

TEMA 8: FILTROS PASIVOS DE RF

Comunicaciones Inalámbricas

Marina Zapater

Primavera 2015

Departamento de Física Aplicada III, Universidad Complutense de Madrid



UNIVERSIDAD
COMPLUTENSE
MADRID

Este tema se compone de dos grandes bloques:

- Receptores: bloques, tipos y parámetros básicos
- **Filtros pasivos de RF:** Tipos de filtros, respuesta en frecuencia

Introducción

Respuesta y transformación de frecuencia

Filtros de cavidades

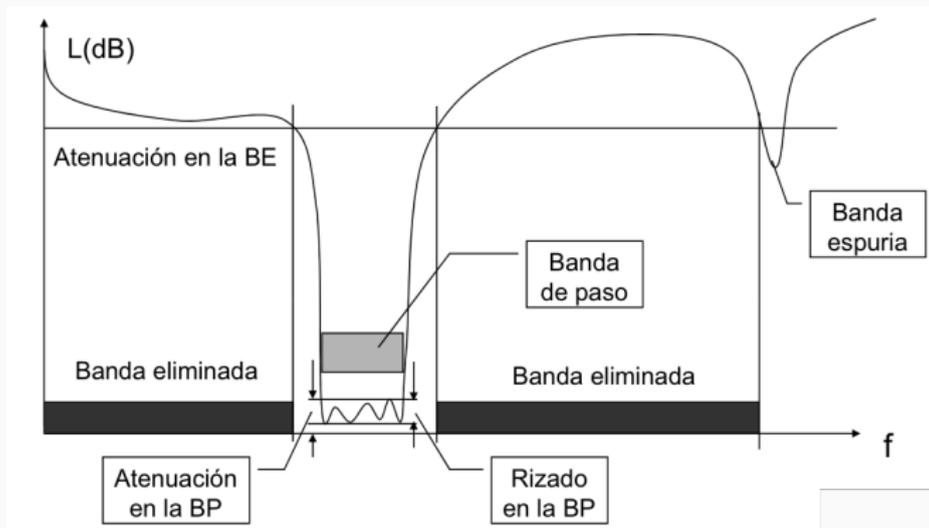
Efectos de las pérdidas en el filtrado

Ejercicios

INTRODUCCIÓN

- Permite el paso con baja atenuación de un banda de frecuencia (Banda de paso - Pass Band)
- Produce una alta atenuación en otra banda de frecuencia (Banda Eliminada - Stop Band)
- No se especifica la atenuación en las bandas de transición

ESQUEMAS DE BANDAS

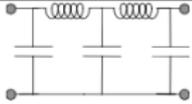
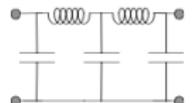
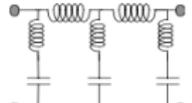
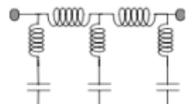


- Función de transferencia $H(\omega)$
 - Banda de paso
 - Atenuación máxima en la banda de paso
 - Rizado en la banda de paso
 - Tiempo de retardo en la banda de paso
 - Rizado en el tiempo de retardo
 - Banda eliminada
 - Atenuación mínima en la banda eliminada

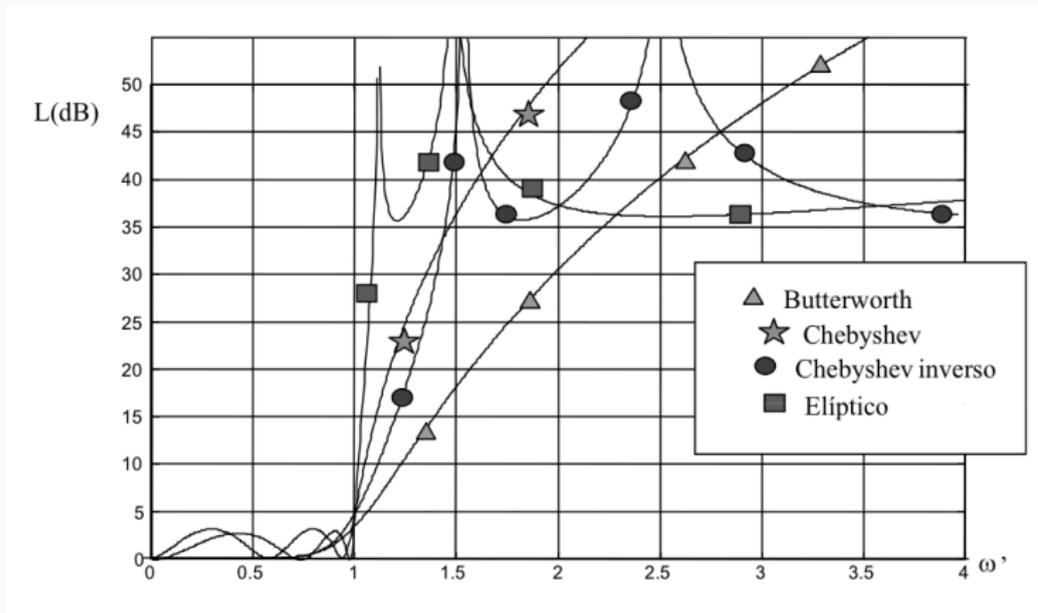
RESPUESTA Y TRANSFORMACIÓN DE FRECUENCIA

- Para el diseño de filtros solemos partir de un prototipo paso bajo, cuya respuesta en frecuencia corresponde a una función polinómica que podemos implementar mediante una red LC en escalera.
- El prototipo paso bajo se normaliza a una frecuencia de transición unidad y a un nivel de impedancia unidad
- Filtro Butterworth: respuesta maximalmente plana
- Filtro Chebyshev: transición más rápida entre banda de paso y atenuada

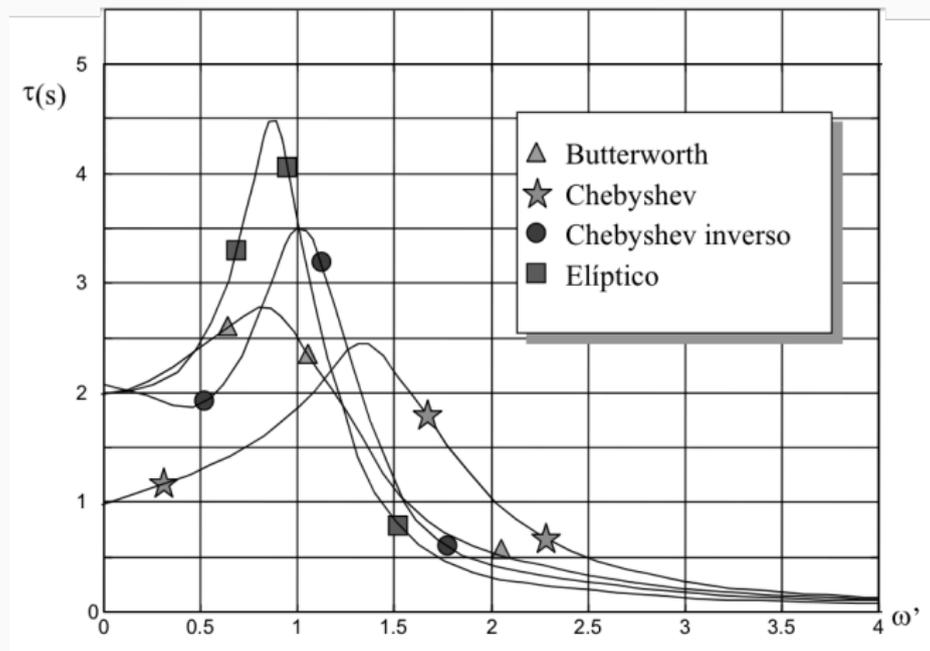
TIPOS DE FILTRO. RESPUESTA EN FRECUENCIA

| Tipo de respuesta | Función de Transferencia | Circuito Paso-Bajo |
|--|---|--|
| Butterworth (maximalmente plano) | $ F ^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \omega^{2n}}$ |  |
| Chebyshev (Rizado constante en la banda de paso) | $ F ^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)}$ $T_n(\omega) = \cos[n \cos^{-1}(\omega)] \quad \text{si } \omega < 1$ $T_n(\omega) = \cosh[n \cosh^{-1}(\omega)] \quad \text{si } \omega > 1$ |  |
| Chebyshev Inverso (Rizado constante en la banda eliminada) | $ F ^2 = \frac{T_n^2\left(\frac{\omega_s}{\omega}\right)}{\varepsilon^2 T_n^2(\omega_s) + T_n^2\left(\frac{\omega_s}{\omega}\right)}$ |  |
| Elíptico (Rizado constante en la banda de paso y en la banda eliminada) | $ F ^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon \omega^2 \prod_{k=1}^n \frac{1 - m \omega_k^2 \omega^2}{\omega^2 - \omega_k^2}}$ |  |

TIPOS DE FILTRO. RESPUESTA EN FRECUENCIA



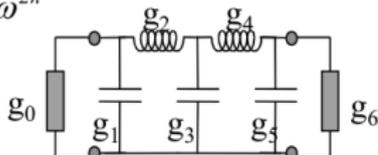
TIPOS DE FILTRO. RESPUESTA EN FRECUENCIA



PROTOTIPO BUTTERWORTH PASO BAJO

$$|F|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \omega^{2n}}$$

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{R(\text{dB})}{10}} - 1}$$



Banda de paso $0 < \omega' < 1$

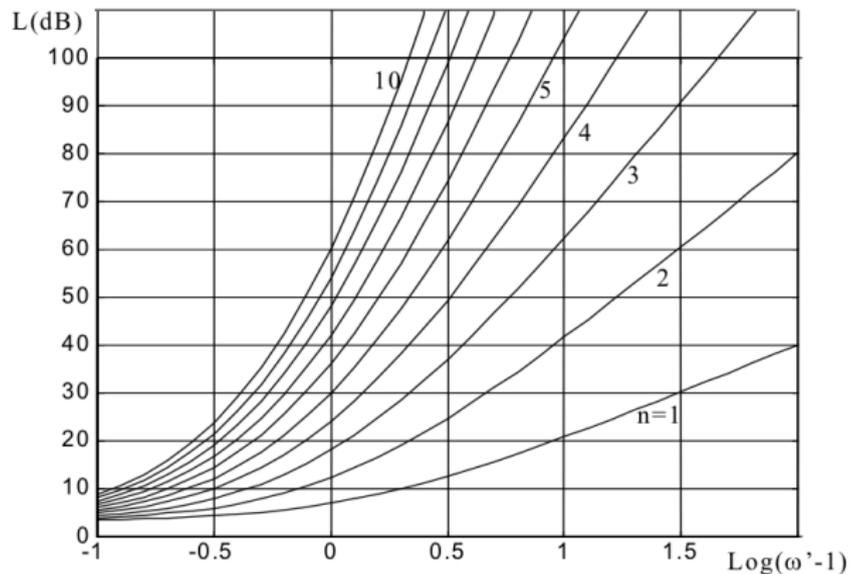
Rizado en la banda de paso $R=3\text{dB}$

Banda eliminada $\omega' > \omega'_1$

Pérdidas en la banda de paso $F(\omega'_1)\text{dB}$

| Orden | g_1 | g_2 | g_3 | g_4 | g_5 | g_6 | g_7 | g_8 | g_9 | g_{10} | g_{11} |
|-------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|----------|----------|
| 1 | 2.0000 | 1.0000 | | | | | | | | | |
| 2 | 1.4142 | 1.4142 | 1.0000 | | | | | | | | |
| 3 | 1.0000 | 2.0000 | 1.0000 | 1.0000 | | | | | | | |
| 4 | 0.7654 | 1.8480 | 1.8480 | 0.7654 | 1.0000 | | | | | | |
| 5 | 0.6180 | 1.6180 | 2.0000 | 1.6180 | 0.6180 | 1.0000 | | | | | |
| 6 | 0.5176 | 1.4142 | 1.9320 | 1.9320 | 1.4142 | 0.5176 | 1.0000 | | | | |
| 7 | 0.4450 | 1.2470 | 1.8020 | 2.0000 | 1.8020 | 1.2470 | 0.4450 | 1.0000 | | | |
| 8 | 0.3902 | 1.1111 | 1.6630 | 1.9620 | 1.9620 | 1.6630 | 1.1111 | 0.3902 | 1.0000 | | |
| 9 | 0.3473 | 1.0000 | 1.5320 | 1.8790 | 2.0000 | 1.8790 | 1.5320 | 1.0000 | 0.3473 | 1.0000 | |
| 10 | 0.3129 | 0.9080 | 1.4142 | 1.7820 | 1.9750 | 1.9750 | 1.7820 | 1.4142 | 0.9080 | 0.3129 | 1.0000 |

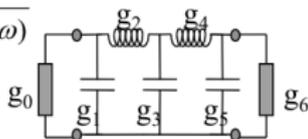
PROTOTIPO BUTTERWORTH. RESPUESTA EN FRECUENCIA



PROTOTIPO CHEBYSHEV PASO BAJO (RIZADO = 0.5DB)

$$|F|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2(\omega)}$$

$$\epsilon = \sqrt{10^{\frac{\text{Rizado}}{10}} - 1}$$



Banda de paso $0 < \omega' < 1$

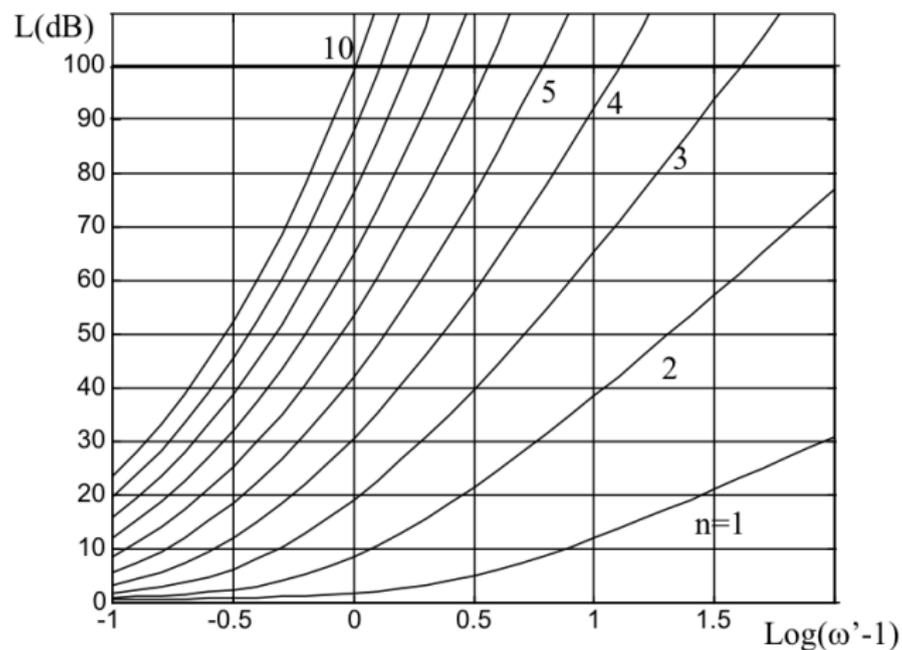
Rizado en la banda de paso RdB

Banda eliminada $\omega' > \omega'_1$

Pérdidas en la banda de paso $F(\omega'_1)$ dB

| Elemento Orden | g1 | g2 | g3 | g4 | g5 | g6 | g7 | g8 | g9 | g10 | g11 |
|-------------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| 1 | 0.6986 | 1.0000 | | | | | | | | | |
| 2 | 1.4029 | 0.7071 | 1.9841 | | | | | | | | |
| 3 | 1.5963 | 1.0967 | 1.5963 | 1.0000 | | | | | | | |
| 4 | 1.6703 | 1.1926 | 2.3661 | 0.8419 | 1.9841 | | | | | | |
| 5 | 1.7058 | 1.2296 | 2.5408 | 1.2296 | 1.7058 | 1.0000 | | | | | |
| 6 | 1.7254 | 1.2479 | 2.6064 | 1.3137 | 2.4758 | 0.8696 | 1.9841 | | | | |
| 7 | 1.7273 | 1.2583 | 2.6381 | 1.3444 | 2.6381 | 1.2583 | 1.7273 | 1.0000 | | | |
| 8 | 1.7451 | 1.2647 | 2.6364 | 1.3590 | 2.6964 | 1.3389 | 2.5093 | 0.8796 | 1.9841 | | |
| 9 | 1.7504 | 1.2690 | 2.6678 | 1.3673 | 2.7230 | 1.3673 | 2.6678 | 1.2690 | 1.7504 | 1.0000 | |
| 10 | 1.7543 | 1.2721 | 2.6754 | 1.3725 | 2.7392 | 1.3806 | 2.7231 | 1.2458 | 2.5239 | 0.8842 | 1.9841 |

PROTOTIPO CHEBYSHEV. RESPUESTA EN FRECUENCIA



TRANSFORMACIÓN DE FRECUENCIA

- Partiendo del prototipo paso bajo se pueden obtener un filtro paso bajo, paso alto o banda eliminada, transformando la variable frecuencia

| Tipo | Frecuencias de transición | Función de transformación | Transformada de L serie | Transformada de C paralelo |
|-----------------|---------------------------|---|--|--|
| Paso Bajo | ω_1 | $\omega' = \frac{\omega}{\omega_1}$ | $L = \frac{g_i R_0}{\omega_1}$ | $C = \frac{g_i}{R_0 \omega_1}$ |
| Paso Alto | ω_1 | $\omega' = \frac{\omega_1}{\omega}$ | $C = \frac{1}{g_i R_0 \omega_1}$ | $L = \frac{R_0}{g_i \omega_1}$ |
| Paso Banda | ω_1 y ω_2 | $\omega' = \frac{1}{w} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$ $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ $w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$ | LC serie $L = \frac{g_i R_0}{w \omega_0}$ $C = \frac{w}{g_i R_0 \omega_0}$ | LC paralelo $L = \frac{w R_0}{g_i \omega_0}$ $C = \frac{g_i}{R_0 w \omega_0}$ |
| Banda Eliminada | ω_1 y ω_2 | $\omega' = \frac{w}{\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$ $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ $w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$ | LC paralelo $L = \frac{g_i w R_0}{\omega_0}$ $C = \frac{1}{g_i w R_0 \omega_0}$ | LC serie $L = \frac{R_0}{g_i w \omega_0}$ $C = \frac{w g_i}{R_0 \omega_0}$ |

- Transformar especificaciones del filtro a prototipo paso bajo
- Elección del tipo de filtro (Butterworth, Chebyshev...)
- Diseño del filtro pso bajo normalizado
- Transformación de componentes
 - Desnormalización de frecuencia
 - Conversión de L y C a redes LC
 - Transformación de impedancias respecto de generador y carga

EJEMPLO 1: TRANSFORMACIÓN DE FRECUENCIAS

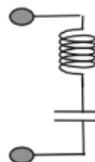
Se desea diseñar un filtro con la banda de paso entre 107 y 110 MHz y que tenga una atenuación superior a 50dB para señales de 120MHz. Determine el número de secciones del filtro necesarias si trabajamos con un prototipo paso bajo de tipo Chebyshev con rizado de 0.5dB.

FILTROS DE CAVIDADES

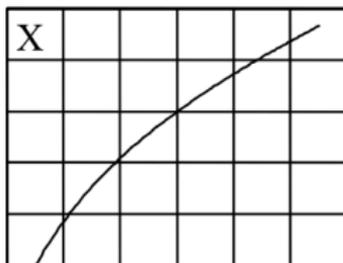
- En muchos casos no podemos trabajar con elementos discretos de L y C → el elemento de diseño es la cavidad resonante
- Trabajamos con cavidades cuando:
 - La frecuencia es muy alta: cavidades en guía, dieléctricas, etc.
 - Cuando el filtro es muy selectivo (cavidades de cuarzo o cerámicas)
 - Cuando necesitamos elementos variables

- En las cavidades varía la impedancia (X) o la admitancia (B) con la frecuencia
- Si suponemos una cavidad sin pérdidas, tenemos un elemento de dos terminales en que:
 - La impedancia es reactiva pura
 - La derivada de la parte imaginaria es positiva con la frecuencia
- Tenemos resonancia cuando la impedancia se anula (cavidad resonante serie) o la admitancia se anula (cavidad resonante paralelo).
- El comportamiento se resume en 3 parámetros: f_o , Q , y la pendiente (x ó b).

Elemento resonante serie



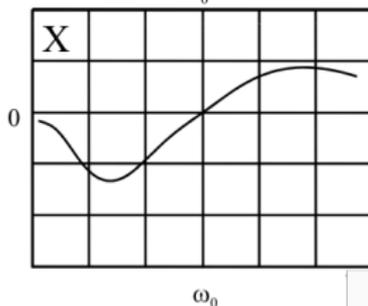
$$\left. \begin{aligned} \omega_0 &= 1/\sqrt{LC} \\ X_0 &= \sqrt{L/C} \\ Q &= \omega_0 L/R \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} Z(\omega) &= X_0 \left(\frac{1}{Q} + j \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right) \\ \left. \frac{d}{d\omega} (X(\omega)) \right|_{\omega_0} &= \frac{2X_0}{\omega_0} \end{aligned} \right.$$



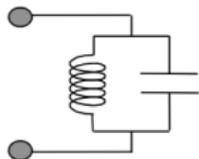
Cavidad resonante

Cerca de la resonancia se puede caracterizar con ω_0 , X_0 y Q

$$\underbrace{X_0 = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{d}{d\omega} (X(\omega)) \right|_{\omega_0}}_{\text{Cavidad serie}}$$



Elemento resonante paralelo

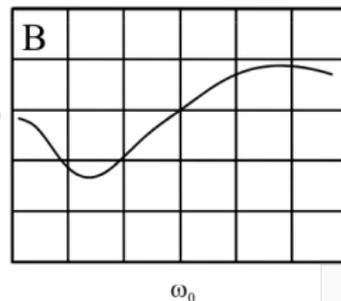


$$\left. \begin{aligned} \omega_0 &= 1/\sqrt{LC} \\ Y_0 &= \sqrt{C/L} \\ Q &= \omega_0 C/G \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} Y(\omega) &= Y_0 \left(\frac{1}{Q} + j \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega} \right) \right) \\ \left. \frac{d}{d\omega} (Y(\omega)) \right|_{\omega_0} &= \frac{2Y_0}{\omega_0} \end{aligned} \right.$$

Cavidad resonante

- Cerca de la resonancia se puede caracterizar con ω_0 , Y_0 y Q

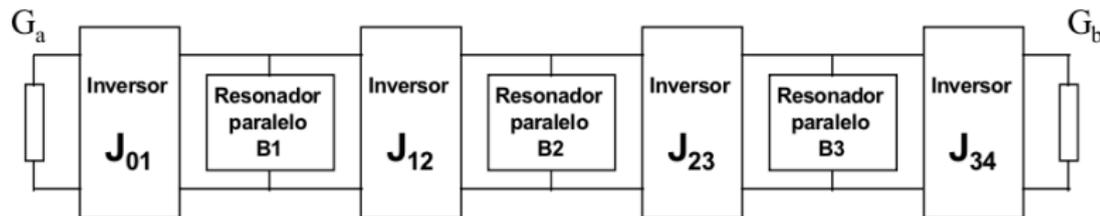
$$\begin{aligned} B(\omega_0) &= 0 \\ B_0 &= \frac{\omega_0}{2} \frac{d}{d\omega} (B(\omega)) \Big|_{\omega_0} \\ &\underbrace{\hspace{10em}}_{\text{Cavidad paralelo}} \end{aligned}$$



CAVIDADES MÁŠ FRECUENTES

| Tipo de Cuidad | Margen de frecuencia | Factor de calidad | Otros factores o comentarios |
|--|----------------------|-------------------|--|
| Circuitos LC | 1MHz a 1GHz | 10^4 a 10^2 | Q limitado por las bobinas |
| Circuitos LC (Integrados de microondas) | 1GHz a 10GHz | 10^2 a 10 | Bobinas y capacidades impresas en el AsGa |
| Cristal de Cuarzo | 100kHz a 100MHz | 10^6 a 10^4 | Muy estables |
| Cerámicas de OAS (SAW) | 10MHz a 1GHz | 10^6 a 10^4 | Muy estables Filtros fijos |
| Resonadores en Líneas planas | 100MHz a 10GHz | 10^3 a 10 | Fáciles de construir Compatibles con otros circuitos |
| Resonadores en Líneas coaxiales | 100MHz a 10GHz | 10^4 a 10^2 | Fáciles de construir, poco estables con la temperatura |
| Cuidades en Guía de Onda | 1GHz a 100GHz | 10^5 a 10^3 | Poco estable con la temperatura |
| Cuidades Dieléctricas | 1GHz a 20 GHz | 10^5 a 10^3 | Muy estables Reducido tamaño |
| Diodos varactores | 10MHz a 20 GHz | 10^2 a 10 | Sustituyen a la capacidad en circuitos LC o como capacidad de ajuste |
| Cuidad YIG | 100MHz a 10GHz | 10^4 a 10^3 | Variable con el campo magnético de polarización |

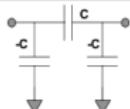
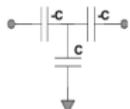
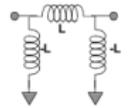
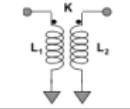
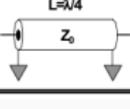
FILTRO DE CAVIDADES ACOPLADAS



$$J_{01} = \sqrt{\frac{G_a b_1 w}{g_0 g_1}} \quad J_{i,i+1} = w \sqrt{\frac{b_i b_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{G_b b_n w}{g_n g_{n+1}}}$$

$$b = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dB(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \sqrt{\frac{C}{L}}$$

ELEMENTOS DE ACOPLO

| Esquema | Constante de inversión | Tipo de Cavidades | Comentarios |
|---|---|-------------------|--|
|  | $J=\omega C$ | Paralelo | Banda Ancha De uso muy frecuente |
|  | $K=1/\omega C$ | Serie | Banda Ancha |
|  | $J=1/\omega L$ | Paralelo | Banda Ancha Poco utilizado por tener inductancias muy altas |
|  | $J=1/\omega M=1/\omega K(L_1 L_2)^{1/2}$ $k=\omega M$ L_1 y L_2 deben formar parte de los circuitos resonantes. | Paralelo Serie | Banda muy ancha Muy utilizado |
|  | $J=1/Z_0$ $K=Z_0$ | Paralelo Serie | Banda estrecha Utilizado en filtros de microondas |

EFFECTOS DE LAS PÉRDIDAS EN EL FILTRADO

- Cualquier circuito resonante tiene unas pérdidas disipativas
- Cuanto menor sea el factor de calidad, mayores serán las pérdidas
- Hay tres efectos producidos por las pérdidas:
 - Atenuación en la banda de paso
 - Limitación de la atenuación máxima en la banda eliminada
 - Reducen la pendiente de transición entre banda de paso y eliminada

- Atenuación en la banda de paso

$$L_0(dB) = 4.34 \sum_{i=1}^n \frac{g_i}{wQ_i}$$

- Limitación de la atenuación máxima en la banda eliminada

$$L_\infty(dB) = \sum_{i=1}^n 20 \text{Log}_{10}(g_i wQ_i) - 10 \text{Log}_{10}\left(\frac{4}{g_0 g_{n+1}}\right)$$

EJERCICIOS

EJERCICIO 1:

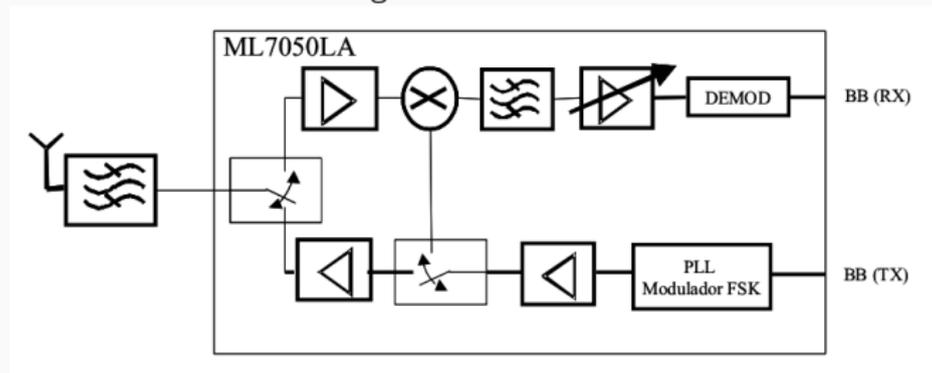
Queremos tener un filtro diplexor que permita usar a la vez la antena de una estación móvil para sintonizar la banda GSM de 1710MHz a 1880MHz, y la banda UMTS de 1920MHz a 2170MHz.

Y queremos que se cumpla:

- Banda eliminada $>6\text{dB}$
- Rizado en banda de paso $<3\text{dB}$
- Pérdidas en banda de paso $<1\text{dB}$

EJERCICIO 2:

Volvemos a usar el ejemplo de transceptor Bluetooth que usamos en el tema de modulación angular:



Datos generales:

- Banda de paso del filtro de entrada 2.4 a 2.5GHz
- Frecuencias portadoras: 2402 a 2480MHz con saltos de 1MHz
- Frecuencia intermedia: 2MHz

EJERCICIO 2:

Cuando el sistema funciona en transmisión, el PLL modulador FSK genera una señal de -30 dBm de potencia. El sistema está compuesto por un amplificador de baja señal, un amplificador de potencia y el filtro de salida. Además existen dos conmutadores en la cadena que se pueden considerar sin pérdidas. El filtro de salida es de Chebysev de rizado 0.5 dB, cuya frecuencia central es de 2450 MHz y tiene un ancho de banda de 100 MHz.

EJERCICIO 2:

1. Calcule el número de etapas para conseguir un rechazo de 45 dB a la frecuencia de 2 GHz. Calcule las pérdidas añadidas en la banda de paso de dicho filtro, si el factor de calidad de los resonadores es igual a 200. ¿Es posible alcanzar esta atenuación de 45 dB con el filtro diseñado?
2. Si la potencia de salida del sistema Bluetooth es de 20 dBm y el mezclador de la cadena receptora necesita un oscilador local de -10 dBm de potencia para su correcto funcionamiento, calcule las ganancias de los dos amplificadores. Indique también cuál es el punto de compresión a 1 dB de ambos amplificadores.
3. Justifique qué tipo de amplificador de potencia utilizaría, y estime el rendimiento del sistema transmisor incluyendo el filtro de salida, sabiendo que el consumo del PLL modulador FSK y del primer amplificador es de 10mW.

PREGUNTAS?