FILTROS ACTIVOS

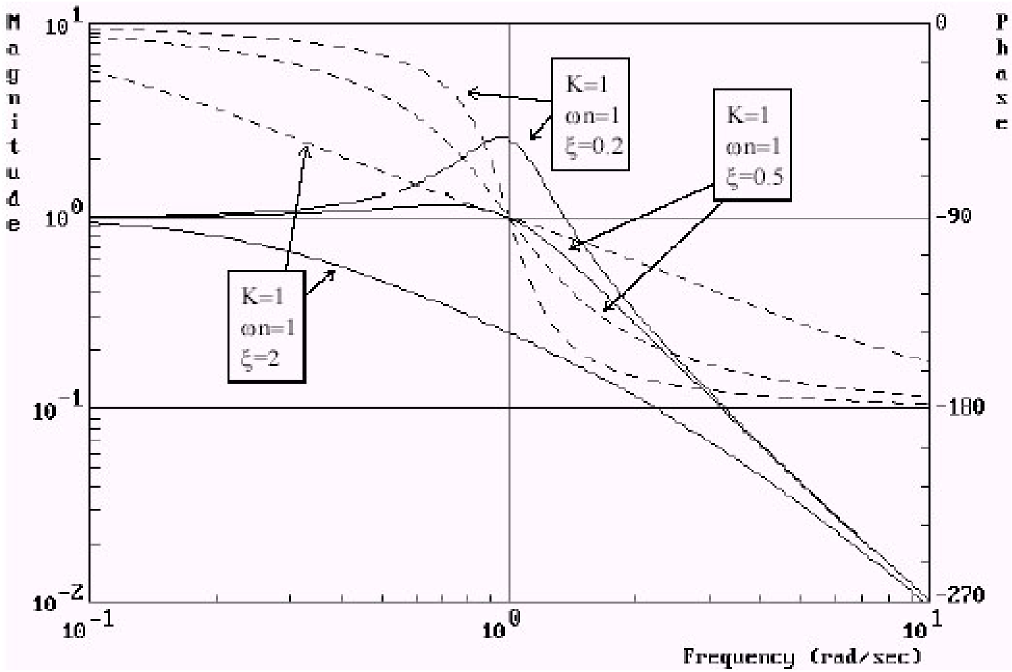
- Se componen generalmente por circuitos RC y amplificadores (OPAMP's), los cuales necesitan alimentación externa para su funcionamiento.
- Además de filtrar, los filtros activos pueden amplificar la señal.
- Su principal ventaja radica en la posibilidad de ofrecer las mismas prestaciones que los filtros pasivos sin usar inductancias (a bajas frecuencias, son voluminosas, pesadas y caras).
- Facilitan el diseño de filtros complejos mediante la asociación de etapas simples.

DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS

1. Filtros LP de 2º Orden y Estructuras indicadas para su implementación.
2. Diseños normalizados de filtros activos LP de orden 2 y 3 $\Rightarrow$ Permitirán el diseño de un filtro activo LP de cualquier orden.
3. Diseños de filtros activos HP.
4. Diseños de filtros activos BP.

FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE UN FILTRO LP DE 2º ORDEN

$$H(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{K \cdot \omega_n^2}{(s - P_1)\cdot(s - P_2)}$$



- $H(0) = K \equiv$ Ganancia en DC (controla la ganancia del filtro – su altura)
- $\omega_n \equiv$ Frecuencia Natural (está estrechamente relacionada con la frec. de corte del filtro - $\omega_c = \omega_n f(\xi)$. Fija, por tanto, el ancho de banda del filtro: a mayor ω_n mayor es la anchura del filtro). Para un LP de 2º orden:

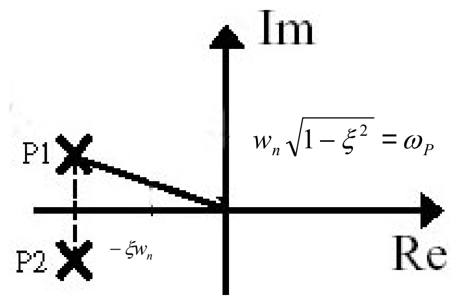
$$BW = \omega_C = \omega_n \cdot \sqrt{(1 - 2\xi^2) + \sqrt{4\xi^4 - 4\xi^2 + 2}}$$

- $\xi = 1/2Q \equiv$ Factor de Amortiguamiento (fija la forma de $|H(s)|$, de manera que dos filtros idénticos salvo escala tendrán el mismo ξ) $\Rightarrow$ Como se observa en la fig. para $\xi < 1/\sqrt{2} = 0.7071$ se produce pico de resonancia. Para $\xi = 0.7071 \Rightarrow \omega_C = \omega_n$

- Los polos de esta función de transferencia: $s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2 = 0$

$$P_1 = -\xi\omega_n + j \cdot \omega_n\sqrt{1 - \xi^2} = -\xi\omega_n + j \cdot \omega_p$$

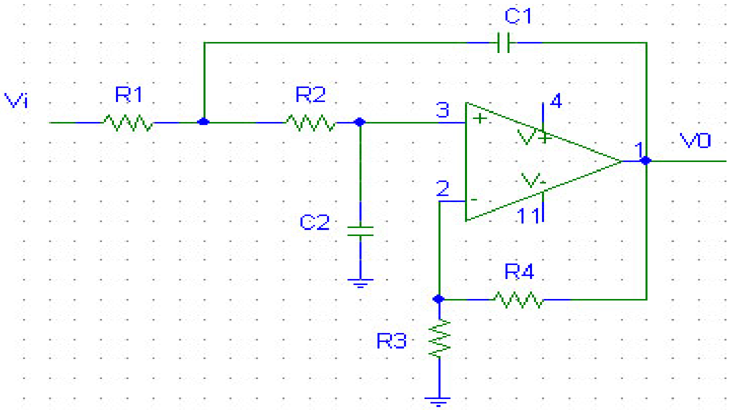
$$P_2 = -\xi\omega_n - j \cdot \omega_n\sqrt{1 - \xi^2} = -\xi\omega_n - j \cdot \omega_p$$



FILTROS ACTIVOS LP DE 2º ORDEN: ESTRUCTURAS INDICADAS PARA SU IMPLEMENTACIÓN

$$H(s) = \frac{K\omega_n^{\;2}}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^{\;2}}$$

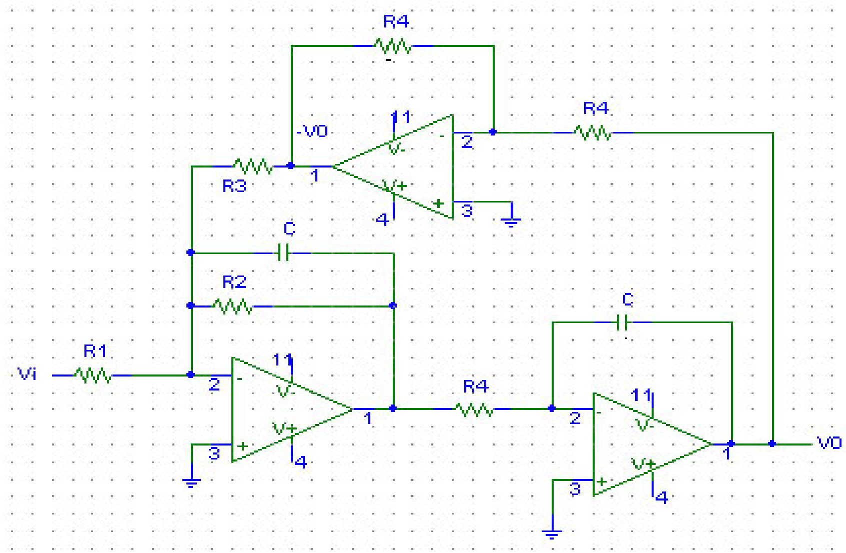
1.- Estructura VCVS (fuente de tensión controlada por tensión):



$$K = 1 + \frac{R_4}{R_3} \;\; ; \;\; \omega_n^2 = \frac{1}{R_1 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2}$$

$$2\xi \cdot \omega_n = -\frac{R_4 / R_3}{R_2 \cdot C_2} + \frac{1}{R_1 \cdot C_1} + \frac{1}{R_2 \cdot C_1}$$

2.- Estructura Bicuadrática:



$$K = \frac{R_3}{R_1} \;\; ; \;\; \omega_n^2 = \frac{1}{R_3 \cdot R_4 \cdot C^2} \;\; ; \;\; 2\xi \cdot \omega_n = \frac{1}{R_2 \cdot C}$$

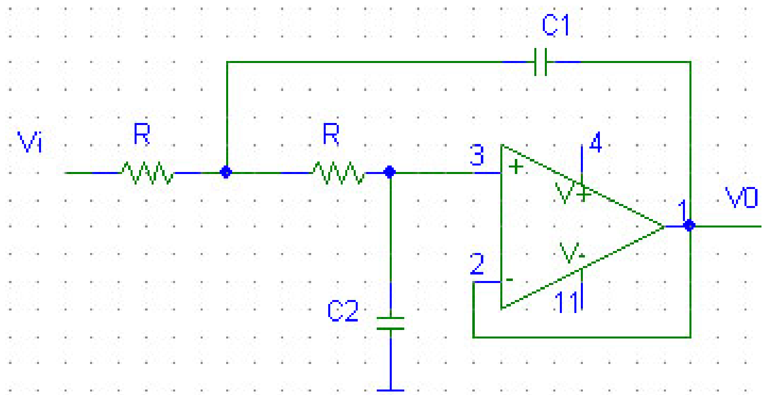
(Estructura más fácil de sintonizar)

DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS PASO DE BAJO (I)

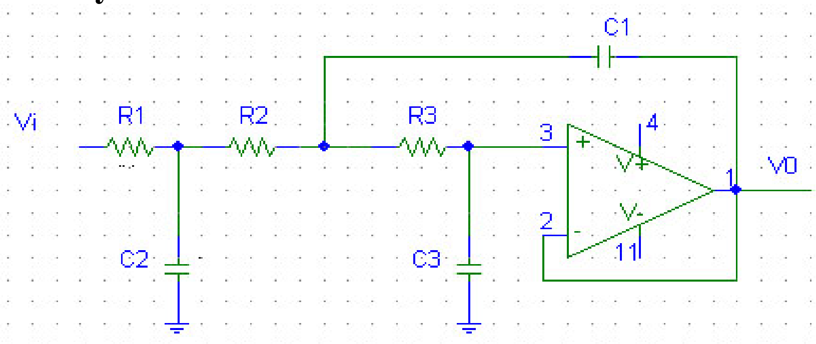
1.- Calcular el orden. 2.- Construir un filtro normalizado a una frec. de corte de 1 rad/s. 3.- Escalar a la frec. deseada.

2.- Filtros Activos LP basados en la estructura VCVS Normalizados a K=1 y $\overline{\omega_c} = 1 rad/s$. Los valores de las resistencias $\overline{R_i}$ son de 1Ω y los de los condensadores $\overline{C_i}$ están tabulados en la siguiente tabla (en Faradios).

K = 1 (observar que R_4=0) y orden n=2



K = 1 y orden n=3



Orden	2	3	4	5	6
Butterworth					
C_1	1,414 +0	3,546 +0	1,082 +0 2,613 +0	1,753 +0 3,235 +0	1,035 +0 1,414 +0 3,863 +0
C_2	7,071 −1	1,392 +0	9,241 −1 3,825 −1	1,354 +0 3,089 −1	9,660 −1 7,071 −1 2,588 −1
C_3		2,024 −1		4,214 −1	
Chebychev 2 dB					
C_1	2,672 +0	2,782 +0	4,021 +0 9,707 +0	1,240 +1 1,499 +1	5,750 +0 7,853 +0 2,146 +1
C_2	5,246 −1	3,113 +0	1,163 +0 1,150 −1	4,953 +0 7,169 −2	1,769 +0 2,426 −1 4,902 −2
C_3		3,892 −2		1,963 −1	
Chebychev 1 dB					
C_1	2,218 +0	1,618 +1	3,125 +0 7,546 +0	8,884 +0 1,155 +1	4,410 +0 6,024 +0 1,646 +1
C_2	6,061 −1	2,567 +0	1,269 +0 1,489 −1	3,935 +0 9,355 −2	1,904 +0 3,117 −1 6,425 −2
C_3		6,428 −2		2,540 −1	
Chebychev 0,25 dB					
C_1	1,778 +0	8,551 +0	2,221 +0 5,363 +0	5,543 +0 8,061 +0	3,044 +0 4,159 +0 1,136 +1
C_2	6,789 −1	2,018 +0	1,285 +0 2,084 −1	2,898 +0 1,341 −1	1,875 +0 4,296 −1 9,323 −2
C_3		1,109 −1		3,425 −1	
Chebychev 0,1 dB					
C_1	1,638 +0	6,653 +0	1,901 +0 4,592 +0	4,446 +0 6,810 +0	2,553 +0 3,487 +0 9,531 +0

DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS PASO DE BAJO (II)

3.- Se escala a la frecuencia ω_c y resistencia R deseada: **modificando el valor de los condensadores según** $C_i = \dfrac{\overline{C_i}}{\omega_c R}$

ESCALADO DE FRECUENCIA: Consideraciones.

Sea un filtro LP activo de 2º orden implementado con estruct. VCVS o bicuadrática, caracterizado con K, ξ y ω_n dadas. Si queremos escalar su frecuencia natural y pasar de $\omega_n \to \omega_n^* = a\omega_n$ sin cambiar la forma del filtro, debemos garantizar que ξ se mantenga constante, que es el parámetro que define su forma:

- **Para una estructura bicuadrática de 2º orden:** $\omega_n^2 = \dfrac{1}{R_3 \cdot R_4 \cdot C^2}$; $2\xi \cdot \omega_n = \dfrac{1}{R_2 \cdot C} \Rightarrow 2\xi = \dfrac{1}{R_2 \cdot C \cdot \omega_n}$

Si queremos cambiar ω_n manteniendo constante ξ, debemos hacerlo de forma que: $R_2 \cdot C \cdot \omega_n = R_2^* \cdot C^* \cdot \omega_n^* = \text{constante}$

- **Para una estructura VCVS de 2º orden:**

$$\omega_n^2 = \frac{1}{R_1 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2} \quad ; \quad 2\xi \cdot \omega_n = -\frac{R_4/R_3}{R_2 \cdot C_2} + \frac{1}{R_1 \cdot C_1} + \frac{1}{R_2 \cdot C_1} \Rightarrow 2\xi = -\frac{R_4/R_3}{R_2 \cdot C_2 \omega_n} + \frac{1}{R_1 \cdot C_1 \omega_n} + \frac{1}{R_2 \cdot C_1 \omega_n}$$

Si queremos cambiar ω_n sin que cambie ξ, debemos hacerlo de forma que los productos se mantengan constantes con los nuevos valores:

$$R_2 \cdot C_2 \cdot \omega_n = R_2^* \cdot C_2^* \cdot \omega_n^* \quad ; \quad R_1 \cdot C_1 \cdot \omega_n = R_1^* \cdot C_1^* \cdot \omega_n^* \quad ; \quad R_2 \cdot C_1 \cdot \omega_n = R_2^* \cdot C_1^* \cdot \omega_n^*$$

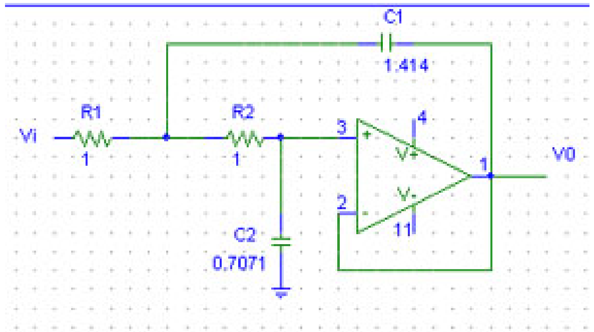
$\Rightarrow$ **Aplicándolo a las estructuras VCVS normalizadas** anteriores, para las que todas las resistencias $\overline{R}$ son iguales a 1Ω, la condición para escalar la frecuencia ω_n (y por tanto ω_c, ya que $\omega_c = \omega_n f(\xi)$) manteniendo ξ constante, es:

$$\overline{R} \cdot \overline{C_i} \cdot \overline{\omega_n} = R \cdot C_i \cdot \omega_n \Leftrightarrow \overline{R} \cdot \overline{C_i} \cdot \overline{\omega_c} = R \cdot C_i \cdot \omega_c \Rightarrow \left(\overline{R} = 1\Omega \text{ y } \overline{\omega_c} = 1\text{rad/s}\right) \Rightarrow \overline{C_i} = R \cdot C_i \cdot \omega_c \Rightarrow C_i = \overline{C_i} / R \cdot \omega_c$$

DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS PASO DE BAJO (III)

Ejemplo 6.-: Construir un filtro LP activo Butterworth de 2º orden con fc = 1KHz, utilizando resistencias de 1 KΩ.

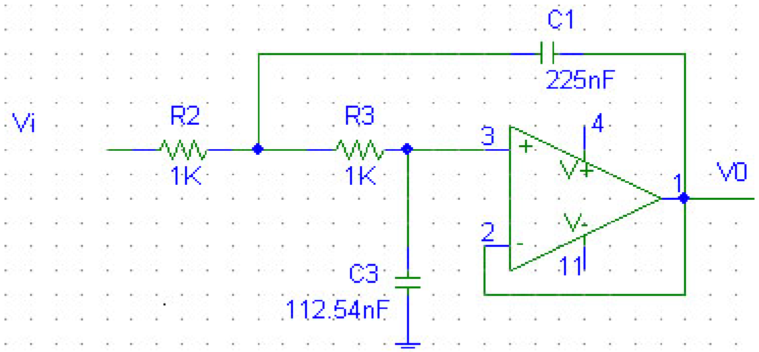
$\omega_c = 2\pi 1000 = 2000\pi \text{ rad/s}$; R = 1 KΩ.

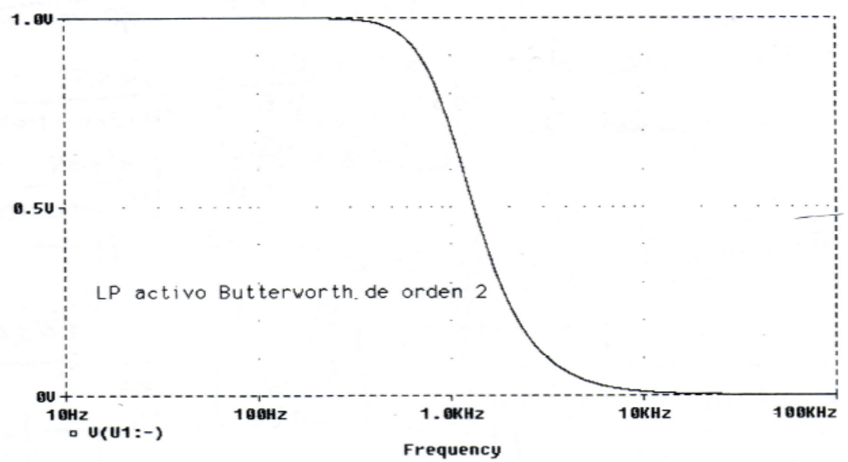


1.- Partir de la Estructura VCVS normalizada de 2º orden, con valores de C obtenidos por tablas: $\overline{C_1} = 1.414\text{F}$; $\overline{C_2} = 0.7071\text{F}$.

2.- Modificar el valor de las resistencias a 1 KΩ y de los condensadores:

$$C_1 = \frac{\overline{C_1}}{\omega_c R} = 225\text{nF} \;\; ; \;\; C_2 = \frac{\overline{C_2}}{\omega_c R} = 112.54\text{nF}$$



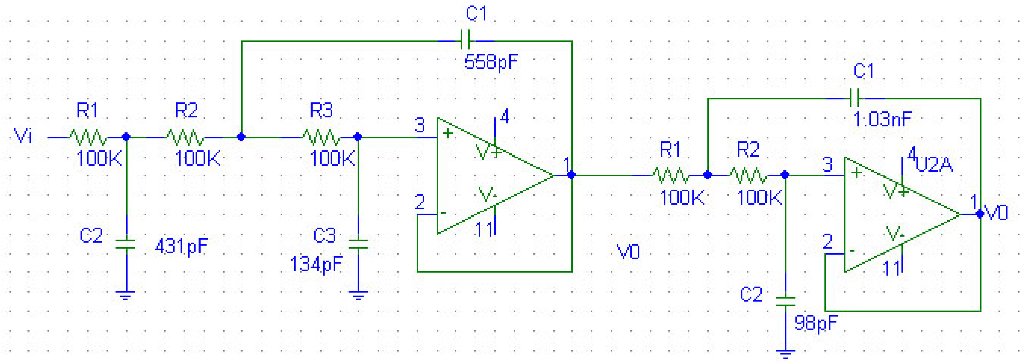


DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS PASO DE BAJO (IV)

Ejemplo 7.-: Diseñar con estructura VCVS un filtro Butterworth paso-bajo de orden 5 con fc= 5Khz y R=100KΩ.

Cuando el filtro es de orden 4 o superior debemos utilizar etapas de 2º y 3er orden dispuestas en serie (los valores de $\overline{C_i}$ de cada etapa se obtienen de las tablas para el orden del filtro a diseñar (n = 4, 5 o 6). De esta forma, un filtro de orden 5 estará formado por una primera etapa de orden 3 y una segunda de orden 2 en serie.

$$\text{Etapa de orden 3} = \begin{cases} C_1 = \dfrac{\overline{C_1}}{\omega_c \cdot R} = \dfrac{1.753}{\pi \cdot 10^9} = 558\text{pF} \\ C_2 = \dfrac{\overline{C_2}}{\omega_c \cdot R} = \dfrac{1.354}{\pi \cdot 10^9} = 431\text{pF} \\ C_3 = \dfrac{\overline{C_3}}{\omega_c \cdot R} = \dfrac{0.421}{\pi \cdot 10^9} = 134\text{pF} \end{cases} + \text{Etapa de orden 2} = \begin{cases} C_1 = \dfrac{\overline{C_1}}{\omega_c \cdot R} = \dfrac{3.235}{\pi \cdot 10^9} = 51.03\text{nF} \\ C_2 = \dfrac{\overline{C_2}}{\omega_c \cdot R} = \dfrac{0.309}{\pi \cdot 10^9} = 98\text{pF} \end{cases}$$

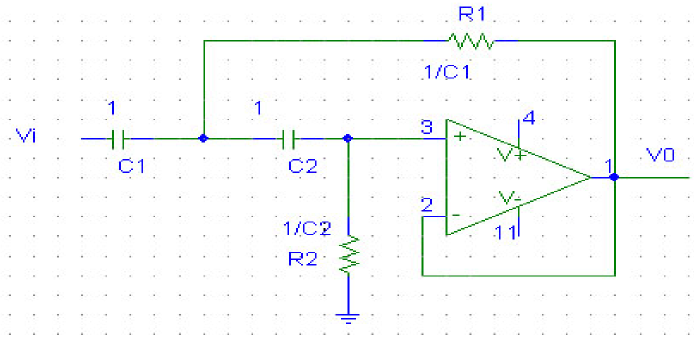


DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS PASO DE ALTA (I)

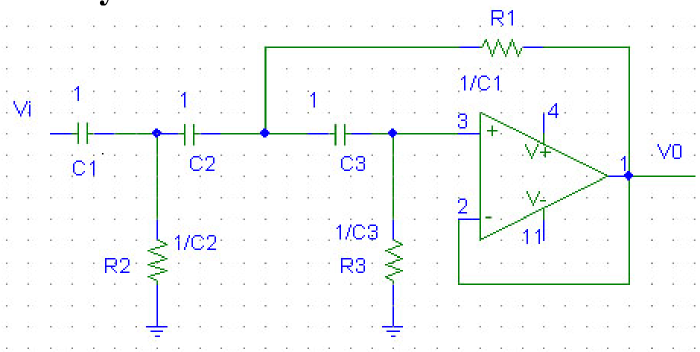
1.- Calcular el orden. 2.- Construir un filtro HP normalizado a una $\overline{\omega_c}$ de 1 rad/s. 3.- Escalar a la ω_c deseada.

2.- Filtros Activos HP basados en la estructura VCVS Normalizados a K=1 y $\overline{\omega_c} = 1\,\mathrm{rad/s}$**.** Los condensadores son de 1F, $\overline{C_i} = 1\mathrm{F}$, y las resistencias se calculan según $\overline{R_i} = 1/C_i^{tab}$, donde C_i^{tab} son los valores que aparecen tabulados en la tabla.

K = 1 (observar que R_4=0) y orden n=2



K = 1 y orden n=3



Orden	2	3	4	5	6
Butterworth					
C_1	1,414 +0	3,546 +0	1,082 +0 2,613 +0	1,753 +0 3,235 +0	1,035 +0 1,414 +0 3,863 +0
C_2	7,071 −1	1,392 +0	9,241 −1 3,825 −1	1,354 +0 3,089 −1	9,660 −1 7,071 −1 2,588 −1
C_3		2,024 −1		4,214 −1	
Chebychev 2 dB					
C_1	2,672 +0	2,782 +0	4,021 +0 9,707 +0	1,240 +1 1,499 +1	5,750 +0 7,853 +0 2,146 +1
C_2	5,246 −1	3,113 +0	1,163 +0 1,150 −1	4,953 +0 7,169 −2	1,769 +0 2,426 −1 4,902 −2
C_3		3,892 −2		1,963 −1	
Chebychev 1 dB					
C_1	2,218 +0	1,618 +1	3,125 +0 7,546 +0	8,884 +0 1,155 +1	4,410 +0 6,024 +0 1,646 +1
C_2	6,061 −1	2,567 +0	1,269 +0 1,489 −1	3,935 +0 9,355 −2	1,904 +0 3,117 −1 6,425 −2
C_3		6,428 −2		2,540 −1	
Chebychev 0,25 dB					
C_1	1,778 +0	8,551 +0	2,221 +0 5,363 +0	5,543 +0 8,061 +0	3,044 +0 4,159 +0 1,136 +1
C_2	6,789 −1	2,018 +0	1,285 +0 2,084 −1	2,898 +0 1,341 −1	1,875 +0 4,296 −1 9,323 −2
C_3		1,109 −1		3,425 −1	
Chebychev 0,1 dB					
C_1	1,638 +0	6,653 +0	1,901 +0 4,592 +0	4,446 +0 6,810 +0	2,553 +0 3,487 +0 9,531 +0

DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS PASO DE ALTA (II)

3.- Se escala a la frecuencia ω_c y valor de C deseado, **modificando el valor de las resistencias según** $R_i = \dfrac{1}{\omega_c \cdot C \cdot C_i^{tab}}$

- Función de transferencia de segundo orden con característica paso de alta es: $H(s) = \dfrac{Ks^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n{}^2}$, donde, al igual que en el caso anterior, $\xi \equiv \text{Factor de Amortiguamiento}$, fija la forma del filtro.

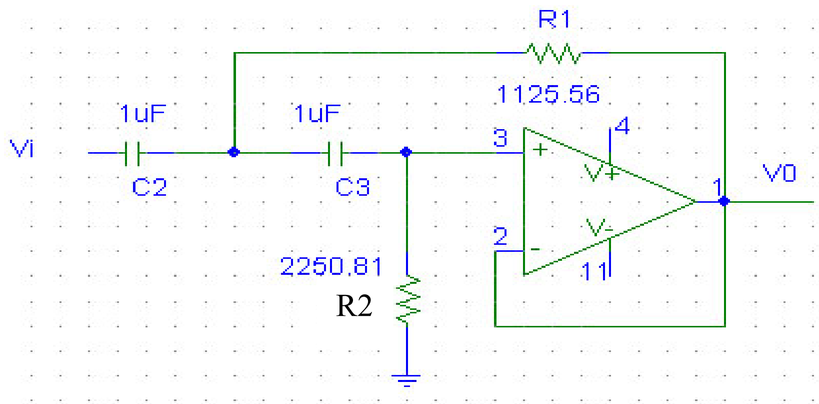
Para las estructuras VCVS HP anteriores, para las cuales $\overline{\omega_c} = 1\text{rad/s}$, $\overline{C} = 1\text{F}$ y $\overline{R_i} = 1/C_i^{tab} \equiv \text{valor conocido}$, la condición para modificar la ω_c del filtro HP, sin variar su forma, es decir manteniendo ξ constante es:

$$\overline{R_i} \cdot \overline{C} \cdot \overline{\omega_c} = R_i \cdot C \cdot \omega_c \Rightarrow \left(\overline{C} = 1\text{F} \text{ y } \overline{\omega_c} = 1\text{rad/s}\right) \Rightarrow \overline{R_i} = R_i \cdot C \cdot \omega_c \Rightarrow R_i = \overline{R_i} / C \cdot \omega_c = 1/\left(C_i^{tab} \cdot C \cdot \omega_c\right)$$

Ejemplo 8.-: Diseñar un filtro activo HP Butterworth de orden 2 con fc= 100 Hz, utilizando condensadores de 1μF.

$$R_1 = \frac{1}{\omega_c \cdot C \cdot C_1^{tab}} = \frac{1}{(200\pi)\cdot\left(1\cdot 10^{-6}\right)\cdot(1.414)} = 1125.56\Omega$$

$$R_2 = \frac{1}{\omega_c \cdot C \cdot C_2^{tab}} = \frac{1}{(200\pi)\cdot\left(1\cdot 10^{-6}\right)\cdot(0.7071)} = 2250.81\Omega$$



FILTROS PASO-BANDA: consideraciones generales

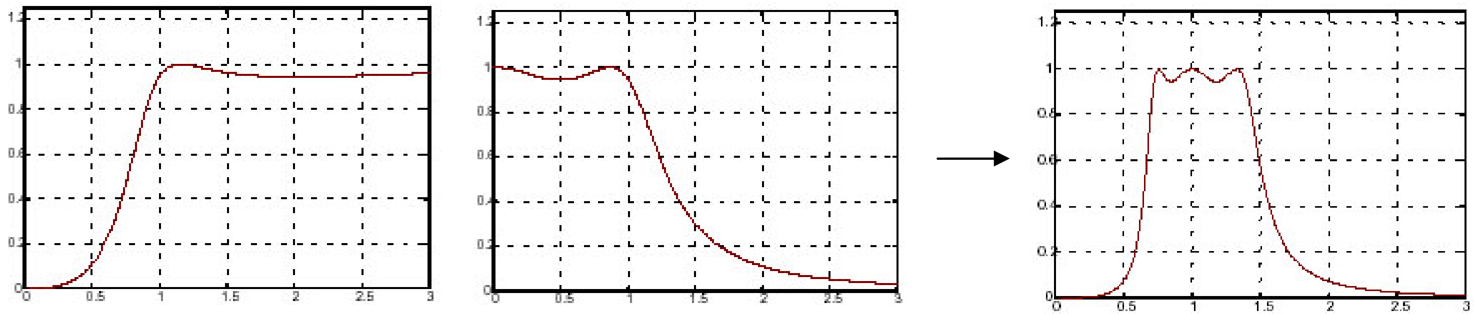
Fnción de transferencia de 2º orden: $H(s)=\dfrac{K\omega_o s}{s^2+\dfrac{\omega_o}{Q}s+\omega_o{}^2}=\dfrac{K\omega_o s}{s^2+Bs+\omega_o{}^2}$ donde:.

$$B = BW \text{ en rad/seg} \quad ; \quad Q = \text{Factor de Calidad} \equiv Q=\frac{\omega_o}{BW(rad/s)}=\frac{f_o}{BW(Hz)} \quad ; \quad \omega_0 \equiv \text{Frecuencia Central}$$

Ganancia en la frecuencia central ω_o: $H(jw_0)=\dfrac{K\cdot\omega_0\cdot j\omega_0}{-\omega_0^2+j\omega_0\cdot B+\omega_0^2}=\dfrac{K\cdot\omega_0}{B}=K\cdot\dfrac{\omega_0}{B}=K\cdot Q$

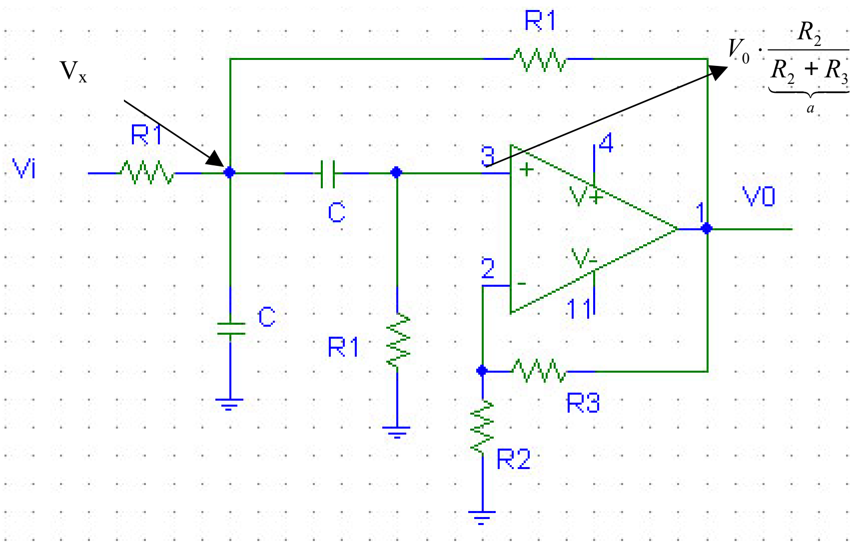
DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS PASO DE BANDA

1.- Filtro BP a partir de la conexión en serie de un filtro HP y otro LP:



2.- Filtro BP a partir de estructuras básicas VCVS (para Q < 4) y Bicuadrática (Q ↑↑ hasta 100).

DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS BP: a partir de estructura VCVS (para Q < 4) (I)



Se puede demostrar (*) que $H(s) = \dfrac{V_0}{V_i} = \dfrac{K\omega_o s}{s^2 + Bs + \omega_o{}^2}$,

con: $K = \dfrac{1 + R_3/R_2}{\sqrt{2}}$; $B = \left[2\sqrt{2} - K\right] \cdot \omega_0$ y $\omega_0 = \dfrac{\sqrt{2}}{R_1 C}$

El factor de calidad de este filtro:

$$Q = \frac{\omega_o}{B} = \frac{\omega_0}{\left[2\sqrt{2} - K\right] \cdot \omega_0} = \frac{1}{2\sqrt{2} - \dfrac{1 + R_3/R_2}{\sqrt{2}}} = \frac{\sqrt{2}}{3 - R_3/R_2}$$

Si se desean $Q\uparrow\uparrow \;\Rightarrow\; 3 - \dfrac{R_3}{R_2} \to 0 \;\Rightarrow\; \dfrac{R_3}{R_2} \approx 3 \;\Rightarrow$ el filtro es muy sensible al valor de estas dos resistencias $\Rightarrow$ esta estructura sólo se aplica para $Q < 4$.

(*):
$$\left.\begin{array}{l} \dfrac{V_{in} - V_x}{R_1} + \dfrac{V_0 - V_x}{R_1} = \dfrac{V_x}{Z_C} + \dfrac{V_x - a \cdot V_0}{Z_C} \\[2ex] \dfrac{V_x - a \cdot V_0}{Z_C} = \dfrac{a \cdot V_0}{R_1} \end{array}\right\} \to\to \left\{\begin{array}{l} \dfrac{V_{in} + V_0 - 2V_x}{R_1} = \dfrac{2V_x - a \cdot V_0}{Z_C} \\[2ex] \dfrac{V_x - a \cdot V_0}{Z_C} = \dfrac{a \cdot V_0}{R_1} \end{array}\right. \to\to \quad H(s) = \frac{V_0(s)}{V_1(s)}$$

DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS BP: a partir de estructura VCVS (para Q < 4) (II)

Ejemplo 9.-: Diseñar un filtro activo paso de banda con $f_0 = 10$Khz y ancho de banda (BW) de 5 Khz.

$$Q = \frac{\omega_0}{B} = \frac{2\pi\cdot 10K}{2\pi\cdot 5K} = 2 < 4 \rightarrow \text{Estructura VCVS}$$

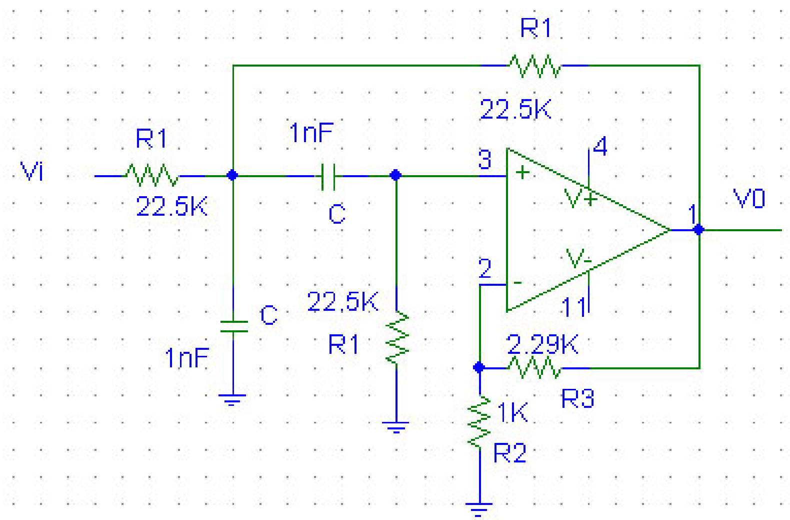
$$B = \left[2\sqrt{2} - K\right]\cdot\omega_0 \quad \Leftrightarrow \quad 2\pi\cdot 5\cdot 10^3 = \left[2\sqrt{2} - K\right]\cdot 2\pi\cdot 10\cdot 10^3 \quad \Leftrightarrow \quad \frac{1}{2} = \left[2\sqrt{2} - K\right] \Rightarrow K = \frac{4\sqrt{2} - 1}{2} = 2.328$$

$$K = \frac{1 + {R_3}/{R_2}}{\sqrt{2}} = 2.328 \Rightarrow \frac{R_3}{R_2} = 2.29.$$

Podemos tomar R_2=1K R_3=2.29K

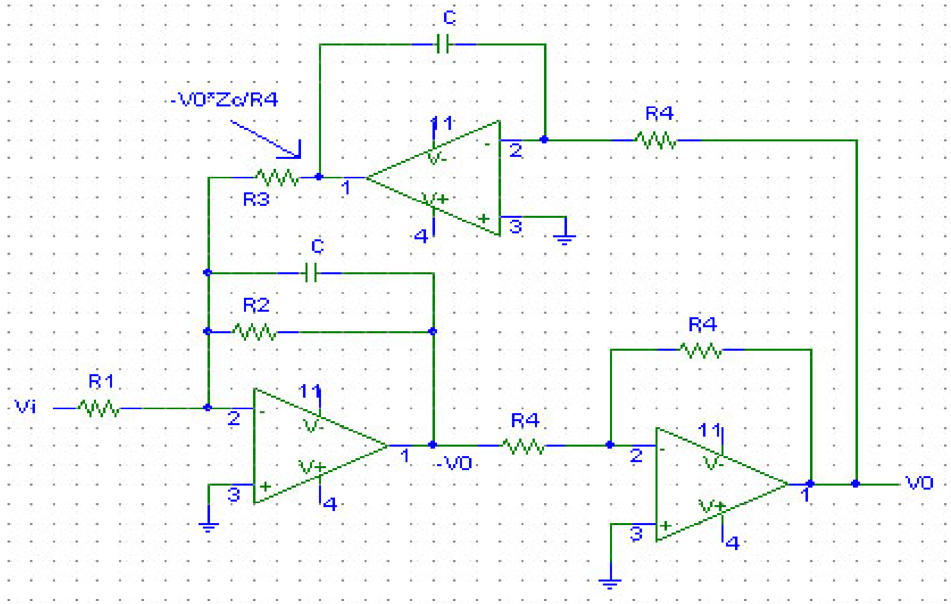
$$\omega_0 = \frac{\sqrt{2}}{R_1 C} \Rightarrow R_1 = \frac{\sqrt{2}}{\omega_0 C}.$$

Si C = 1nF → $R_1 = \dfrac{\sqrt{2}}{2\pi\cdot 10\cdot 10^3\cdot 1\cdot 10^{-9}} = 22.5K\Omega$



Ganancia en frecuencia central: $H(j\omega_0) = K\cdot Q = 2.328\times 2 = 4.656$

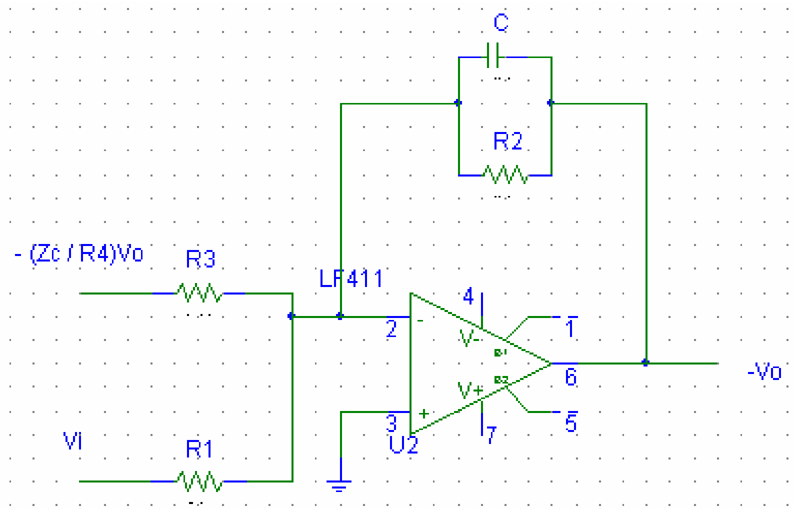
DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS BP: a partir de estructura Bicuadrática (Q↑↑ hasta 100) (I)



Se puede demostrar (*) que:

$$H(s) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{K\omega_o s}{s^2 + Bs + \omega_o{}^2} \; ,$$

$$\text{con: } K = \frac{\sqrt{R_3 R_4}}{R_1} \; ; \; B = \frac{1}{R_2 C} \quad \text{y} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{R_3 R_4 C^2}$$



$$(*): \quad \frac{V_0}{R_2 // Z_C} = \frac{-\frac{Z_C}{R_4} V_0}{R_3} + \frac{V_i}{R_1} \quad \Leftarrow$$

DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS BP: a partir de estructura Bicuadrática (Q↑↑ hasta 100) (II)

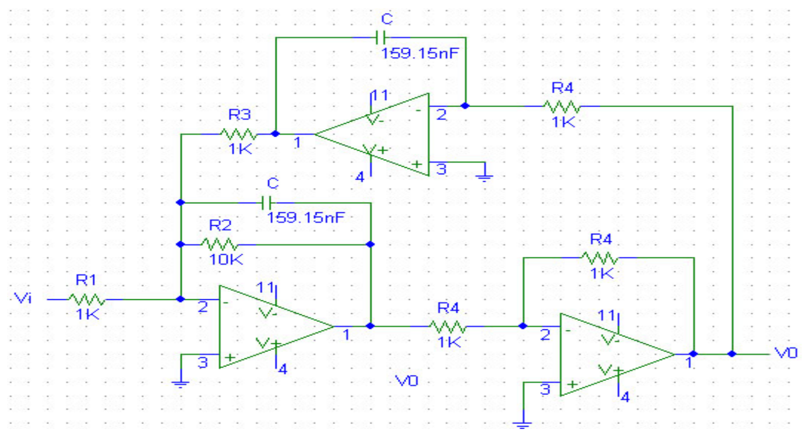
Ejemplo 10.-: Diseñar un filtro activo paso de banda de orden 2, centrado en 1Khz y de ancho de banda 100Hz.

$$BW = 100Hz \; ; \; f_0 = 1KHz \;\Rightarrow\; Q = \frac{f_0}{BW} = \frac{1000}{100} = 10 > 4 \Rightarrow \text{Bicuadrática} \;\Rightarrow\; K = \frac{\sqrt{R_3R_4}}{R_1} \;\;;\;\; B = \frac{1}{R_2C} \;\;;\;\; \omega_0^2 = \frac{1}{R_3R_4C^2}$$

Por comodidad podemos hace: . $K = 1 \Rightarrow R_3 = R_4 = R_1 \rightarrow\rightarrow \omega_0^2 = \frac{1}{R_1^2C^2} \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{R_1C}$

$$\left.\begin{array}{l} 2\pi\cdot f_0 = \dfrac{1}{R_1C} \\ 2\pi\cdot BW = \dfrac{1}{R_2C} \end{array}\right\} \Leftrightarrow \left.\begin{array}{l} 2\pi\cdot 1000 = \dfrac{1}{R_1C} \\ 2\pi\cdot 100 = \dfrac{1}{R_2C} \end{array}\right\} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \;\; 10 = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow R_2 = 10\cdot R_1$$



Tomando: $R_3 = R_4 = R_1 = 1K\Omega \rightarrow\rightarrow R_2 = 10K\Omega$

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1C} \;\;\Leftrightarrow\;\; 2\pi\cdot 100 = \frac{1}{1\cdot 10^4\cdot C} \Rightarrow C = \frac{1}{1\cdot 10^4\cdot 2\pi\cdot 100} = 159.15nF$$

Ganancia en $\omega_0 = K\cdot Q = 1\cdot 10 = 10$

SENSIBILIDAD

Para un parámetro P, su sensibilidad normalizada a un factor F, se define como:

$$S_F^P = \frac{dP/P}{dF/F} = \frac{d(\ln P)}{d(\ln F)}$$

- La sensibilidad muestra cómo le afecta a una propiedad del sistema la variación de un determinado parámetro.

  Por ejemplo, si la sensibilidad de la frecuencia de corte de un filtro respecto a las variaciones de una resistencia R_1 es -1/2,

$$S_{R_1}^{\omega_c} = \frac{d(\ln \omega_c)}{d(\ln R_1)} = \frac{d\omega_c/\omega_c}{dR_1/R_1} = -\frac{1}{2}$$

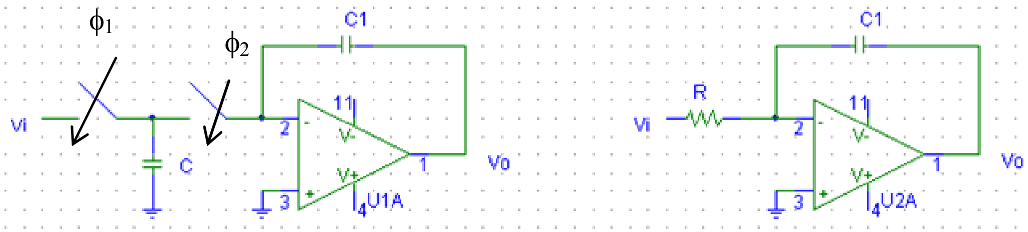
$\Rightarrow$ Significa que si la resistencia R_1 crece, por ejemplo, un 10% de su valor, la frecuencia de corte ω_c del filtro decrecerá un 5% de su valor.

$\Rightarrow$ Significa que si la resistencia R_1 tiene, por ejemplo, derivas de $100 \cdot 10^{-6} /\ ^{o}C$, ello provoca derivas en la frecuencia de corte ω_c de $50 \cdot 10^{-6} /\ ^{o}C$, y que cuando R_1 aumenta ω_c disminuye y viceversa.

FILTROS DE CAPACIDADES CONMUTADAS

- Los filtros de capacidades conmutadas (SC, *switched capacitor*) son una clase particular de filtros activos que no emplean resistencias, sino solamente A.O., condensadores e interruptores (transistores), por lo que están especialmente indicados para la integración monolítica (las resistencias ocupan mucho espacio en los C.I.).

Veamos como ejemplo la célula integradora básica y su equivalente analógico:



ϕ_1 y ϕ_2 son las señales de control de los interruptores gobernadas por una señal de reloj. Esta señal de reloj conmuta alternativamente los dos interruptores de modo que si el periodo es $T=1/f_r$ ($f_r \equiv$ frecuencia de la señal de reloj) la corriente de entrada queda:

$I_m=Q/T=V_i \cdot C/T=V_i \cdot C \cdot f_r$. Por tanto: $Vi=I_m \cdot (C \cdot f_r)^{-1}=I_m \cdot R_{eq}$; con $R_{eq}=(C \cdot f_r)^{-1}$. Obviamente f_r debe tener un valor alto.

VENTAJAS:

- Reducido tamaño.
- Alta precisión (bajas derivas)
- Estabilidad
- Fácil ajuste (mediante f_r)
- Reducido coste.

INCONVENIENTES:

- Útiles sólo a bajas frecuencias (200Khz) debido a la aparición de interferencias y ruidos.
- Bajo rango dinámico.