

1.- Diseño del Hardware

Como se ha visto en la introducción del proyecto es necesario el diseño de una serie de dispositivos hardware que realicen diversas funciones claramente diferenciadas entre ellas: comunicación con un PC, procesamiento de datos, tratamiento de señales... Esto unido al carácter modular del proyecto hace recomendable diseñar una serie de dispositivos sencillos que realicen las funciones de un modo más o menos independiente y luego interconectar cada uno de los módulos.

En cuanto al PC no se requerirá un ordenador de altas prestaciones para manejar el mezclador puesto que su función será en principio servir de interfaz y enviar las consignas que el usuario imponga por medio de algún puerto de comunicaciones. Tan solo se requerirá que el ordenador disponga de un puerto de comunicaciones compatible.

El módulo microprocesador tampoco requiere una gran potencia de cálculo, su función principal será la de recibir señales del ordenador a una velocidad no muy altas, inferiores al mega bit, realizar un pequeño tratamiento de los datos y enviarlas por otro puerto al módulo mezclador.

Finalmente el módulo de tratamiento de señal deberá recibir las consignas del microprocesador y actuar en consecuencia, tratando de introducir el mínimo posible de distorsión y ruido en la señal.

Para el diseño del hardware he utilizado un software de simulación de circuitos electrónicos basado en spice: microcap 7. Una vez completada la fase de cálculo y simulación de las diferentes partes que componen el proyecto se han dibujado los esquemáticos en la suite PCAD2001 y a partir de estos se han rutado utilizando el mismo software.

Para el diseño de las placas se han utilizado en la medida de lo posible componentes convencionales en lugar de tecnología S.M.D. Si bien los componentes convencionales tienen un menor rendimiento en términos de ruidos, capacidades e inductancias parasitarias que tenderán a incluir distorsiones y ruido en el resultado final, se han elegido estos componentes ya que el alcance de este proyecto es el de diseñar y montar un prototipo funcional capaz de cumplir con las especificaciones propuestas y poder hacerlo con herramientas convencionales.

El uso de técnicas de fabricación convencionales también limitará el diseño del pcb, donde no será posible la inclusión de un gran número de vías, ni vías o pistas de muy pequeño tamaño y proximidad, lo que no permitirá un rutado óptimo que contribuya a eliminar ruidos en el circuito.

1.1 Requerimientos Hardware del PC

Como hemos apuntado anteriormente sobre el pc no recaerá ninguna cantidad apreciable de computación, por lo que la carga principal de este será la de ser capaz de trabajar con el sistema operativo. Por su extensión entre los usuarios se programarán las aplicaciones en sistema operativo Windows, por lo tanto cualquier pc con la capacidad suficiente de hacer funcionar un sistema de tipo Windows 9x, Windows 2000 o bien Windows XP será suficiente.

Estos requerimientos se traducen en un pc con las siguientes características para su uso en Windows 9x:

- Procesador Pentium 166Mhz o Pc compatible.
- 16 Mb de memoria RAM (32Mb Recomendado).
- 125 Mb de espacio en disco duro.
- Monitor compatible con VGA o superior.
- Ratón compatible con puerto COM, PS2 o USB.

A estos requerimientos hay que añadirle la disponibilidad de un puerto de comunicaciones. Si bien tradicionalmente se venían utilizando para este tipo de aplicaciones los puertos serie, es una realidad que los ordenadores de hoy en día cada vez incorporan una cantidad menor de estos puertos, y cada vez gana más fuerza el uso de otras formas de comunicación como son el USB. Este puerto tiene muchas ventajas, como son conectores de menor tamaño, posibilidad de alimentar los dispositivos en el mismo cable de datos, programación similar al dispositivo de serie y alta velocidad de datos, llegando a los 12Mb/sec en su versión más sencilla.

Sin embargo la razón más poderosa para la elección de este sistema es que hoy en día es el modo de conexión más extendido para cualquier tipo de periféricos, y cualquier ordenador dispone al menos de 4 de estos puertos. Además el USB es un bus que permite la conexión de hasta 128 dispositivos diferentes en cada línea, por lo que la disponibilidad de estos puertos está garantizada en cualquier pc.

1.2 Sistema microprocesador – El motorola 68HC11

Debido a la naturaleza del proyecto, podemos prever que esta parte del sistema no tendrá una gran carga computacional. Este elemento será más bien un sistema de coordinación entre las distintas partes del proyecto. Sin embargo es necesario que disponga de al menos dos puertos de comunicaciones: un puerto USB para comunicarse con el PC y otro puerto más de tipo serie síncrono o asíncrono para la comunicación con los módulos mezcladores.

Sin embargo los micros que disponen de puertos de tipo serie son relativamente modernos y suelen tener una gran capacidad de cálculo, por lo que puede resultar algo desproporcionado para el trabajo que se les asignará. Por otra parte existía la opción de usar un microcontrolador de uso más extendido aunque este no disponga de conexión USB ya que es relativamente sencillo añadirle una interfaz de este tipo como periférico externo al micro.

Entre las posibilidades existentes se encontraban el motorola 68HC11 y el TMS2812 de texas instruments. Si bien el HC11 es el menos potente de los dos y su tecnología está basada en su mayoría en 8 bits, este microcontrolador ofrece una gran variedad de sistemas de comunicación al exterior, además es posible realizar simulaciones del software sin tener que utilizar el propio micro pudiendo realizar correcciones del software de un modo más sencillo. Todo esto unido a la robustez que ofrece este micro y a la experiencia en su programación ha hecho que finalmente sea el elegido para formar parte del proyecto.

Se utilizará por lo tanto una placa de desarrollo de aplicaciones dotada con el chip de Motorola fabricada en el propio departamento de electrónica, y posteriormente se realizará un diseño específico con un chip que se ajuste a las necesidades del firmware desarrollado para conseguir un diseño más compacto.

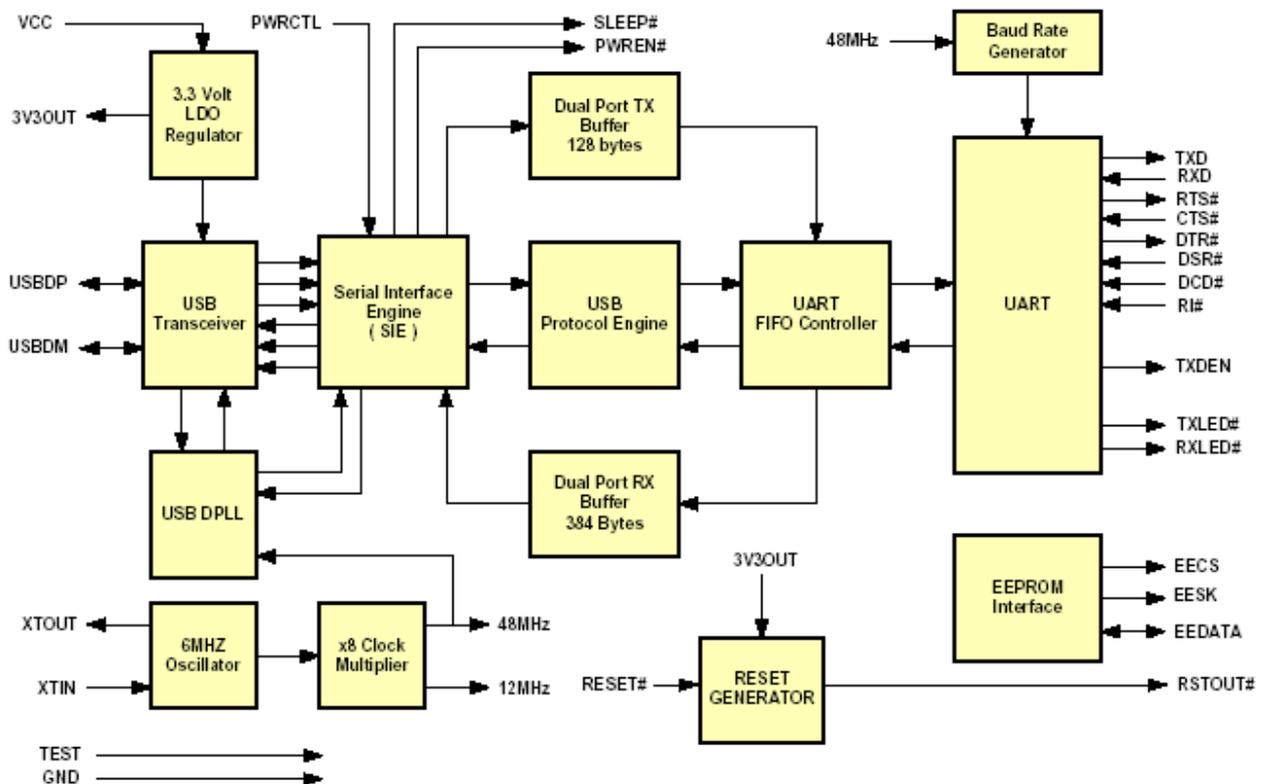
Por lo tanto será necesario el diseño de un nuevo modulo, una interfaz USB <-> HC11.

1.3 La interfaz USB – El DS232BL

La manera más sencilla y a la vez efectiva de realizar una interfaz USB que comunique nuestro PC con el microcontrolador es la de usar una solución integrada. Este tipo de integrados normalmente tienen las siguientes propiedades:

- Disponen al menos de una interfaz USB 1.1
- Tienen drivers propios para el PC.
- Su diseño requiere de pocos componentes externos.
- No es necesario implementar un protocolo de comunicación en el micro controlador.
- Traducen de un modo transparente las señales USB a puertos de tipo serie síncronos o asíncronos.
- Pueden alimentarse desde el propio USB.

Como puede comprobarse estos sistemas nos ofrecen unas características que los hacen muy recomendables y por ello vamos a usar una solución de este tipo. Debido a su disponibilidad usaremos el integrado DS232BL, que dispone de las características anteriormente comentadas y del que a continuación se muestra su diagrama de bloques:



Como puede observarse el DS232BL dispone de un regulador propio de tensión, por lo que un simple condensador de desacoplo en la alimentación será suficiente en la entrada. También dispone de un generador de reloj interno que debe ser alimentado externamente por un cristal de 6MHz y a partir de este el propio integrado generará internamente todas las frecuencias de reloj necesarias tanto para la comunicación USB como para la comunicación serie.

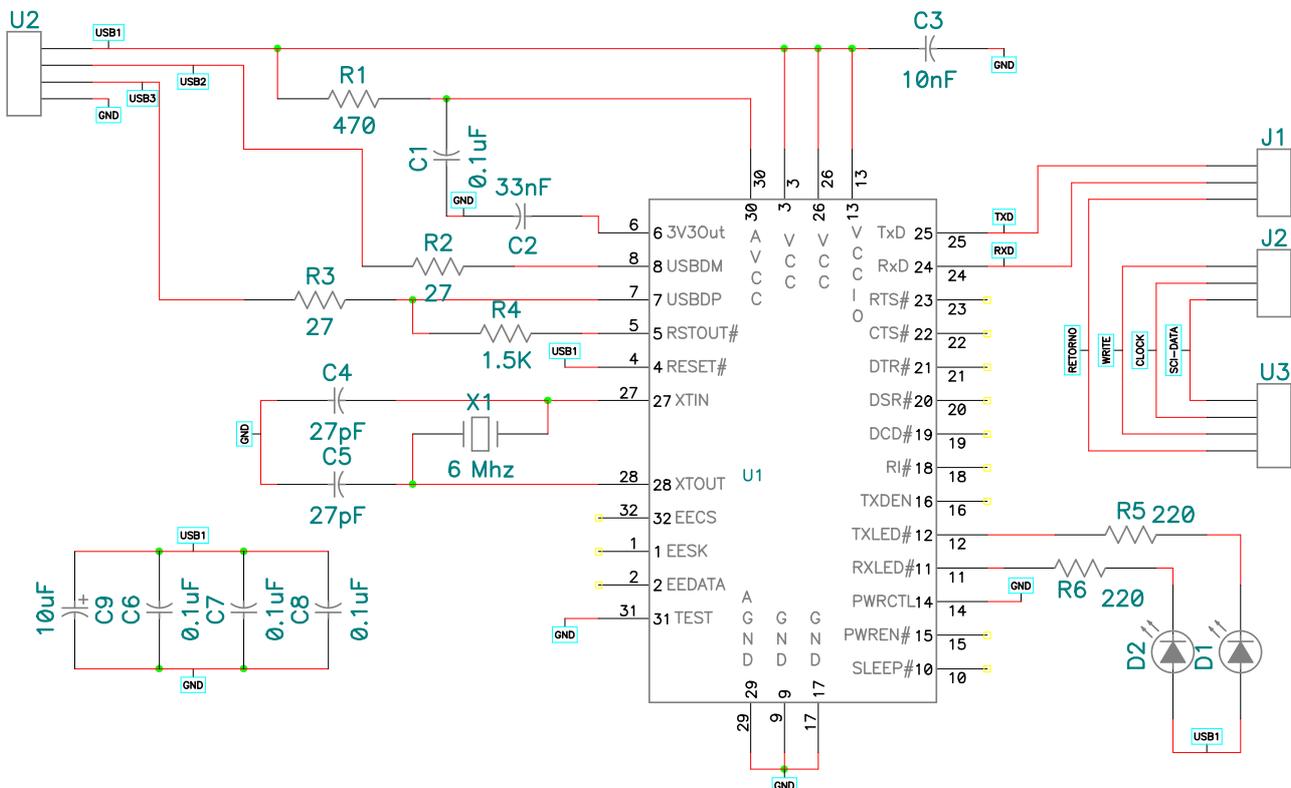
En cuanto a la UART el DS232BL está equipado con sendos buffers de recepción de datos y de envío de 384 y 128 bytes y genera todas las señales necesarias para el protocolo RS232 por hardware de manera totalmente automática. Adicionalmente incorpora dos pines para la monitorización del flujo de datos mediante el uso de diodos leds.

Otras características del integrado son la posibilidad de incluir una memoria eprom externa donde podemos almacenar el nombre con el que se identificará el dispositivo al pc, o configuraciones prefijadas de la uart o de la interfaz usb. Debido a que con la velocidad que proporciona el estándar usb 1.1 será suficiente para la comunicación con nuestro sistema no incluiremos esta eprom que es necesaria para poner el chip en modo usb 2.0.

En cuanto a la configuración de la uart, esta se puede realizar manualmente desde el sistema operativo, o bien en el propio software que se diseñará posteriormente. Esta última opción es la que llevaremos a cabo ya que así el usuario no tendrá que configurar la conexión, sino que será el propio programa el que la efectúe de un modo automático y transparente para el usuario.

Por lo tanto la interfaz que usaremos del lado del 68HC11 será el puerto SCI. De este modo la cantidad de cables que deben existir será menor, tan solo 2, en lugar de usar todo el protocolo RS232 lo que supone al menos 9 cables. Otra ventaja de usar este puerto es que los conectores en la placa del 68HC11 se encuentran en una zona relativamente despejada por lo que el DS232BL puede montarse en una pequeña placa y pincharse directamente como si de un módulo de ampliación se tratase.

A continuación tenemos el esquemático de la placa del DS232BL:

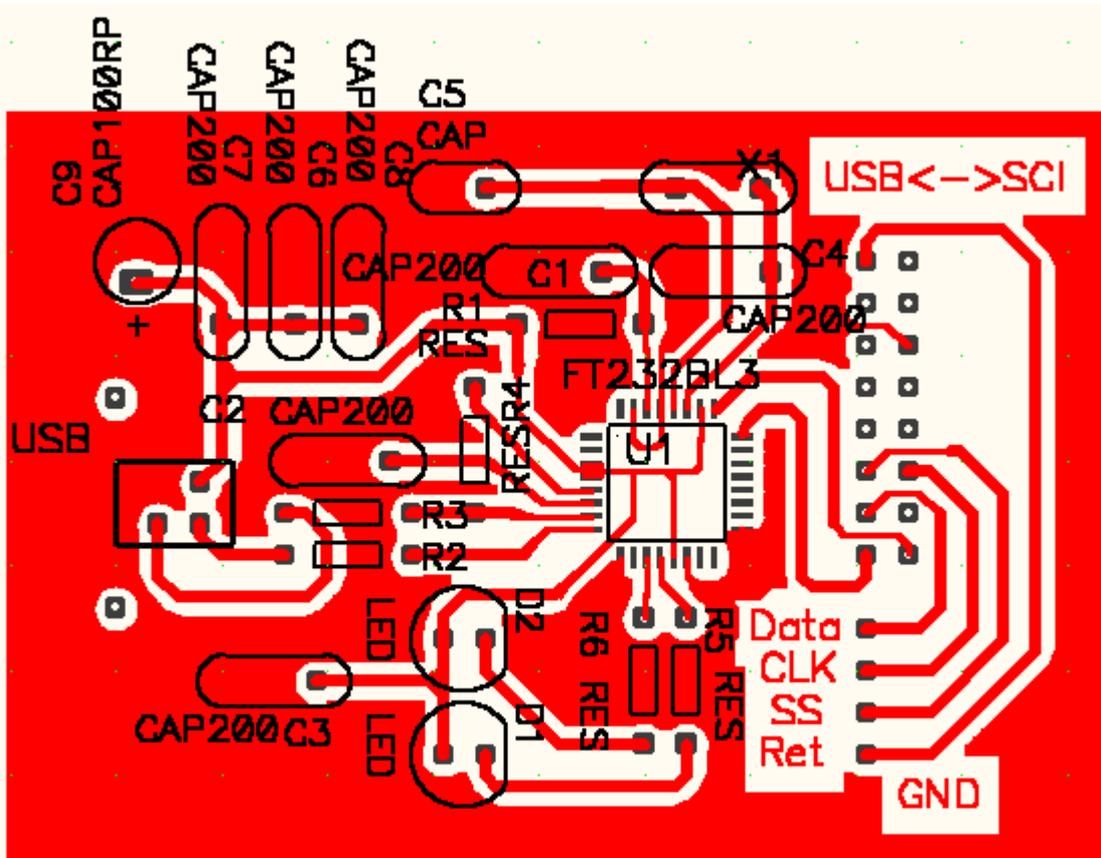


El esquema es el recomendado por el fabricante en el datasheet del integrado para el funcionamiento alimentado desde el conector USB. A la derecha se observa que además del conector que hace como salida del puerto de serie en dirección al 68HC11 hay otras señales: Retorno, Write, Clock, SPI-

Data. Estas señales son las señales que comunican el 68HC11 con el modulo mezclador y serán explicadas más adelante.

Estas señales se encuentran situadas en esta placa debido a que en el mismo conector donde se encuentran conectado el puerto de serie en el HC11 está también el otro puerto de que dispone el micro así como la referencia de tierra y algunos puertos de propósito general. Y como esta placa se encontrará físicamente colocada sobre la placa del HC11 será más cómodo situar en ella todas las conexiones necesarias para interconectar todos los elementos del proyecto.

En la siguiente imagen podemos ver el diseño de la placa que se deriva del esquema anterior:



En la placa podemos observar a la izquierda el conector USB de tipo mini B y a la derecha hay dos conectores. En conector que se encuentra más arriba es que se pinchará directamente sobre la placa del 68HC11, y el de abajo se conecta a los módulos de tratamiento de señal.

1.4 Modulo de tratamiento de señal

Ya definimos anteriormente las partes de las que iba a constar el tratamiento de la señal de audio, control de tonos graves, agudos y medios, este último siendo posible regular su frecuencia de actuación, y control de volumen estereo. Por lo tanto cada señal monofónica será tratada y posteriormente mezclada en dos canales, izquierdo y derecho, según los controles de volumen.

Para el control de graves y agudos vamos a recurrir a una red de bandpass activa usando transistores bipolares para intentar introducir el menor ruido posible a la señal. Mientras que para el control de tonos medios se va a recurrir al uso de amplificadores operacionales ya que tendrá que ser capaz de variar su frecuencia de actuación sin modificar mucho sus características y es algo complicado de conseguir usando transistores y potenciómetros.

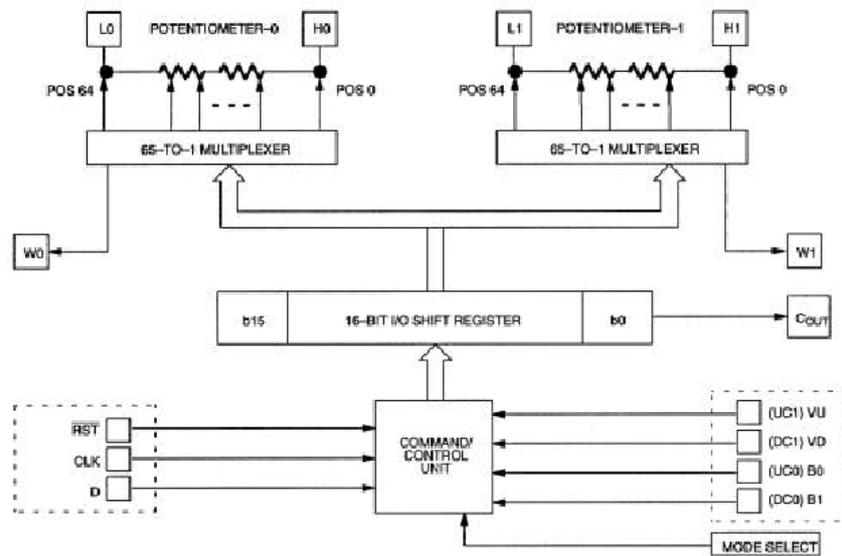
Por lo tanto para poder controlar estos circuitos se hace necesario la inclusión de potenciómetros controlables digitalmente. Existen varias opciones, el uso de potenciómetros clásicos con pistas de carbono y dotados de motores eléctricos o bien el uso de potenciómetros digitales integrados con arrays de resistencias o bien por modulación de la señal. Los potenciómetros basados en pistas de carbono tienen una serie de problemas que los hace poco recomendables para este tipo de aplicaciones donde se requiere una cierta precisión, los más importantes son:

- Ruido: Los potenciómetros están contruidos con pistas deslizantes de carbono, este material provoca un ruido térmico bastante apreciable y más teniendo en cuenta que las señales que tratan son usualmente de tan solo centésimas de voltio y que posteriormente serán amplificadas del orden de los 20 o 30dB.
- Suciedad: Las pistas de carbono normalmente están expuestas con el paso del tiempo a la acumulación de partículas sobre ellas, lo que produce que al cambiar la consigna del potenciómetro se añadan ruidos del mismo orden que la señal.
- Distorsión: Las pistas resistivas de que están realizados los potenciómetros dejan de comportarse de un modo lineal con corrientes muy pequeñas del orden del miliamperio.
- Fiabilidad: Hay que tener en cuenta que un potenciómetro es un elemento mecánico basado en dos piezas que deslizan, por lo tanto estos elementos están expuestos al desgaste que provoca al principio la falta de linealidad en el control, y posteriormente fallos totales. Además este desgaste provoca el empeoramiento progresivo de las propiedades del dispositivo.
- Resistencia residual: Todos los potenciómetros además tienen una resistencia de contacto mínima, es decir, no se puede llegar a tener resistencia nula entre dos contactos sino que al menos tenemos entre 100 y 500 ohmios lo que limita el rango dinámico del control.
- Precio: El precio de un potenciómetro motorizado de una calidad media es varias veces superior al de un potenciómetro integrado, no teniendo este último además algunos de estos problemas.

Por estos motivos se recurrirá al uso de potenciómetros integrados, y más concretamente a algún modelo especialmente diseñado a aplicaciones de audio. Con estas características encontramos muchos modelos distintos, pero si le exigimos también contar con una interfaz sencilla como por ejemplo que cuente con una interfaz de tipo serie y que sea fácil de acceder a el tenemos el DS1802.

1.4.1 El DS1802

Esquema de funcionamiento del integrado:

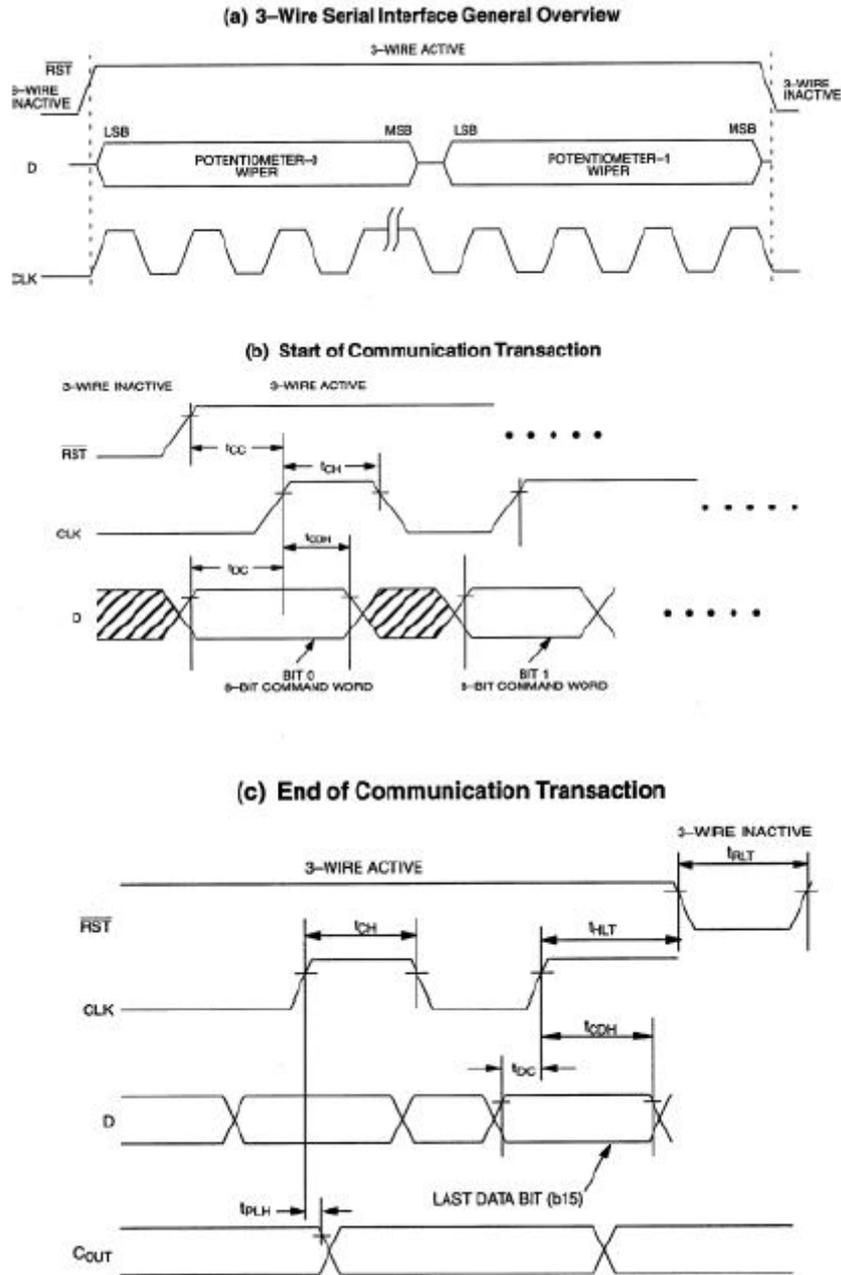


El DS1802 es un potenciómetro dual logarítmico con 65 posiciones de control que varía en incrementos de 1 dB y que consta de una posición adicional de MUTE. Este integrado tiene dos métodos de control diferentes, el uso de botones que van cambiando la posición de los potenciómetros de paso en paso, y una interfaz serie síncrona con tres terminales (RST, CLK, D) con la que se pueden posicionar los potenciómetros en un lugar concreto.

Otras características interesantes del integrado son la posibilidad de utilizarlos en cascada (pin Cout), de modo que con una misma interfaz serie se pueden atacar muchos dispositivos a la vez, o que una vez que se enciende el dispositivo, este resetea automáticamente a la posición 63, la más baja antes de modo MUTE.

El método de comunicación y control del DS1802 a través de la interfaz serie está controlado por una unidad de lógica interna que se rige por 3 señales: RST, CLK, y D. La señal RST se usa para habilitar las comunicaciones con el integrado, CLK es la señal de reloj que le indica al periférico de un modo síncrono cuando está listo el bit actual para ser leído, y por último la señal D que es la señal por la que se transmiten los posición deseada.

A continuación tenemos el esquema de una transmisión:



Como se puede ver en el esquema, la transmisión comienza cuando la señal RST pasa de su estado de reposo a un estado alto y debe permanecer en este estado mientras dure la comunicación. La posición de la señal D, será leída en el flanco de subida de la señal CLK, pudiendo modificar el valor en el flanco de bajada. En total la transmisión debe constar de 16 bits, donde se encuentran las posiciones de los dos potenciómetros, 8 bits por cada uno de ellos.

Estas posiciones se escriben en un registro de desplazamiento de 16 bits que se usa para almacenar las posiciones según el siguiente esquema:



Los bits del 0 al 7 corresponden al potenciómetro 0, y se organizan del siguiente modo. Del bit 0 al 5 se almacena la posición del potenciómetro, el bit 6 se usa para activar el modo MUTE independientemente del valor del resto de los bits, y el bit 7 es un bit que no influye en el comportamiento del sistema.

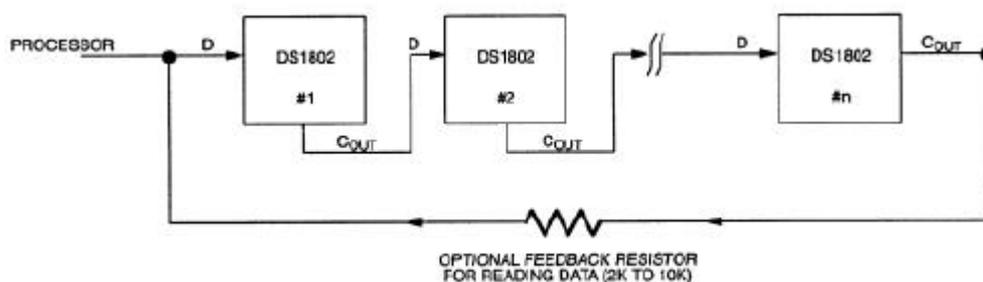
El potenciómetro 1 funciona análogamente pero con los bits del 8 al 13 para datos y 14 para modo MUTE.

La transmisión debe realizarse al menos 10 microsegundos después del encendido del dispositivo, y debe ir del bit menos significativo hacia el más significativo. Una vez que ha concluido la transmisión de los 16 bits, la señal RST debe ser llevada a nivel bajo de nuevo para que el integrado actualice la posición de los potenciómetros con los valores introducidos en el registro de desplazamiento.

Para el funcionamiento en cascada, el DS1802 tiene un pin específico que se encuentra al final del registro de desplazamiento Cout. Cuando la señal RST se encuentra a nivel alto, este pin toma el estado del último bit del registro de desplazamiento, de este modo si se une este pin al pin de entrada de datos de otro DS1802 y se realizan transmisiones de múltiplos de 16bits, se puede actualizar varios potenciómetros a la vez. Además no existirá el problema de que estos cambios afecten a la señal debido a que las posiciones no se actualizan hasta que bajemos a cero el nivel de la señal RST indicando el fin de la transmisión.

Sin embargo hay que tener en cuenta que la señal Cout tiene un retraso de 50 nanosegundos con respecto a la señal de entrada, por lo tanto existe un límite práctico a la hora de encadenar varios integrados ya que habrá que tener en cuenta este retraso en la señal de reloj para evitar lecturas incorrectas de los datos, o no sobrepasar un determinado límite que dependerá de la velocidad de transmisión de los datos.

Como opción adicional se puede añadir una resistencia entre el último integrado de la cadena y el primero para poder realizar una lectura de la posición de los potenciómetros desde el 68HC11, pero esto no será necesario, ya que en todo momento mantendremos en la memoria del micro la posición de estos.



Otra característica del DS1802 es el detector de paso por cero. Cuando el integrado se encuentra conectado a la interfaz serie es posible activar esta función poniendo el pin Zcen a nivel bajo. Una vez activada, cuando se produce un cambio en la posición de los potenciómetros, el integrado comienza a medir el potencial existente entre los dos extremos del potenciómetro y en el momento en que este potencial se anula realiza el cambio de consigna. En el caso de que en un margen de 50 milisegundos no se produzca dicho paso por cero, el cambio se realizará sin esperar más tiempo.

Esta función hace posible realizar cambios no continuos en el valor de la resistencia que tiene que superar la señal, sin que a la salida tengamos discontinuidades que producen ruidos molestos ya que al cambiar el valor del potenciómetro cuando existe un potencial cero entre sus extremos no habrá ningún cambio apreciable desde el exterior del potenciómetro hasta que la señal no empiece a crecer de nuevo. En cuanto al retraso de 50 milisegundos, es el tiempo típico que una onda de 20Hz tarda en pasar por cero,

y en el caso de que por alguna razón este paso no se produzca, se aplica el cambio para evitar retrasos apreciables en la aplicación del control sobre el dispositivo.

En cuanto a la función mute, existe un pin externo para activar esta función, pero por medio de la interfaz serie, para activar esta función tan solo es necesario escribir un 1 en el bit 6 y 14 que corresponden al potenciómetro 0 y 1 respectivamente.

Otro factor que condicionará el diseño de la placa es que este integrado se fabrica en varios tipo de encapsulamientos distintos: DIP y TSSOP. En principio y debido a la sencillez de su montaje se comenzó el diseño con integrados de tipo DIP, pero la falta de disponibilidad hizo necesario seguir el diseño con encapsulados TSSOP, finalmente se opto por realizar un diseño dual, esto es que permita usar indistintamente cualquiera de las dos clases para evitar problemas de disponibilidad.

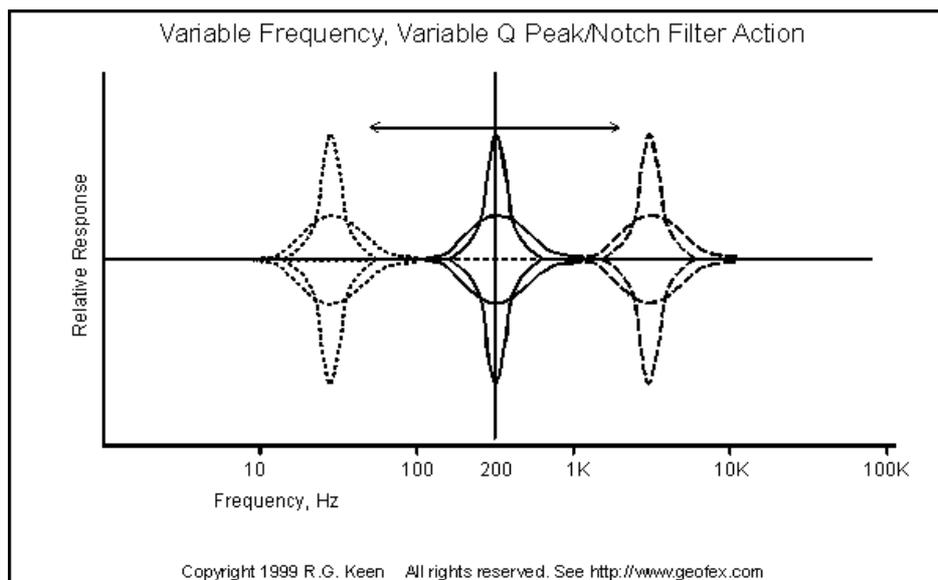
1.4.2 Control de tonos medios

El control de tonos medios tendrá como función introducir una determinada atenuación o bien una cierta amplificación en la señal a frecuencias en torno a 1Khz, que es la frecuencia en la que nuestro oído tiene mayor sensibilidad y por ello interpretamos como tonos medios.

Como parámetro de diseño podemos exigirle a nuestro ecualizador que al menos sea capaz de obtener valores de la atenuación y de la amplificación mayores de 6dB para que su efecto sea lo suficientemente notable.

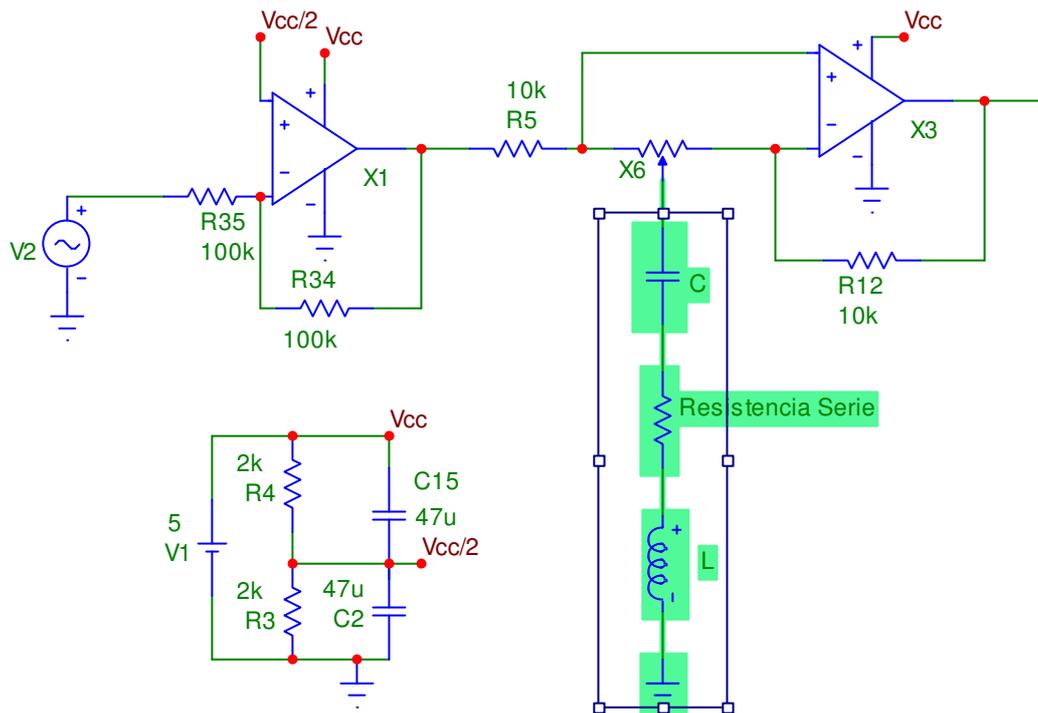
También es necesario tener en cuenta que este filtro no es el único por el que va a pasar la señal, también habrá un ecualizador de tonos graves y agudos, por lo que estos tres filtros no deben interferir demasiado unos con otros. Además el filtro debe ser capaz de variar su frecuencia central, que es aquella donde se produce la máxima amplificación o la mínima atenuación.

Por lo tanto necesitamos un filtro que sea capaz de variar la cantidad de respuesta, la frecuencia de actuación y a ser posible la anchura de su respuesta. En el siguiente gráfico se puede observar la respuesta deseada:



El significado de Q tiene que ver con el ancho de banda del filtro. Una posible definición es que Q es el resultado de dividir la frecuencia central del filtro por la diferencia entre las frecuencias donde la actuación del filtro tiene un nivel de actuación de -3dB con respecto a la frecuencia central. Esto quiere decir que aumentando Q se tiene normalmente una amplificación o atenuación mayor, pero concentrada en una pequeña banda de frecuencias mientras que un valor de Q bajo significa que habrá una actuación más débil, pero actuando sobre una banda de frecuencias más anchas.

Para el diseño del circuito, partiremos de un diseño clásico de filtro activo resonante, e introduciremos unas variaciones para poder adaptarlo a nuestros propósitos.



Este esquema representa una versión simplificada de los controles de tono que usualmente se usan en la mayoría de los aparatos de sonido comerciales. El circuito consta de una serie de filtros L-C que están conectados al punto medio de un potenciómetro, un filtro por potenciómetro. Estas redes LC tienen como característica principal una alta impedancia excepto en su frecuencia de resonancia. En esa frecuencia, la impedancia en este punto podría valer cero en el caso de los componentes fuesen ideales. La frecuencia de resonancia del circuito sería:

$$f_r = 1 / (2 * \pi * \sqrt{L * C})$$

Los potenciómetros están conectados a las entradas inversoras y no inversoras de un amplificador operacional. El amplificador operacional a su vez tiene unas resistencias de entrada y de realimentación. Cuando a la entrada se aplica una señal de la frecuencia de resonancia del filtro, la parte central del potenciómetro se encuentra conectado a tierra a través de la baja impedancia del filtro LC. Y a su vez el potenciómetro puede estar girado hacia la entrada de señal del circuito con lo que la entrada estaría conectada a tierra con lo que la señal se atenuaría totalmente en torno a esa frecuencia.

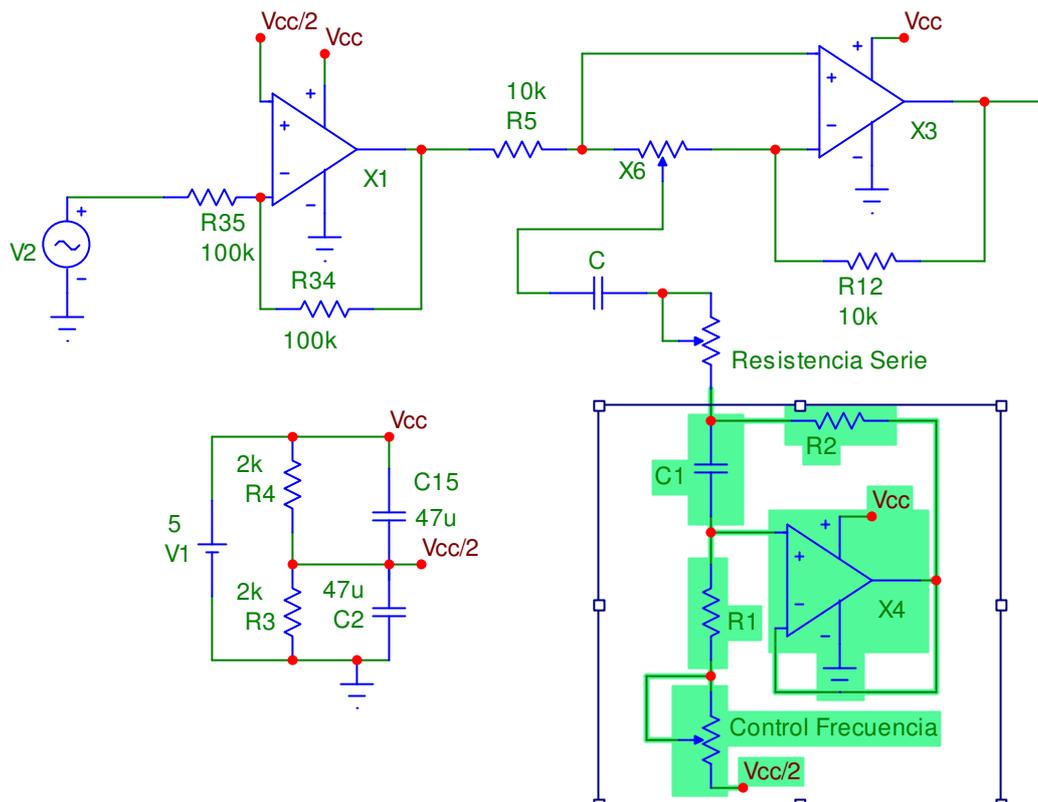
Por otro lado el potenciómetro podría encontrarse girado en el otro sentido, teniendo entonces conectado a tierra por ejemplo la entrada inversora del operacional, esto llevaría a la resistencia de realimentación a tierra lo que produciría una enorme amplificación de la señal de entrada en torno a la frecuencia de resonancia. Este efecto es independiente de que el filtro se coloque en la entrada inversora o en la no inversora. En los valores intermedios del potenciómetro la salida del circuito variará entre los dos estados límites antes comentados.

En el caso de que el filtro LC tenga una resistencia distinta de cero, el filtro ya no tiene una impedancia nula en la frecuencia de resonancia y por lo tanto no se pone a tierra el punto donde está conectado sino que el circuito se ve como una resistencia a tierra. Esto tiene dos efectos: el primero es que reduce la Q del circuito, es decir el filtro es menos selectivo y afecta en torno a la frecuencia de resonancia a una mayor cantidad de frecuencias, y por el otro lado la cantidad de amplificación y atenuación en su punto máximo se reduce.

Además de esto se añade un operacional que actúe como buffer para evitar cargar demasiado a la etapa anterior así como para evitar interacciones con las impedancias que pudiesen existir aguas arriba.

Para realizar el control tan solo hay que sustituir la resistencia en serie del circuito por un potenciómetro y podremos ajustar la anchura del filtro al nivel deseado y al mismo tiempo limitar la amplificación máxima de este. Para poder modificar la frecuencia de resonancia del filtro, sería necesario modificar el valor del condensador o de la bobina. Existen condensadores e inductancias variables en el mercado, sin embargo el objetivo es poder variar esta frecuencia mediante el uso de un potenciómetro resistivo.

Una manera de hacer esto es con el siguiente circuito.



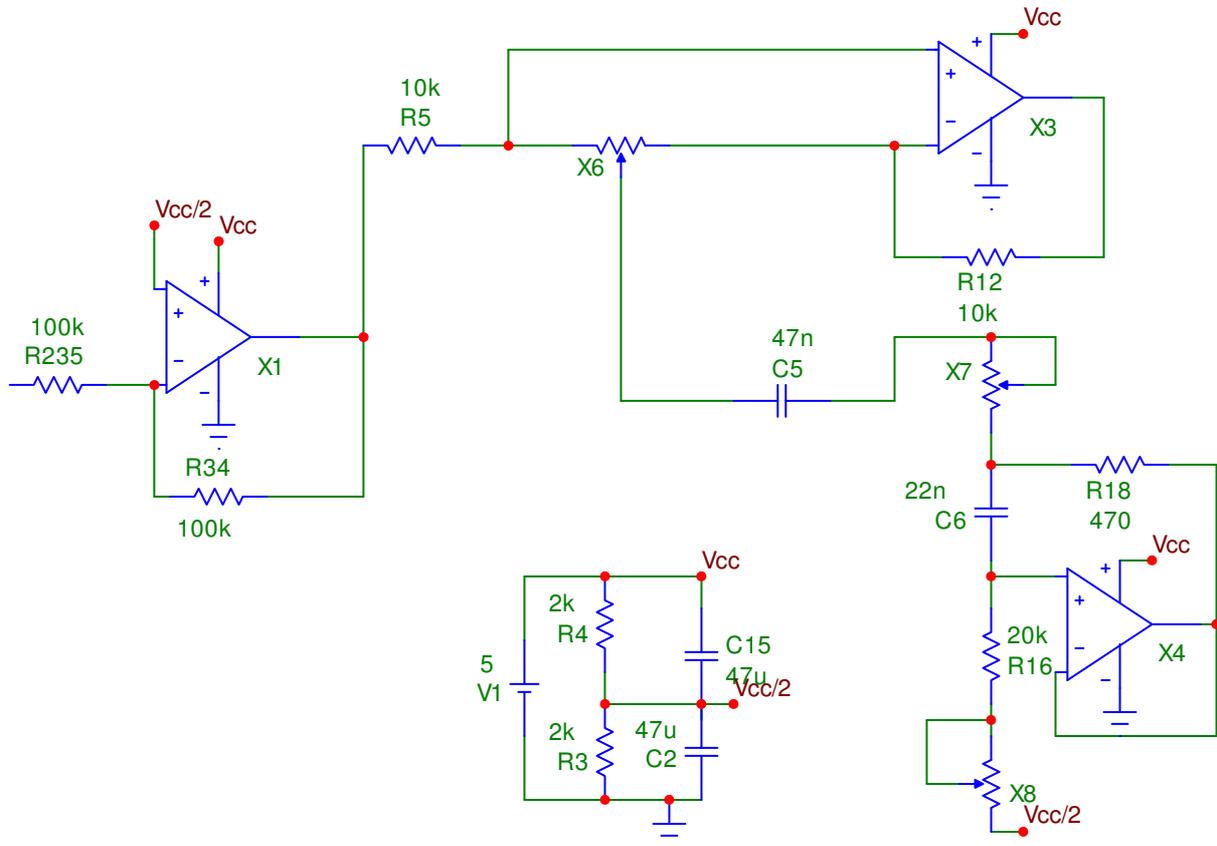
Como se puede observar se ha modificado la inductancia del circuito anterior por un circuito basado en un amplificador operacional. Este circuito se comporta de un modo similar a una bobina simulada. Además este tipo de circuitos nos permite seleccionar el valor de la inductancia y su factor Q con mucha mayor precisión que la que tendríamos con una bobina real.

El valor de la inductancia es el siguiente:

$$L = C1 * R2 * (R1 + R(\text{Pot de frecuencia}))$$

De modo que con unos valores determinados de C1 y R2 se coloca R1 para obtener la frecuencia mínima deseada de actuación del filtro, y a continuación la resistencia que añade el potenciómetro será la que haga variar la frecuencia central. Para nuestro circuito las frecuencias de actuación se encontraran en torno a 1000Hz ya que se trata de un control de medios. También hay que tener en cuenta que tendremos otro ecualizador de agudos por lo que tampoco debemos llegar a superar los 2 KHz.

En cuanto a la variación de la anchura del filtro, hay que tener en cuenta que la resistencia R2 es como si se encontrara en serie con la inductancia simulada, por lo que no debe tomar un valor demasiado alto con el fin de no hacer que la Q del filtro sea siempre muy baja. Teniendo en cuenta todas estas consideraciones tenemos el siguiente circuito:



Que en conjunto con el DS1802 tiene una frecuencia de resonancia máxima de 1.6 KHz y mínima de 800Hz, que son las frecuencias correspondientes a los tonos medios.

Como amplificador operacional sería interesante utilizar amplificadores operacionales rail to rail, ya que de no tener esta propiedad la alimentación de 5V no será suficiente y tendremos posibles efectos de recorte en la señal. Sin embargo no ha sido posible usar este tipo de integrados debido a la falta de disponibilidad por lo que se ha optado por usar operacionales capaces de trabajar a bajos voltajes y las medidas tendrás que ser tomadas con niveles de señal inferiores a los máximos admitidos para una salida de señal estándar para evitar la saturación de estos dispositivos.

A pesar de este problema, el diseño será totalmente válido si se usan otros operacionales diferentes a los aquí utilizados ya que normalmente los amplificadores operacionales son compatibles pin a pin incluso aunque sean de distintos fabricantes, por lo que en caso de disponer de otros integrados diferentes siempre se puede recurrir a sustituirlos sin ningún tipo de problemas.

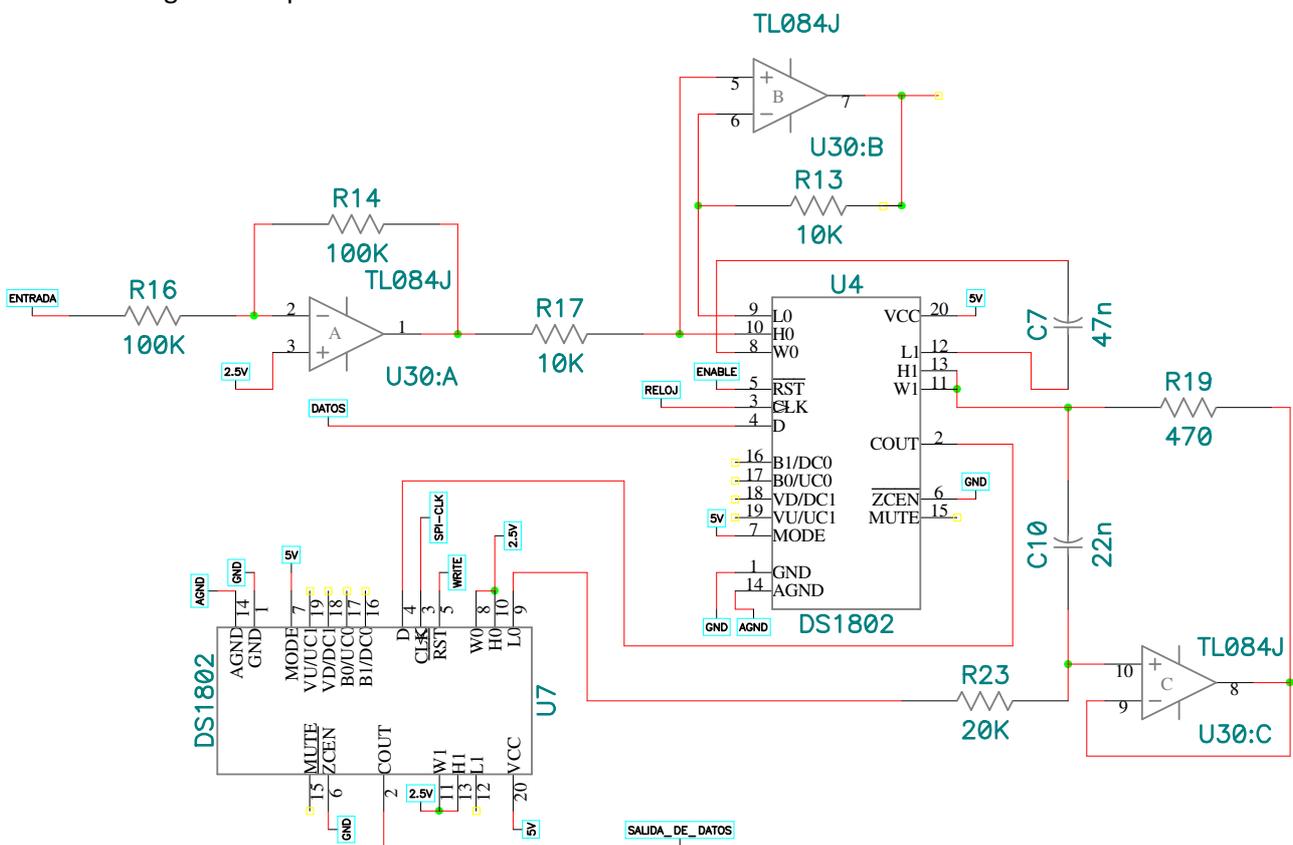
Finalmente para el montaje del prototipo del proyecto se ha optado por utilizar el TL074. Este amplificador operacional cumple con creces las especificaciones necesarias para ser utilizado en toda clase de filtros de audio. Entre ellas cabe destacar las siguientes:

- Bajo consumo: 1.4mA por amplificador

- Transistores de entrada de tipo Jfet que se caracterizan por muy bajas corriente de offset y polarización requerida a su entrada en torno a los cientos de pico amperios.
- Muy bajo ruido: $V_n=18nV/\sqrt{Hz}$
- Protección contra cortocircuitos a la salida
- Distorsión armónica típica del 0.003%
- Alta relación de rechazo de ruido de fuente: 86 dB típica.

A todo esto hay que añadir que sus pines son compatible con la gran mayoría de los amplificadores operacionales como ya apuntamos anteriormente y que es un integrado de coste bajo sobre todo teniendo en cuenta sus características.

A continuación se muestra del esquema adaptado del circuito anterior pero con el integrado DS1802 en lugar de los potenciómetros.



Como se puede observar tan solo es necesario cambiar por cada dos potenciómetros originales, un DS1802. Además es necesario incluir las tres líneas de datos digitales y encadenar la salida de datos de cada integrado a la entrada de datos del más cercano. Esto es así de sencillo porque ninguna de las señales tiene una caída de tensión continua a lo largo del potenciómetro ya que si existiese esta tensión habría que modificar el circuito para evitarla debido a que no funcionaría correctamente el detector de paso por cero incorporado en el potenciómetro digital.

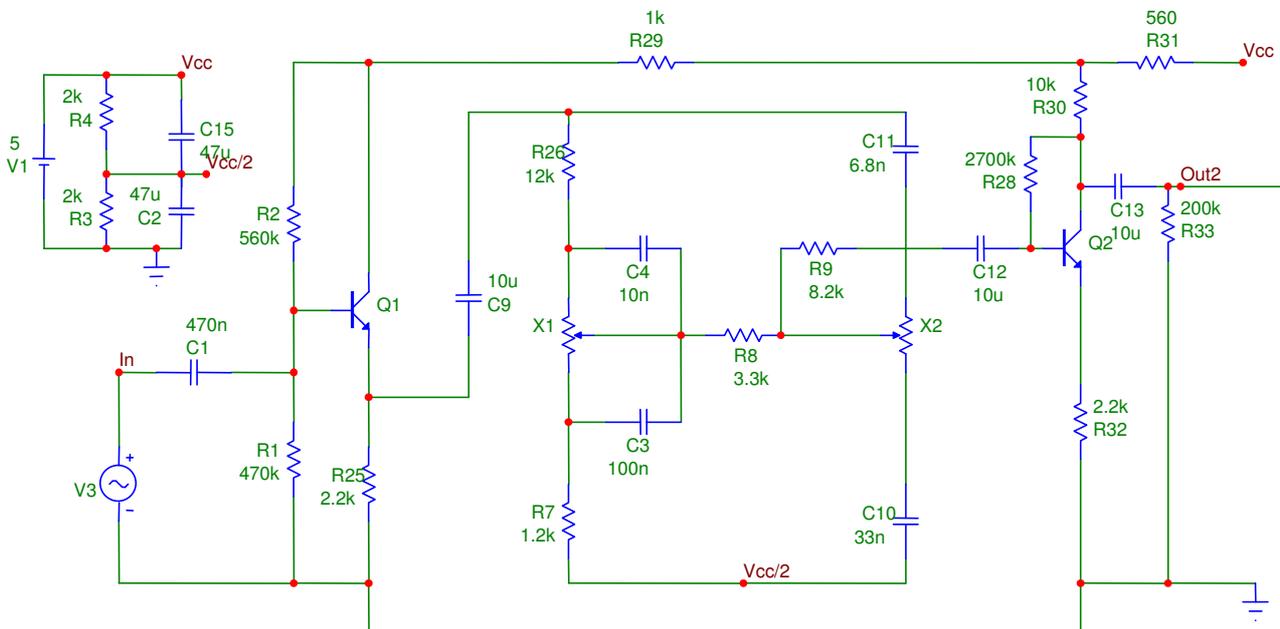
En cuanto al diseño del PCB, este se mostrará posteriormente ya que en la misma placa se incluirá un pequeño modulo de regulación de la alimentación, el control de graves y agudos, y el control de volumen.

1.4.3 El control de tonos graves y agudos

Este control será construido mediante una clásica red de baxendall pasiva. Esta red consiste en una serie de impedancias modificables mediante dos potenciómetros que permiten tener una ganancia o atenuación de la señal en torno a 12dB en el rango de frecuencias graves y agudas, además si los potenciómetros están en el lugar adecuado se puede conseguir una respuesta prácticamente plana, con variaciones del orden de 2 décimas de dB lo que resulta inaudible a efectos prácticos.

Entre los inconvenientes típicas de estas redes tenemos la posibilidad de que los circuitos entre los que se encuentre la red modifiquen su comportamiento, el echo de que al ser una red pasiva sea necesario añadir una amplificación adicional al circuito y con ello aumentar los niveles de ruido, y la posibilidad de que se pueda crear una distorsión importante en la red al ser cargada directamente por una etapa que no tenga una baja impedancia de salida.

Estos problemas se intentan minimizar con el siguiente esquema:



En primer lugar hemos colocado un condensador C1 que junto con R1 y R2 que sirve para eliminar la componente de continua de la señal y adaptarla al punto de polarización del transistor Q1 que hace la función de buffer de corriente para evitar interferencias de etapas anteriores y ser capaz de dar la corriente suficiente sin sufrir grandes distorsiones.

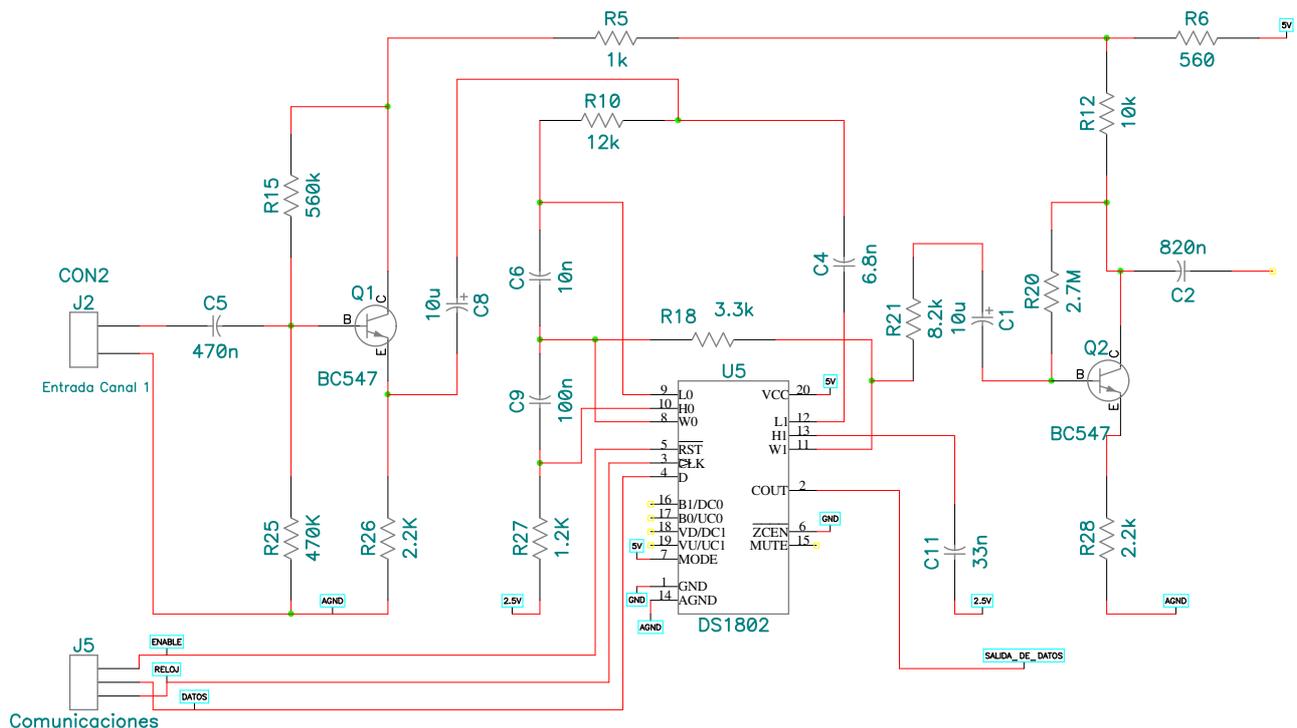
A continuación se encuentra la red de baxendall que como hemos comentado anteriormente se encarga de realizar el filtrado de un modo pasivo. En ella tenemos dos potenciómetros, el de la izquierda sirve para controlar la ganancia en los tonos graves y el de la derecha para controlar los agudos.

Finalmente tenemos el transistor Q2 es un amplificador en emisor común que tiene la función de amplificar la señal hasta para contrarrestar las pérdidas ocasionadas por la red anterior.

Si bien se podrían haber utilizado operacionales para realizar las funciones de buffer y ganancia se ha optado por el diseño con transistores ya que no se requerían diseños muy complicados sino tan solo

una pequeña ganancia. De este modo se eliminan del camino de señal componentes más complicados que tienden a añadir más ruido y distorsión al circuito. Como transistores se han usado los BC547, que son transistores bipolares tipo NPN de señal, bajo ruido y alta ganancia, especialmente diseñados para su uso en etapas amplificadoras. Tienen unas buenas características para su uso en este tipo de aplicaciones y a la vez al tratarse de transistores de señal son económicos.

En cuanto al diseño con los potenciómetros digitales, al igual que ya ocurriese con el control de medios y agudos, no existe ninguna componente de continua en las resistencias asociadas a los potenciómetros por lo que tan solo hay que sustituir dos potenciómetros por sus equivalentes digitales y cablear las líneas digitales correspondientes. A continuación podemos ver el esquema correspondiente a dicho circuito:



Se puede observar que la salida de este circuito es ligeramente diferente al original. La diferencia está en la parte de salida, antes teníamos un condensador para desacoplar el nivel de continua con la siguiente etapa y una resistencia para evitar la carga de dicho condensador hacia algún extremo de la alimentación, pero debido a que esta etapa será la primera en el camino de señal e irá seguido de la etapa de control de tonos medios, esta resistencia ya no es necesaria, y además el condensador se puede elegir de menor tamaño debido a la gran impedancia de entrada de la siguiente etapa.

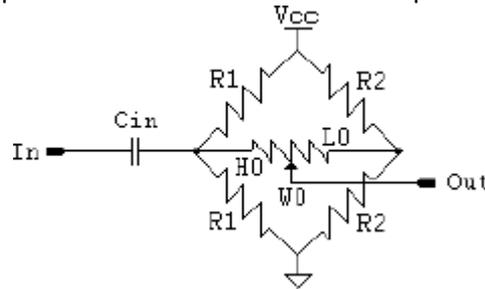
Esto beneficiará a nuestro circuito ya que no tenemos que cargar con un gran condensador a esta etapa y este será de mayor calidad al no ser necesario poner un condensador electrolítico que no se comporta especialmente bien en alta frecuencia ni tampoco con voltajes negativos aunque sean pequeñas señales.

En cuanto a las líneas de datos, hay que señalar que tanto la señal de reloj como la señal de habilitación del potenciómetro son la misma en esta etapa y en las siguientes, y la línea SALIDA DE DATOS de este esquema debe ir cableada a la línea DATOS del control de medios y agudos, ya que todos los potenciómetros digitales deben ir encadenados por esta señal como ya se explicó anteriormente.

1.4.4 Control de volumen

Para el control de volumen del mezclador, vamos a utilizar una versión ligeramente modificada del circuito recomendado por el fabricante de los potenciómetros digitales debido a que algunos de los circuitos que típicamente se usan para realizar controles de volumen no pueden ser usados con este tipo de integrados. Estos circuitos típicamente hacen pasar la señal a tratar con una componente de continua nula, lo que puede producir recortes de la señal a partir de niveles de $-0.5V$ y grandes distorsiones a partir de $0V$.

El circuito recomendado por el fabricante en sus notas de aplicación es el siguiente:



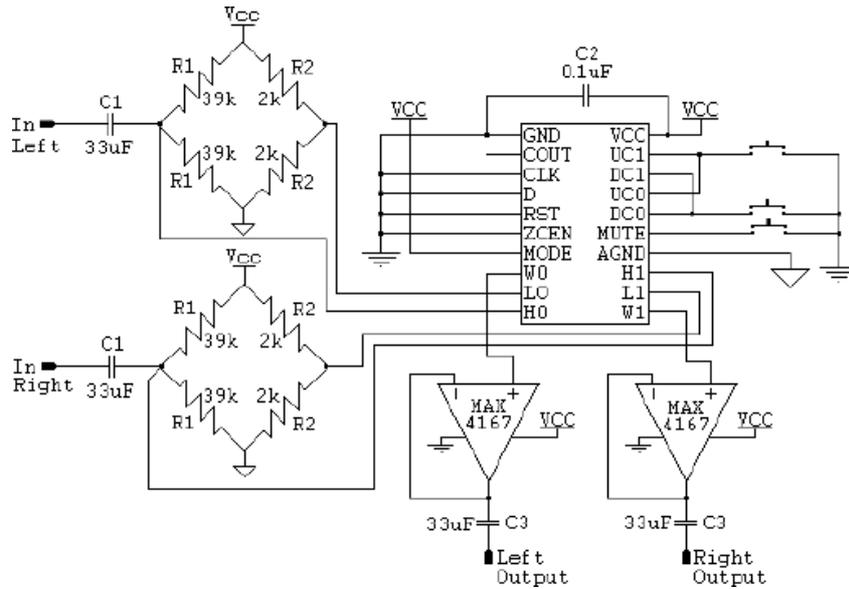
Es un circuito muy simple, se trata de un puente de Wheatstone junto con un condensador C_{in} que elimina la componente de continua que pueda tener la señal y la adapta a la mitad del valor de alimentación del circuito, en nuestro caso $5V$. En medio del puente se encuentra el potenciómetro y a la salida será necesario poner un buffer para alimentar la salida del circuito ya que esta será la última etapa del módulo de tratamiento de señal.

El funcionamiento de este circuito es muy sencillo, el puente junto con el condensador de entrada, dejan pasar la señal a través del potenciómetro que tiene el mismo nivel de Dc en sus extremos, de este modo no habrá ruidos derivados del cambio del nivel de continua al modificar la posición del potenciómetro, y el detector de paso por cero de los integrados funcionará correctamente.

Con respecto al valor de los componentes, hay que tener en cuenta que C_{in} debe ser lo suficientemente grande como para que no elimine demasiada señal en la parte del espectro de baja frecuencia ya que el circuito tiene la forma de un filtro de paso alto. R_2 debe ser a su vez mucho más pequeña que el valor del potenciómetro ya que la señal AC será dividida entre el potenciómetro y las dos resistencias R_2 por lo que estas no deben eliminar demasiada cantidad de señal ya que perderíamos margen entre la señal y el ruido, sin embargo tampoco debemos hacerlas demasiado pequeñas para evitar corrientes grandes circulando por esta rama.

En cuanto a R_1 , estas resistencias influirán enormemente en el comportamiento del circuito, ya que marcarán en gran medida la impedancia de entrada del circuito que debe ser elevada, el comportamiento del filtro de paso alto que se forma con C_{in} lo que también las obliga a tener un valor elevado. En cuanto a C_{in} se recomienda un valor de $33\mu F$ para que la pérdida de señal en torno a $20Hz$ sea del orden de $1.2dB$ y tan solo $0.6dB$ a $50Hz$. Estos valores no son unos valores excesivamente buenos para la respuesta en frecuencia de un filtro de alta fidelidad si bien pueden ser considerados aceptables para la mayoría de las aplicaciones.

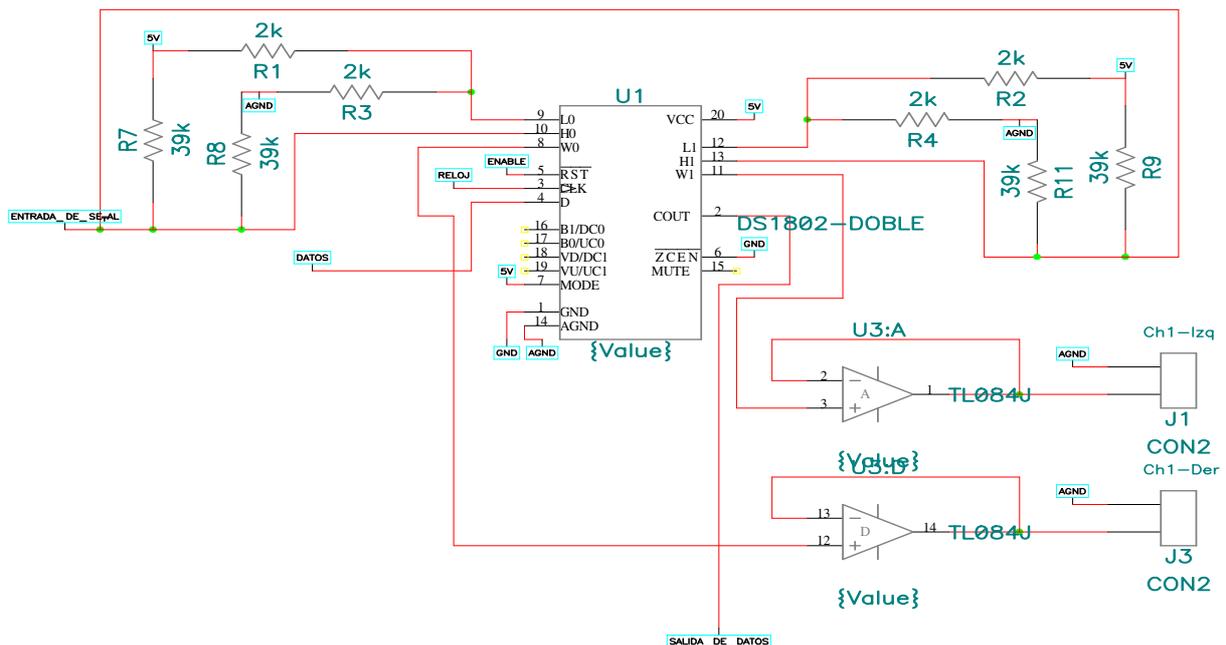
Finalmente el fabricante recomienda el siguiente circuito:



Las modificaciones que se han adoptado sobre este circuito han sido la eliminación de C_{in} , ya que este circuito está precedido del control de tonos medios, y a la salida de este tenemos un amplificador operacional que tiene un nivel de salida continua teórico de la mitad de la alimentación por lo que no es necesario eliminar la señal de continua excepto por el offset que tenga el amplificador operacional que será del orden de los pocos milivoltios.

Otra modificación que haremos a ese circuito es que atacaremos a los dos potenciómetros incluidos en un DS1802 con la misma señal con lo que tendremos por cada entrada de sonido, dos salidas diferentes. Una de estas salidas será tratada como señal de canal izquierdo, y la otra como señal de canal derecho con el fin de tener un control de volumen independiente para cada canal o bien un control de balance.

Además como ya ocurriese en los circuitos anteriores hay que cablear las líneas de reloj y enable así como tomar la salida de datos de la etapa anterior y conectarla a la entrada de datos de esta etapa. Teniendo en cuenta todas estas consideraciones se ha llegado al siguiente esquema:



1.4.5 El regulador de tensión

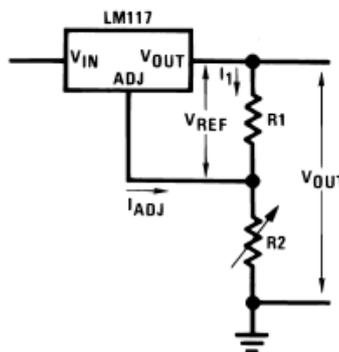
Para el regulador de tensión se había pensado usar un regulador lineal del tipo 7805, pero la existencia de reguladores con mejores características y precios similares nos ha hecho finalmente decidimos por otro regulador como el LM317T.

La característica principal de este regulador con respecto al 7805 es su mayor estabilidad y aunque se añadirán condensadores de desacoplo que eviten las posibles oscilaciones a la salida del integrado, la menor tendencia a estas del LM327T se traduce finalmente en una menor cantidad de ruido en la alimentación y por lo tanto en una menor cantidad de ruido en la señal de audio.

Otras ventajas de este regulador son sus mejores características térmicas que hacen que para una cantidad de calor disipado igual al 7805 este funcione de un modo menos caliente lo que siempre es positivo en un circuito de este tipo. La resistencia térmica de la unión al aire es de $39^{\circ}\text{C}/\text{W}$, como la salida se fijará a 5V y el consumo del circuito será del orden de las decenas de miliamperios, el integrado puede utilizarse sin ningún tipo de disipador y alimentarse sin problemas por encima de los 20 o 30 voltios, aunque con una alimentación de 10 voltios, será más que suficiente.

El montaje que se ha usado el que recomienda el fabricante:

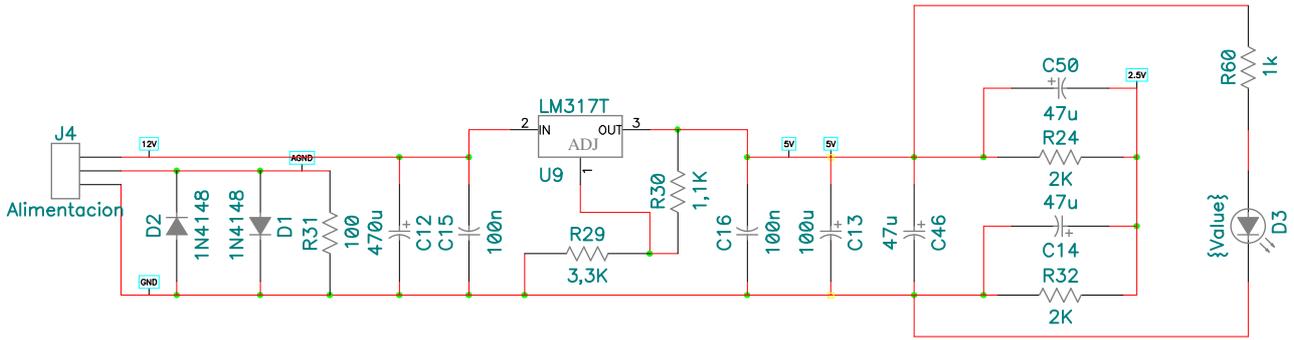
$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{REF}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{\text{ADJ}} R_2$$



Donde R1 tiene el valor de 1.1K y R2 de 3.3K ambas con una precisión del 1% con lo que según la fórmula y teniendo en cuenta que I_{ADJ} es a lo sumo 100uA se tiene una salida de tensión entre 5 y 5.11V justo la que necesitamos para nuestro circuito. A esto se le han añadido una serie de condensadores para eliminar ruidos y oscilaciones, 470uF y 100nF a la entrada del integrado y 100uF y 100nF a la salida colocados muy cerca en el Pcb para mejorar su comportamiento. También se han añadido dos condensadores de 100uF y 100nF respectivamente cerca de la entrada de alimentación de cada integrado presente en el módulo mezclador para eliminar posibles ruidos y dar un mejor comportamiento al regulador.

Para la obtención de la tensión de 2.5V necesaria en muchas partes del circuito se ha usado un divisor resistivo con dos resistencias de igual valor en paralelo con sendos condensadores de 47uF para evitar fluctuaciones en el valor de esta tensión y mejorar su comportamiento a baja frecuencia.

Para comprobar que el regulador se encuentra funcionando correctamente se ha instalado un pequeño led que indica la presencia de tensión y siguiendo las recomendaciones del fabricante del DS1802 se han añadido dos diodos y una resistencia entre la red de tierra de alimentación y tierra de señal. El esquema resultante se muestra a continuación:



No se muestran en este esquema nada más que una pareja de condensadores a la salida del integrado ya que no aportan nada nuevo al esquema al tratarse de 20 condensadores en paralelo a los ya existentes.

1.4.6 Pcb del modulo de tratamiento de señal

Uniendo todos y cada uno de las etapas anteriormente descritas tenemos completado el circuito que tratará un canal de sonido, el siguiente paso consistirá en realizar la pcb, pero antes deben tenerse en cuenta una serie de consideraciones adicionales:

- Como ya se comentó en el apartado referido a las características del DS1802, se usarán en el PCB dos huellas diferentes para así poder usar los dos encapsulamientos disponibles en el mercado para este integrada y evitar problemas de disponibilidad de piezas.
- Se integrará en una misma placa dos canales de sonido como los que se han descrito con un solo regulador de tensión ya que no tiene sentido montar un prototipo de mezclador de audio con un solo canal y además debido al bajo consumo del dispositivo no existe ningún problema en conectar varios canales a un solo regulador.
- A las salidas de los dos canales existentes en cada placa se les añadirá una resistencia en serie y se unirán de modo que en los conectores de salida de cada placa tengamos tan solo un canal izquierdo y un canal derecho con la salida ya mezclada de los dos canales. Estas salidas junto con el resto de las salidas de los otros módulos deben unirse y sería recomendable hacerlas pasar por un amplificador operacional que realice la mezcla correctamente.
- Las líneas de datos como ya se ha indicado tienen que seguir un orden de modo que la salida de cada potenciómetro se conecta a la entrada del siguiente formando una cadena y finalmente quedará una salida de datos libre. Esta salida deberá ir cableada a la entrada de datos del siguiente módulo mezclador para lo cual se dispondrá un conector que incluya además de esta salida, la señal de reloj y la de habilitación del DS1802.
- La salida de datos perteneciente al último modulo de tratamiento de señal debe ser conectada en la placa de comunicaciones al conector marcado como RETORNO, ya que esta señal será utilizada por el microcontrolador para detectar el número de módulos conectados basándose en que los datos introducidos en el primer potenciómetro deben acabar apareciendo en esta línea tras una determinada longitud de datos introducidos. Esta longitud será igual al número de potenciómetros encadenados multiplicado por 16bits que almacena cada uno de ellos.

Teniendo en cuenta todas estas consideraciones tenemos la siguiente pcb que completa del modulo de tratamiento de señal. En la parte superior de izquierda a derecha tenemos los siguientes conectores: J7 es la entrada de audio del canal 2, J4 es la alimentación del circuito y J2 es la entrada de audio del canal 1. En la parte inferior tenemos las salidas de sonido J3 y J1 que pertenecen a los canales derecho e izquierdo respectivamente.

