

# Aplicações de Ressonadores em L em Filtros Rejeita-Faixa de Microondas

Carlos Evangelista, Ivan Alvizuri Romani, Humberto Abdalla Jr.

**Resumo**— Este trabalho descreve a aplicação de ressoadores em L em filtros de microondas rejeita-faixa com zeros de transmissão finitos, e em filtros de microondas eletronicamente sintonizáveis. Os elementos básicos de projeto são ressoadores em linha de transmissão em L acoplados à linha de transmissão principal. Um trecho de linha isolada inserido entre a linha principal e o ressoador acoplado permite posicionar convenientemente os zeros de transmissão. Para os filtros sintonizados eletronicamente a configuração dos ressoadores em L é modificada pela inserção de diodos varactores. A sintonia na faixa de frequência de 4 a 4,8 GHz é obtida pela variação da capacitância de junção dos diodos varactores. Os resultados experimentais mostram uma facilidade de sintonia em torno de 16% em torno da frequência central e uma melhor definição da banda de rejeição nas frequências mais baixas.

**Palavras-Chave**— Filtro rejeita-faixa, ressoador em L, diodo varactor, sintonia eletrônica

**Abstract**— This paper discusses the design of L resonators bandstop microwave filters with particular application to transfer function with finite transmission zeros, and electrically tunable devices. The basic elements of project are L resonators in transmission line, which the parallel coupling occurs over a portion of the resonator length, with the remaining resonator forming an isolated line. The isolated line allows to position the transmission zeros conveniently. For the electronically tunable microwave filter, the L resonators are modified by the insert of diodes varactors. The physical design and electrical performance of a three sections bandstop filter tunable from 3 to 4,5 GHz is given. The experimental results exhibit ease tuning around 16% and a better definition of the stop-band in the low frequencies.

**Index Terms**— L-Resonator, Bandstop Filter, Varactor Diode, Electronically Tunable Filter

Humberto Abdalla Júnior, abdalla@ene.unb.br, Ivan Alvizuri Romani, ivan@nmi.unb.br, Carlos Evangelista [carlos@nmi.unb.br](mailto:carlos@nmi.unb.br). Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, DF, Brasil. Tel: +55-61-2735977, Fax: +55-61-27466

## I. INTRODUÇÃO

Tradicionalmente filtros rejeita-faixa de microondas utilizam ressoadores de meio ou quarto comprimento de onda aterrados em uma de suas extremidades e acoplados a uma linha de transmissão principal por meio de fendas ou linhas paralelas, Fig.1, [1].

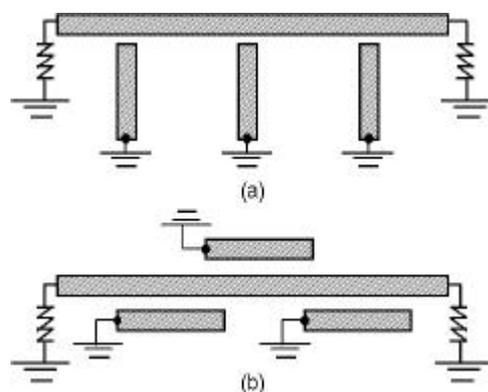


Fig.1. Filtros rejeita-faixa: (a) acoplamento capacitivo, (b) acoplamento paralelo.

Os ressoadores acoplados transversalmente, Fig.1(a), são modelados por um capacitor em parâmetro concentrado, em série com uma linha de transmissão estreita e aterrada. A linha de transmissão se comporta como um indutor e tem comprimento inferior a um quarto de comprimento de onda na ressonância. Os ressoadores acoplados paralelamente são modelados por elementos unitários em cascata com indutores em serie ou capacitores em paralelo. Ambas as estruturas são utilizadas para realizações convencionais onde todos os ressoadores tem a mesma frequência de ressonância e estão espaçados de quarto de comprimento de onda. Uma alternativa que permite realizar filtros rejeita faixa com ressoadores centrados em frequências distintas e espaçados diferentemente é mostrada na Fig.2, [2]. Os ressoadores são compostos de:

- trecho de linhas acopladas de comprimento menor do que quarto de comprimento de onda;
- estube paralelo;
- trecho de linha não acoplada.

Os trechos de linhas isoladas permitem a alocação de zeros de transmissão em frequências finitas. Essa característica

torna esse tipo de topologia extremamente atraente para sintetizar filtros com funções de transferência racionais, tais como: filtros elípticos, quasi-elípticos e inversos de Tchebyscheff.

O comprimento do ressonador pode ser ajustado eletricamente pela introdução de um varactor no estube em paralelo, Fig. 2 (b). Variando-se a capacitância do varactor por meio da tensão de polarização é possível sintonizar o filtro eletronicamente dentro de uma certa faixa de frequência.

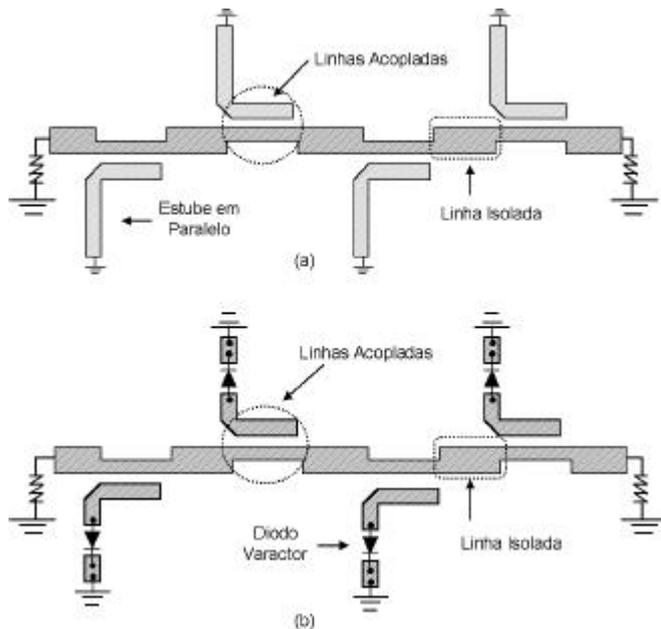


Fig.2. Filtro rejeita-faixa sintonizável com ressoadores em L.

## II. OBTENÇÃO DO RESSOADOR EM L

Conceitualmente o ressonador em L é obtido a partir de uma linha de transmissão acoplada com um dos terminais em curto. Para que a equivalência seja possível o terminal em curto é representado por uma linha de transmissão de meio comprimento de onda aterrada. Em seguida o ressonador é modificado conforme ilustra a Fig. 3.

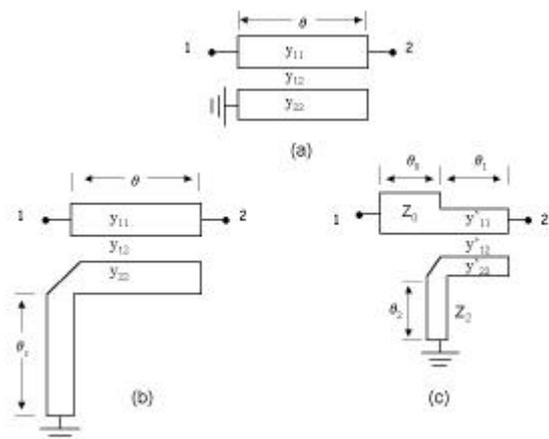


Fig.3 Circuito equivalente para Linha acoplada carregada

As matrizes admitância das linhas acopladas,  $[y]$  e  $[y']$ , são relacionadas por [3]:

$$[y'] = n [y] \tag{1}$$

onde

$$n = \frac{\tan q_1}{\frac{q_1}{\sin 2q_1} + \frac{q_2}{\sin 2q_2}} \tag{2}$$

A equivalência entre ressoadores é obtida quando:

$$Z_o = \frac{y'_{22}}{y'_{11} y'_{22} - y'^2_{12}} \tag{3}$$

$$Z_2 y'_{22} = \cot q_1 \cot q_2 \tag{4}$$

O valor de  $Z_2$  ou  $q_2$  dependendo da metodologia de projeto pode ser escolhido arbitrariamente.

Os parâmetros  $[y]$  e  $[y']$  são as admitâncias características das linhas acopladas, definidas como  $y_{ij} = v C_{ij}$ , onde  $C_{ij}$  é a capacitância estática distribuída das linhas acopladas e  $v$  a velocidade da luz no meio de propagação. As admitância características podem facilmente ser convertidas nas impedancias dos modos par e ímpar [4].

$$Z_{oe} = \frac{1}{y_{11} - y_{22}} \tag{5}$$

$$Z_{oo} = \frac{1}{y_{11} + y_{22}} \tag{6}$$

## III. INSERÇÃO DO DIODO VARACTOR

Para determinar a influencia do diodo varactor, sobre a resposta de frequência do filtro considera-se o ressonador em L como um acoplador direcional com apenas uma terminação, Fig. 4 (a), onde o coeficiente de acoplamento é dado por:

$$K = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \tag{7}$$

A topologia do acoplador é modificada para uma estrutura com continuidade elétrica tendo os seus elementos definidos em função do coeficiente de acoplamento K, Fig.4(c).

$$Z_{c1} = \frac{Z_{oe} Z_{oo}}{\sqrt{1 - K^2}} \tag{8}$$

$$Z_{c2} = \frac{(Z_{oe} Z_{oo}) \sqrt{1 - K^2}}{K^2} \quad (9)$$

$$Z_{cr} = \frac{Z_o}{K^2} \quad (10)$$

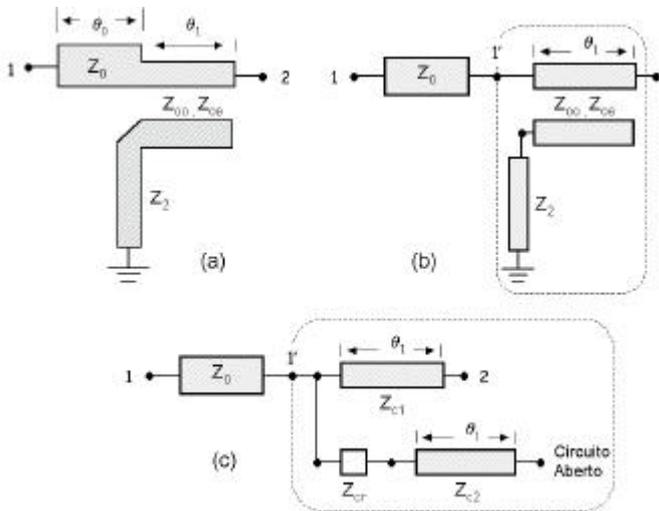


Fig.4. Acoplamento linha de acesso – anel ressonante

Nesta nova configuração, a frequência de ressonância é função de  $Z_{cr}$ ,  $Z_{c2}$  e  $\theta$ , [5]. Para que o filtro rejeita faixa seja sintonizável, a impedância  $Z_{cr}$  é concebida como um diodo varactor em série com um indutor, Fig.5.

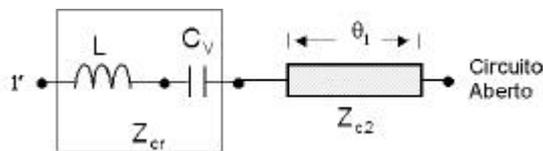


Fig.5. Resposta de frequência em função da Capacitância do Varactor.

A frequência central do filtro rejeita-faixa é determinada quando o ramo paralelo do circuito estiver em curto.

$$j\omega L + \frac{1}{j\omega C_v} - jZ_{c2} \cot \theta_1 = 0 \quad (11)$$

donde,

$$\tan \theta_1 (LC_v \omega^2 - 1) - Z_{c2} C_v \omega = 0 \quad (12)$$

A partir dos diodos varactores disponíveis no laboratório, estipulou-se uma faixa de variação para a capacitância de 0,2pF até 4pF. Na determinação do valor da indutância, considerou-se um valor médio de capacitância. Utilizando esses valores em (12), determina-se a frequência de ressonância de um par de linhas acopladas. A Fig.6 ilustra a variação da frequência de ressonância em função da

capacitância do varactor para diferentes comprimentos elétricos.

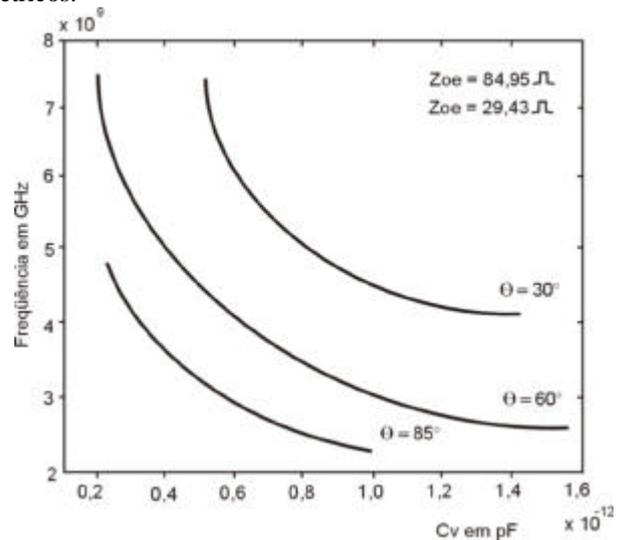


Fig.6. Variação da frequência de ressonância das linhas acopladas em função da capacitância do diodo varactor.

#### IV. FILTRO REJEITA FAIXA COM RESPOSTA RACIONAL TCHEBYSCHIEFF

As principais aplicações dos filtros a ressoadores em L são associadas a implementações de funções de transferência racionais. Uma das mais populares é a função racional de Tchebysheff, onde zeros de atenuação podem ser dispostos ao longo da faixa de frequência de interesse. No caso do filtro rejeita-faixa as perdas são dadas por:

$$a = 10 \log_{10} (|H|^2) \text{ dB} \quad (13)$$

onde

$$|H|^2 = 1 + |K|^2 \quad (14)$$

H e K são funções racionais associadas a variável complexa z. A transformação da variável s na variável z mapeia filtros passa-faixas no eixo imaginário e filtros rejeita-faixa no eixo real positivo do plano complexo Z, Fig. 7.

Considerando  $z_p$ , a frequência dos pólos de atenuação do filtro rejeita faixa, pode-se dizer que,

$$\prod_{i=1}^n (z_i + z)^2 = E + zF \quad (15)$$

é um polinômio estritamente de Hurwitz cuja as partes par ( $E$ ) e impar ( $zF$ ) possuem raízes alternadas sobre o eixo imaginário Z, [6]. A função de transferência a ser sintetizada é dada por

$$|K|^2 = \frac{kE^2}{E^2 - z^2 F^2} \tag{16}$$

Na banda de rejeição os pólos de  $|K|^2$  estão em  $z=z_i$ , o que implica em  $E - zF = 0$ . Na banda passante  $|K|^2$  pode variar dentro de uma tolerância k.

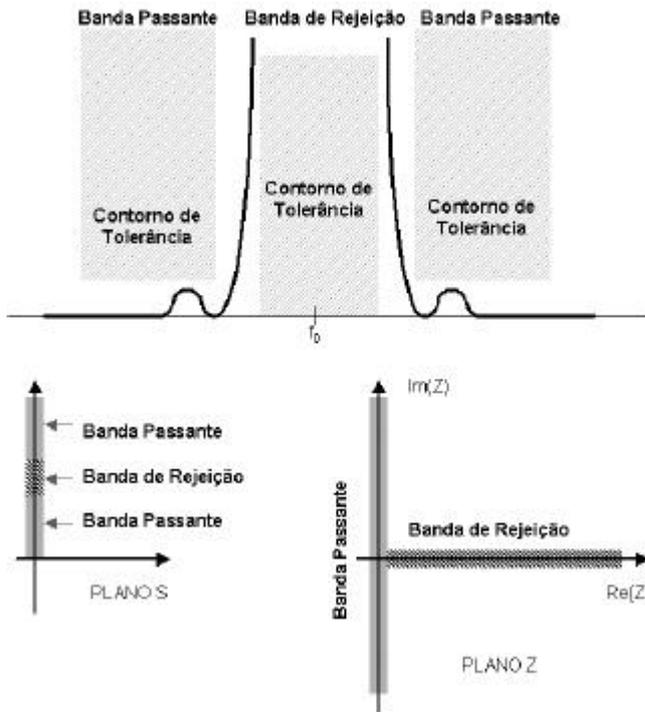


Fig.7 Aplicação da Variável Transformada Z em um Filtro Rejeita-Faixa

Os elementos do circuito são extraídos dos parâmetros admitância obtidos a partir dos numeradores dos polinômios H e K. A partir da equivalência das matrizes admitâncias dos circuitos em parâmetros concentrados e distribuídos o filtro rejeita faixa é projetado, [7].

Utilizando essa metodologia analisou-se um filtro, do tipo mostrado na Fig.2(a), com cinco ressoadores, centrado em 5,2 GHz, 20 dB de rejeição numa banda de 200 MHz e um pólo de atenuação na banda passante. Para cada ressoador em L, o par de linha acoplada foi escolhido simétrico com comprimento elétrico  $q_1 = 30^\circ$ . Para o estube optou-se por  $q_2 = 60^\circ$ . A impedancia da linha isolada foi padronizada em  $50 \Omega$ . Por meio de simulações os parametros foram otimizados. A resposta é mostrada na Fig. 8 onde se tem bem delineada o tipo de resposta esperada e as especificações fornecidas atendidas.

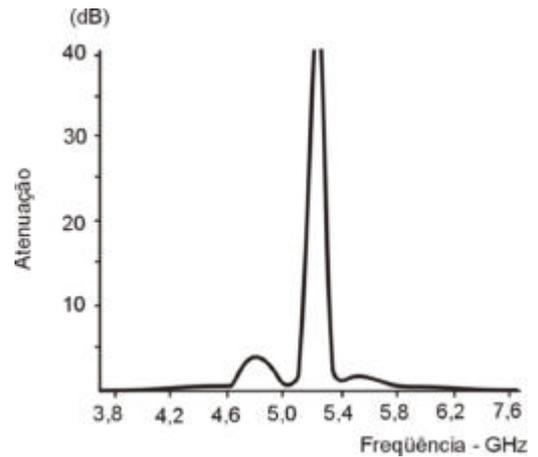


Fig.8. Resposta de frequência do filtro analisado.

### V. FILTRO REJEITA-FAIXA ELETRONICAMENTE SINTONIZÁVEL

Com o objetivo de aumentar a sensibilidade em relação à sintonia, a topologia do filtro foi simplificada. Nesta nova configuração eliminou-se a linha isolada e manteve-se a linha principal com impedância uniforme. Essas modificações preservam o ressoador em L e permite ajustar a impedância do diodo varactor de maneira mais eficaz.

Para se chegar na configuração desejada inicialmente analisou-se um filtro rejeita-faixa de terceira ordem, com linhas acopladas aterradas, centrado em 5,0 GHz e com banda de rejeição de 5%. Por meio de simulações ajustou-se as larguras e comprimentos das linhas para se obter a frequência central e banda de rejeição especificada, Fig.9. Em seguida capacitores variáveis foram introduzidos nos terminais aterrados dos ressoadores. Variando os capacitores de 0,2 pF até 4,0 pF foi possível estabelecer uma faixa de sintonia. A Fig. 10 mostra a resposta de frequência do filtro simulado.

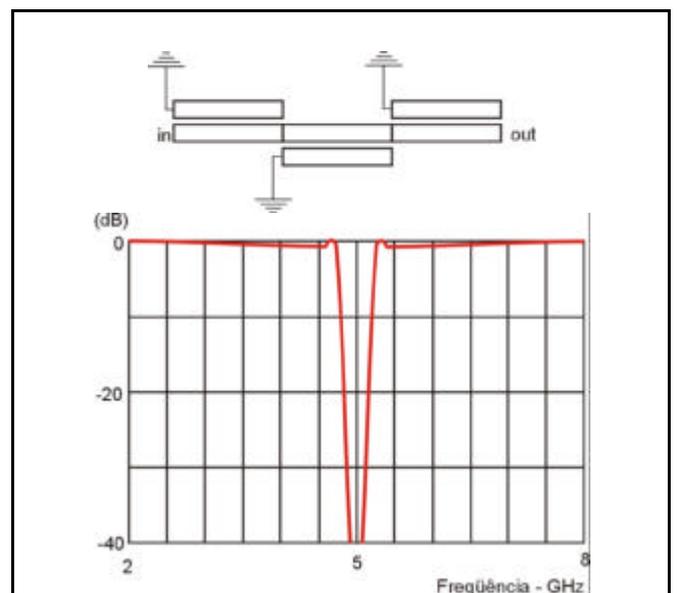


Fig.9. Resposta de frequência do Filtro a Linhas Acopladas.

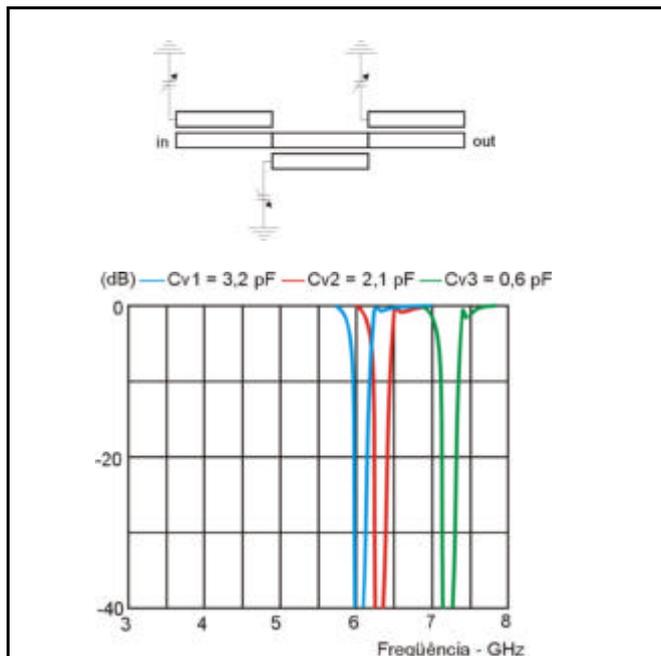


Fig.10. Resposta de frequência em função da Capacitância do Varactor.

O próximo passo foi incluir um indutor em série com capacitor variável, Fig.11. Observou-se, para os mesmos valores de capacitância, um deslocamento da faixa de sintonia em direção as baixas frequências e uma degradação da definição da banda de rejeição. Com essa configuração ajustou-se os espaçamentos entre as linhas acopladas no intuito de se aproximar das especificações iniciais.

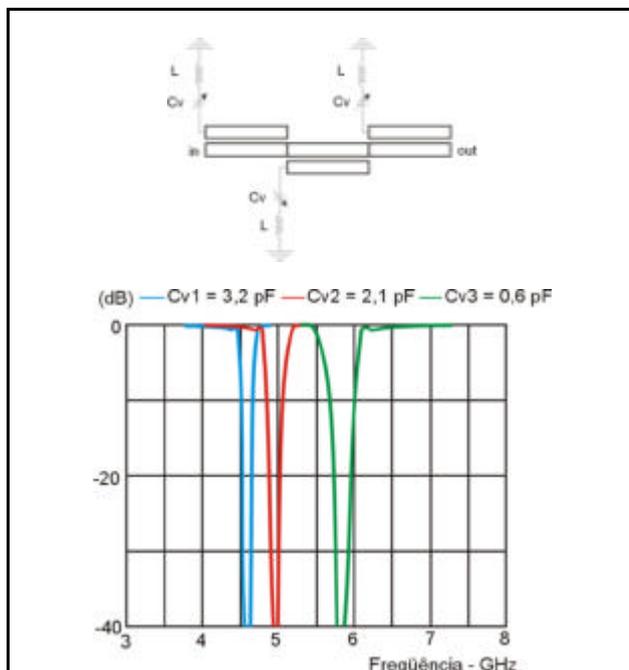


Fig.11. Resposta de frequência em função do circuito ressonante série.

Finalmente o indutor foi substituído por uma linha de fita. Por meio de sucessivas iterações as dimensões das linhas indutivas foram determinadas.

## VI. REALIZAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO

De posse do processo de análise projetou-se um filtro de terceira ordem em microstrip, com as mesmas especificações elétricas, frequência central = 5,0 GHz e Banda de Rejeição = 5%, (250 MHz). As características do substrato utilizado são: constante dielétrica  $\epsilon_r = 2,17$  e espessura  $t = 0,254$  mm.

Uma das dificuldades de projeto está relacionada com a fixação e polarização dos diodos. A configuração proposta, Fig. 12, é composta por um filtro de bloqueio do sinal RF e de ilhas de soldagem. As linhas de transmissão largas e finas intercaladas funcionam como um filtro passa-baixas bloqueando a fuga do sinal de microondas.

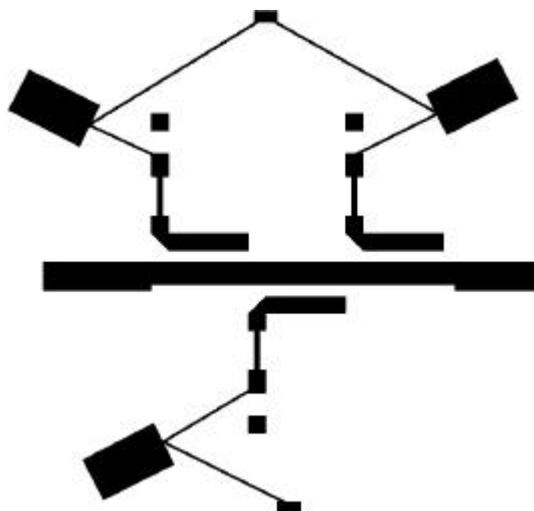


Fig.12. Configuração do Filtro com circuito de polarização.

A topologia do filtro acrescido do circuito de polarização foi novamente simulada. Verificou-se que as ilhas de polarização introduziram um deslocamento na frequência central e tornaram desprezível a necessidade das linhas indutivas. A frequência central foi novamente ajustada e as linhas indutivas suprimidas. A Fig. 13 retrata o dispositivo construído. O diodo varactor utilizado foi o MACOM – 46457-276 que de acordo com as especificações do fabricante apresenta uma capacitância variando de 0,2 a 4 pF, para uma tensão de polarização variando entre 2 e 22 volts.

A partir da variação da tensão de polarização foi possível sintonizar o filtro numa faixa de aproximadamente 800 MHz, (4,0 GHz até 4,8 GHz). A faixa de sintonia obtida e as perdas de inserção para algumas frequências de ressonância são mostradas na Fig. 14. Levando-se em consideração que a sintonia máxima foi alcançada em 4,8 GHz, e que o projeto foi feito para uma frequência média de 5,0 GHz, conclui-se que os elementos parasitas provenientes do processo de fabricação (corrosão da placa, circuito de polarização, solda do dispositivo semiconductor, etc...) influenciaram mais do que

esperado havendo necessidade de um maior controle de qualidade. Um outro parâmetro que merece atenção é a banda de rejeição. Embora ela estivesse perfeitamente caracterizada em toda a faixa sintonizada, a seletividade decaiu com o aumento da frequência. A Tabela I apresenta uma comparação entre os resultados teóricos e os medidos.

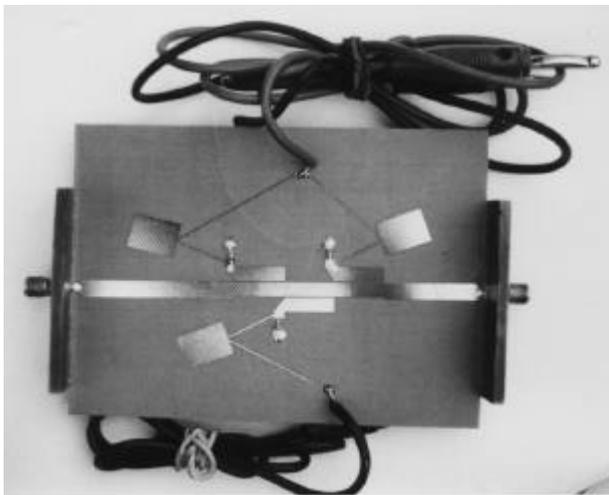


Fig.13. Filtro rejeita-faixa sintonizável eletronicamente

TABELA I

COMPARAÇÃO ENTRE RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS

PARÂMETRO	TEÓRICO	MEDIDO
Frequência Central	5 GHz	4,4GHz $\pm$ 400 MHz
Banda de Rejeição (3 dB)	250 MHz	Máximo: 380 MHz
		Mínimo: 200 MHz
Banda de Rejeição (20 dB)	---	Máximo: 60 MHz
		Máximo: 48 MHz

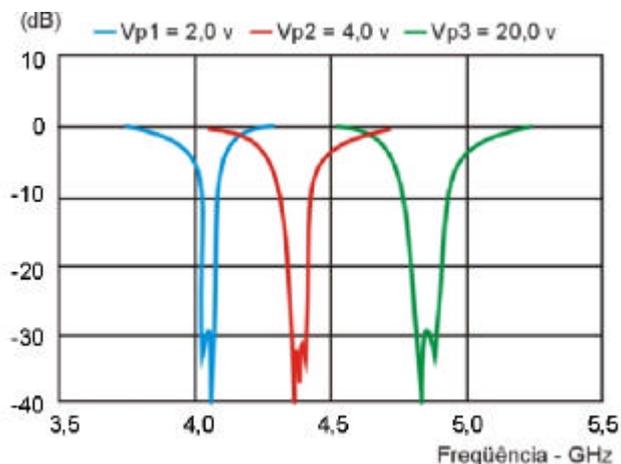


Fig.14. Resposta de frequência do filtro realizado

Analisando os resultados, verifica-se que é possível sintonizar o filtro em torno de 18% da frequência central. Observa-se também que a banda de rejeição aumenta rapidamente com o aumento da frequência central. Isto é causado pelo aumento das capacitâncias de acoplamento entre ressoadores e linha principal

## VII. CONCLUSÃO

A concepção de filtros rejeita-faixa utilizando ressoadores em L foi apresentada. A metodologia de projeto descrita envolve diferentes técnicas associadas com síntese de filtro de banda estreita, ressoadores, acoplamento entre linhas de transmissão e circuitos equivalentes. Usando as funções de aproximação adequada é possível construir filtros com zeros de transmissão alocados em frequências finitas, sem a necessidade da introdução de acoplamento entre ressoadores não adjacentes.

Esse procedimento que combina simplicidade e eficiência foi ajustado para permitir a construção de filtros eletronicamente sintonizáveis. As medidas realizadas mostraram a possibilidade de sintonia de aproximadamente 18% em torno da frequência central. O filtro apresentou uma banda passante variável confirmando a necessidade de maior precisão na construção do protótipo e melhor adequação dos circuitos de polarização. Os resultados obtidos são considerados satisfatórios e demonstram a viabilidade da utilização de ressoadores em L sintonizáveis a varactores em projetos de filtros rejeita-faixa de microondas.

## REFERÊNCIAS

- [1] I. C. Hunter, "Theory and Design of Microwave Filters", IEE Electromagnetic Waves Series 48, 2001, United Kingdom.
- [2] H. Clark Bell, "L-Resonator Bandstop Filters". IEEE Microwave Theory and Techniques vol.44, No 12, December 1996, pp.2669-2671.
- [3] Anatol I. Zverev, "Handbook of Filter Synthesis", John Wiley and Sons, Inc. 1th edition, 1967, USA.
- [4] Brian C. Wadell, "Transmission Line Design Handbook". Artech House, Inc. 1991, 1th edition, 1991.
- [5] D. Auffray, JL. Lacombe, "Electronically Tunable Band-Stop Filters". IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, pp.439-442, 1996.
- [6] H. Clark Bell Jr, "Narrow Bandstop Filters". IEEE Microwave Theory and Techniques vol.39, No 12, December 1991, pp.2188-2191.
- [7] George L. Matthaei, Leo Young, E.M.T. Jones, "Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures", Artech House, 1988, second edition.