UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA (DEE)

[MOD-FIL] Teoria Clássica e Filtros Planares de Micro-ondas

Da Síntese Analógica à Implementação Eletromagnética em Microfita 3D

Prof. Marcelo Eduardo Vieira Segatto

LabTel — Laboratório de Telecomunicações | IN-FOTON





Sumário do Módulo [MOD-FIL]

Parte I: Teoria Clássica e Aproximações

1. Fundamentos da Teoria Clássica de Filtros Analógicos

Parte II: Protótipos e Transformações

2. Protótipos Normalizados e Transformações

Parte III: Realização em Micro-ondas 3D

3. Transição para Micro-ondas e Estruturas Planares 3D

Parte IV: Modelagem e Bibliografia

4. Modelagem Computacional e Rigor Bibliográfico

O que é um Filtro? Quadripolos, Função de Transferência e Estabilidade

Um filtro analógico é uma rede linear de duas portas projetada para transmitir seletivamente sinais em faixas de frequências desejadas e atenuar as demais.

Função de Transferência no Plano s:

$$T(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{N(s)}{D(s)}$$

$$D(s) = s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \cdots + b_0$$

- **Polos (raízes de $D(s)$):** Devem residir estritamente no semiplano esquerdo ($\mathrm{Re}\{s_p\} < 0$) para garantir a **estabilidade estrita** (polinômio de Hurwitz);
- **Zeros (raízes de $N(s)$):** Frequências de transmissão nula.

Regime Permanente Senoidal

Avaliando $s = j\omega$:

- **Ganho em Tensão:** $T(j\omega) = |T(j\omega)|e^{j\phi(\omega)}$;
- **Atenuação em Decibéis:**

$$\alpha(\omega) = -20\log_{10}|T(j\omega)| \quad [\mathrm{dB}]$$

- Em filtros passivos sem perdas, a atenuação mínima na banda de passagem é 0 dB.

Ref: Kendall L. Su (2002), Capítulo 1.

Magnitude, Fase e a Criticidade do Atraso de Grupo (τ_g)

Em sistemas modernos de RF e comunicações digitais (QAM, OFDM, 5G), o controle da **fase** é tão crítico quanto o controle da magnitude.

Atraso de Grupo (*Group Delay*):

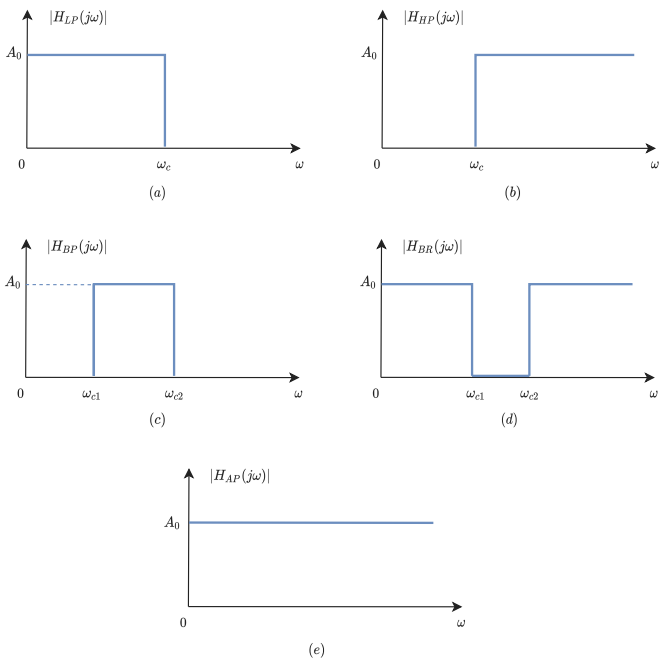
$$\tau_{\mathbf{g}}(\omega) = -\frac{\mathbf{d}\phi(\omega)}{\mathbf{d}\omega} \quad \text{[segundos]}$$

- Mede o tempo de trânsito dos diferentes pacotes espectrais através do filtro;
- Se $\tau_g(\omega) =$ constante (fase linear), todas as frequências sofrem o mesmo retardo temporal: **zero distorção de dispersão**;
- Se $\tau_g(\omega)$ apresentar picos perto da frequência de corte, surgem **Interferência Intersimbólica (ISI)** e degradação de constelação.

Compromisso Fundamental de Filtros

Quanto mais íngreme for o corte de atenuação (ex.: Chebyshev e Elíptico), **maior e mais severo é o pico de atraso de grupo** na borda da banda! Filtros de fase linear (Bessel) sacrificam a seletividade em prol de pulsos perfeitamente limpos.

Os Quatro Tipos Ideais de Filtros de Frequência



Características de transmissão ideais com descontinuidade infinita.

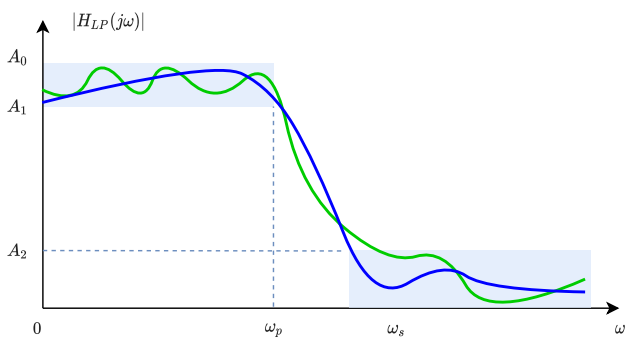
Classificação em Frequência:

- **Passa-Baixas (LPF):** Transmite $0 \leq \omega \leq \omega_c$ e rejeita $\omega > \omega_c$;
- **Passa-Altas (HPF):** Rejeita $0 \leq \omega < \omega_c$ e transmite $\omega \geq \omega_c$;
- **Passa-Faixa (BPF):** Transmite na faixa $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$;
- **Rejeita-Faixa (BSF):** Atenua fortemente na faixa $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$.

Não-Causalidade

Degraus verticais ideais exigem resposta impulsiva não-causal no tempo ($h(t) \neq 0$ para $t < 0$, violando Paley-Wiener).

Especificações de Tolerância e Máscara de Kendall L. Su



Máscara de atenuação clássica $\alpha(\omega)$ segundo Kendall L. Su (2002).

Parâmetros Canônicos do Projeto:

- **Banda Passante** $(0 \leq \omega \leq \omega_p)$**:** Atenuação máxima permitida $A_{\max}$ (ripple);
- **Banda de Rejeição** $(\omega \geq \omega_s)$**:** Atenuação mínima garantida $A_{\min}$;
- **Razão de Seletividade:**

$$k = \frac{\omega_p}{\omega_s} < 1$$

- **Razão de Discriminação:**

$$k_1 = \frac{\varepsilon}{\sqrt{10^{A_{\min}/10} - 1}}$$

onde $\varepsilon = \sqrt{10^{A_{\max}/10} - 1}$.

Razão de Perda de Potência (P_{LR}) e Balanço de Energia

Em RF, a relação entre potência disponível e entregue à carga é a **Razão de Perda de Potência** (P_{LR}):

$$P_{LR} = \frac{P_{\text{disponível}}}{P_{\text{carga}}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} = 1 + |K(\omega)|^2$$

Perda de Inserção (IL):

$$\text{IL}(\omega) = 10 \log_{10} P_{LR}(\omega) \quad [\text{dB}]$$

- $|\Gamma| \to 0 \implies P_{LR} \to 1 \implies \text{IL} \to 0$ dB (casamento);
- $|\Gamma| \to 1 \implies P_{LR} \to \infty \implies \text{IL} \to \infty$ (rejeição).

Conservação de Energia em Quadripolos

Para redes reativas sem perdas:

$$|S_{11}(\omega)|^2 + |S_{21}(\omega)|^2 = 1$$

- A atenuação decorre da **reflexão** de potência para a fonte, não de queima térmica;
- Perdas dielétricas ($\tan\delta$) e de fita adicionam atenuação finita na banda passante.

Ref: Pozar (2011), Seção 8.2.

Aproximações Clássicas: Butterworth e Chebyshev Tipo I

Não é possível realizar a função retangular ideal (não-causal).
Usam-se polinômios aproximadores:

Butterworth (Maximamente Plano)

$$P_{LR} = 1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2N}$$

- As primeiras $2N-1$ derivadas de P_{LR} em $\omega = 0$ são rigorosamente nulas;
- Resposta estritamente monotônica;
- Polos uniformemente espaçados sobre um semicírculo no semiplano esquerdo;
- Roll-off assintótico de $20N$ dB/década.

Chebyshev Tipo I (Equal-Ripple)

$$P_{LR} = 1 + \varepsilon^2 T_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$$

- $T_N(x)$: Polinômios ortogonais de Chebyshev ($T_{n+1} = 2xT_n - T_{n-1}$);
- Ondulação constante na banda de passagem: $\varepsilon = \sqrt{10^{R_{\text{dB}}/10} - 1}$;
- Polos distribuídos sobre uma **elipse**;
- Seletividade angular muito superior.

Aproximações Avançadas: Chebyshev II, Bessel e Elíptico

Famílias que otimizam seletividade, atraso de grupo ou introduzem zeros de transmissão finitos:

Chebyshev II (Inverso)

- Maximamente plano na banda de passagem;
- Ondulação equal-ripple apenas na rejeição;
- Introduz **zeros finitos de transmissão** no eixo $j\omega$;
- Excelente resposta temporal na banda.

Bessel-Thomson

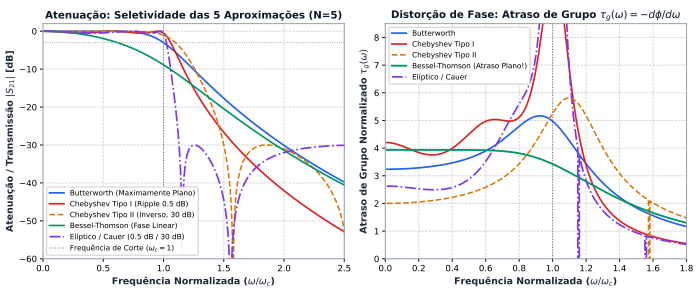
- Polinômios de Bessel reversos $B_N(s)$;
- **Atraso de grupo maximamente plano**;
- Resposta ao degrau sem sobressinal (*ringing*);
- Padrão ouro em circuitos de pulsos e canais digitais.

Elíptico (Cauer)

- Ondulação controlada em **ambas as bandas**;
- Zeros de transmissão finitos próximos a ω_c;
- **Transição mais íngreme possível** para uma ordem N;
- Complexidade elevada.

Ref: Kendall L. Su (2002), Capítulos 2 e 3.

Comparativo Analítico de Desempenho das 5 Aproximações

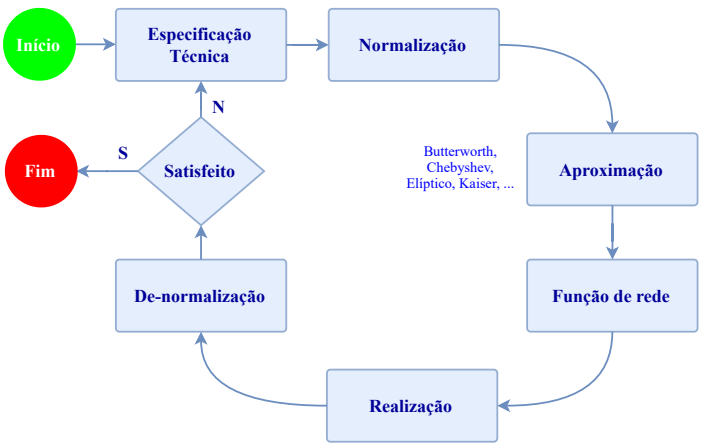


Atenuação $|S_{21}|$ e Atraso de Grupo $\tau_g(\omega)$ normalizados ($N = 5$).

Quadro de Decisão em Engenharia:

- **Rejeição Máxima com Mínima Ordem:** Escolha **Elíptico** ou **Chebyshev I**;
- **Preservação de Pulso e Modulações Digitais:** Escolha **Bessel-Thomson** (atraso perfeitamente plano até ω_c);
- **Banda de Passagem Suave com Rejeição Definida:** Escolha **Chebyshev II**;
- **Facilidade de Síntese e Baixo Q:** Escolha **Butterworth**.

Metodologia Sistemática de Síntese de Filtros



Fluxograma de síntese do filtro analógico clássico (Kendall L. Su / Pozar).

Visão Geral do Fluxo:

1. **Especificações:** $A_{\max}, A_{\min}, \omega_p, \omega_s, R_0$;
2. **Normalização:** Translação para protótipo LPF unitário ($\Omega_p = 1$ rad/s);
3. **Aproximação:** Escolha polinomial e cálculo da ordem mínima N;
4. **Síntese em Escada:** Obtenção dos elementos protótipo g_k;
5. **Transformação:** Mapeamento para HPF, BPF ou BSF;
6. **Desnormalização:** Escalonamento em R_0 e ω_0.

As Oito Etapas Canônicas de Síntese (Kendall L. Su / Pozar)

Etapas 1 a 4: Da Especificação à Ordem N

1. **Requisitos:** $A_{\max}, A_{\min}, \omega_p, \omega_s$ e referência R_0;
2. **Normalização:** Razão de seletividade $k = \omega_p/\omega_s \implies \Omega_s = \omega_s/\omega_p$;
3. **Seleção da Aproximação:** Butterworth, Chebyshev I/II, Cauer ou Bessel;
4. **Cálculo da Ordem N:**

$$N_{\text{Butter}} \geq \frac{\log_{10}(1/k_1)}{\log_{10}(1/k)}$$

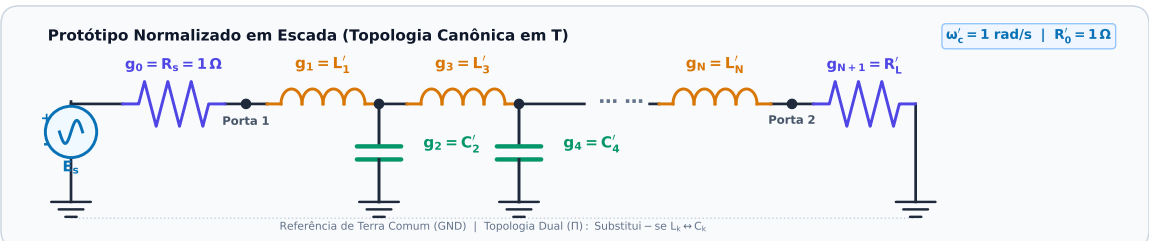
$$N_{\text{Cheby}} \geq \frac{\cosh^{-1}(1/k_1)}{\cosh^{-1}(1/k)}$$

Etapas 5 a 8: Da Escada à Realização

5. **Coeficientes Protótipo g_k:** Obtenção dos valores unitários em escada;
6. **Transformação de Frequência:** Conversão da variável para HPF, BPF ou BSF;
7. **Desnormalização Físico-Elétrica:** Escalonamento para R_0 e ω_0;
8. **Mapeamento em Microfita:** Conversão distribuída (Richards, Kuroda, stepped-impedance ou ressonadores).

Protótipos Passa-Baixas em Escada (g_k) Duplamente Terminados

A síntese clássica calcula valores de indutores e capacitores em escada para $\omega_c' = 1$ rad/s e $R_0' = 1\,\Omega$:



Aproximação	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6
Butterworth ($N = 3$)	1,0000	2,0000	1,0000	1,0000	—	—
Butterworth ($N = 5$)	0,6180	1,6180	2,0000	1,6180	0,6180	1,0000
Chebyshev 0,5 **dB** ($N = 3$)	1,5963	1,0967	1,5963	1,0000	—	—
Chebyshev 0,5 **dB** ($N = 5$)	1,7058	1,2296	2,5408	1,2296	1,7058	1,0000

As tabelas analíticas (Kendall L. Su / Pozar) garantem casamento perfeito de potência na carga (g_{N+1}).

Escalonamento de Impedância e Frequência

Para converter o protótipo normalizado ($1\,\Omega, 1$ rad/s) nos valores operacionais reais ($Z_0, \omega_c = 2\pi f_c$):

1. Escalonamento de Impedância ($R_0 \to Z_0$)

Multiplica-se toda a escala de impedância por Z_0 ($50\,\Omega$):

$$R' = Z_0 R, \quad L' = Z_0 L, \quad C' = \frac{C}{Z_0}$$

2. Escalonamento de Frequência ($\omega_c' \to \omega_c$)

Mapeamento de frequência: $s \to s/\omega_c$:

$$L'' = \frac{L'}{\omega_c}, \qquad C'' = \frac{C'}{\omega_c}$$

Fórmulas Finais de Desnormalização

Para o ramo indutivo (série):

$$\mathbf{L_k} = \frac{\mathbf{Z_0 g_k}}{\omega_\mathbf{c}} \quad [\mathrm{H}]$$

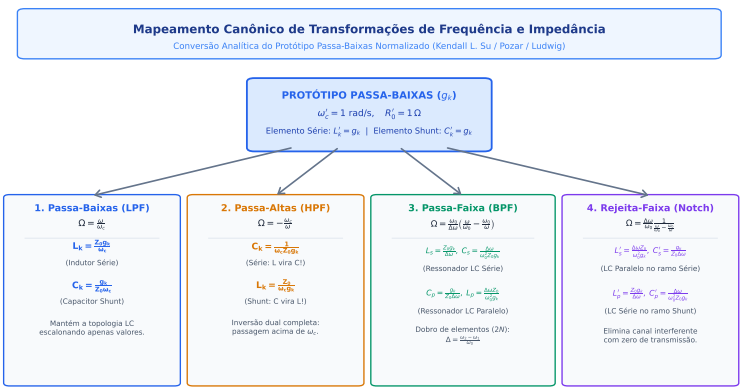
Para o ramo capacitivo (shunt):

$$\mathbf{C_k} = \frac{\mathbf{g_k}}{\mathbf{Z_0}\omega_\mathbf{c}} \quad [\mathrm{F}]$$

Carga resistiva:

$$R_L = g_{N+1} Z_0 \quad [\Omega]$$

Mapeamento de Transformações de Frequência



Mapeamento matemático e topológico do protótipo LPF para HPF, BPF e BSF.

Equações Chave:

- **Passa-Altas (HPF):**
  $\Omega = -\omega_c/\omega$
  $L \to C = 1/(\omega_c Z_0 g_k)$
  $C \to L = Z_0/(\omega_c g_k)$
- **Passa-Faixa (BPF):**
  $\Omega = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$
  Cada elemento g_k torna-se um ressonador LC série ou paralelo!
- **Rejeita-Faixa (BSF):**
  Inversão do BPF para criar zeros em ω_0.

O Colapso dos Elementos Concentrados em Micro-ondas

Por que não podemos simplesmente soldar capacitores e indutores SMD em circuitos de micro-ondas (> 2 GHz)?

Parasitismos Críticos:

- **Indutores Concentrados:** Possuem capacitância mútua entre espiras. Na frequência de autorressonância (f_{SR}), o indutor vira circuito aberto e, acima dela, **vira um capacitor!**
- **Capacitores Concentrados:** Possuem indutância série residual nos terminais (ESL), comportando-se como indutores em micro-ondas;
- Comprimento de onda minúsculo ($\lambda \sim$ mm) torna o tamanho físico dos componentes comparável a λ.

A Solução Distribuída em Microfita

Substituir os componentes concentrados por:

1. Seções de linha de transmissão comensuráveis (**Transformada de Richards**);
2. Stubs paralelos e linhas unitárias (**Identidades de Kuroda**);
3. Saltos de impedância (*Stepped-Impedance*);
4. Linhas acopladas paralelas e ressonadores *Hairpin*.

A Transformada de Richards (Paul I. Richards, 1948)

Richards demonstrou que redes de linhas com comprimentos elétricos comensuráveis ($\theta = \beta l$) são equivalentes a circuitos concentrados sob a nova variável complexa:

Variável Complexa de Richards

$$\mathbf{S = j\Omega = j}\tan(\beta \mathbf{l}) = \mathbf{j}\tan\left(\frac{\pi}{\mathbf{2}}\frac{\omega}{\omega_{\mathbf{0}}}\right)$$

- **Indutor Série L:** Mapeia-se para um *stub* em curto-circuito de comprimento $\lambda/4$ e impedância $Z_0 = L$:

$$Z_{\text{in}} = jZ_0\tan(\beta l) = j\Omega L$$

- **Capacitor Shunt C:** Mapeia-se para um *stub* em circuito aberto de comprimento $\lambda/4$ e admitância $Y_0 = C$:

$$Y_{\text{in}} = jY_0\tan(\beta l) = j\Omega C$$

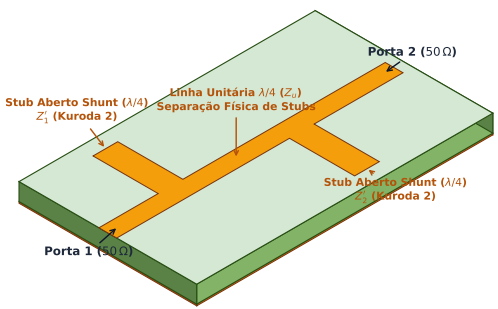
Na frequência ω_0, $\beta l = \pi/2$ ($\lambda/4$). A resposta repete-se periodicamente a cada $2\omega_0$.

As Quatro Identidades de Kuroda (1955)

A aplicação direta de Richards cria stubs em série, que em microfita exigiriam cortar a trilha e o terra (inviável!).

Papel das Identidades de Kuroda:

1. Introduzir seções redundantes de linha $\lambda/4$ (**linhas unitárias**, UE);
2. **Converter stubs série em stubs shunt** de fácil aterramento/abertura;
3. Afastar fisicamente stubs adjacentes para evitar acoplamento mútuo parasitário;
4. Escalonar valores de impedância para a faixa prática ($20\,\Omega \leq Z_0 \leq 130\,\Omega$).



Stubs abertos shunt separados por linha unitária $\lambda/4$ (Kuroda).

Exemplo Prático: LPF com Stubs de Kuroda (2,5 GHz)

1. Especificações e Protótipo

- **Substrato:** Rogers RO4003C ($\varepsilon_r = 3{,}55, h = 0{,}813$ mm);
- $f_c = 2{,}5$ GHz, $Z_0 = 50\,\Omega$, Butterworth $N = 3$;
- Protótipo: $g_1 = 1$, $g_2 = 2$, $g_3 = 1$, $g_4 = 1$;
- Adição de linhas unitárias (UE) de $50\,\Omega$ nas portas;
- Kuroda converte indutores série em **stubs shunt abertos**.

2. Impedâncias Obtidas

- Stub shunt 1: $Z_{s1} = 68{,}3\,\Omega$;
- Linha intermediária: $Z_{u1} = 38{,}2\,\Omega$;
- Stub shunt central: $Z_{s2} = 45{,}1\,\Omega$.

3. Dimensões Físicas em Microfita

Síntese Rogers RO4003C ($t = 35\,\mu$m, $\tan\delta = 0{,}0027$):

- Linha $50\,\Omega$: $W_{50} = 1{,}82$ mm ($\varepsilon_{\text{eff}} \approx 2{,}78$);
- Stub $Z_{s1} = 68{,}3\,\Omega$: $W_{s1} = 1{,}08$ mm, $l_{s1} = 18{,}3$ mm ($\lambda_g/4$);
- Linha $Z_{u1} = 38{,}2\,\Omega$: $W_{u1} = 2{,}76$ mm, $l_{u1} = 17{,}8$ mm ($\lambda_g/4$);
- Stub $Z_{s2} = 45{,}1\,\Omega$: $W_{s2} = 2{,}15$ mm, $l_{s2} = 18{,}0$ mm.

Compensação de ponta aberta Δl incluída no layout final.

Filtros Passa-Baixas com Saltos de Impedância (*Stepped-Impedance*)

Aproximação de Linhas Curtas ($\beta l < \pi/4$):

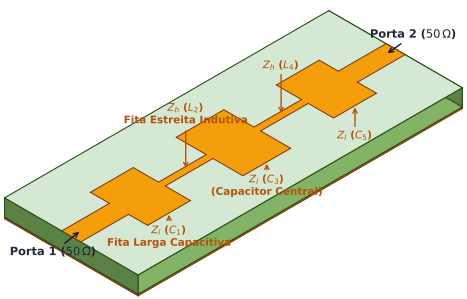
- **Fita Muito Estreita ($Z_h \approx 100 - 130\,\Omega$):** Comporta-se predominantemente como um **indutor série**:

$$X_L \approx Z_h \beta l \implies l_h = \frac{L}{Z_h} \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}}$$

- **Fita Muito Larga ($Z_l \approx 15 - 25\,\Omega$):** Comporta-se predominantemente como um **capacitor shunt**:

$$B_C \approx \frac{\beta l}{Z_l} \implies l_l = C Z_l \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}}$$

Muito compacto, excelente para LPF até banda C.



Filtro Passa-Baixas 3D Stepped-Impedance (N=5).

Exemplo Prático: LPF Stepped-Impedance (3,0 GHz)

1. Especificações e Protótipo

- **Substrato:** Rogers RO4003C ($\varepsilon_r = 3{,}55, h = 0{,}813$ mm);
- $f_c = 3{,}0$ GHz, Chebyshev 0,1 dB, Ordem $N = 5$;
- $g_1 = 1{,}1468$, $g_2 = 1{,}3712$, $g_3 = 1{,}9750$, $g_4 = 1{,}3712$, $g_5 = 1{,}1468$;
- $Z_h = 100\,\Omega$ (indutivo), $Z_l = 20\,\Omega$ (capacitivo).

2. Larguras das Seções

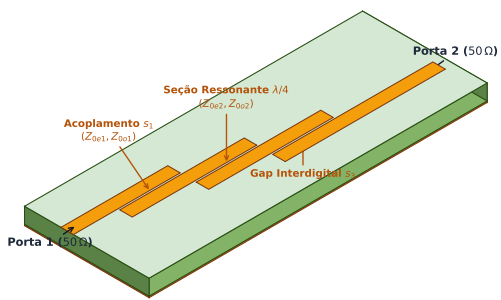
- Linha $50\,\Omega$: $W_{50} = 1{,}82$ mm;
- Fita indutiva ($100\,\Omega$): $W_h = 0{,}52$ mm ($\varepsilon_{\text{eff}} \approx 2{,}55$);
- Fita capacitiva ($20\,\Omega$): $W_l = 6{,}85$ mm ($\varepsilon_{\text{eff}} \approx 3{,}12$).

3. Comprimentos Elétricos e Físicos

- **Seções 1 e 5 (L_1, L_5):** $\beta l_1 = g_1 \frac{Z_0}{Z_h} = 0{,}5734$ rad $= 32{,}8° \implies l_1 = \mathbf{9{,}12}$ mm;
- **Seções 2 e 4 (C_2, C_4):** $\beta l_2 = g_2 \frac{Z_l}{Z_0} = 0{,}5485$ rad $= 31{,}4° \implies l_2 = \mathbf{7{,}95}$ mm;
- **Seção 3 (L_3):** $\beta l_3 = g_3 \frac{Z_0}{Z_h} = 0{,}9875$ rad $= 56{,}6° \implies l_3 = \mathbf{15{,}70}$ mm.

Comprimento total do filtro $\approx 49{,}8$ mm ($\sim \lambda_0/2$).

Filtros Passa-Faixa de Linhas Acopladas Paralelas



Filtro BPF de seções acopladas paralelas $\lambda/4$ em microfita 3D.

Síntese via Modos Par e Ímpar (Z_{0e}, Z_{0o}):

$$(Z_{0e})_k = Z_0 \left[1 + J_k Z_0 + (J_k Z_0)^2\right]$$

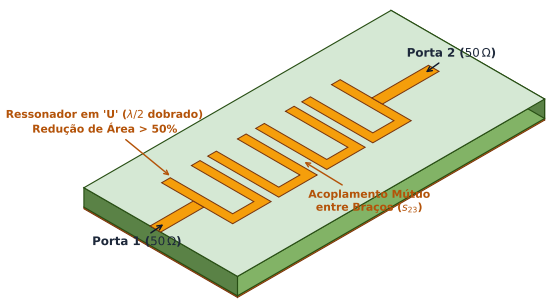
$$(Z_{0o})_k = Z_0 \left[1 - J_k Z_0 + (J_k Z_0)^2\right]$$

- J_k: Parâmetros dos inversores de admitância obtidos dos coeficientes protótipos g_k e da largura relativa Δ;
- O acoplamento se dá pelos campos eletromagnéticos de franja entre as bordas longitudinais;
- Comprimento elétrico de cada seção: $\theta = \pi/2$ $(\lambda/4)$.

Compactação por Dobramento: Filtros *Hairpin*

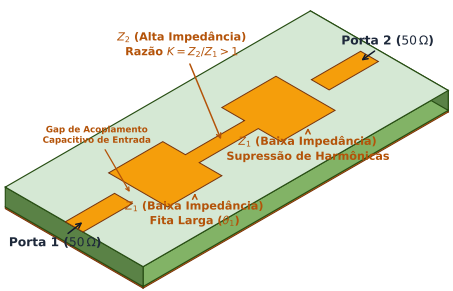
Vantagens da Topologia *Hairpin*:

- **Economia de Área** $> 50\%$**:** Os ressonadores de $\lambda/2$ são dobrados em formato de "U", encurtando o layout longitudinal;
- **Ausência de Furos de Aterramento:** Diferente de filtros interdigitados ou combline convencionais, os terminais são circuitos abertos, dispensando vias;
- Manufatura PCB padrão de baixo custo;
- Acoplamento mútuo simultâneo elétrico e magnético entre os braços paralelos do "U".



Filtro Passa-Faixa Hairpin 3D de 4 polos em microfita.

Ressonadores de Impedância Escalonada (SIR) e Espúrios



Ressonador SIR simétrico 3D e controle de frequências espúrias.

O Conceito SIR (Makimoto & Yamashita):

- Em ressonadores uniformes, harmônicas espúrias surgem invariavelmente em $2f_0, 3f_0$, degradando a seletividade;
- **Razão de Impedância:**

$$K = \frac{Z_2}{Z_1}$$

- **Controle de Espúrios:** Se $K < 1$, a primeira frequência espúria é empurrada para $f_{s1} > 2f_0$ e o tamanho físico diminui!
- Se $K > 1$, o ressonador opera como ressonador de banda dupla.

Fronteiras em Ondas Milimétricas: Cavidades SIW Ressonantes

Microfita Aberta vs Cavidade SIW ($f > 15\,\mathbf{GHz}$):

- **Radiação e Baixo Q em Microfita:** Fitas abertas sofrem forte radiação ($Q_u \approx 100 - 200 \implies IL > 3\,\text{dB}$) e acoplamento EMI;
- **Confinamento Total em SIW:** Dielétrico fechado por planos de terra e paredes de vias metalizadas (d, p);
- **Salto no Fator Q:** $Q_u \geq 800 \implies IL < 0{,}8\,\text{dB}$ com blindagem anti-EMI natural e planaridade total.

Modo TE_{101} e Frequência de Ressonância:

$$f_{101} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\frac{1}{W_{\text{eff}}^2} + \frac{1}{L_{\text{eff}}^2}}$$

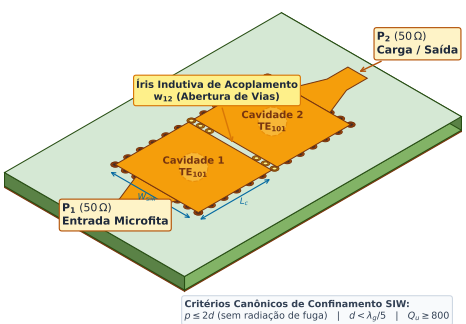
Equivalência de Cassivi–Deslandes:

$W_{\text{eff}} = W - \frac{d^2}{0{,}95p}, \quad L_{\text{eff}} = L - \frac{d^2}{0{,}95p}$

Critérios Canônicos de Projeto

- $p \leq 2d$ (sem perdas por vazamento);
- $d < \lambda_g/5$ (evita reflexões de Bragg);
- FBW $\approx 1\% - 5\%$ com seletividade superior.

Filtros em Cavidades SIW: Íris Indutiva e Matriz $[M]$



Filtro BPF 3D em cavidades SIW com íris indutiva de vias (28 GHz).

Síntese e Mecanismos de Acoplamento:

- **Acoplamento Externo (Q_e):** Transição de microfita $50\,\Omega$ através de *taper* trapezoidal ($W_0 \to W_t$):

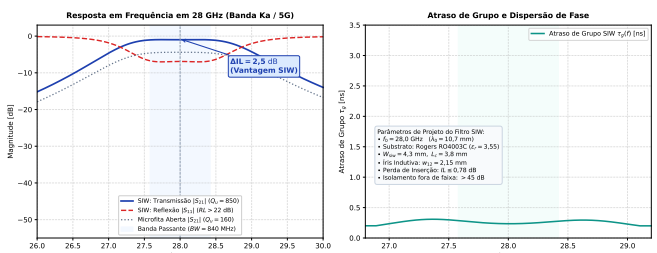
$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{\mathrm{FBW}}, \quad Q_{eN} = \frac{g_N g_{N+1}}{\mathrm{FBW}}$$

- **Íris Indutiva de Acoplamento (w_{12}):** Abertura na parede divisória central por omissão de vias. O coeficiente de acoplamento M_{12} é ajustado pela largura da íris w_{12}:

$$M_{12} = \frac{\mathrm{FBW}}{\sqrt{g_1 g_2}} \approx \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2}$$

- Dispensa qualquer componente discreto (100% planar).

Topologias Avançadas em SIW: Zeros de Transmissão e Modo Duplo



Resposta espectral e atraso de grupo em 28 GHz (Rogers RO4003C).

Inovações em Engenharia de RF:

- **Filtros Quasi-Elípticos (*Cross-Coupled*):** Cavidades em anel ($1 \leftrightarrow 2 \leftrightarrow 3 \leftrightarrow 4$) com acoplamento cruzado $M_{14} < 0$ geram **zeros de transmissão finitos** nas bordas da banda (rejeição > 45 dB em canais adjacentes);
- **Cavidades Modo Duplo (*Dual-Mode*):** Uma cavidade quadrada excita os modos degenerados TE_{102} e TE_{201} simultaneamente $\Longrightarrow$ **2 polos por cavidade física** (50% de economia de área);
- **Atraso de Grupo Plano:** Preserva a modulação 256/1024-QAM de transceptores 5G/6G.

Síntese Numérica em Python com *scikit-rf*

```
import skrf as rf
import numpy as np

# Definindo parâmetros de acoplamento
z0e, z0o = 72.5, 34.2
freq = rf.Frequency(1, 10, 501, 'ghz')

# Síntese das seções acopladas
# e conversão via Identidades de Kuroda
print(f"Z0e: {z0e} | Z0o: {z0o}")
# Avaliação de matriz S de espalhamento
```

Simuladores Interativos no Portal

Experimente os laboratórios virtuais:
Laboratório de Filtros Planares;

Ajuste aproximações (Butterworth, Chebyshev, Bessel, Elíptico) e projete filtros *Stepped-Impedance* e *Hairpin* em tempo real!

Obras Clássicas e Bibliografia Canônica



Literatura canônica de RF e micro-ondas.

Referências Fundamentais Recomendadas:

1. **Su, Kendall L.** *Analog Filters*, 2nd ed., Kluwer Academic Publishers, 2002.
2. **Ludwig, R. & Bretchko, P.** *RF Circuit Design: Theory and Applications*, Prentice Hall, 2000. (Capítulo 5).
3. **Pozar, D. M.** *Microwave Engineering*, 4th ed., John Wiley & Sons, 2011. (Capítulo 8: Microwave Filters).
4. **Steer, M. B.** *Microwave and RF Design, Volume 4: Modules*, 3rd ed., NC State, 2019. (Capítulo 2: Filters).
5. **Makimoto, M. & Yamashita, S.** *Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication*, Springer, 2001.