

Projeto de filtro passa-faixa usando tecnologia SIW e topologia IRIS

Márcio L. Michalkiewicz, André A. Mariano, César A. Dartora
GICS - UFPR, Curitiba, Brasil
marcioluis@ufpr.br

Resumo—Nesse artigo apresentamos um processo analítico para modelamento de um filtro passa-faixa na frequência de micro-ondas, além dos resultados de sua simulação. A topologia escolhida foi a de janelas indutivas (IRIS), utilizando a tecnologia de guia de ondas em substrato integrado (SIW). Filtros projetados nessa tecnologia são de grande utilidade para aplicações em Internet das coisas (IoT), telecomunicações e radares para veículos autônomos.

I. INTRODUÇÃO

As novas aplicações tecnológicas exigem o desenvolvimento de novas tecnologias, especialmente em ondas milimétricas. Isso se deve principalmente ao aumento dos dados trafegados e, portanto, ao crescimento da largura de banda. A falta de canal livre nas bandas de radiofrequência e microondas obriga as indústrias a desenvolver novos sistemas com maior frequência, como descrito em [8]. Apresentamos nesse texto uma tecnologia que procura responder a essa demanda. Trata-se do guia de onda em substrato integrado (SIW – *Substrate Integrated Waveguide*), uma tecnologia desenvolvida inicialmente no final dos anos 90 e que vem sendo desde então intensamente estudada e que tem se mostrado bastante promissora para tecnologias emergentes, como aplicações em IoT, comunicação móvel e radares para automóveis autônomos. Para apresentar a técnica, desenvolvemos nesse artigo um filtro passa-faixa, que utiliza a tecnologia SIW, na topologia de janelas indutivas IRIS (A janela IRIS coloca uma reatância indutiva paralela, ou “*shunt*” no guia de ondas, que é diretamente proporcional ao tamanho da abertura do diafragma). Filtros SIW fazem uma ponte entre os tradicionais filtros de guia de onda metálicos retangulares e a tecnologia *Microstrip*. Circuitos em *Microstrip* são muito compactos, são fáceis de integrar e são baratos, porém, apresentam um fator de qualidade relativamente baixo, entre 50 a 100. Por outro lado, os filtros que utilizam guia de onda metálico apresentam fator de qualidade bem maior, entre 5.000 e 10.000 [2], entretanto são caros e de difícil manufatura, especialmente para frequências de micro-ondas. Além disso, sua geometria pode ser proibitiva para aplicações como satélites e drones, onde o custo de cada grama embarcada precisa ser criteriosamente justificada. Na **Fig. 01** apresentamos uma comparação entre as principais características das tecnologias vigentes.

A **Fig. 02** apresenta um esquema onde podemos ver os principais parâmetros geométricos envolvidos na concepção do guia de onda. A estrutura do SIW é feita com duas fileiras de vias metalizadas, onde os furos são espaçados periodicamente. Essas vias possuem a função de confinar a onda eletromagnética no guia de onda, tendo função similar às paredes laterais dos guias metálicos tradicionais [2].



Fig. 01 – Comparação entre as tecnologias [8]

Apresentaremos nesse artigo o processo analítico completo para projeto do guia de onda e do filtro IRIS. Iniciaremos pelo cálculo das linhas de 50 ohms, calcularemos o corpo do guia de onda e então a transição de impedância. Na sequência apresentaremos o processo de síntese de um filtro passa-faixa na topologia de janelas indutivas (filtro IRIS) e os resultados da simulação computacional.

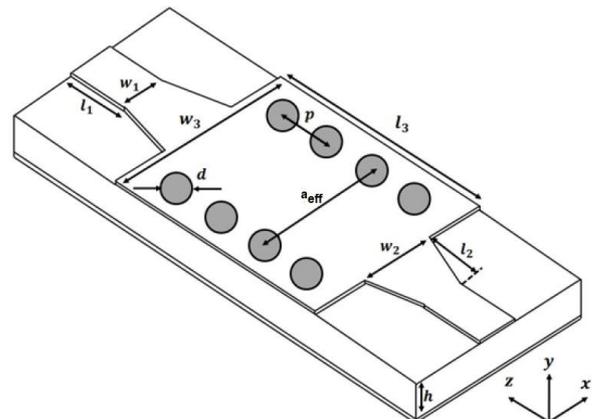


Fig. 02 – Esquema de um guia de onda SIW e suas principais dimensões [1]

II. SÍNTESE E SIMULAÇÃO DO FILTRO

A. Síntese da linha de 50 ohms

O primeiro processo para o projeto do filtro proposto é a síntese da linha *Microstrip* de 50 ohms.

Encontramos em *Pozar* [9], o método para cálculo da uma linha *Microstrip*. São dados do projeto, a impedância característica Z_0 , a espessura h do substrato e sua constante dielétrica relativa ϵ_r . De posse desses valores, podemos então calcular o valor da largura da linha *Microstrip* através da relação W/h , utilizando equações (1) e (2):

Para $\frac{W}{h} < 2$:

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (1)$$

Onde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (1a)$$

Para $\frac{W}{h} > 2$:

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

Onde:

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2a)$$

Ainda seguindo *Pozar* [9], o comprimento da linha de 50 ohms é calculado para um deslocamento de fase de 270° conforme equacionamento a seguir:

$$\theta = 270^\circ = \beta \ell = \sqrt{\epsilon_e} \mathcal{K}_0 \ell \quad (3)$$

$$\mathcal{K}_0 = \frac{2\pi f}{c} \quad (3a)$$

$$\ell = \frac{270^\circ (\pi/180^\circ)}{\sqrt{\epsilon_e} \mathcal{K}_0} \quad (3b)$$

Onde f é a frequência de operação da linha, β é a constante de fase, \mathcal{K}_0 é a constante de propagação e c é a velocidade da luz no vácuo. Para o cálculo da constante dielétrica efetiva ϵ_e utilizaremos as equações apresentadas inicialmente por *Jensen E. H.* [5]. Nesse estudo os autores levaram em consideração apenas a geometria da linha (a relação W/h). O assunto “constante dielétrica efetiva” é vasto e poderíamos refinar o valor desse parâmetro levando-se em consideração ainda a espessura do metal da fita de *Microstrip* e também os efeitos de dispersão em função da frequência de operação do sistema. No entanto, para nossa aplicação, a equação (4) apresenta um resultado bastante satisfatório em relação à acurácia. Segundo *Lancaster, J. S. H* [6] a precisão para essa equação é da ordem de 0,2%.

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0,5} \quad (4)$$

B. Síntese do guia de ondas

Na **Fig. 02**, observamos os parâmetros d e p , que são respectivamente o diâmetro do furo de passagem, que

ligará o guia de onda ao plano de massa, e a distância entre o centro dos furos de passagem. *T. Garg, I. B.* [10], defendem que o valor de d deve ser um pequeno segmento da largura do guia de onda a , sendo uma relação bastante utilizada $d < a/8$. Porém, vemos que na prática o valor de d será estabelecido pela disponibilidade de ferramental para fazer os furos de passagem. A distância entre os furos de passagem deverá respeitar a relação $p < 2,5d$ [1]. Valores maiores que esse para p poderão acarretar uma deterioração no sinal por causa de falhas no confinamento da onda eletromagnética dentro do guia. Deve-se, por outro lado, evitar uma distância muito menor, pois isso tornará o guia de onda mecanicamente frágil.

$$a_{eff} = \frac{c}{2fc_{10}\sqrt{\epsilon_e}} \quad (5)$$

$$a_{eff} = a - 1,08 \frac{d^2}{p} + 0,1 \frac{d^2}{a} \quad (6)$$

As equações (5) e (6) referem-se ao cálculo da largura efetiva do guia de onda, onde a equação (6) fornece um resultado mais preciso. Temos que c é velocidade da luz no vácuo e fc_{10} é valor da frequência de corte de operação do guia de onda. Esse valor devemos obter da tabela de padrões para guia de onda retangulares de [3], de acordo com a faixa de frequência que o circuito que está sendo projetado vai operar.

Calculamos o valor do comprimento de onda guiado através da equação (7). O valor do comprimento total (mínimo) do corpo do guia de onda é ligeiramente maior do que o valor do comprimento de onda λ_g , sempre lembrando que o guia de onda deve comportar o número de janelas indutivas que satisfazem as especificações do filtro. Quanto maior o corpo do filtro, maior a atenuação que ele apresenta.

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{\epsilon_r (2\pi)^2}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (7)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (8)$$

C. Síntese da transição cônica

É necessário também fazer a integração entre as estruturas SIW e as linhas de Transmissão *Microstrip*. É nessa integração que se faz o casamento de impedância entre a linha de 50 ohms e o guia de onda SIW e, portanto, trata-se de um estágio de extrema importância para se obter um valor razoável de perda de retorno. Existem vários tipos de transições descritos na literatura. Para o nosso projeto, como estamos trabalhando com a tecnologia *Microstrip*, escolhemos a integração utilizando transição cônica, pois ela apresenta um bom casamento de impedância entre as linhas de entrada do sinal e o guia de onda SIW. Esse tipo de transição foi inicialmente descrito no artigo de *Deslandes* [2].

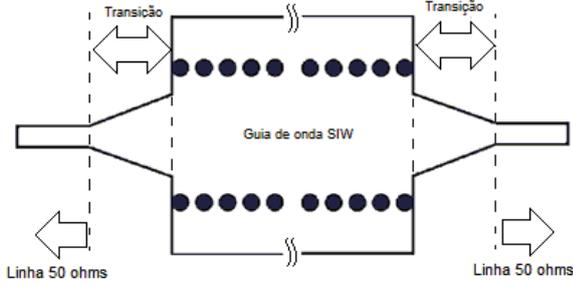


Fig. 03 – Esquema do guia de onda

Na **Fig. 03** vemos um esquema do guia de onda, onde fica claro como a transição cônica faz a integração entre a linha 50 ohms e o guia de onda SIW. Os parâmetros de projeto da transição podem ser vistos na **Fig. 02**. A largura menor w_1 , coincide com a largura do guia de onda de 50 ohms, a largura w_2 é o parâmetro que queremos encontrar. O comprimento l_2 é calculado de forma semelhante a **equação (3)**, isto é, deverá ser um múltiplo do $\frac{1}{4}$ do comprimento de onda guiado. Uma diferença grande entre a medida de w_1 e w_2 necessitará de uma transição longa. No range de frequência de micro-ondas, para substratos com ϵ_r de valor entre 2 e 10 os valores de w_1 e w_2 possuem valores semelhantes e transições de comprimento próximos a $\frac{1}{4}$ do comprimento de onda guiado será suficiente para se obter uma pequena perda de retorno. As **equações (9a)** e **(9b)** são utilizadas para cálculo da medida da largura da transição:

$$\frac{1}{w_e} = \frac{60}{\eta h} \ln \left(8 \frac{h}{w} + 0,25 \frac{w}{h} \right) \quad \text{Para } \frac{w}{h} < 1$$

$$\frac{1}{w_e} = \frac{2\pi}{\eta h \left[\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad \text{Para } \frac{w}{h} > 1 \quad (9a)$$

$$\frac{1}{w_e} = \frac{4,38}{a_e} e^{-0,627 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r + 1} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \left(\frac{h}{w} \right)}}} \quad (9b)$$

Onde, $\eta = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$, e os dados do substrato (espessura h e ϵ_r) são conhecidos. Podemos então resolver as equações (9a) e (9b) e chegar ao valor da largura de w_2 . *Caleffo* [1] apresentou uma forma mais simples para se calcular o valor de w_2 , porém, ambos os métodos não são perfeitos e serão necessários ajustes utilizando uma ferramenta de simulação *full-wave* para o ajuste. Na **Fig. 04** vemos o resultado da simulação da resposta em frequência no *Keysight ADS* do guia de onda.

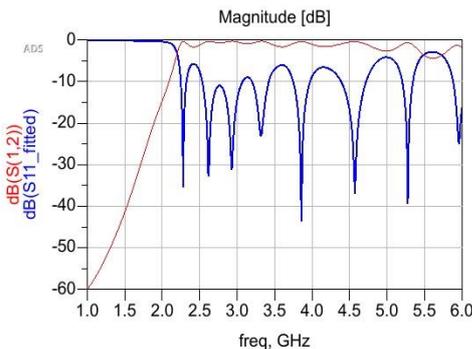


Fig. 04 – Simulação parâmetros S do guia de onda

D. Síntese do Filtro passa-faixa

A última etapa de projeto é a síntese do filtro passa-faixa na topologia de janelas indutivas, também conhecido como filtro IRIS. Essa topologia foi descrita inicialmente na obra de *Marcuvitz* [7], mas foram também apresentadas de forma bastante didáticas no seminal livro de *Matthaei* [4].

A técnica utilizada na síntese do filtro é o inversor de impedâncias. Utilizamos a **equação (7)** para calcular o comprimento de onda guiado. Essa equação foi proposta por *Xu, Q. C.* [12].

Vemos abaixo as equações para cálculo dos inversores de impedância, como descrito por *Matthaei* [4].

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{w_\lambda}{g_n g_{n+1} w_1}} \quad (10)$$

$$\frac{K_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{\pi w_\lambda}{2w} \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (11)$$

$$\lambda_{g0} = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{2} \quad (12)$$

$$w_\lambda = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \quad (13)$$

$$\frac{w'}{w_1} = \frac{2}{w_\lambda} \left(\frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \right) \quad (14)$$

Então, calculamos as reatâncias paralelas de acordo com as seguintes equações:

$$\frac{X_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{\frac{K_{j,j+1}}{Z_0}}{1 - \left(\frac{K_{j,j+1}}{Z_0} \right)^2} \quad (15)$$

$$\theta_j = \pi - \frac{1}{2} \left[\tan^{-1} \left(\frac{2X_{j-1,j}}{Z_0} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{2X_{j,j+1}}{Z_0} \right) \right] \text{ rad} \quad (16)$$

$$l_i = \frac{\theta_i \lambda_{g0}}{2\pi} \quad (17)$$

Os valores de g_n , são os coeficientes do protótipo passa-baixa tabelados, podendo ser encontrados, por exemplo, em *Pozar* [9]. Os valores da reatância encontrados deverão ser confrontados com ábacos disponíveis em *Matthaei* [4].

E. Simulação do filtro passa-baixas

As especificações do filtro escolhido são encontradas na **Tabela 1**.

TABELA 1. ESPECIFICAÇÃO DO FILTRO PASSA-FAIXA

PARÂMETRO	VALOR	UNID. MEDIDA
BW1	3	%
BW2	10	%
f1	3,01	GHz
f2	3,19	GHz
f0	3,1	GHz
fa	2,79	GHz
fb	3,41	GHz
At. Banda rejeição	42/35	dB

O filtro que satisfaz a especificação é um filtro Chebyshev de três polos, com *ripple* de 0,5 dB. Os

parâmetros de construção do filtro, obtidos utilizando-se as equações apresentadas estão listadas na *Tabela 2*.

TABELA 2. PARÂMETROS PARA CONSTRUÇÃO DO FILTRO

PARÂMETRO	VALOR	UNID. MED.
Espessura do dielétrico (h)	1,56	mm
Const. Dielétrica rel. (ϵ_r)	4,72	
Imped. de entrada (Z_0)	50	ohms
Larg. Linha 50 ohms (w_1)	2,83	mm
Comp. Linha 50 ohms (ℓ_1)	19,3	mm
Espessura tira de cobre (t)	17,1	um
Comp. Transição (ℓ_2)	19,3	mm
Larg. Transição (w_1)	13,7	mm
Larg. Guia de onda (w_3)	38,4	mm
Comp. Guia de onda (ℓ_2)	114,6	mm
Diâmetro furo de pass. (d)	1	mm
Distancia Furo pass. (p)	2,5	mm
Larg. Janela IRIS ($d_1=d_4$)	19,4	mm
Larg. Janela IRIS ($d_2=d_3$)	10,8	mm
Dist. Janelas ($L_1=L_3$)	31,12	mm
Dist. Janelas (L_1)	33	mm

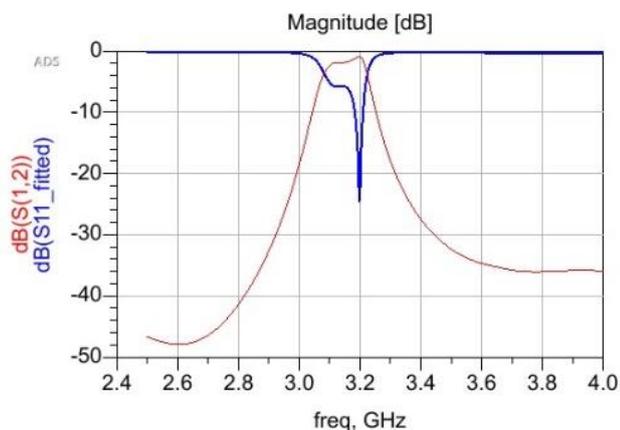


Fig. 05 – Simulação dos “parâmetros S” do filtro

As equações apresentadas nesse artigo foram originalmente desenvolvidas para projeto de filtros utilizando guias metálicos retangulares. Existe vasta literatura que discorre sobre as equivalências analíticas entre a tecnologia SIW e guias de onda retangulares, como em [11]. *Deslandes* [2], entretanto, lembra que os modelos não são perfeitos. Efeitos capacitivos nas bordas do SIW e nas transições com a linha de 50 ohms não são considerados nas equações e a distribuição do campo no modelo *Microstrip* não representam exatamente a realidade. Durante o processo de cálculo do filtro, percebemos que se utilizarmos os valores “brutos”, tirados diretamente das equações para o projeto do filtro, não chegamos exatamente ao resultado esperado, sendo comum o filtro ficar centrado em uma frequência fora da especificação inicial. O filtro desejado então, terá valores ligeiramente diferentes para as distâncias das janelas indutivas, e o ajuste dessas distancias é feito mediante

simulações utilizando-se a ferramenta *Momentum 3D EM Simulator*, que integra o pacote de software *Keysight ADS*. Os resultados das simulações são apresentados na *Fig.05*, com a resposta sua respectiva em frequência.

III. CONCLUSÃO

No presente artigo foi apresentado um método passo-a-passo para síntese de um filtro passa-faixa utilizando a tecnologia SIW, com topologia de janelas indutivas IRIS. O resultado apresentado satisfaz as especificações de projeto propostas e os desvios apresentados estão dentro do que é esperado para a acurácia que a tecnologia suporta, como pode ser observado na *Fig.05*. No entanto, é importante salientar que os resultados obtidos só foram possíveis mediante um processo de ajuste computacional, o que não é o ideal. Percebemos também que todos os trabalhos citados sobre o tema relatam a mesma dificuldade. Outra questão que tivemos foi o fato de não conseguirmos, por contingências diversas, os protótipos reais para efetuar as medidas e confrontá-las com a simulação computacional. Ponderamos, se com a análise do caso real, poderíamos caracterizar melhor o material utilizado (FR4), e então obteríamos parâmetros mais próximos da realidade, podendo chegar a resultados mais precisos.

REFERÊNCIAS

- [1] Caleffo, R. C. (2016). *Estudo e aplicação de guias de ondas integrados ao substrato em frequências de micro-ondas*. São Paulo: USP.
- [2] Deslandes, D. (2010). *Design Equations for Tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide Transitions*. Quebec, Canadá: IEEE.
- [3] *everythingRF*. (s.d.). Fonte: Waveguide sizes: <https://www.everythingrf.com/tech-resources/waveguides-sizes>
- [4] George L. Matthaei, L. Y. (1980). *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Norwood, MA: ARtech House, INC.
- [5] Jensen, E. H. (1978). *Accurate models for Microstrip computer-aided design*. Trondheim, Norway: IEEE.
- [6] Lancaster, J. S. H. (2001). *Microstrip Filters for RF/Microwave applications*. New York: JohnWiley & Sons, Inc.
- [7] Marcuvitz, N. (1951). *Waveguide Handbook*. New York: McGraw Hill.
- [8] Parment, F. (2017). *High performance multilayer Substrate Integrated Waveguide (SIW) technics for low-cost millimeter-wave*. Grenoble, França: Université Grenoble Alpes.
- [9] Pozar, D. M. (2012). *Microwave Engineering*. Hoboken, NJ: JohnWiley & Sons, Inc.
- [10] T. Garg, I. B. (2013). *Microstrip lines and Slotlines - Third Edition*. Artech house microwave Library.
- [11] W. Che, K. D. (2018). Analitical equivalende between substrate-integrated waveguide and retangular waveguide. *IET Microwave Antennas Propagation*, pp. 35 - 41.
- [12] Xu, Q. C. (3 de September de 2013). A Two-Layer Substrate Integrated Waveguide Out-of-Phase Power Divider. *International Journal of Electrical Energy*, p. 4.