

Capítulo 5. Filtrado de señales.

La señal de electrocardiografía tiene un intervalo de frecuencias que van desde 0.05 [Hz] hasta 150 [Hz]*, debido a ello cualquier otra señal con frecuencia fuera de este intervalo deberá de ser atenuada para hacerla de magnitud despreciable respecto a nuestra señal de interés (ECG), a esta acción se le conoce como filtrado de señal y se realiza por medio de filtros electrónicos.

5.1 Supresión de ruido ambiental.

Emplearemos el término “ruido ambiental” para referirnos a todas las señales electromagnéticas que están presentes en el ambiente y que contienen componentes frecuenciales que se superponen con nuestra señal de electrocardiografía dando como resultado una alteración de la misma, y registrando un ECG erróneo o falso (interferencia en la señal de ECG) si no se “eliminan” adecuadamente.

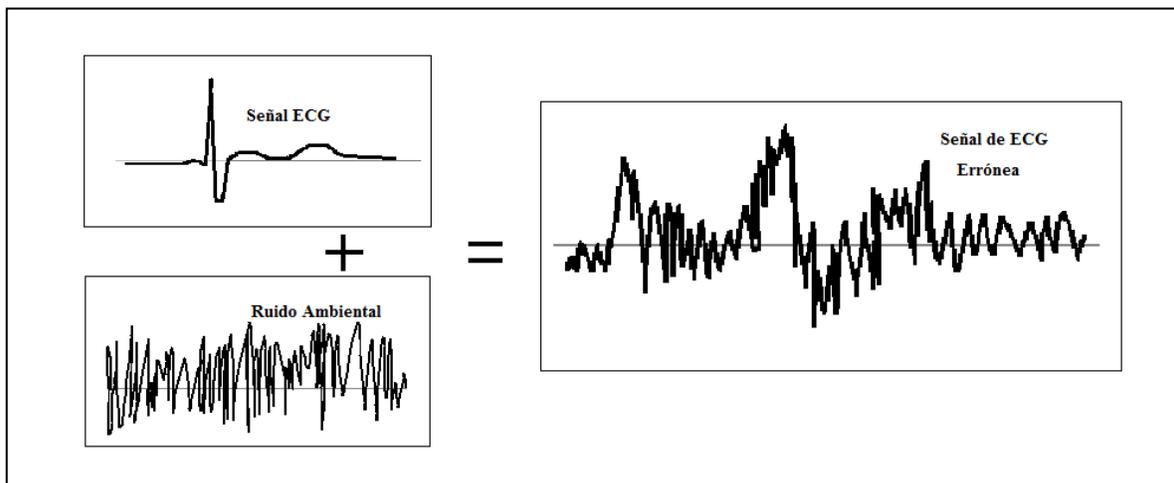


Figura 5.1 Señal de ECG errónea debido al ruido ambiental no eliminado.

* El intervalo varía dependiendo del autor consultado pero presenta valores similares. Según Webster, John G., 1992, *Medical instrumentation application and design*, es **0.02 Hz a 150 Hz**; y según Thompkins, Willis J. y Webster, John G., 1981, *Design of microcomputer based medical instrumentation*, es **0.05 Hz a 100 Hz**.

Dicho ruido se capta debido a que los campos electromagnéticos variables presentes en el ambiente (ondas de radiofrecuencia principalmente) son concatenados en el área que forman los cables de electrodos induciendo así pequeñas corrientes hacia el electrocardiógrafo (ley de inducción de Faraday):

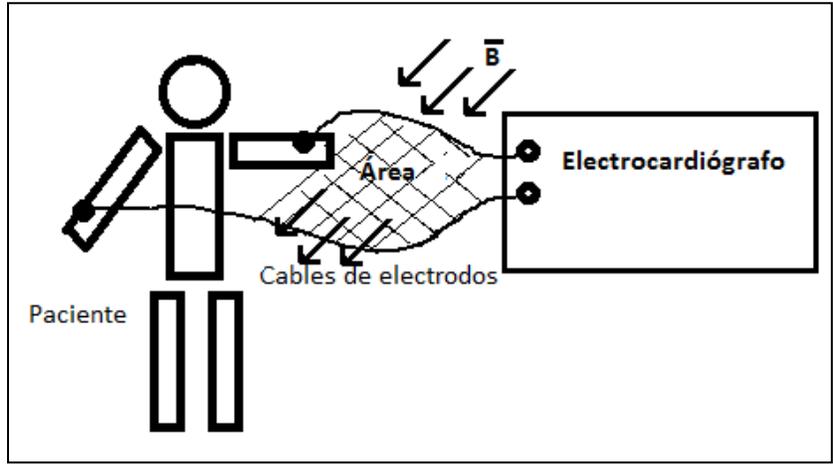


Figura 5.2 Acoplamiento inductivo en los cables de electrodos.

Por otra parte el ruido también se capta debido a los campos eléctricos (de cualquier fuente de voltaje cercana) que son acoplados capacitivamente en el cuerpo del paciente o en los cables de electrodos:

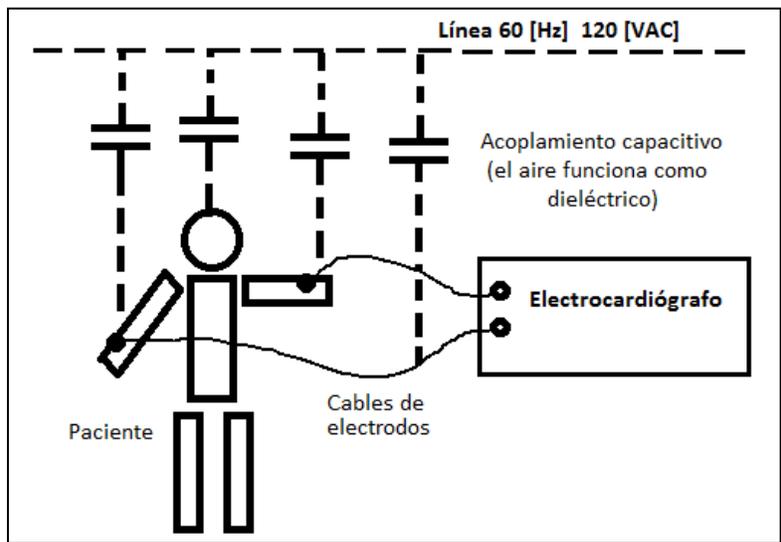


Figura 5.3 Acoplamiento capacitivo en el paciente y los cables de electrodos.

Debido a lo anterior, uno de los primeros recursos para aminorar la interferencia debida a campos electromagnéticos en la señal de ECG es reducir el área del “plano” formado entre los cables de electrodos y el paciente, buscando disminuir las corrientes inducidas hacia el electrocardiógrafo (**Figura 5.4**).

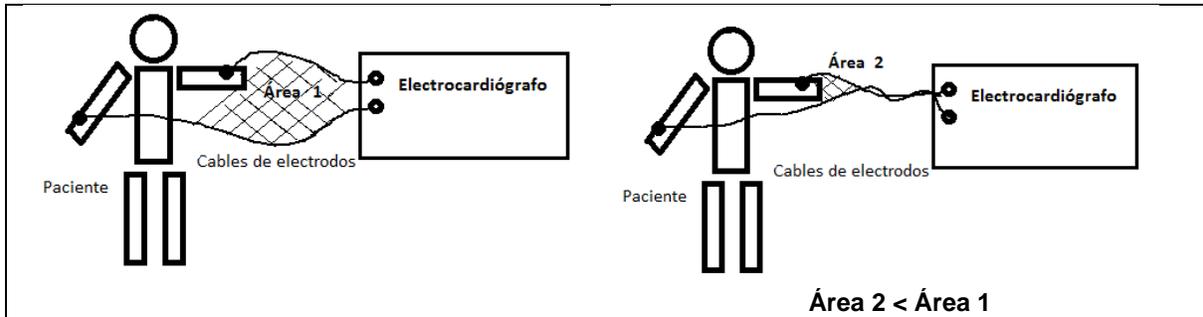


Figura 5.4 Reducción del área formada entre los cables de electrodos para disminuir el acoplamiento inductivo.

Otro recurso para contribuir a rechazar la interferencia electromagnética es “blindar” cada electrodo, esto se logra si el cable con el que está hecho contiene una malla a su alrededor (se utiliza el principio de funcionamiento de la *jaula de Faraday* que consiste en que la distribución de carga eléctrica en un cuerpo metálico hueco se queda en la parte exterior y en el interior es prácticamente nula), y se mejora aun más si dicha malla es conectada a tierra (potencial cero). Por ello, los cables para electrodo de este proyecto fueron construidos con cable forrado con malla de cobre y conectados a tierra.

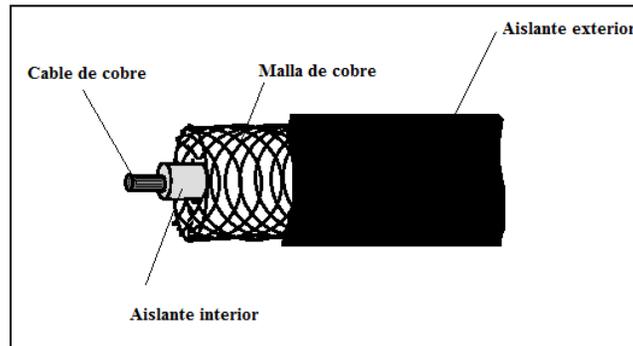


Figura 5.5 Estructura del cable utilizado para conectar cada electrodo.

Con los recursos mencionados el ruido ambiental es reducido considerablemente pero aún es lo suficientemente grande como para hacerse notar en el trazado de un ECG después de pasar por la etapa de amplificación. Esto se debe a que teóricamente podría decirse que dicho ruido es un voltaje en modo común pero en la realidad nunca es igual en las terminales de entrada del amplificador de instrumentación, por lo tanto se capta como un voltaje en modo diferencial.

La medida requerida para rechazar el ruido ambiental es filtrar la señal justo después de la etapa de amplificación. La etapa de filtrado está constituida por cuatro tarjetas electrónicas, cada una contiene un filtro; un paso altas, paso bajas, rechaza banda para 60 [Hz] y rechaza banda para 120 [Hz], todos ellos se conectaron en cascada. Cabe señalar que los diagramas eléctricos y circuitos impresos que se muestran para los filtros fueron realizados en *Proteus* y las simulaciones en *Multisim*.

5.1.1 Filtro paso altas (FPA).

Las frecuencias por debajo de 0.05 [Hz] son frecuencias bajas causadas por algún movimiento del paciente (respiración, movimiento muscular de extremidades, etc.) y por algunas fuentes de ruido ambiental de baja frecuencia (por ejemplo movimiento de personas alrededor del paciente), además también están presentes niveles de voltaje de DC causados por pequeñas diferencias de cargas eléctricas entre la piel y cada uno de los electrodos.

Para atenuar las bajas frecuencias se diseñó un filtro activo paso altas (FPA) de cuarto orden (-80 [dB/década]) colocando en cascada dos filtros iguales de segundo orden con una frecuencia de corte 0.04 [Hz] (un poco por debajo del límite inferior de la señal de ECG), la configuración fue Sallen Key con respuesta tipo Butterworth (este tipo de respuesta es idónea para el filtrado porque se desea una respuesta plana en la banda de paso). La siguiente figura muestra un filtro activo paso altas de segundo orden a partir del cual se construyó el filtro de cuarto orden:

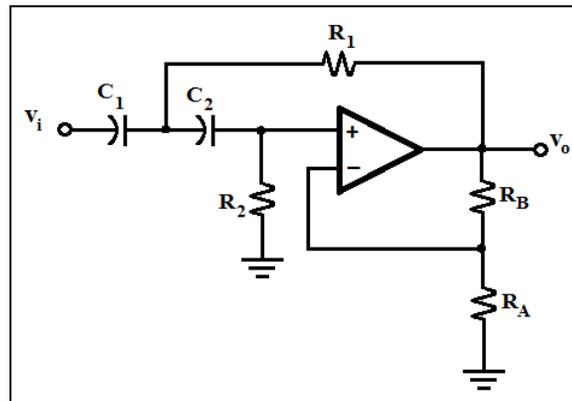


Figura 5.6 Filtro activo paso altas de segundo orden.

Fuente: Berlin, Howard M. y Frank C Getz, Jr., 1990, *Fundamentals of operational amplifiers and linear integrated circuits*, p. 325.

Una manera sencilla que se recomienda (por facilidad de cálculos) en gran parte de la bibliografía dedicada al diseño de filtros activos es hacer que $R_1=R_2=R$ y $C_1=C_2=C$. Con ello la frecuencia de corte está dada por $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$.

Por otra parte la ganancia en lazo cerrado está dada por los resistores R_B y R_A resultando $G = \frac{R_B}{R_A} + 1$ (ganancia para un amplificador no inversor en lazo cerrado), y

además la relación de valores de R_B y R_A crean un parámetro (factor de amortiguación) que determina la forma de la respuesta del filtro $\alpha = \frac{R_B}{R_A}$.

Cuando se conectan filtros en cascada se tiene que modificar ligeramente el factor de amortiguación en cada etapa de filtrado con el fin de obtener precisión en su respuesta, para ello existen tablas con valores recomendados. La **tabla 5.1** fue utilizada para el diseño de este filtro (y adelantándonos un poco también se usó para el filtro paso bajas).

| | Primera etapa | Segunda etapa | Tercera etapa | |
|-------|---------------|---------------|---------------|--------------------------------------|
| Orden | R_B/R_A | R_B/R_A | R_B/R_A | Ganancia total en banda de paso [dB] |
| 3 | --- | 1.000 | | 6.0 |
| 4 | 0.152 | 1.235 | | 8.2 |
| 5 | --- | 0.382 | 1.382 | 10.3 |
| 6 | 0.068 | 0.586 | 1.482 | 12.5 |

Tabla 5.1 Relación de valores recomendados para varias etapas en el diseño de un filtro Butterworth (alto orden).

Fuente: Fragmento de tabla presentada por Berlin, Howard M. y Frank C Getz, Jr., 1990, *Fundamentals of operational amplifiers and linear integrated circuits*, p. 330.

Tomando como base lo anterior, para cada etapa del FPA se eligió un valor de capacitor $C = 470$ [nF], por lo que:

$$R = \frac{1}{2\pi C f_c} = \frac{1}{2\pi (470)(10^{-9})(0.04)}$$

$$R = 8.46 \text{ [M}\Omega\text{]}$$

Según la **tabla 5.1**, para realizar un filtro FPA de cuarto orden la relación de resistores para la primera etapa debe ser $\frac{R_B}{R_A} = 0.152$, si elegimos $R_A = 33$ [k Ω], entonces:

$$R_B = 33 \cdot 10^3 \cdot 0.152$$

$$R_B = 5.016 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

Para la segunda etapa del FPA igualmente de esta tabla se tiene que la relación $\frac{R_B}{R_A} = 1.235$, por lo que si elegimos $R_A = 33$ [k Ω], entonces:

$$R_B' = 33 \cdot 10^3 \cdot 1.235$$

$$R_B' = 40.75 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

La ganancia total del filtro en la banda de paso será de $G_{TOTAL} = (G_{Etapa1})(G_{Etapa2})$

$$G_{TOTAL} = \frac{5.016}{33} + 1 \cdot \frac{40.75}{33} + 1$$

en decibeles:

$$G_{TOTAL} = 2.5745 \quad \text{ó} \quad G_{TOTAL\ dB} = 8.2138$$

El diagrama eléctrico del FPA con los valores calculados, así como su circuito impreso son:

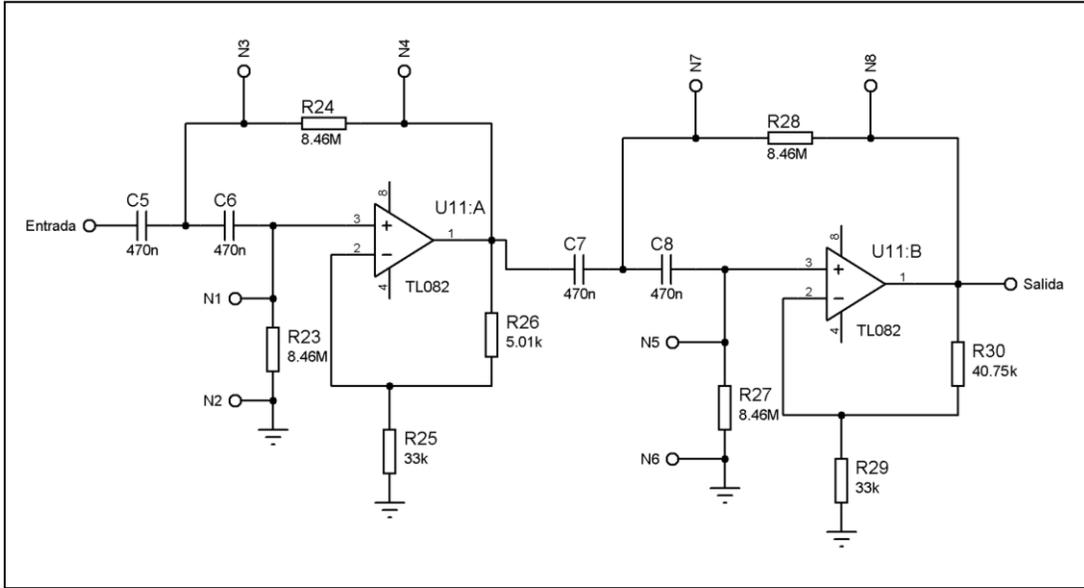


Figura 5.7 Diagrama eléctrico del filtro activo paso altas de cuarto orden con $f_c=0.04$ [Hz].

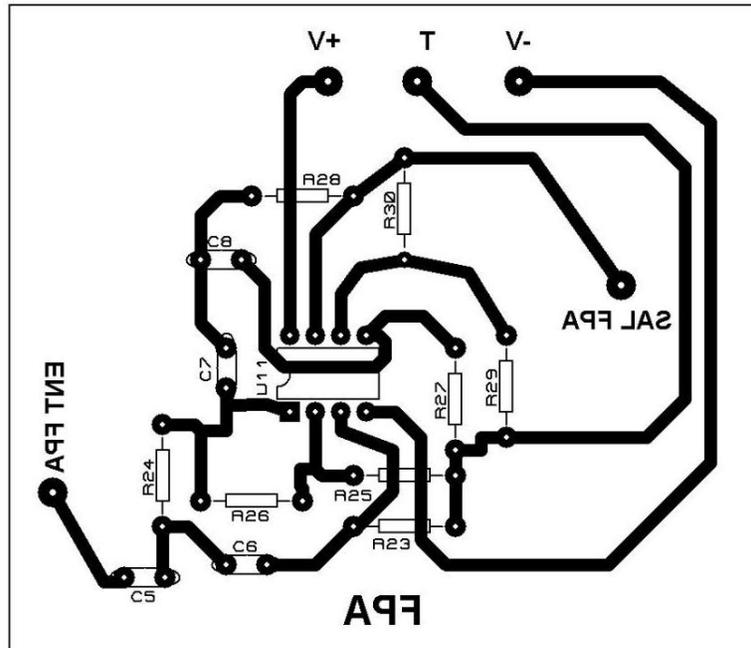


Figura 5.8 Circuito impreso del filtro activo paso altas de cuarto orden con $f_c=0.04$ [Hz].

La gráfica de la simulación de la respuesta en frecuencia para el FPA es:

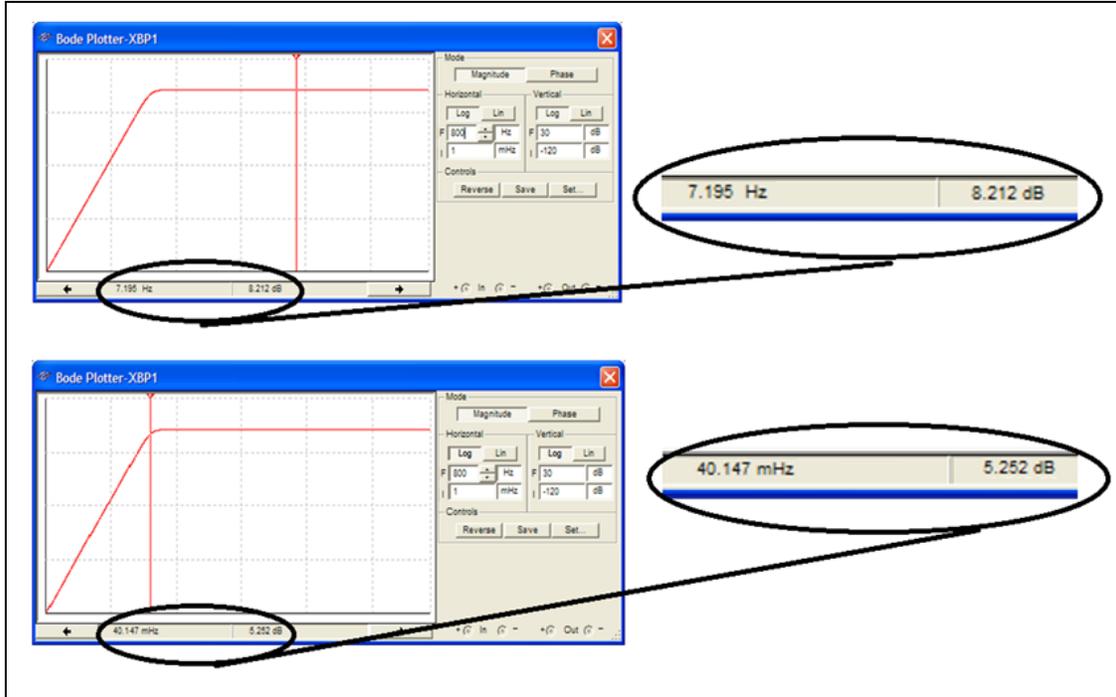


Figura 5.9 Simulación del filtro paso altas diseñado para $f_c=0.04$ [Hz]. En la imagen superior el cursor (línea vertical) se situó en un punto cualquiera de la banda de paso para la cual la ganancia es de 8.21 [dB]. En la imagen inferior el cursor se situó en la frecuencia de corte para la cual la ganancia disminuye en aproximadamente 3 [dB].

Para conocer la gráfica real de la respuesta en frecuencia se hizo un barrido en frecuencias con un generador de señales y se tomó lectura en un osciloscopio, obteniendo la tabla:

| Frec [Hz] | Sal/Entr [dB] | Frec [Hz] | Sal/Entr [dB] |
|------------|--------------------|-------------|-------------------|
| 250 | 8.164799306 | 0.12 | 7.3097597 |
| 50 | 8.164799306 | 0.1 | 7.3097597 |
| 20 | 8.164799306 | 0.09 | 7.3097597 |
| 10 | 8.164799306 | 0.08 | 7.3097597 |
| 3.5 | 8.164799306 | 0.07 | 6.84845362 |
| 3 | 8.096674332 | 0.06 | 6.68907502 |
| 2.5 | 8.096674332 | 0.055 | 6.02059991 |
| 2 | 8.096674332 | 0.05 | 4.81098497 |
| 1.5 | 8.028010816 | 0.045 | 4.50618563 |
| 1 | 8.028010816 | 0.04 | 2.14419939 |
| 0.8 | 8.028010816 | 0.035 | 0.17200344 |
| 0.6 | 8.028010816 | 0.025 | -7.95880017 |
| 0.4 | 8.028010816 | 0.02 | -21.9382003 |
| 0.2 | 7.889033617 | | |

Tabla 5.2 Valores prácticos de la respuesta en frecuencia del filtro paso altas implementado. Los valores en negritas hacen referencia a la caída de -3 [dB] para la frecuencia de corte del filtro.

Su respectiva gráfica:

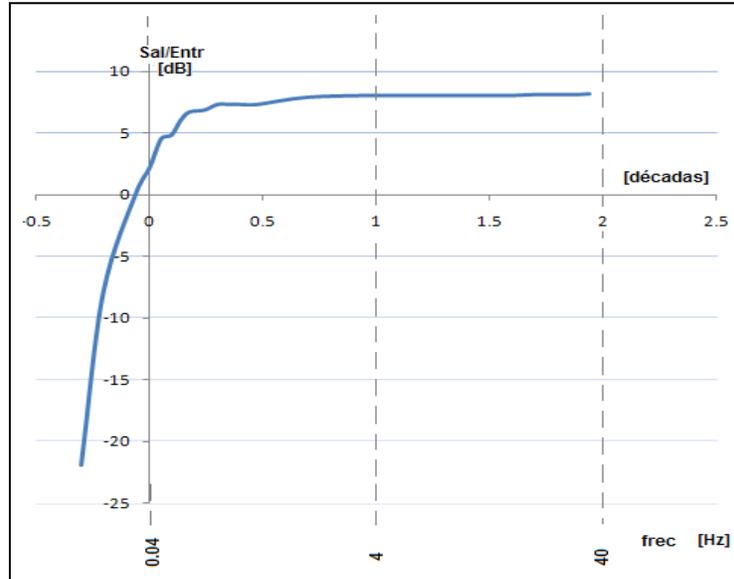


Figura 5.10 Gráfica de la respuesta en frecuencia del filtro paso altas implementado.

Se observa que las gráficas de la simulación y de la respuesta práctica del FPA no son idénticas pero sí muy similares. De la **tabla 5.2** se tiene que la frecuencia de corte práctica del filtro (donde la amplitud de la señal cae en -3 [dB]) es de 0.05 [Hz] en lugar de 0.04 [Hz], esta diferencia se consideró aceptable dado el ancho de banda total de las señales electrocardiográficas (149.95 [Hz] ≈ 150 [Hz]) y a que no se emplearon componentes electrónicos de precisión para este filtro.

Cabe mencionar que debido a la conmutación realizada en el multiplexado de las derivaciones (tratada en el capítulo 2) y al enorme valor de las resistencias del FPA (8.46 [M Ω]), se genera un transitorio de duración considerable al inicio de cada gráfica, por lo que fue necesario incluir una tarjeta auxiliar controlada por el pin 5 del puerto "C" del PIC18F877A y cuyos componentes fueron cuatro resistencias de menor valor (390 [k Ω]) y un interruptor (DG442) que las conectara en paralelo a las resistencias del filtro durante cierto tiempo (elegido suficiente 1.5 [s]) al inicio del trazado de cada derivación.

La tarjeta auxiliar no tuvo un diseño de circuito impreso debido a que incluye relativamente pocos componentes, sin embargo se dibujó su diagrama eléctrico:

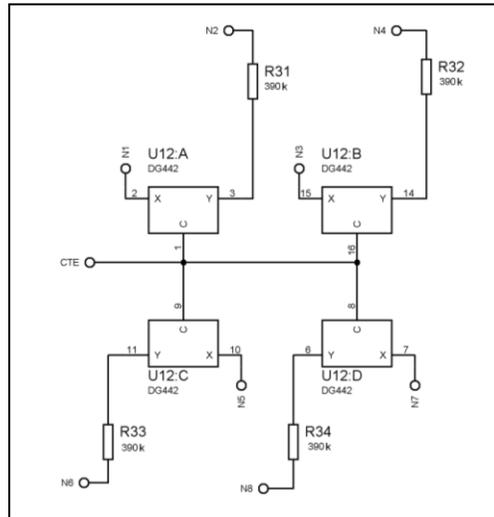


Figura 5.11 Diagrama eléctrico de la tarjeta auxiliar para eliminar el transitorio generado por la conmutación de derivaciones.

5.1.2 Filtro paso bajas (FPB).

De manera similar para eliminar las frecuencias superiores a 150 [Hz] se diseñó un filtro activo paso bajas (FPB) de cuarto orden (-80 [dB/década]) colocando en cascada dos filtros iguales de segundo orden con una frecuencia de corte $f_c=200$ [Hz] (está por encima de 150 [Hz]), la configuración para cada uno también fue Sallen Key con respuesta tipo Butterworth.

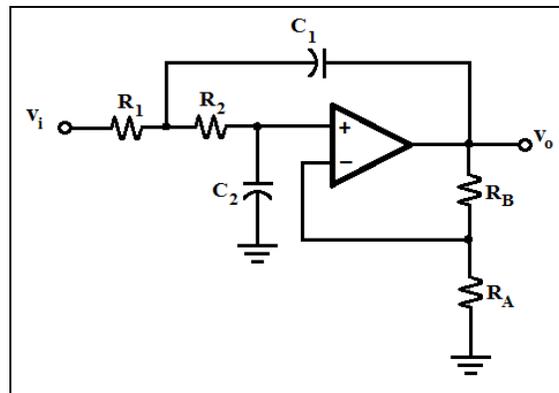


Figura 5.12 Filtro activo paso bajas de segundo orden.

Fuente: Berlin, Howard M. y Frank C Getz, Jr., 1990, *Fundamentals of operational amplifiers and linear integrated circuits*, p. 325.

El procedimiento de diseño para el filtro paso bajas (FPB) es igual que para el filtro paso altas. Se eligió $C = 220$ [nF]. Entonces:

$$R = \frac{1}{2\pi C f_c} = \frac{1}{2\pi (220)(10^{-9})(200)}$$

$$R = 3.61 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

Por comodidad de diseño los valores para R_B y R_A fueron los mismos que para las dos etapas del filtro paso altas, teniendo para la primera etapa del FPB:

$$R_B = 33 \text{ [k}\Omega\text{]} \quad \text{y} \quad R_A = 5.01 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

y para la segunda etapa:

$$R_B' = 33 \text{ [k}\Omega\text{]} \quad \text{y} \quad R_A' = 40.75 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

de manera que la ganancia total del filtro paso bajas en la banda de paso también fue de:

$$G_{TOTAL} = 2.5745$$

ó

$$G_{TOTAL \text{ dB}} = 8.2138$$

Las **figuras 5.13** y **5.14** muestran el diagrama eléctrico y el circuito impreso de la tarjeta del filtro paso bajas.

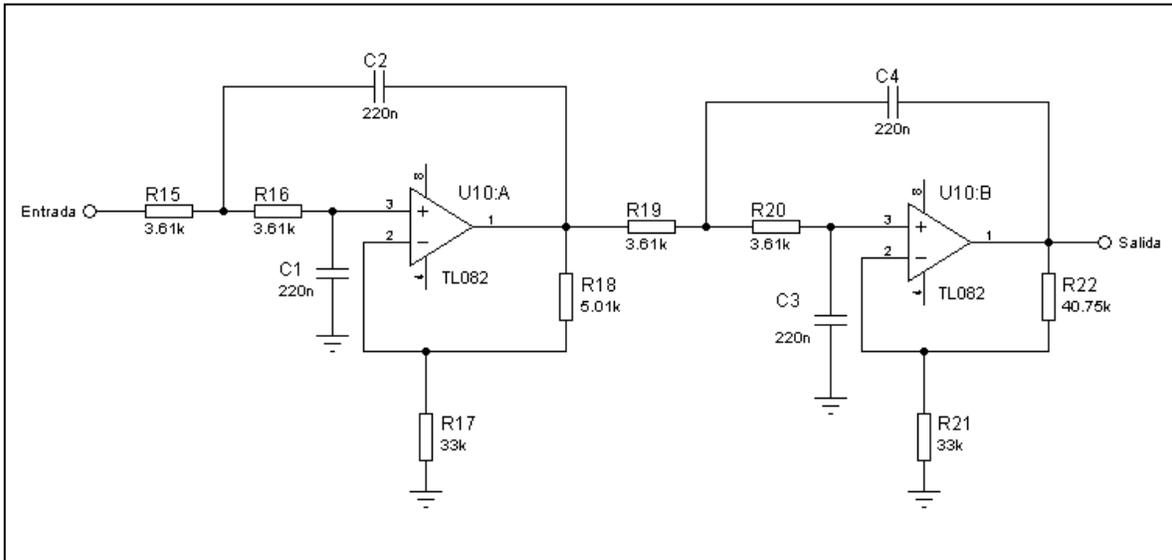


Figura 5.13 Diagrama eléctrico del filtro activo paso bajas de cuarto orden con $f_c = 200$ [Hz].

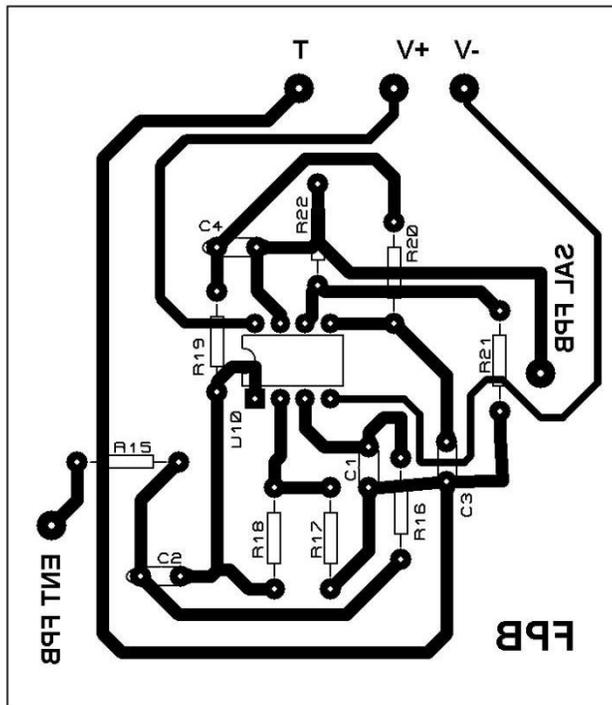


Figura 5.14 Circuito impreso del filtro activo paso bajas de cuarto orden con $f_c=200$ [Hz].

Asimismo la gráfica de la simulación de la respuesta en frecuencia del filtro es:

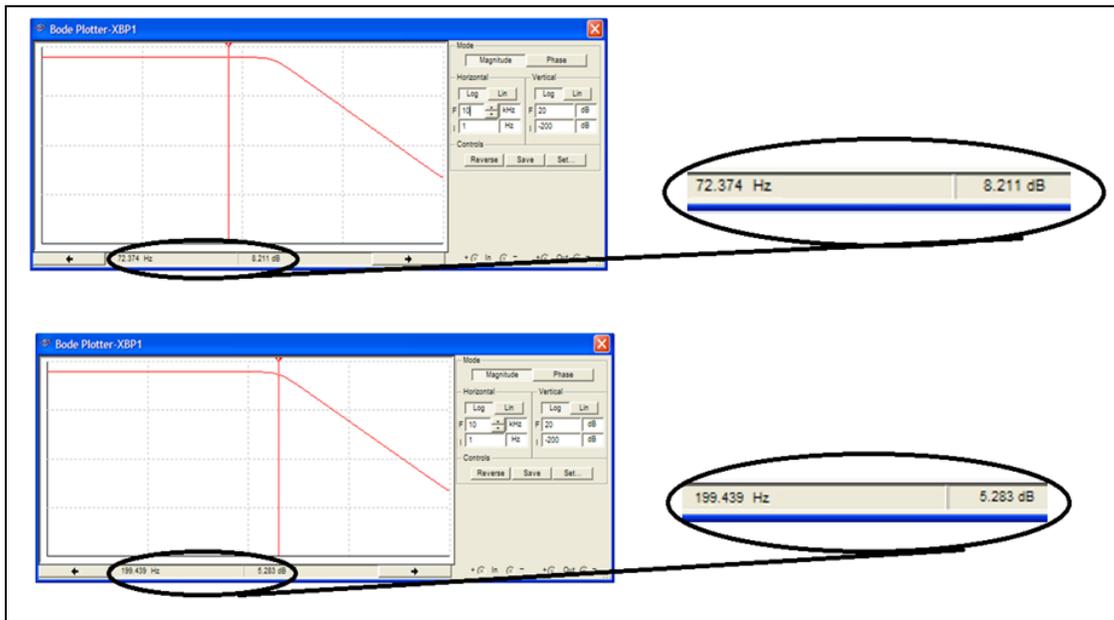


Figura 5.15 Simulación del filtro paso bajas diseñado para $f_c=200$ [Hz]. En la imagen superior el cursor (línea vertical) se situó en un punto cualquiera de la banda de paso para la cual la ganancia es de 8.21 [dB]. En la imagen inferior el cursor se situó en la frecuencia de corte para la cual la ganancia disminuye en aproximadamente 3 [dB].

Para graficar la respuesta práctica del FPB construido se obtuvieron los datos que muestra la tabla siguiente:

| Frec [Hz] | Sal/Entr [dB] | Frec [Hz] | Sal/Entr [dB] | Frec [Hz] | Sal/Entr [dB] |
|-----------|--------------------|------------|--------------------|-----------|---------------|
| 0.2 | 7.889033617 | 120 | 6.526717219 | 245 | 0.98436045 |
| 2 | 7.889033617 | 125 | 6.361266699 | 250 | 0.98436045 |
| 5 | 7.889033617 | 130 | 6.192603349 | 255 | 0.34066679 |
| 10 | 7.889033617 | 135 | 6.020599913 | 260 | 0 |
| 20 | 7.889033617 | 140 | 6.020599913 | 265 | -0.53744293 |
| 30 | 7.889033617 | 145 | 5.845121427 | 270 | -0.91514981 |
| 35 | 7.889033617 | 150 | 5.666024574 | 275 | -1.51441428 |
| 40 | 7.889033617 | 155 | 5.483156985 | 280 | -1.72372295 |
| 45 | 7.889033617 | 160 | 5.105450102 | 285 | -1.93820026 |
| 50 | 7.889033617 | 165 | 5.008400046 | 290 | -2.38372815 |
| 55 | 7.889033617 | 170 | 4.910253356 | 295 | -2.85335007 |
| 60 | 7.747796527 | 175 | 4.506185635 | 300 | -3.34982175 |
| 65 | 7.747796527 | 180 | 4.296876961 | 305 | -3.87640052 |
| 70 | 7.747796527 | 185 | 4.296876961 | 310 | -4.43697499 |
| 75 | 7.604224834 | 190 | 4.082399653 | 300 | -4.43697499 |
| 80 | 7.458240059 | 195 | 3.862491967 | 350 | -7.13094647 |
| 85 | 7.309759698 | 200 | 3.750414417 | 400 | -12.3957752 |
| 90 | 7.309759698 | 210 | 3.167249842 | 500 | -15.9176003 |
| 95 | 7.15869694 | 215 | 2.922560714 | 650 | -24.436975 |
| 100 | 7.004960367 | 220 | 2.670778167 | 800 | -30.4575749 |
| 105 | 6.848453616 | 230 | 2.144199393 | 1000 | -33.9794001 |
| 110 | 6.689075023 | 235 | 1.868433703 | 1200 | -41.9382003 |
| 115 | 6.689075023 | 240 | 1.289159785 | 1300 | -41.9382003 |

Tabla 5.3 Valores prácticos de la respuesta en frecuencia del filtro paso bajas implementado.
 Los valores en negritas hacen referencia a la caída de -3 [dB] para la frecuencia de corte del filtro.

La respuesta en frecuencia práctica del FPB fue:

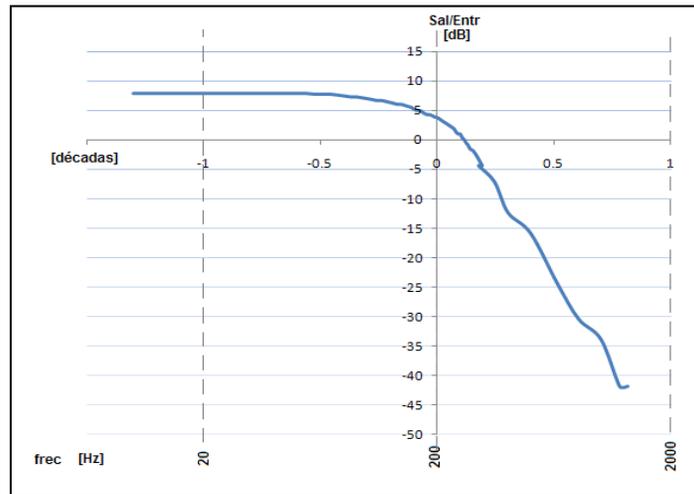


Figura 5.16 Gráfica de la respuesta en frecuencia del filtro paso bajas implementado.

Como vemos, la gráfica de la respuesta en frecuencia es ligeramente diferente a la gráfica de la simulación en la frecuencia de corte, sin embargo incluye (y con margen de sobra) al límite superior teórico del ancho de banda de las señales de ECG que es de 150 [Hz].

5.2 Supresión de señal de 60 Hz.

Existe una componente frecuencial en particular que forma parte del ruido ambiental y que también debe ser atenuada para evitar la alteración de la señal de ECG, tiene una frecuencia de 60 [Hz] y proviene de la inducción electromagnética de la línea de alimentación eléctrica de 120 [V_{AC}] (red doméstica).

Para abatir dicha componente se utilizó un filtro notch (también llamado de muesca o de supresión de banda) de variable de estado. Este filtro únicamente atenúa la frecuencia no deseada de 60 [Hz] y deja pasar el resto de las frecuencias del electrocardiograma. Un poco de teoría encontrada en la bibliografía sobre el filtro notch de variable de estado es que está construido a partir de un sumador conectado a la salida de un filtro de variable de estado; este último presenta la característica de que para una frecuencia en particular provee tres salidas; con respuesta paso altas, paso banda y paso bajas. Si se suman únicamente las respuestas paso altas y paso bajas, el resultado es la atenuación dicha frecuencia:

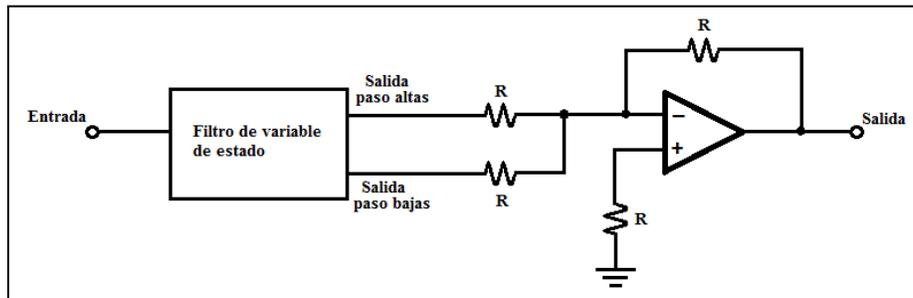


Figura 5.17 Filtro notch a partir de un filtro de variable de estado y un sumador.

Fuente: Figura basada en diagrama presentado por Fiore, James M., 2001, *Op amps & linear integrated circuits*, p. 466.

Ahora bien, el funcionamiento del filtro de variable de estado en que está basado el filtro notch se presenta en el diagrama de bloques de la **figura 5.18**, en él se observa que la salida paso bajas se logra debido a que la señal original de entrada ha pasado por dos integradores (filtros paso bajas), la salida paso altas es el resultado de sumar la señal de entrada con la porción fuera de fase de frecuencias de la salida paso bajas, y que si la salida paso altas se hace pasar por un integrador (filtro paso bajas) se produce una respuesta paso banda.

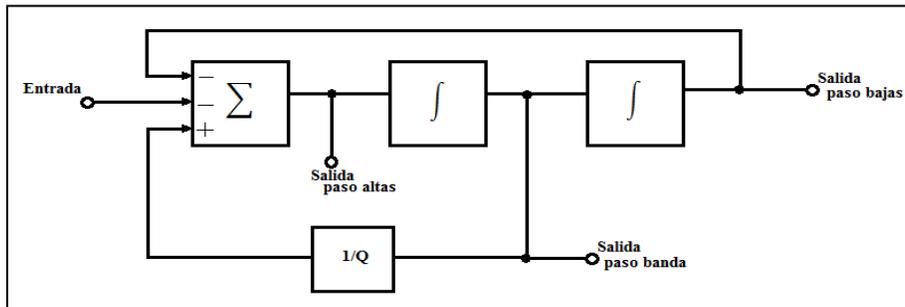


Figura 5.18 Diagrama de bloques de un filtro de variable de estado.

Fuente: Figura basada en diagrama presentado por Fiore, James M., 2001, *Op amps & linear integrated circuits*, p. 463.

El diagrama eléctrico de un filtro notch de variable de estado igual al que se usó para la construcción de la tarjeta electrónica que contiene tal filtro es:

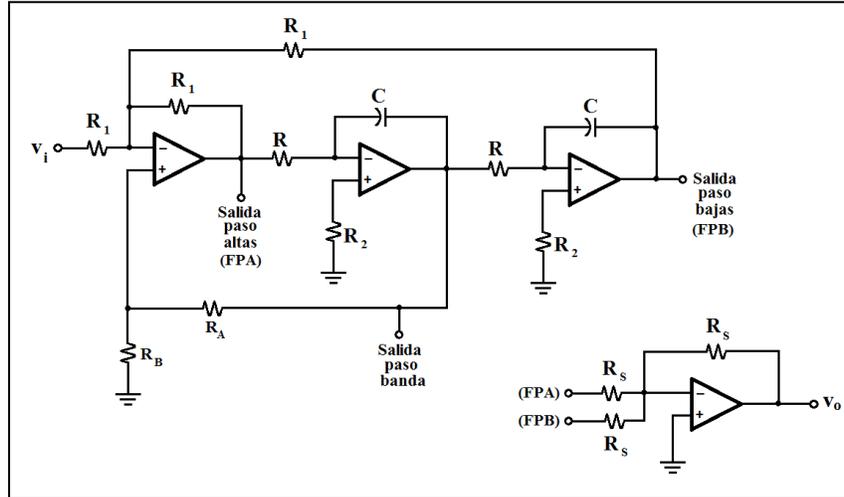


Figura 5.19 Diagrama eléctrico de un filtro notch de variable de estado.

Fuente: Figura basada en diagramas presentados por Berlin, Howard M. y Frank C. Getz, Jr., 1990, *Fundamentals of operational amplifiers and linear integrated circuits*, p. 340, 341.

La frecuencia de supresión se calcula mediante:

$$f_{Supr} = \frac{1}{2\pi RC}$$

Por otra parte, debido a que el notch involucra un filtro paso banda, a su respuesta en frecuencia se le relaciona con un parámetro importante: la calidad "Q", ésta como sabemos es el resultado de dividir la frecuencia central entre el ancho de banda, y en el caso de un filtro notch viene a ser la relación entre la frecuencia de supresión y la banda de tolerancia de supresión.

$$Q = \frac{\text{frecuencia de supresión}}{\text{banda de tolerancia de supresión}}$$

La calidad en un filtro notch como el de la figura **figura 5.19** se obtiene con la relación de los resistores R_A y R_B , mediante:

$$Q = \frac{\frac{R_A}{R_B} + 1}{3}$$

A partir de las expresiones anteriores para obtener la frecuencia de supresión y la calidad del filtro se calcularon los valores de las resistencias y capacitores involucrados para el notch de 60 [Hz], se despejó a R y a R_B:

$$R = \frac{1}{(2\pi)(C)(f_{supr})}$$

$$R_B = \frac{R_A}{3Q - 1}$$

entonces se eligieron C= 220[nF], R_A=10 [kΩ], y Q=15 por lo que

$$R = \frac{1}{(2\pi)(220 \times 10^{-9})(60)}$$

$$R = 12.05 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_B = \frac{10000}{[3 \ 15 \ - 1]}$$

$$R_B = 227 \text{ [}\Omega\text{]}$$

(Estos valores están referidos a la **figura 5.19**).

El diagrama eléctrico y circuito impreso del filtro notch de variable de estado implementado con los valores de los componentes calculados se tienen a continuación:

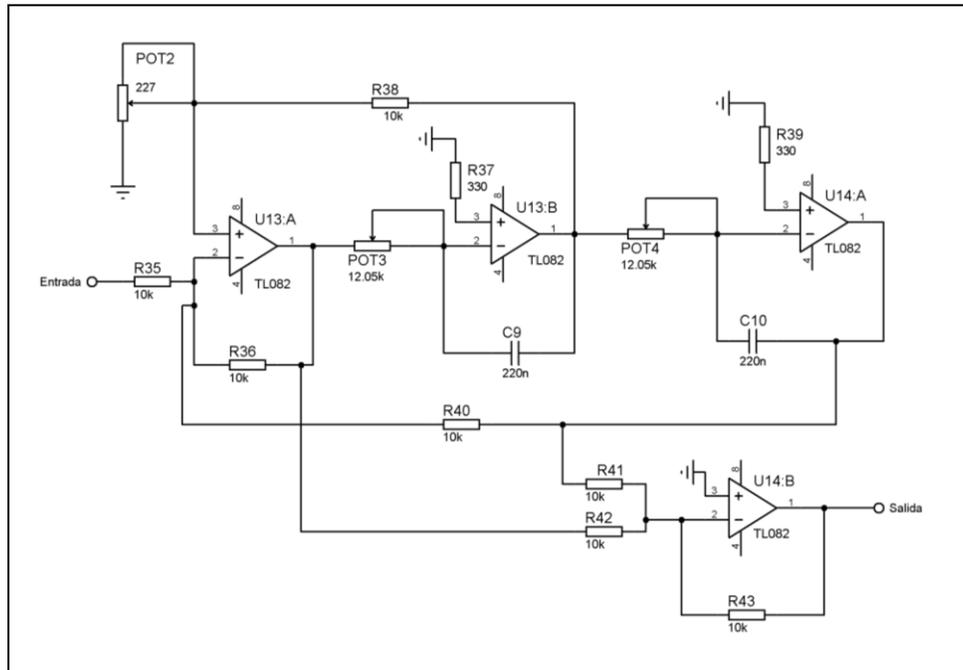


Figura 5.20 Diagrama eléctrico del filtro notch de variable de estado para f=60 [Hz].

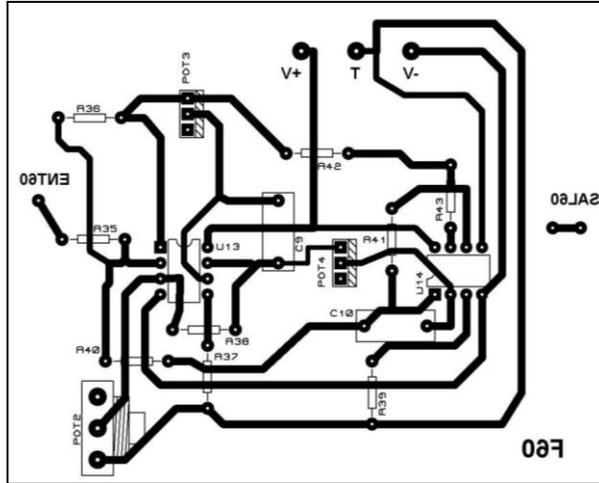


Figura 5.21 Circuito impreso del filtro notch de variable de estado para $f=60$ [Hz].

La simulación del filtro notch para suprimir 60 [Hz] es la siguiente:

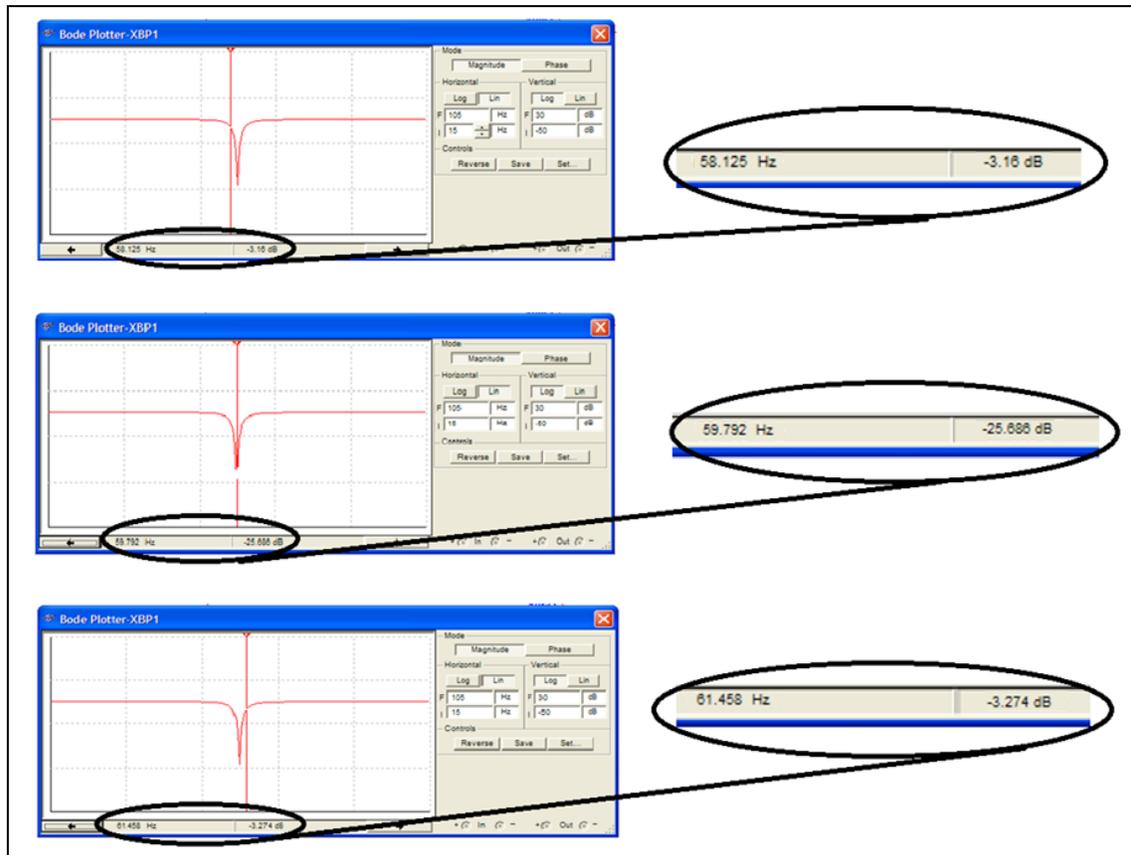


Figura 5.22 Simulación del filtro notch de variable de estado para $f=60$ [Hz]. Se tienen tres imágenes de la misma simulación, en la imagen central el cursor (línea vertical) se situó aproximadamente en la frecuencia de supresión $f_s=60$ [Hz], mientras que en las imágenes de los extremos superior e inferior el cursor se situó en los puntos donde la ganancia presenta una caída de 3 [dB] respecto a la banda de paso haciendo notar la alta calidad del filtro.

Para conocer la respuesta real del filtro se realizó un barrido de frecuencias para una señal con la misma amplitud y se calculó la ganancia en decibeles, resultando la siguiente **tabla 5.4** y la **figura 5.23**.

| Frec [Hz] | Sal/Entr [dB] | Frec [Hz] | Sal/Entr [dB] |
|-----------|--------------------|-----------|--------------------|
| 30 | 0 | 61 | -10.4575749 |
| 35 | 0 | 62 | -3.74173287 |
| 40 | 0 | 63 | -2.49877473 |
| 45 | 0 | 64 | -1.41162149 |
| 50 | 0 | 65 | -0.91514981 |
| 52 | 0 | 66 | -0.72424345 |
| 53 | -0.17547849 | 67 | -0.44552789 |
| 54 | -0.44552789 | 68 | 0 |
| 55 | -0.63034103 | 70 | 0 |
| 56 | -0.91514981 | 75 | 0 |
| 57 | -1.93820026 | 80 | 0 |
| 58 | -3.74173287 | 85 | 0 |
| 59 | -12.0411998 | 90 | 0 |
| 60 | -21.9382003 | | |

Tabla 5.4 Valores prácticos de la respuesta en frecuencia del filtro notch para $f=60$ [Hz] implementado. Los valores en negritas hacen referencia a la caída de -3 [dB] para la frecuencia de corte del filtro y a la atenuación en la frecuencia de supresión.

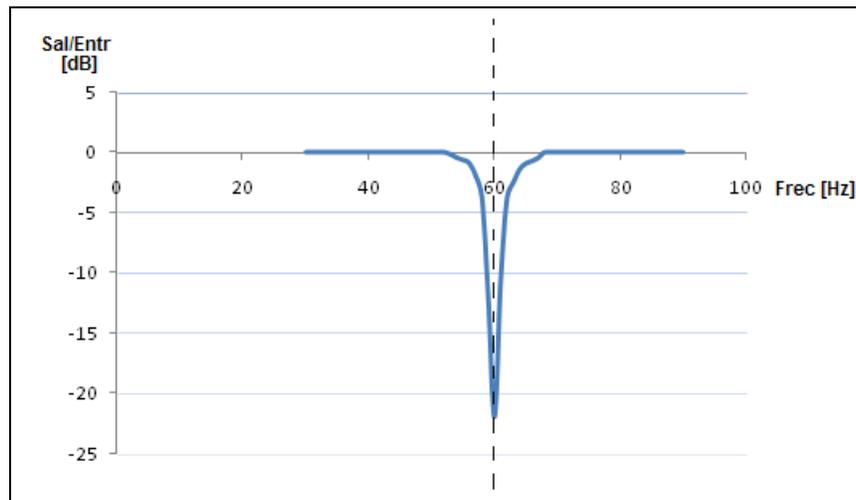


Figura 5.23 Gráfica de la respuesta en frecuencia del filtro notch de variable de estado para $f=60$ [Hz] implementado.

Cabe mencionar que además de la frecuencia de 60 [Hz], existe otra frecuencia no deseada que forma parte del ruido ambiental y tiene valor de 120 [Hz], ésta es resultado del uso de puentes de diodos en las fuentes de alimentación de la mayoría de los aparatos electrónicos (los puentes de diodos duplican la frecuencia de la señal que rectifican).

Entonces para eliminar la frecuencia de 120 [Hz] también se implementó un filtro notch, cuyos cálculos son similares al anterior ya que para su diseño se emplearon las mismas expresiones:

$$f_{Supr} = \frac{1}{2\pi RC}$$

despejando,

$$R = \frac{1}{(2\pi)(C)(f_{Supr})}$$

eligiendo C= 100 [nF] y sustituyendo,

$$R = \frac{1}{(2\pi)(100 \times 10^{-9})(120)}$$

$$R = 13.26 [k\Omega]$$

$$Q = \frac{\frac{R_A}{R_B} + 1}{3}$$

despejando,

$$R_B = \frac{R_A}{(3Q - 1)}$$

tomando R_A=10 [kΩ] y Q=20 ,

$$R_B = \frac{10000}{[3(20) - 1]}$$

$$R_B = 169.5 [\Omega]$$

(Estos valores están referidos a la **figura 5.19**).

El diagrama eléctrico y el circuito impreso para este filtro con los valores calculados se muestran a continuación:

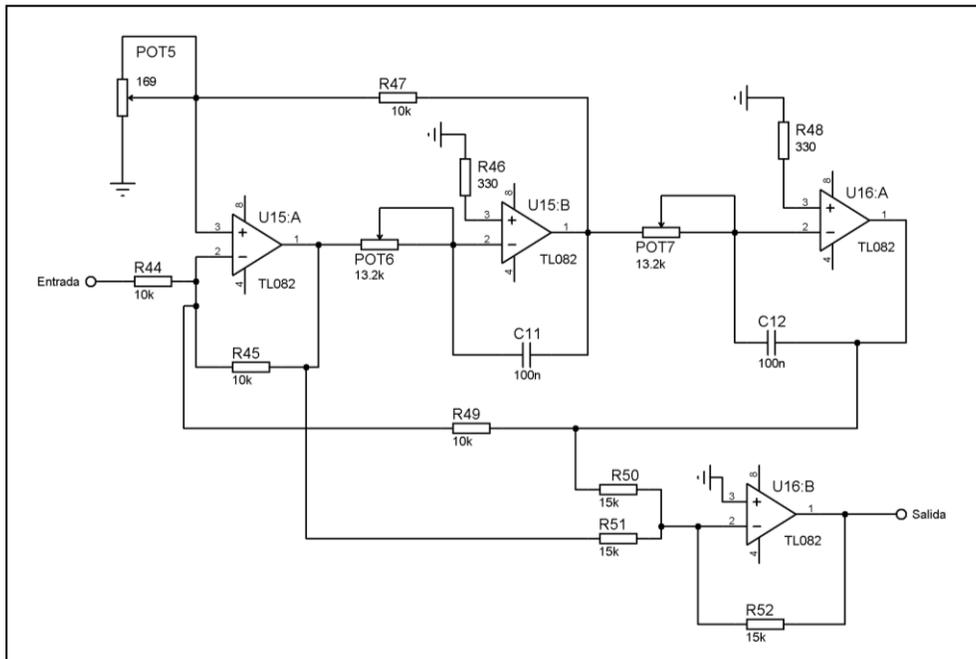


Figura 5.24 Diagrama eléctrico del filtro notch de variable de estado para f=120 [Hz].

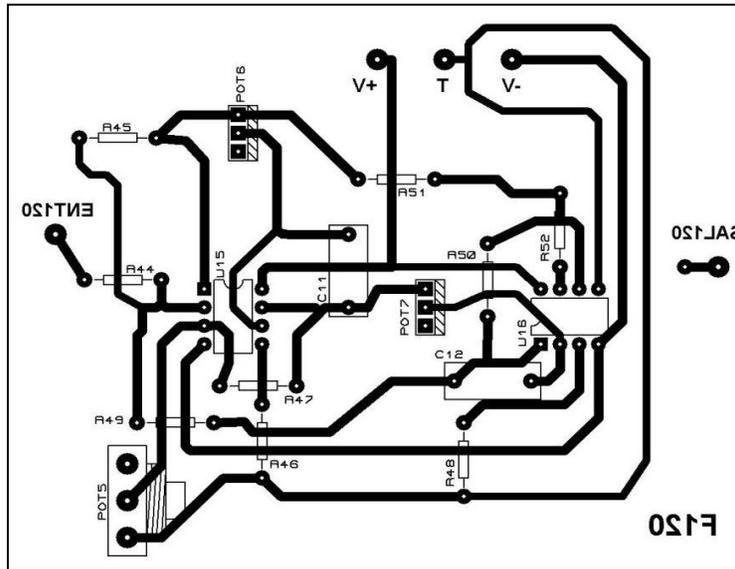


Figura 5.25 Circuito impreso del filtro notch de variable de estado para $f=120$ [Hz].

La respectiva simulación es:

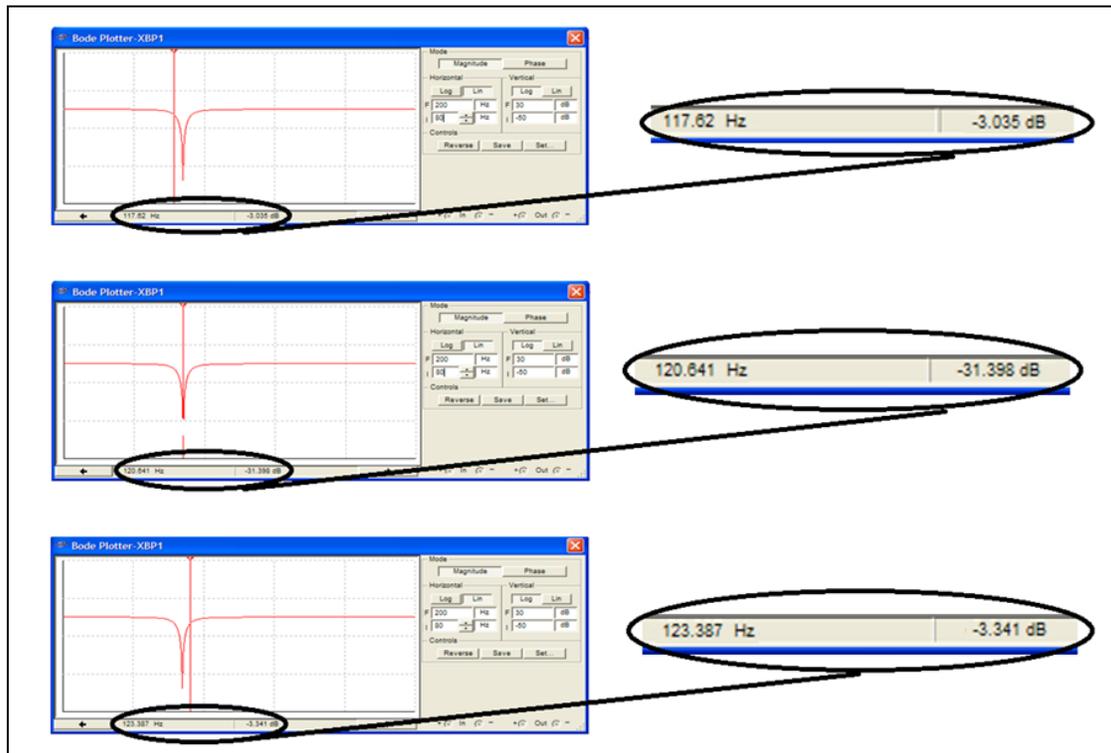


Figura 5.26 Simulación del filtro notch de variable de estado para $f=120$ [Hz]. Se tienen tres imágenes de la misma simulación, en la imagen central el cursor (línea vertical) se situó aproximadamente en la frecuencia de supresión $f_s=120$ [Hz], mientras que en las imágenes de los extremos superior e inferior el cursor se situó en los puntos donde la ganancia presenta una caída de 3 [dB] respecto a la banda de paso haciendo notar la alta calidad del filtro.

También para este filtro se obtuvo la respuesta en frecuencia real mediante un barrido de frecuencias (**tabla 5.5**).

| Frec [Hz] | Sal/Entr [dB] | Frec [Hz] | Sal/Entr [dB] | Frec [Hz] | Sal/Entr [dB] |
|-----------|---------------|------------|--------------------|-----------|---------------|
| 70 | 0 | 114 | -0.77157812 | 127 | -0.63034103 |
| 75 | 0 | 115 | -0.91514981 | 128 | -0.44552789 |
| 80 | 0 | 116 | -1.93820026 | 129 | -0.26456531 |
| 85 | 0 | 117 | -3.34982175 | 130 | -0.17547849 |
| 90 | 0 | 118 | -4.73144013 | 132 | -0.08729611 |
| 95 | 0 | 119 | -9.11863911 | 134 | 0 |
| 100 | 0 | 120 | -15.9176003 | 136 | 0 |
| 105 | 0 | 121 | -9.37042166 | 140 | 0 |
| 108 | -0.08729611 | 122 | -5.19274621 | 145 | 0 |
| 110 | -0.17547849 | 123 | -3.87640052 | 150 | 0 |
| 111 | -0.26456531 | 124 | -2.85335007 | 155 | 0 |
| 112 | -0.35457534 | 125 | -1.41162149 | 160 | 0 |
| 113 | -0.44552789 | 126 | -0.72424345 | | |

Tabla 5.5 Valores prácticos de la respuesta en frecuencia del filtro notch para $f=120$ [Hz] implementado. Los valores en negritas hacen referencia a la caída de -3 [dB] para la frecuencia de corte del filtro y a la atenuación en la frecuencia de supresión.

Y su gráfica:

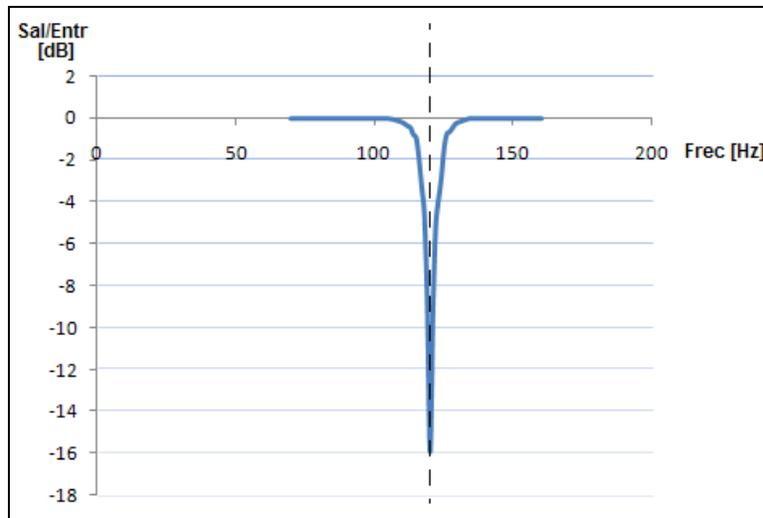


Figura 5.27 Gráfica de la respuesta en frecuencia del filtro notch de variable de estado para $f=120$ [Hz] implementado.