Se desea implementar un filtro activo pasa bajos que satisfaga la siguiente plantilla de especificaciones mediante la aproximación de Butterwoth:

A_{max}= 2 dB, f_P= 1,5 KHz Ganancia en banda de paso de 1 a 5.

A_{min}= 22 dB, f_S= 4 KHz

Determinamos el orden del filtro necesario:

Aproximación por Butterworth.

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0,1.A_{\max}} - 1} = \sqrt{10^{0,2} - 1} = 0,765$$

$$n = \frac{\log_{10}\left(\dfrac{10^{0,1.A_{\min}} - 1}{\varepsilon^2}\right)}{\log_{10}\left(\dfrac{\omega_s}{\omega_p}\right)^2} = \frac{\log_{10}\left(\dfrac{10^{2,2} - 1}{(0,765)^2}\right)}{\log_{10}\left(\dfrac{2.\pi.4000}{2.\pi.1500}\right)^2} = \frac{2,43}{0,852} = 2,85 \Rightarrow \boxed{n = 3}$$

La función prototipo pasa bajos normalizada será:

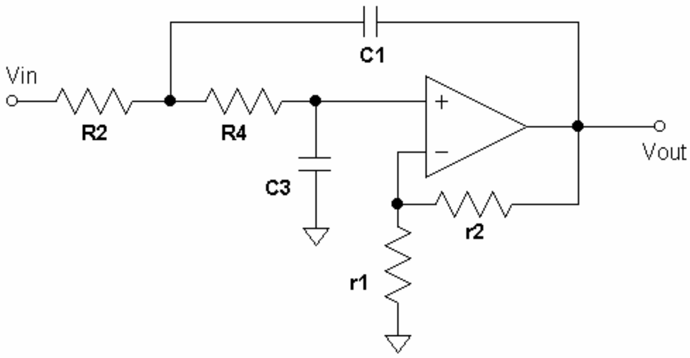
$$\text{H(S)} = \frac{1}{(\text{S}+1).(\text{S}^2+\text{S}+1)}$$

y la desnormalizada, reemplazando $S = s.\left(\dfrac{\varepsilon^{1/n}}{\omega_p}\right) = 97,0396x10^{-6}.s$

$$\text{H(s)} = \frac{1}{(97,0396x10^{-6}.s+1).((97,0396x10^{-6}.s)^2 + (97,0396x10^{-6}.s)+1)}$$

$$\text{H(s)} = \frac{1,09434x10^{12}}{(s+10,305x10^3).(s^2+10,305x10^3.s+106,1943x10^6)}$$

A partir de la topología pasa bajos Sallen Key se deben determinar los valores de los componentes para realizar la función de transferencia que satisface nuestros requerimientos.



$$T(s)\big|_{LP}=\frac{Vout}{Vin}=\frac{\dfrac{k}{R_2.R_4.C_1.C_3}}{s^2+\left(\dfrac{1}{R_2.C_1}+\dfrac{1}{R_4.C_1}+\dfrac{1-k}{R_4.C_3}\right).s+\dfrac{1}{R_2.R_4.C_1.C_3}};\quad k=1+\frac{r_2}{r_1}$$

De donde por comparación podemos establecer que:

$$\omega_p^2=\frac{1}{R_2.R_4.C_1.C_3}\quad;\quad\frac{\omega_p}{Q_p}=\left(\frac{1}{R_2.C_1}+\frac{1}{R_4.C_1}+\frac{1-k}{R_4.C_3}\right)\quad\text{y}\quad \mathrm{K}=\frac{k}{R_2.R_4.C_1.C_3}$$

Donde podemos ver que hay más variables que ecuaciones, por lo que a simple vista existen infinitas soluciones. En la práctica lo que se busca es que estas soluciones minimicen las funciones de sensibilidad de los valores de los componentes respecto a los parámetros de la función de transferencia del filtro ω_p y Q_p. En general se adoptan 3 tipos de soluciones distintas que se detallan a continuación, notándose que el diseño de Saraga es el más optimo desde el punto de vista de la minimización de las funciones de sensibilidad del filtro.

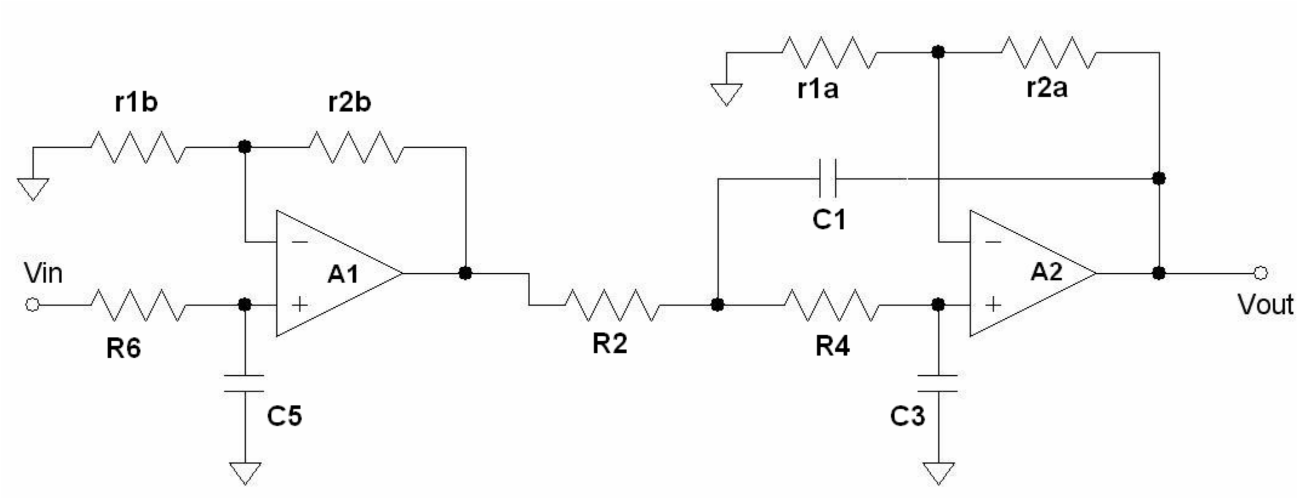
Diseño 1	**Diseño 2**	**Diseño 3 (Saraga)**
$k=1$ $R_2=R_4=1$	$C_1=C_3=1$ $R_2=R_4=R$	$C_3=1\ ;\ C_1=\sqrt{3}.Q_p$ $\dfrac{R_4}{R_2}=\dfrac{Q_p}{\sqrt{3}}$
$C_1=\dfrac{2.Q_p}{\omega_p}$ $C_3=\dfrac{1}{2.\omega_p.Q_p}$	$R=\dfrac{1}{\omega_p}$ $k=3-\dfrac{1}{Q_p}$	$R_4=\dfrac{1}{\sqrt{3}.\omega_p}$ $R_2=\dfrac{1}{Q_p.\omega_p}$ $k=\dfrac{3}{4}$

Como la función de transferencia que debemos realizar es de tercer grado, el circuito que la implementará tiene la siguiente topología general, pudiéndose intercalar las etapas en forma indistinta. Al ser de grado 3, la primera etapa (A1), que generará el polo simple en ω_p= 10,305x10^3 rps, me permitirá ajustar la ganancia en la banda de paso en forma independiente, se puede calcular que su función de transferencia es:

$$T_{LPA1} = \frac{Vout}{Vin} = \frac{\frac{k}{R_6.C_5}}{s + \frac{1}{R_6.C_5}}; \quad k = 1 + \frac{r_{2b}}{r_{1b}}$$

De donde por comparación podemos ver que:

$$\omega_p = \frac{1}{R_6.C_5} \quad \text{y} \quad \text{K}= \frac{k}{R_6.C_5}$$



Entonces para los diferentes diseños obtenemos los valores de los componentes.

Diseño 1	Diseño 2	Diseño 3 (Saraga)
$k = 1$ $R_2 = R_4 = 1\Omega$	$C_1 = C_3 = 1\text{F}$ $R_2 = R_4 = R$	$C_3 = 1F$ $C_1 = \sqrt{3}.Q_p = 1,732F$ $\frac{R_4}{R_2} = \frac{Q_p}{\sqrt{3}} = 0,5735$
$C_1 = \frac{2.Q_p}{\omega_p} = 194,08x10^{-6}F$ $C_3 = \frac{1}{2.\omega_p.Q_p} = 48,52x10^{-6}F$	$R = \frac{1}{\omega_p} = 97,04x10^{-6}\Omega$ $k = 3 - \frac{1}{Q_p} = 2$	$R_4 = \frac{1}{\sqrt{3}.\omega_p} = 56,026x10^{-6}\Omega$ $R_2 = \frac{1}{Q_p.\omega_p} = 97,04x10^{-6}\Omega$ $k = \frac{3}{4}$

Escaleando por $1x10^4$ $k=1 \Rightarrow \quad r1a=\infty$ y $r2a=0$ $R_2=R_4=10k\Omega$ $C_1=19,408nF$ $C_3=4,852nF$	Escaleando por $1x10^8$ $C_1=C_3=10nF$ $R_2=R_4=9,704k\Omega$ $k=2$ $\Rightarrow \quad r1a=1k\Omega$ y $r2a=1k\Omega$	Escaleando por $1x10^8$ $C_3=10nF$ $C_1=17,32nF$ $R_4=5,602k\Omega$ $R_2=9,704k\Omega$ $k=3/4$ $\Rightarrow \quad r1a=3k\Omega$ y $r2a=1k\Omega$

Para la primera etapa que realiza el polo simple:

$\omega_p=\frac{1}{R_6.C_5}$ =10305rps

$C_5=10nF \quad \Rightarrow \quad R_6=9,704k\Omega$

Arbitrariamente por el momento tomamos:

$k=1 \Rightarrow \quad r1b=\infty$ y $r2b=0$

Tomando valores de componentes estandarizados al 1% tendremos:

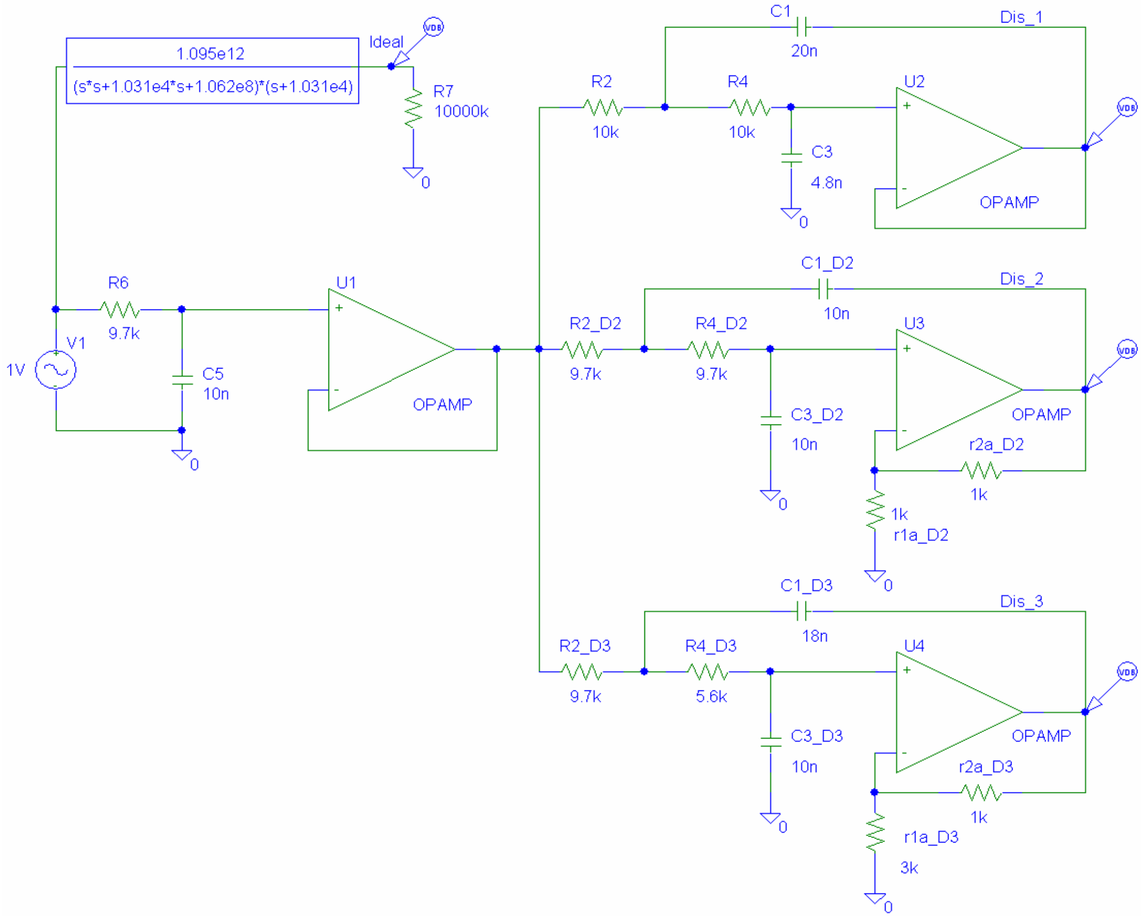
Diseño 1	**Diseño 2**	**Diseño 3 (Saraga)**
$R_2=R_4=10k\Omega$ $C_1=20nF$ $C_3=4,8nF$ $r1a=\infty$ $r2a=0$	$C_1=C_3=10nF$ $R_2=R_4=9,7k\Omega$ $r1a=1k\Omega$ $r2a=1k\Omega$	$C_1=18nF$ $C_3=10nF$ $R_2=9,7k\Omega$ $R_4=5,6k\Omega$ $r1a=3k\Omega$ $r2a=1k\Omega$

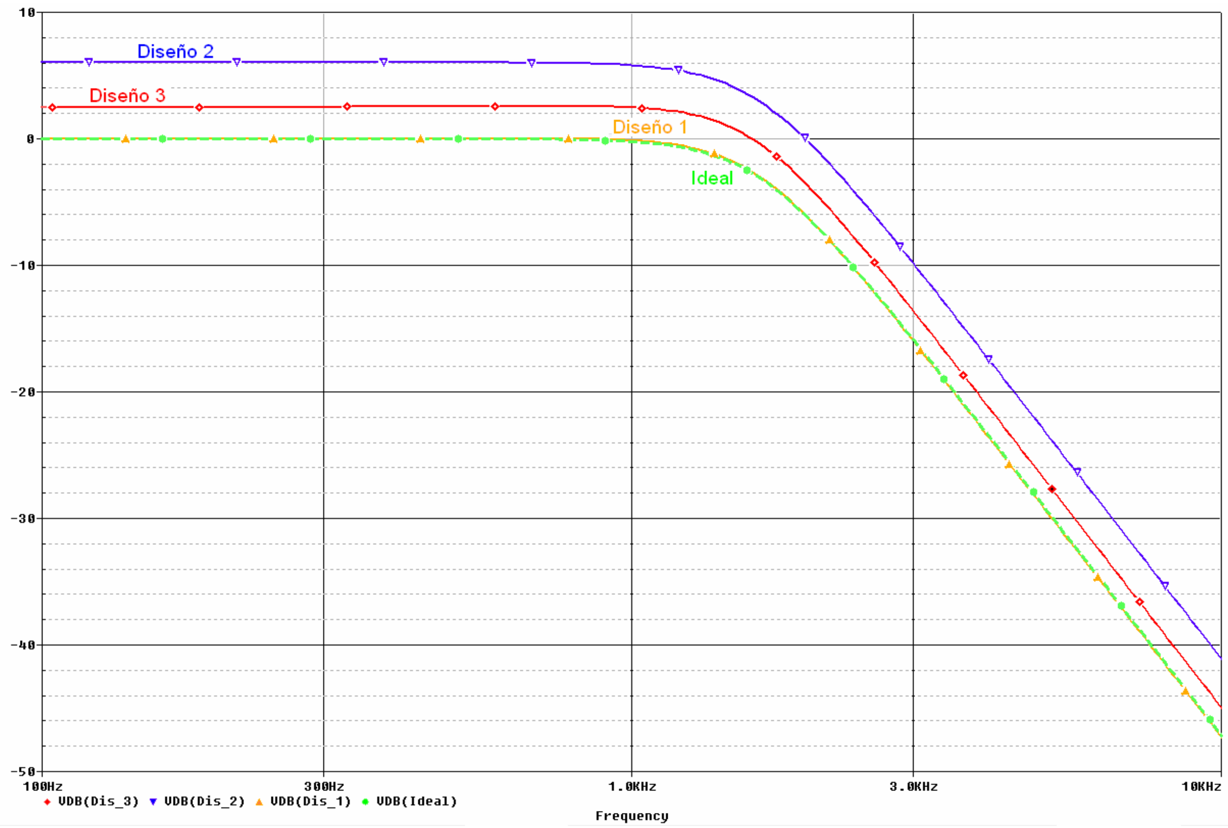
Para la primer etapa:

$C_5=10nF$

$R_6=9,7k\Omega$

La siguiente figura muestra el esquemático correspondiente para generar las simulaciones de los tres diseños y compararlas respecto a la respuesta ideal.
Se nota que el diseño 2 tiene una ganancia de 6 dB en la banda de paso, el diseño 3 de 2,5 dB y el diseño 1 de 0 dB. De acuerdo a las necesidades de ganancia en la banda de paso se puede incrementar en forma independiente mediante el ajuste de r1b y r2b de la primera etapa. Si fuese necesario disminuirla se puede implementar un divisor resistivo en lugar de R6 y/o R2 tal que genere la atenuación necesaria y su paralelo sea el equivalente a R6 y/o R2. Por ejemplo si en el diseño 2 se deseara disminuir la ganancia de 6 dB (1,99) a 2 dB (1,58) podríamos colocar un divisor tal que produzca una atenuación de 0,79 => R6a//R6b= 9,7 KΩ y R6b/(R6a+ R6b)= 0,79.
Una posible solución es: R6a= 10 KΩ y R6b= 323,33 KΩ.





Comparación de las respuestas en frecuencia de los 3 diseños vs respuesta Ideal