindo o eixo de simetria por uma um circuito aberto, tem-se um único circuito ressoante com frequência de ressonância f_m Erro! Fonte de referência não encontrada.. Nesse caso, segundo [8], o efeito do acoplamento reduz a capacidade de armazenamento de carga. O coeficiente de acoplamento é obtido da relação entre essas duas frequências, como mostrado pela expressão (21).

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}}.$$
(20)

$$k_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C}$$
(21)

Para a estrutura com ressoadores acoplados magneticamente tem-se o equivalente elétrico presente na Figura 9.



Figura 9: Equivalente elétrico para ressoadores com acoplamento magnético.

Foi demonstrado em [2] que acoplamento magnético entre os ressoadores pode ser modelado por uma impedância $K = \omega L_m$. Observa-se que o circuito apresenta um eixo de simetria na direção vertical formado pelos planos T e T'. Em caso de um curto-circuito, o circuito resultante tem uma frequência de ressonância f_e , dada pela expressão **Erro! Fonte de referência não encontrada.**. Essa frequência é maior do que a de um ressoador único, pois o efeito do acoplamento reduz o fluxo armazenado no circuito, como mostrado por [8].

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L-L_m)}} \tag{22}$$

Do mesmo modo, substituindo o curto circuito por um circuito aberto no eixo de simetria, o circuito resultante tem uma frequência de ressonância f_m , dada pela expressão **Erro! Fonte de referência não encontrada.** Essa frequência é menor do que a de um ressoador único, pois o efeito do acoplamento aumenta o fluxo armazenado no circuito.

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L+L_m)}}$$
(23)

O coeficiente de acoplamento é obtido da relação entre essas duas frequências (Expressão (24).

$$k_E = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L_m}{L}$$
(24)

Analisando a Figura 7c podemos perceber que nem o acoplamento elétrico nem o magnético podem ser desprezados formando assim um acoplamento misto.

Para ressoadores de acoplamento misto, tem-se o equivalente elétrico na Figura 10.



Figura 10: Equivalente elétrico para ressoadores com acoplamento misto.

O sinal negativo é atribuído à capacitância mútua, uma vez que os acoplamentos magnéticos e elétricos reforçam uns aos outros (adicionando-se em fase). Além disso, quando o plano de simetria do circuito equivalente está em curto-circuito (o que pode corresponder à excitação para as correntes sobre os braços acoplados, possuindo a mesma magnitude, mas no sentido oposto), a frequência de ressonância é maior que a do ressonador único desacoplado. Pode-se identificar a admitância do sinal invertido como $J = \omega C'_m$ e a impedância $K = \omega L'_m$, que representam o acoplamento magnético e elétrico.

Os valores para f_e e f_m foram demostrados por [8] e podem ser observados em (25) e (26). O coeficiente de acoplamento de maneira análoga a dos acoplamentos supracitados, isto é, por meio da relação entre f_e e f_m , como mostrado na expressão (27).

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L - L'_m)(C - C'_m)}},$$
(25)

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L'_m)(C + C'_m)}}$$
(26)

$$k_E = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L'_m}{L} + \frac{C'_m}{C}$$
(27)

Como se pode observar, o acoplamento misto é formado por uma composição dos acoplamentos elétrico e magnético. Isso porque a contribuição de ambos influencia o deslocamento de frequência de ressonância no acoplamento misto, por meio da redução ou aumento do fluxo de carga armazenada do circuito ressonante.

Para o cálculo do coeficiente de acoplamento para ressoadores de acoplamento misto, as frequências f_e e f_m correspondem às frequências da borda de passagem, como demonstrado por [8].

3 PROJETO DO FILTRO

Desejava-se projetar um filtro passa faixa com as especificações apresentadas na Tabela 1.

Frequência central	2,46 GHz
Largura da faixa de passagem	400 MHz
Atenuação mínima na faixa de bloqueio	-13 dB
Tamanho	$< 10 \mathrm{x} 16 \ cm^2$
Permissividade relativa	4,4
Tangente de perdas	0,025
Espessura do dielétrico	1,6 mm
Espessura da linha de microfita	35 µm

3.1 FILTRO COM UM RESSOADOR

Para a concepção do filtro, utilizou-se o FR4 como substrato. Necessitava-se saber a largura de cada ressoador do bloco de ressoadores. Inicialmente, analisou-se a estrutura de um ressoador isolado e otimizou-se suas dimensões para que se obtivesse um ressoador com uma frequência de 2,46 GHz. Sabendo que a permissividade efetiva é calculada utilizando a expressão (6) ou a ferramenta do *Ansoft Designer* 7.0, os cálculos obtidos por meio de ambos os métodos foi $e_{eff} = 3,01$.

Utilizando a expressão (28), que foi obtida a partir da expressão (5), obtém-se o valor teórico do comprimento que é L = 35,8 mm. Montou-se a estrutura do ressoador no *Ansoft Designer* 7.0 a qual pode ser vista na Figura 11.

$$L = \frac{\lambda}{2\sqrt{e_{eff}}} \tag{28}$$



Figura 11: Circuito do ressoador simulado.

Inicialmente, verificou-se a influência da junção em relação à fase e à amplitude do coeficiente de reflexão S_{11} . Os resultados podem ser vistos na Erro! Fonte de referência não encontrada., Erro! Fonte de referência não encontrada., Erro! Fonte de referência não encontrada.



Figura 12: Fase do S11 para o circuito da Figura 11sem junção, em graus, obtido por simulação.



Figura 13: Fase do S11 para o circuito da Figura 11com junção, em graus, obtido por simulação.



Figura 14: Amplitude S11 para o circuito da Figura 11 sem junção, em dB, obtido por simulação.



Figura 15: Amplitude s11 para o circuito da Figura 11 com junção, em dB, obtido por simulação.

É possível perceber que o circuito sem junção apresenta uma mudança de fase na frequência central do filtro e que a atenuação vista no coeficiente de reflexão é baixa, o

que implica que o sinal não será transmitido com eficiência. Assim, resolveu-se trabalhar com o circuito com junção. Foi feita a simulação eletromagnética da estrutura de um ressoador mostrado na Figura 16 e o resultado obtido para a amplitude do coeficiente S_{11} pode ser vista na **Erro! Fonte de referência não encontrada.**.



Figura 16: Ressoador utilizado para a simulação eletromagnética.



Figura 17: Amplitude do coeficiente S₁₁ para o ressoador em dB, obtida via simulação eletromagnetica.

Analisando a simulação eletromagnética pode-se perceber que houve um deslocamento na frequência central do filtro, apesar disso ela ainda é próxima do valor que deseja-se obter. Assim foi utilizado o valor 0,3 mm para o *gap* e 31,64 mm para o comprimento da trilha do ressoador.

3.2 FILTRO COM RESSOADORES DE ACOPLAMENTO MISTO

Uma das configurações escolhidas foi a que utiliza dois ressoadores com acoplamento misto, como mostrado na Figura 18.



Figura 18: Ressoadores de acoplamento misto

Os valores dos parâmetros utilizados foram a = 11,02 mm, w = 3,01 mm e z = 0. Para a obtenção dos parâmetros s e d, que correspondem, respectivamente, à distância das portas de entrada e saída à borda, foi feita uma parametrização com os ressoadores acoplados (Figura 19). Inicialmente, fixou-se s em 1 mm e foi feita a parametrização de d. Em seguida, com o melhor valor de d, foi feita a parametrização de s. Os resultados podem ser observados na **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e **Erro! Fonte de referência não encontrada.**.



Figura 19: Ressoadores acoplados simulados.



Figura 20: Parametrização para obtenção do parâmetro d, coeficiente S_{11} .



Figura 21: Parametrização para obtenção do parâmetro d, coeficiente S₂₁



Figura 22: Parametrização para obtenção do parâmetro s, coeficiente S₁₁.



Figura 23: Parametrização para obtenção do parâmetro s, coeficiente S₂₁.

Foi feita uma tabela para verificar a influência do parâmetro *s* no coeficiente de acoplamento *k*. (TABELA 2).

S	f ₁ (GHz)	f ₂ (GHz)	k
0,5	2,34	2,57	0,0935
1,0	2,38	2,55	0,0689
1,5	2,339	2,52	0,0529
2,0	2,40	2,50	0,0408
2,5	2,42	2,49	0,0285
3,0	2,43	2,48	0,0204
4,0	2,44	2,47	0,0122

TABELA 2: RELAÇÃO DO PARÂMETRO s COM O COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO k

Com os valores obtidos na parametrização foi escolhido o valor de d=0,5 mm e s=1 mm o que fornece um coeficiente de acoplamento k=0,0689.

Para verificar a influência do substrato no coeficiente de acoplamento, mudou-se o substrato de ε_r para ε_0 , que é corresponde ao ar. Os valores obtidos para o coeficiente



de reflexão e de transmissão podem ser vistos na Erro! Fonte de referência não encontrada. e na Erro! Fonte de referência não encontrada.

Figura 24: S₁₁ utilizando $\varepsilon_r = \varepsilon_0$.



Figura 25: S_{21} utilizando $\varepsilon_r = \varepsilon_0$.

Pode-se observar que houve uma mudança significativa na resposta do filtro e que o coeficiente de acoplamento obtido para o novo substrato foi k' = 0,0843. A estrutura utilizada para fazer a simulação eletromagnética pode ser vista na Figura 26. Os resultados para essa simulação podem ser analisados observando a **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e a **Erro! Fonte de referência não encontrada.**



Figura 26: Ressoadores de acoplamento mistos utilizados para a simulação eletromagnética.



Figura 27: Simulação eletromagnética para ressoadores acoplados, coeficiente S11.



Figura 28: Simulação eletromagnética para ressoadores acoplados, coeficiente S21.

Os valores de amplitude observados na faixa de passagem até então não são satisfatórios, por isso foi feita a estrutura do filtro com quatro ressoadores.

3.3 FILTRO COM QUATRO RESSOADORES ACOPLADOS.

Outra configuração estudada foi a que utiliza quatro ressoadores também com acoplamento misto (Figura 29)



Figura 29: Circuito com quatro ressoadores com acoplamento misto.

De maneira análoga à análise da estrutura com dois ressonadores, realizou-se uma simulação paramétrica a fim de encontrar a melhor distância entre os ressoadores. Os resultados podem ser observados na Figura 30.



Figura 30: Parametrização para obtenção da melhor distância entre os ressoadores, S₁₁ e S₂₁.

Com a parametrização, pode-se observar que o melhor valor para a distância entre os ressoadores é 1 mm. Isso porque com esse valor é possível obter a atenuação desejada para o coeficiente de reflexão. A resposta do filtro com esse valor de d é mostrada na **Erro! Fonte de referência não encontrada.**.



Pode-se observar que os valores obtidos para a reflexão têm resposta pulsante, o que não é uma boa característica. Esse comportamento pode ser amenizado trocando o substrato. A estrutura utilizada para realizar a simulação eletromagnética pode ser observada na Figura 32. O seu respectivo resultado pode ser observado na Figura 33.



Figura 32: Estrutura dos ressoadores pra a simulação eletromagnética.



Figura 33: Resultado da simulação eletromagnética para o filtro com quaro ressoadores.

Observa-se que houve um deslocamento na frequência central do filtro. Por outro lado, a atenuação de -13 dB foi obtida, como desejado inicialmente. O filtro foi produzido (Figura 33) e, com um analisador de espectro VNA (Analisador vectorial de redes), foi obtida a sua resposta em frequência (Figura 35).



Figura 34: Filtro produzido.



Figura 35: Medidas com filtro fabricado.

A comparação entre os resultados obtidos por meio de simulação experimentalmente são expostos na Erro! Fonte de referência não encontrada.



Figura 36: Comparativo entre as simulações elétrica (curva verde), magnética (curva azul) e o filtro fabricado (curva vermelha).

Analisando as curvas, pode-se perceber que os valores da simulação eletromagnética e os valores obtidos com o filtro fabricado são bem próximos. Além disso, observa-se que os resultados obtidos para o filtro não atendem às especificações, uma vez que ele apresenta um deslocamento na frequência central do filtro e a largura da faixa de passagem é menor que a desejada.

Para fazer a simulação eletromagnética foi considerada a forma e tamanho dos conectores nas portas. Na simulação elétrica, essa consideração não foi feita. Isso pode justificar as diferenças entre os resultados obtidos para a simulação elétrica e eletromagnética.

Outra configuração testada foi a que utiliza quatro ressonadores, mas com acoplamento capacitivo, indutivo e misto (Figura 37). De maneira análoga aos estudos das outras configurações, foram feitas parametrizações pra verificar a melhor distância entre os ressoadores e das portas de entrada e saída em relação a borda do ressoador. Os resultados estão mostrados na Figura 39 e na Figura 39.



Figura 37: Filtro com quatro ressoadores de acoplamento, capacitivo, indutivo e misto.

Foram feitas parametrizações pra verificar a melhor distância entre os ressoadores e a das portas de entrada e saída em relação a borda do ressoador (Figura 39 e Figura 39).



Figura 38: Estudo paramétrico da posição das portas e da distância entre os ressoadores, S₁₁.



Figura 39: Estudo paramétrico da posição das portas e da distância entre os ressoadores, S₂₁.

Analisando as curvas percebe-se que os melhores valores para distância entre os ressoadores e distâncias entre a porta as bordas são, respectivamente, s = 1 mm e d = 0,4 mm. Na Figura 40 é mostrado o melhor caso para a simulação paramétrica.



Figura 40: Melhor caso para a simulação paramétrica.

Observa-se que essa estrutura não apresenta uma boa resposta em frequência. Para obter melhores resultados, é necessário fazer uma otimização na estrutura do ressoador. Infelizmente, por falta de tempo não foi possível prosseguir o estudo nessa estrutura de filtro.

4 CONCLUSÃO

Neste trabalho, foram projetados filtros passa faixa com frequência central da ordem de 2,46 GHz. Para isso, foi utilizada a topologia de ressonadores em linhas de microfita com acoplamentos mistos. Eles foram projetados e simulados utilizando o *software* Ansoft Design, a fim de encontrar os melhores valores para o *gap* e distância entre os ressoadores. Em seguida, ele foi realizado utilizando o FR4 como substrato.

Verificou-se a complexidade do projeto desse tipo de filtro, uma vez que são vários parâmetros a serem determinados (largura, comprimento, substrato, quantidade de ressoadores, distância entre os ressoadores entre outros). Além disso, uma pequena modificação em um deles já implica em grandes mudanças na resposta em frequência dos coeficientes de transmissão e reflexão do filtro.

Ressalta-se que os conteúdos abordados nas disciplinas da graduação foram de grande importância para a realização deste trabalho. Em especial Circuitos Elétricos 1 e 2, Eletromagnetismo, Ondas e Linhas e Dispositivos Eletrônicos. Além dos conhecimentos adquiridos ao longo do curso, também foi necessário aprendizado de novas ferramentas, como foi o caso do *software* Ansoft Designer 7.0.

BIBLIOGRAFIA

[1]A.M.C.L.C Serrano "Projeto de filtros de microondas passa-faixa planares",2007.

[2] C. G. Montgomery. R. H. Dicke, and E. M. Purcell, "Principles of Microwave Circuits. New York: McGraw-Hill", 1948, ch. 4.

[3] C. Rauscher, "Microwave channelized active filters-A new modular approach to achieving compactness and high selectivity," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 44, pp. 122-132, Jan. 1996.

[4] C.R Alves. "Um novo filtro de micro-ondas com dupla banda passante utilizando ressoadores miniaturizados"2007.

[5] D.M Pozar, "Microwave Engineering", Addison Wesley, 1990.

[6] Edwards, T.C., "Comunicação : do Grito ao Satélite", Editora Mantiqueira

[7] Edwards, T.C., "foundations for Microstrip Circuit Design", Jonh Wiley and Sons, New York, 1991

[8] HONG Jia-Sheng, LANCASTER Michael J., "Couplings of Microstrip square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters". IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THBORY AND TECHNIQUES, VOL 44, NO 12, DECEMBER 1996.

[9] HONG, J. S. e LANCASTER, M. J. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. in John Wiley & Sons, New York, USA, 2001.

[10] J. A. Curits and S. J. Fiedziuszko, "Miniature dual mode microstrip filters," in IEEE MTT-S, Dig., 1991, pp. 443446.

[11] J.S.Hong e M.J.Lancasseter, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications", Kai Chang, Willey, 2001

[12] J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Realization of quasielliptic function filter using dual-mode microstrip square loop resonators," Elec. Lett., vol. 31, pp. 2085-2086, 1995.

[13] S. Darlington, "Synthesis of reactance four poles which produce prescribed insertion loss characteristics," J. Math. Phys., vol. 18, pp. 257-353, Sept. 1939.

[14] S. J. Yao, R. R. Bonetti, and A. E. Williams, "Generalized dual-plane multicoupled line filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 41, pp. 2182-2189, Dec. 1993