



UNIVERSIDAD DE JAÉN
Escuela Politécnica Superior

Trabajo Fin de Grado

DISEÑO DE UN SISTEMA DE LUCES SINCRONIZADAS

Alumno: Ángel Sevilla Almansa

Tutor: Prof. D. Francisco Baena Villodres

Dpto: Ingeniería Electrónica y Automática

Octubre, 2016



Universidad de Jaén
Escuela Politécnica Superior de Jaén
Departamento de Electrónica y Automática

Don Francisco Baena Villodres , tutor del Proyecto Fin de Carrera titulado: Diseño de un sistema de luces automatizadas, que presenta Ángel Sevilla Almansa, autoriza su presentación para defensa y evaluación en la Escuela Politécnica Superior de Jaén.

Jaén, Octubre de 2016

El alumno:

Los tutores:

Ángel Sevilla Almansa

Francisco Baena Villodres

Índice

1. OBJETIVO	5
2. CONCEPTOS	6
2.1. El sonido	6
2.1.1. El sonido como fenómeno fisiológico	6
2.1.2. El sonido como fenómeno físico	7
2.2. Amplificadores operacionales	12
2.2.1. Introducción	12
2.2.2. Características de los amplificadores operacionales ideales	12
2.3. Filtros activos	23
2.3.1. Introducción	23
2.3.2. Comparación entre filtros activos y filtros pasivos	23
2.3.3. Tipos de filtros activos	26
3. MEMORIA DESCRIPTIVA	34
3.1. Diagrama de bloques	34
3.2. Entrada	35
3.3. Etapa amplificadora	35
3.4. Seguidor de tensión	37
3.5. Etapa de filtrado	38
3.5.1. Diseño de los filtros pasa banda	39
3.6. Visualización de la señal de salida	41
3.6.1. Circuito integrado LM3916	41
3.6.2. Display lineal de leds	43
3.7. Salida	44
3.8. Fuente de alimentación	44
4. CÁLCULOS	45
4.2. Etapa amplificadora	45
4.3. Etapa de filtrado	47
4.3.1. Canal 1	47
4.3.2. Canal 2	48
4.3.3. Canal 3	49
4.3.4. Canal 4	50
4.3.5. Canal 5	51

4.4. Etapa de visualización	52
5. SIMULACIONES	53
5.1. Simulaciones con <i>PROTEUS PROFESSIONAL</i>	53
5.2. Simulaciones con <i>Orcad Capture y PSPICE</i>	55
5.3. Simulaciones laboratorio.....	58
6. MONTAJE PCB	69
7. PLANOS.....	92
8. PRESUPUESTO	95
Coste de ingeniería	95
Coste total del proyecto.....	96
9. ANEXOS	97
10. BIBLIOGRAFÍA	108

1. OBJETIVO

El objetivo de este Trabajo Fin de Grado es diseñar, simular e implementar un circuito capaz de sincronizar un sistema de iluminación con una señal de sonido.

Para conseguir nuestro objetivo se realizará un sistema de filtrado de la señal de entrada de sonido, dependiendo de las frecuencias de la señal de sonido se obtendrán diferentes señales que activarán las luces conectadas a la salida sincronizadas con la señal musical introducida en el circuito. El filtrado se realizará mediante filtros activos pasa banda implementados con amplificadores operacionales.

También se insertará un sistema de vúmetros ópticos con el fin de controlar visualmente en tiempo real los niveles de las diferentes señales de salida.

En la parte final del circuito debe de haber un sistema de salida al que conectar luces para que estas se enciendan y se apaguen sincronizadamente al ritmo de la señal de sonido de entrada.

2. CONCEPTOS

En este apartado se explicarán los conceptos en los que se basa nuestro proyecto y los diferentes elementos que vamos a emplear para implementar el circuito final.

2.1. El sonido

El sonido se define como una vibración mecánica que se propaga a través de un medio material elástico y denso (habitualmente el aire), que es capaz de producir una sensación auditiva.

Podemos considerar el sonido desde dos aspectos diferentes:

- Como fenómeno fisiológico
- Como fenómeno físico

2.1.1. El sonido como fenómeno fisiológico

Desde el punto de vista fisiológico, el sonido es una perturbación del medio que excita el oído humano, esta excitación genera impulsos neuronales que son transportados al cerebro produciendo la sensación sonora.

El oído humano es capaz de captar sonidos con frecuencias comprendidas entre los 20Hz y los 20kHz. Este rango de frecuencias recibe el nombre de *espectro audible*. En otro apartado posterior explicaremos mas detalladamente el concepto de frecuencia y sus características.

Los sonidos tienen 3 cualidades fundamentales: *tono*, *timbre* e *intensidad*, las cuales son definidas a continuación.

2.1.1.1. Tono

El tono de un sonido viene determinado por la frecuencia del mismo y es la cualidad de los sonidos que permite distinguir entre los graves, medios o agudos.

2.1.1.2. Timbre

El timbre viene determinado por los armónicos que acompañan a la frecuencia fundamental del sonido. Es la cualidad que permite distinguir dos sonidos, por

ejemplo, dos instrumentos musicales interpretando la misma nota no producen la misma impresión a nuestro oído, el timbre es la cualidad que hace que podamos distinguirlos aunque su tono sea el mismo.

2.1.1.3. Intensidad

El nivel de intensidad de un sonido es la energía que atraviesa una superficie en una unidad de tiempo, está determinada por la amplitud y nos permite distinguir si el sonido es fuerte o débil.

2.1.2. El sonido como fenómeno físico

El sonido como fenómeno físico se puede definir como la perturbación producida por un cuerpo que vibra dentro de un medio.

Las vibraciones se transmiten en el medio, generalmente el aire, en forma de ondas sonoras.

En el aire el fenómeno se propaga por la puesta en vibración de las moléculas de aire situadas en la proximidad del elemento vibrante, que a su vez transmiten el movimiento a las moléculas vecinas, y así sucesivamente. La vibración de las moléculas de aire provoca una variación de la presión atmosférica, es decir, el paso de una onda sonora produce una onda de presión que se propaga por el aire. La velocidad de propagación en este medio, en condiciones normales de temperatura y presión, es de aproximadamente 340 m/s. Cuando el sonido se propaga en otro medio que no es el aire cambia su velocidad, la cual es será más elevada cuanto mas denso sea dicho medio.

A continuación se definen las características más importantes de una onda sonora.

2.1.2.1. Amplitud

La distancia por encima o por debajo de la línea central de una forma de onda representa la amplitud de la señal.

La amplitud puede medirse usando varios estándares. Los máximos positivos y negativos de uina onda se conocen como valor de pico, y la distancia entre el pico negativo y positivo se conoce como valor pico a pico.

2.1.2.2. Periodo

El periodo es el tiempo que tarda una onda en realizar un ciclo completo. Su símbolo es **T** y se mide en segundos.

2.1.2.3. Longitud de onda

La longitud de onda (λ) es la distancia que recorre una onda en el tiempo que dura un periodo. Depende de la velocidad de propagación y de la frecuencia.

$$\lambda = \frac{c}{f} ; [m]$$

donde:

$$c : \text{Velocidad de propagación del sonido} \left[\frac{m}{s} \right]$$

(Fórmula 2.1)

2.1.2.4. Velocidad de propagación

La velocidad de propagación de una onda (c) es la velocidad a la que se propaga a través de un medio (líquido, sólido o gaseoso). La velocidad de propagación solo depende de las características del medio.

Según lo anterior, sabiendo que la longitud de onda es la distancia recorrida por un frente de ondas en un tiempo igual a un periodo y que la velocidad es igual al espacio recorrido dividido por el tiempo empleado en hacerlo, tenemos que:

$$c = \frac{\lambda}{T} ; \left[\frac{m}{s} \right]$$

(Fórmula 2.2)

A continuación se presenta una tabla con la velocidad de propagación del sonido en diferentes medios para comprobar que la velocidad de propagación depende de las características del medio por el que se propaga.

Medio	Velocidad de propagación (m/s)
Aire a 0°C	331
Aire a 20°C	343
Agua	1290
Madera	1000-5000
Cemento	4000
Acero	4700-5000
Vidrio	5000-6000
Goma	40-150

Tabla 2.1

2.1.2.5. Periodo

El periodo es el tiempo que tarda una onda en realizar un ciclo completo. Es la inversa de la frecuencia y se mide en segundos.

$$Periodo = \frac{1}{frecuencia} ; [s]$$

(Fórmula 2.3)

2.1.2.6. Longitud de onda

La longitud de onda (λ) es la distancia que recorre una onda en el tiempo que dura un periodo. Depende de la velocidad de propagación y de la frecuencia.

$$\lambda = \frac{velocidad\ en\ el\ medio}{frecuencia} ; [m]$$

(Fórmula 2.4)

2.1.2.7. Frecuencia

En este apartado se incidirá más que en los demás ya que una parte importante del proyecto trata de procesar distintas bandas de frecuencias del sonido.

La frecuencia es la inversa del periodo y representa el número de ciclos efectuados en un segundo. Se mide en Hz y su símbolo es f .

A continuación aparece la fórmula que relaciona la frecuencia con el periodo.

$$f = \frac{1}{T} \text{ [Hz]}$$

(Fórmula 2.5)

Como se ha indicado en un apartado anterior, el oído humano solo es capaz de captar sonidos con frecuencias que estén dentro del espectro audible, o sea, los sonidos con frecuencias comprendidas entre los 20Hz y los 20kHz.

La clasificación de las frecuencias se suele hacer por tonalidades escogiendo rangos de frecuencias determinados. Conforme aumenta la frecuencia de un sonido aumenta su tonalidad.

El espectro audible suele dividirse en tres grupos de tonos dependiendo de su frecuencia:

- Tonos graves o bajos (inferiores a 250)
- Tonos medios (entre 250Hz y 2kHz)
- Tonos agudos o altos (superiores a 2kHz)

Los sonidos con frecuencias inferiores a las del espectro audible se denominan *infrasonidos*, y los que tienen frecuencias superiores son denominados *ultrasonidos*.

En la siguiente ilustración se muestra gráficamente lo comentado anteriormente.

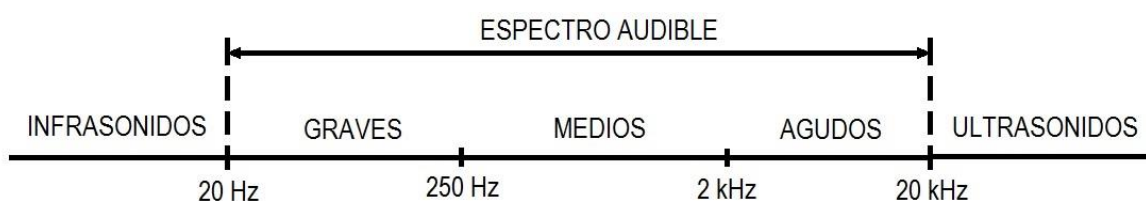


Ilustración 2.1

Una banda de frecuencias corresponde a un segmento del espectro audible. Por ejemplo los sonidos medios están en la banda de 250 Hz hasta 2 kHz.

En la siguiente tabla se muestra una tabla con las frecuencias de algunos instrumentos musicales.

Instrumento	Fundamental (Hz)	Armónicos (KHz)
Piano	28-4196	5-8
Bombo	30-147	1-6
Bajo acústico	41-294	1-5
Bajo eléctrico	41-300	1-7
Tuba	49-587	1-4
Fagot	62-587	1-7
Cello	65-698	1-6.5
Trombón	73-587	1-4
Guitarra acústica	82-988	1-15
Guitarra eléctrica	82-1319	1-3.5
Voz	87-392	1-12
Tambor	100-200	1-20
Saxo tenor	131-494	1-12
Viola	131-1175	2-8.5
Trompeta	165-988	1-7.5
Clarinete	165-1568	2-10
Saxo alto	175-698	2-12
Violín	196-3136	4-15
Saxo Soprano	247-1175	2-12
Oboe	261-1568	2-12
Flauta	261-2349	3-8
Platillos	300-587	1-15

Tabla 2.2

La frecuencia fundamental es la frecuencia natural más baja de un sistema oscilatorio.

Un sonido armónico tiene una frecuencia de valor múltiplo a la frecuencia fundamental y es uno de los principales parámetros que generan el timbre característico de un sonido.

2.2. Amplificadores operacionales

2.2.1. Introducción

El amplificador operacional es uno de los dispositivos electrónicos de mayor uso y versatilidad en aplicaciones lineales, goza de gran popularidad porque su costo es bajo y es fácil de utilizar. Permite construir circuitos útiles sin necesidad de conocer la complejidad de la circuitería interna. Los posibles errores de cableado no tienen consecuencias graves debido a que están provistos de circuitos internos para autoprotección. En definitiva se podría definir brevemente al amplificador operacional como un amplificador de alta ganancia con acoplamiento directo. En las siguientes secciones se explicarán en profundidad sus características más importantes.

2.2.2. Características de los amplificadores operacionales ideales

En este apartado se detallarán las características tanto internas como externas de los amplificadores operacionales.

2.2.2.1. Símbolos y terminales del circuito

El símbolo del amplificador operacional que aparece en la siguiente ilustración es un triángulo que apunta en la dirección del flujo de la señal.

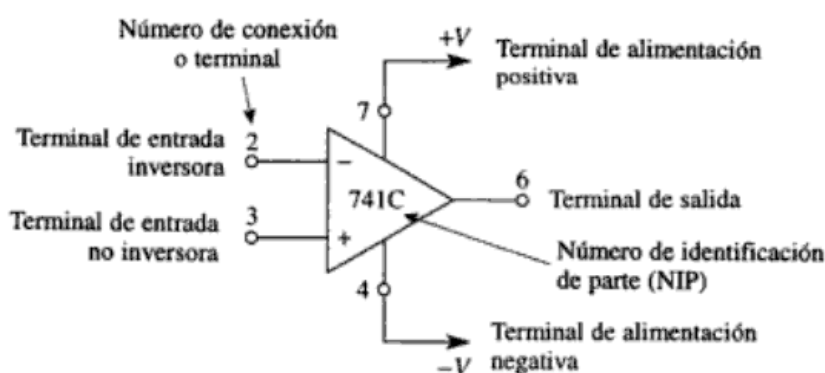


Ilustración 2.2

Este componente tiene un número de identificación de parte (NIP) colocado dentro del símbolo del triángulo. Este número designa al amplificador operacional con características específicas. El amplificador operacional también puede codificarse en un esquema o diagrama de circuito con un número de referencia por ejemplo UI, IC 101, etc, después el número de identificación de parte se pone dentro de la lista de

partes del esquema del circuito. Todos los amplificadores operacionales como mínimo cinco terminales:

- El terminal de alimentación positiva +Vcc o +V, en la patilla 7.
- El terminal de alimentación negativa -VEE o -V, en la patilla 4.
- El terminal de salida en la patilla 6.
- El terminal de entrada inversora (-) en la patilla 2.
- El terminal de entrada no inversora (+) en la patilla 3.

Algunos amplificadores operacionales de propósito general cuentan con más terminales especializados, los terminales que acabamos de mencionar se refieren al caso del circuito integrado LM741C que es el circuito integrado que se utilizará para implementar nuestro proyecto.

El voltaje de salida de un amplificador operacional es directamente proporcional al voltaje de entrada diferencial (o diferencia de voltaje) de pequeña señal. De este modo, el amplificador operacional puede modelarse como una fuente de voltaje controlada por voltaje; a continuación se muestra en la ilustración 1.2 el circuito equivalente.

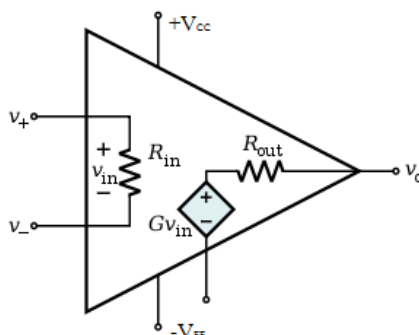


Ilustración 2.3

El voltaje de salida V_o es:

$$V_{out} = A_o v_d = A_o (v_+ - v_-)$$

(Fórmula 2.6)

Donde:

A_o = ganancia de voltaje a circuito abierto de señal pequeña

V_d = voltaje de entrada diferencial (o diferencia de voltaje) de pequeña señal

v_- = voltaje de señal pequeña en la terminal inversora con respecto a tierra

v_+ = voltaje de señal pequeña en la terminal no inversora con respecto a tierra

La resistencia de entrada R_{in} , es la resistencia equivalente entre las terminales de entrada diferencial. La resistencia de entrada de un amplificador operacional es muy alta, por consiguiente, la corriente de entrada consumida por el amplificador es muy pequeña (por lo general, del orden de los nA) y tiende a cero.

La resistencia de salida R_{out} es la resistencia equivalente de Thévenin. Por lo general, su valor varía de $10\ \Omega$ a $100\ \Omega$, con un valor característico de $75\ \Omega$. Sin embargo, su valor efectivo se reduce cuando se hacen conexiones externas; en tal caso, R_{out} puede omitirse en la mayor parte de las aplicaciones.

La ganancia de voltaje diferencial a circuito abierto A_o , es la ganancia de voltaje diferencial del amplificador sin componentes externos. Varía entre 10^4 y 10^6 , con un valor característico de 2×10^5 . Como el valor de A_o es muy grande, v_d se vuelve muy pequeño (por lo general del orden de los μV), y tiende a cero.

La característica de transferencia (v_o en función de v_d) se muestra en la siguiente ilustración.

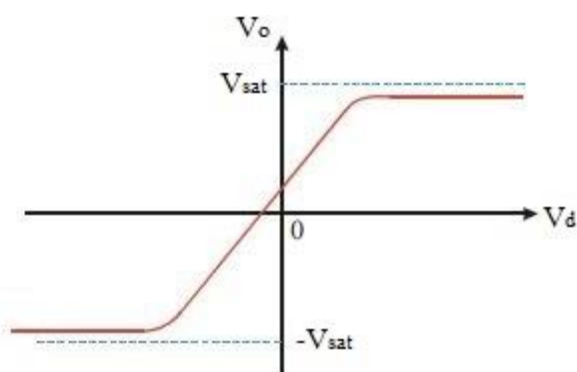


Ilustración 2.4

En realidad, el voltaje de salida no puede ser mayor que el voltaje de saturación positivo o negativo $\pm V_{sat}$ del amplificador operacional, el cual está dado por los voltajes

de alimentación $+V_{CC}$ y $-V_{EE}$, respectivamente. En general, el voltaje de saturación es 1 V menor que el voltaje de alimentación V_{CC} o V_{EE} . En consecuencia, el voltaje de salida es directamente proporcional al voltaje de entrada diferencial V_d pero sólo hasta que se alcanza el voltaje de saturación; a partir de este valor, el voltaje de salida permanece constante.

El análisis y el diseño de circuitos que emplean amplificadores operacionales se simplifican en gran medida si se supone que los amplificadores operacionales del circuito son ideales. Tal suposición permite representar de una manera aproximada el comportamiento del circuito con la finalidad de obtener los valores aproximados de sus componentes, de modo que se satisfagan algunas especificaciones de diseño. Si bien las características de los amplificadores operacionales reales se apartan de las características ideales, en la mayoría de las aplicaciones los errores introducidos por las desviaciones de las condiciones ideales son aceptables. En aplicaciones que requieren resultados precisos, se utiliza un modelo complejo del amplificador operacional.

2.2.2.2. Características del amplificador operacional ideal

- La ganancia de tensión a circuito abierto es infinita: $A_o = \infty$.
- La resistencia de entrada es infinita: $R_i = \infty$.
- El amplificador no extrae corriente: $i_i = 0$.
- La resistencia de salida es insignificante: $R_o = 0$.
- La ganancia A_o permanece constante y no depende de la frecuencia.
- La tensión de salida no varía con los cambios de la fuente de alimentación.
- El amplificador operacional es un amplificador diferencial, y debe amplificar la señal diferencial que aparece entre las dos terminales de entrada. Cualquier señal que sea común a las dos entradas (por ejemplo, ruido) no debe amplificarse y tampoco debe aparecer en la salida. Por tanto, la ganancia diferencial (producida por una señal diferencial) debe tender a infinito, y la ganancia en modo común (debida a una señal común) debe tender a cero. Generalmente, la condición se especifica en función de la relación de rechazo en modo común: $CMMR = \infty$.

2.2.2.3. Encapsulado y terminales

El amplificador operacional se fabrica en un diminuto chip de silicio y se encapsula en una caja adecuada. Conductores finos conectan el chip con terminales externos que salen de la cápsula del metal, plástico o cerámica. En la siguiente ilustración se muestran los encapsulados más comunes de los amplificadores operacionales.

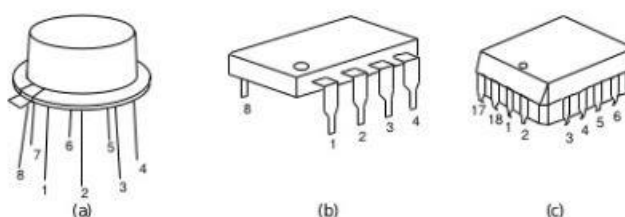


Ilustración 2.5

En el encapsulado de caja metálica de la ilustración 2.5 (a) el chip de silicio está unido a la placa metálica del fondo para facilitar la disipación de calor. La lengüeta identifica la pata 8 y las patas están numeradas en sentido contrario al de las manecillas del reloj cuando la caja metálica se ve desde arriba.

El conocido encapsulado doble en línea (DIP) de 8 patillas se muestra en la ilustración 2.5 (b). Se dispone en cápsulas de plástico o cerámica. Cuando se ve desde arriba un punto o muesca identifica la patilla 1 y los terminales están numerados en sentido contrario al de las manecillas del reloj.

Los circuitos integrados complejos que contienen muchos amplificadores operacionales y otros circuitos integrados pueden fabricarse hoy en una sola pastilla grande o bien interconectando muchas pastillas grandes y poniéndolas en una sola cápsula. Para facilitar la fabricación y el armado unas lengüetas sustituyen las terminales. A la estructura resultante se le llama tecnología de montaje de superficie (SMT) y se muestra en la ilustración 2.5 (c). Estos encapsulados ofrecen mayor densidad de circuito para un encapsulado de tamaño determinado. Además, estos dispositivos tienen menos ruido y mejores características en frecuencia.

Actualmente los fabricantes combinan en un solo dibujo el símbolo del circuito de un amplificador operacional con el encapsulado. En la siguiente imagen se muestran como ejemplo dos tipos de encapsulados que aloja el amplificador operacional 741.

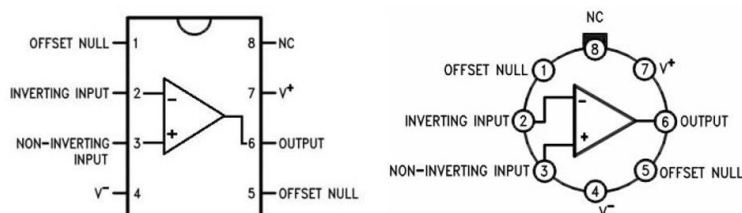


Ilustración 2.6

Si se comparan las dos imágenes se puede observar que los esquemas de numeración son idénticos para los dos encapsulados. En el caso del Mini DIP de 8 patillas, la patilla 1 se identifica mediante un punto o una muesca y en el caso del encapsulado metálico circular la patilla se identifica mediante una lengüeta, cuando la figura se ve desde arriba, la numeración de las patillas se realiza en sentido contrario al de las agujas del reloj.

2.2.2.4. Estructura interna del amplificador operacional.

Los amplificadores operacionales suelen estar formados por las siguientes etapas:

- *Una etapa amplificadora de entrada diferencial y salida diferencial:* Define las características de entrada del AO. Suele ser un AD (Amplificador diferencial) basado: 1. En transistores bipolares simples o en montaje Darlington para disminuir las corrientes de entrada. 2. Transistores FET que aumentan la impedancia de entrada.
- *Una segunda etapa de entrada diferencial y salida asimétrica:* Aumenta la ganancia diferencial y adapta los niveles de continua para acoplar la salida a la siguiente etapa.
- *Una etapa intermedia:* Provee ganancia de potencia y adapta los niveles de continua. Además, limita el ancho de banda total del amplificador en bucle

abierto que garantiza su estabilidad. Suele consistir en un amplificador en emisor común.

- *Una etapa de salida:* Suele ser un amplificador de corriente que disminuye la impedancia de salida para poder alimentar cargas relativamente bajas con protección contra sobre-corriente.

2.2.2.5. Parámetros de los amplificadores operacionales

La mayoría de los amplificadores operacionales usan un par acoplado diferencial como etapa de entrada. Los amplificadores operacionales reales exhiben características que se desvían de manera importante de las características ideales, a continuación explicaremos las más importantes.

- ***Impedancia de entrada***

Es la resistencia medida entre las terminales inversora y no inversora del amplificador operacional. Esta resistencia, por lo general de $2\text{ M}\Omega$, determina la magnitud de corriente de entrada consumida por el amplificador operacional con una tensión de entrada diferencial.

- ***Impedancia de salida***

La impedancia de salida es la resistencia equivalente de Thévenin, medida entre el terminal de salida del amplificador operacional y tierra, o un punto común. Por lo general la impedancia de salida tiene un valor de $75\ \Omega$ y reduce el voltaje de salida cuando se conecta una resistencia de carga.

- ***Capacitancia de entrada***

La capacitancia de entrada es la capacitancia equivalente, medida en una de los terminales de entrada con el otro terminal conectado a tierra o a un punto común. Su valor suele ser de 1.4 pF y limita los tiempos de encendido y retraso de un amplificador operacional.

- **Relación de rechazo al modo común (CMMR)**

Puesto que un amplificador operacional es un amplificador diferencial, debe amplificar la tensión diferencial entre los terminales de entrada. Cualquier señal (por ejemplo, ruido) que aparezca al mismo tiempo en ambas entradas no debe ser amplificada. V_1 y V_2 son los voltajes de entrada en los terminales inversor y no inversor.

La habilidad de un amplificador operacional para rechazar la señal de modo común se define por medio de un criterio de funcionamiento denominado *relación de rechazo al modo común*, CMMR, la cual se define como la magnitud de la relación de las ganancias de tensión, es decir:

La relación de rechazo al modo común se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right| (dB)$$

Siendo:

Ganancia de tensión diferencial: $A_d = \frac{A_1 - A_2}{2}$

Ganancia de tensión de modo común: $A_c = A_1 + A_2$

(Fórmula 2.7)

- **Ganancia de tensión para gran señal**

El amplificador operacional amplifica el voltaje diferencial entre sus terminales de entrada y, en general, el efecto de la señal de modo común sobre el voltaje de salida es insignificante. La *ganancia de tensión para gran señal* es la ganancia en tensión diferencial del amplificador operacional, conocida simplemente como *ganancia de tensión* y se define como:

$$\text{Ganancia de tensión } A_o = \frac{\text{Tensión de salida}}{\text{Tensión diferencial de entrada}} = \frac{v_o}{v_d}$$

(Fórmula 2.8)

A_o también se conoce como *ganancia de tensión en lazo abierto* del amplificador operacional, y su valor es aproximadamente igual al de la *ganancia de tensión diferencial*.

- **Tiempo de subida**

El *tiempo de subida* es el tiempo requerido para que la tensión de salida cambie del 10% al 90% del valor de estado estable. Si se supone que la ganancia de tensión del amplificador es unitaria, la tensión de salida generada por una tensión de entrada escalón V_s se expresa como:

$$v_o = v_s(1 - e^{-t/\tau})$$

donde: τ es la constante de tiempo.

(Fórmula 2.9)

El tiempo de subida está relacionado con la constante de tiempo τ por:

$$t_r = 2,2\tau$$

(Fórmula 2.10)

- **Ganancia en tensión en lazo abierto y ancho de banda**

La ganancia en voltaje diferencial de un amplificador operacional alcanza su valor más grande con corriente continua o a frecuencias bajas, por lo que la ganancia disminuye en función de la frecuencia. En la siguiente ilustración se representa una respuesta en frecuencia característica.

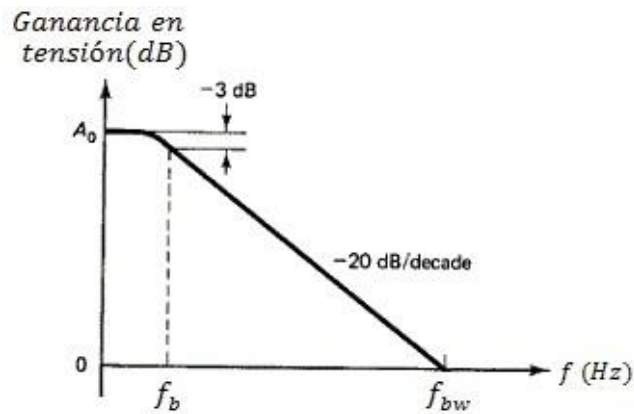


Ilustración 2.7

La ganancia se reduce uniformemente con una pendiente de -20 dB/década. Los amplificadores operacionales diseñados con compensación interna son capaces de mantener esta pendiente sin necesidad de componentes externos. En general, la ganancia en voltaje de un amplificador operacional con compensación interna a la frecuencia f se expresa como:

$$A_o(j\omega) = \frac{A_o}{1 + \frac{j\omega}{\omega_b}} = \frac{A_o}{1 + \frac{jf}{f_b}}$$

donde:

A_o = ganancia en corriente continua (por lo general tiene un valor de 2×10^5).

f_b = frecuencia de corte en Hz.

(Fórmula 2.11)

Con $f \gg f_b$ la ecuación anterior se reduce a:

$$A_o(j\omega) = \frac{A_o}{\frac{jf}{f_b}} = \frac{A_o f_b}{jf}$$

(Fórmula 2.12)

La magnitud de esta ganancia se vuelve unitaria (o de 0 dB) cuando $f = f_{bw}$, es decir:

$$f_{bw} = A_o f_b$$

(Fórmula 2.13)

De aquí obtenemos la definición de ancho de banda de ganancia unitaria.

La frecuencia de 3 dB puede relacionarse con la constante de tiempo τ , o con el tiempo de subida t_r de la siguiente manera:

$$f = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{2,2}{2\pi t_r} = \frac{0,35}{t_r}$$

(Fórmula 2.14)

Por consiguiente, la respuesta en frecuencia es inversamente proporcional al tiempo de subida t_r . La frecuencia de entrada f_s , debe ser menor que la frecuencia máxima del amplificador operacional; de lo contrario, la tensión de salida se distorsiona.

- ***Slew-rate***

El *slew-rate* o velocidad de respuesta es la rapidez máxima de aumento del voltaje de salida por unidad de tiempo, y se mide en V/ μ s. Si se aplica un voltaje de entrada escalón a un amplificador operacional, la salida no aumenta tan rápido como la entrada porque los capacitores internos requieren tiempo para cargarse al nivel del voltaje de salida. El *slew-rate* es una medida de la rapidez con la que el voltaje de salida de un amplificador operacional cambia, como consecuencia de un cambio en la frecuencia de entrada. La velocidad de respuesta depende de la ganancia en voltaje, aunque normalmente se especifica para una ganancia unitaria.

- ***Límite de la tensión de entrada***

La tensión de entrada máxima al amplificador operacional no puede ser mayor que la tensión máxima de alimentación y es un dato que aparece en la hoja de características. Puesto que en la hoja de características también se especifica la impedancia de entrada, el límite de la corriente de entrada viene dado por el límite de la tensión de entrada.

- ***Límite de la tensión de salida***

La tensión de salida es 3 o 4 voltios menor que la tensión de alimentación debido a la saturación del amplificador operacional y depende de la corriente de carga. La corriente de carga máxima es igual a la corriente de salida en cortocircuito, este valor también aparece en la hoja de características.

2.3. Filtros activos

En este apartado se explicarán los conceptos más importantes de los filtros activos.

2.3.1. Introducción

Un filtro es un circuito diseñado para dejar pasar una banda de frecuencias especificada, mientras atenúa todas las señales fuera de esta banda. También puede realizar la función inversa, es decir, anular una banda de frecuencias dejando pasar todas las demás.

Los filtros pueden ser activos o pasivos. Los filtros pasivos contienen sólo resistencias, inductancias y condensadores. Los filtros activos emplean transistores o amplificadores operacionales, resistencias, inductancias y condensadores. Las inductancias no se utilizan a menudo en los filtros activos, debido a que son voluminosas, costosas y pueden tener componentes resistivos grandes.

2.3.2. Comparación entre filtros activos y filtros pasivos

En los circuitos electrónicos se utilizan tanto filtros activos como pasivos. A continuación se indican las ventajas e inconvenientes de los filtros activos frente a los filtros pasivos.

2.3.2.1. Ventajas de los filtros activos frente a los filtros pasivos

En los circuitos electrónicos se utilizan tanto filtros activos como pasivos. A continuación se indican las ventajas e inconvenientes de los filtros activos frente a los filtros pasivos.

- **Flexibilidad en el ajuste de ganancia y frecuencia**

Dado que los amplificadores operacionales proporcionan una ganancia en voltaje, la señal de entrada en los filtros activos no se ve atenuada, como en los filtros pasivos. Los filtros activos son fáciles de ajustar o sintonizar.

- **Efecto de no carga**

Debido a la alta resistencia de entrada y a la baja resistencia de salida de los amplificadores operacionales, los filtros activos no provocan efecto de carga en la fuente de entrada o en la carga.

- **Costo y tamaño**

Los filtros activos son menos costosos que los pasivos por la disponibilidad de los amplificadores de bajo costo y porque no utilizan bobinas.

- **Reducción de efectos parásitos**

Los efectos parásitos se reducen en los filtros activos por el menor tamaño de éstos.

- **Integración digital**

Los filtros analógicos y los circuitos digitales se pueden incluir en el mismo circuito integrado.

- ***Funciones de filtrado***

Los filtros activos son capaces de realizar más funciones de filtrado que los filtros pasivos.

- ***Ganancia***

Un filtro activo puede proporcionar una ganancia, mientras que el filtro pasivo a menudo exhibe una pérdida significativa.

2.3.2.2. Inconvenientes de los filtros activos frente a los pasivos

- ***Ancho de banda***

Los componentes activos tienen un ancho de banda finito, que limita las aplicaciones de los filtros activos al rango de frecuencia de audio. Los filtros pasivos no tienen esa limitación en frecuencia y pueden usarse hasta frecuencias aproximadamente de 500 MHz.

- ***Derivas***

Los filtros activos son sensibles a las derivas de los componentes, ocasionados por las tolerancias de fabricación o cambios ambientales; en contraste, los filtros pasivos se ven menos afectados por tales factores.

- ***Distorsión***

Los filtros activos sólo puede manejar un rango limitado de magnitud de la señal; más allá de este rango, introducen distorsiones inaceptables.

- ***Ruido***

Los filtros activos utilizan resistores y elementos activos, los cuales producen ruido eléctrico.

En general, las ventajas de los filtros activos sobrepasan sus desventajas en aplicaciones de comunicación de voz y transmisión de datos. Los filtros activos se utilizan en casi todos los sistemas electrónicos complejos en aplicaciones de

comunicación y procesamiento de señales, tales como televisión, teléfono, radar, satélites espaciales y equipo biomédico. Aunque los filtros pasivos todavía son muy utilizados, los filtros activos superan en aplicaciones a los pasivos.

2.3.3. Tipos de filtros activos

Los filtros activos se pueden clasificar en función de su función de transferencia o de la banda de paso:

2.3.3.1. Tipos de filtros activos según su función de transferencia

- **Filtros de primer orden**

Los filtros de primer orden presentan una variación de 20 dB/dec, o sea, que para frecuencias superiores a la de corte, la amplitud de salida se reducirá con una pendiente de 20 dB/dec.

Su función de transferencia es:

$$\text{Pasa baja: } H(s) = H_0 \frac{\omega_H}{\omega_H + s}$$

$$\text{Pasa alta: } H(s) = H_\infty \frac{s}{s + \omega_L}$$

(Fórmula 2.15)

- **Filtros de segundo orden**

Este tipo de filtros presentan una variación de 40 dB/dec. en la salida.

Su función de transferencia es:

$$\text{Pasa baja: } H(s) = H_0 \frac{\omega_H^2}{s^2 + \frac{\omega_H}{Q}s + \omega_H^2}$$

$$\text{Pasa alta: } H(s) = H_\infty \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_L}{Q}s + \omega_L^2}$$

(Fórmula 2.15)

Siendo Q el factor de calidad.

El factor de calidad Q mide la eficacia del filtro, en otras palabras, cuantifica la selectividad en frecuencia del filtro. Cuanto mayor sea el valor de Q más selectivo será el filtro.

Los filtros de órdenes superiores permiten 60 dB/dec o más en la banda de paso, esto se consigue normalmente montando en cascada filtros de órdenes inferiores. En la siguiente imagen podemos apreciar la diferencia de las pendientes en la salida del filtro según su orden. Cuanto mayor es el orden del filtro, mayor es la pendiente con la que desciende la señal de salida.

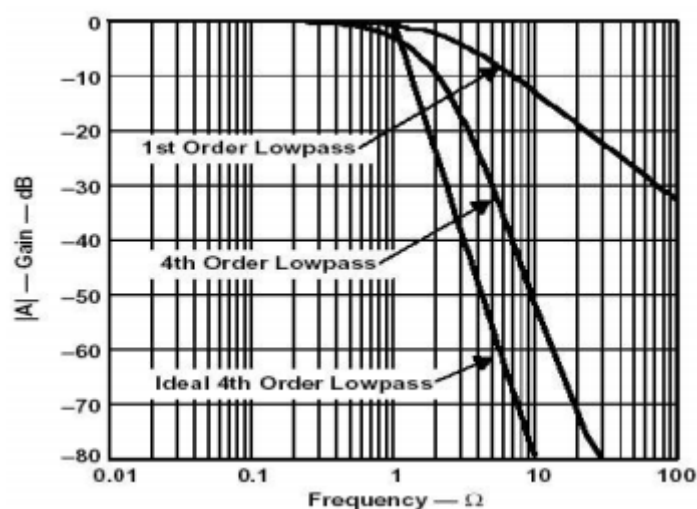


Ilustración 2.8

2.3.3.2. Tipos de filtros activos según su banda de paso

Teniendo en cuenta las bandas de paso de los filtros activos los podemos clasificar como filtros pasa-baja, filtros pasa-alta, filtros pasa-banda o filtros elimina-banda. A continuación se explica con detalle cada uno de ellos.

- **Filtro pasa-baja**

Un filtro pasa-bajas es un filtro que deja pasar las señales con frecuencias inferiores a la frecuencia de corte f_c y atenúa las frecuencias superiores a la misma, se representa con el siguiente símbolo.

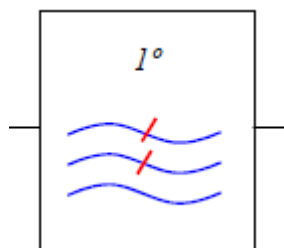


Ilustración 2.9

En este caso está representado un filtro pasa-bajas de primer orden, si el filtro a representar fuera de un orden diferente habría que indicar el orden del mismo con el número que hay dentro del recuadro. De aquí en adelante se tendrá en cuenta cuando se representen los siguientes filtros con este símbolo.

En la siguiente ilustración se muestra la salida de un filtro pasa-bajas ideal y de un filtro pasa-bajas real.



Ilustración 2.10

Como se puede ver, por encima de la frecuencia de corte, el circuito de retardo reduce la tensión en la entrada no inversora. Como el circuito de retardo RC está fuera del lazo de realimentación, la tensión de salida disminuye a una velocidad que depende del orden del filtro.

El rango de frecuencias bajas de 0 a f_c se conoce como *banda de paso* o *ancho de banda* y el rango de frecuencias desde f_c hasta infinito se conoce como *banda de atenuación completa*.

En la siguiente ilustración se muestra un filtro pasa-bajas no inversor de primer orden de uso común.

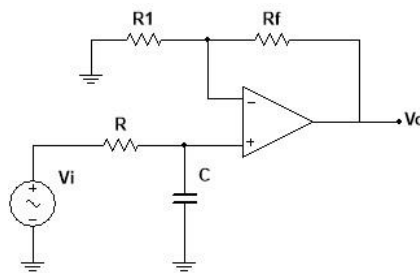


Ilustración 2.11

El amplificador operacional funciona como amplificador no inversor, el cual tiene como características una impedancia de entrada muy alta y una impedancia de salida muy baja.

La ganancia en tensión por debajo de la frecuencia de corte viene dada por:

$$A_v = \frac{R_f}{R_1} + 1$$

(Fórmula 2.16)

La frecuencia de corte viene dada por la expresión:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

(Fórmula 2.17)

- **Filtro pasa-altas**

El filtro pasa-altas deja pasar las señales con frecuencias superiores a la frecuencia de corte y atenúa la tensión de salida para todas las señales con frecuencias menores a dicha frecuencia. Se representa con el siguiente símbolo.

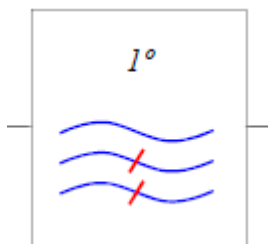


Ilustración 2.12

La magnitud de la tensión de salida es constante en el intervalo de frecuencias desde f_0 hasta infinito. En la siguiente ilustración se muestra la salida de un filtro pasa-altas ideal y de un filtro pasa-altas real.

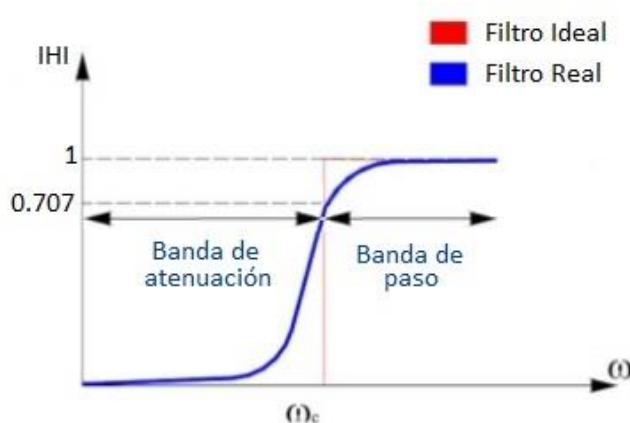


Ilustración 2.12

En este circuito ocurre lo mismo que en el filtro pasa-bajas pero a la inversa. Muy por debajo de la frecuencia de corte, el circuito RC reduce la tensión en la entrada no inversora. Como el circuito de retardo RC está fuera del lazo de realimentación, la tensión de salida disminuye a una velocidad de 20 dB por década.

La siguiente ilustración muestra un filtro pasa-altas de primer orden no inversor.

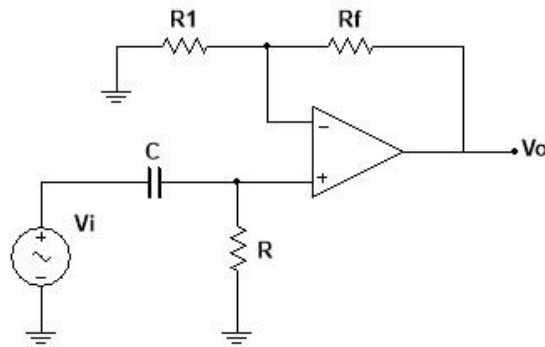


Ilustración 2.13

La ganancia en tensión por encima de la frecuencia de corte viene dada por la expresión:

$$A_v = \frac{R_f}{R_1} + 1$$

(Fórmula 2.18)

La frecuencia de corte viene dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

(Fórmula 2.19)

- **Filtro pasa-banda**

El filtro pasa-banda permite pasar solo una banda de frecuencias comprendida entre una *frecuencia de corte inferior* f_L y una *frecuencia de corte superior* f_H , de modo que $f_H > f_L$, cualquier frecuencia que esté fuera de este rango será atenuada.

El símbolo para un filtro pasa banda de primer orden está representado en la siguiente ilustración.

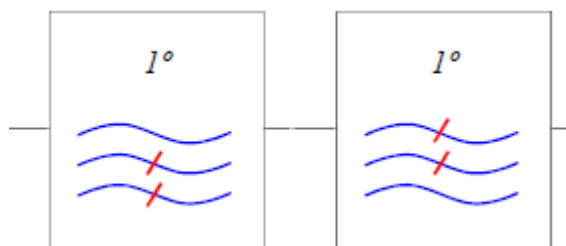


Ilustración 2.14

En la siguiente ilustración se muestra la salida de un filtro pasa-banda ideal y de un filtro pasa-banda real.

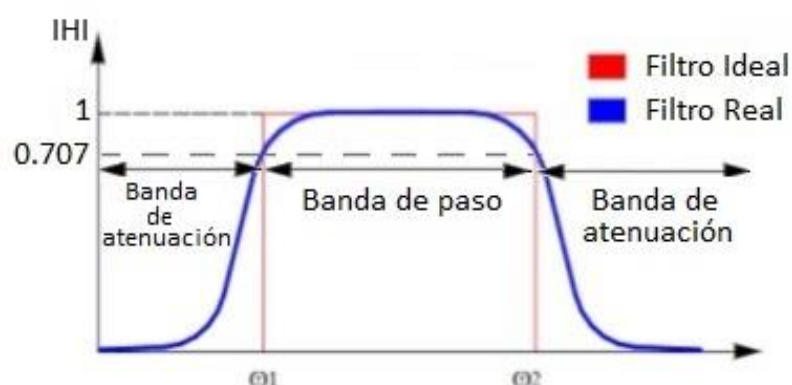


Ilustración 2.15

Los filtros pasa banda se pueden configurar de dos formas diferentes, con dos amplificadores operacionales o con un solo amplificador operacional.

El filtro pasa banda con dos amplificadores operacionales consiste en un filtro pasa bajas y un filtro pasa altas conectados en cascada, de modo que solo pasarían las frecuencias superiores a la frecuencia de corte del filtro pasa altas y las frecuencias inferiores a la frecuencia de corte del filtro pasa bajas.

La configuración que se ha elegido para nuestro proyecto son filtros pasa banda con un amplificador operacional ya que así se simplifica el circuito, además se produce un ahorro económico al emplear menos componentes. A continuación se explicará el funcionamiento del filtro pasa banda con un amplificador operacional.

- **Filtro pasa banda con un amplificador operacional**

El filtro pasa banda con un amplificador operacional es el circuito que se va a utilizar para el filtrado de la señal de audio. En la ilustración anterior se ha podido observar la respuesta en frecuencia de un filtro de estas características.

Este filtro utiliza solo un amplificador operacional en el modo inversor. Como posee dos trayectorias de realimentación, también se le conoce como *filtro de realimentación múltiple*. En la siguiente ilustración se puede observar el esquema de este filtro.

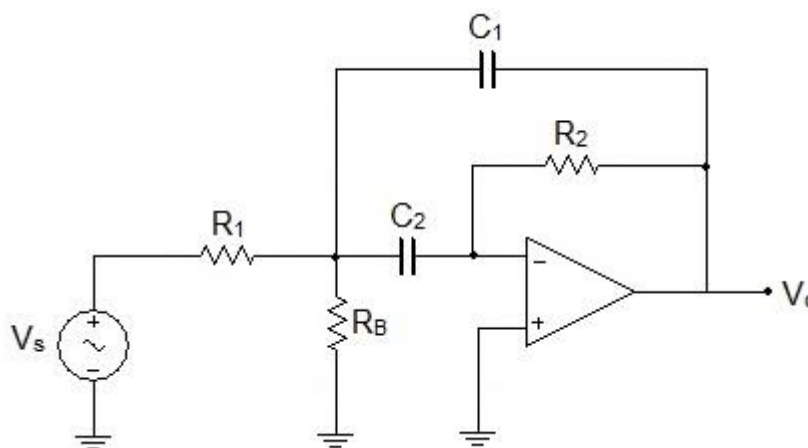


Ilustración 2.16

Ya que este es la configuración de filtro que se va a utilizar para el montaje, en la memoria descriptiva se explicará el método para diseñarlo y se indicarán las fórmulas necesarias para calcular los componentes a utilizar.

- **Filtro elimina-banda**

El filtro elimina-banda es el complemento del filtro pasa-banda. Este filtro atenúa completamente todas las frecuencias comprendidas entre f_L y f_H y deja pasar todas las demás frecuencias.

3. MEMORIA DESCRIPTIVA

En este apartado se explicarán los pasos a seguir para implementar el circuito, para ello se explicará el funcionamiento de cada etapa y posteriormente se indicarán los pasos a seguir para diseñar y calcular los componentes necesarios para implementar las diferentes partes del circuito.

En primer lugar se hará una descripción del circuito mediante un diagrama de bloques y posteriormente se explicará cada bloque por separado.

3.1. Diagrama de bloques

En la siguiente ilustración se muestra el diagrama de bloques del circuito y sus diferentes etapas.

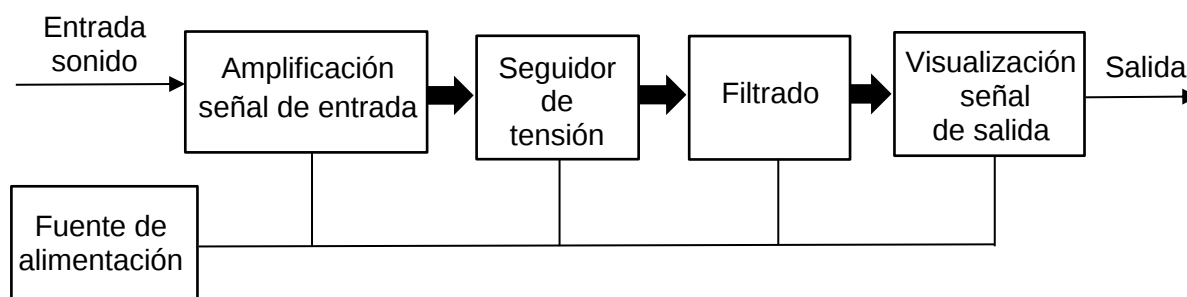


Ilustración 3.1

El funcionamiento del circuito es el siguiente: Se tiene una señal de audio de entrada la cual se amplifica y se filtra mediante filtros pasa banda para dividirla en cinco canales con rangos de frecuencias distintas. Tras pasar por la etapa de filtrado se obtienen cinco señales distintas cada una dentro de un rango de frecuencias determinado, estas señales serán decodificadas mediante el circuito integrado LM3916 para posteriormente visualizar el nivel de las mismas en displays lineales de leds. Tras la etapa de visualización se encuentra la salida por la cual se obtiene la señal que previamente se ha visualizado. En la etapa de salida se conectarán luces o focos para que se enciendan y se apaguen al ritmo de la musica, si el tipo de foco que se vaya a conectar lo necesita, habrá que añadirle un circuito de potencia externo.

A continuación se explicará detalladamente cada bloque por separado.

3.2. Entrada

A través de la entrada se recibe la señal de sonido procedente de una fuente sonora. La amplitud de la señal de entrada variará dependiendo de la fuente que proporcione el sonido, por lo cual tras la entrada se sitúa la etapa amplificadora para adecuar la amplitud de la señal a las exigencias de nuestro circuito.

3.3. Etapa amplificadora

En esta etapa se amplifica la señal de sonido recogida en la entrada. El motivo de incluir una etapa amplificadora en el circuito es debido a que no todas las fuentes de sonido nos van a proporcionar una señal de entrada con la misma amplitud. Se incluye una etapa amplificadora con ganancia variable para adaptar la señal de entrada a las exigencias de nuestro circuito.

La etapa amplificadora se compone de un amplificador no inversor. En la siguiente ilustración se muestra la imagen del amplificador no inversor con ganancia variable.

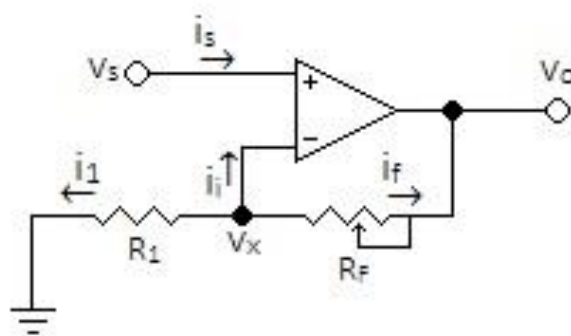


Ilustración 3.2

Para que el amplificador sea de ganancia variable se sustituye la resistencia R_f por un potenciómetro, así el amplificador nos proporcionará una ganancia de valor comprendido entre un valor máximo y otro valor mínimo, los cuales se calcularán a continuación. El procedimiento para calcular la ganancia es el mismo que para el amplificador no inversor, el cual se ha indicado en un capítulo anterior.

Aplicando las leyes de Kirchhoff se obtiene:

$$v_s = v_x + v_d$$

$$v_d = v_s - v_x$$

(Fórmula 3.1)

Suponiendo que el amplificador operacional es ideal: $v_d=0$, $i_s \approx 0$ y $A_o = \infty$. La tensión v_x en el terminal inversor es:

$$v_x = v_s - v_d \approx v_s$$

(Fórmula 3.2)

Cuando aplicamos kirchhoff en el terminal inversor obtenemos:

$$i_1 = i_f - i_i = 0$$

(Fórmula 3.3)

Al suponer que es el amplificador es ideal:

$$i_i = 0 \rightarrow i_1 = -i_f$$

$$\frac{v_x}{R_1} = -\frac{v_x - v_o}{R_F} \quad o \quad \frac{v_s}{R_1} = -\frac{v_s - v_o}{R_F}$$

Simplificando:

$$v_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) v_s$$

(Fórmula 3.4)

Reordenando términos se obtiene la expresión de la ganancia de tensión en lazo cerrado:

$$A_f = \frac{v_o}{v_s} = 1 + \frac{R_F}{R_1}$$

(Fórmula 3.5)

Como se ha indicado anteriormente, se obtiene una ganancia máxima y una ganancia mínima la cuales corresponden con los valores máximo y mínimo del potenciómetro.

La ganancia máxima que se necesita obtener para cubrir nuestras necesidades es de 20, lo que quiere decir que cuando el potenciómetro esté en la posición en la que el valor de su resistencia se el máximo, el valor de la tensión de salida sea igual al valor de la tensión de entrada multiplicado por 20.

3.4. Seguidor de tensión

Un seguidor de tensión de tensión es un circuito realizado con un amplificador operacional en el cual se obtiene a la salida la misma tensión que hay en la entrada. En la siguiente ilustración se muestra su configuración.

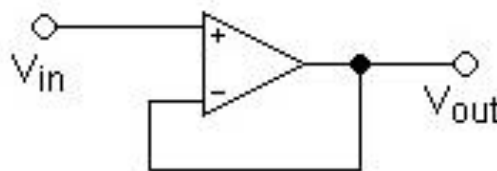


Ilustración 3.3

Las características principales de un seguidor de tensión es que tiene una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida.

En nuestro circuito se utilizará como una etapa intermedia o *de aislamiento* entre la etapa amplificadora y los filtros activos y tendrá la función de adaptador de impedancias de dichas etapas.

3.5. Etapa de filtrado

Esta etapa está formada por cinco canales en cada uno de los cuales se encuentra un filtro activo para seleccionar un rango de frecuencias determinado. En la siguiente ilustración se muestra el diagrama de bloques de esta etapa.

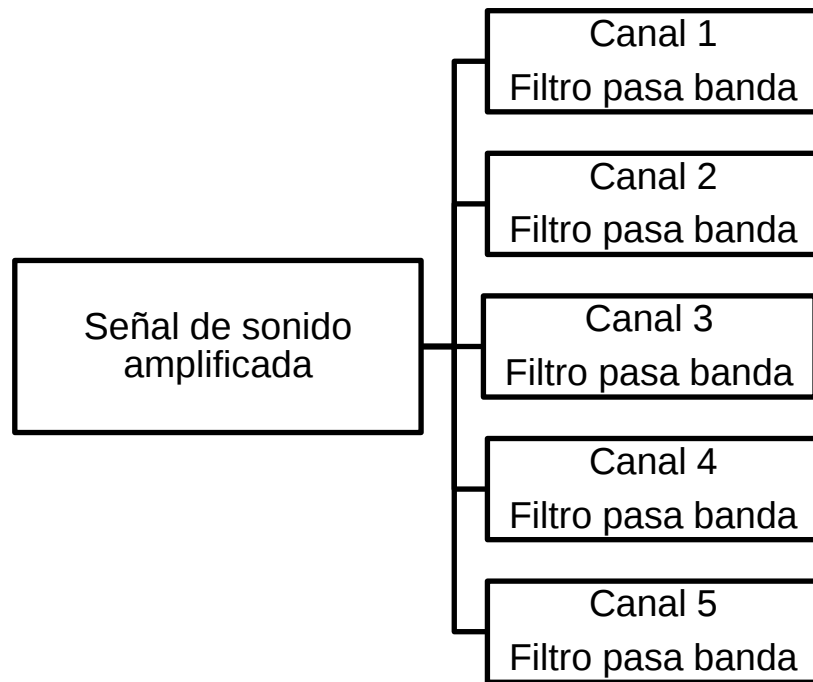


Ilustración 3.4

La configuración de los filtros será la siguiente:

- 1 filtro para frecuencias bajas o graves
- 3 filtros para frecuencias medias
- 1 filtro para frecuencias altas o agudas

Los filtros seleccionarán los siguientes rangos de frecuencias:

- Filtro 1 → [60 Hz – 250 Hz]
- Filtro 2 → [250 Hz – 600 Hz]
- Filtro 3 → [600 Hz – 1 kHz]
- Filtro 4 → [1 kHz – 2 kHz]
- Filtro 5 → [2 kHz – 16 kHz]

3.5.1. Diseño de los filtros pasa banda

Para nuestro circuito se utilizaran filtros pasa banda conocidos como filtros de realimentación múltiple. Estos filtros se implementan con solo un amplificador operacional. Se ha elegido esta configuración ya que se obtiene el resultado que necesitamos utilizando el mínimo número de componentes posible. En la siguiente imagen se muestra el esquema de un filtro de realimentación múltiple.

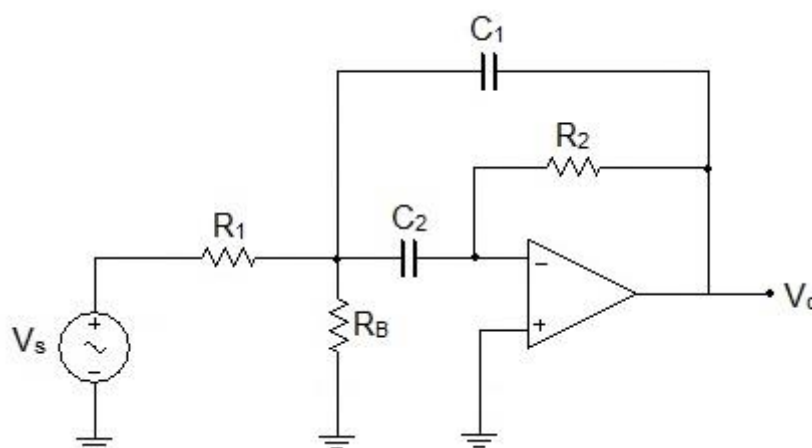


Ilustración 3.5

A continuación se muestra a modo de ejemplo una imagen extraída del apartado de simulaciones de la respuesta que debe ofrecer un amplificador pasa banda. El oscilograma pertenece al filtro pasa banda que hay en el canal 1 de nuestro circuito y el rango de frecuencias en el que trabaja es desde 60 Hz hasta 250 Hz.

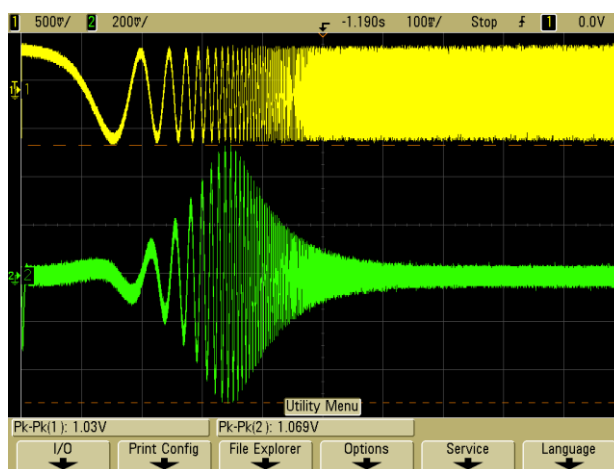


Ilustración 3.6

Como se puede apreciar en el oscilograma hay dos señales, la señal superior (canal 1) corresponde a la señal de entrada al filtro que realiza un barrido en frecuencias desde 1 Hz hasta 1 MHz y la señal inferior (canal 2) corresponde a la señal de salida del filtro, en ella se puede observar que hay un rango de frecuencias donde el filtro deja pasar la señal y por debajo y por encima de ese rango el filtro atenúa la señal. En el apartado de simulaciones se explicará en profundidades el funcionamiento de los filtros de cada canal.

El procedimiento que se seguirá para diseñar el filtro y calcular los valores de sus componentes es el siguiente:

- Se selecciona la frecuencia de corte inferior y la frecuencia de corte superior que delimitan el rango de frecuencias del filtro, tras haber fijado estos parámetros, se calcula la frecuencia central con las fórmulas que se exponen a continuación.

$$f_c = \sqrt{f_H f_L}$$

Siendo:

f_c : frecuencia central

f_L : frecuencia de corte inferior

f_H : frecuencia de corte superior

(Fórmula 3.6)

- Se fija el valor de Q que adecúe la respuesta del filtro a las necesidades de nuestro proyecto.
- Se fija el valor de K dependiendo de la ganancia que se desee obtener.
- Se fijan los valores de los condensadores para después calcular los valores de las resistencias. En nuestro caso se dará el mismo valor a los dos condensadores para simplificar cálculos. A continuación se muestran las ecuaciones para calcular las resistencias.

siendo: $C = C_1 = C_2$

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_c CK} \quad (\text{Fórmula 3.7})$$

$$R_2 = \frac{Q}{\pi f_c C} \quad (\text{Fórmula 3.8})$$

$$R_B = \frac{Q}{2\pi f_c C(2Q^2 - K)} \quad (\text{Fórmula 3.9})$$

Tras haber calculado los componentes necesarios ya se podrá implementar el filtro que seleccione el rango de frecuencias deseado.

3.6. Visualización de la señal de salida

En este apartado se explicará el proceso mediante el cual es visualizada la tensión de salida.

Hay dos elementos fundamentales en la etapa de visualizado, uno es el decodificador LM3916 y el otro es el display lineal de leds donde se visualiza la señal de salida de nuestro circuito.

3.6.1. Circuito integrado LM3916

En primer lugar se explicará el funcionamiento del circuito integrado LM3916 . En la siguiente ilustración aparece el circuito interno del circuito integrado.

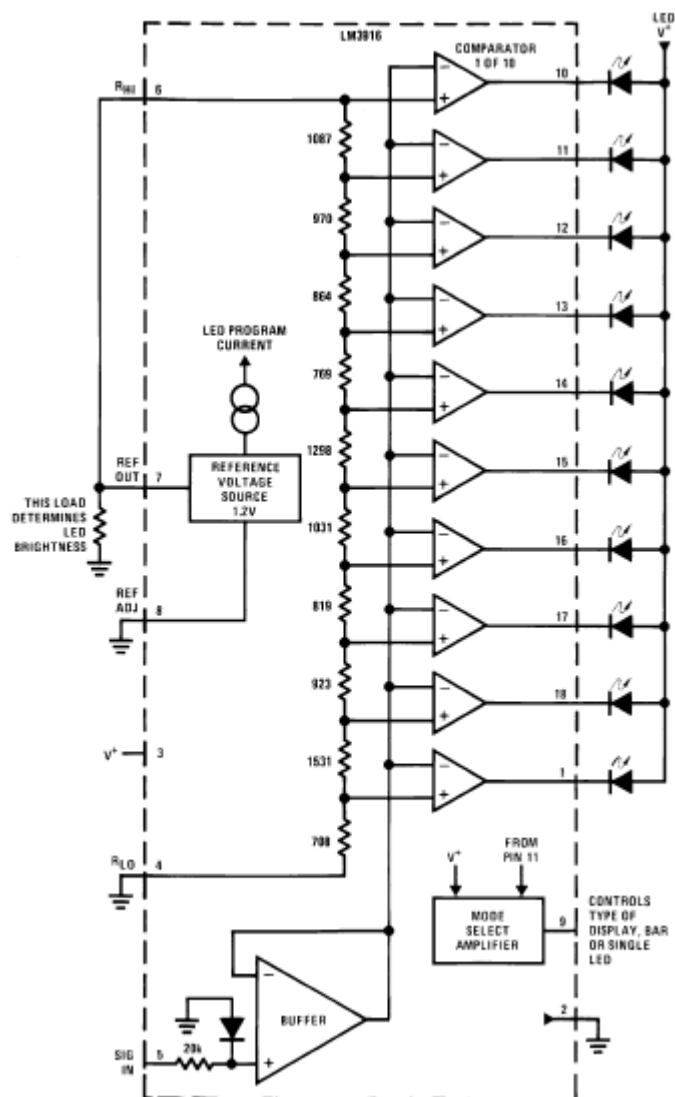


Ilustración 3.6

El LM3916 es un circuito integrado de 18 patillas y está diseñado para visualizar el valor de una señal comparada con un valor de referencia en una escala de 10 valores. Hay diez comparadores y un amplificador seguidor de tensión a la entrada.

El circuito tiene una tensión de referencia y se irá dividiendo en cada divisor de tensión formado por las resistencias, con lo cual, a la entrada de cada comparador tendremos una tensión de referencia diferente. Tiene diez comparadores conectados en cascada, cada uno de ellos compara la tensión de referencia (patilla 6) con el nivel de tensión que hay en la entrada (patilla 5).

Cuando la tensión que haya en la entrada sea superior a la tensión de referencia del comparador, en la salida se tendrá un nivel bajo de tensión y el led conectado a

esa salida se encenderá ya que esta configuración hace que los leds se activen a nivel bajo. A medida que varía la tensión de entrada se van encendiendo y apagando los leds.

El circuito integrado LM3916 funciona por defecto en modo punto, para que visualice la señal en modo barra se debe conectar la patilla 9 a la tensión de alimentación (patilla 3). En nuestro caso se ha conectado el circuito para que funcione en modo barra.

Es importante colocar resistencias limitadoras entre las salidas del circuito integrado y el display de leds para evitar que toda la tensión caiga en el integrado, estas resistencias realizarán la función de protección, por lo cual no tienen un valor fijo, en nuestro caso se colocarán resistencias de $470\ \Omega$ ya que es un valor intermedio.

3.6.2. Display lineal de leds

Este elemento se utilizará para visualizar la señal proveniente del circuito integrado LM3916. Los displays que se utilizarán en el circuito son displays lineales de leds de 20 patillas que cuentan con 10 leds verdes en su interior, cuanto mayor sea la amplitud de la señal de salida mayor número de leds se encenderán y así se podrá observar en tiempo real la amplitud de la señal de salida. El display que se ha elegido para implementar en nuestro circuito es el modelo KINGBRIGHT DC-10GWA.

Como se ha comentado en el apartado anterior, es necesario colocar resistencias limitadoras entre el LM3916 y el display de leds para que toda la tensión no caiga en el circuito integrado y así evitar llevar llevarlo al límite de su funcionamiento.

Para consultar sus parámetros y características se adjunta en el apartado de anexos sus hojas de características.

3.7. Salida

Esta es la etapa final del circuito y es donde se conectarán las luces o focos para que se enciendan y se apaguen al ritmo de la música. Dependiendo del canal al que pertenezca, cada salida se activará y se desactivará según el rango de frecuencias que seleccione cada etapa de filtrado.

En cada canal hay un borne para conectar los elementos de iluminación que proporcionarán la señal proveniente del filtro pasa banda.

Como se ha comentado anteriormente, si el foco que se conectara a la salida lo requiriese, habría que añadir un circuito de potencia externo.

3.8. Fuente de alimentación

Para el funcionamiento de nuestro circuito se necesita una fuente de tensión continua. Algunos elementos necesitan tensión simple y otros tensión simétrica, por ello se ha optado por elegir una fuente de tensión simétrica ya que este tipo de fuente puede cubrir todas nuestras necesidades.

Los elementos de nuestro circuito que necesitan una alimentación específica son los circuitos integrados uA741 y LM3916. Por una parte el uA741 necesita de una alimentación simétrica y el LM3916 necesita una alimentación simple, con una fuente de alimentación simétrica podemos alimentar los dos circuitos integrados.

Para alimentar el circuito se ha optado por adquirir en el mercado una fuente de alimentación simétrica que proporcionará al circuito una tensión fija de $\pm 12V$ y una intensidad máxima de 650mA. Con esta fuente se podrán alimentar los dos circuitos integrados anteriormente mencionados, el LM3916 se conectará entre +12V y -12V para alimentarlo y el uA741 se conectará entre +12V y tierra.

Para consultar mas datos sobre la fuente de alimentación se añade en el apartado de anexos las hojas de características.

4. CÁLCULOS

En este apartado se realizarán los cálculos necesarios para obtener el valor que necesitan los componentes del circuito para su correcto funcionamiento. Se calcularán los componentes que necesitan las etapas nombradas en el apartado anterior.

4.2. Etapa amplificadora

Para el diseño del amplificador se utilizará un potenciómetro de 10 kΩ. A continuación se realizarán los cálculos para obtener el valor de R_1 y que el circuito amplificador tenga una ganancia variable de 0 a 20.

Cálculos:

$$R_f = 10 \text{ k}\Omega$$

Como se ha visto anteriormente, la ecuación para diseñar un amplificador no inversor es la siguiente:

$$v_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) v_s \quad (\text{Fórmula 4.1})$$

Valor mínimo

Para que el circuito no actúe como amplificador, la señal de salida deberá tener la misma magnitud que la señal de entrada, esto ocurrirá cuando el potenciómetro esté en su valor mínimo de resistencia, o sea, 0 Ω. Estando el potenciómetro en esta posición el circuito no amplificará sea cual sea el valor de R_1 .

$$R_f = 0 \Omega$$

$$v_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) v_s; \quad v_o = \left(1 + \frac{0}{R_1}\right) v_s; \quad v_o = 1 \cdot v_s$$

$$v_o = v_s \quad (\text{Fórmula 4.2})$$

Valor máximo

Ahora se procederá a calcular el valor de R_1 para que el circuito amplifique con una ganancia igual a 10, o sea, para obtener a la salida una señal de magnitud 20 veces mayor a la señal de entrada.

En este caso el potenciómetro estará en la posición en la que tiene una resistencia de $10k\Omega$.

$$R_f = 10 k\Omega$$

$$\frac{v_o}{v_s} = 20$$

$$v_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) v_s$$

(Fórmula 4.3)

Combinando las tres expresiones anteriores se tiene:

$$20 = 1 + \frac{10 k\Omega}{R_1}; \quad 19R_1 = 10k\Omega; \quad R_1 = \frac{10 k\Omega}{19};$$

$$R_1 = 526 \Omega$$

Para el circuito se utilizará una resistencia de **470 Ω** , aunque no es el valor normalizado más cercano al calculado, se utilizará una resistencia de este valor para tener un poco más de margen de ganancia.

4.3 Etapa de filtrado

A continuación se calcularán los componentes que necesitan los filtros pasa banda para seleccionar las bandas de frecuencias de cada canal. Para hacer los cálculos se emplearán las formulas (3.6, 3.7, 3.8 y 3.9) las cuales están indicadas en la memoria descriptiva.

4.3.1. Canal 1

Filtro pasa banda (60 Hz – 250 Hz)

Se fijan los valores de Q, K, C₁ y C₂ para calcular las resistencias necesarias.

$$Q=1$$

$$K=1$$

$$C_1=C_2=0.1\mu F$$

$$f_c = \sqrt{f_H f_L} = \sqrt{60Hz \cdot 250Hz}; f_c = 122.47Hz$$

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_c C K} = \frac{1}{2\pi \cdot 122.47Hz \cdot 0.1\mu F \cdot 1}; R_1 = 12.995k\Omega$$

$$R_2 = \frac{Q}{\pi f_c C} = \frac{1}{\pi \cdot 122.47Hz \cdot 0.1\mu F}; R_2 = 25.991k\Omega$$

$$R_B = \frac{Q}{2\pi f_c C (2Q^2 - K)} = \frac{1}{2\pi \cdot 122.47Hz \cdot 0.1\mu F \cdot ((2 \cdot 1) - 1)}; R_B = 12.995k\Omega$$

Los valores de las resistencias que se utilizarán en este circuito y los siguientes son aproximados, ya que los valores normalizados no coinciden con los calculados, esto se tendrá en cuenta para los filtros siguientes. Los valores de los componentes que se utilizarán son:

$$C_1= 0.1 \mu F$$

$$C_2= 0.1 \mu F$$

$$R_1= 12 k\Omega$$

$$R_2 = 27 \text{ K}\Omega$$

$$R_B = 12 \text{ k}\Omega$$

4.3.2. Canal 2

Filtro pasa banda (250 Hz – 600 Hz)

Se fijan los valores de Q, K, C₁ y C₂ para calcular las resistencias necesarias.

$$Q = 1$$

$$K = 1$$

$$C_1 = C_2 = 0.1 \mu\text{F}$$

$$f_c = \sqrt{f_H f_L} = \sqrt{250 \text{ Hz} \cdot 600 \text{ Hz}}; f_c = 387.3 \text{ Hz}$$

$$R_{12} = \frac{Q}{2\pi f_c C K} = \frac{1}{2\pi \cdot 387.3 \text{ Hz} \cdot 0.1 \mu\text{F} \cdot 1}; R_{12} = 4.109 \text{ k}\Omega$$

$$R_{22} = \frac{Q}{\pi f_c C} = \frac{1}{\pi \cdot 387.3 \text{ Hz} \cdot 0.1 \mu\text{F}}; R_{22} = 8.219 \text{ k}\Omega$$

$$R_{B2} = \frac{Q}{2\pi f_c C (2Q^2 - K)} = \frac{1}{2\pi \cdot 387.3 \text{ Hz} \cdot 0.1 \mu\text{F} \cdot ((2 \cdot 1) - 1)}; R_{B2} = 4.109 \text{ k}\Omega$$

Los valores de los componentes que se utilizarán en este circuito son:

$$C_{12} = 0.1 \mu\text{F}$$

$$C_{22} = 0.1 \mu\text{F}$$

$$R_{12} = 3.9 \text{ k}\Omega$$

$$R_{22} = 8.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{B2} = 3.9 \text{ k}\Omega$$

4.3.3. Canal 3

Filtro pasa banda (600 Hz - 1 kHz)

Se fijan los valores de Q, K, C₁ y C₂ para calcular las resistencias necesarias.

$$Q=1$$

$$K=1$$

$$C_1=C_2=0.1\mu\text{F}$$

$$f_c = \sqrt{f_H f_L} = \sqrt{600\text{Hz} \cdot 1000\text{Hz}}; f_c = 774.6\text{Hz}$$

$$R_{13} = \frac{Q}{2\pi f_c C K} = \frac{1}{2\pi \cdot 774.6\text{Hz} \cdot 0.1\mu\text{F} \cdot 1}; R_{13} = 2.055\text{k}\Omega$$

$$R_{23} = \frac{Q}{\pi f_c C} = \frac{1}{\pi \cdot 774.6\text{Hz} \cdot 0.1\mu\text{F}}; R_{23} = 4.11\text{k}\Omega$$

$$R_{B3} = \frac{Q}{2\pi f_c C (2Q^2 - K)} = \frac{1}{2\pi \cdot 774.6\text{Hz} \cdot 0.1\mu\text{F} \cdot ((2 \cdot 1) - 1)}; R_{B3} = 2.055\text{k}\Omega$$

Los valores de los componentes utilizados en este circuito son:

$$C_{13}= 0.1 \mu\text{F}$$

$$C_{23}= 0.1 \mu\text{F}$$

$$R_{13}= 2.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{23}= 3.9 \text{ k}\Omega$$

$$R_{B3}=2.2 \text{ k}\Omega$$

4.3.4. Canal 4

Filtro pasa banda (1 kHz - 2 kHz)

Se fijan los valores de Q, K, C₁ y C₂ para calcular las resistencias necesarias.

$$Q=1$$

$$K=1$$

$$C_1=C_2= 4.7\text{nF}$$

$$f_c = \sqrt{f_H f_L} = \sqrt{1000\text{Hz} \cdot 2000\text{Hz}}; f_c = \mathbf{1.414\text{kHz}}$$

$$R_{14} = \frac{Q}{2\pi f_c C K} = \frac{1}{2\pi \cdot 1.414\text{kHz} \cdot 4.7\text{nF} \cdot 1}; R_{14} = \mathbf{23.944\text{k}\Omega}$$

$$R_{24} = \frac{Q}{\pi f_c C} = \frac{1}{\pi \cdot 1.414\text{kHz} \cdot 4.7\text{nF}}; R_{24} = \mathbf{47.888\text{k}\Omega}$$

$$R_{B4} = \frac{Q}{2\pi f_c C (2Q^2 - K)} = \frac{1}{2\pi \cdot 1.414\text{kHz} \cdot 4.7\text{nF} \cdot ((2 \cdot 1) - 1)}; R_{B4} = \mathbf{23.944\text{k}\Omega}$$

Los valores de los componentes utilizados en este circuito son:

$$C_{14}= 4.7 \text{ nF}$$

$$C_{24}= 4.7 \text{ nF}$$

$$R_{14}= 22 \text{ k}\Omega$$

$$R_{24}= 47 \text{ k}\Omega$$

$$R_{B4}= 22 \text{ k}\Omega$$

4.3.5. Canal 5

Filtro pasa banda (2 kHz - 16 kHz)

Se fijan los valores de Q, K, C₁ y C₂ para calcular las resistencias necesarias.

$$Q=1$$

$$K=1$$

$$C_1=C_2= 4.7\text{nF}$$

$$f_c = \sqrt{f_H f_L} = \sqrt{2000\text{Hz} \cdot 16000\text{Hz}}; f_c = 5.657\text{kHz}$$

$$R_{15} = \frac{Q}{2\pi f_c C K} = \frac{1}{2\pi \cdot 5.657\text{kHz} \cdot 4.7\text{nF} \cdot 1}; R_{15} = 5.986\text{k}\Omega$$

$$R_{25} = \frac{Q}{\pi f_c C} = \frac{1}{\pi \cdot 5.657\text{kHz} \cdot 4.7\text{nF}}; R_{25} = 11.972\text{k}\Omega$$

$$R_{B5} = \frac{Q}{2\pi f_c C (2Q^2 - K)} = \frac{1}{2\pi \cdot 5.657\text{kHz} \cdot 4.7\text{nF} \cdot ((2 \cdot 1) - 1)}; R_{15} = 5.986\text{k}\Omega$$

Los valores de los componentes utilizados en este circuito son:

$$C_{15}= 4.7 \text{ nF}$$

$$C_{25}= 4.7 \text{ nF}$$

$$R_{15}= 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_{25}= 12 \text{ k}\Omega$$

$$R_{B5}= 5.6 \text{ k}\Omega$$

4.4. Etapa de visualización

En este apartado se comprobará el valor de la intensidad que circulará por los leds del visualizador.

El brillo de los leds del visualizador dependerá de la intensidad que circulará por ellos, para comprobar dicha intensidad utilizaremos las fórmulas que aparecen en las hojas de características del circuito integrado LM3916, la siguiente imagen muestra las fórmulas extraídas de las hojas de características:

$$V_{REF} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + R_2 \times 80 \mu A$$

$$I_{LED} = \frac{12.5V}{R_1} + \frac{V_{REF}}{2.2 k\Omega}$$

Ilustración 4.1

En primer lugar calcularemos el valor de V_{REF} , para ellos fijamos los valores de R_1 y R_2 dados por las hojas de características, siendo:

$$R_1 = 1.2 k\Omega$$

$$R_2 = 7.5 k\Omega$$

$$V_{REF} = 1.25V \left(1 + \frac{7.5 k\Omega}{1.2 k\Omega} \right) + 7.5 k\Omega \cdot 80\mu A; V_{REF} = 9.66 V$$

(Fórmula 4.4)

Habiendo calculado el valor de V_{REF} , lo siguiente es calcular el valor de I_{LED} .

$$I_{LED} = \frac{12.5V}{1.2 k\Omega} + \frac{9.66V}{2.2 k\Omega}; I_{LED} = 14.807mA$$

(Fórmula 4.5)

Como se puede comprobar mirando las hojas de características, el valor de la intensidad que circula por los leds está dentro del rango de valores admisible para su correcto funcionamiento.

5. SIMULACIONES

Tras haber calculado los valores de los componentes a utilizar se procederá a simular el circuito para comprobar que funciona correctamente.

En primer lugar se simulará con el programa *Proteus 8 Professional* en el cual se podrá comprobar el funcionamiento de los displays de leds en tiempo real.

Tras haber comprobado que los displays de leds se activan correctamente en función de la frecuencia de la señal de entrada, se procederá a simular el filtrado de la señal con el programa *Orcad Capture 9.2* y *PSPICE 9.2*.

Por último se implementará el circuito en placa protoboard en el laboratorio y se visualizarán en el osciloscopio las respuestas de los filtros pasa banda para compararlas con los oscilogramas generados con *PSPICE* y comprobar su correcto funcionamiento.

5.1. Simulaciones con *PROTEUS PROFESSIONAL*

Comenzamos creando el circuito en el programa. En la siguiente ilustración se muestra el circuito completo que se simulará.

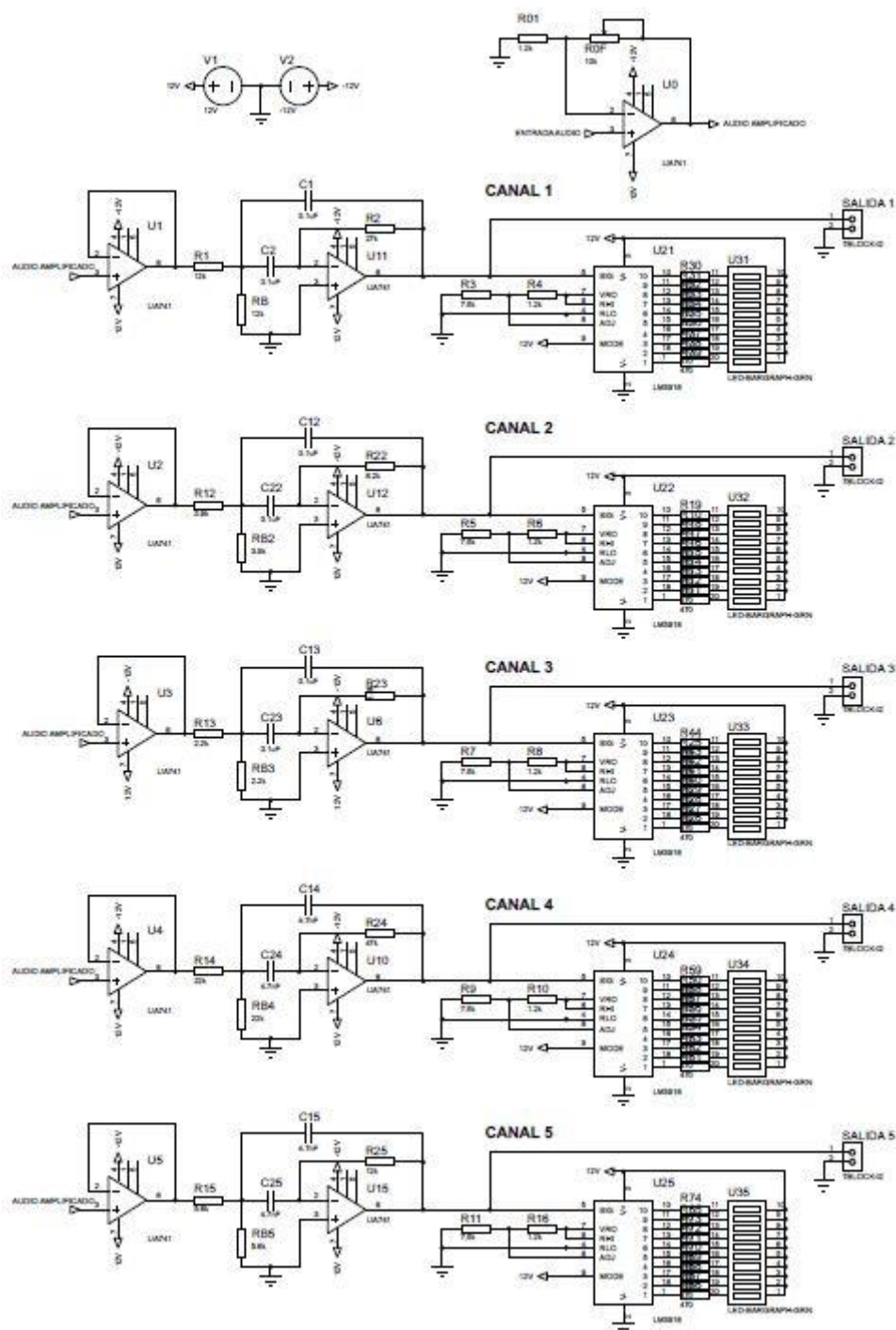


Ilustración 5.1

Tras insertar una señal de entrada con diferentes frecuencias y comprobar que los displays de leds funcionan según lo calculado, el siguiente paso es montar en

Orcad Capture las etapas de filtrado para simular el circuito y obtener los oscilogramas mediante *PSPICE*.

5.2. Simulaciones con *Orcad Capture* y *PSPICE*

El circuito que se simulará será el que aparece en la siguiente ilustración.

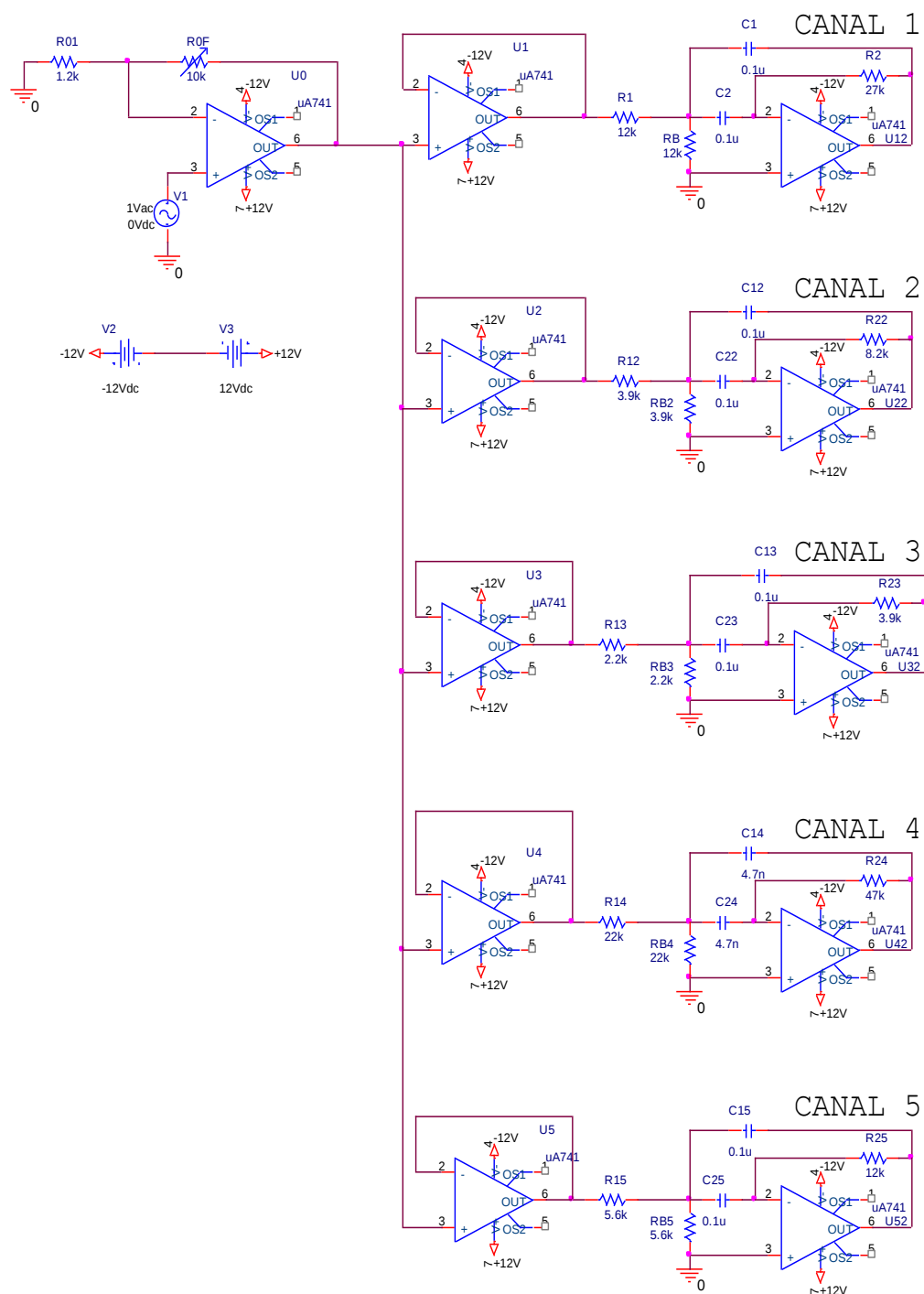


Ilustración 5.2

Se visualizará la señal de salida de cada filtro haciendo un barrido en alterna (AC sweep) desde 1 Hz hasta 1MHz con una señal de entrada senoidal de amplitud 1 V_{pp}, y se señalará con el cursor el valor de la amplitud en la frecuencia central, en la frecuencia de corte inferior y en la frecuencia de corte superior. La frecuencia de corte inferior y la frecuencia de corte superior tienen un valor de 0.707 veces la frecuencia central.

En las siguientes ilustraciones se mostrarán los diferentes oscilogramas de las señales filtradas.

Canal 1 (60 Hz – 250 Hz)

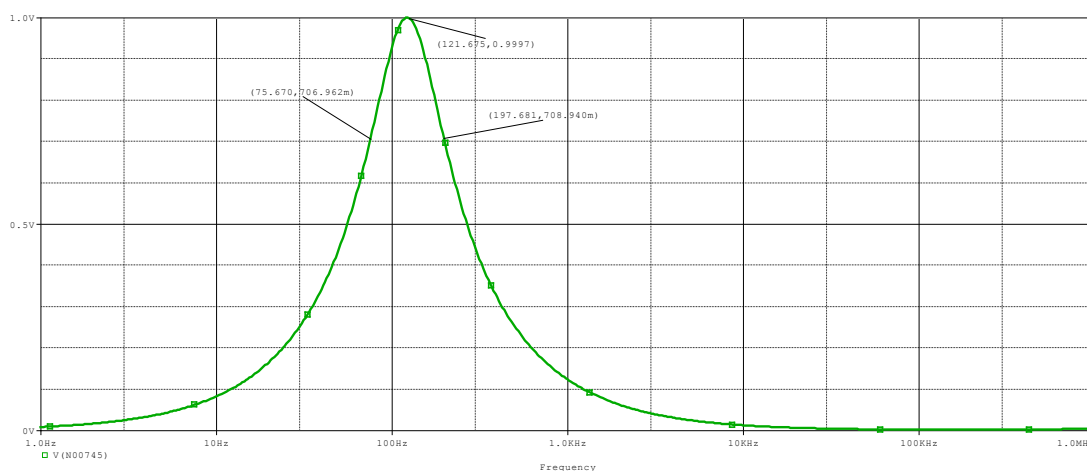


Ilustración 5.3

Canal 2 (250 Hz – 600 Hz)

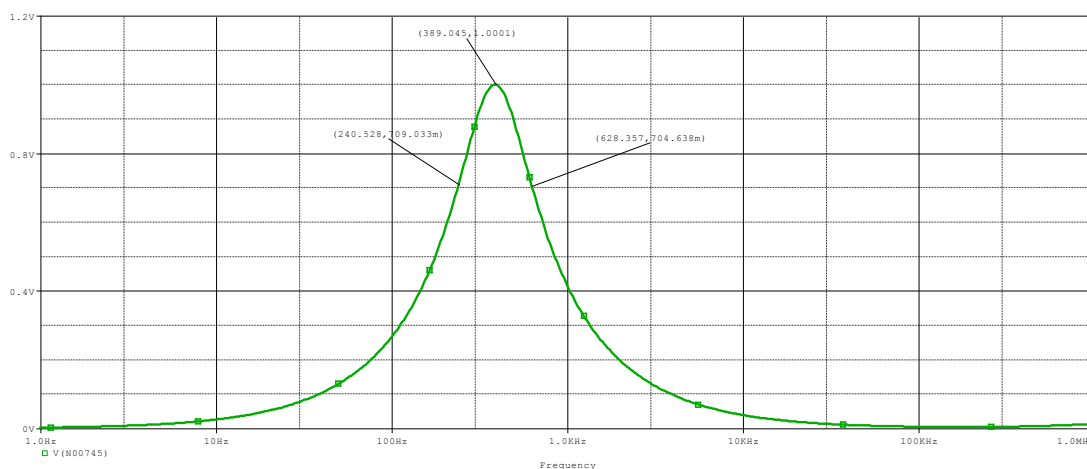


Ilustración 5.4

Canal 3 (600 Hz – 1 kHz)

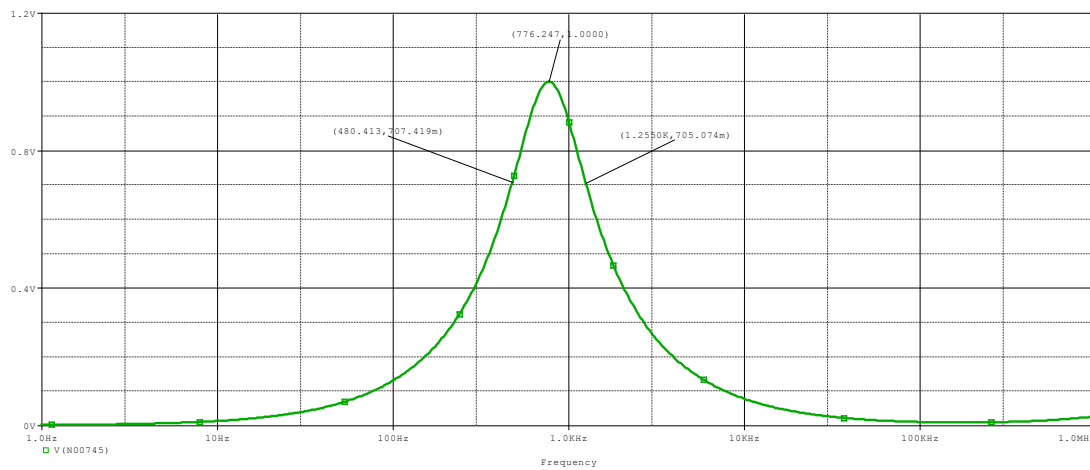


Ilustración 5.5

Canal 4 (1 kHz – 2 kHz)

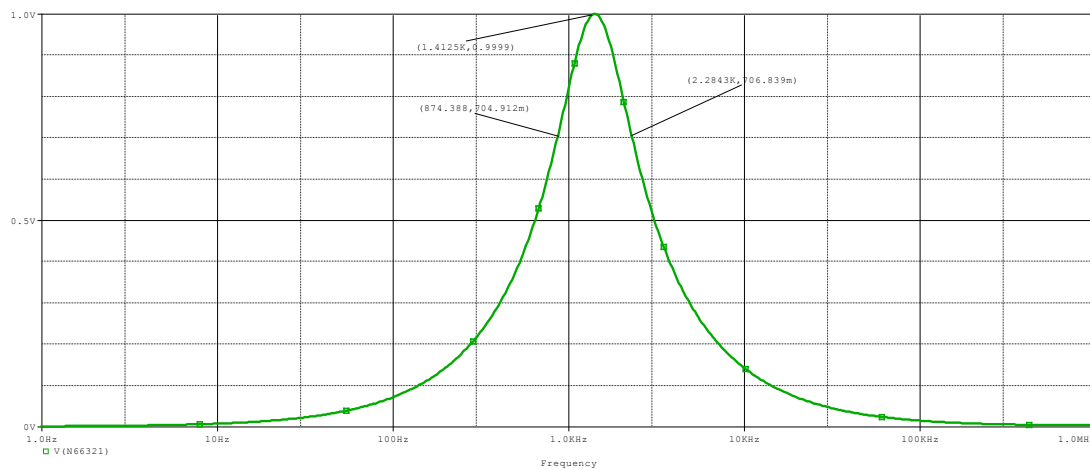


Ilustración 5.6

Canal 5 (2 kHz – 16 kHz)

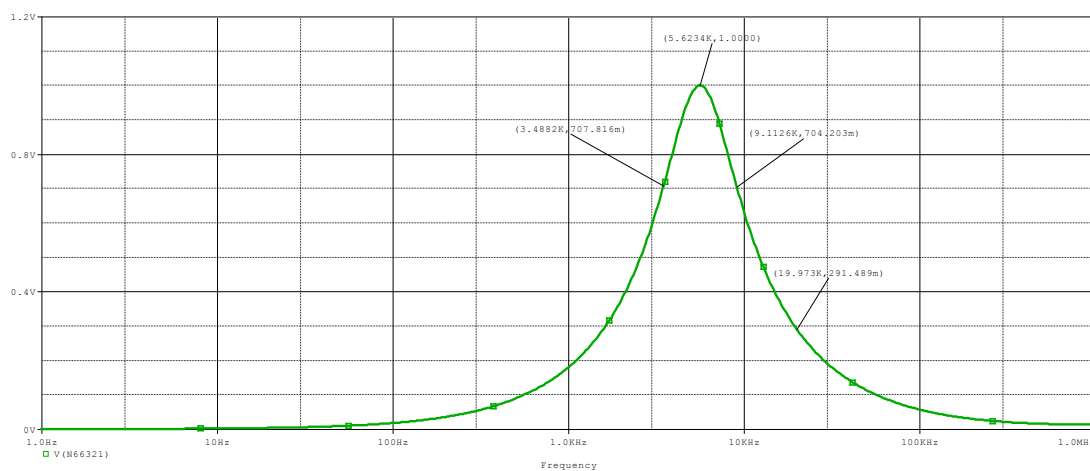


Ilustración 5.7

5.3. Simulaciones laboratorio

Tras haber simulado en el programa *Orcad Capture* y *PSPICE* nuestro circuito y habiendo obtenido los resultados esperados, a continuación montamos el circuito en el laboratorio sobre placas protoboard para proceder a obtener las diferentes señales con el osciloscopio.

Las diferentes señales que obtengamos en el osciloscopio las compararemos con las obtenidas en el programa de simulación por ordenador y comprobar que nuestro circuito funciona correctamente.

En la siguiente imagen se puede ver el circuito montado sobre placa protoboard

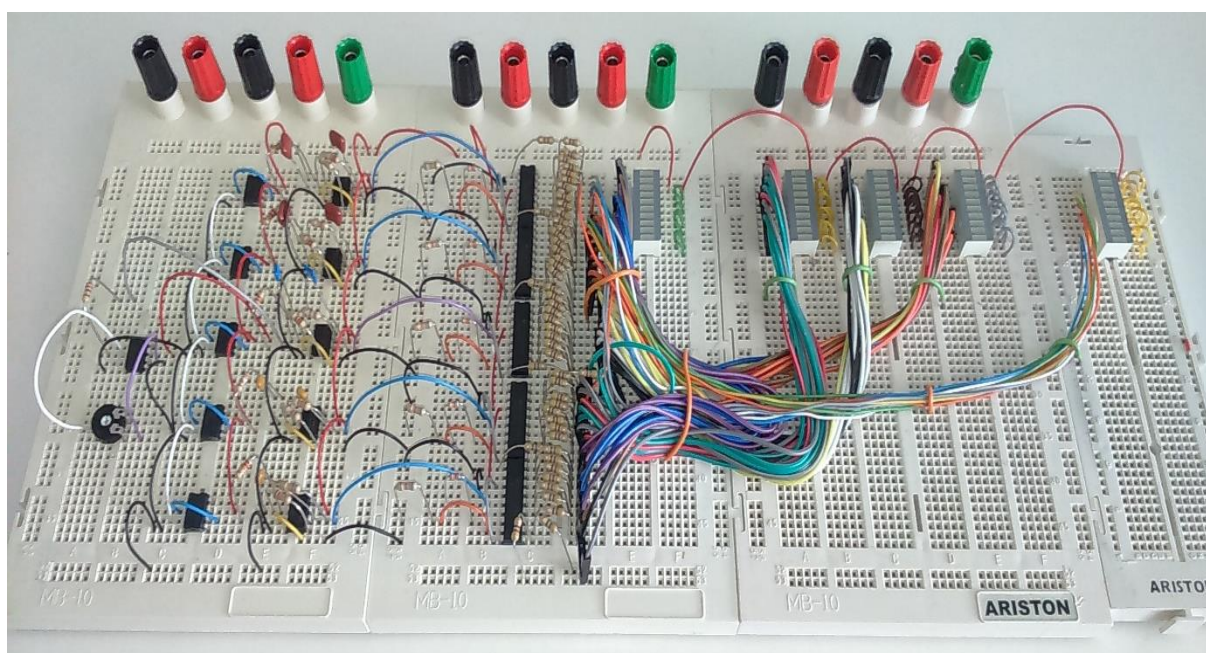


Ilustración 5.8

A continuación se mostrarán las capturas del osciloscopio con la respuesta del filtro con una señal de entrada de 1V de amplitud haciendo un barrido de frecuencias comprendido entre 1 Hz y 1 MHz, también se mostrarán las señales a la salida del filtro cuando se le introduce una señal con la frecuencia central, la frecuencia de corte inferior y la frecuencia de corte superior. Las señales mencionadas anteriormente se comprobarán con la obtenida en *PSPICE*.

- **Canal 1 (60 Hz – 250 Hz)**

Respuesta del filtro en PSPICE

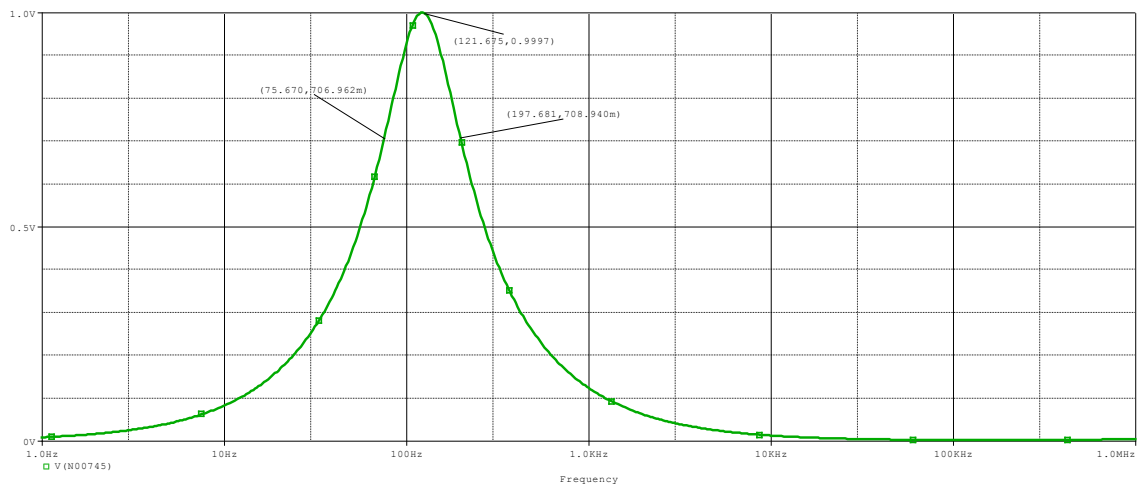


Ilustración 5.3

Respuesta del filtro en el barrido de frecuencias

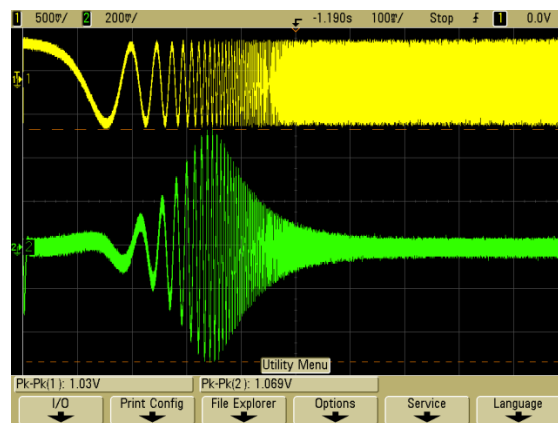


Ilustración 5.8

Frecuencia central

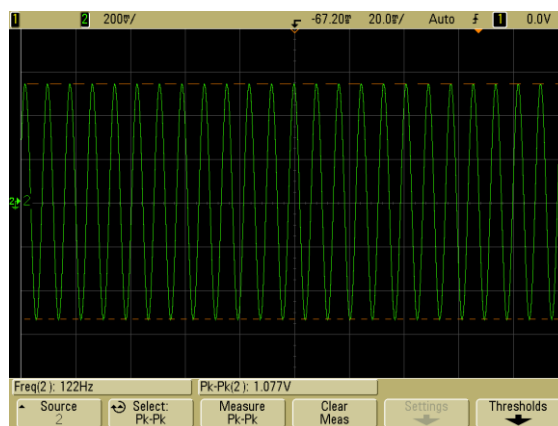


Ilustración 5.9

Frecuencia de corte inferior

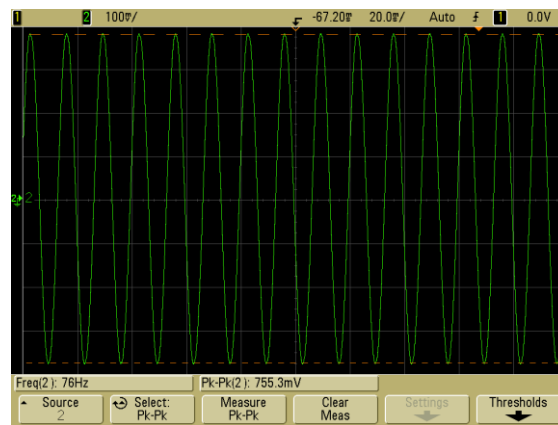


Ilustración 5.10

Frecuencia de corte superior

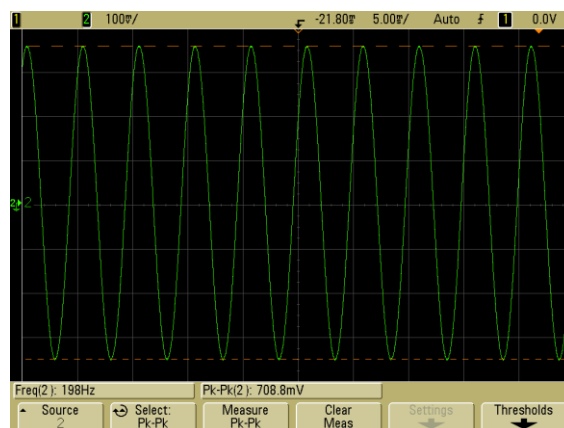


Ilustración 5.11

- **Canal 2 (250 Hz – 600 Hz)**

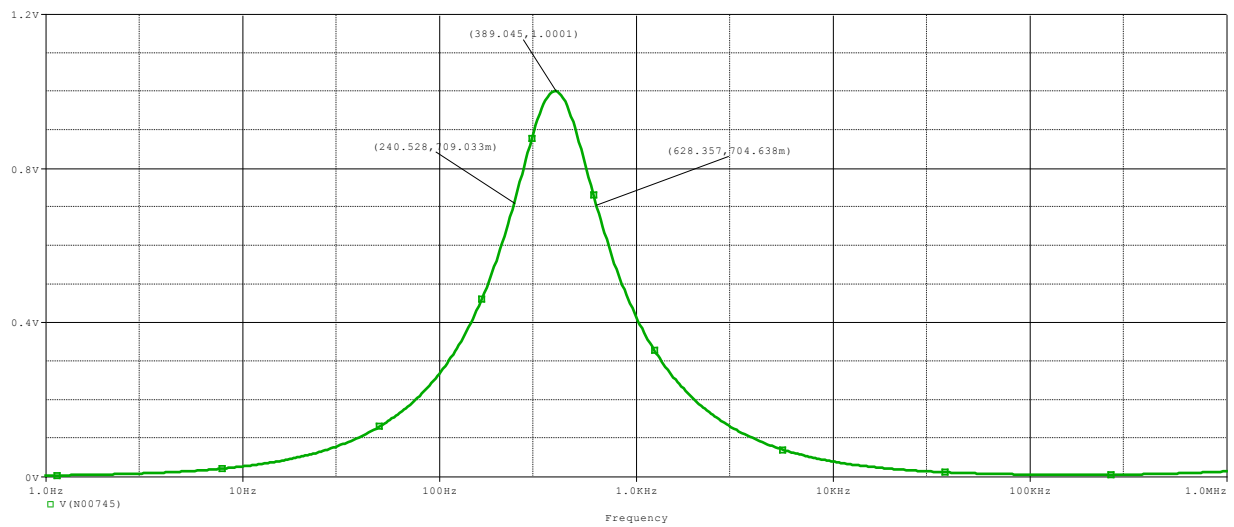


Ilustración 5.4

Respuesta del filtro en el barrido de frecuencias



Ilustración 5.12

Frecuencia central

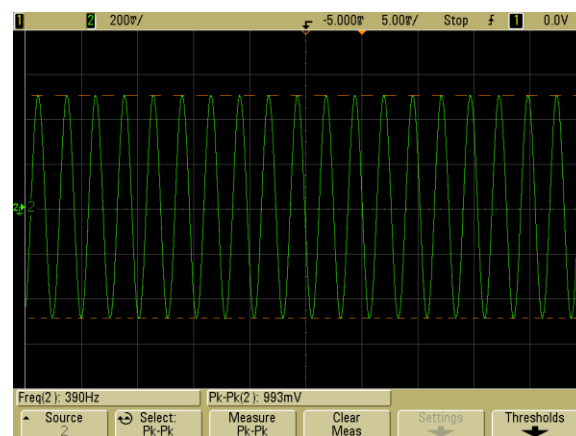


Ilustración 5.13

Frecuencia de corte inferior

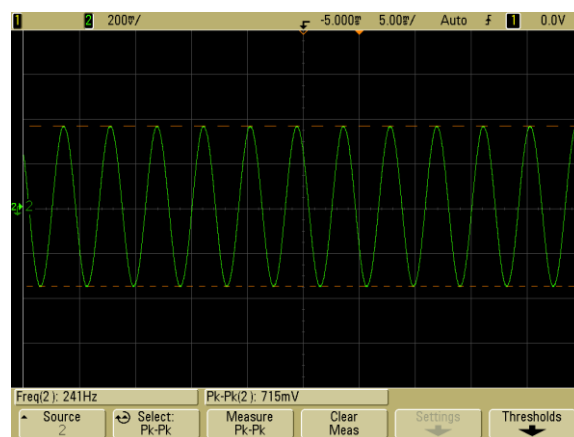


Ilustración 5.14

Frecuencia de corte superior

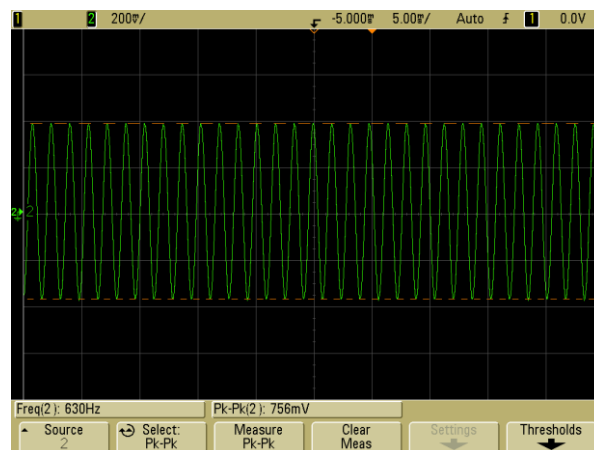


Ilustración 5.15

- **Canal 3 (600 Hz – 1 kHz)**

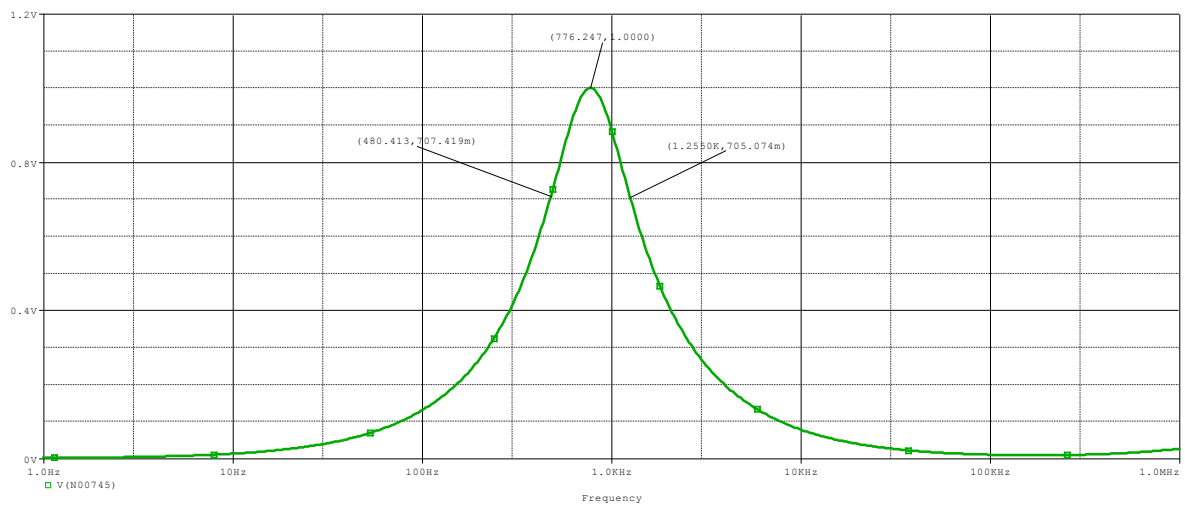


Ilustración 5.5

Respuesta del filtro en el barrido de frecuencias

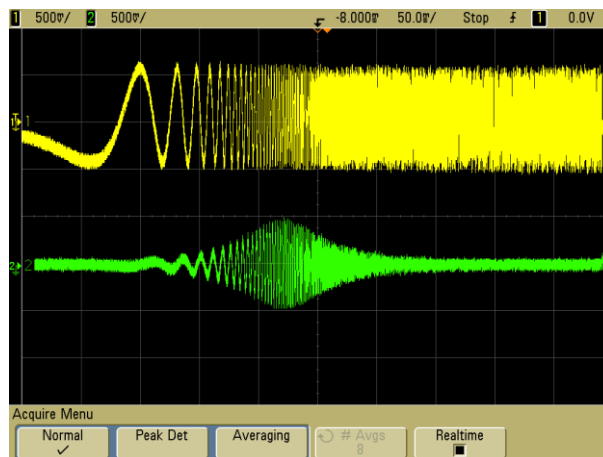


Ilustración 5.16

Frecuencia central

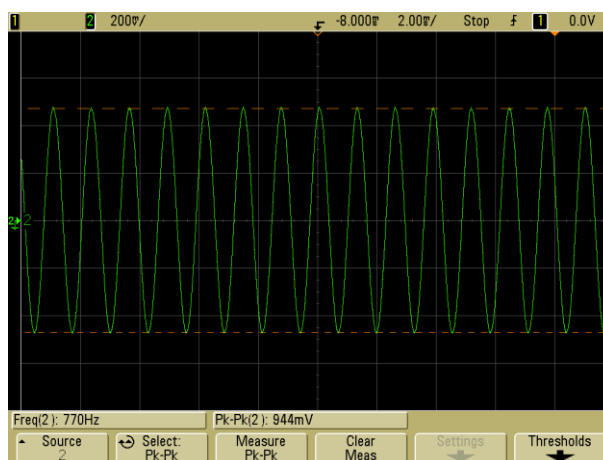


Ilustración 5.17

Frecuencia de corte inferior

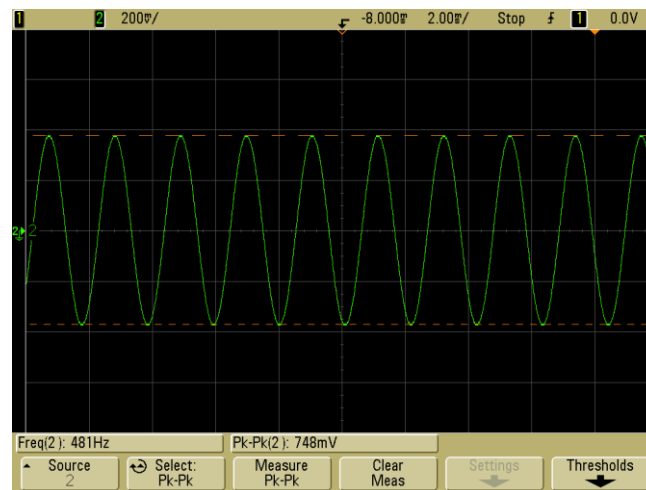


Ilustración 5.18

Frecuencia de corte superior

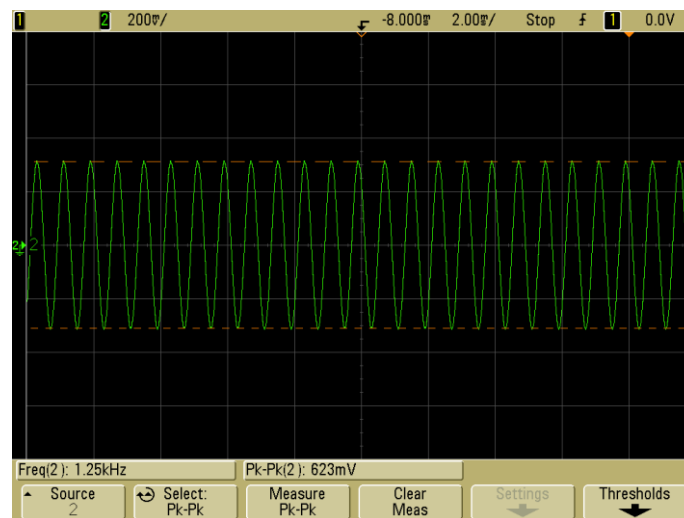


Ilustración 5.19

- **Canal 4 (1 kHz – 2 kHz)**

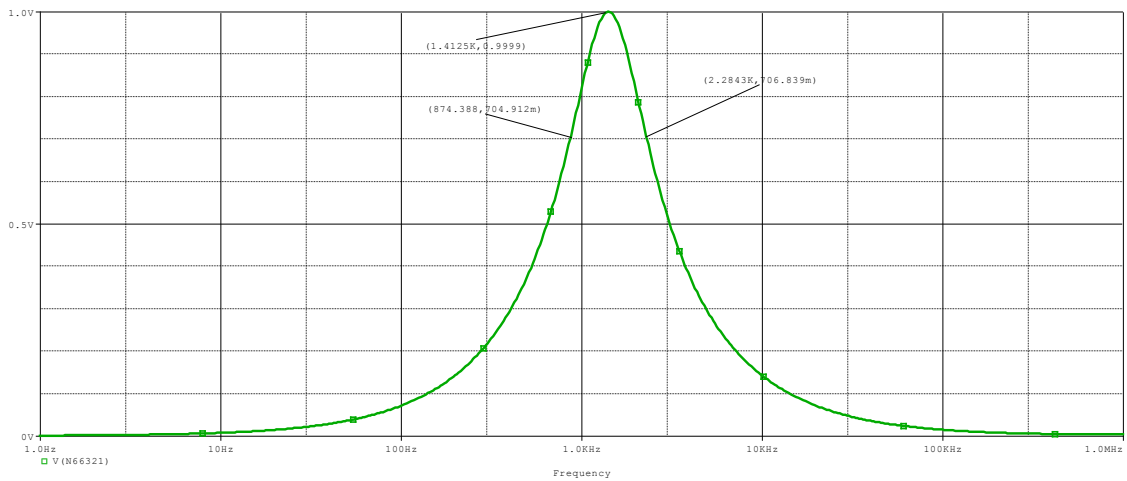


Ilustración 5.6

Respuesta del filtro en el barrido de frecuencias



Ilustración 5.20

Frecuencia central

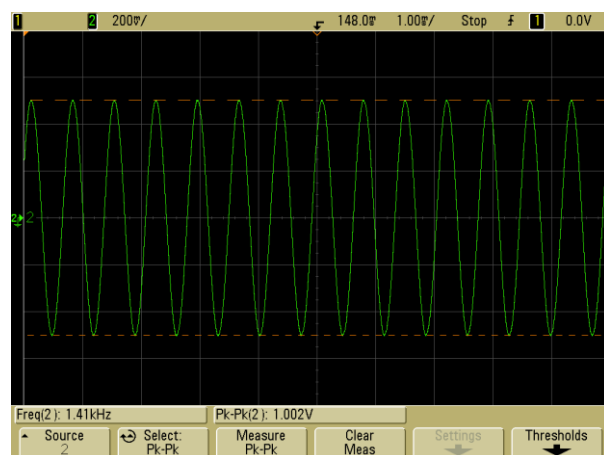


Ilustración 5.21

Frecuencia de corte inferior

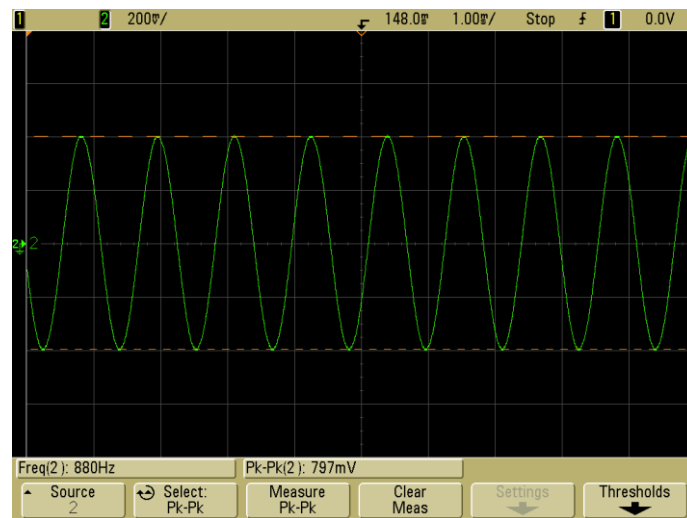


Ilustración 5.22

Frecuencia de corte superior

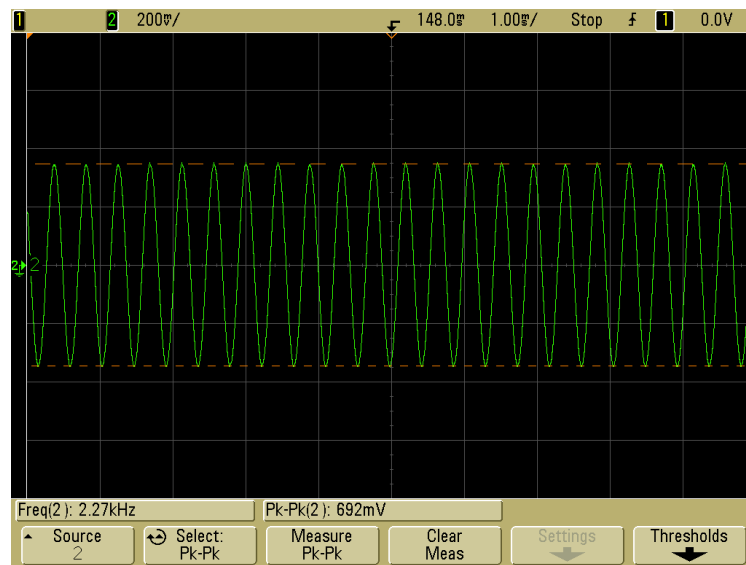


Ilustración 5.23

- **Canal 5 (2 kHz – 16 kHz)**

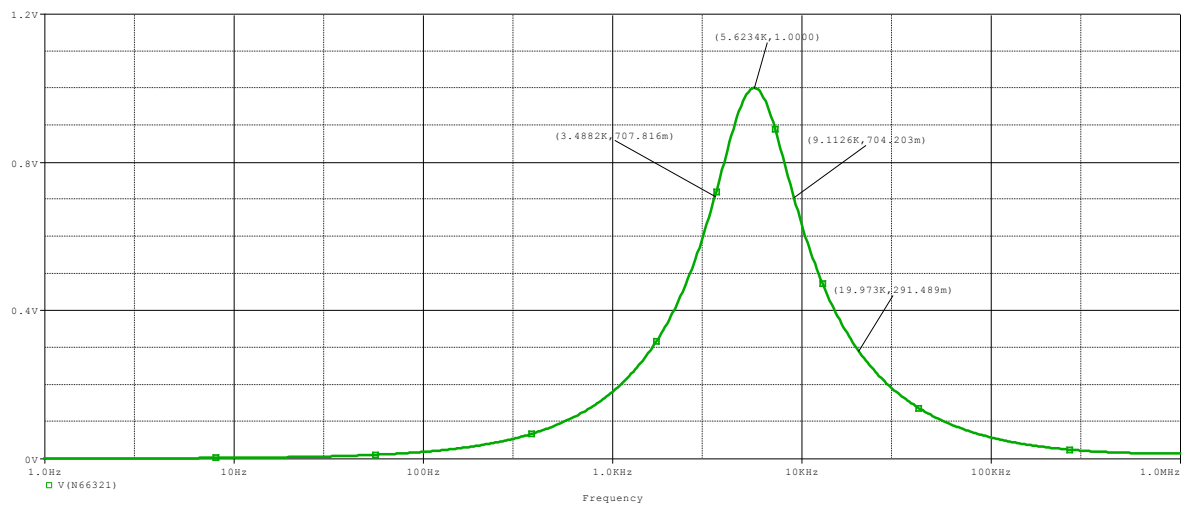


Ilustración 5.7

Respuesta del filtro en el barrido de frecuencias

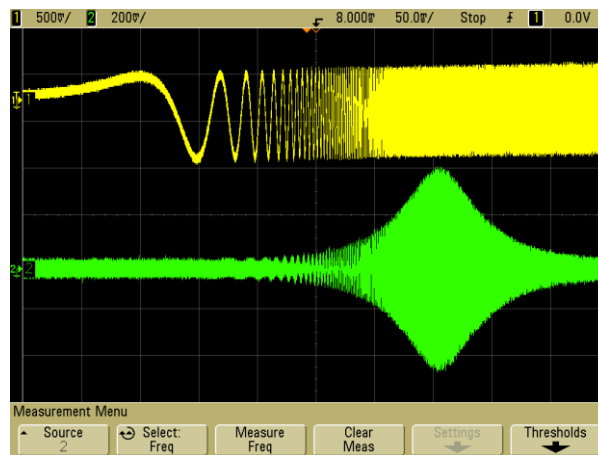


Ilustración 5.24

Frecuencia central

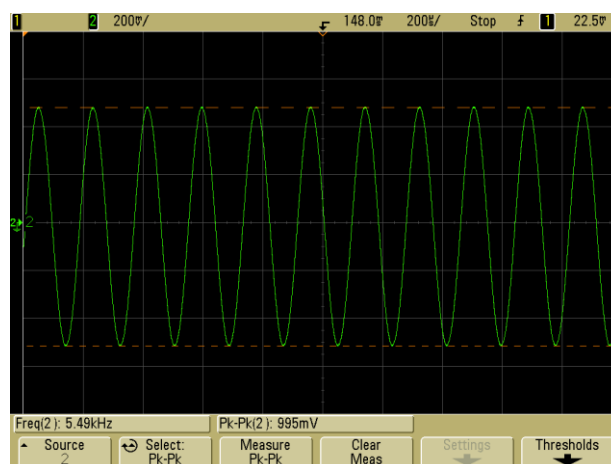


Ilustración 5.25

Frecuencia de corte inferior

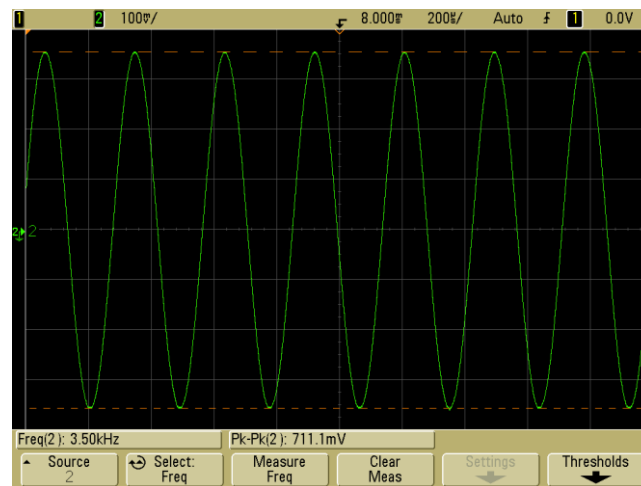


Ilustración 5.26

Frecuencia de corte superior

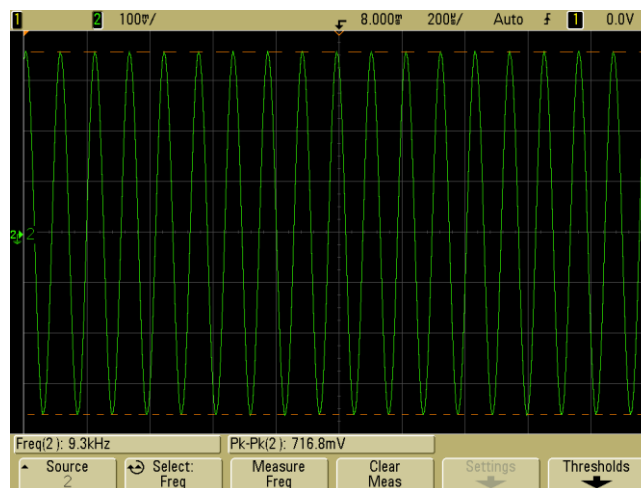


Ilustración 5.27

6. MONTAJE PCB

Tras hacer todas las simulaciones necesarias para comprobar el correcto funcionamiento del circuito, se procederá al montaje en circuito impreso.

El proceso de la generación del circuito para hacer el circuito impreso lo haremos mediante el programa *PROTEUS*.

En primer lugar tras insertar las dimensiones de la placa de circuito impreso se colocarán los componentes y procederemos al enrutado. El resultado final tras haber interconectado todos los componentes es el siguiente.

Cara TOP

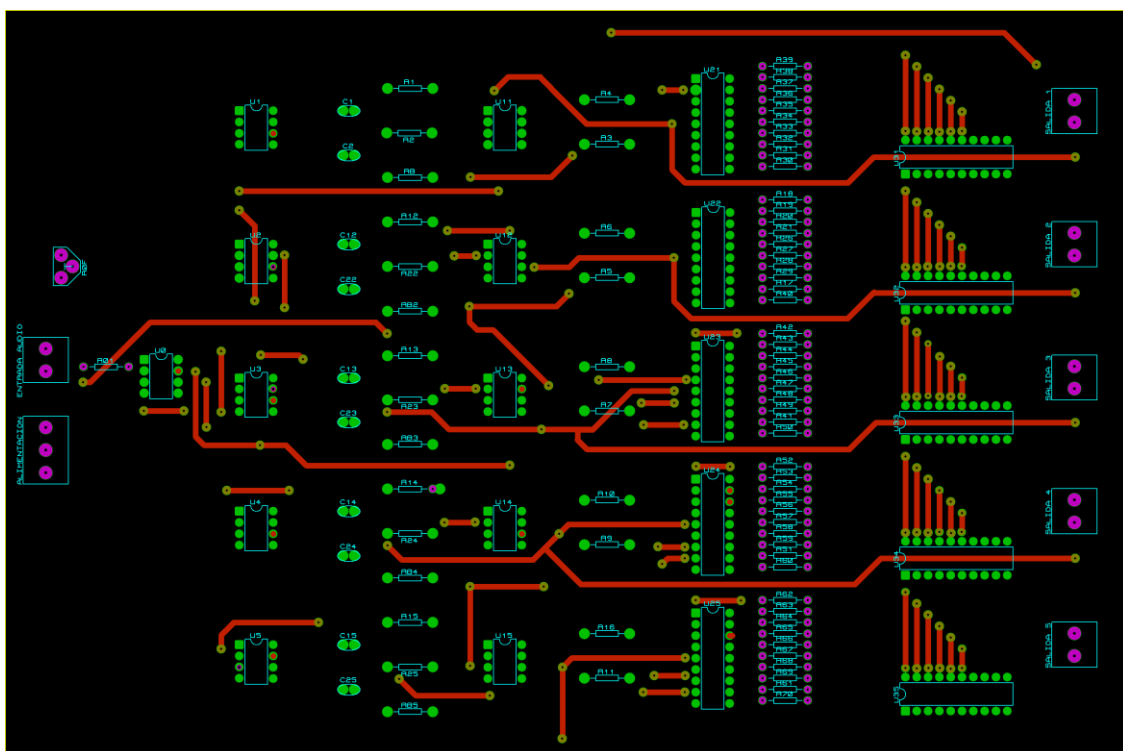


Ilustración 6.1

Cara BOTTOM

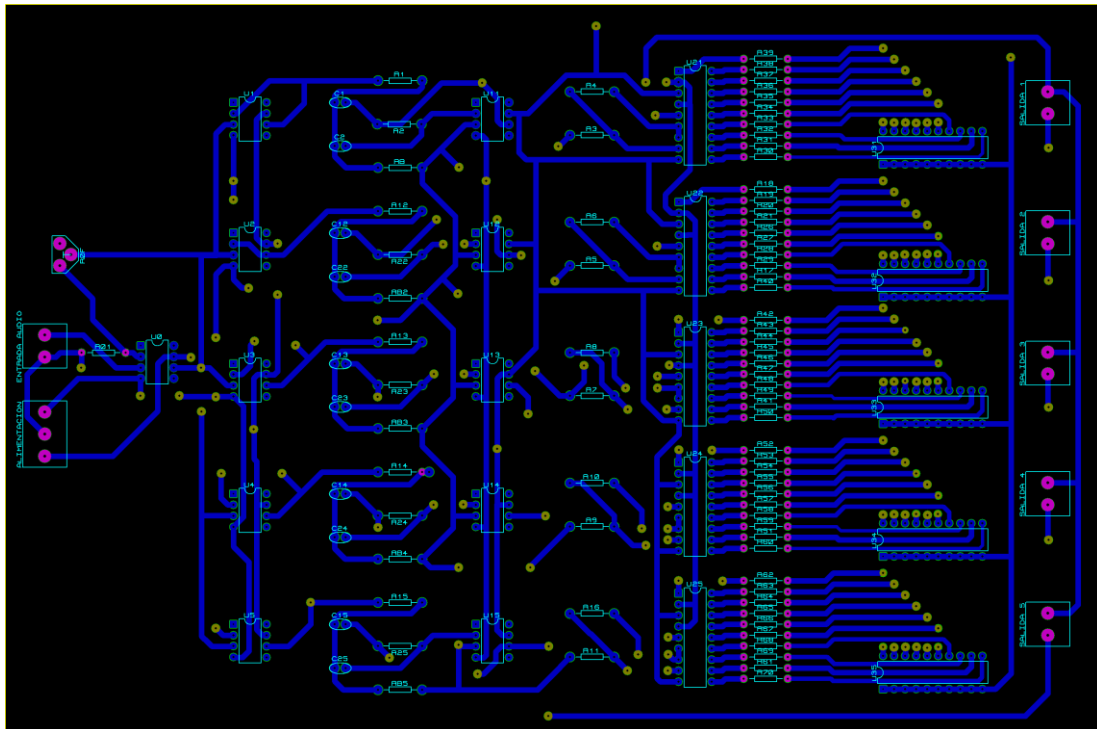


Ilustración 6.2

Cara TOP + Cara BOTTOM

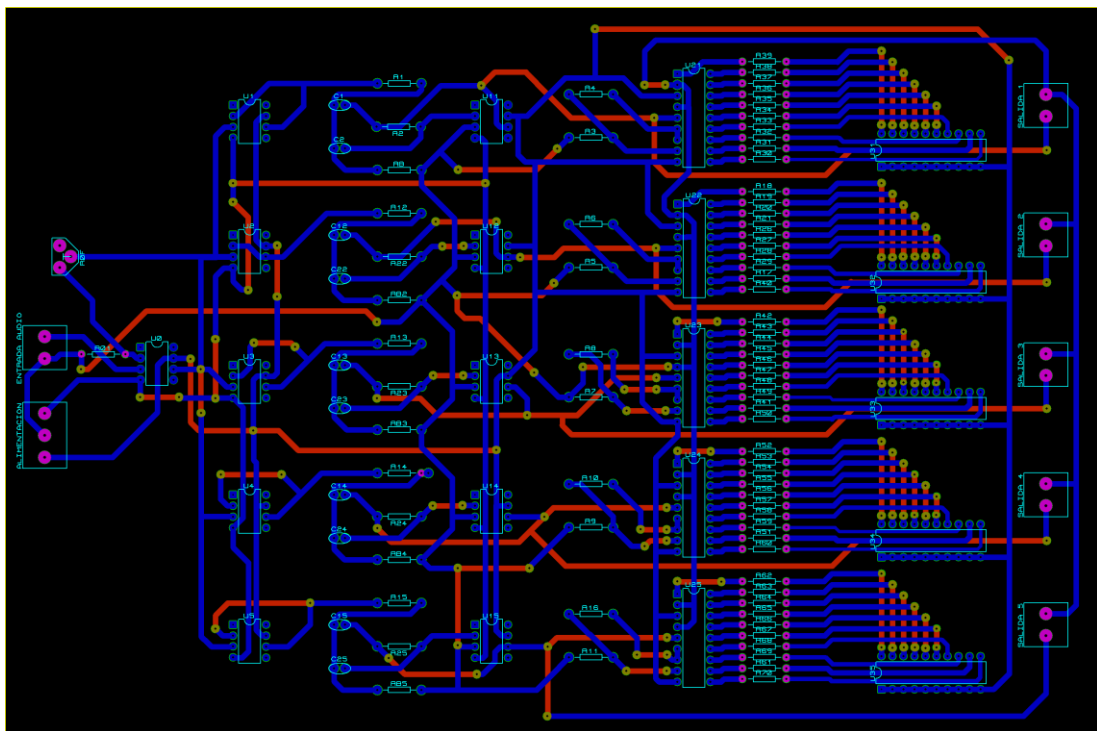


Ilustración 6.3

Después de comprobar que no hay fallos de diseño se generan las imágenes de los fotolitos de las caras TOP y BOTTOM de las pistas que se insolarán en la placa para crear el PCB. A continuación se muestran las imágenes de los dos fotolitos.

Fotolito cara TOP

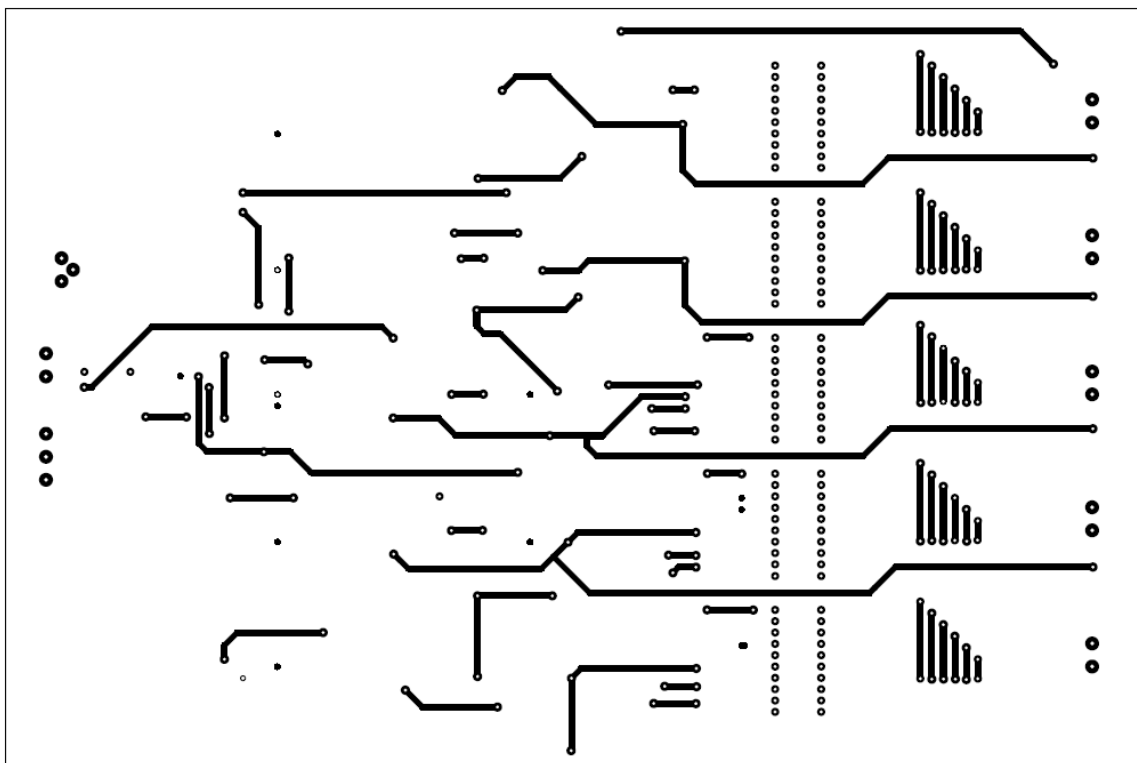


Ilustración 6.4

Fotolito cara BOTTOM

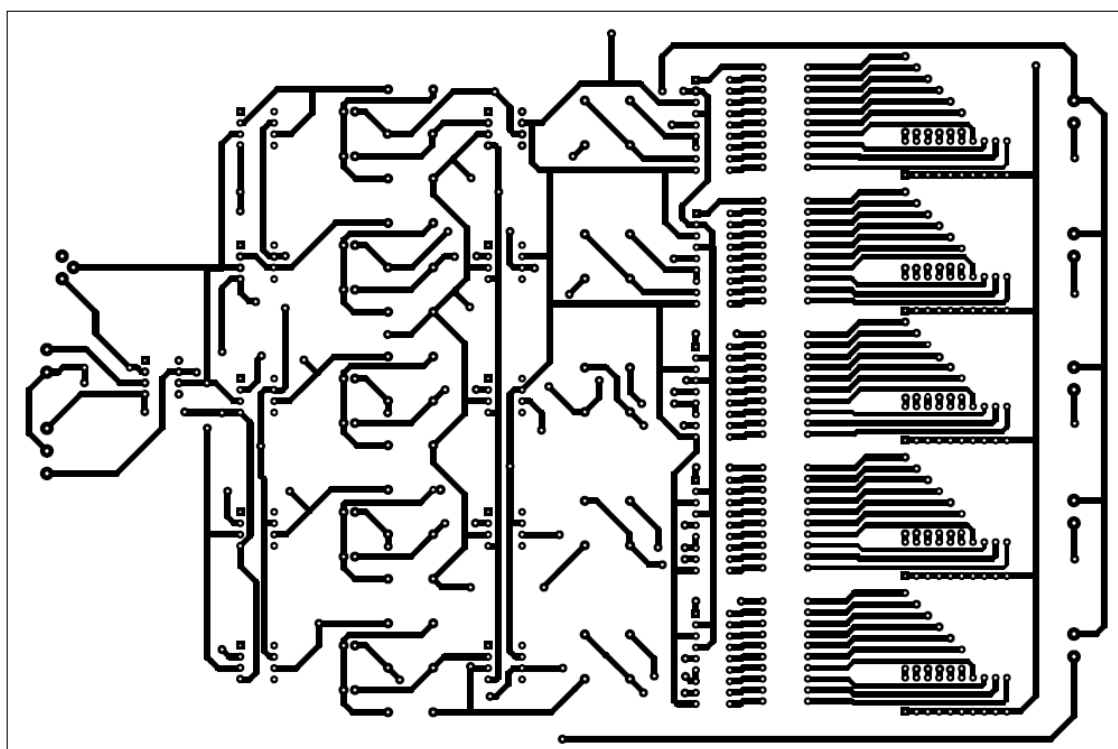


Ilustración 6.5

Por último se generarán unas imágenes en 3D mostrando como quedaría el circuito al finalizar todo el proceso. En las siguientes ilustraciones se muestran las imágenes generadas por el programa.

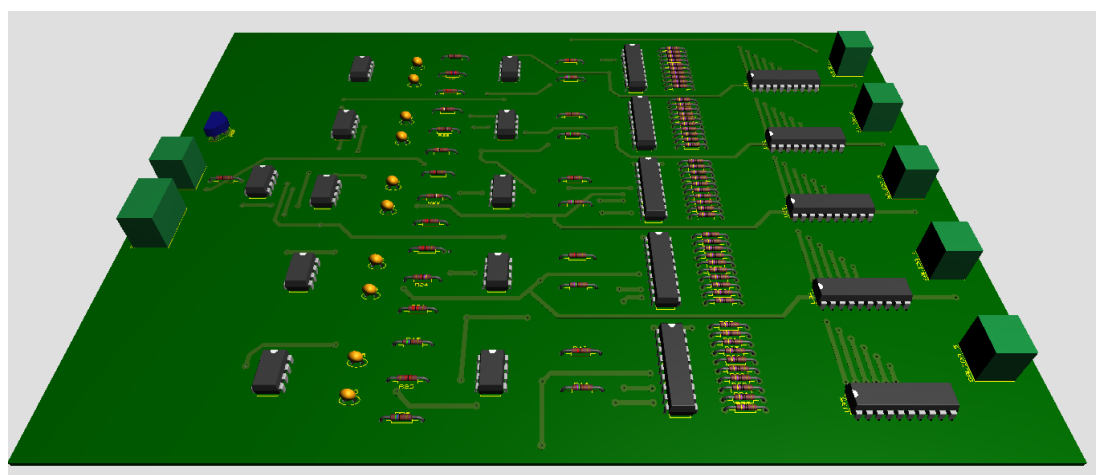


Ilustración 6.6

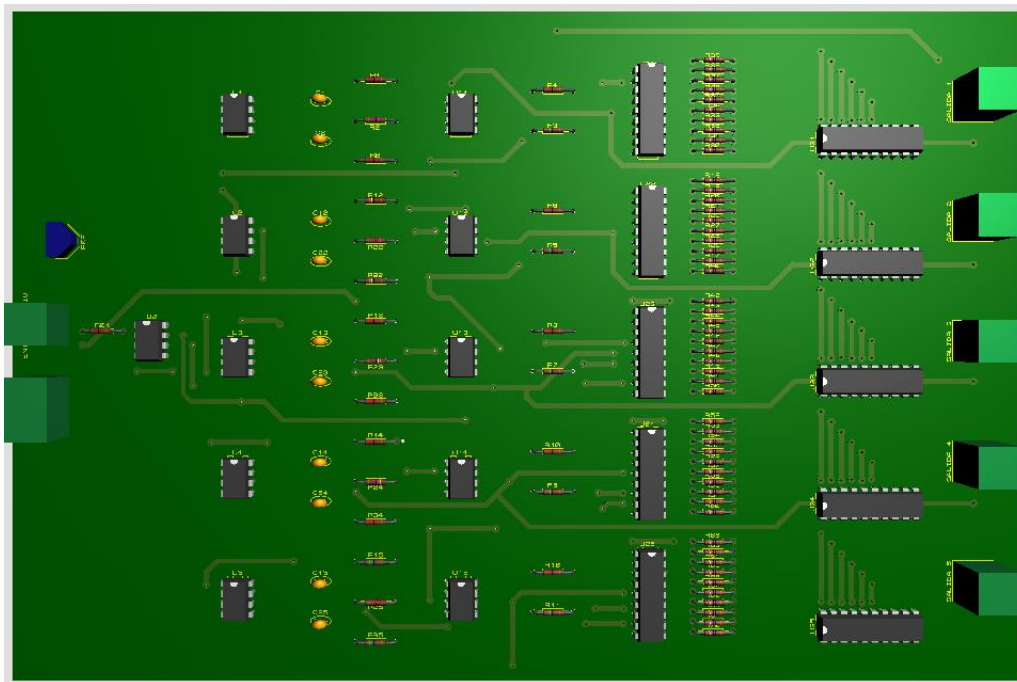


Ilustración 6.7

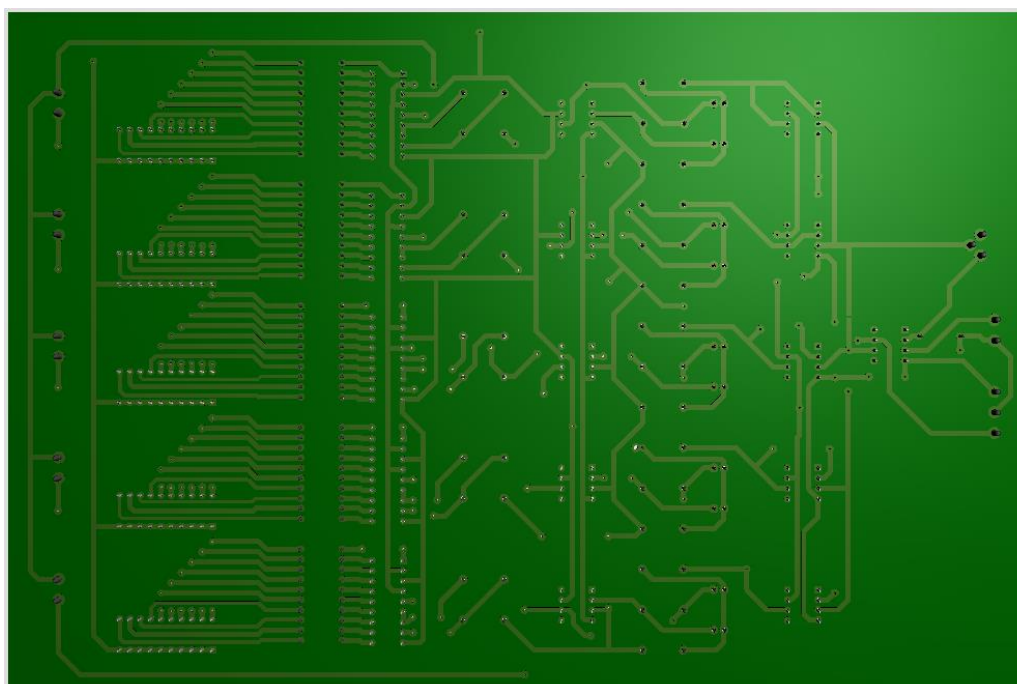


Ilustración 6.8

A continuación se explicará paso a paso el proceso de fabricación de la placa de circuito impreso.

En primer lugar se imprime sobre papel normal las dos caras con las pistas que tendrá nuestra placa, por un lado tendremos la cara *TOP* en la que van situados los componentes y pistas, y en la cara *BOTTOM* que es la opuesta irán solo pistas. El motivo de hacer una primera impresión en papel es para comprobar nuestro diseño y asegurarnos de que es correcto y no hay ningún fallo.

Tras haber comprobado que todo está correcto se procede a imprimir las dos caras en papel transparente para crear el fotolito. En la siguiente ilustración aparecen la cara *BOTTOM* a la izquierda y la *TOP* a la derecha.

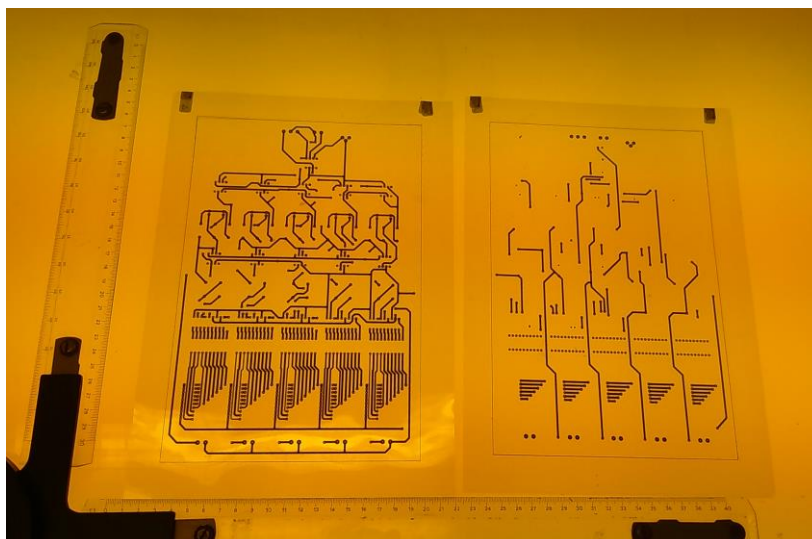


Ilustración 6.9

Después de comprobar que la impresión de los fotolitos es la correcta, se colocan uno frente al otro para asegurarse de que las vías coinciden. Es importante asegurarse de que está todo correcto porque en el momento en el que se introduce la placa en la insoladora, si hay algún error no hay marcha atrás. En la siguiente imagen se pueden ver los dos fotolitos enfrentados y podemos comprobar que las vías coinciden.

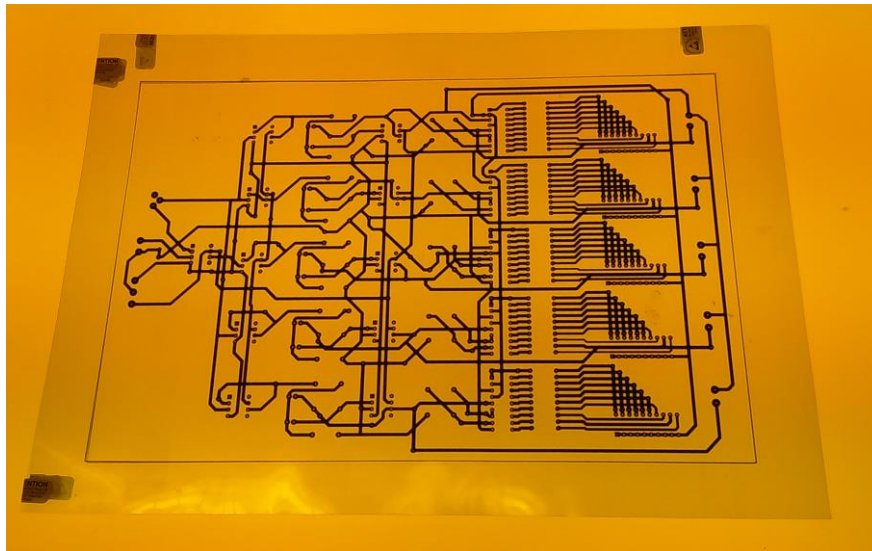


Ilustración 6.10

A continuación se corta la placa con las dimensiones de nuestro diseño. Para cortarla se utiliza una máquina especial para ello que hay en el laboratorio, en la siguiente imagen se puede ver dicha máquina.



Ilustración 6.11

Antes de transferir nuestro circuito a la placa se harán algunas pruebas con los trozos sobrantes para ver los tiempos de insolado, esto se hace porque el resultado puede variar dependiendo de los tipos de tubos UV de la insoladora, del material de la placa, etc. Es aconsejable hacer estas pruebas hasta encontrar el tiempo idóneo de

insolado y no desperdiciar la placa. En las siguientes imágenes aparecen los diferentes pasos para estas pruebas.

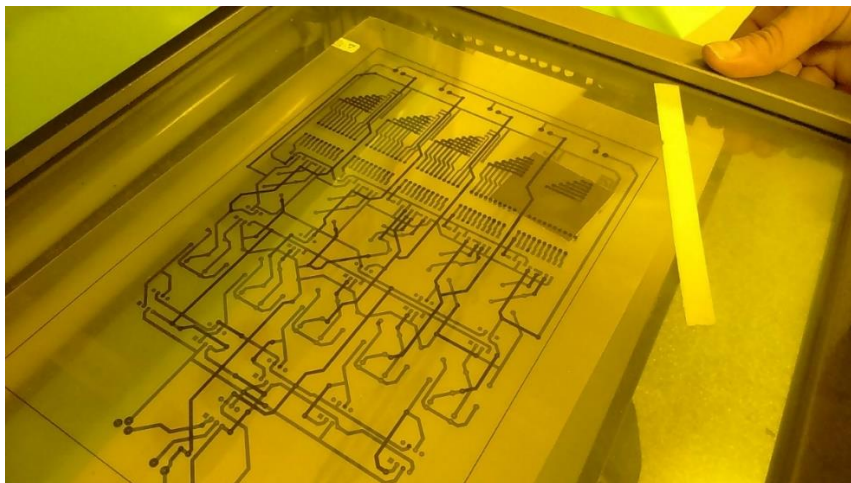


Ilustración 6.12

Tras haber transferido un trozo de diseño cualquiera a un trozo de placa se procede al revelado de la placa. Cuando pasa el tiempo de insolado se sumerge la placa en una mezcla formada por agua y sosa cáustica, la proporción de esta mezcla es de dos cucharadas de sosa por cada 250 ml.

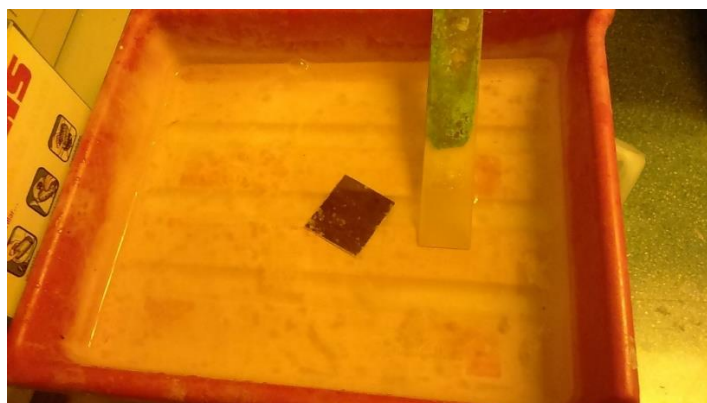


Ilustración 6.13

Se deja la placa sumergida en la mezcla reveladora y poco a poco se verá como el material expuesto a la luz UV empieza a desprenderse hasta que queden marcadas solos las pista de nuestro circuito.

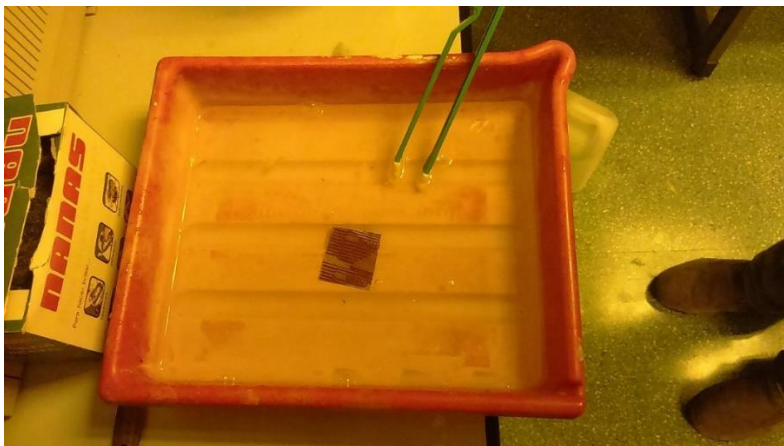


Ilustración 6.14

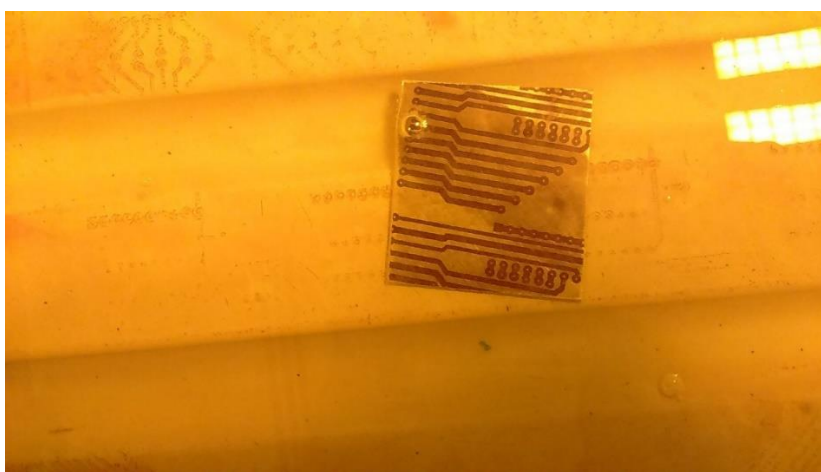


Ilustración 6.15

Cuando ya está la placa revelada se procede a la fase de atacado químico. El atacado químico consiste en sumergir nuestra placa en una solución compuesta por 2 partes de agua, 1 parte de agua oxigenada de 110 volúmenes y 1 parte de ácido clorhídrico. Esta operación se realizará dentro de una campana extractora de gases ya que los gases que emana la mezcla son muy tóxicos aparte de corrosivos. En la siguiente imagen se puede ver la campana extractora del laboratorio donde se realizó el atacado químico de la placa.



Ilustración 6.16

Mezcla de los componentes para realizar la solución para el atacado químico.



Ilustración 6.17

En la siguiente ilustración se puede apreciar como el cobre hace reacción con la solución en la que se ha sumergido la placa.



Ilustración 6.18

Una vez que el ácido haya eliminado el cobre que no pertenece a las pistas, se saca la placa y se introduce en agua. En las siguientes ilustraciones se puede ver el resultado.



Ilustración 6.19

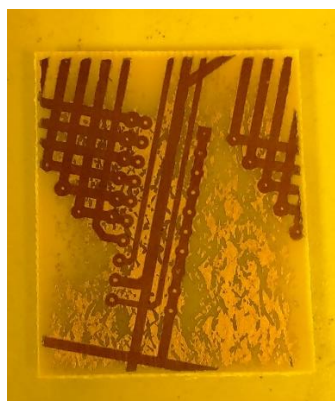


Ilustración 6.20

Como se puede observar en la imagen anterior, se tiene que aplicar luz UV durante más tiempo porque el tiempo que se ha empleado no ha sido suficiente para que las pistas queden totalmente definidas.

A continuación se limpia la placa con alcohol para que en la placa solo quede cobre y desaparezca el material sobrante.

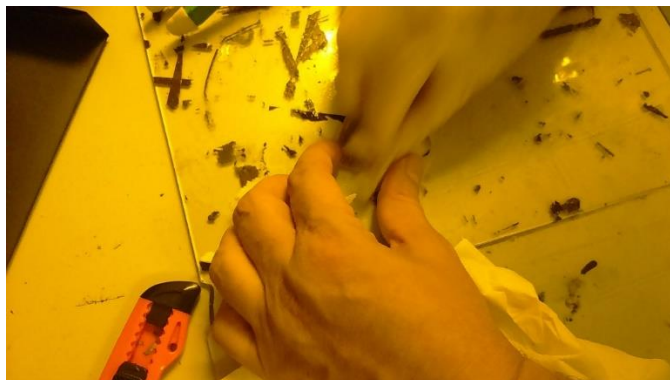


Ilustración 6.21

Tras limpiar la placa con alcohol se puede observar que el resultado no es el deseado. Las siguientes pruebas se harán aumentando el tiempo de insolado.



Ilustración 6.22

Tras hacer varias pruebas, finalmente se obtiene el resultado deseado. Como se puede observar en las siguientes ilustraciones, ahora las pistas están totalmente definidas. El tiempo que se ha empleado para insolar la placa de prueba es el que se utilizará para insolar nuestra placa final, que en nuestro caso será de 2 minutos y 30 segundos.

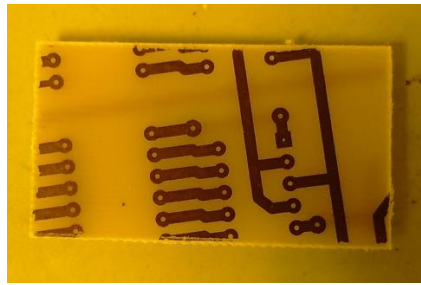


Ilustración 6.23

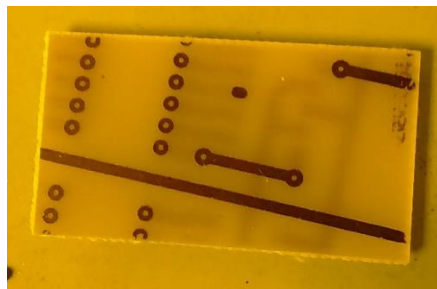


Ilustración 6.24

Para realizar la placa final se seguirá el mismo proceso que se ha empleado con la última placa de prueba para hacer la placa final. En las siguientes ilustraciones se muestra el proceso al completo.

Insolado.

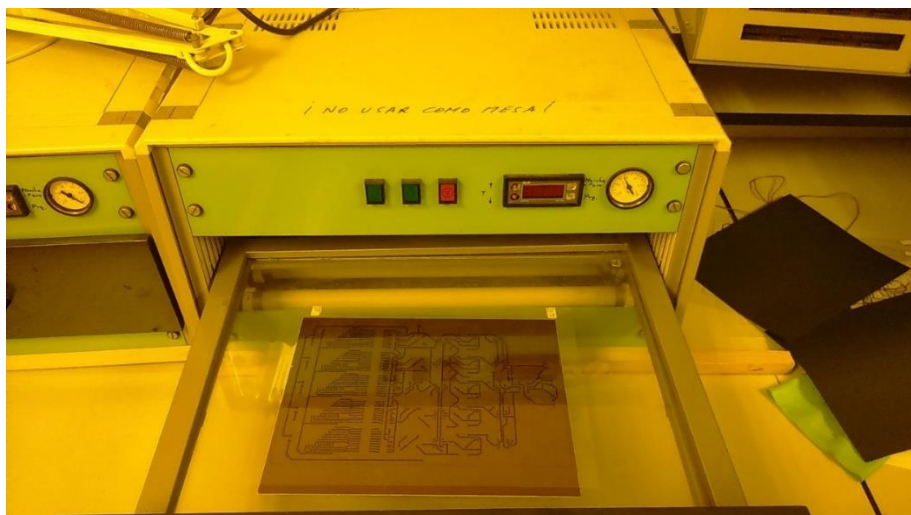


Ilustración 6.25

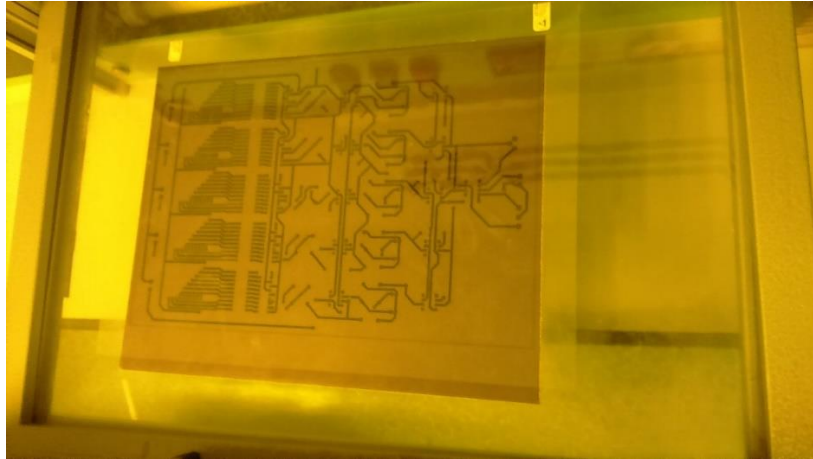


Ilustración 6.26

Revelado.

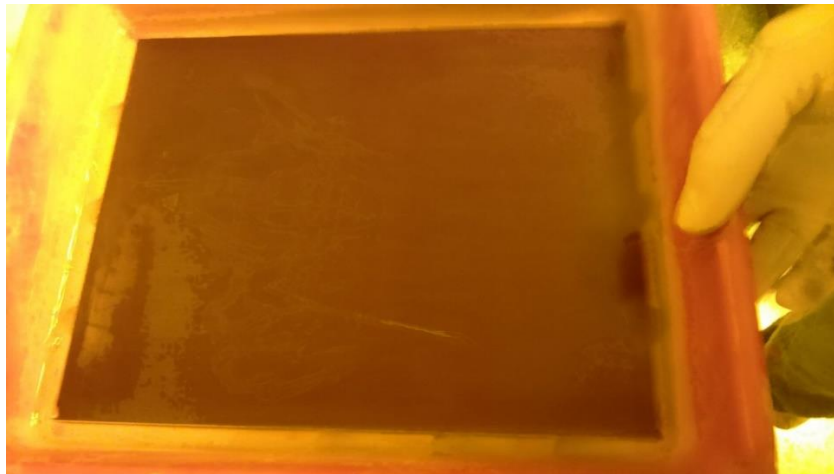


Ilustración 6.27

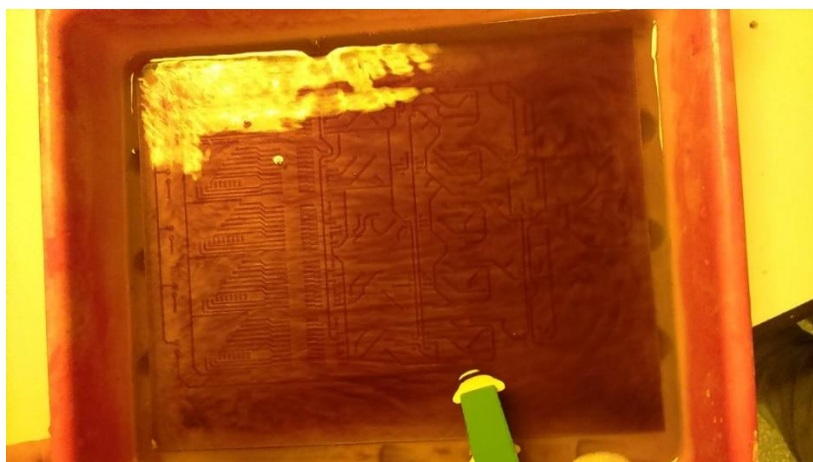


Ilustración 6.28

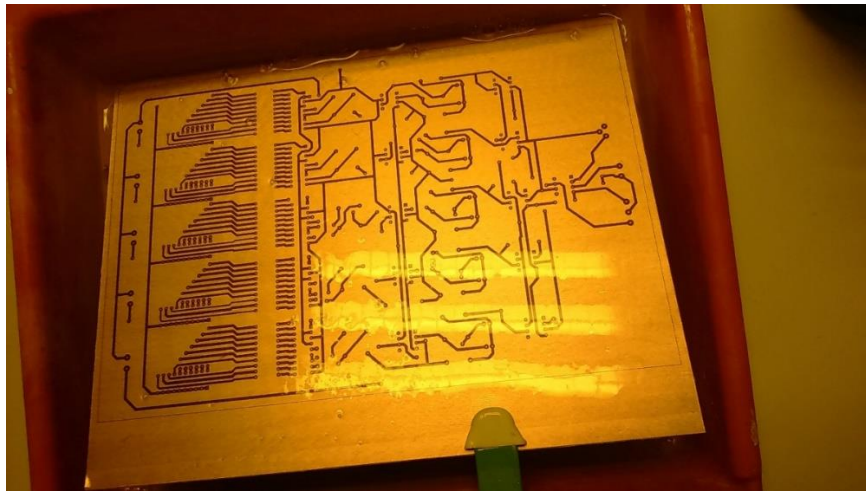


Ilustración 6.29

Tras el revelado se retira el líquido residual.

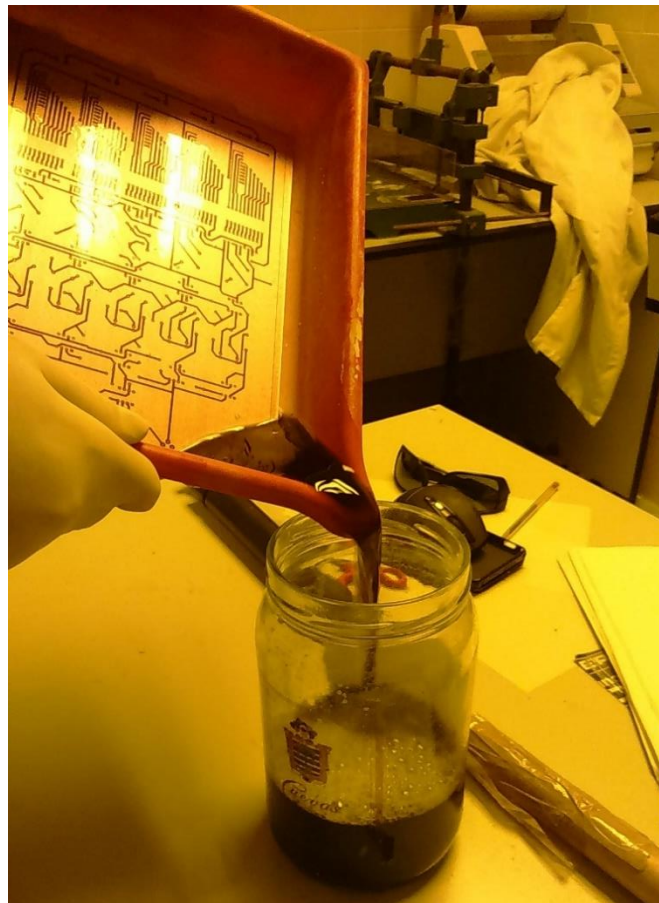


Ilustración 6.30

Atacado químico.



Ilustración 6.31

Limpieza con agua.

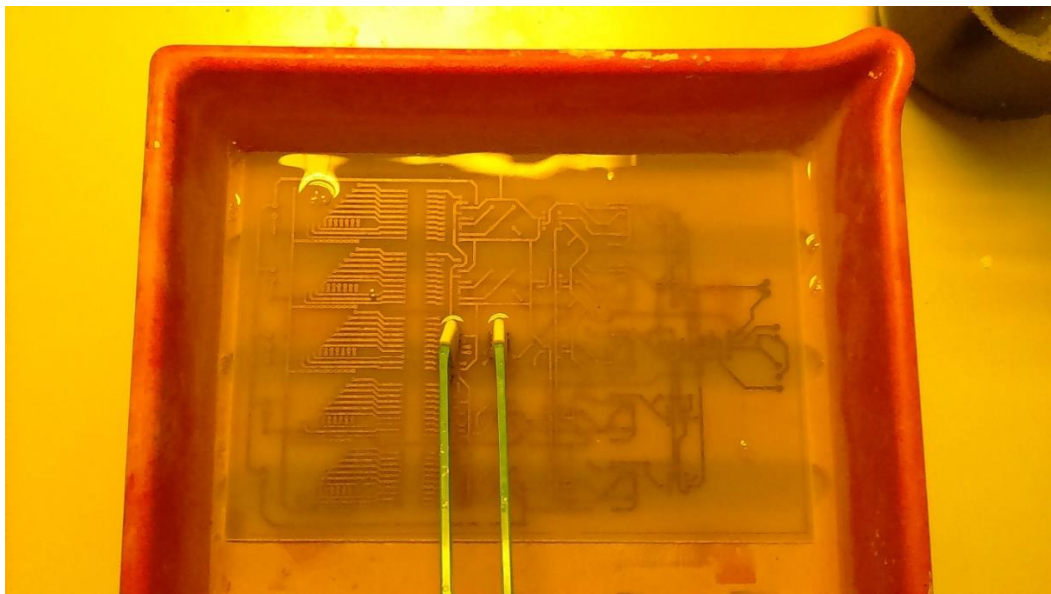


Ilustración 6.32

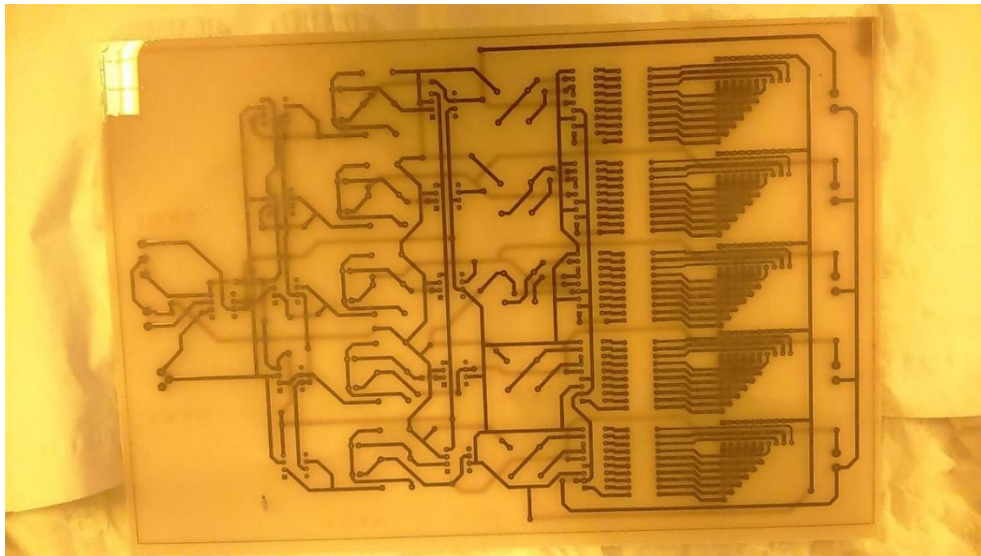


Ilustración 6.33

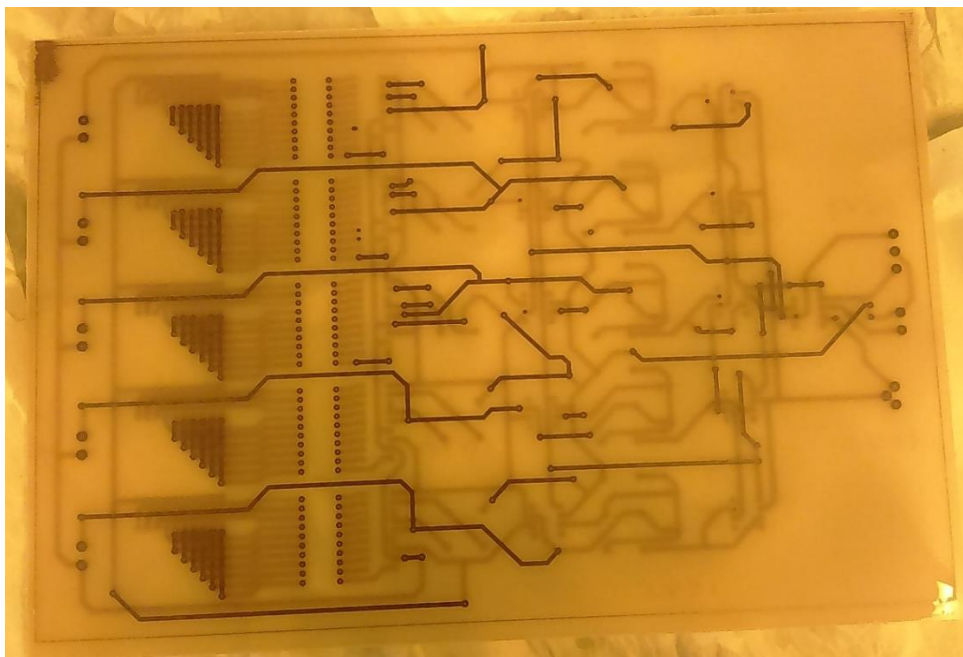


Ilustración 6.34

Después se limpia la placa con alcohol para dejar el cobre al descubierto. En las siguientes ilustraciones podemos apreciar la diferencia entre la superficie a la que se le ha aplicado alcohol para limpiar y a la que no se le ha aplicado.

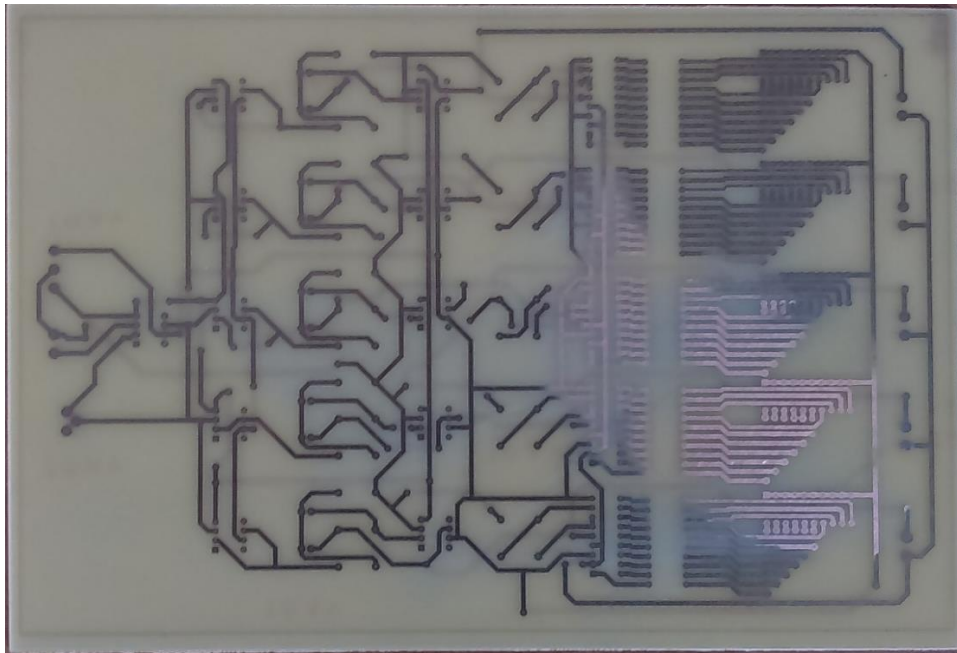


Ilustración 6.35

El resultado final tras haber limpiado la placa con alcohol lo podemos ver en las siguientes ilustraciones.

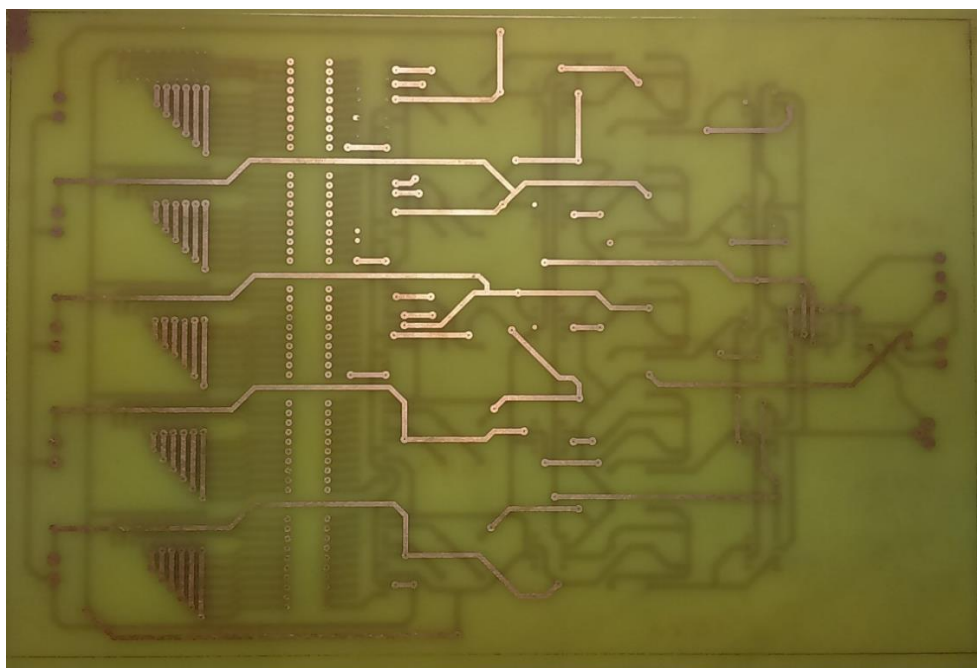


Ilustración 6.36

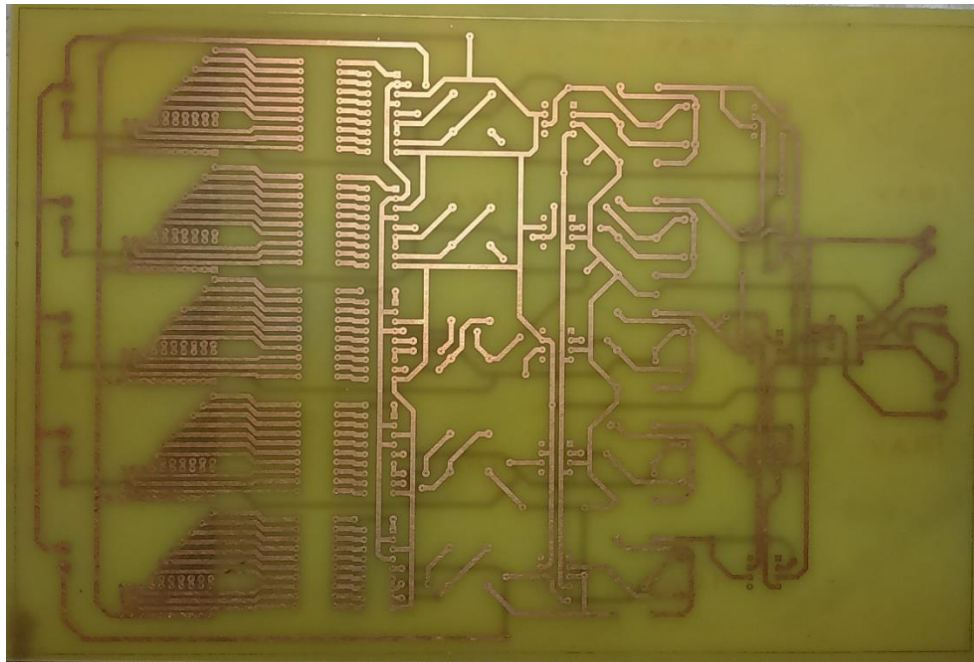


Ilustración 6.37

El siguiente paso es taladrar las vías de la placa y hacer los orificios para situar los componentes.

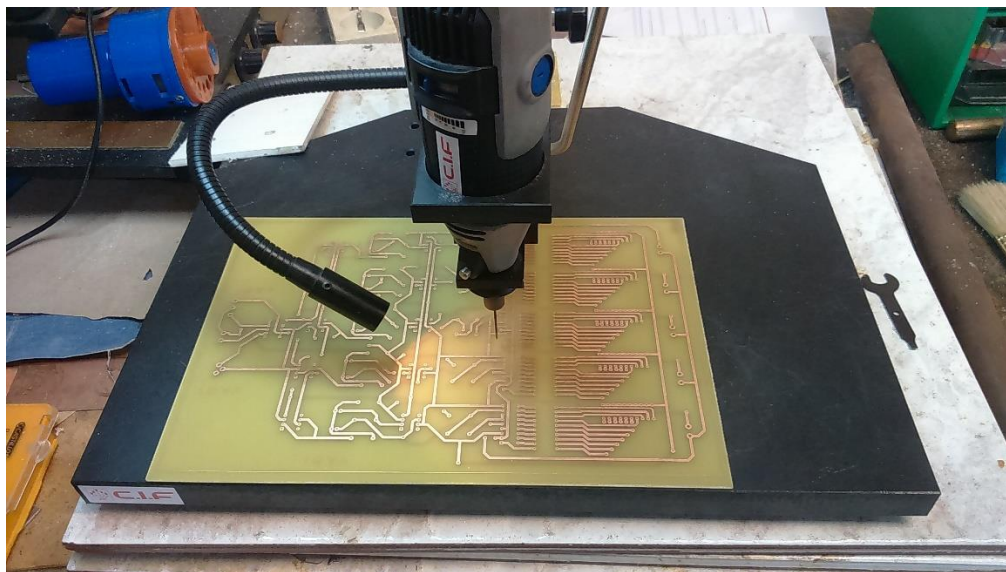


Ilustración 6.38

Cuando tenemos todos los orificios hechos procedemos a limpiar las pistas de cobre con lana de acero para que el estaño se pegue mejor al cobre. En la siguiente imagen se puede apreciar que la superficie a la que se le ha pasado la lana de acero brilla más.

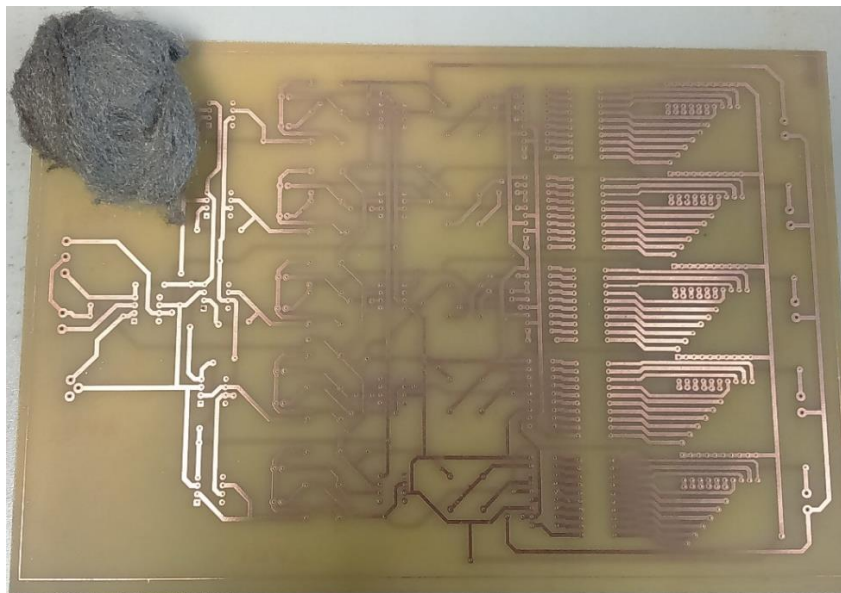


Ilustración 6.39

El último paso es soldar con estaño las vías y los componentes a la placa. A continuación se muestran varias imágenes del proceso de soldado.

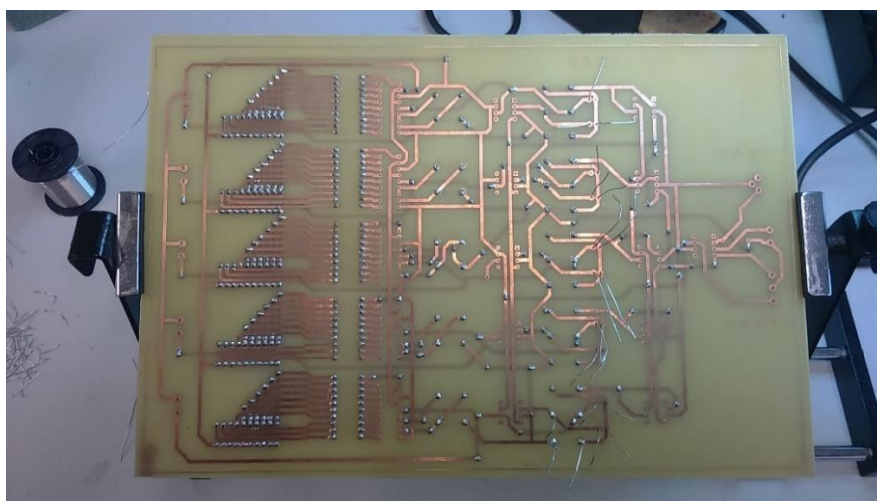


Ilustración 6.40

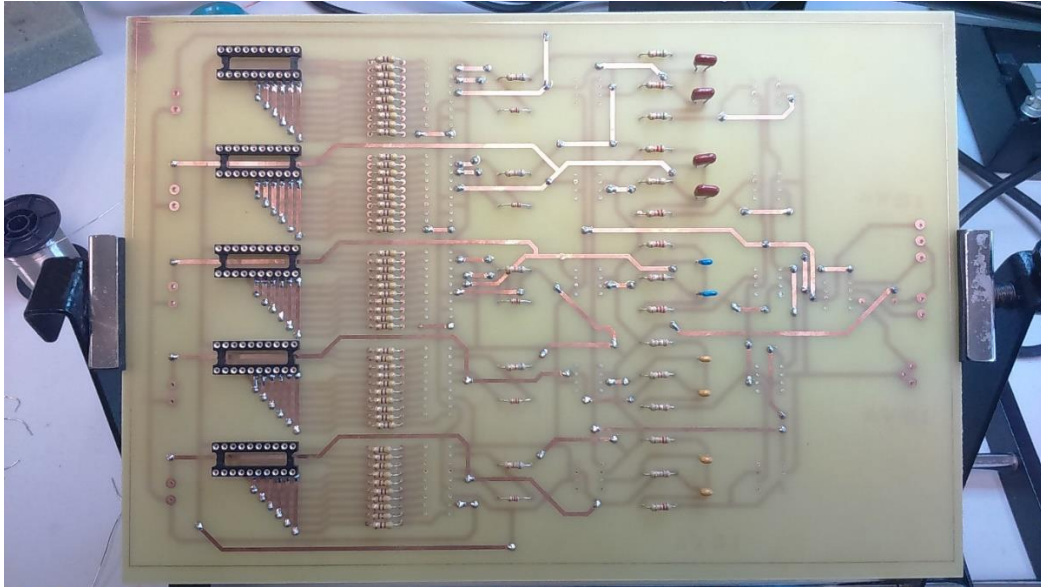


Ilustración 6.41

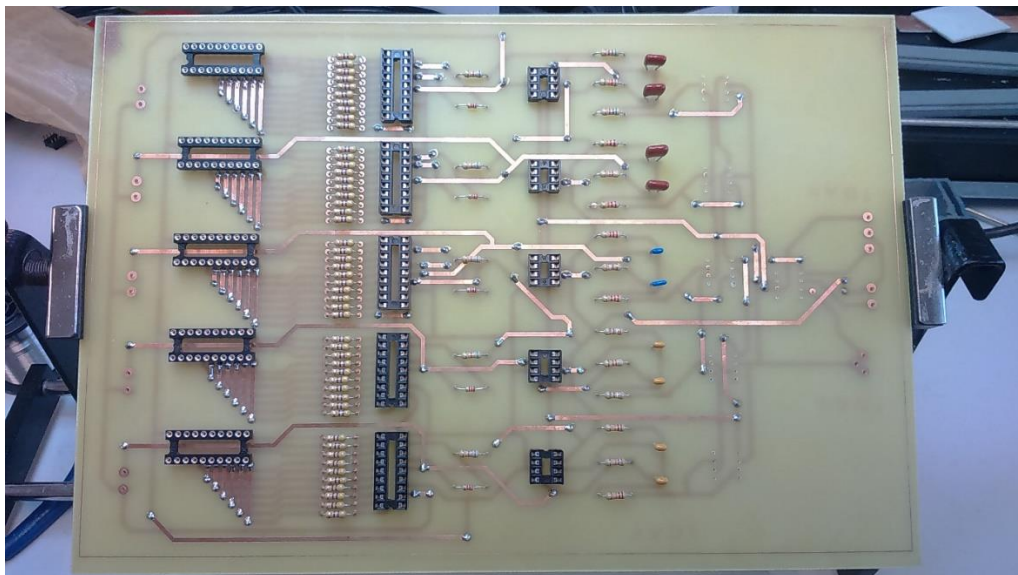


Ilustración 6.42

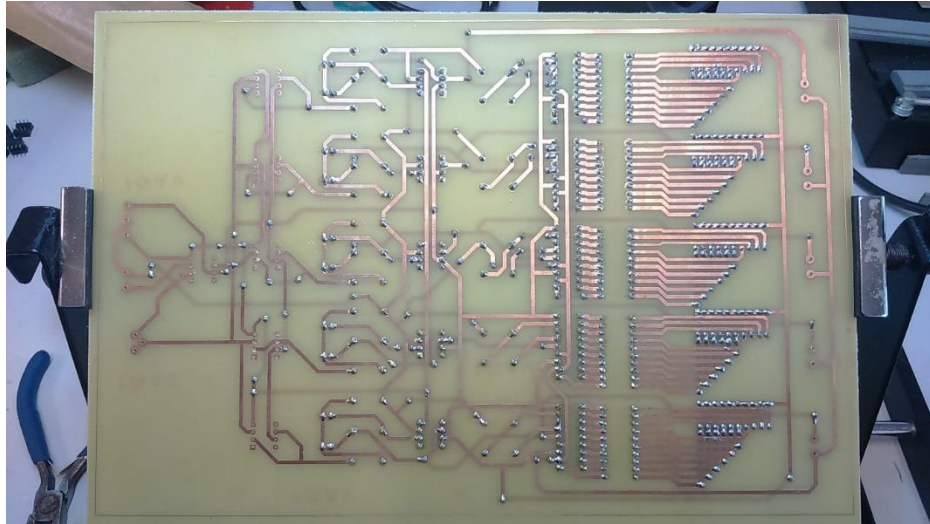


Ilustración 6.43

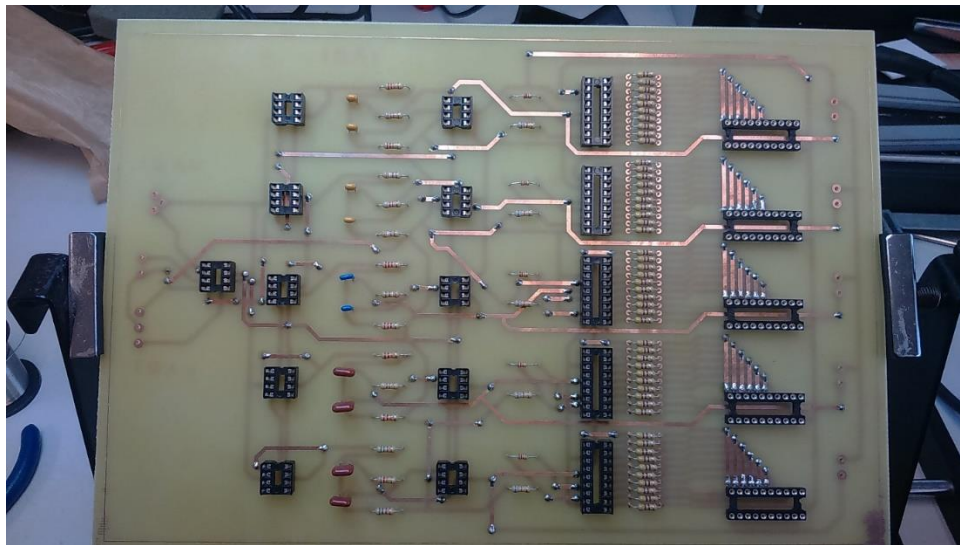


Ilustración 6.44

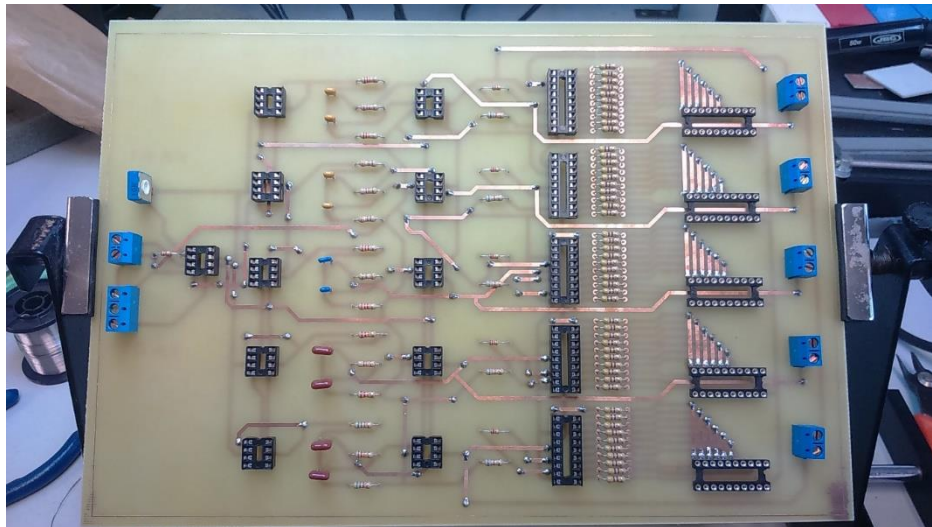


Ilustración 6.45

Cuando están todos los componentes soldados, el último paso para finalizar nuestro circuito es insertar los circuitos integrados y los displays de leds en los zócalos. En la siguiente imagen se puede ver el circuito finalizado listo para funcionar.

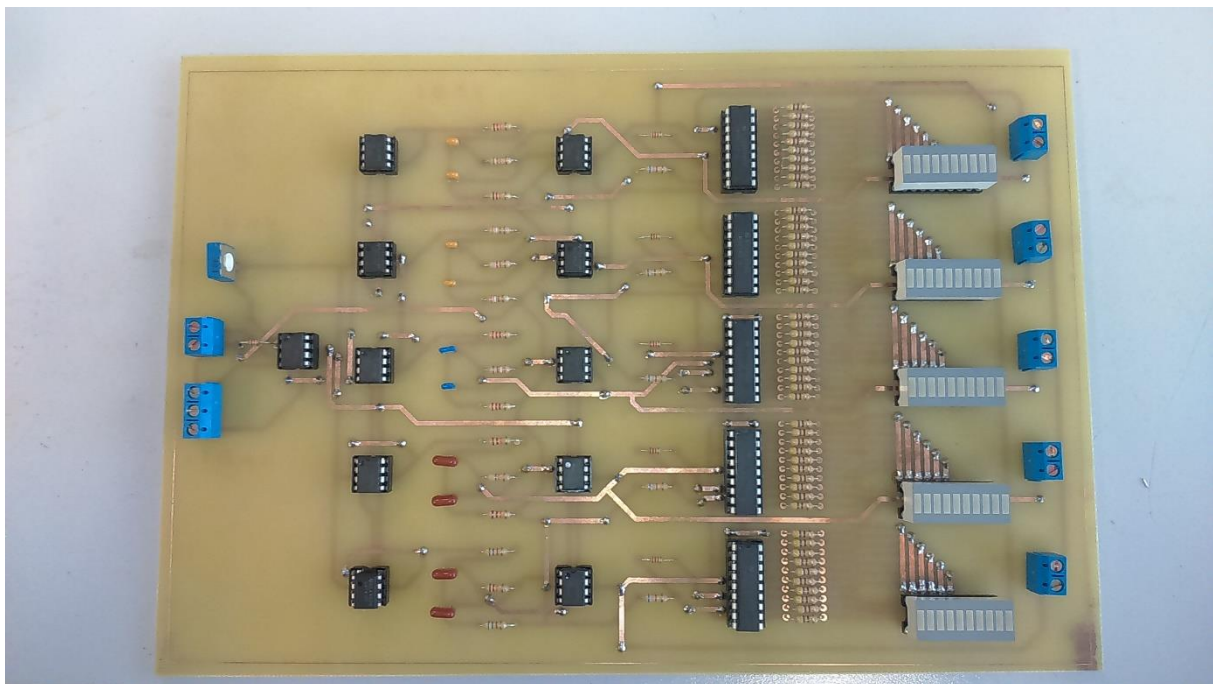
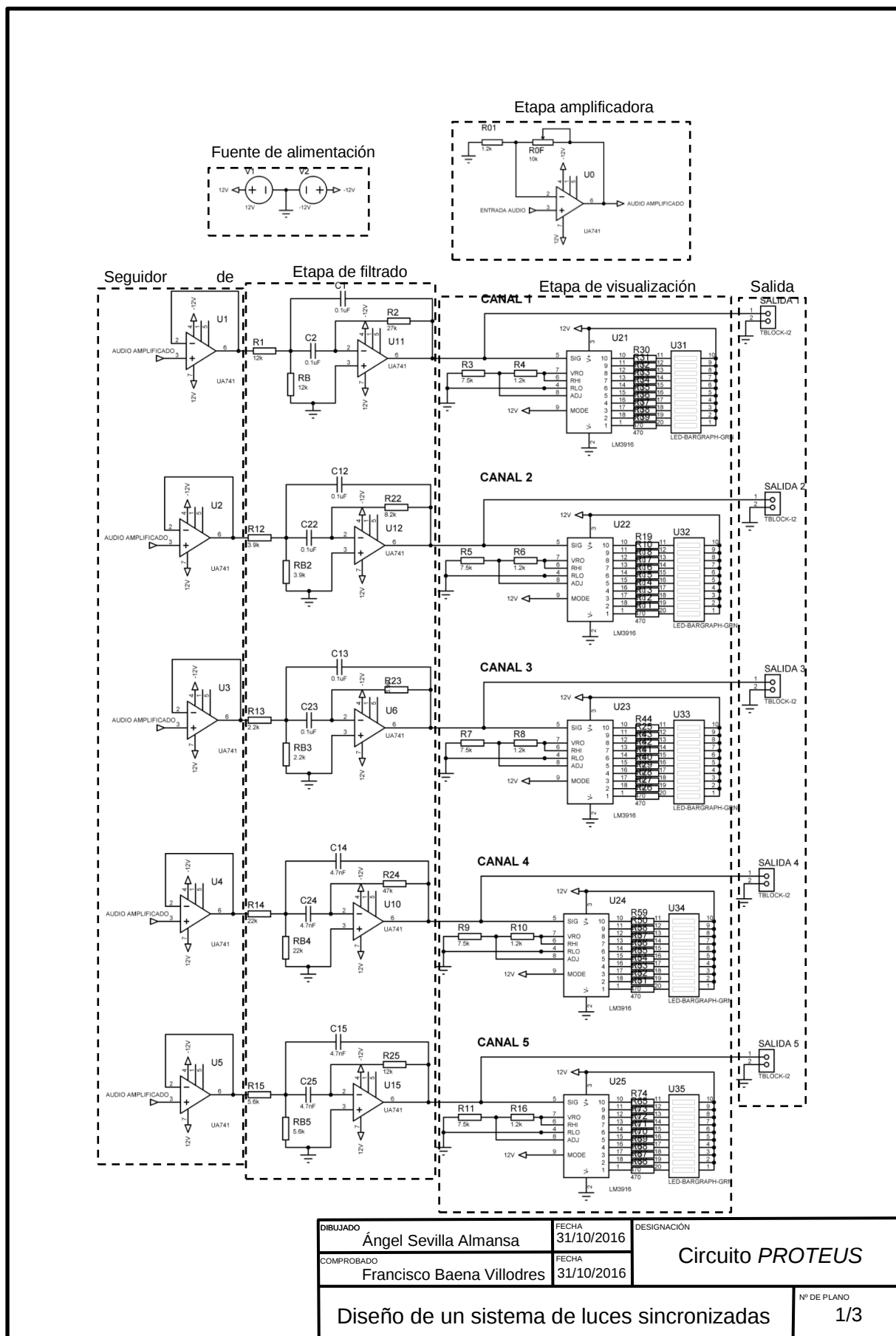
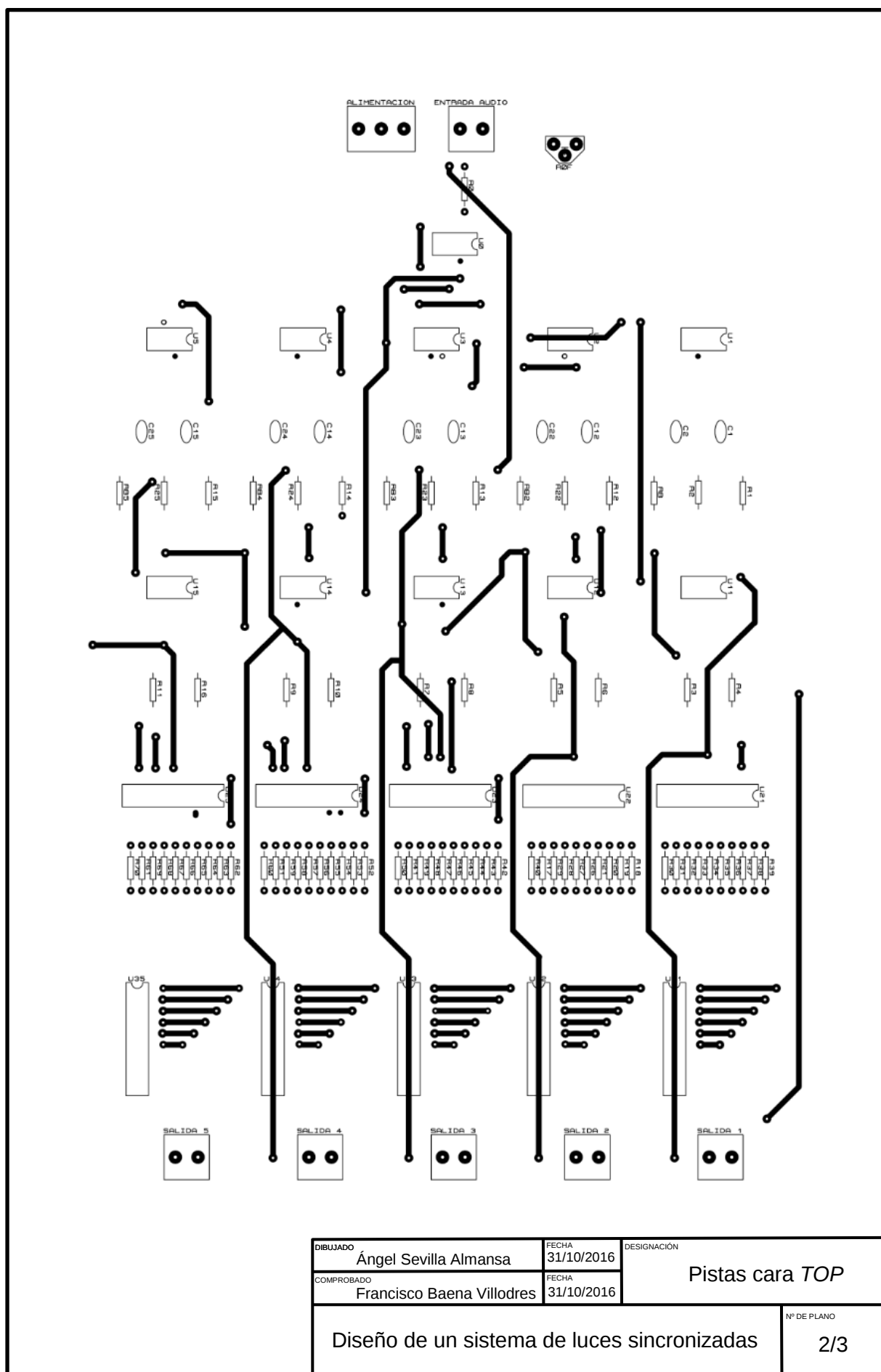
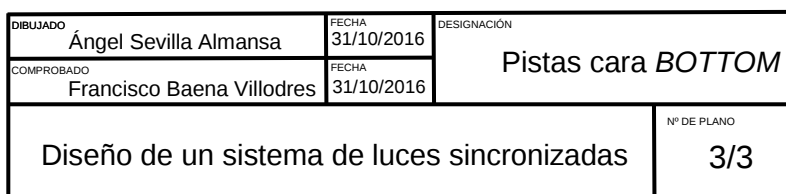


Ilustración 6.46

7. PLANOS







8. PRESUPUESTO

En este apartado se realizará el presupuesto de nuestro proyecto. Se calcularán detalladamente los costes tanto del material empleado como los costes del diseño e implementación del circuito.

Coste de ingeniería

Este coste hace referencia a las horas dedicadas a la preparación de la memoria, las horas dedicadas al cálculo y diseño, las horas de simulación, las horas de testeo y las horas de montaje del circuito.

Concepto	Horas	Precio/hora (€)	Precio (€)
Preparación de la memoria	50	30	1.500,00
Cálculo y diseño	60	30	1.800,00
Simulación	40	30	1.200,00
Testeo	30	30	900,00
Implementación del circuito	40	30	1.200,00
TOTAL			6.600,00 €

Coste del material

En este apartado se detallarán los costes de los materiales empleados para implementar el circuito.

Componente	Cantidad	Precio unitario (€)	Precio (€)
Placa fotorresistente 300x200x1.5mm	1	19,50	19,50
Fuente de alimentación simétrica $\pm 12V$	1	44,04	44,04
Zócalo dip 8	11	0,10	1,10
Zócalo dip 18	5	0,15	0,75
Zócalo dip 20	5	0,75	3,75
Borne circuito impreso 2 polos	6	0,28	1,68
Borne circuito impreso 3 polos	1	0,35	0,35
Resistencias $\frac{1}{4} w$	76	0,04	3,04
Potenciómetro 10k Ω	1	0,78	0,78
Condensador 4.7 μF	4	0,83	3,32
Condensador 0.1 nF	6	0,66	3,96
Lm 741	11	0,62	6,82
Lm 3916	5	1,98	9,90
TOTAL			98,99 €

Coste total del proyecto

Por último se muestra el coste total del proyecto finalizado.

Concepto	Coste (€)
Coste de ingeniería	6.600,00
Coste de material	98,99
Total	6.698,99
I.V.A. (21 %)	1.406,79
TOTAL	8.105,78 €

9. ANEXOS

- *Hoja de características del circuito integrado uA741*



uA741

SLOS094E –NOVEMBER 1970–REVISED JANUARY 2015

μA741 General-Purpose Operational Amplifiers

1 Features

- Short-Circuit Protection
- Offset-Voltage Null Capability
- Large Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- No Frequency Compensation Required
- No Latch-Up

2 Applications

- DVD Recorders and Players
- Pro Audio Mixers

3 Description

The μA741 device is a general-purpose operational amplifier featuring offset-voltage null capability.

The high common-mode input voltage range and the absence of latch-up make the amplifier ideal for voltage-follower applications. The device is short-circuit protected and the internal frequency compensation ensures stability without external components. A low value potentiometer may be connected between the offset null inputs to null out the offset voltage as shown in Figure 11.

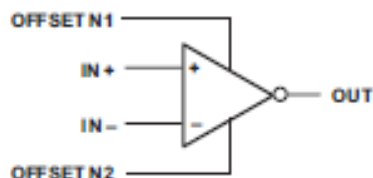
The μA741C device is characterized for operation from 0°C to 70°C. The μA741M device (obsolete) is characterized for operation over the full military temperature range of –55°C to 125°C.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE (PIN)	BODY SIZE (NOM)
μA741x	SOIC (8)	4.90 mm X 3.91 mm
	PDIP (8)	9.81 mm X 6.35 mm
	SO (8)	6.20 mm X 5.30 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

4 Simplified Schematic





uA741

SLOS094E –NOVEMBER 1970–REVISED JANUARY 2015

www.ti.com

7 Specifications

7.1 Absolute Maximum Ratings

over virtual junction temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

	μA741C		μA741M		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	
V _{CC} Supply voltage ⁽²⁾	-18	18	-22	22	V
V _{ID} Differential input voltage ⁽³⁾	-15	15	-30	30	V
V _I Input voltage, any input ⁽²⁾⁽⁴⁾	-15	15	-15	15	V
Voltage between offset null (either OFFSET N1 or OFFSET N2) and V _{CC-}	-15	15	-0.5	0.5	V
Duration of output short circuit ⁽⁵⁾	Unlimited				
Continuous total power dissipation	See Table 1				
T _A Operating free-air temperature	0	70	-55	125	°C
Case temperature for 60 seconds	FK package		N/A	N/A	260 °C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J, JG, or U package		N/A	N/A	300 °C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D, P, or PS package		260	N/A	N/A °C
T _{stg} Storage temperature range	-65	150	-65	150	°C

- Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-}.
- Differential voltages are at IN+ with respect to IN-.
- The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
- The output may be shorted to ground or either power supply. For the μA741M only, the unlimited duration of the short circuit applies at (or below) 125°C case temperature or 75°C free-air temperature.

7.2 Recommended Operating Conditions

		MIN	MAX	UNIT
V _{CC+}	Supply voltage	5	15	V
V _{CC-}		-5	-15	
T _A	Operating free-air temperature	0	70	°C
		-55	125	

Table 1. Dissipation Ratings Table

PACKAGE	T _A ≤ 25°C POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE T _A	T _A = 70°C POWER RATING	T _A = 85°C POWER RATING	T _A = 125°C POWER RATING
D	500 mW	5.8 mW/°C	64°C	464 mW	377 mW	N/A
FK	500 mW	11.0 mW/°C	105°C	500 mW	500 mW	275 mW
J	500 mW	11.0 mW/°C	105°C	500 mW	500 mW	275 mW
JG	500 mW	8.4 mW/°C	90°C	500 mW	500 mW	210 mW
P	500 mW	N/A	N/A	500 mW	500 mW	N/A
PS	525 mW	4.2 mW/°C	25°C	336 mW	N/A	N/A
U	500 mW	5.4 mW/°C	57°C	432 mW	351 mW	135 mW



uA741

www.ti.com

SLOS094E – NOVEMBER 1970 – REVISED JANUARY 2015

7.3 Electrical Characteristics $\mu A741C$, $\mu A741M$

at specified virtual junction temperature, $V_{CC} = \pm 15$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	$T_A^{(1)}$	$\mu A741C$			$\mu A741M$			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 0$	25°C		1	6		1	5	mV
		Full range			7.5		± 15	6	
$\Delta V_{IO(adj)}$ Offset voltage adjust range	$V_O = 0$	25°C		± 15			20	200	mV
I_{IO} Input offset current	$V_O = 0$	25°C		20	200			500	nA
		Full range			300			500	
I_{IB} Input bias current	$V_O = 0$	25°C		80	500		80	500	nA
		Full range			800			1500	
V_{ICR} Common-mode input voltage range		25°C	± 12	± 13		± 12	± 13		V
		Full range	± 12			± 12			
V_{OW} Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10$ k Ω	25°C	± 12	± 14		± 12	± 14		V
	$R_L \geq 10$ k Ω	Full range	± 12			± 12			
	$R_L = 2$ k Ω	25°C	± 10			± 10	± 13		
	$R_L \geq 2$ k Ω	Full range	± 10			± 10			
A_{VO} Large-signal differential voltage amplification	$R_L \geq 2$ k Ω	25°C	20	200		50	200		V/mV
	$V_O = \pm 10$ V	Full range	15			25			
r_i Input resistance		25°C	0.3	2		0.3	2		M Ω
r_o Output resistance	$V_O = 0$, See (2)	25°C		75			75		Ω
C_i Input capacitance		25°C		1.4			1.4		pF
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{IC(min)}$	25°C	70	90		70	90		dB
		Full range	70			70			
k_{SVS} Supply voltage sensitivity ($\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$)	$V_{CC} = \pm 9$ V to ± 15 V	25°C		30	150		30	150	$\mu V/V$
		Full range			150			150	
I_{OS} Short-circuit output current		25°C		± 25	± 40		± 25	± 40	mA
I_{CC} Supply current	$V_O = 0$, No load	25°C		1.7	2.8		1.7	2.8	mA
		Full range			3.3			3.3	
P_D Total power dissipation	$V_O = 0$, No load	25°C		50	85		50	85	mW
		Full range			100			100	

(1) All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. Full range for the $\mu A741C$ is 0°C to 70°C and the $\mu A741M$ is -55°C to 125°C.

(2) This typical value applies only at frequencies above a few hundred hertz because of the effects of drift and thermal feedback.

- **Hoja de características del circuito integrado LM3916**



LM3916

www.ti.com

SNVS762B – JANUARY 2000 – REVISED MARCH 2013

LM3916 Dot/Bar Display Driver

Check for Samples: [LM3916](#)

FEATURES

- Fast Responding Electronic VU Meter
 - Drivers LEDs, LCDs, or Vacuum Fluorescents
 - Bar or Dot Display Mode Externally Selectable by User
 - Expandable to Displays of 70 dB
 - Internal Voltage Reference from 1.2V to 12V
 - Operates with Single Supply of 3V to 25V
 - Inputs Operate Down to Ground
 - Output Current Programmable from 1 mA to 30 mA
 - Input Withstands $\pm 35V$ without Damage or False Outputs
 - Outputs are Current Regulated, Open Collectors
 - Directly Drives TTL or CMOS
 - The Internal 10-step Divider is Floating and can be Referenced to a Wide Range of Voltages
- The LM3916 is Rated for Operation from 0°C to +70°C. The LM3916N-1 is Available in an 18-lead PDIP Package.

DESCRIPTION

The LM3916 is a monolithic integrated circuit that senses analog voltage levels and drives ten LEDs, LCDs or vacuum fluorescent displays, providing an electronic version of the popular VU meter. One pin changes the display from a bar graph to a moving dot display. LED current drive is regulated and programmable, eliminating the need for current limiting resistors. The whole display system can operate from a single supply as low as 3V or as high as 25V.

The IC contains an adjustable voltage reference and an accurate ten-step voltage divider. The high-impedance input buffer accepts signals down to ground and up to within 1.5V of the positive supply. Further, it needs no protection against inputs of $\pm 35V$. The input buffer drives 10 individual comparators referenced to the precision divider. Accuracy is typically better than 0.2 dB.

Audio applications include average or peak level indicators, and power meters. Replacing conventional meters with an LED bar graph results in a faster responding, more rugged display with high visibility that retains the ease of interpretation of an analog display.

The LM3916 is extremely easy to apply. A 1.2V full-scale meter requires only one resistor in addition to the ten LEDs. One more resistor programs the full-scale anywhere from 1.2V to 12V independent of supply voltage. LED brightness is easily controlled with a single pot.

The LM3916 is very versatile. The outputs can drive LCDs, vacuum fluorescents and incandescent bulbs as well as LEDs of any color. Multiple devices can be cascaded for a dot or bar mode display for increased range and/or resolution. Useful in other applications are the linear LM3914 and the logarithmic LM3915.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.
All trademarks are the property of their respective owners.



LM3916

www.ti.com

SNVS782B – JANUARY 2000 – REVISED MARCH 2013



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾⁽²⁾

Power Dissipation ⁽³⁾	
PDIP (NFK)	1365 mW
Supply Voltage	25V
Voltage on Output Drivers	25V
Input Signal Overvoltage ⁽⁴⁾	±35V
Divider Voltage	–100 mV to V ⁺
Reference Load Current	10 mA
Storage Temperature Range	–55°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	260°C

- (1) Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not ensure specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which ensure specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not specified for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.
- (2) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/Distributors for availability and specifications.
- (3) The maximum junction temperature of the LM3916 is 100°C. Devices must be derated for operation at elevated temperatures. Junction to ambient thermal resistance is 55°C/W for the PDIP (NFK package).
- (4) Pin 5 input current must be limited to ±3 mA. The addition of a 39k resistor in series with pin 5 allows ±100V signals without damage.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS⁽¹⁾⁽²⁾

Parameter	Conditions ⁽¹⁾	Min	Typ	Max	Units
COMPARATORS					
Offset Voltage, Buffer and First Comparator	0V ≤ V _{IL0} = V _{RI0} ≤ 12V, I _{LED} = 1 mA		3	10	mV
Offset Voltage, Buffer and Any Other Comparator	0V ≤ V _{IL0} = V _{RI0} ≤ 12V, I _{LED} = 1 mA		3	15	mV
Gain (ΔI _{LED} /ΔV _{IN})	I _{REF} = 2 mA, I _{LED} = 10 mA	3	8		mA/mV
Input Bias Current (at Pin 5)	0V ≤ V _{IN} ≤ (V ⁺ – 1.5V)		25	100	nA
Input Signal Overvoltage	No Change in Display	–35		35	V
VOLTAGE DIVIDER					
Divider Resistance	Total, Pin 6 to 4	8	12	17	kΩ
Relative Accuracy (Input Change Between Any Two Threshold Points)	(1) –1 dB ≤ V _{IN} ≤ 3 dB –7 dB ≤ V _{IN} ≤ –1 dB –10 dB ≤ V _{IN} ≤ –7 dB	0.75 1.5 2.5	1.0 2.0 3.0	1.25 2.5 2.5	dB dB dB
Absolute Accuracy	(1) V _{IN} = 2, 1, 0, –1 dB V _{IN} = –3, –5 dB V _{IN} = –7, –10, –20 dB	–0.25 –0.5 –1		+0.25 +0.5 +1	dB dB dB
VOLTAGE REFERENCE					
Output Voltage	0.1 mA ≤ I _{LED} ≤ 4 mA, V ⁺ = V _{LED} = 5V _G	1.2	1.28	1.34	V
Line Regulation	3V ≤ V ⁺ ≤ 18V		0.01	0.03	%/V
Load Regulation	0.1 mA ≤ I _{LED} ≤ 4 mA, V ⁺ = V _{LED} = 5V		0.4	2	%

- (1) Unless otherwise stated, all specifications apply with the following conditions:
 $3 V_{DD} \leq V^+ \leq 20 V_{DD}$ $-0.015V \leq V_{IL0} \leq 12 V_{DD}$ $T_A = 25^\circ C$, $I_{L(REF)} = 0.2 \text{ mA}$, pin 9 connected to pin 3 (bar mode).
 $3 V_{DD} \leq V_{LED} \leq V^+$ V_{REF} , V_{RI0} , $V_{IL0} \leq (V^+ - 1.5V)$ For higher power dissipations, pulse testing is used.
 $-0.015V \leq V_{RI0} \leq 12 V_{DD}$ $0V \leq V_{IN} \leq V^+ - 1.5V$
- (2) Pin 5 input current must be limited to ±3 mA. The addition of a 39k resistor in series with pin 5 allows ±100V signals without damage.
- (3) Accuracy is measured referred to +3 dB = +10,000 V_{DD} at pin 5, with +10,000 V_{DD} at pin 6, and 0,000 V_{DD} at pin 4. At lower full-scale voltages, buffer and comparator offset voltage may add significant error. See [Threshold Voltage](#).

LM3916



SNVS762B – JANUARY 2000 – REVISED MARCH 2013

www.ti.com

ELECTRICAL CHARACTERISTICS⁽¹⁾⁽²⁾ (continued)

Parameter	Conditions ⁽¹⁾	Min	Typ	Max	Units
Output Voltage Change with Temperature	0°C ≤ T _A ≤ +70°C, I _{L(REF)} = 1 mA, V ⁺ = V _{LED} = 5V		1		%
Adjust Pin Current			75	120	μA
OUTPUT DRIVERS					
LED Current	V ⁺ = V _{LED} = 5V, I _{L(REF)} = 1 mA	7	10	13	mA
LED Current Difference (Between Largest and Smallest LED Currents)	V _{LED} = 5V, I _{L(REF)} = 2 mA		0.12	0.4	mA
	V _{LED} = 5V, I _{L(REF)} = 20 mA		1.2	3	mA
LED Current Regulation	2V ≤ V _{LED} ≤ 17V I _{L(REF)} = 2 mA		0.1	0.25	mA
	I _{L(REF)} = 20 mA		1	3	mA
Dropout Voltage	I _{L(ON)} = 20 mA @ V _{LED} = 5V, ΔI _{LED} = 2 mA			1.5	V
Saturation Voltage	I _{L(REF)} = 2.0 mA, I _{L(REF)} = 0.4 mA		0.15	0.4	V
Output Leakage, Each Collector	Bar Mode ⁽⁴⁾		0.1	100	μA
Output Leakage	Dot Mode ⁽⁴⁾				
Pins 10–18			0.1	100	μA
Pin 1		60	150	450	μA
SUPPLY CURRENT					
Standby Supply Current (All Outputs Off)	V ⁺ = +5V, I _{L(REF)} = 0.2 mA		2.4	4.2	mA
	V ⁺ = +20V, I _{L(REF)} = 1.0 mA		6.1	9.2	mA

(4) Bar mode results when pin 9 is within 20 mV of V⁺. Dot mode results when pin 9 is pulled at least 200 mV below V⁺. LED #10 (pin 10 output current) is disabled if pin 9 is pulled 0.9V or more below V_{LED}.

LM3916 THRESHOLD VOLTAGE⁽¹⁾

dB	Volts			dB	Volts		
	Min	Typ	Max		Min	Typ	Max
3	9.985	10.000	10.015	-3 ± ½	4.732	5.012	5.309
2 ± ¼	8.660	8.913	9.173	-5 ± ½	3.548	3.981	4.467
1 ± ¼	7.718	7.943	8.175	-7 ± 1	2.818	3.162	3.548
0 ± ¼	6.879	7.079	7.286	-10 ± 1	1.995	2.239	2.512
-1 ± ¼	5.957	6.310	6.683	-20 ± 1	0.631	0.708	0.794

(1) Accuracy is measured referred to +3 dB = +10.000 V_{DC} at pin 5, with +10.000 V_{DC} at pin 6, and 0.000 V_{DC} at pin 4. At lower full-scale voltages, buffer and comparator offset voltage may add significant error. See [Threshold Voltage](#).



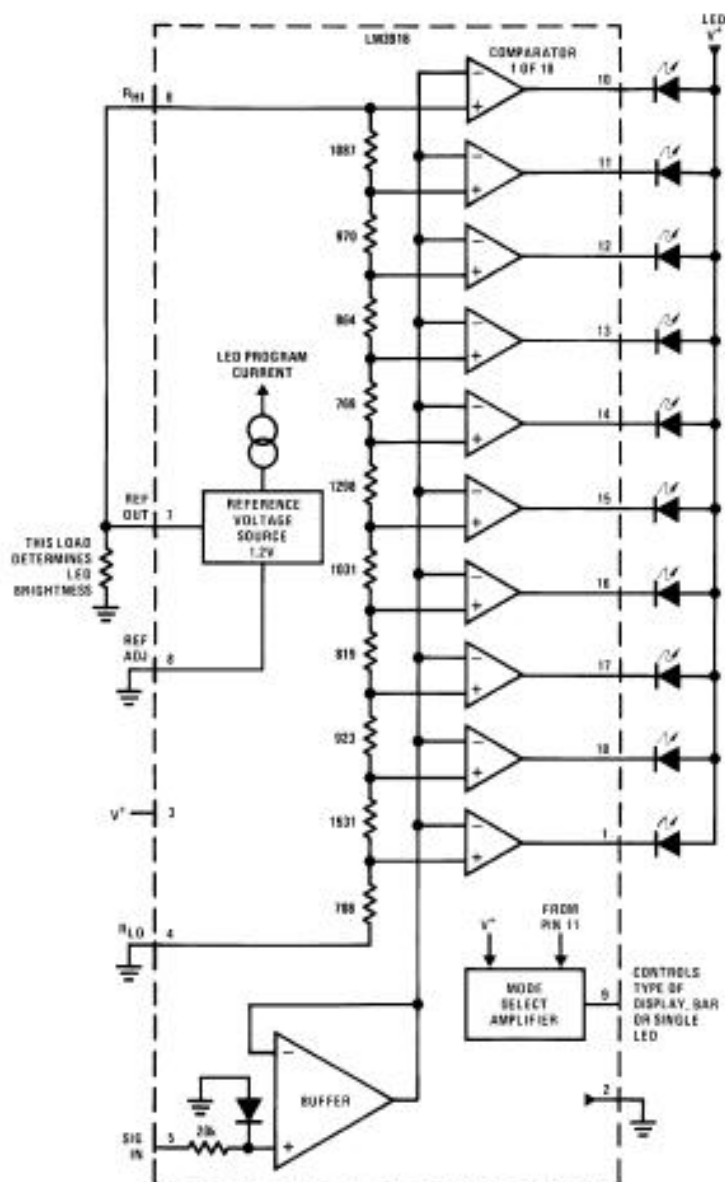
LM3916

www.ti.com

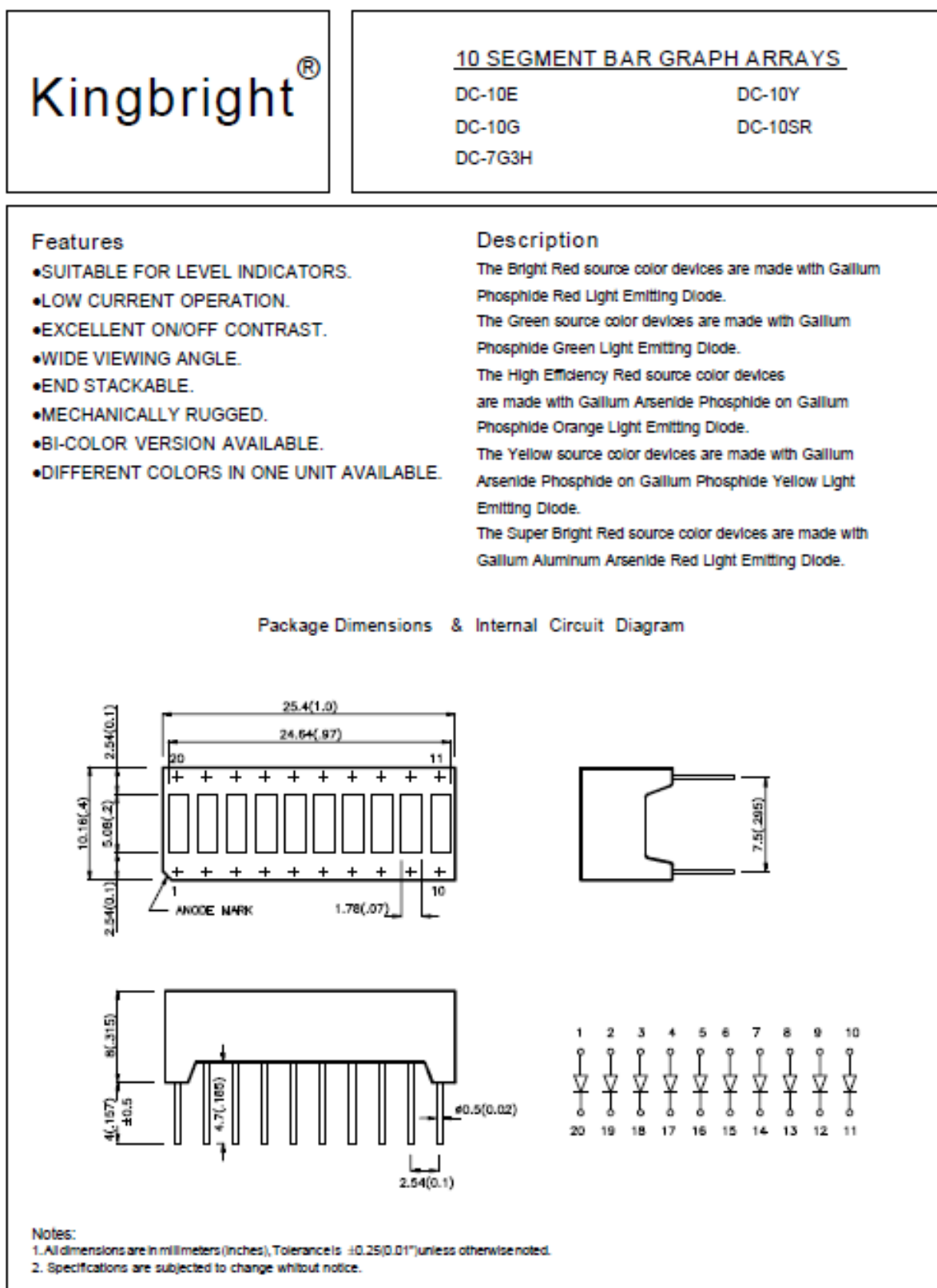
SNVS762B – JANUARY 2000 – REVISED MARCH 2013

BLOCK DIAGRAM

(Showing Simplest Application)



- Hoja de características del display de leds KINGBRIGHT DC-10G**



Selection Guide

Part No.	Dice	Iv (ucd) @ 10 mA		Description
		Min.	Max.	
DC-10EWA	HIGH EFFICIENCY RED (GaAsP/GaP)	2200	5600	10 Segments Bargraph-Display
DC-10GWA	GREEN (GaP)	2200	5600	
DC-10YWA	YELLOW (GaAsP/GaP)	2200	5600	
DC-10SRWA	SUPER BRIGHT RED (GaAlAs)	5600	31000	
DC-7G3HWA	GREEN (GaP)	2200	5600	
	BRIGHT RED (GaP)	900	2200	

Electrical / Optical Characteristics at T_A=25°C

Symbol	Parameter	Device	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions
λ_{peak}	Peak Wavelength	Bright Red High Efficiency Red Green Yellow Super Bright Red	700 625 565 590 660		nm	IF=20mA
$\Delta\lambda_{1/2}$	Spectral Line Halfwidth	Bright Red High Efficiency Red Green Yellow Super Bright Red	45 45 30 35 20		nm	IF=20mA
C	Capacitance	Bright Red High Efficiency Red Green Yellow Super Bright Red	40 12 45 10 95		pF	VF=0V; f=1MHz
V _F	Forward Voltage	Bright Red High Efficiency Red Green Yellow Super Bright Red	2.0 2.0 2.2 2.1 1.85	2.5 2.5 2.5 2.5 2.5	V	IF=20mA
I _R	Reverse Current	All	10		uA	VR = 5V

- **Hoja de características de la fuente de alimentación XP POWER ECL15UD01-S**

AC-DC

5-30 Watts

ECL Series

xppower.com

- Ultra Compact Size
- Single, Dual & Triple Outputs
- Open Frame PCB & Chassis Mount
- Encapsulated PCB & Chassis Mount
- <0.3 W No Load Input Power
- Peak Load Capability
- 3 Year Warranty

Specification

Input

Input Voltage Input Frequency Input Current Inrush Current Earth Leakage Current Power Factor No Load Input Power Input Protection	85-264 VAC (120-370 VDC) 47-63 Hz - ECL05: 0.1 A rms, ECL10: 0.2 A rms ECL15: 0.3 A rms, ECL25: 0.4 A rms ECL30: 0.8 A rms at 230 VAC 20 A at 115 VAC, 40 A at 230 VAC, cold start at 25 °C - Class II construction no earth - EN61000-3-2, class A <0.3 W - ECL05/10: Internal T1 A/250 VAC fuse ECL15/25/30: Internal T2 A/250 VAC fuse
---	---

Output

Output Voltage Output Voltage Trim Initial Set Accuracy Minimum Load Start Up Delay Start Up Rise Time Hold Up Time Line Regulation Load Regulation Cross Regulation Transient Response Ripple & Noise Overvoltage Protection Overload Protection Short Circuit Protection Temperature Coefficient	- See tables ±5% on output 1 only, on multiple output versions, V2 & V3 will track by same percentage, (not '-E' or '-S' versions) ±1% for output 1, ±1% for output 2 of UD01 & UD02 versions, ±5% for output 2 & output 3 of other versions - Single output versions: none, Multi output versions: UD01 & UD02: 10% V1 & V2 UD03: 10% V1, 20% V2 UT02 & UT03: 10% V1, 20% V2 & V3 to meet regulation specifications 3 s max 14 ms max 16 ms typical for single output versions, 12 ms typical for multiple output versions, at full load & 115 VAC ±0.5% max for single output versions and output 1 of multiple output versions, ±0.9% max for output 2 & output 3 of multiple output versions 1% max for single output versions, for multiple output versions (see note 5) - Multi output versions only (see note 5) 4% max deviation, recovery to within 1% in 500 µs for a 25% load change - Single output versions: 3.3-5 V versions: 50 mV pk-pk, 12-15 V versions: 120 mV pk-pk, 24-48 V versions: 200 mV pk-pk Multiple output versions: 1% pk-pk on any output, 20 MHz bandwidth 115-140% Vnom, 195-216% Vnom ECL05/10/15/25 with 3.3 V - Single output versions: ECL05/10/15: 120-150%, ECL25: 120-170% of total power Multiple output versions: 140-200% of total power - Trip and restart (hiccup mode) 0.05 %/°C
---	---

General

Efficiency Isolation Switching Frequency Power Density MTBF	- See tables 3000 VAC Input to Output 70 kHz typical - ECL05: 2.25 W/in² (PCB Mount version) ECL10: 5.50 W/in² (PCB Mount version) ECL15: 5.30 W/in² (PCB Mount version) ECL25: 5.90 W/in² (PCB Mount version) ECL30: 7.10 W/in² (PCB Mount version) - ECL05/10: >450 kHrs, ECL15/25/30: >400 kHrs, to MIL-HDBK-217F at 25 °C, GB
---	--

Environmental

Operating Temperature Cooling Operating Humidity Storage Temperature Operating Altitude Vibration	-20 °C to +70 °C, derate linearly from 100% at +50 °C to 50% at +70 °C - Convection-cooled 95% RH, non-condensing -40 °C to +85 °C 3000 m 2 g, 10 Hz to 500 Hz, 10 mins/cycle, 60 mins each cycle
--	--

EMC & Safety

Emissions Harmonic Currents Voltage Flicker ESD Immunity Radiated Immunity EFT/Burst Surge Conducted Immunity Magnetic Fields Dips & Interruptions Safety Approvals	- EN55022, level B conducted & radiated - EN61000-3-2, class A - EN61000-3-3 - EN61000-4-2, level 3 Perf Criteria A - EN61000-4-3, 10 W/m 80% mod Perf Criteria A - EN61000-4-4, level 3, Perf Criteria A - EN61000-4-5, installation class 3, Perf Criteria A - EN61000-4-6, 10 Vrms Perf Criteria A - EN61000-4-8, 10 A/m, Perf Criteria A - EN61000-4-11, 30% for 10 ms, 60% for 100 ms, 100% for 5000 ms Perf Criteria A, B, B - IEC60950-1, EN60950-1, UL60950-1, CSA22.2 No. 234 per cUL
---	--

T H E X P E R T S I N P O W E R

Models and Ratings

ECL15UD/UT XP
AC-DC

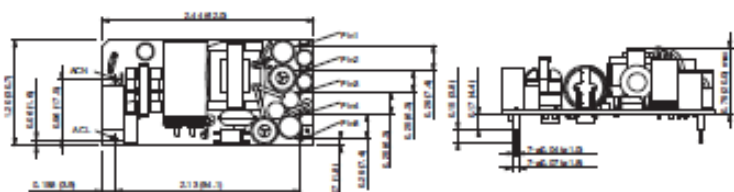
Output Power	Output 1		Output 2		Output 3		Efficiency	Model Number ^{1,4}
	Voltage	Current ²	Voltage	Current ²	Voltage	Current ²		
15 W	+12.0 V	0.65 A	-12.0 V	0.650 A			82%	ECL15UD01
15 W	+15.0 V	0.50 A	-15.0 V	0.500 A			82%	ECL15UD02
15 W	5.0 V ³	1.50 A	12.0 V ³	0.625 A			81%	ECL15UD03
15 W	5.0 V ³	2.00 A	+12.0 V	0.200 A	-12.0 V	0.200 A	81%	ECL15UT02
15 W	5.0 V ³	2.00 A	+15.0 V	0.150 A	-15.0 V	0.150 A	81%	ECL15UT03

Notes

1. Isolated output.
2. Peak load of 100% lasting <30 s with a maximum duty cycle of 10%, average output power not to exceed nominal.
3. Add suffix to model number to define type: add '-P' for PCB mount, add '-T' for chassis mount, add '-E' for encapsulated, add '-S' for screw terminals.
4. A screw terminal version (-S) is available with DIN clip attached, add suffix 'D' e.g. ECL15UT02-SD. DIN rail mounting kit is available as a separate item, order code ECL15 DIN CLIP.
5. UD01/UD02: Load regulation <8%, 10-100% load.
Cross regulation <3%, one output fixed, the other varied from 10-100% load.
UD03: Load regulation <1% V1, <10% V2.
Cross regulation <10% V2, V1 varied from 10-100% load.
UT02/UT03: Load regulation <1% V1, <10% V2 & V3.
Cross regulation <10% V2 & V3, V2 & V3 at 50% load & V1 varied from 20-100% load.

Mechanical Details

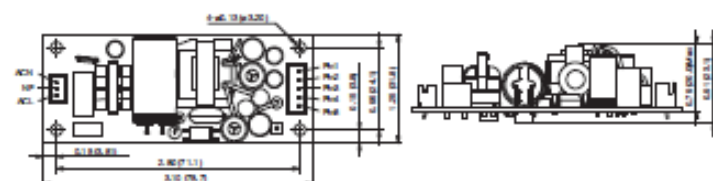
Open Frame - PCB Mount (-P)



Pin	UD01/02	UD03	UT02/03
1	V2	NP	V3
2	NP	V2 RTN	COM
3	COM	V2	V2
4	V1	V1	V1
5	NP	V1 RTN	V1 RTN

NP = No pin.

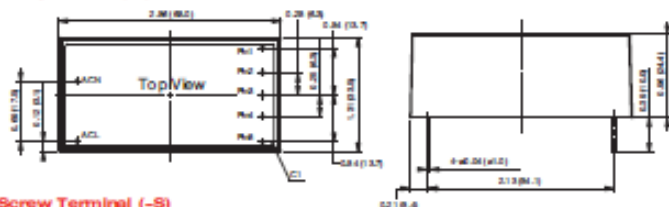
Open Frame - Chassis Mount (-T)



Pin	UD01/02	UD03	UT02/03
1	V2	NC	V3
2	COM	V2 RTN	COM
3	COM	V2	V2
4	COM	V1	V1
5	V1	V1 RTN	V1 RTN

NC = No connection.

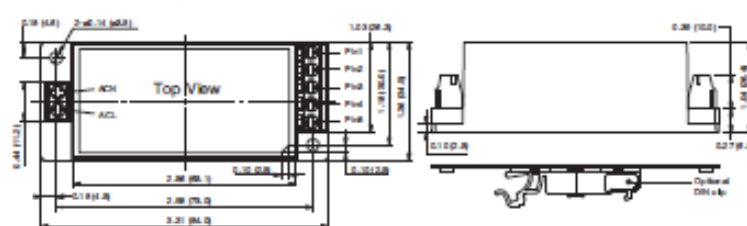
Encapsulated (-E)



Pin	UD01/02	UD03	UT02/03
1	V2	NP	V3
2	NP	V2 RTN	COM
3	COM	V2	V2
4	V1	V1	V1
5	NP	V1 RTN	V1 RTN

NP = No pin.

Screw Terminal (-S)



Pin	UD01/02	UD03	UT02/03
1	V2	NC	V3
2	COM	V2 RTN	COM
3	COM	V2	V2
4	COM	+V1	V1
5	V1	V1 RTN	V1 RTN

NC = No connection.

Notes

1. All dimensions in inches (mm).
2. Tolerances: xxx = ± 0.02 (xxx = ± 0.5)
x.xxx = ± 0.01 (xxx = ± 0.25)
3. Weight: ECL15 UD/UT: P Version: 0.09 lbs (40 g)
T Version: 0.09 lbs (40 g)
E Version: 0.21 lbs (95 g)
S Version: 0.26 lbs (120 g)
4. Mounting Connectors (-T version only)
Input Connector: JST PHR-3
Output Connector: JST XHP-5

10. BIBLIOGRAFÍA

Libros

Rashid, H. Muhammad (2002). *Circuitos microelectrónicos: Análisis y diseño*. Ed. Thomson.

Coughlin, Robert F, Driscoll, Frederick F. (1993). *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. Ed. Prentice-Hall Hispanoamericana.

Horenstein, Mark N. (1997). *Circuitos y dispositivos microelectrónicos*. Ed. Prentice-Hall Hispanoamericana.

Sedra, Adel S, Smith, Kenneth C. (1999) *Circuitos microelectrónicos*. Ed. Oxford University Press.

Sitios web

www.audio-cfp.blogspot.com.es/2009/04/tabla-de-frecuencias-de-instrumentos.html

www.fotonostra.com/digital/frecuenciaudio.htm

www.es.wikipedia.org/wiki/Espectro_audible

www.componemos.es/2009/10/un-paso-fundamental/

www.magrama.gob.es/es/calidad-y-evaluacion-ambiental/publicaciones/contaminacion_acustica_tcm7-1705.pdf

www.acdacustics.com/files/conceptos.pdf

www.es.wikibooks.org/wiki/F%C3%ADstica/Ac%C3%Bstica/Sonido

www.estudiodegrabacion.es/tecnico_de_sonido/grabacion-en-estudio/el-sonido/caracteristicas-de-una-onda