

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

# Trabajo Práctico N°5: Filtros Activos y Celdas Teoría de Circuitos - 2019

Grupo 1:

Farall, Facundo David  
Gaytan, Joaquín Oscar  
Kammann, Lucas  
Maselli, Carlos Javier  
Müller, Malena

Profesores:

Jacoby, Daniel Andrés  
Belaustegui Goitia, Carlos  
Iñaki Iribarren, Rodrigo

24 de octubre de 2019

# Índice

<b>1. Celda Sallen-Key</b>	<b>3</b>
1.1. Celda 2do Orden Sallen-Key: Análisis ideal	3
1.1.1. Función transferencia y parámetros	3
1.1.2. Sensibilidades	4
1.1.3. Métodos de ajuste	5
1.1.4. Impedancia de entrada	8
1.1.5. Impedancia de salida	11
1.2. Celda 2do Orden Sallen-Key: Análisis real	11
1.2.1. Función transferencia y parámetros	12
1.2.2. Sensibilidades	12
1.2.3. Impedancia de entrada	12
1.2.4. Impedancia de salida	12
1.2.5. Rango dinámico	12
1.3. Celda 1er Orden pasabajos: Análisis ideal	12
1.3.1. Función transferencia	13
1.3.2. Impedancia de entrada	13
1.4. Diseño de un filtro con Legendre	13
1.4.1. Especificaciones y función aproximación	14
1.4.2. Diseño de etapas	14
1.4.3. Simulación y verificación	15
1.4.4. Diseño de PCB	17
1.4.5. Resultados prácticos	17
1.5. Diseño de un filtro con Bessel	17
1.5.1. Especificaciones y función aproximación	17
1.5.2. Diseño de etapas	17
1.5.3. Simulación y verificación	17
1.5.4. Diseño de PCB	17
1.5.5. Resultados prácticos	17
1.6. Conclusiones	17
<b>2. Celda Rauch (Deliyannis - Friend modificada)</b>	<b>18</b>
<b>3. Sedra-Ghorab-Martin</b>	<b>19</b>
<b>4. Celda Universal</b>	<b>20</b>

# 1. Celda Sallen-Key

El objetivo de esta sección es la construcción de dos filtros que cumplan con un conjunto de especificaciones, empleando para el diseño en cascada la celda Sallen-Key. Para esto último, es necesario primero realizar un análisis ideal y real de dicha celda para obtener ciertas conclusiones que faciliten el proceso de diseño e impongan restricciones sobre las exigencias que se definan a cada etapa. Es importante aclarar que sólo se analizará la celda pasabajos de Sallen-Key dado que es la única necesaria para la realización de los filtros en cuestión.

## 1.1. Celda 2do Orden Sallen-Key: Análisis ideal

En el siguiente análisis se asume un comportamiento ideal del amplificador operacional, considerando una impedancia de entrada del mismo  $Z_{IN} \rightarrow \infty$ , corrientes de entrada e impedancia de salida nulas, y finalmente una ganancia también  $A_{VOL} \rightarrow \infty$ .

El análisis ideal consiste en determinar la función transferencia y los parámetros característicos para configurar la celda, así como también un análisis de las sensibilidades relativas respecto de los componentes a utilizar y un conjunto de estrategias propuestas para poder realizar el ajuste correcto de la celda. Por otro lado, es de interés analizar las impedancias de entrada y salida de la celda, ya que las mismas son las que permiten determinar hasta qué punto es válido asumir que en la conexión en cascada no se produce una carga de una etapa con otra y efectivamente se puede aproximar  $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot \dots \cdot H_n(s)$ .

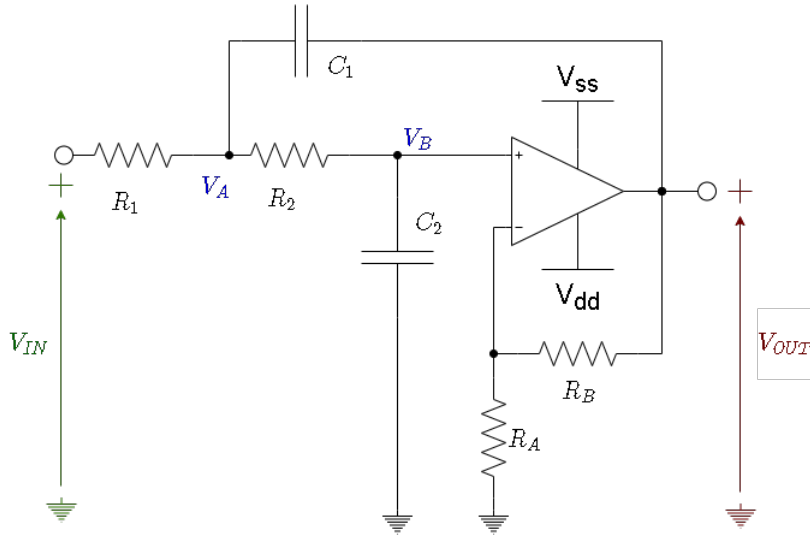


Figura 1: Celda Sallen-Key para pasabajos

### 1.1.1. Función transferencia y parámetros

Dentro del marco de los criterios expuestos anteriormente, para hallar la función transferencia se define el parámetro de ganancia de la celda  $K$ , y luego se plantean un conjunto de ecuaciones empleando las leyes de Kirchhoff. Finalmente, el sistema se resuelve y se obtiene la función  $H(s)$  de la cual se deducen parámetros característicos como  $\omega_o$  y  $Q$ .

$$K = 1 + \frac{R_B}{R_A} \quad (1)$$

$$\begin{aligned}
V_o &= V_b \cdot K \\
V_b &= V_a \cdot \frac{\frac{1}{s \cdot C_2}}{\frac{1}{s \cdot C_2} \cdot R_2} \\
\frac{V_i - V_a}{R_1} &= \frac{V_a - V_o}{\frac{1}{s \cdot C_1}} + \frac{V_a - V_b}{R_2} \\
H(s) &= \frac{K}{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot s^2 + s \cdot [C_2 \cdot (R_1 + R_2) + C_1 \cdot R_1 \cdot (1 - K)] + 1} \quad (2)
\end{aligned}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2}} \quad (3)$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2}}{C_2 \cdot (R_1 + R_2) + C_1 \cdot R_1 \cdot (1 - K)} \quad (4)$$

A partir de estos resultados se puede observar que el parámetro definido  $K$  corresponde a la ganancia de la banda de paso, o en continua. Por otro lado, es importante señalar la influencia de tal ganancia, entre otras variables, sobre el valor de la selectividad  $Q$  del circuito. Esto último deberá ser tenido en cuenta en el análisis de sensibilidades.

### 1.1.2. Sensibilidades

En el siguiente análisis se emplea la definición de sensibilidades relativas para cada una de las magnitudes o parámetros característicos de la función transferencia. Esto es, calcular  $S_x^y = \frac{x_o}{y(x_o)} \cdot \frac{\delta y}{\delta x}$ .

$R_A$	$R_B$	$R_1$	$R_2$	$C_1$	$C_2$
0	0	$\frac{-1}{2}$	$\frac{-1}{2}$	$\frac{-1}{2}$	$\frac{-1}{2}$

Tabla 1: Sensibilidades de  $\omega_o$

$R_A$	$R_B$	$R_1$	$R_2$	$C_1$	$C_2$
$\frac{1}{K} - 1$	$1 - \frac{1}{K}$	0	0	0	0

Tabla 2: Sensibilidades de  $K$

$K$	$K \cdot Q \cdot \sqrt{\frac{C_1 \cdot R_1}{C_2 \cdot R_2}}$
$R_A$	$-Q \cdot \frac{R_B}{R_A} \cdot \sqrt{\frac{R_1 \cdot C_1}{R_2 \cdot C_2}}$
$R_B$	$Q \cdot \frac{R_B}{R_A} \cdot \sqrt{\frac{R_1 \cdot C_1}{R_2 \cdot C_2}}$
$R_1$	$\frac{-1}{2} + Q \cdot \sqrt{\frac{C_2 \cdot R_2}{C_1 \cdot R_1}}$
$R_2$	$\frac{1}{2} - Q \cdot \sqrt{\frac{C_2 \cdot R_2}{C_1 \cdot R_1}}$
$C_1$	$\frac{-1}{2} + Q \cdot \left[ \sqrt{\frac{C_1 \cdot R_1}{C_2 \cdot R_2}} + \sqrt{\frac{C_1 \cdot R_2}{C_2 \cdot R_1}} \right]$
$C_2$	$\frac{1}{2} - Q \cdot \left[ \sqrt{\frac{C_1 \cdot R_1}{C_2 \cdot R_2}} + \sqrt{\frac{C_1 \cdot R_2}{C_2 \cdot R_1}} \right]$

Tabla 3: Sensibilidades de  $Q$

### 1.1.3. Métodos de ajuste

En el proceso de diseño en cascada, para la composición de cada una de las etapas se realiza una agrupación de ceros y polos acordes para la formación de una función transferencia que pueda ser implementada por alguna de las celdas existentes o disponibles, no obstante su implementación requiere de un proceso de ajuste para garantizar el diseño menos sensible a variaciones por imperfecciones de los componentes o efectos parásitos de los mismos. En este apartado se proponen y analizan diferentes métodos o enfoques de diseño, determinando sus beneficios al momento de ajustar los parámetros de la celda a la etapa deseada.

**Diseño por componentes iguales:** Como estrategia de diseño para facilitar la elección de componentes ante los grados de libertad de los cuales se disponen, se propone  $R = R_1 = R_2$  y luego  $C = C_1 = C_2$ . De esta imposición se simplifican las expresiones de los parámetros y de las sensibilidades, obteniendo:

$$\omega_o = \frac{1}{R \cdot C} \quad (5)$$

$$Q = \frac{1}{3 - K} \quad (6)$$

$K$	$\frac{K}{3-K}$
$R_A$	$-Q \cdot \frac{R_B}{R_A}$
$R_B$	$Q \cdot \frac{R_B}{R_A}$
$R_1$	$\frac{-1}{2} + Q$
$R_2$	$\frac{1}{2} - Q$
$C_1$	$\frac{-1}{2} + Q \cdot 2$
$C_2$	$\frac{1}{2} - Q \cdot 2$

Tabla 4: Sensibilidades de  $Q$

Estos resultados revelan que si bien es más simple la elección de componentes, el ajuste de la celda se vuelve más complejo cuando la etapa requiere una selectividad alta, provocando que ante variaciones de los componentes, para sistemas de selectividad muy alta, cambie el comportamiento del sistema drásticamente. No obstante, este enfoque puede simplificar el proceso de diseño en los casos donde se requiera un  $Q$  bajo.

**Diseño por componentes proporcionales:** Como estrategia se impone que no haya ganancia de banda de paso en esta etapa, es decir que  $K = 1$ , y luego que los componentes sean proporcionales entre sí, para lo cual se definen dos constantes de proporcionalidad tomando como referencia  $R_2 = R \Rightarrow R_1 = m \cdot R$  y  $C_2 = C \Rightarrow C_1 = n \cdot C$ .

$$\omega_o = \frac{1}{R \cdot C \cdot \sqrt{m \cdot n}} \quad (7)$$

$$Q = \frac{\sqrt{m \cdot n}}{1 + m} \quad (8)$$

$K$	$\frac{m \cdot n}{1+m}$
$R_A$	$\frac{m \cdot n}{1+m} \cdot \frac{R_B}{R_A}$
$R_B$	$-\frac{m \cdot n}{1+m} \cdot \frac{R_B}{R_A}$
$R_1$	$\frac{-1}{2} + \frac{1}{1+m}$
$R_2$	$\frac{1}{2} - \frac{1}{1+m}$
$C_1$	$\frac{-1}{2} + Q \cdot (\sqrt{\frac{m}{n}} + \sqrt{m \cdot n})$
$C_1$	$\frac{-1}{2} + Q \cdot (\sqrt{\frac{m}{n}} + \sqrt{m \cdot n})$

Tabla 5: Sensibilidades de  $Q$

En primer lugar uno de los beneficios de esta estrategia es poder imponer restricciones adicionales sobre el diseño, como asignar valores a  $m$  o a  $n$  por separado. Esto último permitiría según el caso minimizar la sensibilidad, suponiendo por ejemplo que  $m = 1$ , o en otro caso que  $n = \frac{1}{2}$ . Es importante aclarar que según el enfoque aplicado, los valores de referencia  $R$  y  $C$  son utilizados para determinar el valor de la frecuencia de corte del filtro, no obstante las proporcionalidades permiten ajustar además la selectividad, con lo cual sólo uno de los dos criterios para minimizar la sensibilidad puede ser utilizado. En segundo lugar, se puede observar que a diferencia de antes la estabilidad frente a variaciones de los valores nominales de componentes es mayor, no obstante esto implica una cota superior a la selectividad que puede garantizar esta celda, para el caso donde  $m = 1$  y luego,  $Q = \frac{\sqrt{n}}{2}$ .

En conclusión, este enfoque de diseño permite según se tenga mayor probabilidad de variaciones en los capacitores o resistencias, ajustar las sensibilidades para minimizar el efecto de tales componentes, y además definir los valores de forma más simplificada. Además, al buscar que  $K = 1$ , se reduce el amplificador a un seguidor de tensión o buffer, lo cual tiene sus ventajas al reducir los componentes necesarios y aumentar el ancho de banda de tal etapa. Por otro lado, puede resultar que para valores grandes de  $Q$  este enfoque resulte en valores de capacitores muy grandes.

**Diseño con atenuación:** Es posible que durante el uso de etapas se necesite una determinada atenuación en la misma si se considera que la entrada puede ser de alta señal, volviéndose susceptible a saturar y distorsionar. Esto último, como se verá posteriormente, afectará directamente al rango dinámico de la celda diseñada. Por lo tanto, es deseable poder imponer una atenuación que mejore tales características, pero en la configuración propuesta no se puede conseguir un  $K < 1$ , salvo que se utilicen resistencias negativas con algún circuito adicional pero eso agregaría complejidad. Entonces, para solucionarlo se propone agregar una resistencia que produzca una división de tensión, de forma tal que al aplicar el teorema de Thevenin, todo el análisis previo es replicable asumiendo que la  $R_1 = R_{TH} = R_{1A} // R_{1B}$ .

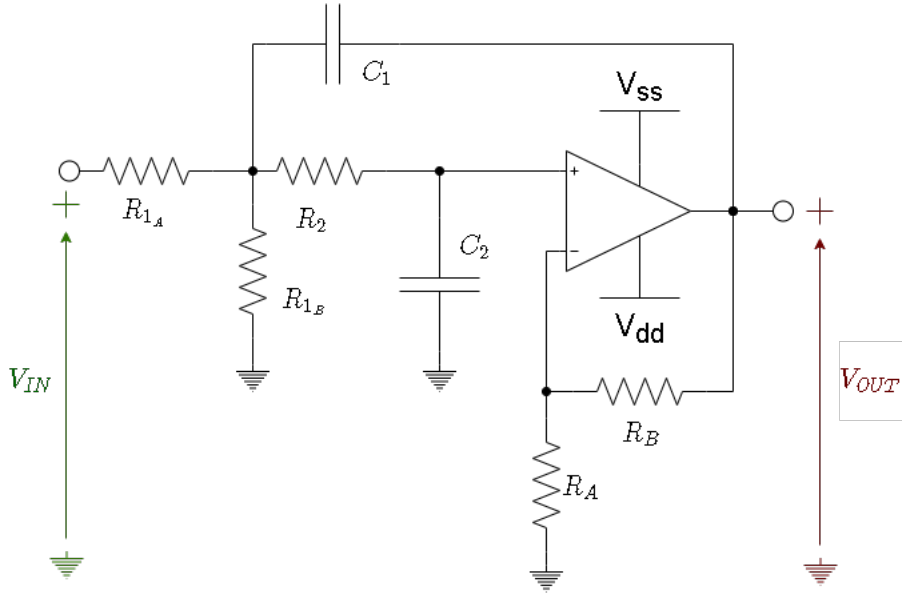


Figura 2: Circuito Sallen-Key pasabajos con atenuación

$$A = \frac{R_{1B}}{R_{1A} + R_{1B}} \quad (9)$$

$$H(s) = \frac{K \cdot A}{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot s^2 + s \cdot [C_2 \cdot (R_1 + R_2) + C_1 \cdot R_1 \cdot (1 - K)] + 1} \quad (10)$$

#### 1.1.4. Impedancia de entrada

En la Fig. 3 se puede observar que para calcular la impedancia de entrada se debe plantear un sistema de ecuaciones empleando las leyes de Kirchhoff correspondientes.

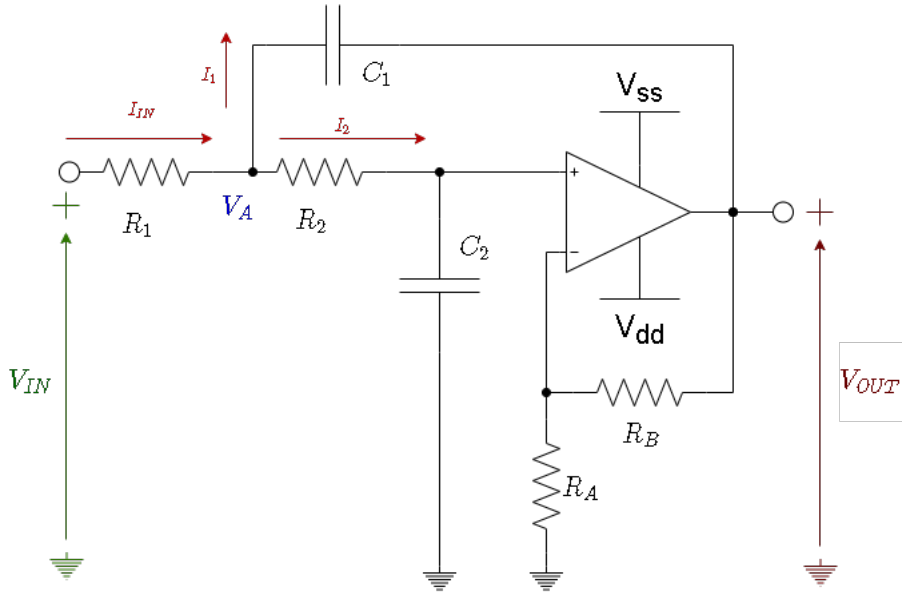


Figura 3: Circuito Sallen-Key pasabajos para cálculo de  $Z_{IN}(s)$



$$\begin{aligned}
\frac{V_i - V_A}{R_1} &= \frac{V_A}{R_2 + \frac{1}{s \cdot C_2}} + \frac{V_A - V_o}{\frac{1}{s \cdot C_2}} \\
V_o &= V_A \cdot K \cdot \frac{\frac{1}{s \cdot C_2}}{R_2 + \frac{1}{s \cdot C_2}} \\
I_2 &= \frac{V_A}{R_2 + \frac{1}{s \cdot C_2}} \\
I_1 &= \frac{V_A - V_o}{\frac{1}{s \cdot C_1}} \\
Z_{IN}(s) &= \frac{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot s^2 + s \cdot [C_2 \cdot (R_1 + R_2) + C_1 \cdot R_1 \cdot (1 - K)] + 1}{s \cdot [C_2 + C_1 \cdot (1 - K)] \cdot \left[ 1 + \frac{s \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_2}{C_2 + C_1 \cdot (1 - K)} \right]} \quad (11)
\end{aligned}$$

A partir de la expresión de la Ec. 11, en primer lugar se puede observar que la etapa como amplificador de transimpedancia es inestable y que para corriente continua la impedancia de entrada  $Z_{IN} \rightarrow \infty$ . No obstante, es de interés realizar un análisis sobre esta expresión que permita estimar de cierta forma una condición de diseño para garantizar que la conexión en cascada de la etapa es viable sin producir mayores desviaciones en la función transferencia total.

Se propone observar que la función  $Z_{IN}(s)$  es de segundo orden, posee un polo en el origen y uno real, y luego dos ceros con frecuencia de corte ubicada en donde se encuentra la del filtro pasabajos que constituye esta celda. Asumiendo que el sistema se encuentra en todo caso críticamente amortiguado o subamortiguado y luego empleando las aproximaciones asintóticas utilizadas en un diagrama de bode, se puede asumir que para las frecuencias de la banda de paso de este filtro, los ceros no tienen mayor influencia. Así, se reduce la complejidad del análisis ya que cuando se vuelva apreciable el efecto que estas tienen, se estará en la banda de transición o de rechazo. De esta forma, sea que el polo real se encuentra antes o después de dicha frecuencia de corte, para la banda de paso la impedancia de entrada es monótona decreciente, con lo cual podemos estimar de manera aproximada que dentro de esta región de interés el valor mínimo se encuentra sobre la frecuencia de corte, con lo cual  $Z_{IN_{min}} \approx Z_{IN}(s = j \cdot \omega_o)$ . En la Fig. 4 se observa un gráfico con valores arbitrarios para apreciar lo explicado.

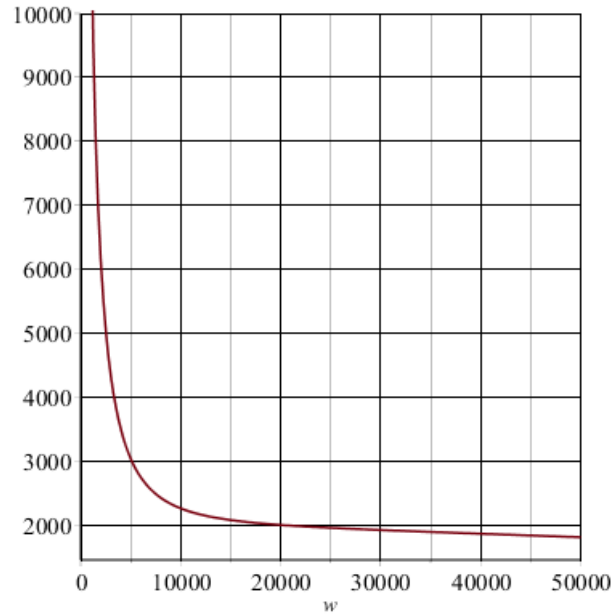


Figura 4: Gráfico de  $|Z_{IN}(j \cdot \omega)|$  con valores arbitrarios

Entonces, reutilizando las expresiones presentadas y usando la definición de la frecuencia de corte como se

la encontró en apartados anteriores, se llega a la siguiente expresión de la impedancia de entrada mínima en toda la banda de paso.

$$Z_{IN_{min}} = \frac{C_2 \cdot (R_1 + R_2) + C_1 \cdot R_1 \cdot (1 - K)}{C_1 \cdot (1 - K) + C_2 + j \cdot \sqrt{\frac{C_1 \cdot C_2 \cdot R_2}{R_1}}} \quad (12)$$

Puesto que se han propuesto métodos de ajuste apropiados para la celda estudiada, se simplifica esta expresión en el marco de tales enfoques, para obtener una expresión reducida en función de sus respectivos coeficientes o parámetros.

Para el diseño con componentes iguales:

$$|Z_{IN_{min}}| = \frac{R \cdot |3 - K|}{\sqrt{K^2 - 4 \cdot K + 5}} \quad (13)$$

Para el diseño con componentes proporcionales:

$$|Z_{IN_{min}}| = \frac{R \cdot (1 + m)}{\sqrt{1 + \frac{n}{m}}} \quad (14)$$

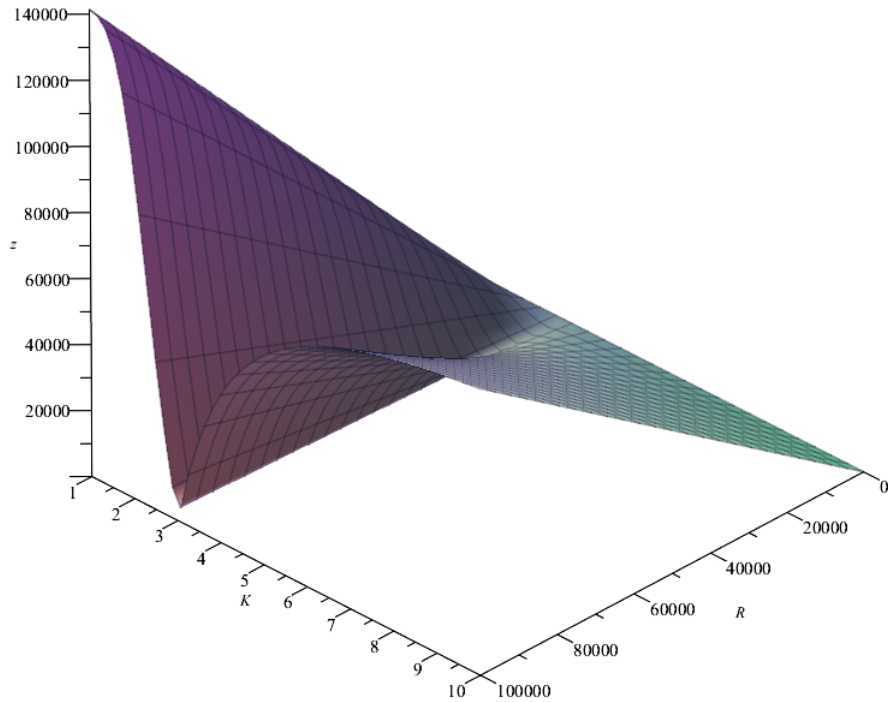


Figura 5: Impedancia de entrada mínima con componentes iguales

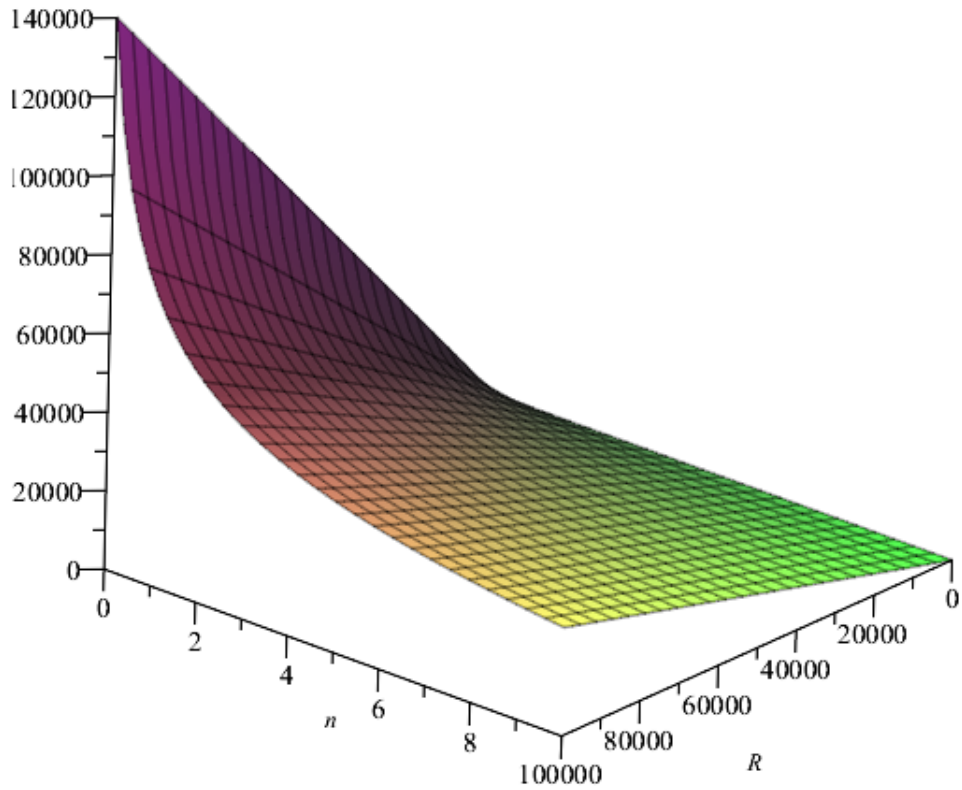


Figura 6: Impedancia de entrada mínima con componentes proporcionales

#### 1.1.5. Impedancia de salida

En el contexto de análisis ideal, dado que la salida del circuito está impuesta por un amplificador operacional con realimentación negativa, luego la impedancia de salida tiende a ser nula. Es decir,  $Z_O = 0$  siempre y cuando sea considerado un amplificador operacional ideal.

### 1.2. Celda 2do Orden Sallen-Key: Análisis real

A continuación se realiza un análisis del comportamiento de la celda tomando consideraciones del amplificador operacional que no sean ideales, no obstante el objetivo principal es estudiar de forma simplificada las desviaciones teóricas causadas por variaciones en su  $A_{VOL}$ , entre otros aspectos. Es por esto que se sigue asumiendo una impedancia de entrada lo suficientemente grande en el amplificador para que las corrientes de entrada sean despreciables, luego asumiendo que su ganancia de tensión es grande, pero finita, y que varía en función de la frecuencia, se hallan expresiones para la función transferencia, la impedancia de entrada, de salida y algunas sensibilidades relacionadas con los nuevos parámetros reales tenidos en cuenta.

### 1.2.1. Función transferencia y parámetros

Se reutiliza el análisis ideal agregando como expresión adicional para la resolución del sistema de ecuaciones, que la relación impuesta por el amplificador operacional es en verdad  $V_o = (V^+ - V^-) \cdot A_{vol}$ . Resolviendo se puede obtener la nueva función de transferencia y sus parámetros.

$$H(s) = \frac{A_{vol} \cdot K}{A_{vol} + K} \cdot \frac{1}{s^2 \cdot C_1 \cdot R_1 \cdot C_2 \cdot R_2 + s \cdot \left[ \frac{(C_1 \cdot R_1 + C_2 \cdot R_1 + C_2 \cdot R_2) \cdot K}{A_{vol} + K} + A_{vol} \cdot \frac{C_2 \cdot (R_1 + R_2) + (1 - K) \cdot C_1 \cdot R_1}{A_{vol} + K} \right] + 1}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1 \cdot R_1 \cdot C_2 \cdot R_2}} \quad (15)$$

$$Q = \frac{(A_{vol} + K) \cdot \sqrt{C_1 \cdot R_1 \cdot C_2 \cdot R_2}}{K \cdot [C_1 \cdot R_1 + C_2 \cdot (R_1 + R_2)] + A_{vol} \cdot [C_2 \cdot (R_1 + R_2) + C_1 \cdot R_1 \cdot (1 - K)]} \quad (16)$$

En primer lugar, es importante destacar que la frecuencia de corte de la celda se mantiene invariante frente a las variaciones del  $A_{vol}$  según se de su valor en un circuito integrado o en otro. A los fines del análisis buscado, no es necesario, pero debe mencionarse que considerando además la disminución de la ganancia por la presencia del polo dominante como compensación para mejorar la estabilidad del amplificador, se incrementa en orden la función transferencia pero el término adicional tiene un efecto o una contribución que puede demostrarse no apreciable para las frecuencias que en relación al nuevo polo son bajas. En segundo lugar, el valor de Q se ve significativamente afectado por la presencia del  $A_{vol}$  por ello es necesario tener en cuenta cuán sensible es a variaciones por cambiar de un integrado a otro integrado, para tener en cuenta durante los proceso de ajuste.

### 1.2.2. Sensibilidades

Se resuelve algebraicamente la expresión que define a la sensibilidad relativa, en este caso de Q, respecto del  $A_{vol}$ . Se hace de esta manera, ya que para todos los demás parámetros se realizó en el análisis ideal, y si bien podría cambiar ligeramente se busca asumir para el diseño que el comportamiento ideal es suficiente para imponer tales restricciones.

$$S_{A_{vol}}^Q = \frac{A_{vol}}{A_{vol} + K} - \frac{Q \cdot A_{vol}}{A_{vol} + K} \cdot \sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2} \cdot [C_2 \cdot (R_1 + R_2) + C_1 \cdot R_1 \cdot (1 - K)] \quad (17)$$

A modo de verificación, puede observarse que si se hace tender a infinito la ganancia  $A_{vol} \rightarrow \infty \Rightarrow S_{A_{vol}}^Q = 0$ .

### 1.2.3. Impedancia de entrada

### 1.2.4. Impedancia de salida

### 1.2.5. Rango dinámico

## 1.3. Celda 1er Orden pasabajos: Análisis ideal

En el diseño de los filtros, en los casos donde es necesario un orden de transferencia impar, se requiere el uso de celdas de primer orden. Particularmente en este caso se hace uso de un circuito RC simple con un amplificador operacional de seguidor de tensión o buffer para adaptar las impedancias en la conexión en cascada, tal configuración se puede apreciar en la Fig. 7.

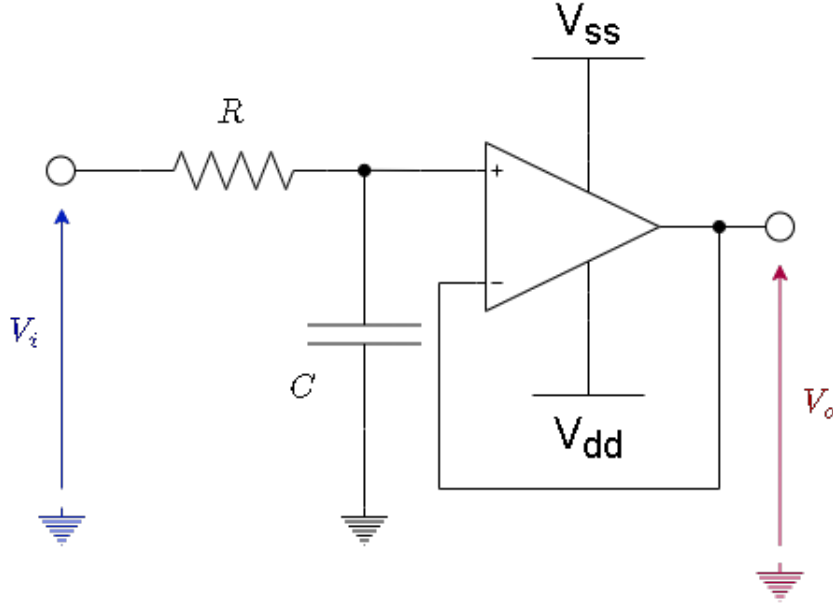


Figura 7: Circuito 1er Orden Pasabajos

### 1.3.1. Función transferencia

Se puede calcular la función de transferencia considerando el amplificador operacional de forma ideal con su configuración de buffer, luego la transferencia se puede reducir a un simple divisor resistivo de tensión, como se muestra en la Ec. 18.

$$H(s) = \frac{\frac{1}{s \cdot C}}{R + \frac{1}{s \cdot C}} = \frac{1}{1 + s \cdot C \cdot R} \quad (18)$$

Entonces, se puede ajustar sencillamente el circuito para ubicar el polo de primer orden necesario en la frecuencia correspondiente a  $\omega_o = \frac{1}{R \cdot C}$ .

### 1.3.2. Impedancia de entrada

Asumiendo condiciones de idealidad, como el amplificador operacional tiene una impedancia de entrada tal que  $Z_{IN} \rightarrow \infty$ , luego la corriente de entrada del mismo es nula con lo cual la impedancia de entrada vista por el generador de información se simplifica a la forme mostrada en Ec. 19.

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{s \cdot C} + R = \frac{s \cdot C \cdot R + 1}{s \cdot C} \quad (19)$$

La principal conclusión de esto, es que para todo el rango de frecuencias se puede aproximar que la impedancia de entrada mínima es cuando la frecuencia es tal que el capacitor tiene una reactancia nula, por ende la resistencia define el mínimo valor de impedancia del circuito. Ergo,  $Z_{in_{min}} = R$ . Lo cual deberá ser tenido en cuenta durante la conexión en cascada para poder asegurar que las etapas no se carguen entre sí.

## 1.4. Diseño de un filtro con Legendre

Entre las funciones de aproximación disponibles para el diseño de filtros, se pueden utilizar los polinomios de Legendre de los cuales mediante procesos de cálculo se obtienen polinomios asociados que permiten construir una aproximación cuyas beneficios más destacables son la máxima pendiente de cambio en la frecuencia de banda de paso normalizada y una buena estabilidad del mismo.

$$|H(j \cdot \omega_N)|^2 = \frac{1}{1 + \xi^2 \cdot L_n(\omega_N/2)} \quad (20)$$

#### 1.4.1. Especificaciones y función aproximación

Se desea diseñar un filtro pasabajos implementado con una función de Legendre para altas señales que cumpla con las especificaciones ilustradas en la Tabla 6.

Orden	5
$f_p$	$27kHz$
$A_p$	$3dB$
$ Z_{IN}(f) $	$\geq 50k\Omega$

Tabla 6: Especificaciones de filtro con aproximación Legendre

A partir de las especificaciones dadas se obtiene el polinomio de Legendre de orden 5, y utilizando las ecuaciones correspondientes se llega a la función aproximación, es decir, la función transferencia normalizada para la frecuencia unitaria que cumple con lo impuesto anteriormente. Luego se realiza una transformación de frecuencia para correr el filtro normalizado a la frecuencia deseada, finalmente se obtiene la función a implementar con sus polos correspondientes, realizando un ajuste para la ganancia unitaria de la banda de paso si fuera necesario.

Los siguientes polos de la función aproximación fueron encontrados tomando un margen respecto de la plantilla consignada para conseguir mayor libertad en las desviaciones prácticas por efectos parásitos de componentes.

Polo	Ubicación
Complejo conjugado	$f_o = 27,153kHz$ y $Q = 2,99$
Complejo conjugado	$f_o = 20,061kHz$ y $Q = 0,86$
Simple	$f_o = 14,137kHz$

Tabla 7: Polos desnormalizados de la  $H(s)$

#### 1.4.2. Diseño de etapas

Para diseñar este filtro partiendo de los polos obtenidos de la aproximación de Legendre, se los separa en tres etapas. En primer lugar, es necesario tener en cuenta que como la señal de entrada es de amplitud grande según lo especificado, entonces es necesario ordenar la conexión en cascada de las etapas de un menor a un mayor  $Q$ , para prevenir que en los sobrepicos de las frecuencias de corte se produzca la saturación de las primeras etapas. Por otro lado, es necesario tener en cuenta que la etapa de entrada debe cumplir con lo consignado para la impedancia de entrada, y entre sí las etapas deben estar correctamente balanceadas para no cargarse entre sí, con lo cual como idealmente la impedancia de salida de los amplificadores es nula, luego basta con tener una impedancia de entrada relativamente grande para garantizar un correcto acoplamiento.

**1° etapa:** Se diseña una etapa de filtro pasabajo con los parámetros  $\omega_o = 2\pi \cdot 15,527kHz$ . En primer lugar, como se desea que el filtro en general tenga una impedancia de entrada  $\geq 50k\Omega$ , entonces esa misma restricción se impone sobre  $R$ . Luego iterando sobre valores comerciales se encuentra con menos desviación nominal, donde  $R = 100k\Omega$  y  $100pF$ . Si bien es un valor sensible para realizar mediciones, deberá ser tenido en cuenta a la hora de escoger la punta de medición, y contemplado al momento de observar los resultados siempre y cuando se mida sobre el capacitor.

2° **etapa:** Se diseña una etapa de filtro pasabajo con los parámetros  $\omega_o = 2\pi \cdot 21,313kHz$  y  $Q = 0,84$ , obteniendo así que se debía utilizar  $R_1 = R_2 = 7,5k\Omega + 430\Omega$  y  $C_2 = 560pF$  y  $C_1 = 1,5nF$ .

3° **etapa:** Se diseña una etapa de filtro pasabajo con los parámetros  $\omega_o = 2\pi \cdot 28,371kHz$  y  $Q = 2,88$ , obteniendo así que se debía utilizar  $R_1 = R_2 = 9,1k\Omega + 620\Omega$  y  $C_2 = 100pF$  y  $C_1 = 3,3nF$ .

Para el diseño de las etapas se utiliza como amplificador operacional TL084 por su alto producto de ganancia y ancho de banda, así como su alto slew rate, para garantizar una mayor región dentro de la cual se puede operar bajo condiciones ideales o asumiendo que lo son.

### 1.4.3. Simulación y verificación

Se realizan las simulaciones del filtro conectado en cascada utilizando las 3 etapas correspondientes, utilizando un análisis de Monte Carlo se puede apreciar que ante las variaciones por tolerancias de los componentes luego se cumple con la plantilla consignada en todo caso. Se puede observar que el orden del filtro es  $n = 5$  en función del cambio de  $450^\circ$  en la fase,  $90^\circ$  por cada polo.

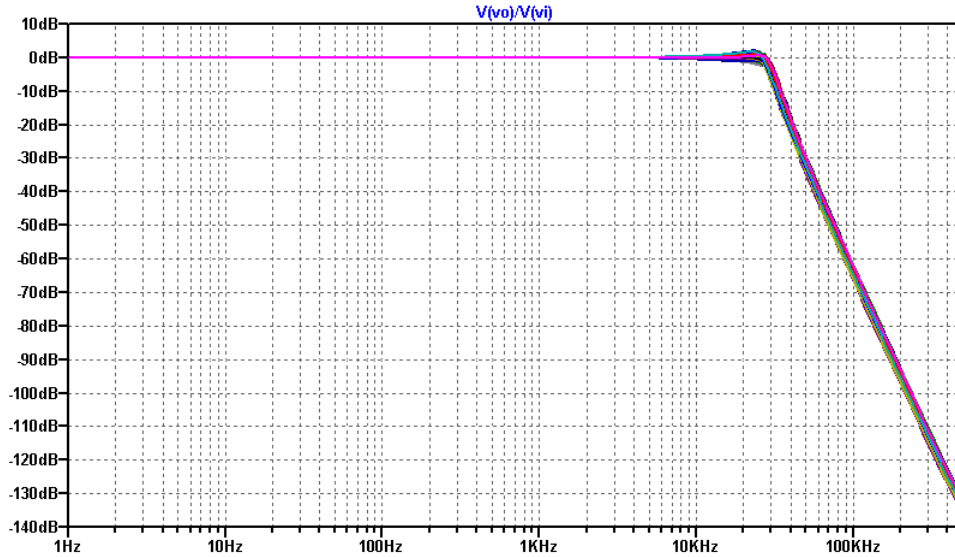


Figura 8: Diagrama de bode en módulo simulado

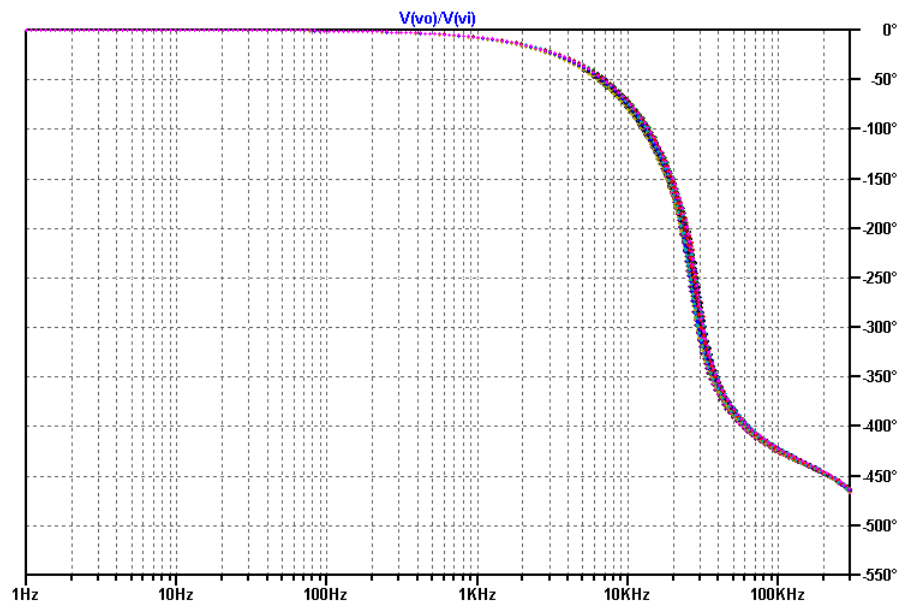


Figura 9: Diagrama de bode en fase simulado

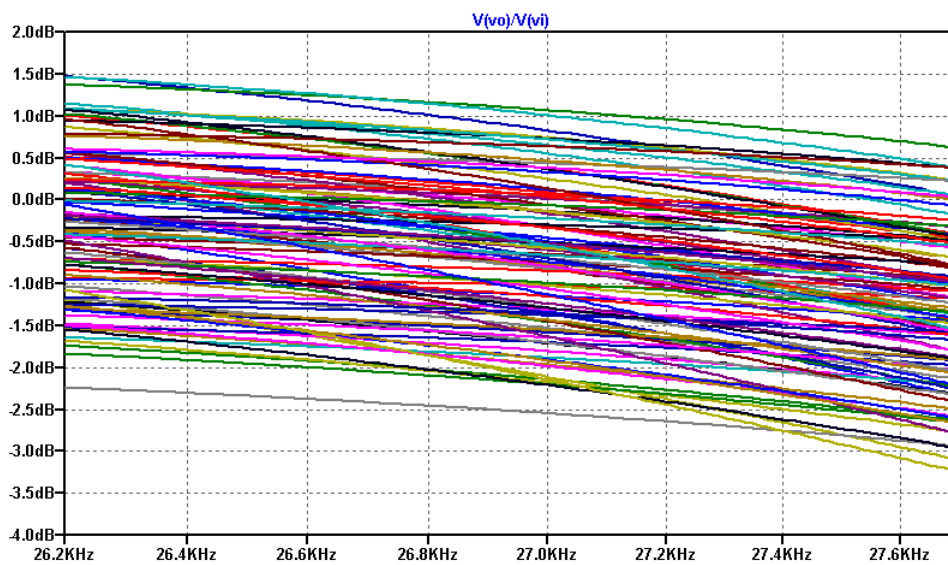


Figura 10: Verificación de la frecuencia de polo



- 1.4.4. Diseño de PCB
- 1.4.5. Resultados prácticos
- 1.5. Diseño de un filtro con Bessel
  - 1.5.1. Especificaciones y función aproximación
  - 1.5.2. Diseño de etapas
  - 1.5.3. Simulación y verificación
  - 1.5.4. Diseño de PCB
  - 1.5.5. Resultados prácticos
- 1.6. Conclusiones

## **2. Celda Rauch (Deliyannis - Friend modificada)**

### **3. Sedra-Ghorab-Martin**

#### 4. Celda Universal