



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

**FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES
CUAUTITLAN
CAMPO 4**

DISEÑO SIMPLIFICADO DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS PARA SISTEMAS DE SONIDO DE ALTA FIDELIDAD

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

PRESENTA:

ALDO AGUSTIN PAREDES ROMERO

ASESOR: ING. JUAN GONZÁLEZ VEGA



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.



**FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLÁN
UNIDAD DE ADMINISTRACIÓN ESCOLAR
DEPARTAMENTO DE EXÁMENES PROFESIONALES**

ASUNTO: VOTO APROBATORIO

**DRA. SUEMI RODRÍGUEZ ROMO
DIRECTORA DE LA FES CUAUTITLÁN
PRESENTE**

**ATN: L.A. ARACELI HERRERA HERNÁNDEZ
Jefa del Departamento de Exámenes
Profesionales de la FES Cuautitlán**

Con base en el Art. 28 del Reglamento de Exámenes Profesionales nos permitimos comunicar a usted que revisamos **LA TESIS:**

"Diseño Simplificado de Circuitos Electrónicos para Sistemas de Sonido de Alta Fidelidad"

Que presenta el pasante: **Aldo Agustín Paredes Romero**
Con número de cuenta: **40709091-4** para obtener el Título de: **Ingeniero Mecánico Electricista**

Considerando que dicho trabajo reúne los requisitos necesarios para ser discutido en el **EXAMEN PROFESIONAL** correspondiente, otorgamos nuestro **VOTO APROBATORIO**.

ATENTAMENTE
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPÍRITU"
Cuautitlán Izcallí, Méx. a 19 de Septiembre de 2012.

PROFESORES QUE INTEGRAN EL JURADO

	NOMBRE	FIRMA
PRESIDENTE	Ing. Jaime Rodríguez Martínez	
VOCAL	Ing. Juan González Vega	
SECRETARIO	Ing. Jorge Ramírez Rodríguez	
1er SUPLENTE	Ing. Petra Medel Ortega	
2do SUPLENTE	M.E.M. Carlos Oropeza Legorreta	

NOTA: los sinodales suplentes están obligados a presentarse el día y hora del Examen Profesional (art. 120).
HHA/pm

A MIS PADRES:

Que junto con Dios me dieron este precioso regalo que es la vida, y que gracias a su incalculable amor y apoyo que siempre me han dado, les dedico este logro. A mi madre que siempre ha creído en sus hijos y por todas esas cosas que simplemente solo una madre sabe dar.

A MI HERMANO LUIS:

Que desde donde se encuentre, se que me cuida. Desde lo alto procura a toda su familia, y que también sé, que estaría muy feliz por este paso tan importante en mi vida; por él, y por todo lo que nos enseñó. Te amamos.

A MI HERMANA SAIRA:

Quien con su compañía, atención, afecto y ejemplo de vida me han brindado entusiasmo y fortaleza para continuar y conseguir cada vez lo mejor. Gracias por los consejos y por toda esa ayuda moral invaluable. Te Quiero.

A MIS AMIGOS:

Rogelio, Axel, David, Víctor, Carlos, Fernán... nuestro "grupito" , gracias por su compañía. A Juan Castelán, Juan Luis y José Duran también muchas gracias.

INDICE

Introducción	3
Capitulo 1 - Generalidades de los Sistemas de Sonido	
1.0 - Sistemas de reproducción de sonido	5
1.0.1 Etapa 1 - Fuentes de Audio	5
1.0.2 Etapa 2 - Preamplificación	6
1.0.3 Etapa 3 - Amplificación	6
1.0.4 Altavoces	6
1.1 Tipos de sistemas de sonido y sus características	7
1.2 Consideraciones de diseño en sistemas estéreo	8
1.3 Sistemas estéreo multivía	10
1.4 Estructuras de Pre amplificación	13
1.4.1 Sistemas de preamplificación básica	13
1.4.2 Consolas de Audio	15
Capitulo 2 – Amplificadores de Señal y Filtros Activos	
2.0 Amplificación y procesamiento analógico de señales de audio	18
2.1 Amplificadores de Señal	19
2.1.1 Amplificadores de Señal para micrófono	23
2.1.2 Amplificadores de Señal para Fonocaptor	26
2.2 Suma de Señales	29
2.3 Filtros Activos Analógicos	31
2.3.1 Parámetros de diseño simplificado de Filtros activos de Primer y Segundo Orden	32
2.3.2 Filtro Bicuadrático y Variable de estado	36
2.3.3 Crossovers de Audio y Filtros de Orden Superior	38
Capitulo 3 - Amplificadores de Potencia	
3.0 Amplificadores De Potencia Para Audiofrecuencia	44
3.1. Estructura Básica para el Diseño de Amplificadores de Potencia Clase AB	45
3.1.1 Etapa de Entrada	45
3.1.2 Etapa de Ganancia en Voltaje	50
3.1.3 Etapa de Potencia	50
3.1.4 Realimentación Negativa	55
3.2 – Parámetros de Diseño Simplificados para Amplificadores de Potencia Clase AB con TBJ's	56
3.2.1 Cálculos Simplificados de Potencia	56
3.3 – Circuito Prácticos de Amplificadores de Potencia Clase AB	60
3.3.1 Circuito I – Entrada en Emisor Común y Fuente simple	60
3.3.2 Circuito II – Entrada Diferencial PNP y Fuente Simple	63
3.3.3 Circuito III – Entrada Diferencia NPN y Fuente Simétrica	64
3.4 – Amplificadores de Potencia Integrados	67
3.4.1 Amplificadores Integrados Híbridos STK y LA (SANYO)	68
3.4.2 Amplificadores Integrados Monolíticos TDA (NXP – ST Microelectronics)	73
3.4.3 Amplificadores Integrados Monolíticos LM (National Semiconductor)	77

Capítulo 4 – Ecu­al­izadores de Audio	
4.1 Controles de Tono	79
4.1.1 Control de Tono Shelving	79
4.1.2 Control de Tono Shelving de Tres Bandas (Ecu­al­izador Shelving)	82
4.2 Ecu­al­izadores Gráficos	84
4.2.1 Generalidades de Diseño	84
4.2.2 Diseño Discreto de Ecu­al­izadores Gráficos	86
4.3 Ecu­al­izador Gráfico con Circuito Girador	87
4.4 Ecu­al­izador Gráfico Tipo Shelving	90
4.5 Ecu­al­izador Gráfico de Q Constante	95
4.6 Ecu­al­izador Paramétrico	102
4.7 Ecu­al­izadores y Controles de Tono Integrados	112
4.7.1 Control de Tono Analógico	112
4.7.2 Control Digital de Tono	116
4.7.3 Ecu­al­izadores Integrados	117
Conclusiones	120
Bibliografía	122
Cibergrafía	123
Apéndices	124

Introducción

Hoy, las comunicaciones y la música se han vuelto una industria. Las tecnologías para la grabación y reproducción del sonido son ya todo un mercado en donde hay componentes electrónicos, equipo cada vez más pequeño, amplia funcionalidad, equipo económico y de la más alta calidad.

En el mercado del audio podemos encontrar equipos para cualquier propósito: reproducción personal, hogar, audio profesional, estudios de grabación, cabinas de radio, estudios de TV, y sistemas completos que van desde pequeñas salas de cines hasta grandes escenarios colosales.

Diseñar equipo de audio para cualquier propósito es un proceso que requiere ingeniería. Una ingeniería que por medio del método científico optimice la forma de reproducir, almacenar y manipular el sonido.

En el presente trabajo de tesis, se recopilan y se sintetizan las principales consideraciones de diseño que se señalan en distintas bibliografías; así, como se propone una serie de pasos simplificados para diseñar los circuitos electrónicos básicos para la reproducción y procesamiento analógico de las señales audio. Estos circuitos son tales como amplificadores para la señal de audio, amplificadores de potencia, controles de tono, filtros analógicos, y ecualizadores.

En el primer capítulo se fijan las bases de lo que es un sistema de sonido, como se compone y las principales formas de estructurarlo para proveer de un fundamento teórico que permita tener una idea clara de lo necesario y lo propuesto para diseñar un sistema de sonido.

En el capítulo dos, se exponen resumidamente algunas consideraciones para diseñar e implementar ciertos circuitos básicos para la amplificación de la señal de audio provenientes de dispositivos como reproductores de CD, micrófonos y fonocaptos.

También en el segundo capítulo, se propone un método de diseño para filtros activos simplificado, que basado en las estructuras más comunes y conocidas de los filtros se logra resumir las fórmulas más representativas y fijar ciertos valores en ciertos componentes del circuito y así agilizar el proceso de diseño.

En el tercer capítulo se aborda una parte medular en el diseño de un sistema de sonido, que son los amplificadores de potencia; aquellos que permiten que la señal de audio se pueda escuchar a través de unos parlantes. En este capítulo se explica de manera sintetizada el funcionamiento, las partes que componen un circuito amplificador, las recomendaciones de diseño y operación que sugieren diversas bibliografías para la implementación de estos, y se proponen algunos pasos y tablas que ayudan al diseñador a dimensionar de forma más simple los dispositivos electrónicos a utilizar para un posible armado; todo lo anterior, tomando en cuenta la potencia necesaria, la alimentación con la que se dispone de la fuente de alimentación y el valor de la carga que se desea trabajar.

En el tercer capítulo, también se menciona las ventajas de la implementación en forma integrada de los amplificadores de potencia, se menciona las marcas más populares del mercado en este aspecto y con ellos se proponen tablas que ayuden para la ubicación rápida del dispositivo acorde a los requerimientos técnicos para la aplicación o proyecto que se desee realizar.

En el cuarto y último capítulo se aborda una explicación rápida y concisa de los ecualizadores. El uso extendido de estos en cualquier sistema de sonido permite en el presente trabajo exponer las distintas formas de realizarlo, mencionar sus ventajas y sus desventajas, y proponer un método de diseño en base a su estructura y sus formulas de diseño más simples, así también considerando como en base a los componentes electrónicos disponibles en el mercado

A lo largo del trabajo se incluyen diversos conceptos y observaciones que se recopilaron en una profunda búsqueda bibliográfica.

A demás en los diseños propuestos se incluye un análisis de la respuesta de los mismos con el software de diseño electrónico Multisim 11© del grupo Worbench. Todo esto con el objetivo de verificar el diseño y exponer la ventaja del uso de este tipo de herramientas para el desarrollo de ideas y circuitos.

Capítulo 1 - Generalidades de los Sistemas de Sonido

1.0 Sistemas de Reproducción de Sonido

Los sistemas de reproducción de sonido se encargan de acondicionar la señal de audio proveniente de una fuente de sonido para amplificarla y excitar unos altavoces para que ésta pueda ser escuchada.

Un sistema de sonido puede ser tan simple o tan complejo y costoso como se requiera. Es decir; Por ejemplo, un sistema de sonido para reproducir música de CDs.

Para un usuario que solo quiera escuchar música en un casa pequeña le puede parecer suficiente hacerlo con un pequeño minicomponente con 2 altavoces y apenas unas decenas de Watts de potencia. Sin embargo para un usuario que lo ocupara para amenizar eventos sociales, necesitara amplificadores de una considerable potencia (algunos cientos de Watts). También podemos intuir con el ejemplo anterior, que tan extenso y costoso puede ser un sistema de sonido si habláramos por ejemplo de un sistema para un concierto masivo.

A continuación podemos observar un diagrama (Figura 1.1) de bloques de un sistema de sonido:

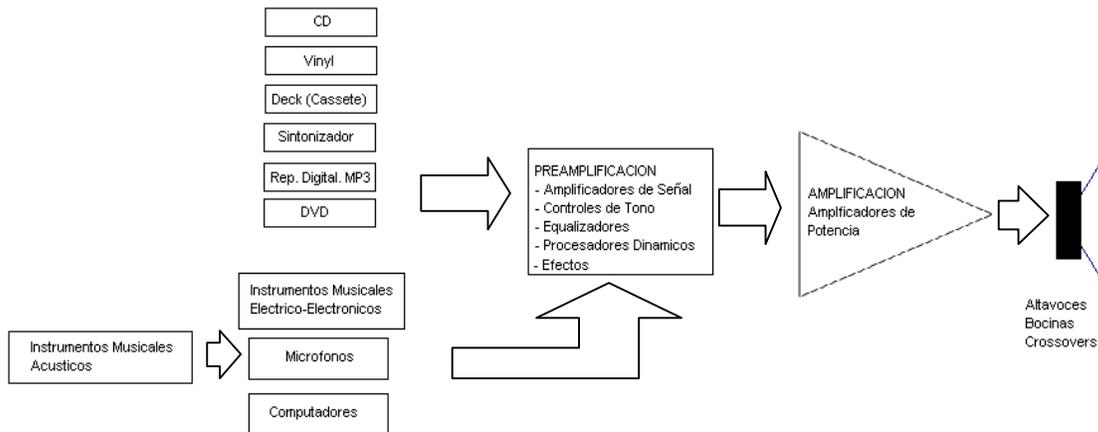


Figura 1.1 – Diagrama de Bloques de un Sistema de Sonido.

1.0.1 Etapa 1 - Fuentes de Audio

Las fuentes de Audio más comunes son: tornamesa, reproductor de cintas de cassette, reproductor de discos compactos (CD) y otros formatos de almacenamiento digital como DVD (Disco Versátil Digital) o Discos Duros (Reproductores MP3 y MP4) entre otros. Además está el sintonizador de radio de bandas comerciales: AM y FM. Otras fuentes de sonido pueden ser el televisor, el vídeo o la cámara de vídeo, en aquellos que incorporan una salida de audio tradicional.

Los instrumentos musicales junto con los micrófonos obviamente también son una fuente de audio y al igual que las otras fuentes de audio también tienen que ser acondicionadas en la etapa de pre amplificación. Muchos instrumentos electrónicos (Teclados, Sintetizadores, Cajas de Ritmo, WorkStations, etc.) ya incluyen en su funcionamiento un acondicionamiento de la señal de salida, sin embargo aún así son sometidos a ecualización y mezcla (además de otros procesos) en la etapa de preamplificación, para obtener un mejor desempeño en el evento.

1.0.2 Etapa 2 – Preamplificación

Esta etapa tiene el objetivo de plasmar en forma adecuada y en concordancia con el material entregado y el gusto del oyente, las señales de audio para su posterior introducción a la etapa de amplificación.

En esta etapa hay varias funciones que se le aplican a la señal de audio con uno o varios equipos electrónicos especialmente diseñados para desempeñar determinadas funciones. De esta manera podemos destacar algunas de las funciones básicas en un preamplificador y también mencionar algunos equipos destinados a cumplir estas funciones:

- **Amplificación de Señal:** Se incrementa la magnitud en tensión de la señal de entrada para obtener una señal a la salida de mayor magnitud. (Amplificadores de Micrófono, de Fonocaptor, de cinta magnética, etc.)
- **Control de Tono – Ecuación:** Se acentúan o atenúan algunas frecuencias o bandas de frecuencia dentro del espectro de audio para lograr ajustes especiales o para corregir la respuesta del sonido en recintos, grabación o simplemente para lograr un sonido al gusto del oyente.
- **Ajuste de Fase:** Se adelanta o se atrasa la señal en rangos de 0 hasta 180 grados para evitar cancelación de señales y efectos acústicos indeseables provocados por la reverberación y otros fenómenos en cierto tipo de recintos.
- **Mezcla de Señales:** Se suman las señales provenientes de diversas fuentes de audio para obtener una sola señal (Mesas de Mezcla) con la posibilidad de manipular la amplitud de cada una de ellas.
- **Filtrado:** Permitir u obstruir el paso de algunas frecuencias o bandas de frecuencia dentro del espectro de audio y a veces fuera del mismo.
- **Efectos de Sonido:** Añadir a la señal de salida algunas componentes derivadas de la señal original de entrada con el objetivo generar efectos de retardo (Eco), de fase (Reverberación, Rotación estéreo) de frecuencia (Flanger, Ditter), y de amplitud (x-fade, Fade In, Fade Out) que el oyente puede manipular a su gusto.

1.0.3 Etapa 3 – Amplificación

En esta etapa la señal de audio proveniente de la etapa de preamplificación es incrementada en tensión y es aplicada a un altavoz para que sea escuchada por el oyente. Esta etapa de brindar la corriente suficiente para excitar el altavoz. Para esta etapa se elige el amplificador de potencia que mejor se adapte a las necesidades de potencia, distorsión, eficiencia, espacio, costo, etc.

1.0.4 Altavoces

Los altavoces se encargan de transformar la energía eléctrica proveniente del amplificador en energía acústica radiada al aire, esto es, en variaciones de presión. Se dicen que son transductores electro-mecánico-acústicos, porque transforman la energía eléctrica en mecánica y la mecánica en acústica

Se pueden clasificar de diversas maneras:

- Atendiendo al tipo de transductor electro-mecánico: magnéticos, electrodinámicos, electrostáticos, piezoeléctricos, de cinta, magnetostrictivos, etc.
- Atendiendo al tipo de transductor mecánico-acústico: conos (radiación directa) o bocinas (radiación indirecta).
- Atendiendo al margen de frecuencias que cubren: woofers y sub-woofers (bajas frecuencias), mid-range (medias frecuencias), tweeters (alta frecuencia) o banda ancha.

1.1 Tipos de Sistemas de Sonido y Sus Características

Cualquiera que sea el sistema de reproducción escogido, cuatro condiciones fundamentales deben ser satisfechas:

- 1- El rango de frecuencias debe ser tal que contenga sin discriminación de frecuencias, todos los componentes audibles de los diferentes sonidos a reproducir.
- 2- El rango de volumen debe ser tal que permita sin ruido ni distorsión, la reproducción de todo el rango de intensidad asociado con los sonidos.
- 3- Las características de reverberación del sonido original deben ser aproximadas en el sonido reproducido.
- 4- El patrón espacial del sonido original, debe ser preservado en el sonido reproducido.

Existen 4 tipos de sistemas de sonido:

- Sistema monoaural: Este sistema es del tipo de circuito cerrado, consiste en uno o más micrófonos que recogen el sonido, conectados a un solo canal de un amplificador el cual está acoplado a uno o dos auriculares utilizados por el escucha. Nótese que no hay altavoces involucrados. Este sistema satisface las condiciones 1 y 2 y parcialmente con la condición 3, no así con la condición 4.
- Sistema monofónico: El sistema es del tipo abierto, en el cual uno o más micrófonos utilizados para recoger el sonido, están conectados a un solo canal de un amplificador, el cual está acoplado a un solo canal de un amplificador, el cual a su vez está acoplado a uno o más altavoces. Al igual que el sistema monoaural, este sistema satisface las condiciones 1 y 2, parcialmente la 3 y no así con la 4.
- Sistema binaural o biaural: Es del tipo de circuito cerrado, en el cual dos micrófonos utilizados para recoger el sonido son conectados cada uno a un amplificador con dos canales independientes y estos conectados a sus correspondientes auriculares, utilizados por el escucha. Nótese, nuevamente que no hay altavoces involucrados en el sistema. Este sistema está considerado por muchos lo más cercano a la perfección. El verdadero sonido binaural, no se puede conseguir con altavoces, solo con auriculares. (Al utilizar altavoces se convierte en sonido estereofónico de dos canales). Este sistema satisface las cuatro condiciones.

- Sistema estereofónico: Utiliza dos o más micrófonos con amplificadores y altavoces separados para cada amplificador. Este sistema es referido como de "perspectiva en auditorio". Con este arreglo, el sonido viaja de un altavoz a otro con los ejecutantes lo hacen de un lado al otro del escenario. Este sistema permite la reproducción de una orquesta, lo más cercano a su perspectiva. El número de canales puede ser de dos o más y satisface las condiciones 1, 2 y 4 y parcialmente con la 3.
- Sistema Multicanal: Utiliza varios micrófonos acoplados a sus respectivos amplificadores y altavoces colocados en forma geométrica en correspondencia a los micrófonos. Este sistema satisface las cuatro condiciones de reproducción del sonido. El término "audio multicanal" se refiere al uso de múltiples pistas de audio para reconstruir el sonido en un sistema de sonido de varios altavoces, lo que obviamente implica la implementación de varios amplificadores de potencia. Se usan dos dígitos separados por un punto decimal (2.1, 5.1, 6.1, 7.1, etc.) para clasificar los diversos tipos de configuraciones de altavoces, dependiendo de la cantidad de pistas de audio que se utilicen. El primer dígito muestra el número de canales primarios, cada uno de ellos se reproducen en un altavoz individual, en tanto que el segundo dígito se refiere a la presencia de un efecto de baja frecuencia (LFE) que se reproduce en un altavoz para graves (Subwoofer). Así, 1.0 corresponde al sonido mono (que significa un canal) y 2.0 corresponde al sonido estéreo.

1.2 Consideraciones de Diseño en Sistemas Estéreo

Los equipos de audio para la reproducción de música en hogares se han convertido en un mercado de alta demanda comercial, por lo que los diseños y la tecnología empleada cambian muy rápidamente. Sin el diseño de estos productos se simplifica a un solo objetivo, que es tener un sistema de reproducción de sonido compacto; y esto significa que los equipos de audio para casa prescindan de diversas funciones especializadas que prácticamente no son utilizadas por los consumidores promedio.

El Minicomponente es el nombre comercial del producto destinado para la reducción de audio en casa. Existen infinidad de diseños debido al tipo de consumidores al que va dirigido el producto, y es así que por ejemplo hay minicomponentes muy pequeños de apenas unos cuantos Watts de potencia de salida, un solo ajuste de tono, sintonizador de radio, y un reproductor de discos compactos (CD) diseñado para la habitación de una adolescente que gusta de escuchar su música favorita mientras estudia.

Independientemente de un diseño específico para el objetivo comercial del producto, se muestra a continuación en la figura 1.2 el diagrama básico de un minicomponente y sus elementos que lo conforman.

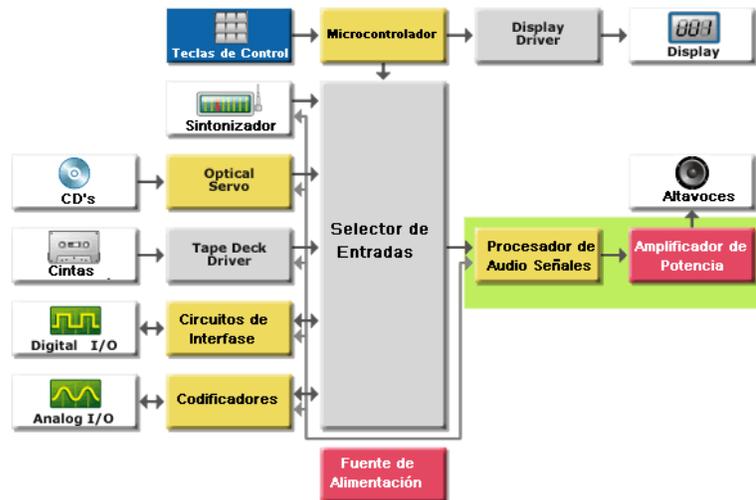


Figura 1.2 – Diagrama Básico de un Minicomponente

Un minicomponente comúnmente integra un reproductor de discos compactos (actualmente también DVD), sintonizador de radiofrecuencia comercial, entrada analógica RCA para conectar cualquier señal de audio proveniente de otro dispositivo, entradas para micrófono, y recientemente también se integran entradas compatibles con dispositivos de reproducción de música en formato digital; entradas que sincronizan el CPU del minicomponente para ser comandados por el usuario vía control remoto.

Los diseños de minicomponentes siguen una tendencia que encierra ciertas características estructurales que se mencionan a continuación:

- Sistema estéreo
- Potencias Nominales desde 2W por Canal hasta 100W por canal.
- Bafle compuesto por 2 altavoces, uno de banda ancha y un Tweeter.
- Adición de un Subwoofer en ciertos diseños. Todo Debidamente Filtrado.
- Efecto Surround a pesar de no ser un sistema multicanal.
- Control de Volumen y de Ecuación totalmente digital.
- Ecuaciones predefinidas, o ecualización individual de 3 a 5 bandas.

Un sistema estéreo de 2 vías con un solo altavoz por canal como se implementa en muchos minicomponentes puede no cubrir la amplificación de todas las frecuencias de audio o bien ser muy pobre en algunos segmentos de este rango de frecuencias en especial en frecuencias bajas menores a 100Hz y frecuencia altas mayores a 10Khz debido a la respuesta del altavoz que se esté implementado. Es así que se implementan diseños de bafles con 2, 3, 4 transductores. En la figura 1.3 se muestra un ejemplo de un bafle con 2 transductores, un altavoz para las frecuencias baja y medias y otro para las frecuencias altas.

Un factor muy importante es que el conexionado de estos ya sea en serie o paralelo, deberá dar como resultante una impedancia nominal que deberá ser soportada por el amplificador a conectar, y si este valor no es compatible, existe el riesgo de dañar el amplificador.

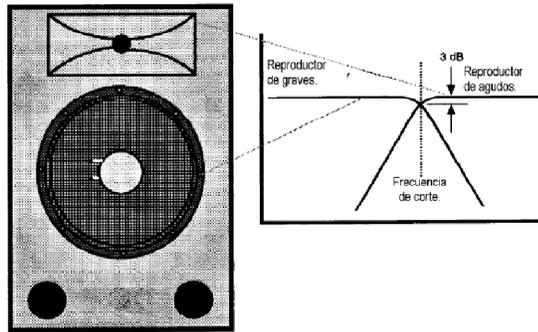


Figura 1.3 - Bafle con 2 altavoces.

Los altavoces especializados en una frecuencia de resonancia deben ser filtrados para obtener el mejor rendimiento y evitar algún daño en ellos, por lo que comúnmente se suele agregar un filtro pasivo dentro del bafle. La dimensión del filtro es considerando la potencia y la frecuencia de corte para el altavoz al que se ha de conectar.

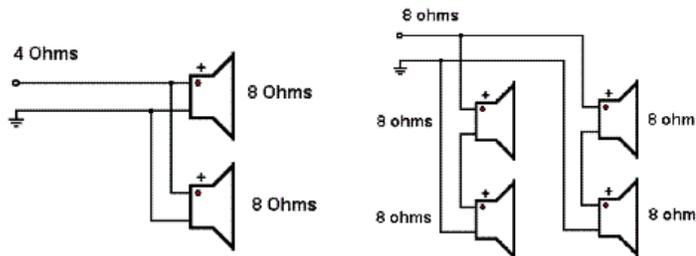


Figura 1.4 Conexión de Altavoces

Como se muestra en la figura 1.4 el conexionado ya sea en serie, paralelo o serie-paralelo se obtiene una impedancia nominal. Cabe recordar que en estos arreglos la potencia se distribuye en partes iguales si los altavoces son de impedancias iguales, si no es así la distribución de potencia está desbalanceada, aunque en algunas aplicaciones esto no es trascendental.

1.3.1 Sistemas Estéreo Multi-Vía

Los Sistemas de altavoces multivía proporcionan un rendimiento acústico óptimo, ya que cada altavoz está especialmente diseñado y optimizado para manejar un número limitado de frecuencias.

Normalmente, estos sistemas de altavoces de dividir el espectro de audio por medio de filtros (activos o pasivos) en dos, tres, cuatro o más bandas (vías). Para mantener una respuesta de frecuencia plana en el rango de audio, cada una de las bandas cubiertas por cada altavoz se superponen ligeramente. Cualquier desequilibrio entre los altavoces produce resultados inaceptables, por lo tanto, es importante asegurarse de que cada unidad genera la correcta cantidad de energía acústica de su segmento del espectro de audio.

En este sentido, es también importante conocer la distribución de la energía del espectro de la música como se muestra en la figura 1.6. De esta manera con la ayuda de la grafica de la figura 1.6 podemos determinar las frecuencias de corte de los filtros a aplicar para cada vía.

A modo de ejemplo, para un sistema estéreo de 100W (50W por canal) de tres vías, si las frecuencias de corte de 400 Hz y 3 kHz entonces: se requieren de 50 W para el woofer, 35 W para el altavoz de frecuencias medias (midrange) y 15 W para el tweeter. El diagrama de la distribución de este sistema puede verse en la figura 1.7.

Es importante señalar que en los sistemas actuales (principalmente de audio en casa) solo se implementa un único Subwoofer para todo el sistema; considerando esto se deben sumar las señales del canal izquierdo y derecho, y la señal resultante de esta suma deberá ser aplicada al amplificador destinado para el subwoofer, ya que de otro modo la potencia resultante no será proporcional a la liberada por las otras vías, produciéndose una distribución ineficiente (distinta a la diseñada) de la potencia. Lo anterior también es posible verlo en la figura 1.7.

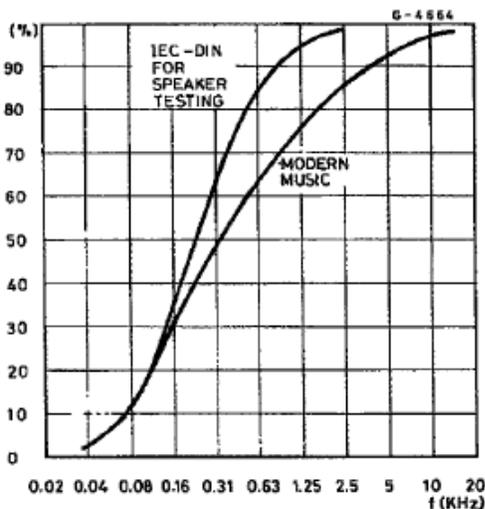


Figura 1.6 – Distribución de la potencia en función del espectro de audio.

Filtros activos y pasivos puede ser utilizado para cruces, pero el costo actual de los filtros activos es mucho menor que un buen filtro pasivo con inductores de núcleo de aire y no capacitores de polietileno.

Además, los filtros activos no sufren de los defectos típicos de los filtros pasivos como son la pérdida de potencia, aumento de la impedancia vista por el altavoz (menor amortiguación) dificultad de diseño preciso debido a altavoces con impedancia variable.

Obviamente, con los filtros activos se tiene que implementar un amplificador de potencia única y exclusivamente para cada vía por lo que esto lo hace particularmente interesante y económicamente viable para utilizar amplificadores de potencia integrados.

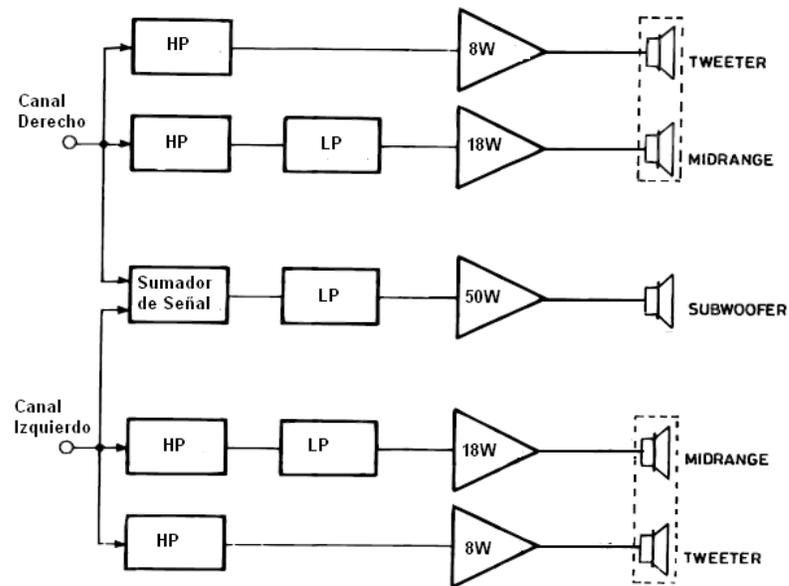


Figura 1.7 – Sistema de Sonido estéreo de 100W a tres vías.

Un sistema de filtros activos superpuestos se le denomina Crossover, y está conformado por filtros activos paso bajo (LP), paso alto (HP) y paso banda (BP). La calidad del Crossover depende del orden de los filtros y el tipo de filtro diseñado, un filtro de un orden mayor proporciona una mejor atenuación a la frecuencia de corte para la que está diseñado. La calidad del crossover depende de la aplicación; un crossover de octavo orden será más costoso que uno de orden menor. Para aplicaciones de audio profesional el uso de crossover juega un papel crucial para la calidad y el diseño del sistema de sonido, principalmente debido a la gran cantidad de potencia utilizada en estas aplicaciones (por ejemplo 50,000W), por lo que existen crossovers para estas aplicaciones de hasta 10º orden.

Para aplicaciones de audio en casa, o audio en el automóvil es común encontrar crossovers de 1º, 2º, 3º y 4º orden, esto resulta suficiente, pues utilizar crossovers de mayor orden incrementara el costo del sistema y su complejidad.

1.4 Estructuras de Preamplificación

La preamplificación es una etapa en la reproducción del audio en la que se utilizan y entrelazan varios y distintos tipos de circuito electrónicos, cada uno con una función en específico. La complejidad de los preamplificadores varía dependiendo del uso al que estén destinados.

Para un sistema casero muchas veces basta solo con acondicionar la señal de audio entrante, amplificarla ligeramente y disponer de un control para aumentar las frecuencias graves o agudos, así como incluso agregar un efecto de eco, de expansión estéreo, etc.

En un sistema de sonido para instrumentos musicales el contar con un control de volumen y un control de agudos y graves resulta insuficiente para lograr un mejor ajuste en los sonidos del instrumento, y obviamente además se necesita un sistema que sea capaz de mezclar las señales de audio de tantos micrófonos como instrumentos se estén usando, además de que es indispensable poder controlar el nivel de volumen y el tono de cada uno de ellos por separado, así como estar monitoreando el nivel de sonido para evitar la distorsión que por cuestiones físicas propias de la acústica del instrumento sucede.

De esta manera a continuación se destacan las generalidades de estas distintas estructuras de pre amplificación.

1.4.1 Estructuras de Preamplificación Básica

Los sistemas de audio caseros en los últimos años parecen ser mucho más sofisticados que cualquier equipo del mismo tipo de 5 años antes. Y en efecto si lo es. Sin embargo esta sofisticación se ha centrado primordialmente a adaptarse a las nuevas formas de almacenamiento musical y reproducción de medios y un ejemplo claro es la tecnología MP3.

El propósito primordial es por lo tanto, reproducir el medio de almacenamiento (Vinilo, Cassete, CD, memoria USB), amplificar la señal, atenuar o amplificar ciertas frecuencias (ecualizar) y enviar al amplificador de potencia. Este orden queda representado en la figura 1.8.

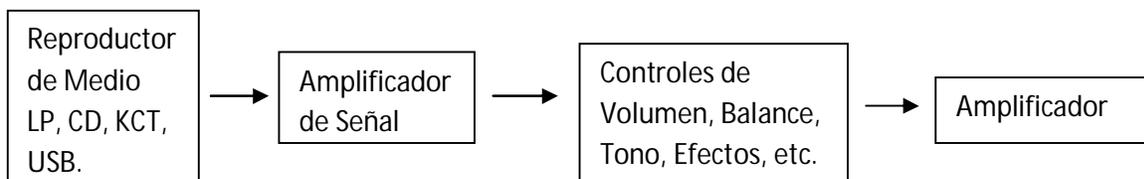


Figura 1.8 – Orden Básico de la reproducción de audio

Una vez claro el orden de la reproducción de audio, se puede proponer la forma de pre amplificar la señal y la manera de controlar los distintos parámetros comunes a manipular para el sistema de sonido. La figura 1.9 muestra la estructura común de una etapa de pre amplificación básica:



Figura 1.9 – Orden de dispositivos de una etapa de pre amplificación básica

En la mayoría de los sistemas de sonido casero además de contar con su circuito reproductor de medio en el mismo gabinete del sistema, también es común incluir entradas de fuentes de audio externas (auxiliares, micrófonos, etc.), estas entradas a su vez también pueden utilizar los controles de tono y de efectos que se han agregado al preamplificador. El manejo de estas señales comúnmente es independiente, normalmente estos sistemas con switch manual o electrónico para elegir la señal de audio de entrada a amplificar, pero solo esta podrá escucharse, es decir que las señales no se mezclan, aunque también es común encontrar que el micrófono sea audible aun seleccionando cualquier fuente de audio. La figura 1.10 muestra con detalle lo anterior.

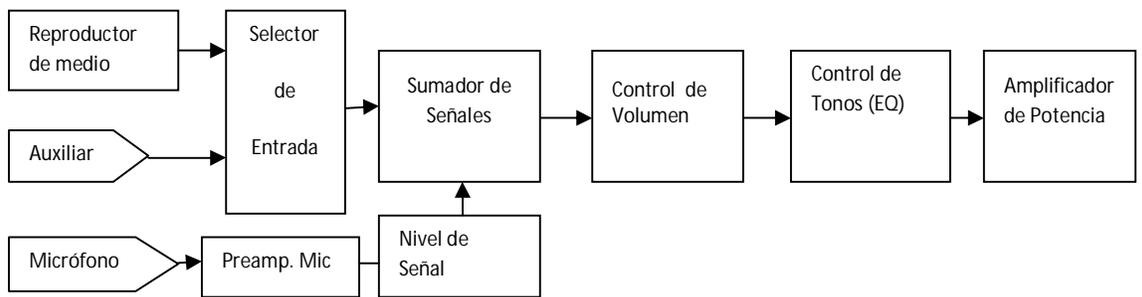


Figura 1.10 - Estructura de un sistema de audio casero con entradas auxiliares

Con el uso de la electrónica digital se ha logrado reducir por mucho la dimensión física de los circuitos y se ha cambiado el control por medio de potenciómetros y switch's a solo unos cuantos botones y la posibilidad de controlar todo a distancia. La forma de realizar lo anterior es por medio de los microcontroladores. El micro controlador toma el mando del control de parámetros como el volumen, el tono. El microcontrolador no realiza la atenuación ni el filtrado de las señales de audio, el microcontrolador controla los circuitos integrados que se han diseñado especialmente para filtrar o atenuar recibiendo señales digitales de control. En la figura 1.11 se puede observar un amplificador de audio con un preamplificador con controles básicos que comúnmente se integran en sistemas de sonido caseros como minicomponentes.

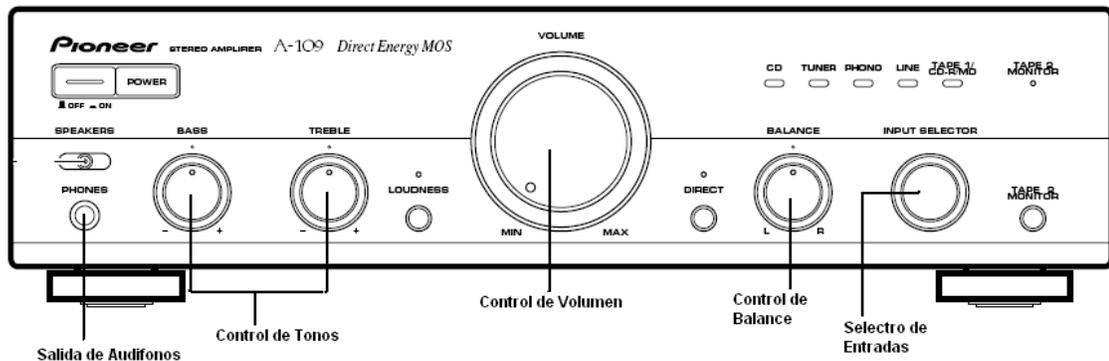


Figura 1.11 – Amplificador de Sonido con control de Tonos, Volumen y balance Pioneer A10

1.4.2 Consolas de Audio

Son un dispositivo electrónico al cual se conectan diversos elementos emisores de audio, tales como micrófonos, entradas de línea, instrumentos musicales, gira discos de vinilos, reproductores de CD reproductores de cintas, etc. Una vez que las señales sonoras entran en la mesa estas pueden ser procesadas y tratadas de diversos modos para dar como resultado de salida una mezcla de audio, mono, multicanal o estéreo.

El procesado habitual de las mesas de mezclas incluye la variación del nivel sonoro de cada entrada, ecualización, efectos de envío, efectos de inserción, panorámica (para los canales mono) y balance (para los canales estéreo). Otras consola permiten la combinación de varios canales en grupos de mezcla (conocidos como grupos) para ser tratados como un conjunto, la grabación a disco duro, la mezcla entre 2 o más canales de audio.

Las consolas de audio o también a llamadas "mesas de mezcla" se clasifican según la forma en que traten la señal de audio. Ya sea de forma Analógica o de forma Digital.

Las mesas de mezclas analógicas, tratan la señal de audio analógico y tienen la particularidad de que se actúa directamente sobre las señales que entran o salen de la mesa. Los diferentes audios pasan físicamente por los elementos de control o monitoreado que son operados por el técnico de audio.

Las consolas digitales tratan la señal de audio de esa manera en forma de información digital. Se convierte la señal analógica en una señal digital y después se procesa digitalmente casi en tiempo real. El procesamiento de las señales se realiza mediante software por lo que las señales en ningún momento pasan por los elementos de control y no precisando una estructura fija previa.

Los sistemas digitales de mezcla suelen ser dispersos, es decir, constan de varios módulos repartidos por la instalación. Uno de ellos es el encargado de realizar el procesamiento, es el llamado "DSP" (Digital Signal Processor) que es el corazón del mezclador. Así de esta manera después de procesarse se entrega una o varias señales ya procesadas de manera analógica o de manera digital si se prefiere.

Para este trabajo se revisará solo la estructura básica de las consolas analógicas.

Una consola analógica esta básicamente integrada por las siguientes partes:

- Canales de Entrada – Amplificadores de Señal, entradas simples y balanceadas.
- Buses – Grupos y subgrupos de canales para una mejor organización.
- Controles de Salida – Volumen, Balance, Ganancia, Control de Tono, etc.
- Monitores y Medidores – Vúmetros, Indicador de Clipping, etc.

Cada entrada de señal entra en un canal de entrada. Este suele soportar, generalmente, dos entradas diferentes, una para micrófono y otra para nivel de línea. La selección se realiza mediante un sistema de comunicación al que sigue un ajuste de ganancia. Luego suele aplicarse un filtro paso alto con una frecuencia de corte de 60Hz, destinados a eliminar los posibles ruidos procedentes de la tensión de la red eléctrica. Las salidas de todos los canales de entrada van a los diferentes buses. Estos buses, después de ser controlados por los controles de salida, conformaran las salidas de señal de la mesa. El bus principal es el llamado de "programa" o "Master", normalmente el único que soporta dos canales.

En la figura 1.12 podemos apreciar un esquema básico de la estructura de una mesa analógica.

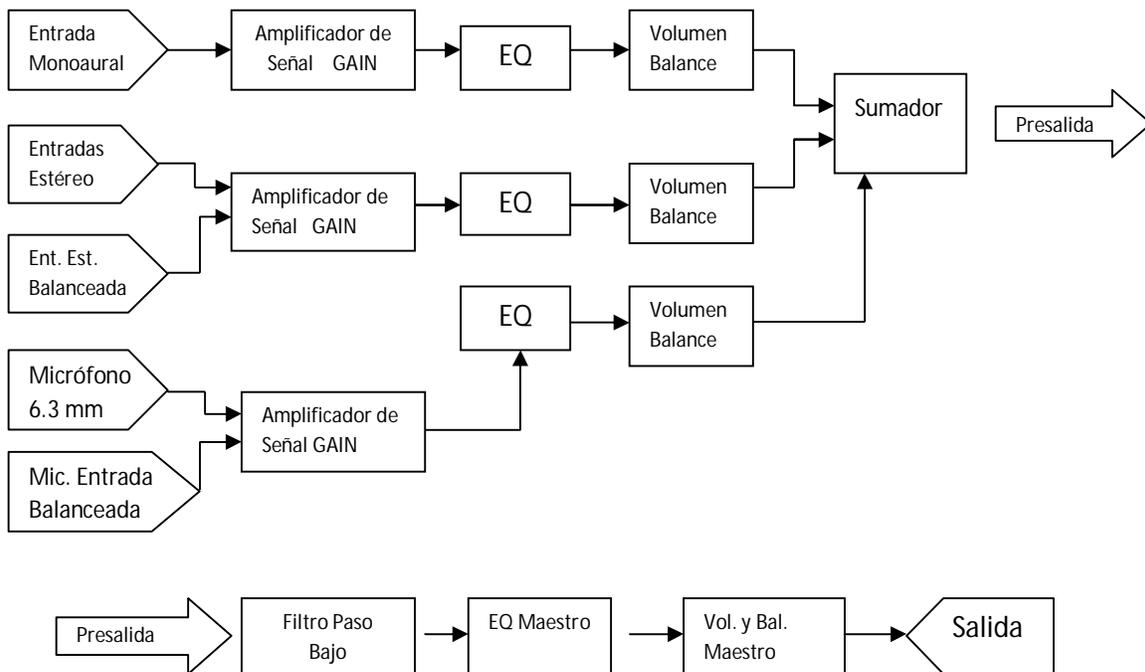


Figura 1.12 - Diagrama de bloques de la estructura básica de una consola de audio analógica.

En el apéndice de este trabajo se muestra un diagrama de bloques más esquemático y representativo de la figura 1.12. Se trata de una pequeña consola comercial marca Peavey de 4 canales con los controles básicos de pre- amplificación y de ajuste.

Para relacionar mejor la estructura a continuación en la figura 1.13 se observan la parte delantera de los controles de una mezcladora comercial común.

Se puede observar los controles potenciómetros

- GAIN: Controla la ganancia amplificando o atenuando la señal de audio entrante
- HI, MID, LOW : Son los controles de control de tono o ecualización EQ.
- PAN o también BAL que son los controles de balance de señal entre canales
- LEVEL: Es control de volumen de cada canal,
- MASTER LEVEL: Es el volumen maestro o general de salida de la consola.
- EFX : Aplica un efecto de reverberación con su control EFXRET que controla el nivel de realimentación de este efecto para evitar saturaciones.



Figura 1.13 – Panel delantero de una consola de mezclas comercial para audio Peavey PV6.

Capítulo 2 – Amplificadores de Señal y Filtros Activos

2.0 Preamplificación y Procesamiento Analógico de Señales De Audio

Esta etapa tiene el objetivo de plasmar en forma adecuada y en concordancia con el material entregado y el gusto del oyente las señales de audio para su posterior introducción a la etapa de amplificación. Durante una producción y reproducción, las fuentes de sonido deben ser cuidadosamente controladas y mezcladas.

El diseño de etapas pre amplificadoras, al igual que cualquier dispositivo diseñado para el tratamiento de señales de audio, debe considerar los siguientes aspectos:

- Cobertura del rango completo del espectro de audio (20Hz a 20KHz).
- Baja magnitud de cualquier tipo de distorsión. Exceptuando que la distorsión se trate un efecto sonoro propio del diseño.
- Bajo Nivel de Ruido. El diseño debe contar con los elementos suficientes para inmunizar a la señal de audio de ruidos provenientes de la fuente de alimentación, cableado, ondas de radiofrecuencia, aparatos electrónicos cercanos e inclusive de los propios elementos activos y pasivos del circuito.
- Protecciones y elementos de seguridad. Elementos que protejan al equipo de sobrecargas, sobre voltaje, corto circuito, sobrecalentamiento y otras fallas accidentales o imprudenciales que puedan dañar al equipo.
- Performance. El diseño debe corresponder al objetivo para el cual fue optimizado, ya sea para uso domestico o uso profesional y el tipo de tecnología a implementar, de esta manera los parámetros de calidad y seguridad varían según el diseño y se obtienen distintos costos de producción por diseño.

Para el diseño de dispositivos destinados al procesamiento de señales se consideran los niveles de amplitud de señal comúnmente utilizados. De esta manera se logra dimensionar los niveles de alcance y límites de trabajo para la correcta elección de los componentes activos y pasivo a implementar. En la tabla 2.0 se muestran los niveles de tensión de señal de fuentes de señal de audio comunes.

	Nivel (Volts RMS)	Nivel (dB)	Impedancia Carga
Nivel de Línea (audio de consumo)	0.316 v	-10 dBV	>10kΩ
Nivel de Línea (profesional)	1.228 v	+4 dBu (+1.8 dBV)	>10kΩ
Nivel de Fonocaptor	0.003 v	-50 dBV	~50kΩ
Nivel de Micrófono	0.001 v	-60 dBV	2-4kΩ (mic dinámicos)
Nivel de Preamplificado (Salida de Mezcladores)	1 a 2 v	+0 a +6 dBV	>1kΩ (algunas)

Tabla 2.0 - Niveles de amplitud de señales de audio convencionales. Donde 'V'=1 Volt (RMS), 'u'=0.775 volts (RMS) y esta última referencia se usa más en entornos profesionales.

2.1 Amplificadores de Señal

Los amplificadores de señal son circuitos activos que a su salida elevan la amplitud en voltaje de la señal que se les introduce. El diseño varía en función del tipo de señal o transductor a amplificar. Micrófonos (todos los tipos), fonocaptores, cabezales de cintas magnéticas, salidas de convertidores D/A, etc.

Para el diseño del amplificador señal podemos encontrar como elemento principal el uso de transistores (BJT, FET, MOSFET) y amplificadores operacionales. El diseño con componentes discretos por mucho tiempo fue mayormente implementado antes del perfeccionamiento de la integración y la mejora en desempeño de los amplificadores operacionales. El diseño con componentes discretos es relativamente laborioso debido al número de componentes pasivos que el diseño demande. El diseño con amplificadores operaciones es mucho más sencillo y muchas veces requiere menos componentes pasivos y una PCB compacta.

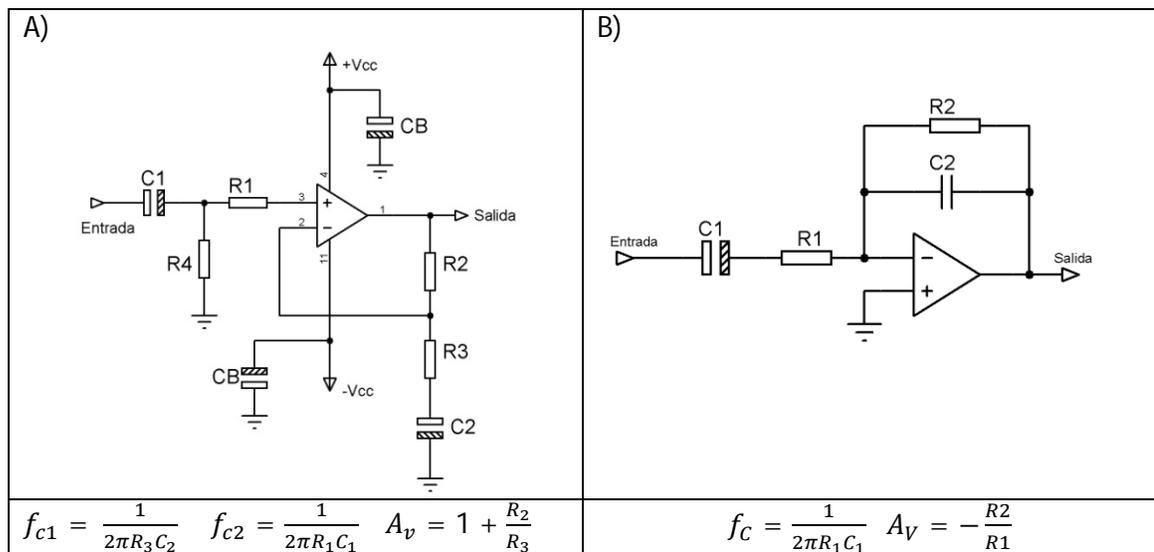


Figura 2.1 – Amplificador No Inversor (A) y Amplificador Inversor (B)

El primer factor a considerar en la elección de amplificadores operaciones es el GBP (Gain Bandwith Product). El GBP dimensiona hasta qué punto se puede magnificar la ganancia y su efecto en las frecuencias de las señales a tratar. Así se indica que el ancho de banda es inversamente proporcional a la ganancia multiplicada por la constante conocida como GBP.

$$GBP = (\Delta V)(BW)$$

Así por ejemplo, si se requiere una ganancia (Δv) de 10 con un ancho de banda de 100Khz se requeriría un amplificador operacional con una GBP de 1Mhz. De esta manera si el amplificador de señal que se implementa requiere una ganancia de 100 (40dB) y será implementado para señales de audio, el ancho de banda debe de ser mínimo de 22Khz, aunque generalmente se recomienda el doble (44khz), con un ancho de banda de 40Khz nos resulta que el amplificador operacional deberá de tener minino un GBP de 4 MHz. La mayoría de amplificadores operacionales para audio ofrecen una GBP de 10Mhz a 20MHz.

Aunque la mayoría de los amplificadores operacionales tienen un PSRR muy bueno, siempre es recomendable que se introduzcan par de capacitores de desacoplo (Bypass) en las líneas de la alimentación del amplificador operacional. Siempre deben usar capacitores con un buen rendimiento de alta frecuencia, y los de cerámica son probablemente los mejores en este sentido. El valor de estos condensadores no es crítico pero frecuentemente se sugieren valores de entre 100nf y 1µf.

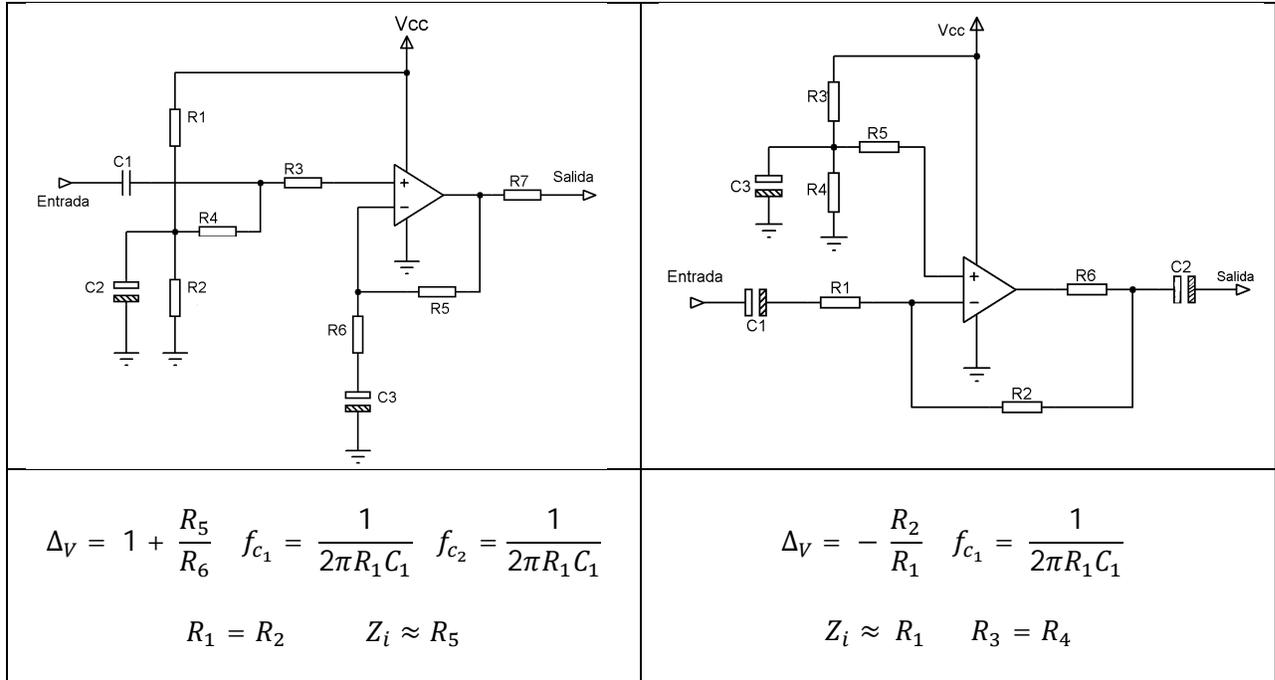


Figura 2.2 – Operación con fuente única. Amplificador No Inversor (A) y Amplificador Inversor (B).

En la figura 2.1 se muestran los circuitos básicos de amplificadores inversores y no inversores para señales de alterna. Nótese el uso de capacitores de acoplo en varias partes, que blindan al circuito de cualquier componente de directa y también limitan la respuesta en frecuencia.

A continuación se muestra la siguiente tabla (Tabla 2.1) una selección de componentes calculados para la figura 2.1B adecuada para audiofrecuencia.

Ganancia	Ganancia	R₁	R₂	C₁	C₂
Δ_V	dB	Ω	Ω	F	F
2	6	3.3k	6.8k	2.2u	820p
3	9	12k	33k	560n	120p
4	12	8.2k	33k	1u	120p
8	18	15k	120k	560n	33p
10	20	10k	100k	1u	39p
40	32	8.2k	330k	1u	12p
100	40	1k	100k	10u	39p

Tabla 2.1 – Valores de componentes calculados para la figura 2.1B

En el conexionado de audio profesional se usan entradas desbalanceadas y también entradas balanceadas.

La principal desventaja de la entrada desbalanceada es que junto con la señal del audio se suma una señal de ruido que se induce en el chasis o el cable de entrada y es amplificada por el dispositivo junto a la señal de audio, en largas distancias de cable (arriba de 15 metros) el ruido puede llegar a ser bastante notorio.

En la conexión balanceada la señal se lleva dos veces, una de ellas con la polaridad invertida. Se ocupan conectores de tres pines y cable de tres conductores, uno de los cuales es la pantalla (malla) del cable. Las interferencias electro-magnéticas que no rechace el apantallamiento del cable, afectarán lo mismo a los dos cables que llevan la señal. Al haber estado invertida a su vez una señal con respecto de la otra en el cable, el balanceado consigue reforzar (doblar) la señal original y cancelar las interferencias que se produjeron en el cable. Este tipo de conexión se utiliza más para extensiones de cable de más de 15 metros de longitud.

El circuito base para adaptar una señal de audio con una conexión de tipo balanceada a cierto circuito electrónico tiene como dispositivo principal un amplificador diferencial y la configuración típica se muestra en la figura 2.3.

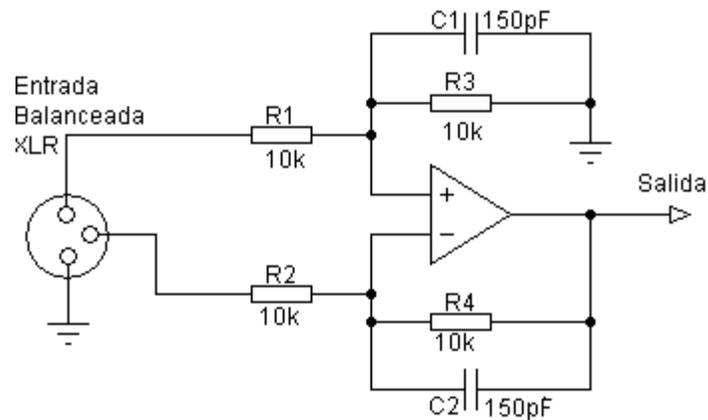


Figura 2.3 – Entrada balanceada para audio

El circuito anterior (figura 2.3) es de uso muy común dado su reducido costo y tamaño. Las resistencias son calibradas para alcanzar una diferencia entre ellas de 0.01% para poder anular el ruido de la masa (tierra). Para su implementación práctica se utilizan resistencias de película metálica ya que presentan una estabilidad sumamente mayor que las de carbón. Sin embargo es común que la mala calidad del cable de conexión y algunos elementos pasivos de otros circuitos (como los micrófonos con conexión Phantom) provoquen un desbalance que introduzca una pequeña señal de ruido.

Si se ocupan entradas balanceadas para cierto circuito para audio, es casi una obviedad que también se requieran salidas balanceadas para conectarse a otro equipo. Una salida balanceada tiene por objetivo proveer de dos señales de igual magnitud pero de polaridad opuesta e igual de impedancias de salida. En la figura 2.4 se propone un circuito para este propósito.

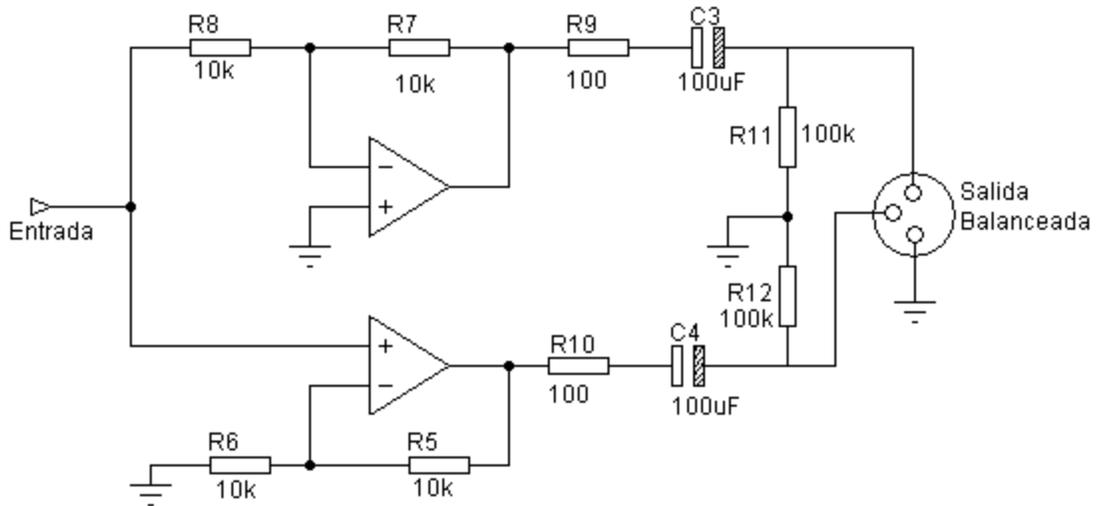


Figura 2.4 - Salida balanceada para audio

Del circuito de la figura 2.4 se recomienda utilizar resistencias de película metálica para obtener una mejor estabilidad, y en el caso de los capacitores una tolerancia de 20% es suficiente para obtener buenos resultados.

Los amplificadores operacionales comúnmente utilizados para los propósitos anteriores no son necesariamente muy especializados, sin embargo algunos dispositivos han sido diseñados especialmente para su uso en audio frecuencia, cuyas mejoras se centran en el muy bajo ruido, un alto GBP, una distorsión muy baja y un slewrate bastante alto con respecto a los amplificadores operacionales de propósito general. A continuación se muestra una pequeña tabla (Tabla 2.2) con algunos de los amplificadores operacionales comerciales más populares en la construcción de circuitos para audio.

Modelo	Fabricante	Slewrates	GBP	Ruido	THD	Alimentación
LM833	National	7v/us	10MHz	4,5nV/√Hz	0.002%	±15 V
TL07XX	Texas Instruments	13v/us	4MHz	18nV/√Hz	0.003%	±15 V
OPAX134	Burn-Brown	20V/us	8MHz	8nV/√Hz	0.003%	±15 V
NE553X	Fairchild Semi	9V/us	8 MHz	5nV/√Hz	0.002%	±15 V
AD86XX	Analog Devices	20V/us	10MHz	3nV/√Hz	0.002%	±15 V

Tabla 2.2 – Familias Comerciales de Amplificadores Operaciones para audio

2.1.1 Amplificadores de señal para micrófono

Los amplificadores de señal para micrófonos, son diseñados en función de tipo de transductor que tenga el micrófono (bobina móvil, condensador, piezoeléctrico, etc.) aunque realmente no hay variaciones significativas en algunos parámetros. También se considera los 2 tipos de conexión: balanceada y no balanceada.

Para el diseño de los amplificadores de micrófono se suelen usar ganancias de 30dB a 40dB. En la figura 2.3 se muestra un preamplificador para micrófono discreto con TBJ's, Clase A, con realimentación negativa, no balanceado. El diseño a pesar de ser reducido, usando transistores de bajo ruido se logra un excelente desempeño con micrófonos dinámicos de baja impedancia (600ohms nominales). El Circuito brinda un muy bajo nivel de ruido, aproximadamente de -127dBm, ganancia de 32 dB y se puede modificar para alimentarse con 12V, 15V, 24V o más, sin embargo se recomienda una alimentación de 24 o 32V para evitar un recorte en la máxima excursión de salida.

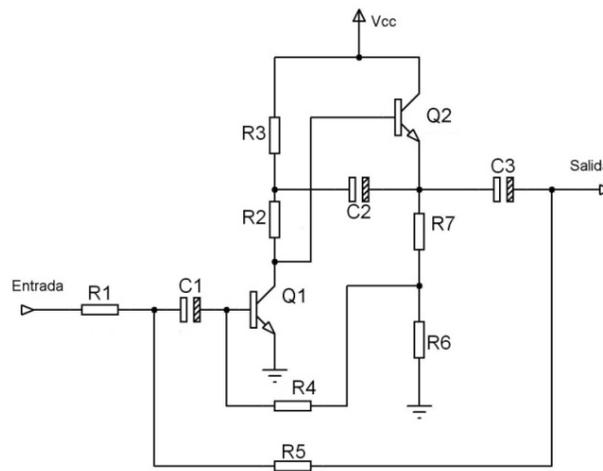


Figura 2.3 –Preamplificador para micrófono discreto.

En la Tabla 2.2 se proponen el valor de los componentes en función del voltaje de alimentación. Para este tipo de circuitos se utilizan resistencia de película metálica (tolerancia de 1%) para obtener un comportamiento estable frente al ruido.

	R1	R2=R3	R4	R5	R6	R7	C1	C2	C3
30V	1.2kΩ	39kΩ	100kΩ	50kΩ	560Ω	10kΩ	1μf	22μf	10μf
24V	1.2kΩ	33kΩ	100kΩ	50kΩ	560Ω	10kΩ	1μf	15μf	10μf
18V	1.2kΩ	22kΩ	100kΩ	50kΩ	560Ω	6.8kΩ	1μf	10μf	10μf
12V	1.2kΩ	15kΩ	100kΩ	50kΩ	560Ω	3.9kΩ	1μf	10μf	10μf

Tabla 2.2 - Componentes en función del voltaje de alimentación para el circuito de la figura 2.3.

En la figura 2.4 se tiene un preamplificador para micrófono que proporciona una ganancia variable (con RV1) de hasta 50 dB. La entrada es balanceada; lo que permite una menor probabilidad de intrusión de ruido por el cable del micrófono. Utilizando el amplificador operacional NE5534 se logra una THD siempre menor a 0.1 %. La resistencia R7 a la salida se usa para asegurar la estabilidad de la señal de salida cuando se conecta a cargas capacitivas.

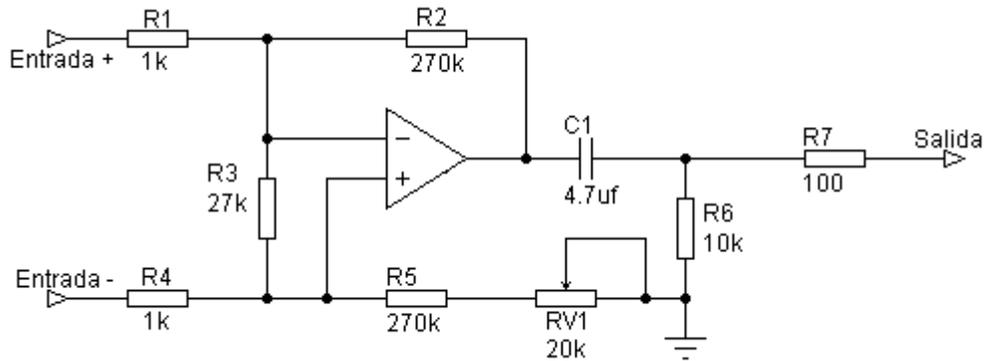


Figura 2.4 – Preamplificador Balanceado para micrófono.

Los micrófonos de tipo a condensador tienen un preamplificador adosado al transductor que amplifica la señal y baja la impedancia a niveles manejables (aproximadamente 600ohm). Este preamplificador necesita alimentación que se le denomina "Phantom Power" (alimentación fantasma), y se la envía por los mismos cables del micrófono. La tensión de trabajo de estos dispositivos es normalizada en 48 V. La forma más básica y utilizada estandarizada de esta conexión es la que se muestra en la figura 2.5.

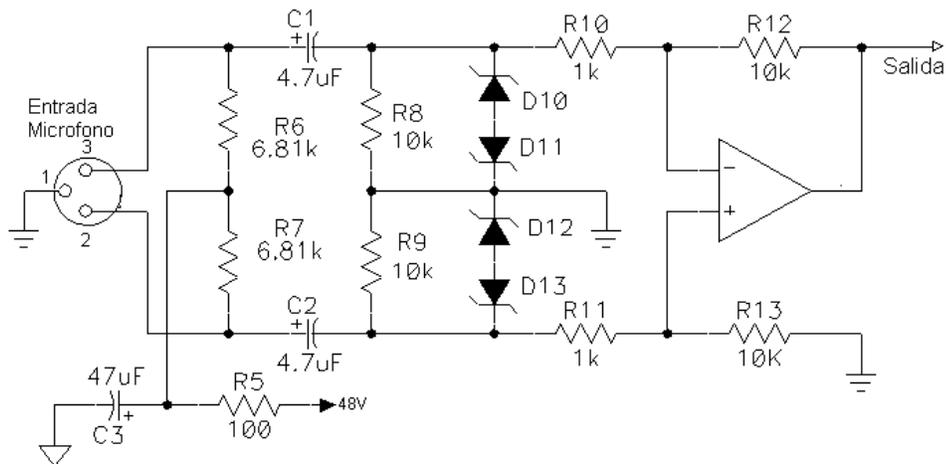


Figura 2.5 – Entrada con Phantom Powering para micrófono balanceado.

En la industria del audio profesional existen algunos circuitos integrados muy populares diseñados especialmente para su uso en audio, y en especial en consolas y mezcladores. Estos productos ofrecen un desempeño eficaz y especializado en relación al ruido, la distorsión y la CMRR, y principalmente están contruidos y configurados para ofrecer incluso ganancias definidas y trabajar en forma diferencial con ajuste de offset para obtener una salida muy limpia de componentes de corriente continua a pesar del uso de capacitores.

Un caso de estos circuitos es la serie THAT15X que son amplificadores operacionales preparados para funcionar como preamplificadores de entrada balanceada y configurables para usarse como preamplificadores para micrófono, incluso con alimentación Phantom. Una gran ventaja que ofrecen es los pocos componentes que requieren para su operación lo que los hace muy útiles comercialmente para armar mezcladores o consolas de audio.

La serie THAT ofrece por ejemplo el THAT 1510 que es un amplificador operacional especializado para audio el nivel de ruido típico de ruido es de $1nV/\sqrt{Hz}$, el GBP de hasta 8 MHz y un slew rate de hasta $19 V/\mu s$. Este producto puede configurarse para funcionar con muy pocos componentes ya sea como un amplificador de señal de audio con entrada balanceada, un preamplificador de micrófono balanceado con ganancia ajustable con un solo resistor o potenciómetro. En la figura 2.7 se muestra un circuito extraído de la hoja técnica del THAT1510, el cual se trata de un preamplificador para micrófono con entrada balanceada y ganancia ajustable de 12 a 60 dB.

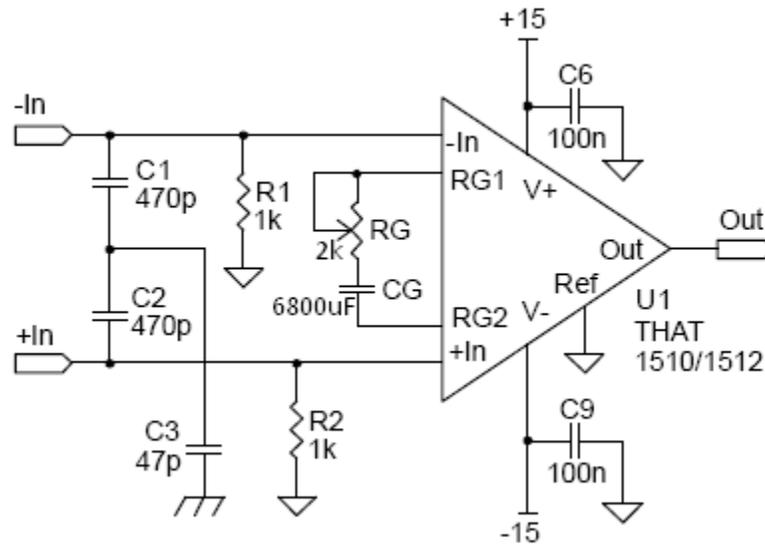


Figura 2.6 – Preamplificador para Micrófono con THAT1512

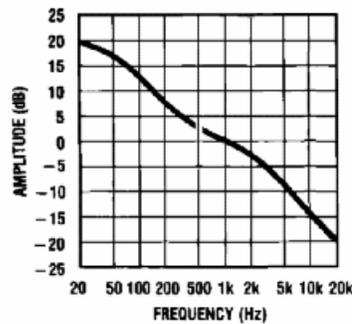
Esta serie de amplificadores operacionales ofrece otros productos como la serie THA12XX y THAT16XX con prestaciones muy bajo ruido para incluso el campo de la instrumentación.

2.1.2 Amplificadores de señal para fonocaptor

La reproducción de discos de vinilo sigue vigente gracias a que muchas personas prefieren la calidad de sonido que brinda este formato de reproducción. La pista grabada (surco) en este formato tiene una particularidad. En las primeras grabaciones de discos de vinilo se observaba que en las frecuencias bajas (graves), el surco del disco debía ser muy grande y era posible que la aguja saltara y se saliese de su surco. En frecuencias altas (agudos), aparte de que el surco podría ser demasiado pequeño, el ruido se concentra mayormente en esa banda, y acentuar esa banda podía mejorar la relación frente al ruido.

De esta manera surgió la necesidad de hacer la grabación de otra manera. Se decidió hacer una ecualización en la grabación en la que los graves estaban atenuados y los agudos estaban realzados, así solo había que contrarrestar esta corrección en el preamplificador al momento de reproducir. La ecualización estandarizada se le conoce como la Curva de ecualización RIAA. La cual sugiere una atenuación de -17dB a 50Hz y una amplificación de aproximadamente +12dB a 8kHz.

La respuesta en frecuencia de la corrección ecualización RIAA se puede ver la figura 2.7.



TL/H/5520-1

FIGURE 1. Standard RIAA phonograph preamplifier frequency response curve. Gain continues to roll off at a 6 dB/octave rate above 20 kHz.

Table I. RIAA standard response referred to gain at 1 kHz.			
FREQUENCY (Hz)	AMPLITUDE (dB)	FREQUENCY (Hz)	AMPLITUDE (dB)
20	+19.3	800	+0.7
30	+18.6	1000	0.0
40	+17.8	1500	-1.4
50	+17.0	2000	-2.6
60	+16.1	3000	-4.8
80	+14.5	4000	-6.6
100	+13.1	5000	-8.2
150	+10.3	6000	-9.6
200	+8.2	8000	-11.9
300	+5.5	10000	-13.7
400	+3.8	15000	-17.2
500	+2.6	20000	-19.6

Figura 2.7 - Grafica y tabla de la respuesta de ecualización RIAA.

Otro factor a considerar es el nivel de la señal a amplificar, habitualmente el nivel de voltaje (bobina móvil o cerámicos) está alrededor de -64dBV , o sea unos $0,4\text{mV}$. Amplificar 64dB y seguir teniendo una buena relación señal/ruido es difícil, requiere una entrada de ultra bajo ruido de voltaje, campos casi exclusivos de los BJTs de ultra bajo ruido y algunos operacionales de difícil acceso y costosos.

En la figura 2.6 se muestra un circuito amplificador para fonocaptor realizado con amplificadores operacionales y con corrección RIAA que viene dada por una red de realimentación por $C1$ y $R5$ además de $C4$ que completa la atenuación a altas frecuencias. El circuito logra una respuesta muy cercana al estándar de la RIAA, al utilizar 2 amplificadores operacionales se tiene una mejor estabilidad ya que el lazo de realimentación, es decir, uno aparece en el primer operación formado por $R4$, $R5$ Y $C1$ y el otro en otro operacional formado por $R7$; lo anterior reduce de manera notable la distorsión armónica total y la introducción de ruido por la inestabilidad de los componentes, que aun así se recomiendan sean de tolerancia menor al 5%.

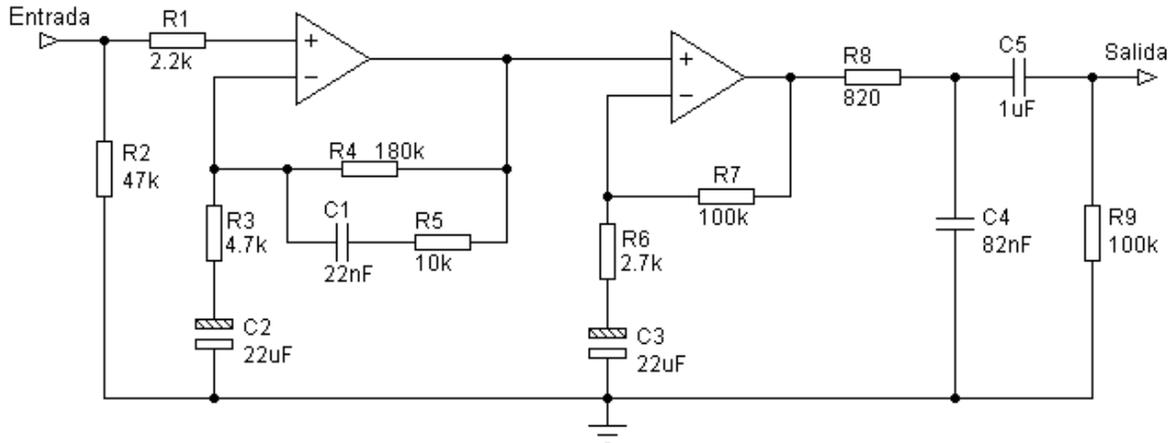


Figura 2.6 A- Preamplificador para Fonocaptor 1

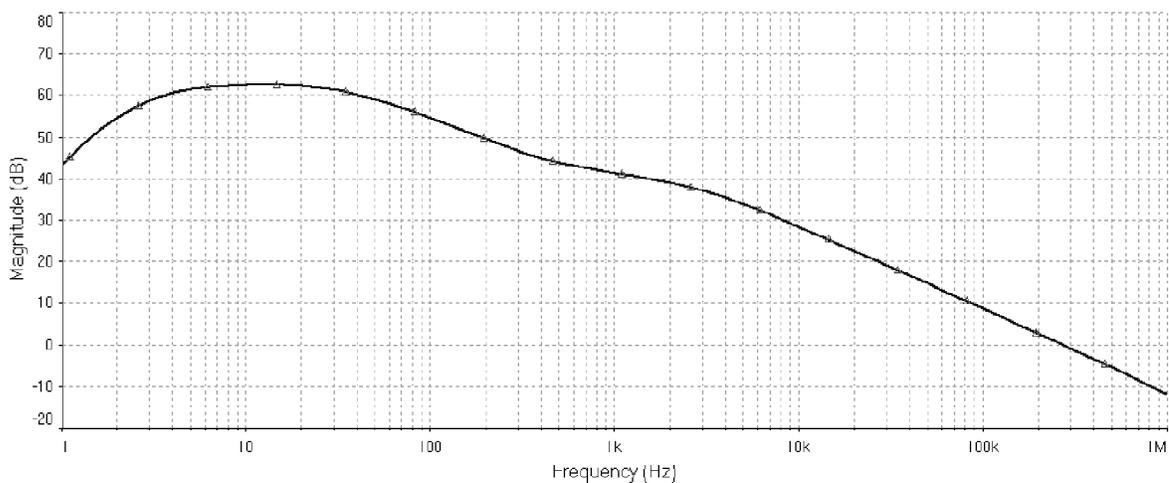


Figura 2.6 B – Respuesta en Frecuencia para el amplificador

Otro circuito propuesto y muy utilizado es el mostrado en la figura 2.7. Se trata de un preamplificador para fonocaptor basado en la una red de realimentación. Se sugieren los valores dados en la figura para una respuesta más cercana a la curva RIAA. La ventaja de este diseño es que se utiliza un solo amplificador operacional, sin embargo se tiene que considerar usar resistencias con 1% de tolerancia para asegurar una mayor estabilidad ya que la ganancia intrínseca es de 20dB y la realimentación puede ser un factor de ruido e inestabilidad de este diseño, ya que está sobre la ganancia propia de la corrección RIAA.

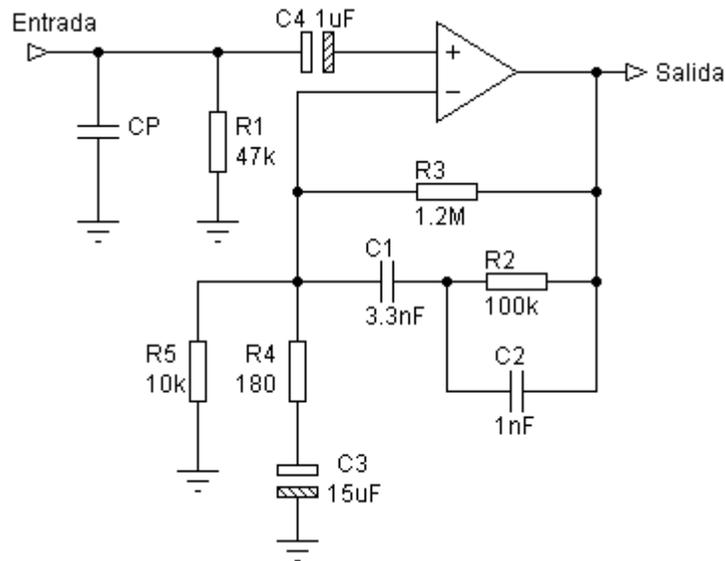


Figura 2.7 - Preamplificador básico para Fonocaptor con un amplificador operacional

2.2 Suma de señales

Los sumadores de señal son la base de los mezcladores para señales de audio. Las distintas técnicas de implementación solo se diferencian por unos cuantos elementos de adaptación de impedancia y seguridad.

La implementación más completa y básica es utilizando el sumador inversor con amplificadores operacionales, seleccionando un dispositivo de bajo ruido y un alto slew rate. Los mejores resultados se logran con los amplificadores operacionales con J-FET en la entrada o bien los diseñados especialmente para este tipo de aplicaciones. En la figura 2.8 se observa la estructura básica de sumador de señales con amplificador operacional. La complementación del circuito se da con la adición de las etapas preamplificadoras y algunos elementos de seguridad.

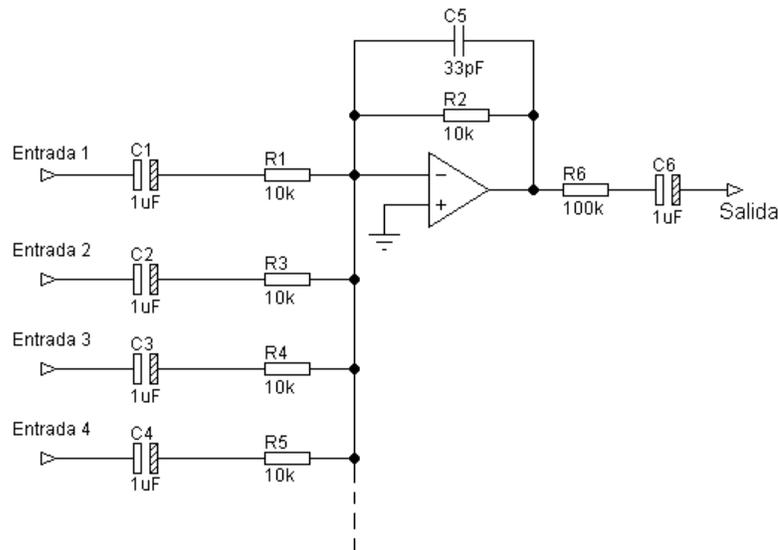


Figura 2.8 – Circuito base para un sumador de señales (mezclador de señales).

En el circuito de la figura 2.8 no se incluye la polarización del amplificador operacional, ya que este circuito es para implementación en polarización con fuente simétrica.

La implementación en fuente única requiere polarizar al amplificador operacional debidamente con su respectiva tierra virtual y los elementos necesarios para ello. En la figura 2.9 se muestra un ejemplo de ello, en el que se integran elementos de entrada y de salida para evitar problemas con la señal de audio.

La implementación de sumadores de señal con elementos discretos como transistores BJT's y FET's es una opción funcional y económica, sin embargo por la cantidad de componentes y tamaño de los circuitos es más complicada de laborar lo que a discontinuado el uso de estas topologías.

El control de volumen, es una parte básica de cualquier equipo de sonido, este control comúnmente es controlado por un potenciómetro o de manera digital mediante pulsadores.

El control clásico de volumen está basado en un divisor de tensión simple que es controlado por un potenciómetro, tal como se muestra en la figura 2.9. Esta es la forma más sencilla, común y barata de controlar el volumen o amplitud de la señal de audio. Sin embargo presenta ciertos detalles que son considerados en el mundo del audio profesional. El primero es debido al material de fabricación, el contacto entre el contacto deslizante y la pista de carbón se corrompe, muy especialmente con la humedad, se erosiona lo que provoca introducción de ruido y una mala estabilidad de la atenuación a largo plazo. Por otra parte el rango dinámico de un potenciómetro es pobre y sobre todo, se llega a una gran degradación en el sonido cuando se obtienen las máximas atenuaciones.

Debido a que la forma en que responde nuestro oído no es lineal, se recomienda el uso de una distribución de la amplitud de manera logarítmica. Comercialmente se han fabricado potenciómetros con una distribución logarítmica. Otro control de amplitud en los sistemas de sonido estéreo es el llamado balance entre canales (izquierdo y derecho) y este se realiza mediante un divisor de voltaje con la tierra en el TAP del potenciómetro y en los extremos la señal de cada canal.

En la figura 2.9A se muestra el circuito base de un control de volumen y en la figura 2.9B se muestra un control de volumen estéreo con un potenciómetro dual para controlar ambos canales simultáneamente y un control de balance que solo requiere un sencillo potenciómetro.

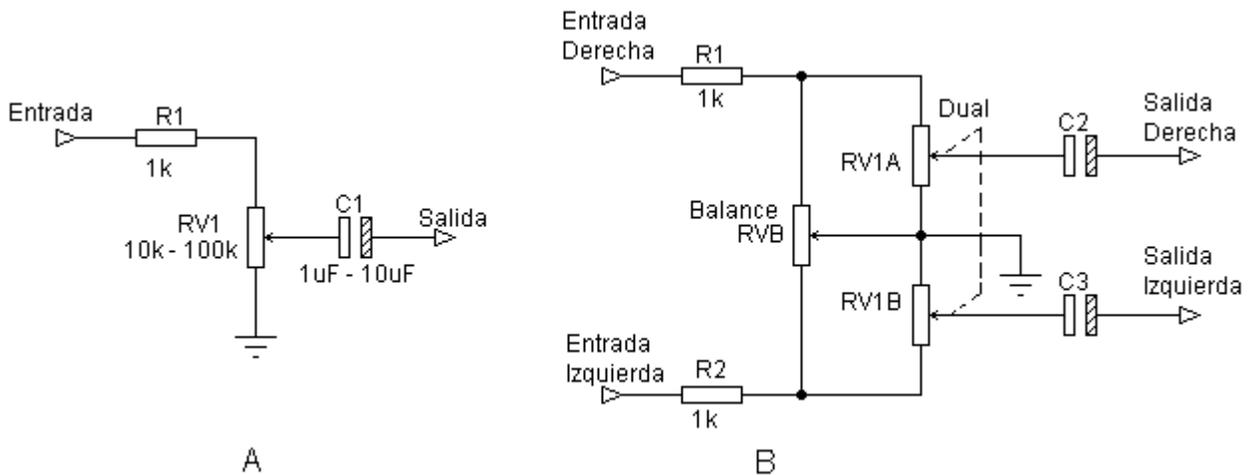


Figura 2.9 - Control básico de volumen (A) y control de volumen y balance estéreo

De la figura 2.9A cabe señalar que la resistencia R1 y el capacitor C1 sirven como un elementos de seguridad para evitar cortocircuitar la salida/entrada del componente que este conectándose en el potenciómetro, sin embargo, comúnmente muchos de los dispositivos ya tiene en su salida un elemento de seguridad que evite esto y también esta resistencia incrementa la impedancia de entrada del sistema y puede ocasionar una leve introducción de ruido, por lo que esta resistencia puede ser omitida en los diseños.

2.3 Filtros Activos Analógicos

En general un filtro es un circuito que impide o permite la transferencia de un margen específico de frecuencias. Existen numerosas variantes en cuanto al diseño e implementación de los filtros. La implementación de filtros analógicos se puede dividir en 2 subcategorías: filtros pasivos y filtros activos.

Los filtros activos ofrecen muchas ventajas sobre las implementaciones de filtros pasivos. Los filtros activos no presentan pérdidas en la amplitud de la señal a la salida del filtro, incluso se puede proveer de cierta ganancia si así se desea. Los filtros activos también proporcionan un aislamiento entre etapas y un control de impedancias de entrada y salida, lo que resuelve los problemas con la carga entre etapas y simplifica los diseños complejos.

Los filtros activos corresponden a 4 principales tipos de respuesta: Paso Alto, Paso Bajo, Paso Banda y Rechazo de Banda. La respuesta base de un filtro consta de tres regiones básicas. El área plana es la región que la señal de entrada puede atravesar y se conoce como banda de paso. El extremo de la banda de paso viene indicado como frecuencia de corte.

La frecuencia de corte normalmente se define como el punto en que la respuesta cae 3 dB respecto a su valor respecto a su valor en la banda de paso.

La frecuencia de corte no siempre es igual a la frecuencia crítica natural. El área donde la señal de entrada se suprime completamente se llama banda suprimida.

La sección entre la banda de paso y la banda suprimida se denomina banda de transición.

La forma en que la respuesta del filtro cae en la banda de transición viene determinada por el orden del filtro. Cuando mayor sea el orden del filtro, más rápida será la pendiente de caída. El orden del filtro se expresa mediante un valor entero. Y se deduce a partir de la función de transferencia del filtro.

El orden de un filtro también indica el número mínimo de componentes reactivos que el filtro requiere. Esto a su vez está relacionado con el número de polos que presenta un filtro.

En general la pendiente de caída de un filtro tiende a aproximarse a una pendiente de 6 dB octava por cada polo (20dB por década y por polo). Por tanto un filtro de orden dos (es decir, 2 polos) tenderá a tener una pendiente de 12dB por octava (40dB por década) y se dice "tenderá" porque la respuesta alrededor de la frecuencia de corte puede ser algo más rápida o más lenta que este valor.

Los tipos de filtro más importantes:

- Butterworth: Produce la respuesta en frecuencia más plana posible. Es un filtro de propósito general ampliamente utilizado.
- Tschebyshev: Es realmente un conjunto de diferentes filtros que se basan en los polinomios de Chebyshev. Produce la caída más brusca de todas, a pesar de tener un pico de respuesta cerca de la frecuencia de corte. Este es el motivo por el que no se use demasiado.
- Bessel: No decae tan rápido como los anteriores, pero produce los menores errores de fase de todos.
- Filtro Elíptico. También conocido como filtro de Cauer. Es un filtro más avanzado con el que se consiguen pendientes de caída iniciales muy rápidas. A diferencia de los otros tipos de filtros, el elíptico no presenta una pendiente de caída permanente. Después de su transición inicial, la curva de respuesta vuelve a subir presentando pequeñas oscilaciones en la banda suprimida.-

Linkwitz-Riley: El punto de corte no se produce a -3dB, sino a -6dB. Se construye a partir de dos filtros butterworth de orden menor. Como ventajas tiene que la respuesta es plana y todo momento la reproducción de ambos drivers está en fase. Es una idea diferente a los filtros convencionales y es exclusiva del audio.

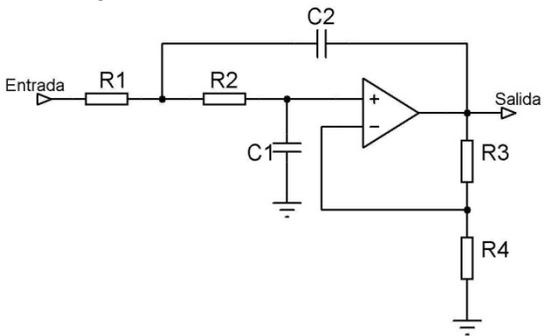
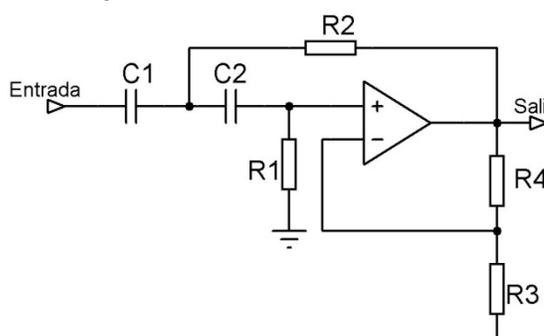
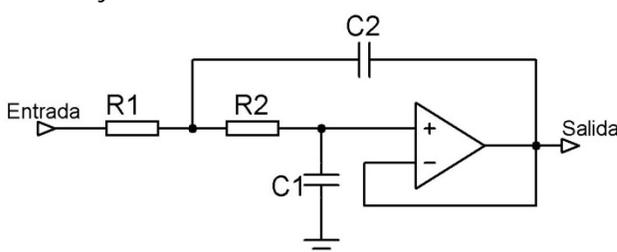
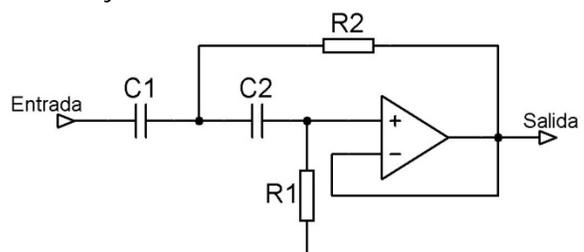
Para el diseño de un filtro se consideran el tipo de caída y la aplicación final del mismo. Para el caso de filtros para audio el corte del filtro no necesita ser muy preciso, por lo que la tolerancia de los componentes no debe ser estrictamente crítica, sin embargo hay diseños en los que si se debe de procurar usar elementos de mejor calidad para mantener estabilidad en el circuito.

2.3.1 Parámetros de diseño simplificado de Filtros activos de Primer y Segundo Orden.

A continuación se propone una tabla con esquemas y sus respectivas ecuaciones simplificadas de cálculo de componentes para diseño.

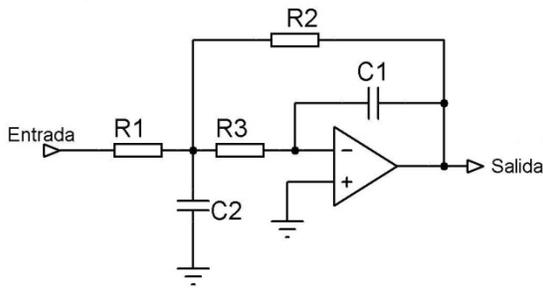
Filtros Activos de Primer Orden	
Paso Bajo	Paso Alto
<p>No Inversor Ganancia Variable</p> $f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad \Delta_V = 1 + \frac{R_2}{R_3}$	<p>No Inversor Ganancia Variable</p> $f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad \Delta_V = 1 + \frac{R_2}{R_3}$
<p>No Inversor Ganancia Unitaria</p> $f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad \Delta_V = 1$	<p>No Inversor Ganancia Unitaria</p> $f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad \Delta_V = 1$
<p>Inversor</p> $f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad \Delta_V = -\frac{R_2}{R_1}$	<p>Inversor</p> $f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad \Delta_V = -\frac{R_2}{R_1}$
<p>Pasa banda Ancha Inversor (Q<1)</p> $f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad \Delta_V = -\frac{R_2}{R_1}$	

Filtros Activos de Segundo Orden

Pasa Bajo	Pasa Alto
<p style="text-align: center;">Sallen Key</p>  $R = \sqrt{R_1 R_2} \quad C = \sqrt{C_1 C_2} \quad f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ $\Delta v = 1 + \frac{R_3}{4}$ <p>Respuesta Butterworth: $C_1 = C_2 \quad R_1 = R_2 \quad R_4 = 0.586 R_3$</p> <p>Respuesta Bessel: $C_1 = C_2 \quad R_1 = R_2 \quad R_4 = 0.267 R_3$</p>	<p style="text-align: center;">Sallen Key</p>  $R = \sqrt{R_1 R_2} \quad C = \sqrt{C_1 C_2} \quad f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ $\Delta v = 1 + \frac{R_3}{4}$ <p>Respuesta Butterworth: $C_1 = C_2 \quad R_1 = R_2 \quad R_4 = 0.586 R_3$</p> <p>Respuesta Bessel: $C_1 = C_2 \quad R_1 = R_2 \quad R_4 = 0.267 R_3$</p>
<p style="text-align: center;">Sallen Key Ganancia Unitaria</p>  $\Delta v = 1 \quad f_c = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}} \quad Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$ <p>Respuesta Butterworth: Respuesta Bessel: $C_2 = 2C_1 \quad R_1 = R_2 \quad C_2 = 1.332C_1 \quad R_1 = R_2$</p> <p>Chebyshev 3dB $C_2 = 6.76C_1 \quad R_1 = R_2$</p>	<p style="text-align: center;">Sallen Key Ganancia Unitaria</p>  $\Delta v = 1 \quad f_c = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}}$ <p>Respuesta Butterworth: Respuesta Bessel: $R_1 = 2R_2 \quad C_1 = C_2 \quad R_1 = 1.332R_2 \quad C_1 = C_2$</p> <p>Chebyshev 3dB $R_1 = 6.76R_2 \quad C_1 = C_2$</p>

Filtros Activos de Segundo Orden en Configuración Multifeedback (MFB)

Pasa Bajo



$$C_1 = C_2$$

$$R_2 = \frac{a_1 - \sqrt{a_1^2 - 4b_1(1 - \Delta_V)}}{4\pi f_c C}$$

$$R_3 = \frac{b_1}{(2\pi f_c)^2 R_2} \quad \Delta_V = -\frac{R_2}{R_1}$$

Respuesta Butterworth:

$$a_1 = 1.442 \quad b_1 = 1$$

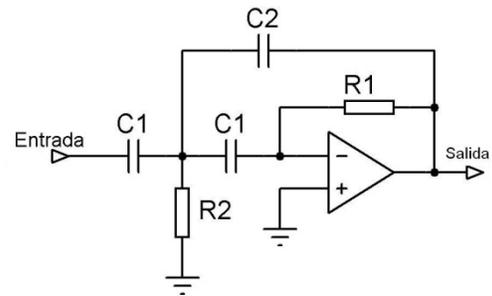
Respuesta Bessel

$$a_1 = 1.3617 \quad b_1 = 0.618$$

Respuesta Chebychev

$$a_1 = 1.065 \quad b_1 = 1.9305$$

Pasa Alto



$$\Delta_V = \frac{C_1}{C_2}$$

$$R_1 = \frac{1 - 2\Delta_V}{2\pi f_c C_1 a_1}$$

$$R_2 = \frac{a_1}{2\pi f_c b_1 C_2 (1 - 2\Delta_V)}$$

Respuesta Butterworth:

$$a_1 = 1.442 \quad b_1 = 1$$

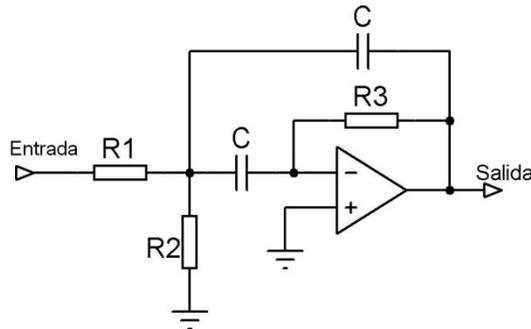
Respuesta Bessel

$$a_1 = 1.3617 \quad b_1 = 0.618$$

Respuesta Chebychev

$$a_1 = 1.065 \quad b_1 = 1.9305$$

Paso Banda



$$\Delta_V < 2Q^2 \quad Q = \pi f_c R_3 C \quad \Delta_V = \frac{R_3}{2R_1} \quad f_c = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}}$$

$$R_1 = \frac{R_2}{2\Delta_V} \quad R_2 = \frac{R_3}{4Q^2 - 2\Delta_V} \quad R_3 = \frac{Q}{\pi f_c C}$$

2.3.2 Filtro Bicuadrático y Variable de estado

El filtro bicuadrático también se le conoce como el filtro TT. Consiste en 2 integradores

El filtro variable de estado se conoce también como filtro KHN por sus inventores. Hay disponibles 2 configuraciones inversora y no inversora. Este tipo de filtro proporciona tres salidas simultáneas: paso bajo, paso alto y paso banda. Generalmente este tipo de filtro ocupa 3 amplificadores operacionales, pero agregando un cuarto amplificador operacional y unos componentes más se puede mejorar el control de diversas funciones de diseño.

Los tipos de filtro KHN y TT aunque usan más componentes son más fáciles de sintonizar, menos sensibles a las variaciones de los componentes pasivos y no requieren distribuciones extravagantes de los componentes y como dan más de una respuesta simultánea también se les conoce como filtros universales.

En la tabla se muestra 3 circuitos con sus respectivos elementos de diseño simplificado, nótese la igualación de algunos componentes para reducir las ecuaciones de diseño.

El circuito 1 es un filtro variable de estado no inversor, es decir todas las salidas (paso alto, paso bajo y paso banda) están en fase.

El circuito 2 es un filtro variable de estado que permite el ajuste independiente de la frecuencia central o de corte, el factor de calidad Q y la ganancia, lo que le brinda muchas aplicaciones para la implementación de filtros paso banda y supresores de banda que requieran factores de calidad altos. La ganancia en la salida de la respuesta paso banda es unitaria.

El circuito 3 es un filtro bicuadrático. Tiene la desventaja de que la ganancia no es independiente de los ajustes que se tengan que hacer en ciertas resistencias para la sintonización de la frecuencia. De esta manera se recomienda ajustar R4 para sintonizar la frecuencia de corte, luego ajustar R2 para sintonizar la Q deseada y por último ajustar R1 para la ganancia deseada en la salida paso banda y paso bajo.

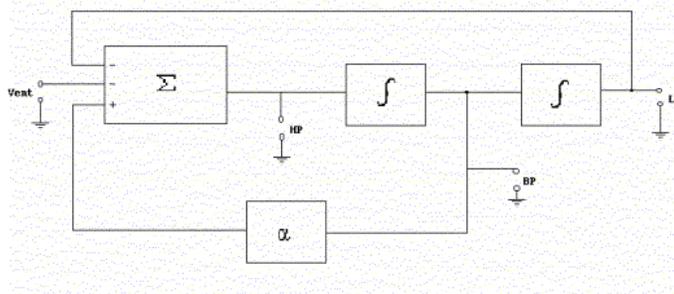
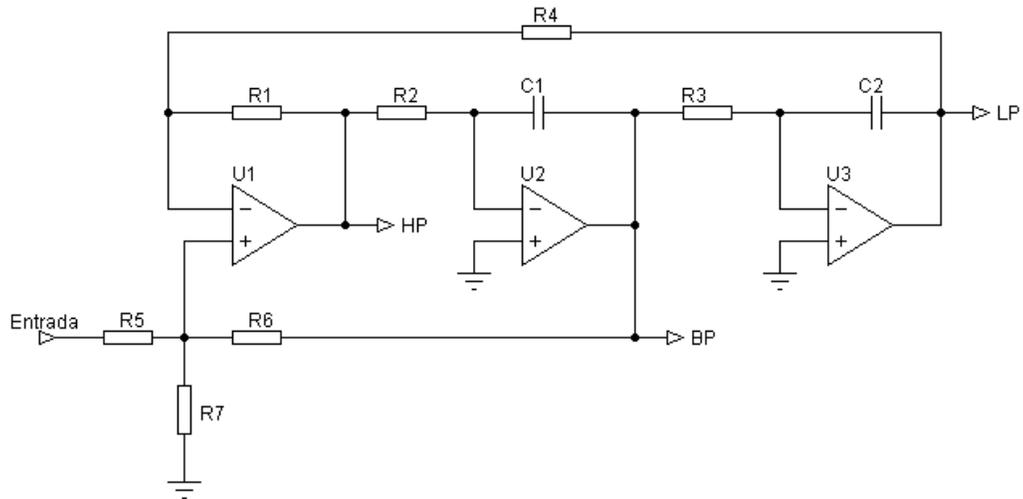


Figura 2.10 – Estructura básica de un filtro variable de estado

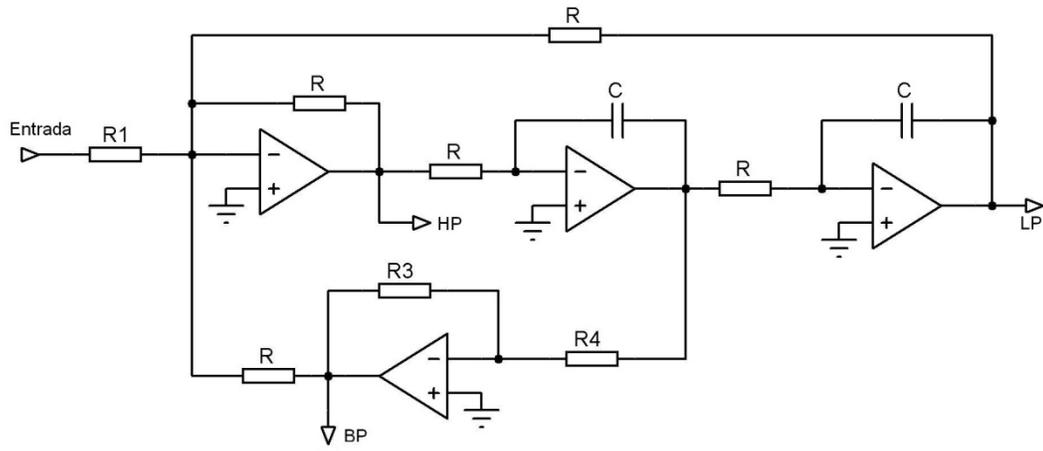
Filtro Variable de Estado Segundo Orden

Circuito 1 - Variable de Estado – No Inversor



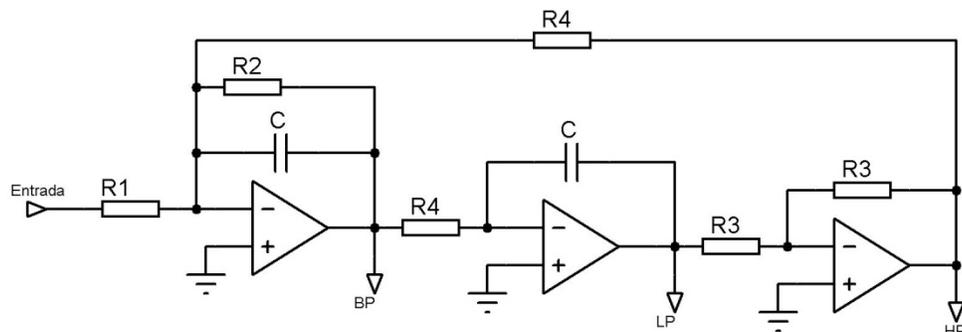
$$\text{Con } R_2 = R_3 \text{ y } R_5 = R_6 \quad f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad Q = 1 + \frac{R_5}{2R_7} \quad \Delta_V = 1$$

Circuito 2 - Variable de Estado – Inversor Ganancia Unitaria



$$R_1 = R \quad f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad Q = \frac{R_4}{R_3}$$

Circuito 3 - Bicuadrático



$$\text{Con } R_4 = R_3 \quad \Delta_{BP} = -\frac{R_2}{R_1} \quad \Delta_{LP} = \frac{R_4}{R_1} \quad Q = \frac{R_2}{R_4} \quad f_c = \frac{1}{2\pi R_4 C}$$

2.3.3 Crossovers de Audio y Filtros de Orden Superior

Una aplicación directa de los filtros audio son las redes de crossover para sistemas multivía. A continuación se presenta una síntesis del diseño de un crossover de 3 vías para un sistema de audio.

Se trata de un crossover para un sistema de amplificación de alta fidelidad de 120W de 3 vías para transductores de bajos (Woofers), medios y altos (Tweeter). La estructura de implementación es de tipo Linkwitz-Riley, ya que por la respuesta plana y la respuesta en fase brinda un buen desempeño en cualquier tipo de caja acústica o distribución de los altavoces. La configuración más sencilla Linkwitz-Riley ofrece una pendiente atenuación del filtro de cuarto orden con frecuencia de corte a -6dB debido a los filtros de segundo orden en cascada necesarios, y no se pueden generar filtros de este tipo de orden impar.

Para el diseño se establecen los siguientes cortes de frecuencia:

Para el Woofers: $f_{c_1} = 330 \text{ Hz}$,

Frecuencias medias: $f_{c_{2A}} = 330 \text{ Hz}$ a $f_{c_{2B}} = 3.3 \text{ kHz}$

Para el Tweeter: $f_{c_3} = 3.3 \text{ kHz}$

Una vez establecidos los puntos de frecuencia de corte se procede a calcular los componentes del filtro.

Para el caso del filtro para el Woofers se implementan en cascada 2 filtros paso bajo con respuesta Butterworth de segundo orden cuya suma de respuesta converge en una respuesta de cuarto orden.

Para las frecuencias medias se utiliza un filtro paso banda en cascada (paso alto + paso bajo) y para las frecuencias altas (Tweeter) se utiliza 2 filtros paso alto de segundo orden en cascada.

Para el diseño del filtro de frecuencias bajas (Woofers) se construye un filtro paso bajo 300Hz (LP) de configuración Sallen Key de ganancia unitaria (para asegurar mayor estabilidad y una ganancia de 0dB) y los capacitores se calculan tomando en cuenta la consideración para obtener una respuesta Butterworth la cual es:

$$C_2 = 2C_1 \quad R_1 = R_2$$

La implementación práctica de lo anterior bastaría con la implementación de los valores que resulten del cálculo, sin embargo con los valores comerciales lograr que $C_2 = 2C_1$ se cumpla exactamente no es posible a menos de implementar en paralelo el valor de C_2 que incrementaría a el número de componentes del circuito y con ello el costo.

Es en los valores comerciales de la serie E12 de capacitores encontramos que no hay un valor que sea exactamente el duplo de otro, por que los en la siguiente tabla (Tabla 2.3) se muestran los valores dobles aproximados y la relación entre ellos:

C ₁	C ₂	$\frac{C_2}{C_1}$
10	22	2.200
12	27	2.250
15	33	2.200
18	39	2.167
22	47	2.136
27	56	2.074
33	68	2.061
39	82	2.103
47	100	2.120
56	120	2.143
68	150	2.206
82	180	2.195

Tabla 2.3 – Relación de Valores comerciales para aproximaciones de filtros.

De la tabla anterior se observa que la relación más cercana a 2 es la de 33 y 68, por lo que se utiliza este par de valores para lograr una aproximación Butterworth más ideal y estable. Con estos valores se procede a calcular el valor de las resistencias R1 y R2. Para ello se elije base a lo anterior C1= 68nF y C2 = 33nF y con ello se despeja la variable R₁ de la fórmula:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 \sqrt{C_1 C_2}}$$

Por lo que se obtiene:

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_c \sqrt{C_1 C_2}}$$

Sustituyendo lo valores tenemos:

$$R_1 = \frac{1}{2\pi(330\text{Hz})\sqrt{(68\text{nF})(33\text{nF})}} = 10.181\text{k}\Omega$$

El valor comercial más cercano para R1= 10.181 kΩ es R1 = 10kΩ, y de esta manera el valor de R2 también es de 10kΩ. Y de esta manera el filtro queda armado como se muestra en la figura 2.11.

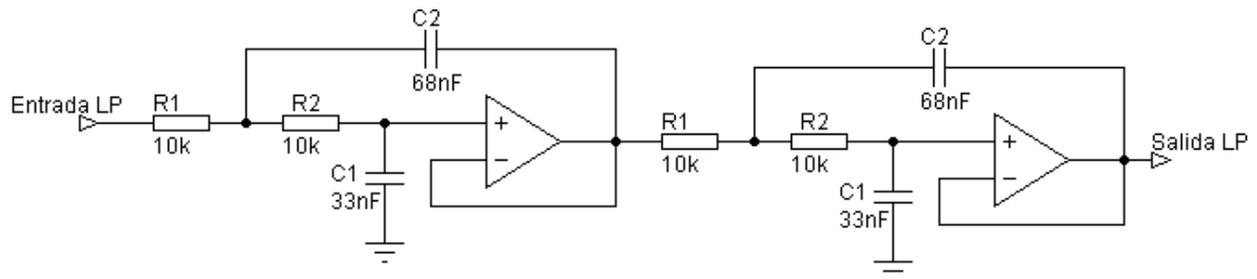


Figura 2.11 – Filtro Paso Bajo Linkwitz-Riley con corte de frecuencia aproximadamente a 336 Hz

De manera análoga para el circuito paso banda (BP) se procede a calcular los componentes para el filtro paso bajo a 3.3 KHz y el filtro paso alto a 330 Hz.

Para el paso bajo a 3.3 KHz basta con reducir una década el valor de los capacitores para aumentar el corte de la frecuencia una década más. De esta manera queda $C_1 = 6.8\text{nF}$ y $C_2 = 3.3\text{nF}$ y con $R_1 = R_2 = 10\text{k}\Omega$.

Para el filtro paso alto a 300 Hz del paso banda, ahora, la razón que define la respuesta Butterworth son las resistencias R_1 y R_2 . De tal manera que como pasaba con el circuito paso bajo del Woofer la relación es $R_1 = 2R_2$ y de igual manera para lograr esta condición se necesita seleccionar los valores comerciales que se aproximen a esta razón. Esta selección se hace de la misma manera que como se hizo con los capacitores para el circuito paso bajo. Así, el valor sugerido para R_1 es de 68k y para R_2 de 33 K y entonces el valor de los capacitores viene definido por la expresión:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_c \sqrt{R_1 R_2}} = \frac{1}{2\pi (300\text{Hz}) \sqrt{(68\text{k}\Omega)(33\text{k}\Omega)}} = 10.181 \text{ nF}$$

Por lo tanto el valor comercial de capacitor más cercano a 10.181nF es de $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$. El circuito de este filtro queda como se muestra en la figura 2.12.

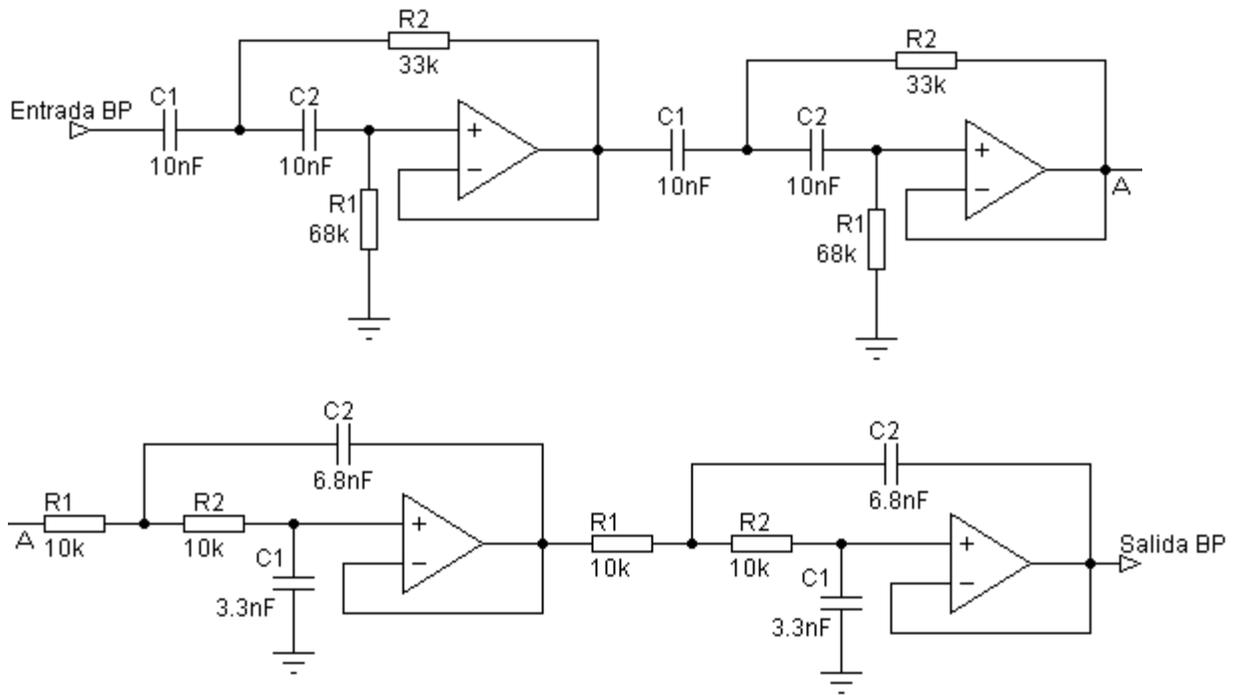


Figura 2.12 – Filtro Paso Banda frecuencias medias (BP) con banda de paso de 330 Hz a 3.3 kHz.

Por último, para el filtro paso alto de frecuencias altas (HP,) la manera más simple de dimensionarlo es utilizando como base el pasa altas a 300 Hz que se utilizó en el paso Banda.

De esta manera, solo basta con disminuir en una década el valor de las resistencias R_1 y R_2 para aumentar la frecuencia de corte también en una década quedando en 3360 Hz aproximadamente. Y de esta manera el circuito queda como se muestra en la figura 2.13.

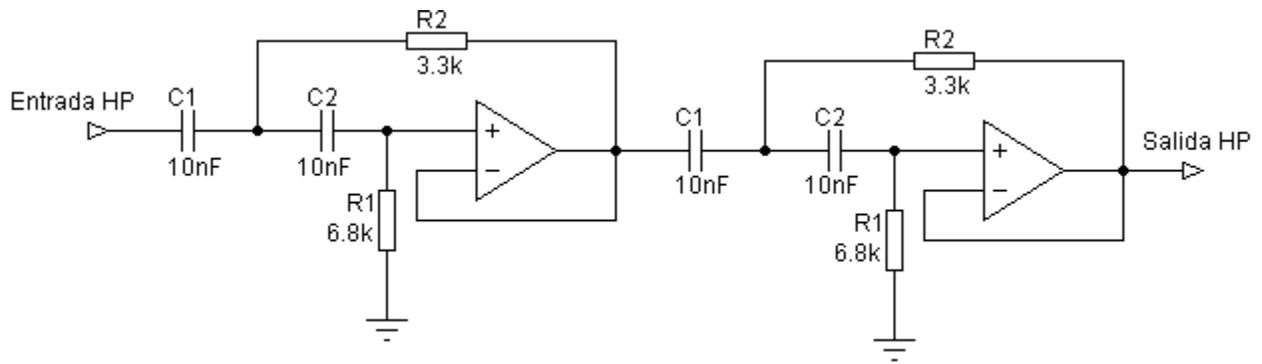


Figura 2.13 – Filtro de Frecuencias Altas (HP) paso alto con corte a 3360 Hz aproximadamente.

A continuación para verificar el diseño acertado del circuito, se procede a hacer una simulación mediante un análisis de respuesta en frecuencia (AC Analysis) en el software de diseño Multisim 11 de Worbench. El análisis se hace en el dominio de la frecuencia audible (20Hz – 20 KHz) y se muestra en la figura 2.14.

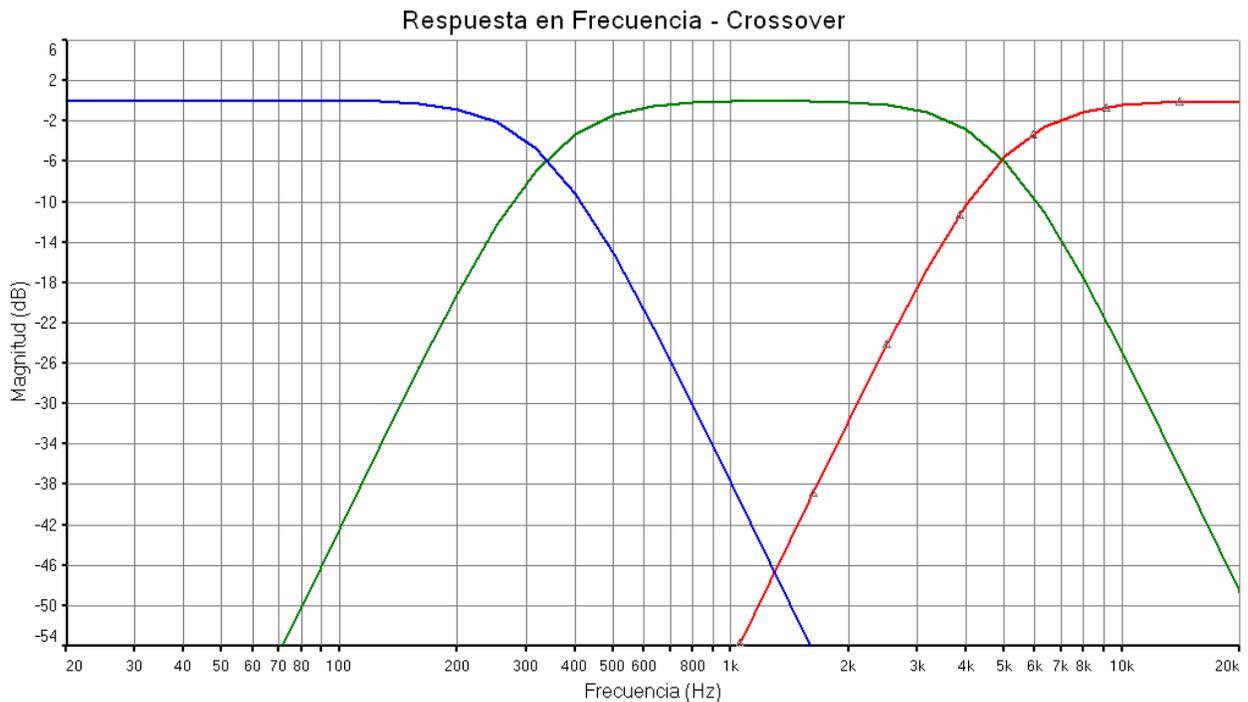
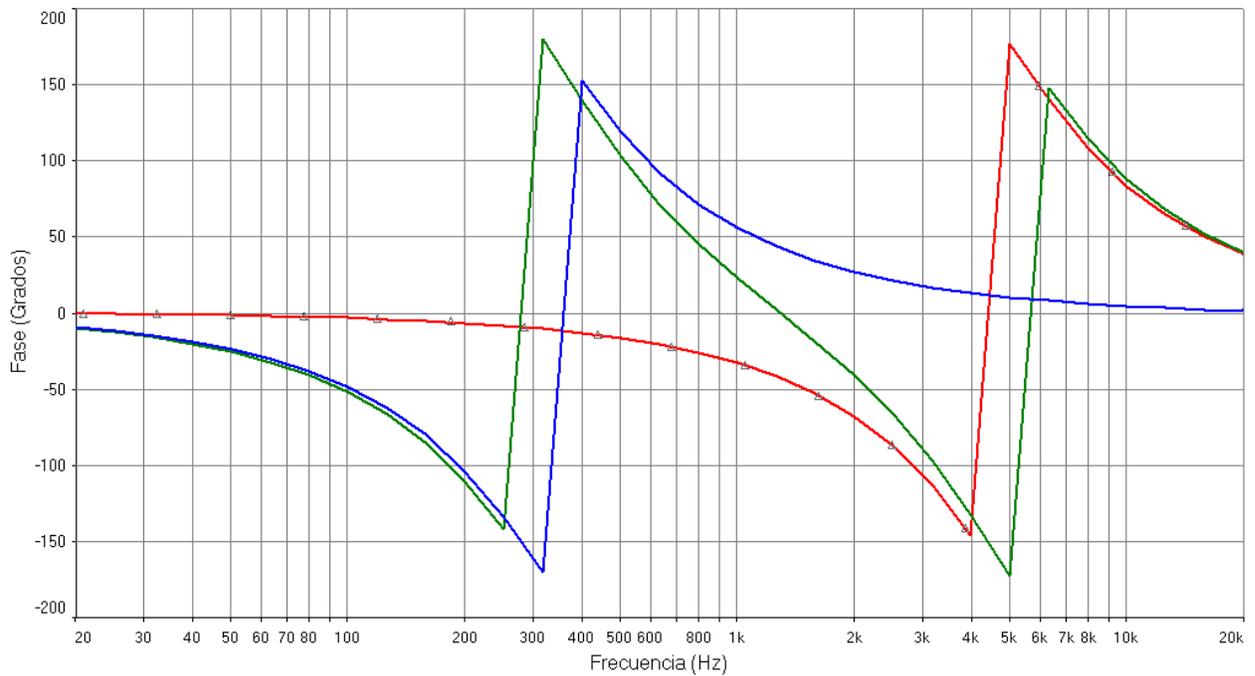


Figura 2.14 – Respuesta en Frecuencia del crossover diseñado. Filtro Paso Bajo LP para el Woofer (Azul), Filtro Paso Banda para frecuencias medias BP (Verde), Filtro paso alto para frecuencias altas (HP) Tweeter (Rojo).

En la figura 2.15 se muestra la simulación de la respuesta de fase versus la frecuencia.



2.15 – Respuesta de Fase versus frecuencia para el crossover diseñado.

Como se observa para la construcción de otro tipo de filtros con diversas respuestas solo se tiene que seguir la razón de componentes recomendada y dimensionar de acuerdo a los valores comerciales que se tengan disponibles.

Para el diseño de filtros de mayor orden (6 orden o más) se recomienda seguir el diseño en cascada y por medio de la razón del factor Q de cada filtro ajustar valores para lograr la pendiente deseada.

Una manera simplificada de verlo es por medio de la figura 2. 16. La frecuencia de corte (polo) se utiliza para calcular cada etapa y el objetivo radica en que si se tiene que construir un filtro de cuarto orden con respuesta Butterworth cada etapa tiene que tener un valor de Q distinto para que su producto de cómo resultado el Q característica de la respuesta Butterworth que es de 0.7071.

Para cambiar los valores de Q de cada etapa es necesario dimensionar los capacitores y resistencias según la fórmula de Q que tenemos en las tablas de los filtros ya sea paso bajo o paso alto. La tabla 2.4 muestra la sucesión de valores que debe tomar Q en cada una de las etapas para obtener filtros Butterworth de orden superior.

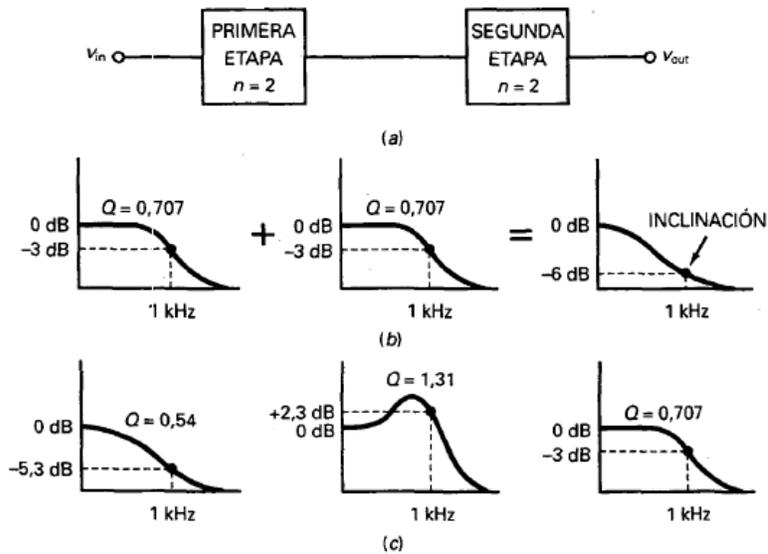


Figura 2.16 - a) Dos etapas en cascada; b) Dos etapas iguales provocan una caída en la frecuencia de corte; c) Valores de Q altos y bajos alternos se compensan para conseguir la respuesta de Butterworth.

Orden	Etapas 1	Etapas 2	Etapas 3	Etapas 4	Etapas 5
2	0.707				
4	0.54	1.31			
6	0.52	1.93	0.707		
8	0.51	2.56	0.6	0.9	
10	0.51	3.20	0.56	1.1	0.707

Tabla 2.4 - Valores de las distintas Q para filtros paso bajo – alto Butterworth.

Para obtener filtros de orden superior con respuesta Bessel se necesita encadenar los valores de Q por etapa y modificar la frecuencia de polo a utilizar para calcular correctamente los demás elementos, a esto se le conoce como factor de escalado de frecuencia (FSF) y está definido por:

$$FSF = \frac{f_c}{1 \text{ kHz}}$$

De esta manera por ejemplo si se quiere diseñar un filtro con respuesta Bessel de sexto orden a una frecuencia de corte de 4.5 KHz, deberá multiplicarse cada frecuencia de polo (f_p) de la tabla 2.5 por 4.5. Y para calcular los capacitores o resistencia se utiliza el valor de Q dado.

Orden	Q_1	f_{p1}	Q_2	f_{p2}	Q_3	f_{p3}	Q_4	f_{p4}	Q_5	f_{p5}
2	0.57	1.274								
4	0.52	1.432	0.81	1.606						
6	0.51	1.607	1.02	1.908	0.61	1.692				
8	0.51	1.781	1.23	2.192	0.71	1.956	0.56	1.835		
10	0.50	1.946	1.42	2.455	0.81	2.207	0.62	2.066	0.54	1.984

Tabla 2.5 - Valores de Q y de f_p para cálculo de filtros de orden superior de respuesta Bessel.

Capítulo 3 - Amplificadores de Potencia

3.0 Amplificadores De Potencia Para Audiofrecuencia

Se entiende por amplificador de potencia, a aquella etapa final de un amplificador, llama usualmente "etapa de salida", cuyo objetivo primario y fundamental es el entregar el máximo de potencia a la carga a la que esta acoplado; todo ello con el mínimo de distorsión y rendimiento máximo.

Los Amplificadores Clase A y Clase AB, son las clases de operación en amplificadores mas usadas en las aplicaciones de audio. La Clase A es normalmente utilizada para las etapas de entrada de señal en un circuito amplificador de potencia, mientras que la clase AB es aplicada en la etapa de salida o potencia. Cabe Mencionar que otras clases de operación para amplificadores de potencia como las clases G, H y S tienen con base la estructura y el funcionamiento de la clase AB, solo que estas clases de operación han sido optimizadas para operar con más eficacia a grandes potencias (500W y mayores).

El funcionamiento en clase AB en amplificadores de potencia para audio tiene varias ventajas sobre otras clases de operación. A continuación se mencionan las más importantes:

- Muy Baja Distorsión de Cruce. La distorsión de cruce originada en los amplificadores clase B, puede ser reducida e incluso totalmente eliminada dando a los transistores de potencia en la salida, una ligera polarización directa con algunos componentes extra al circuito; y es de esta manera que la corriente de salida circula durante mas de medio ciclo y menos de un ciclo completo de la señal de entrada, siendo esto la mayor particularidad de la clase de operación AB.
- La eficiencia de operación máxima de la clase AB está entre la de la clase A y de la clase B: esto es, entre 50% y 78.5%.
- Estabilidad Térmica. En comparación con la operación en clase A, B y C, un circuito amplificador clase AB correctamente diseñado puede mantener estable el comportamiento de la temperatura de los transistores de potencia, y así optimizar la vida útil del amplificador.
- Versatilidad. Los amplificadores de potencia AB pueden ser diseñados para excitar cargas que requieran apenas unas centenas de miliWatts hasta amplificadores capaces de entregar varios centenares de Watts (Clase G, H, y S).

Los circuitos de los amplificadores de potencia AB adoptan diversas configuraciones según se trate de amplificadores para potencias medias o grandes, o bien si se utilizan una o dos fuentes de alimentación, según el tipo de realimentación empleada y según las técnicas de estabilización térmica utilizadas.

3.1. Estructura Básica para el Diseño de Amplificadores de Potencia Clase AB

La inmensa mayoría de las etapas de los amplificadores comerciales de transistores e integrados siguen esta configuración:

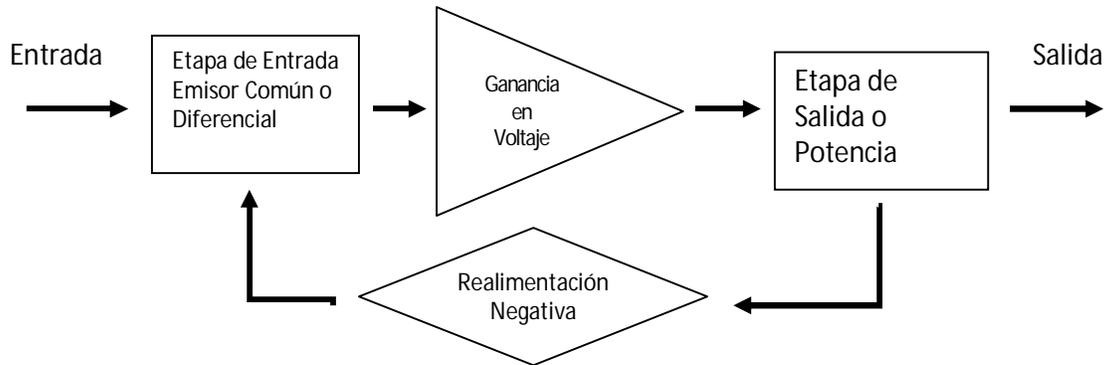


Figura 3.0 - Diagramas de bloques de un circuito amplificador de potencia

Etapa de entrada: Puede ser en emisor común o de tipo diferencial. Proporciona ganancia de tensión y permite sustraer una parte de la tensión de la salida para así estabilizar la ganancia y disminuir considerablemente la distorsión. A todo lo anterior se le llama realimentación negativa, y la configuración con etapa diferencial permite que sea más eficiente que en las etapas en emisor común antiguas. También se pueden cancelar ciertos tipos de ruido eléctrico.

Etapa de ganancia en voltaje: Puede ser una o varias etapas y su objetivo es proporcionar una ganancia en tensión mucho mayor que en la etapa de entrada; y cuanto mayor sea el nivel de la señal realimentada, más se reducirá la distorsión.

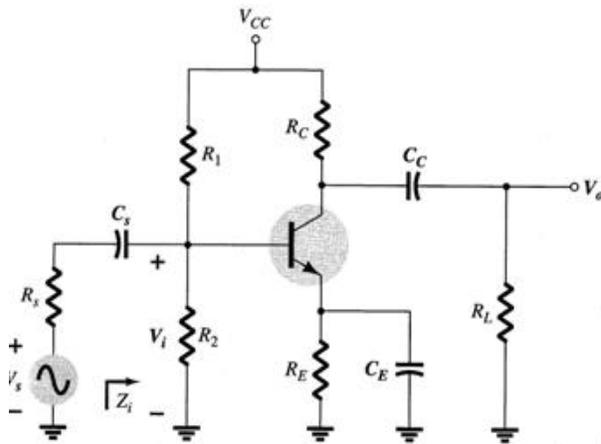
Etapa de Potencia: Prácticamente no tiene ganancia en voltaje, pero que produce una alta ganancia en corriente. La salida de esta etapa posee una réplica del voltaje de la entrada pero permite que se le demande corriente sin mayores complicaciones.

A continuación se muestran las consideraciones y modelos de circuitos más utilizadas en el diseño de cada una de las etapas de los amplificadores de potencia para audio.

3.1.1. Etapa de Entrada

Un diseño sencillo para esta etapa sugiere implementar un amplificador emisor común simple, que más algunos componentes pasivos entregue una señal a la etapa de potencia que excita a la carga. Habitualmente la configuración emisor común es fácil de implementar, además de que requiere pocos componentes; así también añadir la etapa de realimentación.

A continuación en la figura 3.1 se muestra una configuración de emisor común y los principales parámetros para el diseño del mismo, tomando en cuenta el modelo de para transistores r_e , que como se sabe emerge del modelo π para el análisis en corriente alterna de circuitos con transistores y que además aquí se muestra simplificado.



Ecuaciones de Polarización CD $r_e = \frac{26mV}{I_e}$

$$V_{BE} = 0.7V \quad I_C = \beta I_B$$

$$I_E = I_B(\beta + 1) \quad \beta = h_{fe}$$

$$E_{Th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

Figura 3.1 – Circuito basico amplificador emisor común

Ecuaciones de Analisis en CA y Respuesta en Frecuencia

Impedancia de Entrada

$$Z_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e$$

Impedancia de Salida

$$Z_o = R_C \parallel r_o$$

Ganacia Efectiva

$$A_{vo} = -(R_L \parallel R_C) \frac{Z_i}{Z_i + R_S} \quad r_o \approx 50k\Omega$$

Impedancias Equivalentes

$$R'_S = R_S \parallel R_1 \parallel R_2$$

$$R_e = R_E \parallel \left(\frac{R'_S}{\beta} + r_e \right)$$

$$R_i = Z_i$$

Cálculo de Capacitores

$$C_S = \frac{10}{2\pi(R_S + R_i)f_c}$$

$$C_C = \frac{10}{2\pi(R_C + R_L)f_c}$$

$$C_E = \frac{1}{2\pi R_e f_c}$$

Para las ecuaciones de cálculo de capacitores se simplificó las ecuaciones tomando en cuenta que para la respuesta en frecuencia en cualquier configuración el modulo de impedancia del capacitor a la frecuencia de corte seleccionada, debe ser igual a la impedancia que ve dicho capacitor, y siendo así que cuando el amplificador tiene varios capacitores, uno de ellos debe ser el que fije la frecuencia inferior de corte y los demás capacitores deben fijarse con una frecuencia de corte mucho menor (empíricamente 10 veces o más) que la frecuencia de corte seleccionada.

Para tener correctamente diseñada esta etapa solo basta tomar en cuenta la incorporación de la realimentación negativa a usar para el amplificador, sabiendo que, los valores de los componentes de este lazo de realimentación estarán dados por la relación de ganancia en lazo cerrado.

Actualmente sin embargo, para la etapa de entrada de los amplificadores de potencia se ha optado por el uso de la configuración en modo diferencial en casi todos los diseños.

Las etapas diferenciales funcionan de la misma manera que las etapas en emisor común, pero con la diferencia de que existen dos entradas de control y la tensión de control no es la diferencia de tensión entre la base (entrada) y el emisor, sino la diferencia de tensión entre las dos bases (entradas).

Aunque puede hacer lo mismo que una etapa en emisor común posee una ventaja sumamente valiosa. Las entradas están a la misma tensión y esto evita que se amplifique la tensión base-emisor (BJT) o puerta-fuente (FET), permitiendo que exista realimentación en continua. Esto simplifica la red de realimentación pero complica el diseño del circuito.

Otra ventaja es la cancelación de los armónicos de orden par, cosa que no puede hacer una etapa en emisor común.

A continuación en la figura 3.2 se muestra una entrada diferencial y los principales parámetros de polarización:

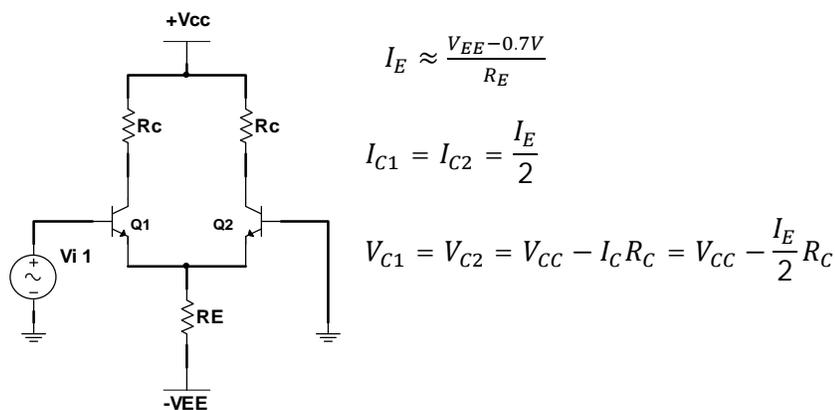


Figura 3.2 - Configuración básica del circuito amplificador diferencial (par diferencial)

La etapa diferencial básica tiene varios factores que la desvían del comportamiento ideal, que sería amplificar únicamente la diferencia entre las dos entradas.

La más importante es que amplifica, aunque en menor valor, la tensión no diferencial. Esto es un problema que reduce las prestaciones. Otro problema añadido es que se pueden recoger ruidos de la alimentación.

Como se observa en la figura 3.2 en los parámetros de polarización, el diseño prácticamente depende de la corriente de polarización que se necesite. La cantidad de corriente y la adición de otros componentes para introducir la señal de entrada y aplicar realimentación se determinan en base a los requerimientos de la etapa de potencia. En la figura 3.3 se puede apreciar formas básicas y comunes de aplicación de un par diferencial.

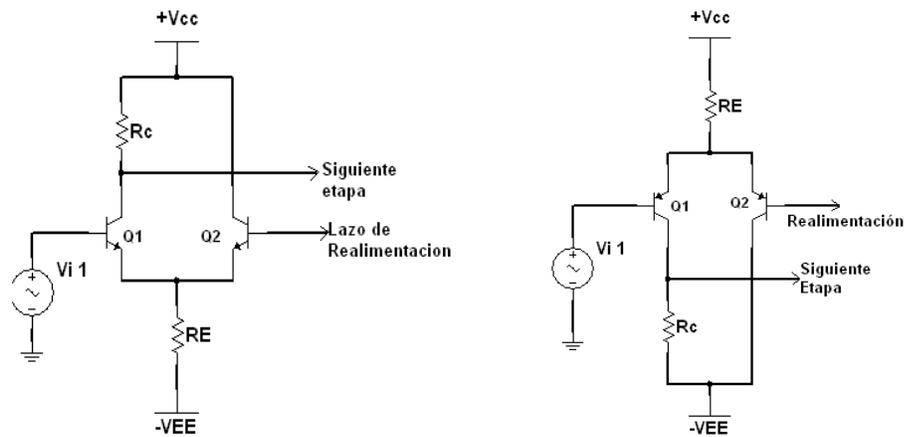


Figura 3.3 – Circuito básico de aplicación de par diferencial para amplificadores de potencia utilizando transistores NPN y PNP.

Una mejora muy importante consiste en sustituir la resistencia R_E por una fuente de corriente constante. De esta manera aumentan la relación de rechazo a modo común y la relación de rechazo a la fuente de alimentación. Ahora la etapa es más diferencial. Y esto se consigue únicamente haciendo que la corriente de polarización sea independiente de la tensión de los emisores de Q1 y Q2 y de la tensión de alimentación.

En la figura 3.4 se muestran dos configuraciones de polarización con fuente de corriente constante practicas, ambas utilizan un transistor NPN y solo difieren en un componente que se ubica en la base de éste con la finalidad de establecer un voltaje fijo de polarización y evitar variaciones en la corriente.

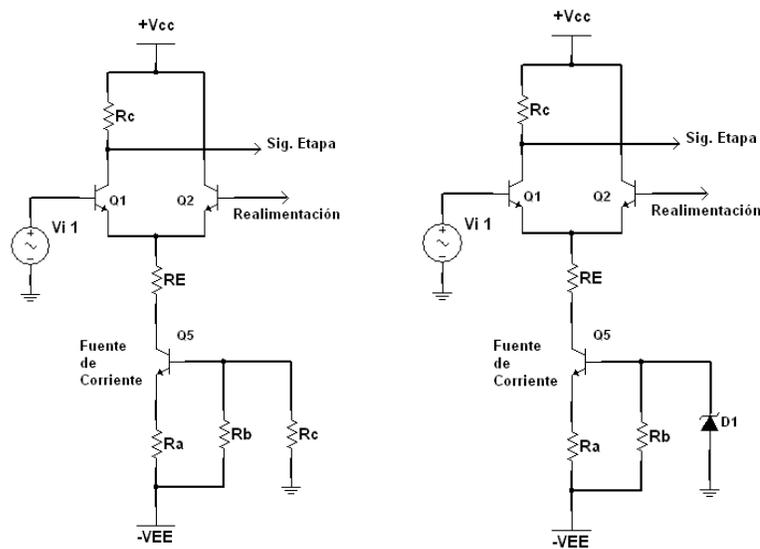


Figura 3.4 – Polarización mejorada para par diferencial utilizando una fuente de corriente constante y espejo de corriente.

El problema con la fuente de corriente y el espejo de corriente usado es la posible inestabilidad a la respuesta en frecuencia, por lo que cuando importa la estabilidad del amplificador se puede prescindir de una fuente de corriente con transistores. En la práctica se tiene que acondicionar el circuito par diferencial para que la señal de entrada pueda ser amplificada sin ninguna componente de continua que ocasione distorsión y mal funcionamiento del circuito, y es así como en la figura 3.4.a se muestra un circuito práctico.

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_c R_i}$$

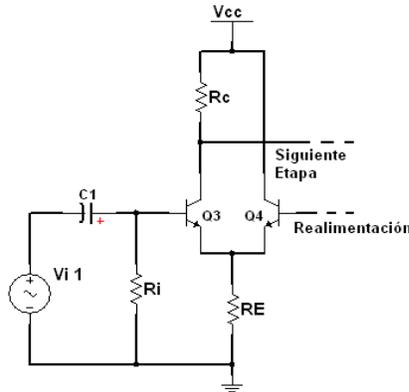


Figura 3.4.1 – Circuito Práctico Básico con Par Diferencial

El capacitor C_1 sirve como acoplamiento para la señal de entrada al amplificador y este en conjunto con la Resistencia R_i se comporta como un circuito pasa altas que debe de ser dimensionado a la frecuencia deseada f_c como se muestra en la formula de la figura 3.4.1. Cabe resaltar que R_i prácticamente establece el valor de la impedancia de entrada del amplificador .

En la figura 3.4.1 se observa el circuito par diferencial alimentado con fuente simétrica V_{cc} y $V_{ee}(-V_{cc})$, sin embargo como sabemos en numerosas ocasiones se tiene que prescindir de utilizar una fuente simétrica que a veces resulta costosa y optar por una fuente de alimentación única. De esta manera en la figura 3.4.1 se muestra un ejemplo práctico de polarización de par diferencial con fuente única así como los principales parámetros de operación que también validos análogamente para implementación con transistores PNP.

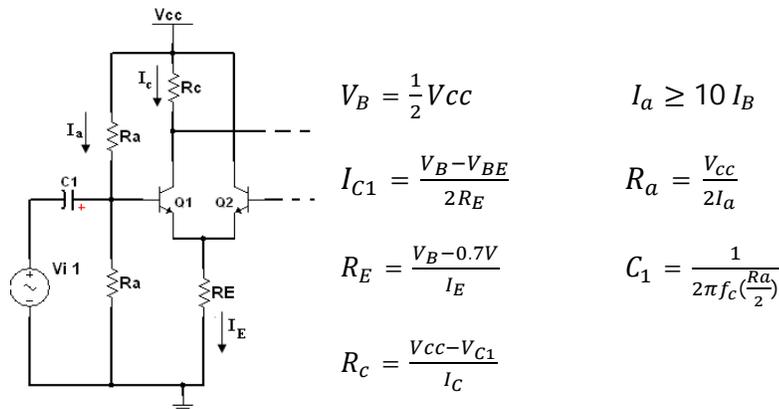


Figura 3.4.1 – Par Diferencial polarizado con fuente de alimentación única.

3.1.2. Etapa de Ganancia en Voltaje

En algunos circuitos esta etapa a veces es considerada innecesaria, ya sea por que los requerimientos de calidad no sean muy exigentes y el desempeño del circuito sea suficiente para la aplicación destinada al circuito, o bien el objetivo sea elaborar algo que ocupe poco espacio y que sea económico.

Sin embargo en el mundo del audio, y más aun en el ámbito profesional, los requerimientos de calidad para los amplificadores de potencia son sumamente mayores.

En esta etapa suele estar compuesta de pocos elementos, a veces basta solo un transistor para amplificar el voltaje de la señal que pasó por la etapa de entrada y este sea suficientemente alto para excitar sin problemas la etapa de salida o potencia.

Habitualmente al transistor que se encuentra en esta etapa también se le denomina DRIVER y como el nombre lo indica “manejara” la señal proveniente de la etapa de entrada para amplificar la señal de tensión y brindar corriente a los transistores para excitar la carga.

3.1.3 Etapa de Potencia

Existen varios tipos de etapa de potencia, y como es habitual, se cumple que la eficiencia va en contra de la calidad del sonido, y viceversa. En amplificadores clase AB debido a su eficiencia, costo y versatilidad para diseñarse para casi cualquier magnitud de potencia deseada se utiliza la etapa de potencia en contrafase o también llamada Push-Pull.

Las etapas Push-Pull funcionan en colector común. La salida se toma de dos puntos de baja impedancia como son los emisores y fuentes. Y esta es la gran ventaja de este tipo de etapa, la impedancia de salida es muy baja y no es posible obtener impedancias de salida tan bajas por ningún otro método.

El principal problema es que los transistores de salida requieren un cierto voltaje para empezar a conducir, y ésta es la causa de todos sus problemas.

En la figura 3.5A se muestra la configuración básica Push-Pull. Con esta configuración el par de transistores es suficiente para obtener unos cuantos Watts de potencia en la carga R_L , si embargo para obtener mas potencia en la carga obviamente se requiere mas cantidad de corriente y con ello solo un par de transistores resulta insuficiente y es por eso que se recurre a la implementación de configuraciones Darlington y en casos de muy alta corriente se utiliza la implementación de transistores de potencia en paralelo. En la figura 3.5B se puede observar una implementación Darlington en simetría complementaria (2 Transistores NPN Y 2 Transistores PNP). En la figura 3.5C se muestra una implementación Darlington cuasi-complementario.

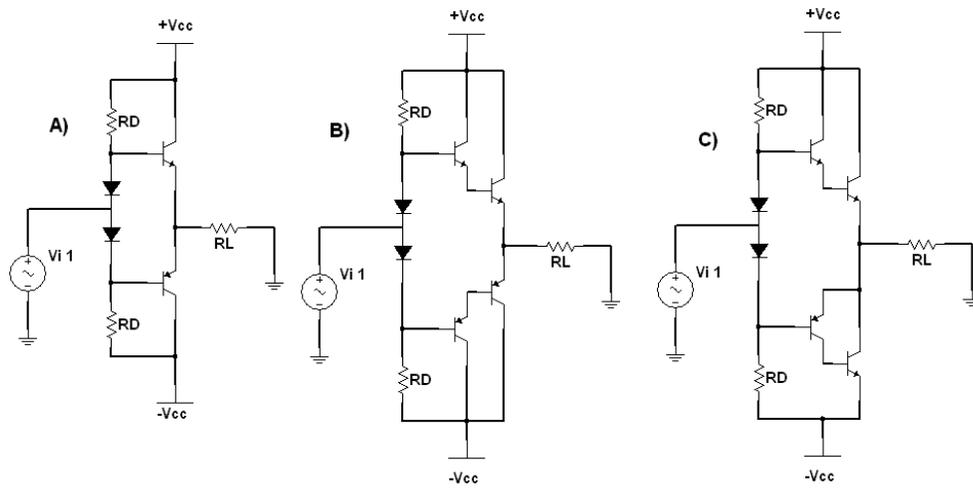


Figura 3.5 - Configuración básica Push-Pull. A) Configuración simple complementaria, B) Configuración con Par Darlington Complementario, C) Configuración con Par Darlington Cuasi-complementario

En las configuraciones Darlington es necesario conectar resistencia de muy bajo valor ($<1\Omega$) en serie con los emisores de los transistores de potencia para de este modo evitar derivas térmicas. A si también se suelen conectar resistencia entre la base y el emisor de los segundos transistores del par Darlington para disminuir en lo necesario la corriente en los primeros. En la figura 3.6 se muestra lo anteriormente dicho.

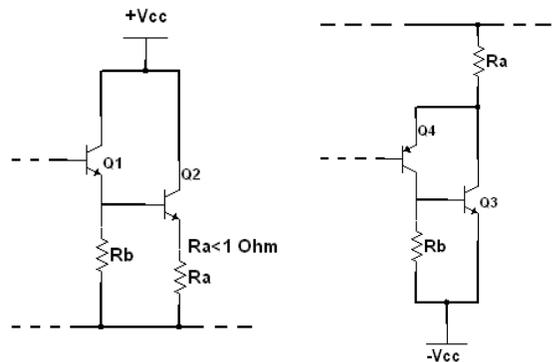


Figura 3.6 – Par Darlington Mejorado

En la etapa de potencia Push-Pull se incluye una red que compense la tensión mínima para que los transistores de salida empiecen a conducir, de esta manera se puede reducir la distorsión de cruce a niveles bajos. Es por eso que en la figura mencionada se observan 2 diodos y 2 resistencias denominadas R_D que compensan la tensión V_{BE} necesaria.

Sin embargo, la tensión de control de los transistores es dependiente de la temperatura y es necesario usar una tensión que varíe igualmente con la temperatura para evitar desajustes. Además de que la polarización con diodos tiene el problemas de que si los diodos sobre compensan el V_{BE} de los transistores, habrá una corriente presente aun cuando no haya señal de entrada y se dará una deriva térmica.

Habitualmente cuando los diodos de compensación y las resistencias no son suficientes, se usa una red denominada multiplicador de V_{BE} , que consiste en una etapa que amplifica la tensión V_{BE} de un transistor. Este transistor debe estar anclado al mismo radiador que los de salida y tendrá una referencia de su temperatura, para que la pueda compensar de forma rápida y eficaz. La configuración del multiplicador se muestra en la figura 3.7.

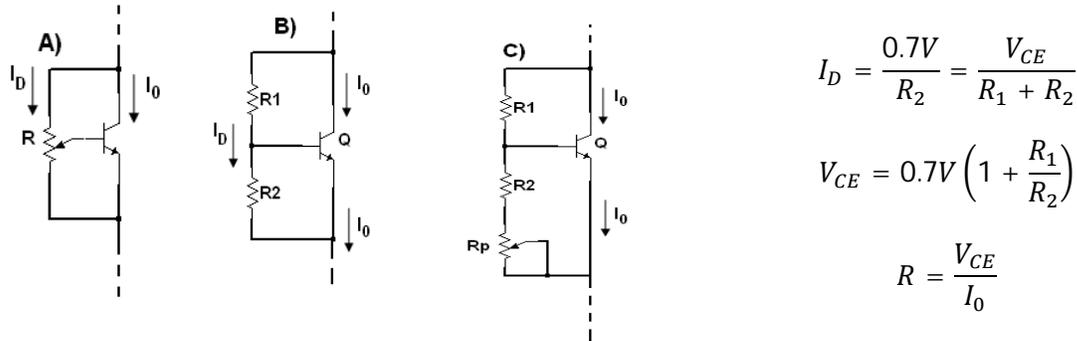
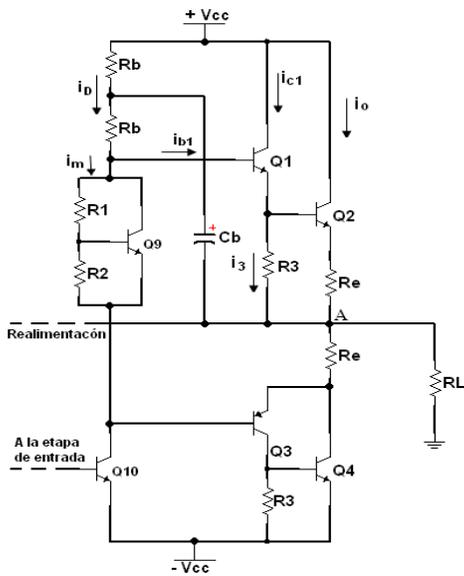


Figura 3.7 – Configuraciones y parámetros de polarización para Multiplicadores V_{BE} .

En la figura 3.7A se muestra una configuración básica del multiplicador, que aplicándola sencillamente como se muestra, muchas veces resulta inestable debido a la variación real de la resistencia practica del potenciómetro. Su aplicación es sencilla pues se reduce a la ecuación mostrada a la derecha de la figura y el valor del potenciómetro se obtiene de la corriente con que se polariza y el la variación de voltaje V_{CE} que queremos obtener.

La figura 3.7B muestra una configuración fija que esta comandada por las resistencias R1 y R2, que estabiliza la corriente I_D y el V_{CE} dándole mas estabilidad a la polarización, sin embargo ante las variaciones de la corriente I_0 y de los voltajes de alimentación estas resistencias resultarían ineficientes debido a que son diseñadas y fijadas para cierta corriente y voltaje, y es por ello que se recurre a la figura 3.7C en la cual se diseña de la misma manera que la anterior, solo que se le agrega una resistencia variable R_p para poder modificar el nivel de V_{CE} si se requiere.

En las etapas de potencias también es típico implementar una técnica ya conocida como Bootstrapping que tiene como objetivo evitar que ante una excursión muy grande de la tensión de salida (a alto volumen) falte tensión para saturar el conjunto de transistores. El elemento pasivo que sirve para aplicar esta técnica es un simple condensador polarizado. Una muestra dela aplicación de esta técnica, así como una consideración básica de diseño se puede observar en la figura 3.8. También es posible utilizar en sustitución de R_B una fuente de corriente activa, pero aunque la fuente de corriente activa teóricamente es mejor, el bootstrapping es más simple y barato.



$$V_A = 0V \quad i_{c1} = i_3 + \frac{i_o}{\beta_2}$$

$$i_{b1} = \frac{i_{c1}}{\beta_1}$$

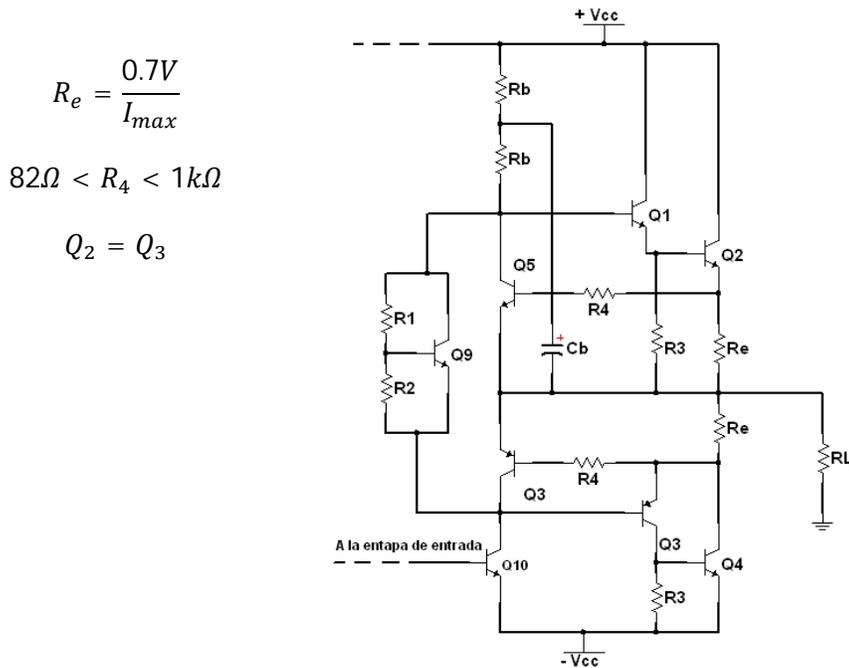
$$i_D \cong 10i_{b1}$$

$$R_B = 2R_b = \frac{V_{CC} - V_{BE1} - V_{BE2}}{i_D}$$

$$C_B \geq \frac{10}{R_B f_c}$$

Figura 3.8 – Circuito Practico básico de implementación de Bootstrapp en la etapa de potencia.

Otro circuito adicional que se suele implementar en la etapa de potencia de un amplificador es un circuito limitador de corriente que protege a la etapa de potencia de un corto circuito accidental (Carga de 0Ω). Existen otros circuitos de protección para esta etapa que varían de un diseño a otro, sin embargo la base es la misma, limitar la corriente tan rápido como se produzca el corto circuito, y eso se logra igualmente con transistores. A demás de que también se puede añadir un fusible típico. Un circuito básico de protección contra corto circuito en la carga se muestra en la figura 3.9, donde Q3 Y Q5 junto a R4 forman este circuito de protección.



$$R_e = \frac{0.7V}{I_{max}}$$

$$82\Omega < R_4 < 1k\Omega$$

$$Q_2 = Q_3$$

Figura 3.9 – Implementación básica de protección de la etapa de salida.

Por último, se menciona la red de Zoobel. El altavoz no es una carga puramente resistiva ya que tiene una parte inductiva que puede ser motivo de oscilaciones no deseadas. Para compensar este término inductivo se coloca en paralelo con el altavoz una resistencia R_z en serie con un condensador C_z (Figura 3.10), debiéndose cumplir las siguientes condiciones:

$$R_z \approx R_L$$

$$C_z = \frac{L_{RL}}{R_z^2}$$

Donde L_{RL} es la inductancia medida del altavoz en Henrios.

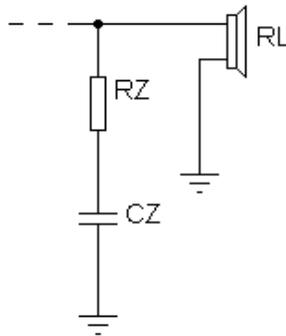


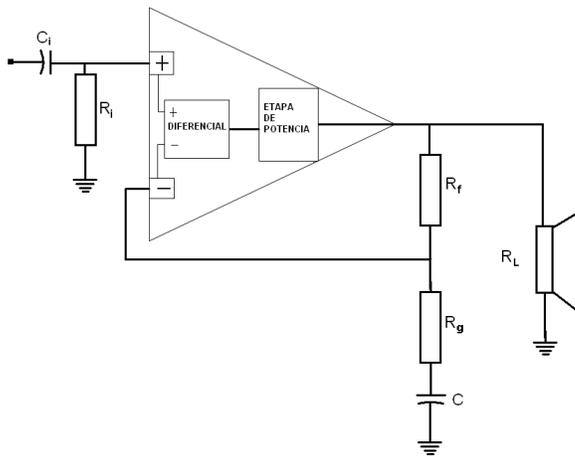
Figura 3.10 – Red de Zoobel.

3.1.4 Realimentación Negativa

La realimentación negativa ofrece varias ventajas al usarse en amplificadores de potencia, y algunas de las más importantes son:

- Reduce la distorsión armónica total.
- Estabiliza el
- Permite fijar y estabilizar los puntos de operación del amplificador

En la figura 3.11 se puede observar una implementación típica de la realimentación. El condensador C origina una frecuencia inferior de corte que puede calcularse fácilmente si se supone un factor de realimentación grande y cuya fórmula se muestra en la misma figura. En la figura también se muestra la fórmula simplificada para la ganancia.



$$A = \frac{A_D}{1 + A_D H_0}$$

$$H_0 = \frac{R_g}{R_f + R_g}$$

$$A = 1 + \frac{R_f}{R_g}$$

$$C = \frac{10}{2\pi R_g f_c}$$

Figura 3.11 – Realimentación Negativa en Alterna

Ver el amplificador de potencia en analogía como un amplificador operacional como se aprecia en la figura 3.11, resulta práctico y muy útil al momento de diseñar la etapa de realimentación ya que aísla gráficamente a los elementos que intervienen en la realimentación y en la entrada. Recuérdese que esta analogía solo es válida para la función de amplificación, y un amplificador operacional es un circuito especializado que difiere en su comportamiento con un amplificador de potencia. El factor de realimentación expresado por $1 + A_D H_0$, y este debe ser mayor a 1 para evitar oscilaciones.

3.2 – Parámetros de Diseño Simplificados para Amplificadores de Potencia Clase AB con TBJ's

El diseño de un amplificador de potencia para audio que cumpla ciertas especificaciones se realiza, normalmente, mediante aproximaciones sucesivas. La etapa de potencia es la que se diseña primero.

El primer paso es considerar las especificaciones de diseño que se tengan por objetivo, siendo fundamentalmente las siguientes:

- Potencia de Salida
- Magnitud de la Carga
- Ganancia (Sensibilidad de Entrada)
- Impedancia de Entrada
- Frecuencias de Operación
- Distorsión Armónica Total

Una vez definidas las especificaciones de diseño se procede a diseñar el amplificador con los transistores adecuados, la red de polarización, el tipo de acoplamiento a la carga, se evalúan las necesidades de potencia de entrada a la etapa de salida, el paso excitador, la realimentación, y el acoplo de entrada. Otros elementos que suelen adicionarse sin embargo protecciones contra corto circuito, red de zobel, protecciones térmicas, etc.

3.2.1 – Cálculos Simplificados de Potencia

Las siguientes formulas y consideraciones son validas para cualquier configuración Push-Pull, e independientemente si es simétrica o cuasi simétrica.

Teniendo una alimentación simétrica ($\pm V_{cc}$) y considerando una carga resistiva (Altavoz) como R_L tenemos:

I_{ca} = Corriente Máxima en la Carga (Amperes)

Potencia Máxima en la carga:

$$P_{ca} = \frac{1}{2} R_L I_{ca}^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{cc}^2}{R_L} \right)$$

Potencia de la Fuente de Alimentación:

$$P_{cc} = \frac{2V_{cc}^2}{\pi}$$

Potencia Disipada por los Transistores de Potencia

$$P_{2Q} = \frac{2V_{cc}^2}{\pi^2 R_L}$$

Corriente Máxima en la Carga:

$$I_{ca} = \sqrt{\frac{2P_{ca}}{R_L}}$$

Relacionando y realizándose algunas sustituciones entre las ecuaciones de potencia anteriores podemos simplificar:

$$P_{cc} = P_{2Q} + P_{ca}; \quad P_{cc} \cong 1.405P_{ca}; \quad P_Q \cong 0.159P_{ca} \cong 0.2026P_{ca}$$

Con lo anterior, se puede establecer consideraciones muy prácticas para el diseño del amplificador de potencia:

- La Potencia máxima que disiparán los transistores de potencia es de al menos el 40% proporcional de la máxima potencia a entregar en la carga. Y es también el 32% de la potencia que entregara la fuente de alimentación.
- La fuente de alimentación deberá entregar al circuito por lo menos un 40% más de la potencia que se desea suministrar en la carga. En la práctica se suele considerar hasta un 45%, esto debido a las pérdidas en el resto de los componentes de las etapas del resto circuito amplificador.

Teniendo en cuenta las pérdidas anteriormente mencionadas es como se obtiene las siguientes expresiones para calcular el Voltaje de Alimentación:

$$\pm V_{cc} = 1.2 R_L I_{ca}; \quad \pm V_{cc} \cong \sqrt{2.88 R_L P_{ca}}$$

Con las expresiones obtenidas para el cálculo del voltaje de alimentación, se obtuvo una grafica hecha en un software de cálculo de matemática denominado MathCad®, en la que se muestra la potencia en la carga en función del voltaje de alimentación considerando una carga de 8Ω. Esta se muestra en la figura 3.12.

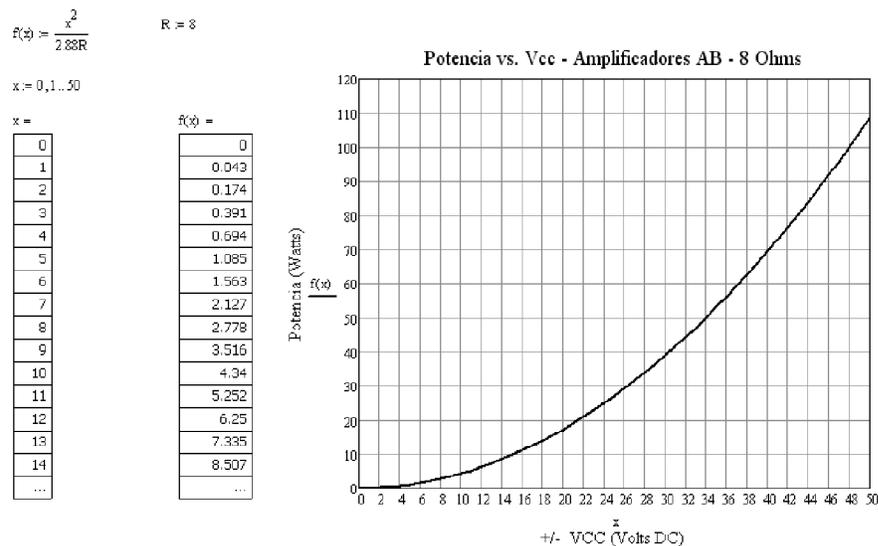


Figura 3.12 – Curva de Potencia vs Voltaje de Alimentación para una carga de 8Ω.

En la figura 3.13 se muestra la grafica de Potencia contra Vcc considerando una carga de 4 Ohm, y como se puede observar la potencia se duplica con respecto a la potencia obtenida con carga de 8ohm.

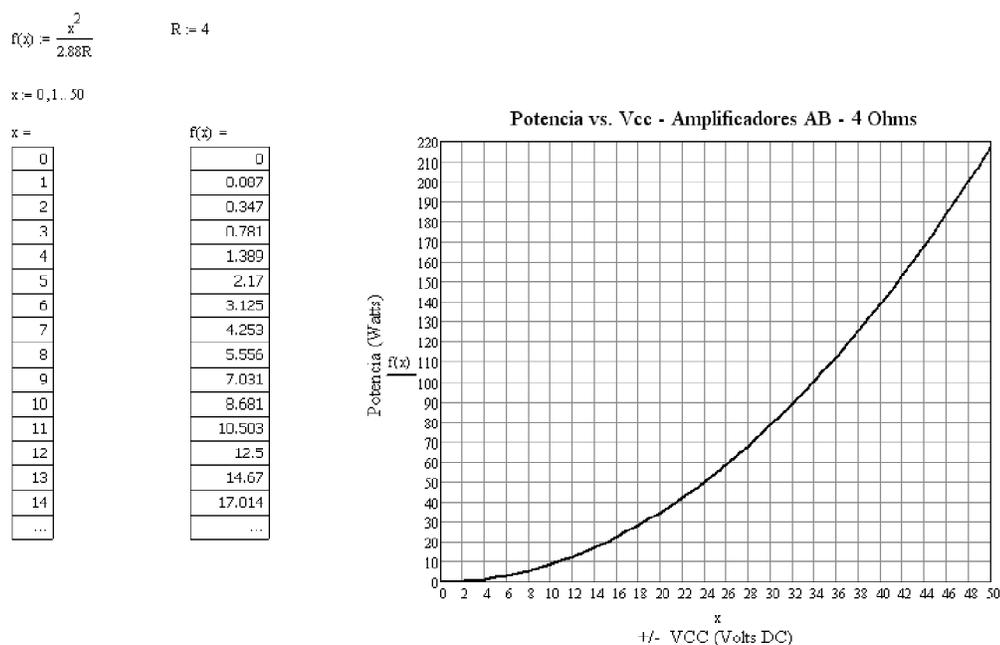


Figura 3.13 - Curva de Potencia vs Voltaje de Alimentación para un carga de 4 Ω.

Con las fórmulas de potencia y gráficas anteriores se calculó y elaboró una tabla que nos resulta muy útil para considerar el diseño de la fuente de alimentación y también para fijar puntos de operación del amplificador.

Po W	I _{ca} Max. A	V _L Max V(CA)	±Vcc V (CD)	I _{cc} A(CD)
1	0.50	4	5	0.32
5	1.12	8.95	12	0.72
10	1.58	12.65	16	1.00
15	1.94	17.50	19	1.24
20	2.24	17.90	22	1.43
30	2.74	21.90	28	1.74
40	3.16	25.30	32	2.00
50	3.54	28.30	35	2.25
60	3.87	31.00	38	2.46
75	4.34	34.65	42	2.76
100	5.00	40.00	48	3.18
200	7.08	56.57	70	4.51
400	10.00	80.00	96	6.37

Tabla 3.1 – Tabla de Cálculo de Voltaje y Corriente para una carga de 8Ω.

Po W	I _{ca} Max. A	V _L Max V(CA)	±Vcc V (CD)	I _{cc} A(CD)
1	0.71	2.84	4	0.45
5	1.58	6.32	8	1.01
10	2.23	8.92	12	1.42
15	2.74	10.96	14	1.74
20	3.16	12.64	16	2.01
30	3.87	15.48	20	2.46
40	4.47	17.88	22	2.85
50	5.00	20.00	24	3.18
60	5.47	21.88	27	3.48
75	6.12	24.48	30	3.90
100	7.07	28.28	35	4.50
200	10.00	40.00	48	6.37
400	14.14	56.56	70	9.00

Tabla 3.2 – Tabla de cálculo de voltaje y corriente para una carga de 4Ω.

Con lo anterior podemos observar que aunque los voltajes de alimentación están dados para la aplicación de fuente simétrica con un rectificador de onda completa tipo puente, la aplicación para fuente única es obviamente la suma absoluta de los voltajes +Vcc y -Vcc. Por ejemplo para un amplificador de 10W a 8Ω en fuente simple se necesitaría un voltaje de alimentación de 32V.

La ganancia de un amplificador depende del circuito mismo, muchas veces esta queda determinada por 1 o 2 resistencias dependiendo la configuración. Independiente de esto, la ganancia (Δv) será diseñada en proporción del voltaje de entrada eficaz (V_i) y el voltaje de salida eficaz (V_o):

$$\Delta v = \frac{V_{oRMS}}{V_{iRMS}} ; \Delta v_{dB} = 20 \text{ Log } \Delta v$$

El voltaje de entrada en la mayoría de los equipos de audio se considera de entre 200mV, 500mV y 1V, este valor depende mucho del diseñador ya que se considera también si la fuente de audio pasa por un preamplificador antes de conectarse al amplificador de potencia. El Voltaje de salida se obtiene del producto corriente máxima para cierta potencia y la magnitud de la carga. Con ello es común encontrar amplificadores con ganancias de 20dB, 40dB y hasta 50dB.

Un factor fundamental para elegir los transistores apropiados para la etapa de potencia considerara los parámetros que debe soportar el transistor, de esta manera se asegura un funcionamiento estable y se evitan daños en los componentes por algún tipo de sobre polarización. Entonces para una etapa de potencia se deben seleccionar transistores de potencia con las siguientes características:

$$P_{D_{MAX}} \geq P_Q$$

$$V_{CEO} \geq 2 V_{CC}$$

$$I_C \geq 2 I_{ca}$$

3.3 – Circuito Prácticos de Amplificadores de Potencia Clase AB

Los circuitos que se presentan a continuación muestran configuraciones que han sido y continúan siendo una tendencia en el diseño con componentes discretos. Estos circuitos son seleccionados por su estabilidad, calidad, simplicidad y prestaciones de montaje. También es posible modificar los circuitos para optimizarlos a diferentes puntos de operación y entrega de potencia, además de agregar elementos de seguridad.

3.3.1 – Circuito I – Entrada en Emisor Común y Fuente simple

En la figura 3.14 se muestra un circuito amplificador de potencia clase AB en simetría complementaria, con 2 diodos (D1 y D2) de compensación para la etapa de potencia (Q3 Y Q4), una etapa de entrada en emisor común, realimentación negativa y ganancia establecida por las resistencias R_F y R_4 :

$$\Delta_v \approx \frac{R_F}{R_4}$$

También cuenta con capacitor Bootstrapp (CB) y una red de Zoobel (R_z y C_z). Este circuito es muy estable, compacto, barato, presenta baja distorsión armónica total y se recomienda para operar potencias de salida menores a 10W.

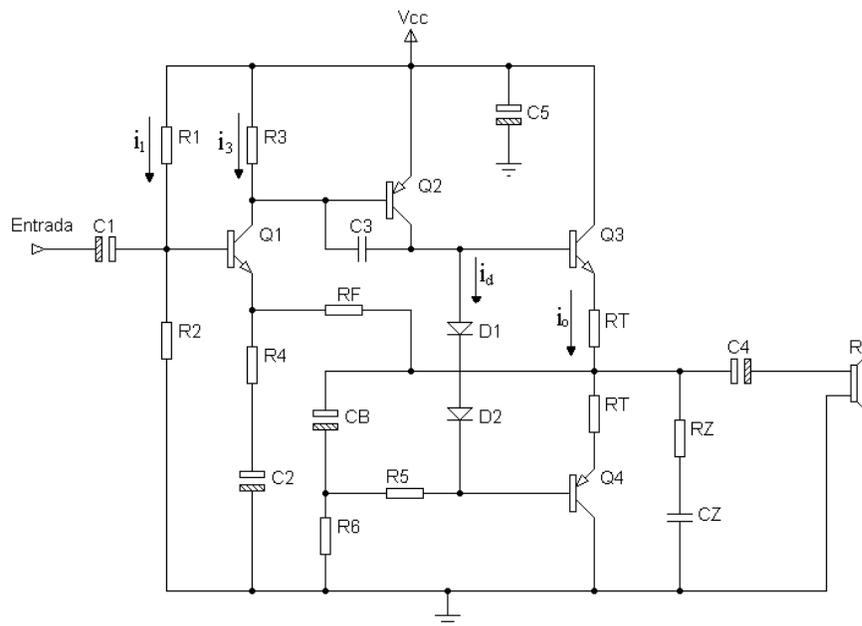


Figura 3.14 – Amplificador de Potencia AB , Circuito 1.

Realizando un análisis de corriente directa en el circuito y tomando como base todas las consideraciones vistas en los temas desarrollados en este capítulo, podemos simplificar establecer formulas con las que se dimensionan los componentes y los diversos puntos seguros de operación del amplificador, y tales formulas se muestran a continuación:

$$i_o = \sqrt{\frac{2P_{ca}}{R_L}}; \quad i_d \geq 2 i_{b4}; \quad i_{b2} = \frac{i_d + i_{b4}}{\beta_2}; \quad i_3 \geq i_{b2}; \quad i_{c1} \cong i_{e1} = i_3 + i_{b2}; \quad i_1 \geq 10i_{b1}$$

$$R_3 = \frac{V_{BE2}}{i_3}; \quad R_B = \frac{1}{2} \frac{V_{CC} - V_{BE5}}{i_d}; \quad R_5 = R_6 = \frac{R_B}{2}; \quad R_F = \frac{2V}{i_{e1}}; \quad V_{B1} = \frac{1}{2} V_{CC} + 2V + V_{BE1}$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{B1}}{i_1}; \quad R_2 = R_1 \frac{V_{B1}}{V_{CC} - V_{B1}}; \quad C_2 = \frac{1}{2\pi f_c R_4};$$

$$C_1 = \frac{10}{2\pi f_c [(R_1 \parallel R_2) \parallel (R_4 \parallel R_F)(B_1 + 1)]}$$

Con las fórmulas anteriores se realizaron los cálculos correspondientes para completar una tabla (Tabla 3.3) en la que se muestran el valor de los componentes dependiendo del valor de la carga y la potencia de salida que se desea obtener. Las fórmulas de diseño expresadas para este circuito permiten también realizar ajustes en los valores de los componentes para puntos de operación y diversos valores de carga no previstos en la tabla.

Para: C4 = 2200µf, C5 = 100µF, RT = 0.47Ω, CZ=100nF, C3=33pf, D1=D2=1N4001. Sensibilidad de entrada de 1Vp, Banda de Operación de 20hz a 20Khz.

Po [W]	R _L [Ω]	V _{cc} [Vcd]	R1 [Ω]	R2 [Ω]	R3 [Ω]	R4 [Ω]	R5 [Ω]	RF [Ω]	RZ [Ω]	C1 [µF]	C2 [µF]
5	4	16	100k	220k	1k	330	56	2.2k	3.9	3.9	33
	8	24	150k	270k	1.5k	270	68	2.2k	8.2	3.3	33
10	4	24	150k	220k	1k	100	47	1k	3.9	3.3	100
	8	32	150k	220k	1k	150	68	2.2k	8.2	3.3	47

Tabla 3.3 – Valores comerciales de los Componentes para salida de 5W y 10W.

Para efectos de comprobación a continuación se añadió al presente trabajo una simulación del circuito 1 en el software de diseño electrónico Multisim11© de Electronics Worbench. La simulación se realizó con los componentes diseñados para una potencia de salida de 5W con una carga de 8Ω.

En la figura 3.15 podemos observar los resultados gráficos de la simulación. En esta podemos verificar las corrientes de operación en directa y algunos aspectos de la salida en alterna cuando al amplificador esta funcionando a plena carga. En la figura 3.16 se puede observar los resultados de la simulación del análisis de corriente alterna (respuesta en frecuencia) de la salida del amplificador. En la figura 3.17 se puede observar gráficamente la comparación del voltaje de la señal de entrada con respecto a la salida. Y por ultimo en la figura 3.18 se puede observar los resultados del análisis de Fourier para cuantificar la distorsión armónica total (THD) del circuito.

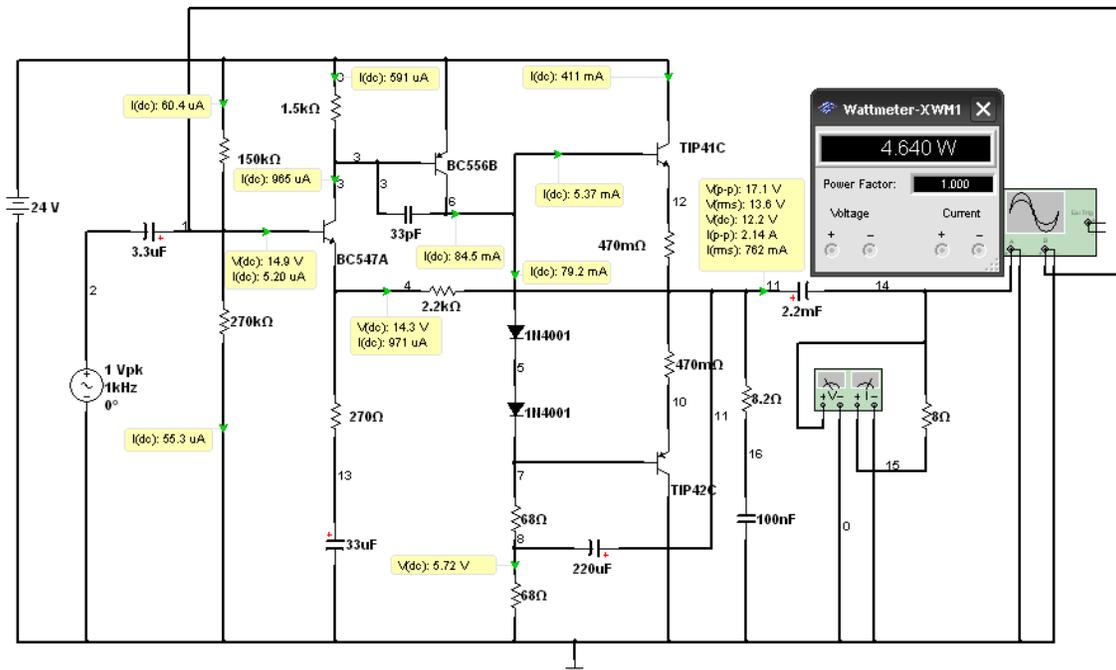


Figura 3.15 - Simulación del Circuito 1 para 5W y 8Ω

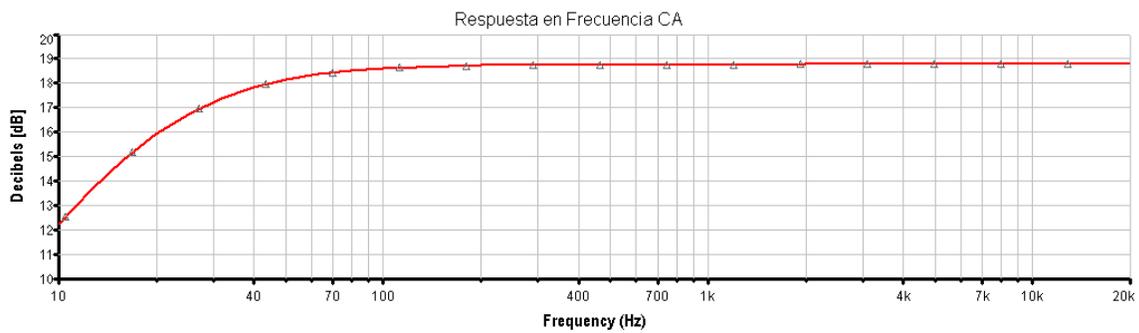


Figura 3.16 – Respuesta en frecuencia de la salida del amplificador.

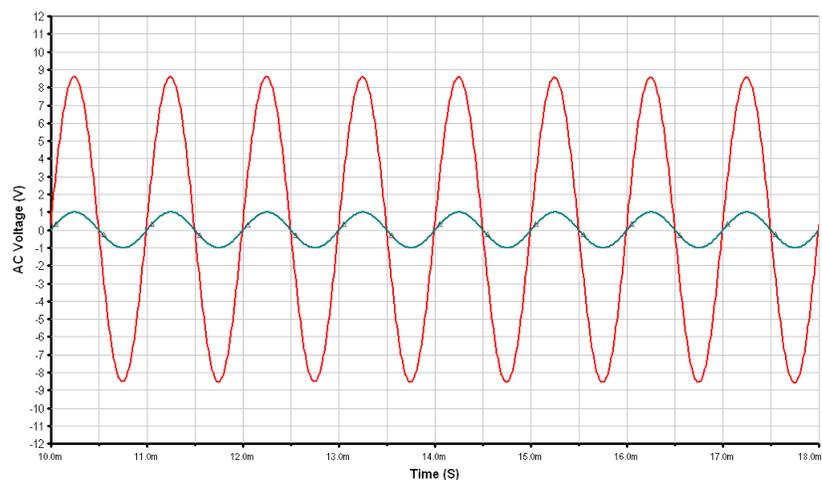
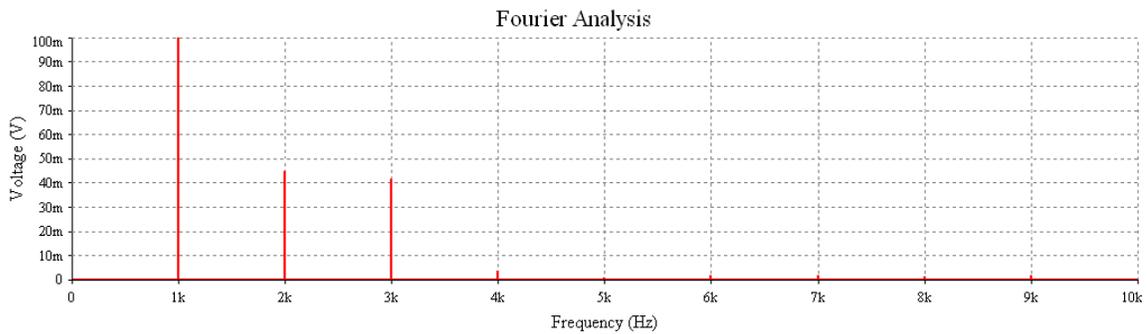


Figura 3.17 – Voltaje de entrada (Verde) contra voltaje en la carga (Rojo).



DC component:	10.3056				
No. Harmonics:	9				
THD:	0.61297%				
Harmonic	Frequency	Magnitude	Phase	Norm. Mag	Norm. Phase
1	1000	8.58521	0.988377	1	0
2	2000	0.0404755	94.6934	0.00471457	93.705
3	3000	0.0335119	7.16704	0.00390345	6.17866
4	4000	0.00161658	136.878	0.000188299	135.89
5	5000	0.00133997	-176.2	0.000156079	-177.19
6	6000	0.00123592	167.082	0.000143959	166.094
7	7000	0.000999928	166.269	0.000116471	165.281
8	8000	0.000571096	153.8	6.65209e-005	152.812
9	9000	0.000857719	-161.41	9.99066e-005	-162.39

Figura 3.18 – Análisis de Fourier

3.3.2 - Circuito II – Entrada Diferencial PNP y Fuente Simple

La figura 3.19 muestra un amplificador de potencia clase AB en simetría cuasi complementaria, entada diferencial, etapa de potencia Darlington, fuente de alimentación única, compensación con multiplicador V_{BE} , etapa de entrada diferencial NPN, realimentación negativa que fija la ganancia en alterna de la siguiente manera:

$$\Delta_V = \frac{R_F}{R_6} + 1$$

El circuito también cuenta con un capacitor bootstrapp (CB) para reducir la distorsión armónica, una red de Zoobel compuesta por R_z y C_z , un capacitor de desacoplo (C4) para reducir los ruidos por la fuente de alimentación y el rizado, y un capacitor entre la base y el colector del transistor Q3 para evitar picos de resonancia a altas frecuencias (>1Mhz) en la ganancia y así obtener mayor estabilidad. El circuito es estable, práctico y presenta poca distorsión armónica total. Recomendado para operar con potencias de salida de hasta 60W.

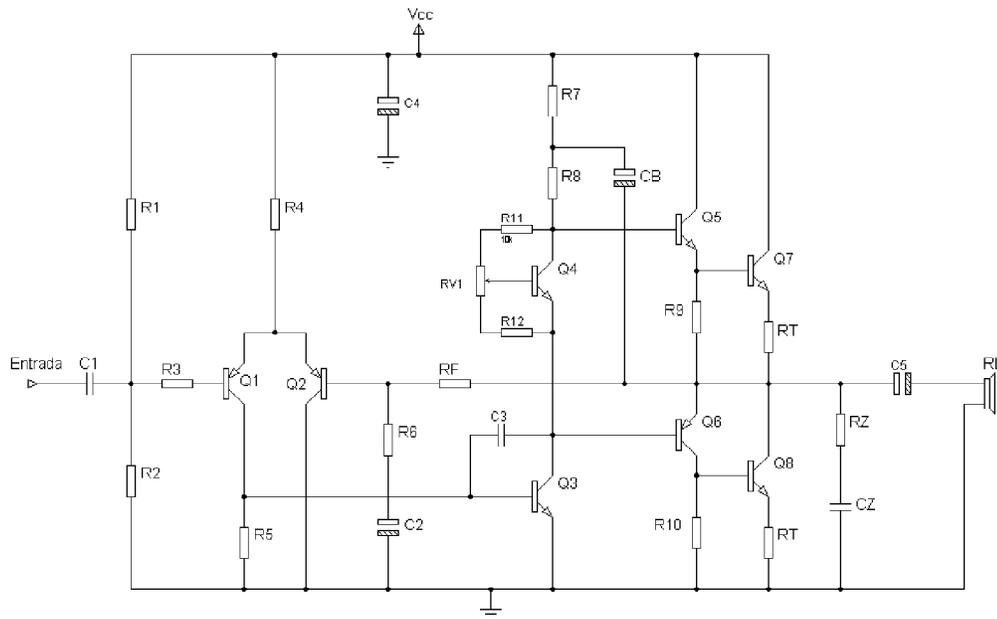


Figura 3.19 –Amplificador de Potencia Clase AB en simetría cuasi complementaria.

3.3.3 – Circuito III – Entrada Diferencial NPN y Fuente Simétrica

La Figura 3.23 muestra un amplificador de potencia clase AB en simetría cuasi complementaria, etapa de potencia con transistores en configuración Darlington, compensación con multiplicador V_{BE} , etapa de entrada diferencial NPN, realimentación negativa que establece la ganancia de la siguiente manera:

$$\Delta_V = \frac{R}{R_5} + 1$$

Además de un capacitor de bootstrapp (C4), y una red de Zoobel (Rz y Cz). Es un circuito estable, de bajo costo y ofrece una muy baja distorsión armónica total y se recomienda para potencias de salida de hasta 80 Watts.

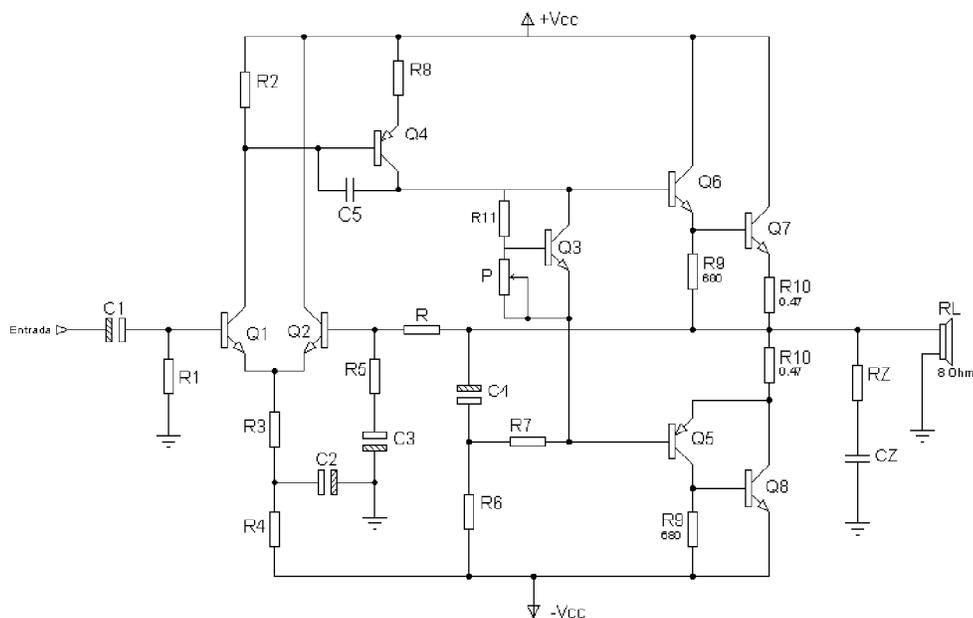


Figura 3.23 – Amplificador de Potencia AB – Circuito 3

Para el análisis y diseño de este amplificador basta con identificar cada etapa del circuito, e implementar las consideraciones y parámetros sugeridos para cada etapa a lo largo de la sección 3.1 del presente capítulo, ya que se observa que el proceso de diseño es análogo en varios puntos propuestos. Solo cabe añadir que para la mejora del circuito se puede incluir una protección de corto circuito en la etapa de potencia, capacitores de bypass y un filtro pasabajas para evitar la introducción de radiofrecuencias.

En la tabla 3.5 se muestran los valores de los componentes para una carga de 8 Ohms y 3 potencias diferentes de salida propuestas.

Con: $R1=R$, $R3=R4$, $R6=R7$, $R11=4.7k\Omega$, $R9=680\Omega$, $R10=0.47\Omega$, $P=5k\Omega$, $C2=4.7\mu F$, $C4=220\mu F$, $C5=100pF$, $RZ=8.2\Omega$, $CZ=100nF$.

Po [W]	$\pm V_{cc}$ [Vcd]	R1 [Ω]	R2 [Ω]	R3 [Ω]	R5 [Ω]	R6 [Ω]	R8 [Ω]	C1 [μF]	C3 [μF]
10W	16	12k	1k	3.3k	1k	1.2k	100	0.47	100
20W	22	10k	1k	3.9k	560	1.8k	100	1	100
50W	35	10k	1k	6.8k	330	2.7k	120	1	47

Tabla 3.5 – Valores comerciales de los Componentes para salida de 10W, 20W y 50W.

Se realizó una simulación de este circuito (circuito 3) con el voltaje de alimentación y componentes para una potencia de salida de 20W. La simulación en corriente directa arrojó que el punto de operación del multiplicador V_{BE} debe ser ajustado con el potenciómetro de manera que la corriente de reposo (señal de entrada de 0 volts) total sea aproximadamente de 35mA, ya que a si alcanza un V_{CE} de aproximadamente 2.1V, de esta manera se asegura una polarización estable.

En la figura 3.24 se pueden observar los resultados de la respuesta en frecuencia del circuito, observando una estabilidad consistente hasta aproximadamente los 2.5 Mhz.

En la figura 3.25 se muestran los resultados del análisis de Fourier, destacando que la distorsión armónica total a la salida del amplificador es de aproximadamente 0.06% lo cual confirma a este circuito como una base muy utilizada para amplificadores de potencia de alta fidelidad.

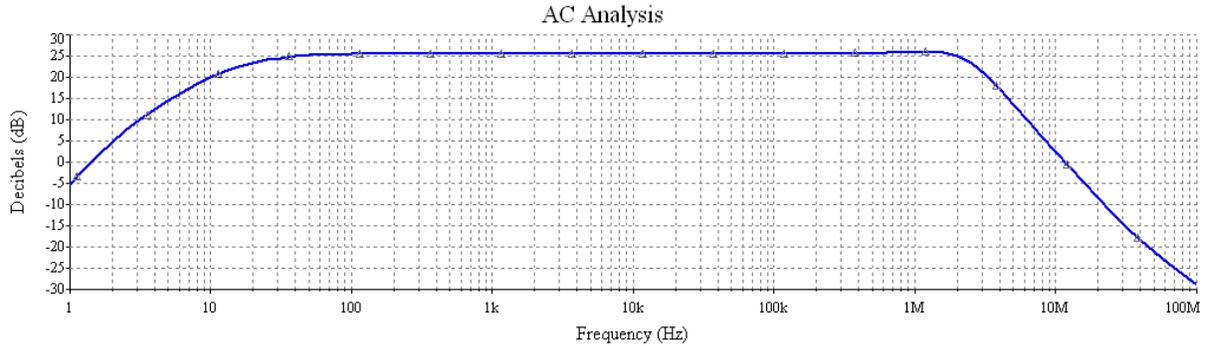
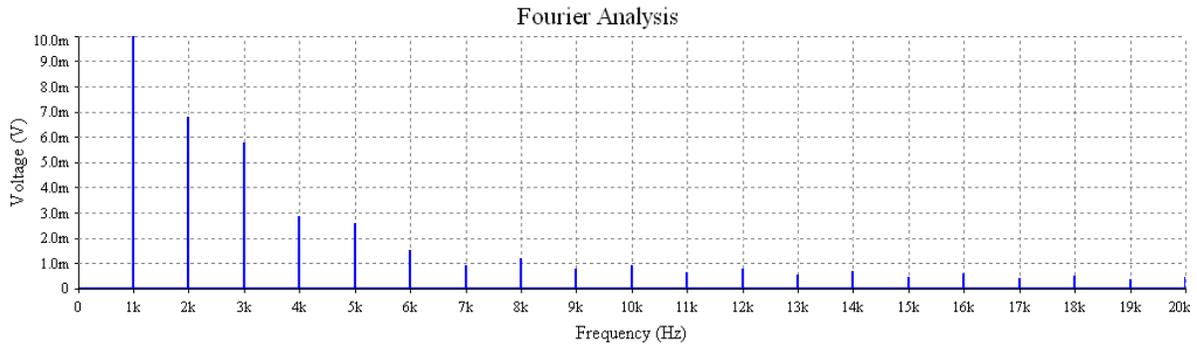


Figura 3.24 – Respuesta en frecuencia de la salida del amplificador (Circuito 3).



Fourier analysis for V(4):					
DC component:	-0.28439				
No. Harmonics:	20				
THD:	0.05626 %				
Gridsize:	512				
Harmonic	Frequency	Magnitude	Phase	Norm. Mag	Norm. Phase
1	1000	18.08	1.01658	1	0
2	2000	0.00678768	133.215	0.000375424	132.199
3	3000	0.00580061	7.4398	0.00032083	6.42322
4	4000	0.00285313	146.224	0.000157806	145.207
5	5000	0.00256432	-174.79	0.000141832	-175.81
6	6000	0.00150478	175.846	8.32289e-005	174.829
7	7000	0.000921626	179.154	5.09748e-005	178.138
8	8000	0.00117694	169.137	6.50962e-005	168.12
9	9000	0.00079514	-178.25	4.39789e-005	-179.26
10	10000	0.000932942	173.118	5.16007e-005	172.102

Figura 3.25 – Análisis de Fourier del amplificador (Circuito3).

3.4 – Amplificadores de Potencia Integrados

La integración de los distintos dispositivos que componen cualquier circuito ha sido todo un reto para la industria electrónica. No obstante a través de los años las técnicas han ido evolucionando y muchos problemas de integración electrónica ya han sido resueltos. Así hoy en día se pueden encontrar pequeños dispositivos que son capaces de entregar varias decenas de Watts a la salida. Estos dispositivos son los conocidos circuitos integrados.

En el campo de los amplificadores de potencia para audio, los amplificadores de potencia integrados han desplazado casi totalmente a los amplificadores con componentes discretos, esto obviamente debido a las principales ventajas que se mencionan a continuación:

- Pequeño tamaño y muy poco peso. Por consiguiente al implementarse en sistemas de audio el espacio que ocupa el circuito es muy reducido permitiendo equipos más pequeños, de ahí su implementación hegemónica en micro y mini componentes de sonido.
- Reducción considerable en el número de componentes. Por lo que reduce el costo total del circuito.
- Fiabilidad, Calidad y Diversidad de funcionamiento.
- Garantía de Uniformidad para posibles sustituciones
- Bajo costo del CI debido a la fabricación en grandes series
- Amplio intervalo de temperaturas nominales y puntos de operación
- La posibilidad de trabajar con frecuencias más altas al eliminar conductores.

Se pueden encontrar gran variedad de estos integrados, cada uno con diferentes prestaciones, eficiencia, funcionalidad, precio y tamaño. Algo muy importante es que los amplificadores de potencia integrados ofrecen además muchos productos con funciones de seguridad, estabilidad térmica, versatilidad para implementación con sistemas digitales, adaptación para uso con bajos voltajes de alimentación (baterías), etc.

En el mercado actual se pueden encontrar varios fabricantes de estos circuitos integrados. Sin embargo hay algunos fabricantes que han conseguido prestigio gracias a la calidad, variedad y precio de sus productos han logrado colocarse como los preferentes en la implementación para diversos equipos de sonido comerciales que van desde radio grabadoras, televisores y minicomponentes hasta sistemas de teatro en casa y sistemas PA.

3.4.1 - Amplificadores Integrados Híbridos STK y LA (SANYO)

La Serie de circuitos integrados híbridos mejor conocida como STK fue desarrollada por la empresa japonesa Sanyo en la década de los 70's. Dentro de esta serie se desarrollaron dispositivos integrados amplificadores de potencia destinados para audiofrecuencia. Su excelente sonido, estabilidad y reducido tamaño llevo al STK a dominar el mercado de etapas de potencia en salidas de audio en equipos de sonido comerciales en todo el mundo. La primera generación de estos circuitos integrados e identificaban por una numeración que siempre comenzaba por 0, se alimentaban con una fuente de alimentación única y la mayoría eran de un solo canal y alcanzaban potencias de hasta 30W. Ejemplos de algunos de los STK más representativos de esta generación fueron el STK-011, STK-013, STK-014, entre otros.

Años después se desarrollaron circuitos integrados que funcionaban con fuente alimentación dual (simétrica); esto aumento la potencia de salida y redujo la distorsión en estos circuitos. Además con esto se permitió añadir protección térmica, protección contra corto circuito, funciones de Mute y StandBy. La popularidad y demanda de estos circuitos integrados llevo a varias empresas electrónicas a fabricar copias de estos circuitos integrados que son de una calidad inferior y su durabilidad y desempeño óptimo no se garantiza. Actualmente debido a ciertos problemas de estabilidad financiera la empresa Sanyo ha discontinuado la fabricación de la mayoría de esta serie de circuitos integrados de audio amplificación, sin embargo los circuitos más demandados son fabricados bajo licencia por empresas como Sony y Kenwood.

En la figura 3.25 se muestra el circuito interno de un amplificador de la serie STK4100. De la figura se puede observar claramente el uso de la etapa de potencia clase AB.

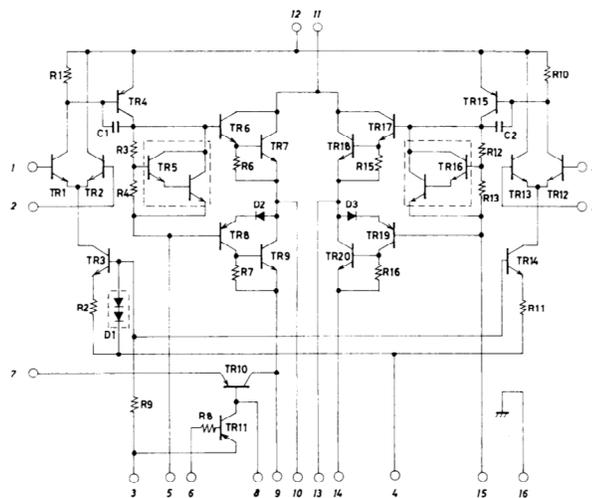


Figura 3.25 – Diagrama interno de un Amplificador Integrado de la Serie STK4100

Las principales características para el diseño con la amplia gama de productos de la serie STK de amplificadores de audio integrados se mencionan a continuación:

- Potencia de Salida. Con el diseño de su empaque, se han podido fabricar productos que ofrecen hasta 300W de salida. La serie STK ofrece productos de un solo canal, de 2 canales (el de mayor demanda) para aplicaciones estéreo, y de 3, 4 hasta 5 canales de salida para aplicaciones de teatro en casa.
- Calidad de Sonido. La mayoría de los productos de esta serie están diseñados para tener una THD menor al 1% a plena potencia, e incluso hay modelos que se fabrican en 3 presentaciones, una presentación con una THD de 0.8%, otra de 0.4% y otra de 0.08%.
- Uniformidad de Diseño. La serie STK esta dividida en otras Series que ofrecen productos con distintas potencias de salida pero con una estructura de armado y ensamble idéntica. Esto ofrece la posibilidad de un diseño más dinámico, ya que se pueden realizar ajustes de potencia salida sin cambiar todo el PCB. Así que, para cambiar un diseño de 10W a uno de 50W solo bastará con cambiar circuito integrado diseñado para 10W por uno diseñado para 50W de la misma serie y modificar la magnitud de solo algunos componentes.
- Funciones de Compatibilidad. Casi todos los productos de esta serie ofrecen protección de corto circuito en la salida y también protecciones térmicas que alargan la vida útil del producto. También se adicionan funciones de Mute, StandBy para un funcionamiento más cómodo y práctico para controlarse por medio del sistema digital del minicomponente, reproductor, etc.

SERIE STK4100-X

Diseñada para trabajar con cargas de 8Ω y 4Ω excepto STK42XX debido a las limitaciones máximas de disipación de potencia del empaque, Salida Estéreo (2 Canales), Alimentación Simétrica, Función Mute Integrada. Sin protección de corto circuito. Empaque de 18 Pines figura 3.25.

Terminaciones: STK-4XXX-II THD=0.4%, STK-4XXX-V THD=0.08%.

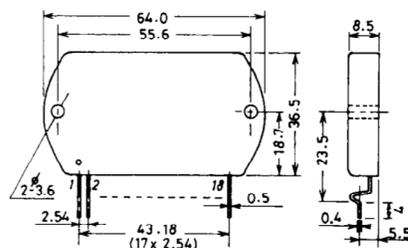


Figura 3.26 – Empaque característico de la serie STK4100. Medidas en mm.

SERIE STK401-000 Y STK433-000-E

Diseñada para impedancias de 6Ω y 3Ω , excepto algunos modelos ya que solo se recomienda su uso solo en cargas de 6Ω debido a las limitaciones máximas de disipación de potencia del empaque. Alimentación Simétrica, Función Standby Integrada, Sin protección de corto circuito integrada. La serie 4001-000 cuenta con 2 versiones; una con THD de 0.4% y otra con 0.08%.

La serie 433-000 surge como una mejora en potencia y reducción del tamaño de empaque de la serie 401-000. La serie 433-00 esta diseñada para operar especialmente con cargas de 6Ω y 4Ω . A demás cuenta con compatibilidad para agregar un circuito de Standby y Mute y también ofrece compatibilizas para operar en modo BTL (Puente) . El circuito de aplicación de la serie 433-000 difiere al de la serie 401-000 ya que reduce el número de componentes necesarios. Sin embargo la serie 433-000 ofrece solamente circuitos con una THD de 0.4%.

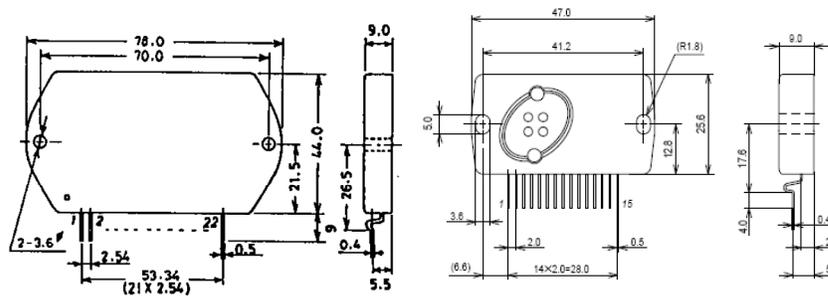


Figura 3.27 – Empaque de la serie 401-000 (izquierda) y de la serie 433-00 (derecha).

SERIE STK402-000

Diseñada para cargas de 6Ω . Alimentación Simétrica, THD de 0.4%, Funciones de StandBy, Mute y protección contra corto circuito no integrados. El PCB de los modelos de 3 canales puede ser utilizado para los modelos de 2 canales. Aunque no están integrados, la serie es compatible para implementar circuitos externos de Standby, Mute y protección contra corto circuito.

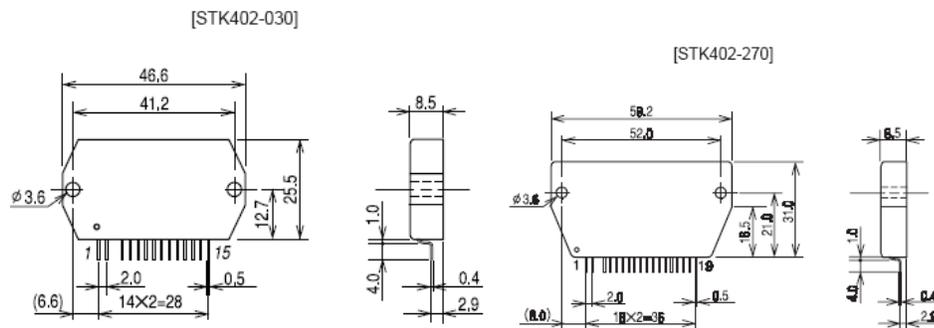


Figura 3.28 – Empaques de la serie 402-000.

Para este trabajo se recopiló y se sintetizó las principales características y especificaciones de las series más populares de los amplificadores de audio integrados STK. En las siguientes tablas (Tablas 3.25, 3.26 y 3.27) se clasificó las series en función del número de canales, potencia de salida y THD. Con estas tablas se puede hacer una elección más ágil del circuito integrado a utilizar para la aplicación deseada.

Potencia	SERIE STK4100-X	SERIE STK401-XXX		SERIE STK402-XXX	SERIE STK433-XXX	SERIE STK412-XXX	SERIE STK415-XXX
		0.4%	0.08%				
6W+6W	4102	--	--	--	--	--	--
10W+10W	4112	010	210	--	--	--	-
15W+15W	4122	020	220	020	--	--	--
20W+20W	4132	030	230	030	030	--	--
25W+25W	4142	040	240	040	040	--	--
30W+30W	4152	050	250	050	--	--	--
35W+35W	4162	060	260	--	060	--	--
40W+40W	4172	070	270	070	070	--	--
45W+45W	4182	080	280	--	--	--	--
50W+50W	4192	090	290	090	090	090	090
60W+60W	4201	100	300	100	100	000	100
70W+70W	4211	110	310	--	--	010	--
80W+80W	4221	120	320	120	120	020	120
100W+100W	4231	130	330	--	130	030	130
120W+120W	4241	140	340	--	--	040	140

Tabla 3.25 – Amplificadores de 2 Canales de Salida.

Potencia	Serie STK400-XXX		Serie STK402-2XX	Serie STK433-200
	0.4%	0.8%		
10W x 3	010	210	--	--
15W x 3	020	220	220	--
20W x 3	030	230	230	--
25W x 3	040	240	240	--
30W x 3	050	250	250	--
35W x 3	060	260	270	--
40W x 3	070	270	--	--
45W x 3	080	280	--	--
50W x 3	090	290	--	290
60W x 3	100	300	--	300
70W x 3	110	310	--	--
80W x 3	--	--	--	320
100Wx3	--	--	--	330

Tabla 3.26 – Amplificadores con 3 Canales de Salida.

Potencia	Serie STK402-900
15Wx5	920
20Wx5	930
25Wx5	940
30Wx5	950

Tabla 3.27 – Amplificadores de 5 canales de salida.

SERIE LA y LV

Es la última generación en cuanto a amplificadores de potencia de la empresa Sanyo. Esta serie parte de la tecnología y estructura híbrida de la serie STK. En contraste esta serie está diseñada para aplicaciones de medianas potencias (1W-30W) y especialmente para trabajar con voltajes de directa más bajos y con fuente de alimentación única. Esta serie también cuenta con circuitos especialmente diseñados para amplificación de audio en automóviles. El empaque de esta serie es mucho más pequeño que STK e igualmente el circuito de aplicación requiere solo de unos cuantos componentes.

Modelo	Potencia	Carga	Vcc	Vcc Max.	THD	Funciones Integradas
LA42032	5W x 2	8 Ω	9V	15V	10%	StandBy, Mute, Protección Corto Circuito.
LA4267	5W	8 Ω	20 V	33V	10%	Mute, Protección Sobre voltaje .
LA4268	10W	8 Ω	28 V	34V	10%	Mute, Protección Sobre voltaje.
LA4533M	0.02 W	16 Ω	3 V	4V	1%	Mute, Switch General.
LA4625	13.5 W x 2	4 Ω	12 V	20V	10%	StandBy, Protección Corto Circuito.
LA4628	20W x 2	4 Ω	13.5V	20V	10%	StandBy, Protección Corto Circuito.
LA4631	5W x 2	4 Ω	14 V	22V	10%	StandBy, Protección Corto Circuito.
LA4700	10W x 2	4 Ω	13.2V	16V	10%	StandBy, Protección Corto Circuito, Filtro de Rizado.
LA4708	20W x 2	4 Ω	13.2V	16V	10%	StandBy, Protección Corto Circuito, Filtro de Rizado.
LA4725	30W x 2	4 Ω	13.2	16V	10%	StandBy, Protección Corto Circuito, Filtro de Rizado.
LV4700	4W x 4	4 Ω	14.4V	16V	1%	StandBy, Mute, Protección Corto Circuito, Filtro de Rizado.
LV47011	6W x 4	4Ω	14.4V	16V	1%	StandBy, Mute, Protección Corto Circuito, Filtro de Rizado.

Tabla 3.28 - Amplificadores De Potencia Integrados de la serie LA y LV de Sanyo.

3.4.2 – Amplificadores Integrados Monolíticos TDA (NXP – ST Microelectronics)

La serie de circuitos integrados conocida popularmente por sus iniciales de seriación TDA de amplificadores de potencia para audio, ha sido ampliamente utilizada desde su introducción a la industria electrónica. Su producción esta basada en la tecnología de circuitos integrados monolíticos ofrece una gran gamma de productos diseñados para su aplicación en audio del hogar, portátil y para el automóvil. También la serie TDA se ha ido mejorando y avanza continuamente en la tecnología de amplificación, es así como ahora la serie cuenta con producto que operan en clase AB, clase H y en clase D con valores THD tan bajos como 0.1% a plena potencia.

Series TDA15XX-TDA70XX-TDA85XX

Fabricadas por NXP (Philips), es una gama de amplificadores integrados clase AB monolíticos, recientemente estas series ofrecen productos diseñados para equipos portátiles operados por baterías, equipos de sonido para el automóvil (Auto estéreos) y equipos de entretenimiento en casa como TV's y Home Theater.

El empaque tradicional para esta serie es el SIL (Single in Line) desde 12 pines hasta 23 según el producto.

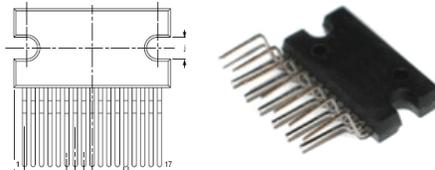


Figura 3.29 - Tipo de empaque SIL utilizado en la series TDA15XX-TDA70XX-TDA85XX

SERIES TDA20XX, TDA72XX, TDA73XX y TDA74XX

Fabricadas por ST Microelectronics, son una gama de amplificadores integrados clase AB monolíticos, diseñados especialmente para su aplicación en minicomponentes, home theater, audio portable, audio para el automóvil (auto estéreos), Televisores, etc. Estas series ofrecen productos para aplicación en fuente simple, fuente simétrica, compatibilidad con cargas de 2Ω , 4Ω , 6Ω y 8Ω , THD de hasta 0.04 % , y con potencias de salida de hasta 200 Watts.

Hay 3 tipos empaques utilizados para los distintos productos de esta serie: Clipwatt, Pentawatt y Multiwatt. En la figura 3.30 se pueden observar estos tres tipos de empaques.

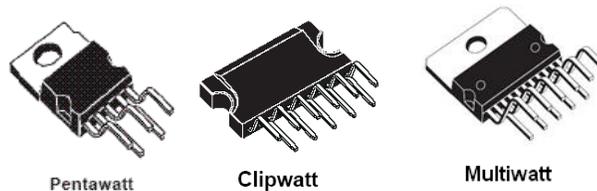


Figura 3.30 – Principales Empaques de la series TDA20XX, TDA72XX, TDA73XX y TDA74XX.

SERIES TDA89XX

Se trata de una serie de amplificadores de potencia integrados monolíticos clase D. A pesar de la tecnología integración, la implementación de estos amplificadores implica un mayor número de componentes en contraste a la clase AB, sin embargo la eficiencia característica de la clase D que se traduce en una muy baja disipación de calor, y la calidad de sonido obtenida de este tipo de amplificadores han consolidado su uso masivo en la industria electrónica y su proyección a futuro con numerosas mejoras. Su aplicación se ha dirigido a aplicaciones de audio portátil como Laptops, Telefonía Celular, Automóvil (debido al ahorro de energía ya que estos dispositivos utilizan batería) y en algunos televisores y minicomponentes.

Para la integración se hace uso de la tecnología MOSFET. La implementación estos amplificadores es mas laboriosa en comparación con los clase AB, ya que se deben considerar ciertos factores como la frecuencia de oscilación que depende del valor de algunos componentes, aunado a esto estos amplificadores utilizan un filtro pasivo de salida que debe ser cuidadosamente dimensionado para no interferir con la estabilidad y calidad de sonido de la salida. En la figura 3.31 se muestra el diagrama de bloques del circuito interno de ua amplificador de potencia clase D TDA8922B, destacando su elaborada estructura y la integración de sistemas de protección de temperatura voltaje y corriente. En la figura 3.32 se puede observar el diagrama de aplicación del mismo.

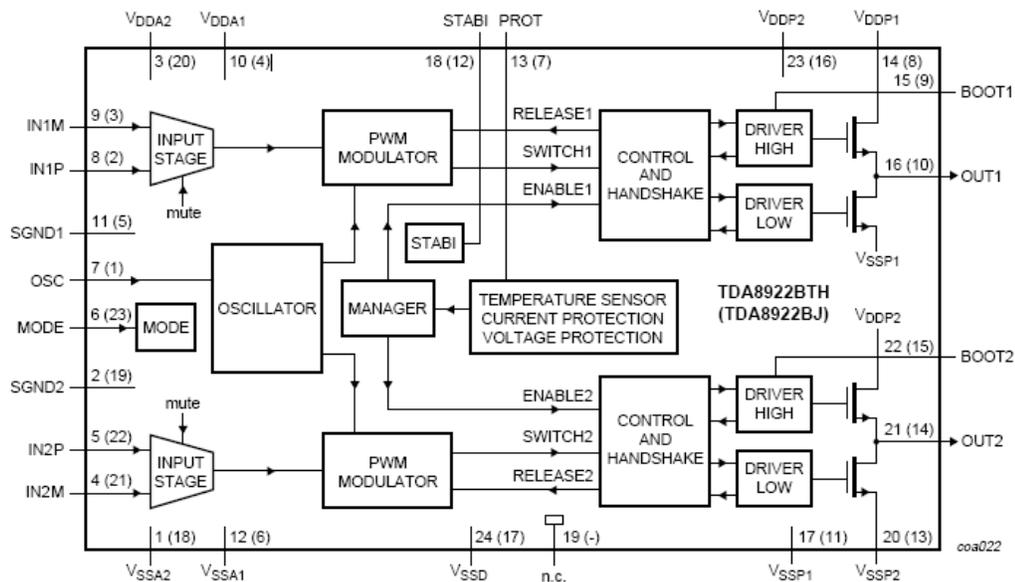


Figura 3.31 – Diagrama de Bloques Interno de un amplificador de potencia clase D integrado modelo TDA8922D

Los empaques para estos amplificadores son variados debido a la baja disipación de potencia. Se pueden encontrar en SOP para amplificadores de hasta 5W, en DIP Y SIL (Multiwatt) para potencias mayores a 5W.

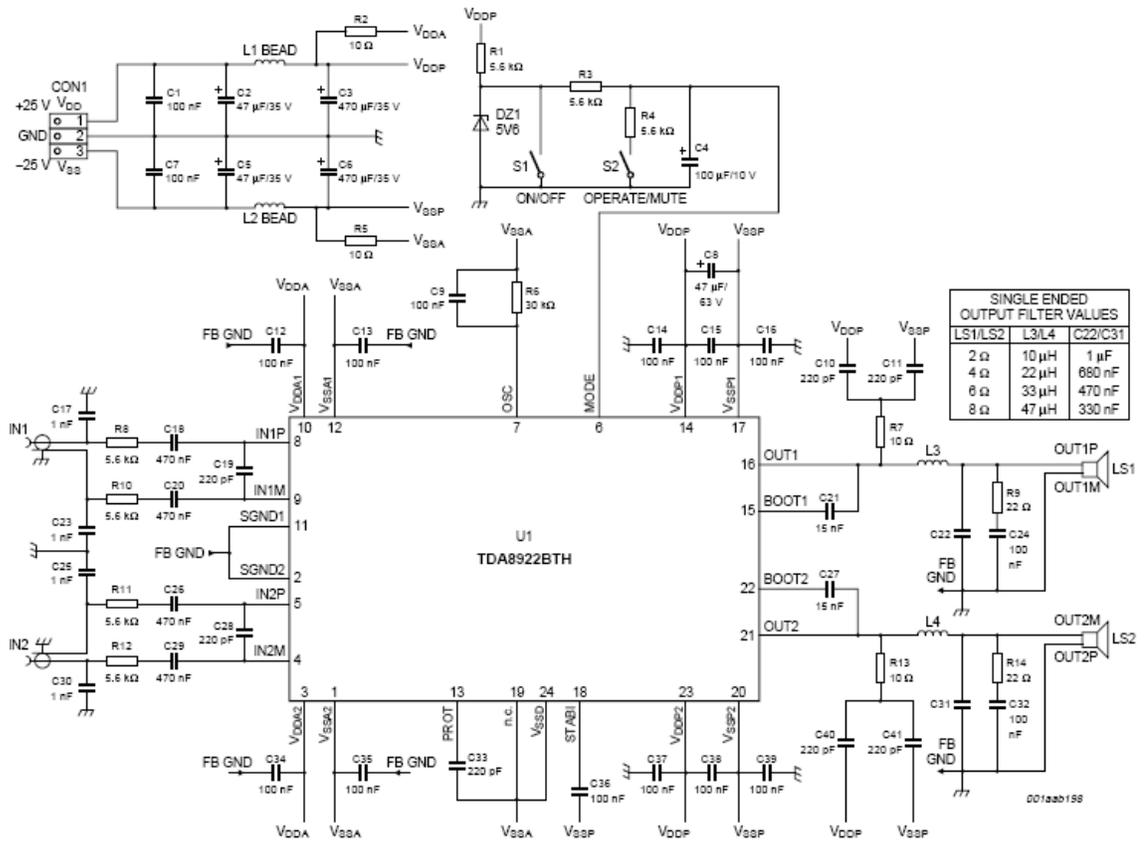


Figura 3.31 – Amplificador de Potencia para Audio Clase D modelo TDA8922D. Potencia de salida estéreo 40W x 2 con 6Ω a ±26 Vcc de alimentación y un THD de 0.5%. Capacidad de operación en BTL. Eficiencia promedio del 85%. Disipación del empaque: 15W a máxima potencia (40W x 2).

Para este trabajo se recopiló y se sintetizó las principales características y especificaciones de las series más populares de los amplificadores de audio integrados TDA. En las siguientes tablas (Tablas 3.28, 3.29 y 3.30) se clasificó las series en función del número de canales, potencia de salida, THD, Voltaje de alimentación recomendado ($\pm V_{cc}/V_{cc}$, con diagonal si el circuito soporta alimentación en fuente única), y voltaje máximo de alimentación recomendado según la magnitud de la carga, así como las funciones integradas dentro del producto. Las funciones integradas se pueden identificar de acuerdo a las siguientes siglas y términos:

STBY: Standby (Modo de Espera). Con un nivel alto (5V mínimo, generalmente) la salida de potencia se desactiva y el circuito integrado pasa un estado de espera en donde la corriente de reposo/consumo es muy pequeña. Este es muy útil ya que evita los ruidos en el encendido/apagado del sistema.

MUTE: Mute, se desactiva la etapa de potencia y el circuito consume una corriente relativamente pequeña.

SCP: Short Circuit Protection (Protección de Corto Circuito). Protege al sistema de un corto circuito accidental en la salida de la etapa de potencia. A cierto valor de corriente máxima el circuito evita la excesiva corriente en los transistores de salida y evita que se deterioren, por lo que se prolonga la vida útil del producto.

DCVC: Direct Current Volumen Control (Control de Volumen por corriente directa). Se designa un pin por canal, y en este se introduce un nivel de voltaje de corriente directa que según su magnitud atenuara la magnitud de la señal de entrada. Los valores de atenuación están preestablecidos por el fabricante. Este recurso es muy útil para el control digital de volumen.

TSD: Thermal Shutdown Protection (Protección de Apagado Térmico). Cuando el circuito está operando a una temperatura cercana a la temperatura de juntura (150 °C) se desactiva la salida de potencia y el sistema entra en estado de espera (StandBy) hasta que la temperatura sea menor.

Con estas tablas se puede hacer una elección más ágil del circuito integrado a utilizar para la aplicación deseada.

Modelo	Potencia	Carga	Vcc	Vcc Max.	THD	Funciones Integradas
TDA1010/20Q	5W	4Ω	14.4V	20V	10%	STBY, SCP
TDA1514A	40W	8Ω	± 27V	±30V	0.1%	STBY, MUTE, SCP,
TDA1516BQ	12W x 2	2Ω	14.4V	16V	10%	STBY, MUTE, SCP,
TDA1517Q	2W x 2	4Ω	14.4V	16V	10%	STBY, MUTE, SCP
TDA1521A	20W	8Ω	24V	38V	0.5%	MUTE, SCP
	12W x 2		±16V	±20V		
TDA1552/53/57Q	22W x 2	4Ω	14.4V	16V	10%	STBY, MUTE, SCP
TDA1554/55/58Q	11W x 4	2Ω	14.4V	16V	10%	STBY, MUTE, SCP
	22W x 2	2Ω				
TDA1560Q	40W	8Ω	14.4V	16V	10%	STBY, SCP
TDA1562Q	60W	4Ω	14.4V	18V	0.8%	STBY, SCO, MUTE
TDA2616Q	12W x 2	8Ω	±12V	±20V	0.5%	MUTE, SCP.
TDA7057AQ	5W x 2	8Ω	12V	16V	10%	MUTE, SCP, DCVC
TDA8561/63Q	25W x 2	4Ω	14.4V	16V	10%	STBY, MUTE, SCP
	40W x 2	2Ω	14.4V			
TDA8564Q	12W x 4	2Ω	14.4V	16V	10%	STBY, MUTE, SCP
	24W x 2	4Ω				
TDA8565Q	7W x 4	4Ω	14.4V	16V	10%	STBY, MUTE, SCP
	12W x 4	2Ω				
TDA8566Q	25W x 2	4Ω	14.4V	16V	10%	STBY, MUTE, SCP Entrada Diferencial
	40W x 2	2Ω				
TDA8567Q	25W x 4	4Ω	14.4V	16V	10%	STBY, MUTE, SCP

Tabla 3.29 – Amplificadores de Potencia Integrados de la serie TDA15-89

Modelo	Potencia	Carga	THD	BTL	Vcc	Vcc Max.	Funciones Integradas
TDA2003A	10W	2 Ω	10%	NO	14.4V	18V	SCP, TSD
	6W	4 Ω					
TDA2005A	10W x 2	2 Ω	10%	SI	14.4V	18V	SCP, TSD
	15W	4 Ω	1%				
TDA2009A	10W x 2	4 Ω	1%	NO	24V	28V	SCP, TSD
	7W x 2	4 Ω	1%		18V		
TDA2030A	18W	4 Ω	0.5%	SI	$\pm 16V/32V$	$\pm 22V/44V$	SCP, TSD
	10W	8 Ω					
TDA2040V	22W	4 Ω	0.5%	SI	$\pm 16V/32V$	$\pm 20V/40V$	SCP, TSD
	12W	8 Ω					
TDA2050V	32W	4 Ω	0.5%	SI	$\pm 22V/44V$	$\pm 25V/50V$	SCP, TSD
	22W	8 Ω					
TDA2052V	40W	4 Ω	1%	NO	$\pm 22V/44V$	$\pm 25/50V$	STBY, MUTE, SCP, TSD
	32W	8 Ω					
TDA7264/65	20W x 2	8 Ω	1%	NO	$\pm 20V/40V$	$\pm 25/50V$	STBY, MUTE, SCP, TSD
	24W x 2	4 Ω			$\pm 16V/32V$	$\pm 18/36V$	
TDA7266/D	5W x 2	8 Ω	1%	NO	12V	18V	STBY, MUTE, SCP, TSD
	7W x 2	8 Ω	10%				
TDA7292	30W x 2	8 Ω	1%	NO	$\pm 25V/50V$	$\pm 33V/66V$	STBY, MUTE, SCP, TSD
	25W x 2	6 Ω			$\pm 18 / 36V$	$\pm 22/44V$	
TDA7293	80W	4 Ω	1%	SI	$\pm 30V$	± 35	STBY, MUTE, SCP, TSD
	80W	8 Ω			$\pm 42V$	$\pm 50V$	
TDA7294	75W	4 Ω	0.5%	SI	$\pm 28V$	$\pm 30V$	STBY, MUTE, SCP, TSD
	60W	8 Ω			$\pm 35V$	$\pm 40V$	
TDA7295	60W	4 Ω	0.5%	SI	$\pm 25V$	$\pm 28V$	STBY, MUTE, SCP, TSD
	60W	8 Ω			$\pm 30V$	$\pm 35V$	
TDA7375A	20W x 2	4 Ω	1%	SI	14.4V	18V	STBY, SCP, TSD
	8W x 4	4 Ω					
TDA7386	28W x 4	4 Ω	10%	NO	14.4V	18V	STBY, MUTE, SCP
	18W x 4	4 Ω	0.8%				
TDA7396	35W	2 Ω	1%	NO	14.4V	18V	STBY, MUTE, SCP, TSD
	20W	4 Ω	1%				
TDA7560A	40W x 4	4 Ω	1%	NO	14.4V	18V	STBY, MUTE, SCP, TSD
	25W x 4	4 Ω	1%				

Tabla 3.30 – Amplificadores de Potencia de la SerieS TDA 20-72-75.

3.4.3 – Amplificadores Integrados Monolíticos LM (National Semiconductor)

La serie de amplificadores de potencia para audio integrados monolíticos LM, es fabricada por la empresa National Semiconductor, son amplificadores integrados clase AB de alta calidad debido a que los productos ofrecen valores de THD de hasta 0.08% a máxima potencia. A pesar de tener la calidad ya mencionada, esta serie es la menormente usada en los productos comerciales, esto debido a su alto costo en comparación con series como STK, TDA, AN entre otras.

Los circuitos de operación para estos integrados son de muy pocos componentes. La mayoría de los productos soportan la aplicación en modo puente (BTL) y este circuito puede verificarse en la hoja técnica de cada producto.

La corriente máxima de estos circuitos integrados esta limitada internamente por el fabricante según el diseño, es así que para evitar un mal funcionamiento por sobrecorriente, en la hoja técnica se recomienda que para una impedancia de carga mas baja que la recomendada (o de diseño) se reduzca el voltaje de alimentación hasta un límite mínimo indicado también en la hoja técnica. El empaque característico de esta serie se muestra en la figura 3.32, y como se puede observar el empaque es casi idéntico al utilizado en la serie TDA (Multiwatt).

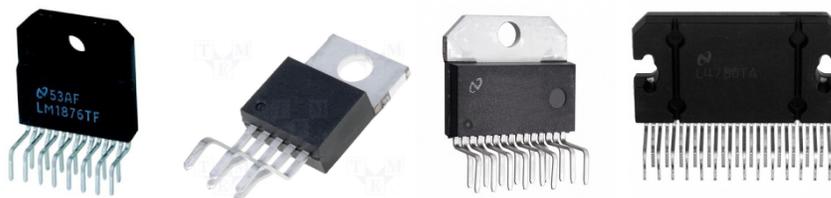


Figura 3.32 – Empaques usados en la serie de amplificadores de audio integrados LM.

Modelo	Potencia	Carga	Vcc	Vcc Max.	THD	Funciones Integradas
LM1875	20W	8	±25V/50V	±30V/60V	0.015%	STBY, MUTE, SCP, TSD
	30W	4	±20V/40V	±25/50V	0.1%	
LM1876	25W x 2	8	±25V/50V	±30V/60V	0.1%	STBY, MUTE, SCP, TSD
	32W x 2	4	±20V/40V	±25V/50V	0.1%	
LM2876	40W	8	±30V/60V	±35V/70V	0.1%	STBY, MUTE, SCP, TSD
	30W	6	±30V/60V	±35V/70V		
LM3876	60W	8	±35V/70V	±40V/80V	0.1%	STBY, MUTE, SCP, TSD
	50W	6				
LM4765	30W x 2	8	±28V/56V	±32V /64V	0.1%	MUTE, SCP, TSD
	30W x 2	6	±25V/50V			
LM4780	50W x 2	4	±25V/50V	±30V/60V	0.5%	MUTE, SCP, TSD
	50W x 2	6	±30V/60V	±35V/70V	0.5%	
	60W x 2	8	±35V/70V	±40V/80V	0.5%	
	120W	8	±35V	±42V	0.5%	
LM4782	25W x 3	8	±25V/50V	±30/60V	0.5%	MUTE, SCP, TSD

Tabla 3.31 – Amplificadores de Potencia para audio comerciales de National Semiconductor

Capítulo 4 – Ecuales de Audio

4.1 Controles de Tono

Las funciones que se requieren en los sistemas de audio de alta calidad son preamplificadores ecualizados que tienen controles de tono y ecualizadores completos. El control de tono y la ecualización se refieren a los ajustes de la respuesta que puede realizar el escucha a fin de compensar una respuesta no lineal de las bocinas, adaptación de la acústica del sitio o solo por gusto.

Un control de tono es manipulado por usuario por lo cual, debe proporcionar tanto intensificación de la señal como atenuación de la misma. Cuando los controles de graves y agudos se combinan, los efectos de carga de los componentes hacen que el circuito sea algo más complicado de diseñar. Sin embargo existen parámetros propuestos para simplificar este diseño.

4.1.1 Control de Tono Shelving

Este tipo de ecualizador es de los más simples que existen, Nos ofrece la posibilidad de controlar los graves, medios y agudos. La figura 4.1 nos muestra la respuesta en frecuencia característica.

Por lo general, los ecualizadores Shelving pueden aumentar o disminuir la intensidad del sonido 15 dB comúnmente en la banda de 100 Hz (graves) y en 10 KHz (agudos). También es común encontrar valores de ganancia y atenuación del orden de los 6, 9, 12, 15 y 18 dB.

Un ecualizador Shelving de tres bandas nos permite aumentar o disminuir la intensidad del sonido de graves, medios y agudos pero en frecuencias fijas, 100 Hz para graves, 2 KHz para medios y 10 KHz para los sonidos agudos.

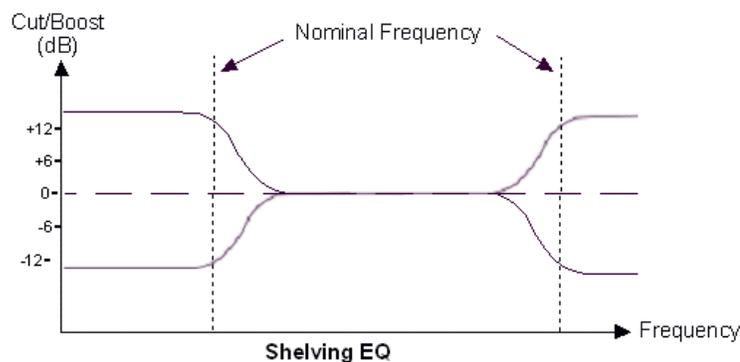


Figura 4. 1 – Respuesta en frecuencia característica de un control de tonos Shelving.

Estos controles de graves y agudos tienen generalmente una pendiente máxima de 6 db por octava y características recíprocas. Los ecualizadores Shelving tienen una desventaja muy grande, que es la de tener la capacidad de amplificar frecuencias por encima y por debajo del audio audible (menor a 20hz y mayor a 20Khz), lo que origina pérdida de potencia o daños en el altavoz si no se diseña correctamente.

El uso más normal de este tipo de ecualizador es en controles de tono para sistemas de audio de consumo tanto amateur como en algunas mezcladoras profesionales.

El control de tono Shelving utiliza un único amplificador operacional, por lo que para la implementación en un sistema estéreo requerirá de 2 amplificadores operacionales, se trata de una red de realimentación que actúa como un filtro mediante los condensadores del circuito. Una parte actúa en a bajas frecuencias y otra en altas frecuencias.

Existen 3 versiones de este tipo de ecualizador:

Mono banda o Reforzador. Solo amplifica o atenúa ya sea los tonos graves o agudos, por consiguiente solo utiliza un potenciómetro y un condensador es suficiente para lograra el objetivo. La pendiente de caída es de 6db/ octava. Su uso en audio de consumo es muy escaso ya que resulta inconveniente frente a la posibilidad de aprovechar el amplificador operacional para un control de tonos mas completo.

Dos Bandas (Control de Agudos y Graves) - Amplifica o atenúa l la señal de audio en los extremos del dominio de la frecuencia, permitiendo así en el rango del audio un control de frecuencias bajas (graves) y altas (agudos). Es el control más utilizado en el audio de consumo debido a su fácil implementación, reducido número de componentes y estabilidad. En la figura 4.2 se muestra el circuito base y los parámetros de diseño para dicho control de tonos. El potenciómetro R2 varía la ganancia/atuenuación a bajas frecuencias y el potenciómetro R4 varían la ganancia/atuenuación a altas frecuencias. El diseño es relativamente sencillo tomando en cuenta las consideraciones de los componentes de valor comercial.

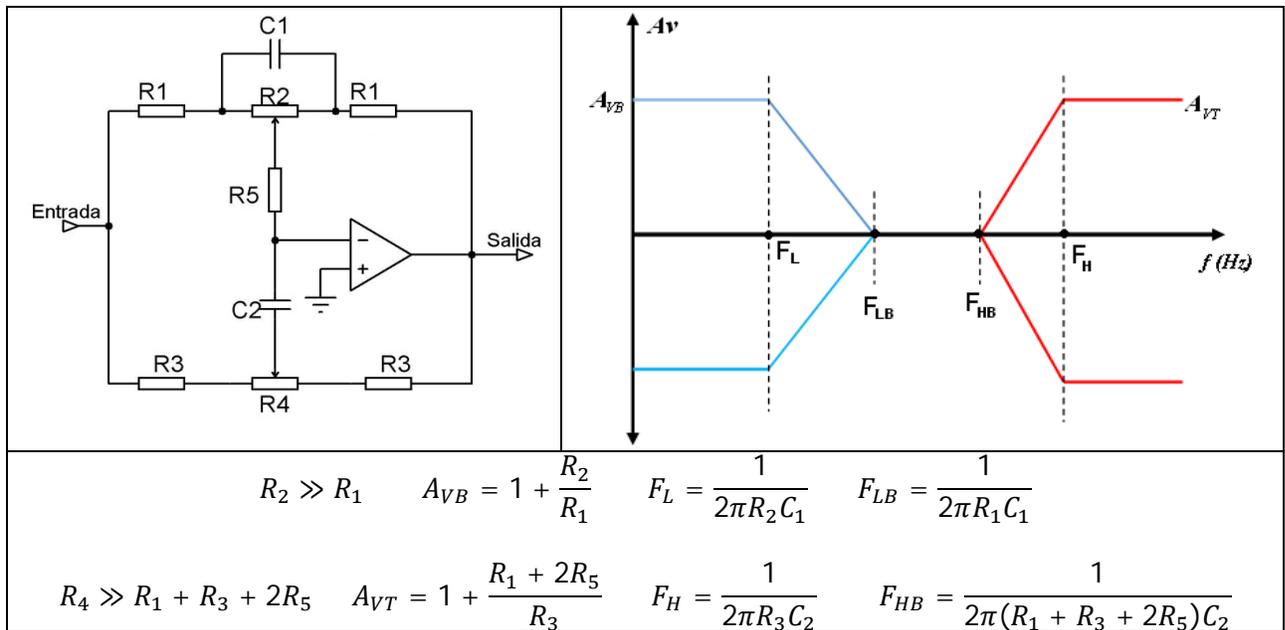


Figura 4.2 – Circuito Base para un Control de Tonos Shelving de 2 Bandas

Para la implementación en un sistema estéreo se utilizan potenciómetros duales y con recorrido lineal. El valor de estos potenciómetros normalmente es de 100K para R2 y 500K para R4 y así que se cumplan la condiciones especificadas en la formula de diseño. Los capacitores utilizados comúnmente son de poliéster y las resistencias de carbón son suficientes para propósitos comerciales.

En las siguientes tablas (4.1 y 4.2) se presenta el cálculo de la frecuencia resultante para valores comerciales de los capacitores C1 y C2. Estos cálculos permiten al diseñador seleccionar valores de los componentes para el tipo de respuesta que sea de su agrado. La tabla hace referencia a la figura 4.2 y los valores están calculados para resistencias que brindan una ganancia/atenuación de 12dB. Tómese en cuenta que si se desea un diseño para ganancias de 15dB o 18dB las frecuencias resultantes cambian.

Cálculo de Respuesta – Diseño $\pm 12\text{dB}$ R1 = 33k, R3=18K, R5=10K					
C1 (F)	F _L (Hz)	F _{LB} (Hz)	C2 (F)	F _H (kHz)	F _{HB} (kHz)
56n	28	86	560p	15.8	4.00
47n	33	102	680p	13	3.30
39n	41	123	820p	10.8	2.70
33n	48	146	1n	8.8	2.20
27n	59	179	1.2n	7.4	1.87
22n	72	219	1.5n	5.9	1.50
18n	88	268	1.8n	4.9	1.25
15n	106	321	2.2n	4	1.00
12n	132	402	2.7n	3.3	0.83
10n	159	482	3.3n	2.7	0.68
8.2n	194	588	3.9n	2.3	0.57
6.8n	234	709	4.7n	1.9	0.47
4.7n	338	861	6.8n	1.3	0.33
3.3n	482	1460	8.2n	1.1	0.27

Tabla 4.1

Cálculo de Respuesta – Diseño $\pm 18\text{dB}$ R1=15k, R3=5.6K, R5=12K					
C1 (F)	F _L (Hz)	F _{LB} (Hz)	C2 (F)	F _H (kHz)	F _{HB} (kHz)
56n	28	186	1.8n	15.8	1.98
47n	33	210	2.2n	13	1.62
39n	41	270	2.7n	10.5	1.32
33n	48	320	3.3n	8.6	1.08
27n	59	390	3.9n	7.4	0.91
22n	72	480	4.7n	5.9	0.76
18n	88	590	5.6n	4.9	0.64
15n	106	700	6.8n	4.2	0.52
12n	132	880	8.2n	3.5	0.43
10n	159	1060	10n	2.8	0.36
8.2n	194	1290	15n	1.9	0.24
6.8n	234	1560	22n	1.3	0.16
4.7n	338	2260			
3.3n	482	3210			

Tabla 4.2

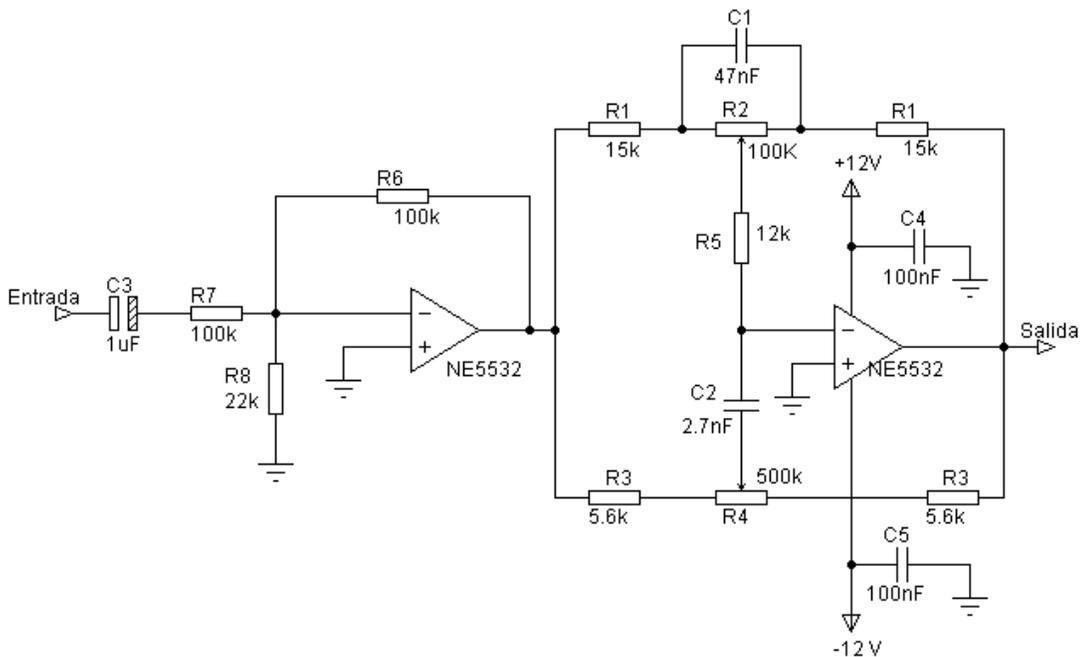


Figura 4.3 - Control de Tonos Shelving de 2 Bandas Completo.

En la figura 4.3 se muestra el esquema de control de tonos de 2 bandas que incluye una selección de elementos de seguridad para la implementación de este circuito. El circuito corresponde a un diseño para una ganancia/atenuación de ± 18 dB un corte inferior en bajos (FL) de 60Hz y un corte superior en agudos de 10.5 kHz. La grafica de respuesta en frecuencia correspondiente a este circuito se muestra continuación en la figura 4.4.

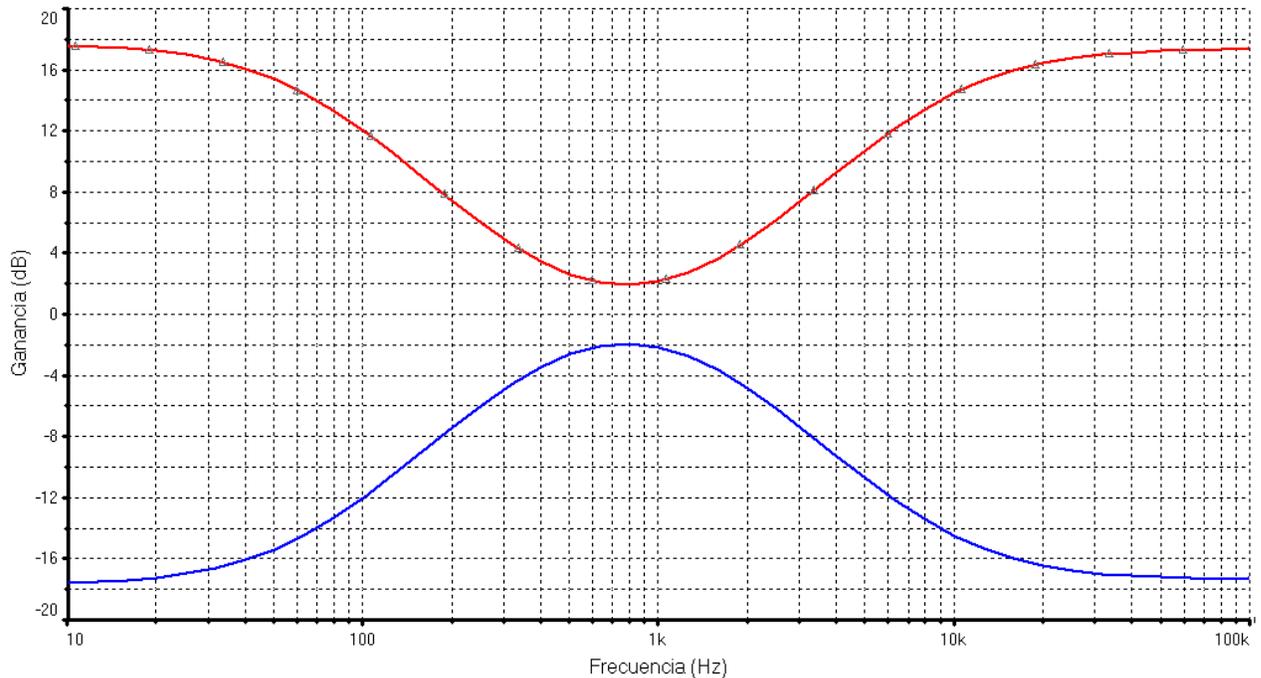


Figura 4.4 Respuesta en frecuencia del circuito de la figura 3.3

4.1.2 - Control de Tono Shelving de Tres Bandas (Ecuilizador Shelving)

Una versión del control Shelving más completo se muestra en la figura 4.5, la cual es un diseño para controlar tres bandas. Este diseño tiene la ventaja de ser un diseño compacto con 2 amplificadores operacionales y pocos componentes pasivos. El desempeño de este circuito es empíricamente suficiente para muchos equipos de audio de alta fidelidad, aunque tiene la particularidad de que en la máxima amplificación de graves medios y agudos pueda haber una acumulación excesiva de ganancia y con ello una distorsión notable de la señal de audio, esto debido al alto Q que presenta la banda de medios o un diseño mal repartido en los cortes de frecuencia.

El circuito de la figura muestra un circuito con sus debidas protecciones contra el ruido y capacitores de acoplo para evitar ingreso de componentes de continua al hacer interconexión con otros dispositivos. La Respuesta en Frecuencia puede observarse en la figura 4.6, en la cual se muestra la respuesta a máxima amplificación de las bandas de agudos y graves (curva roja) y al mismo tiempo la respuesta a máxima atenuación (curva azul). También se muestra la respuesta a máxima amplificación del la banda de los medios (curva magenta).

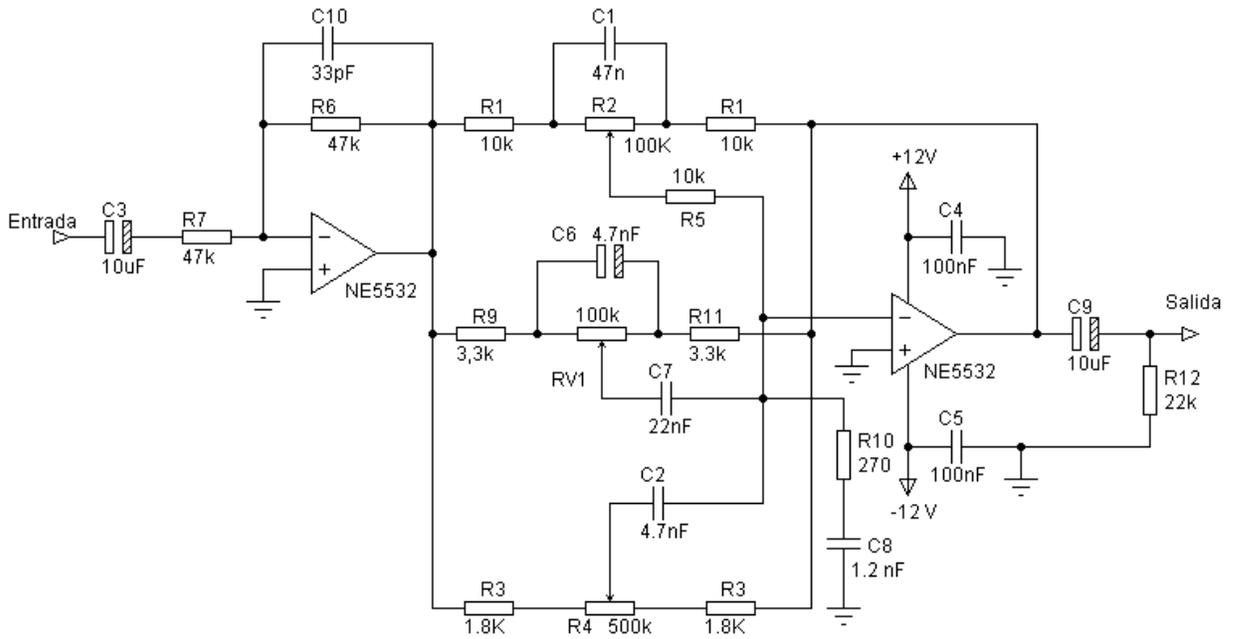


Figura 4.5 – Ecuador Shelving (Control de Tonos de 3 Bandas) completo. El potenciómetro R2 controla la amplitud de los graves, el potenciómetro RV1 controla la amplitud de los medios y el potenciómetro R4 controla la amplitud de los agudos.

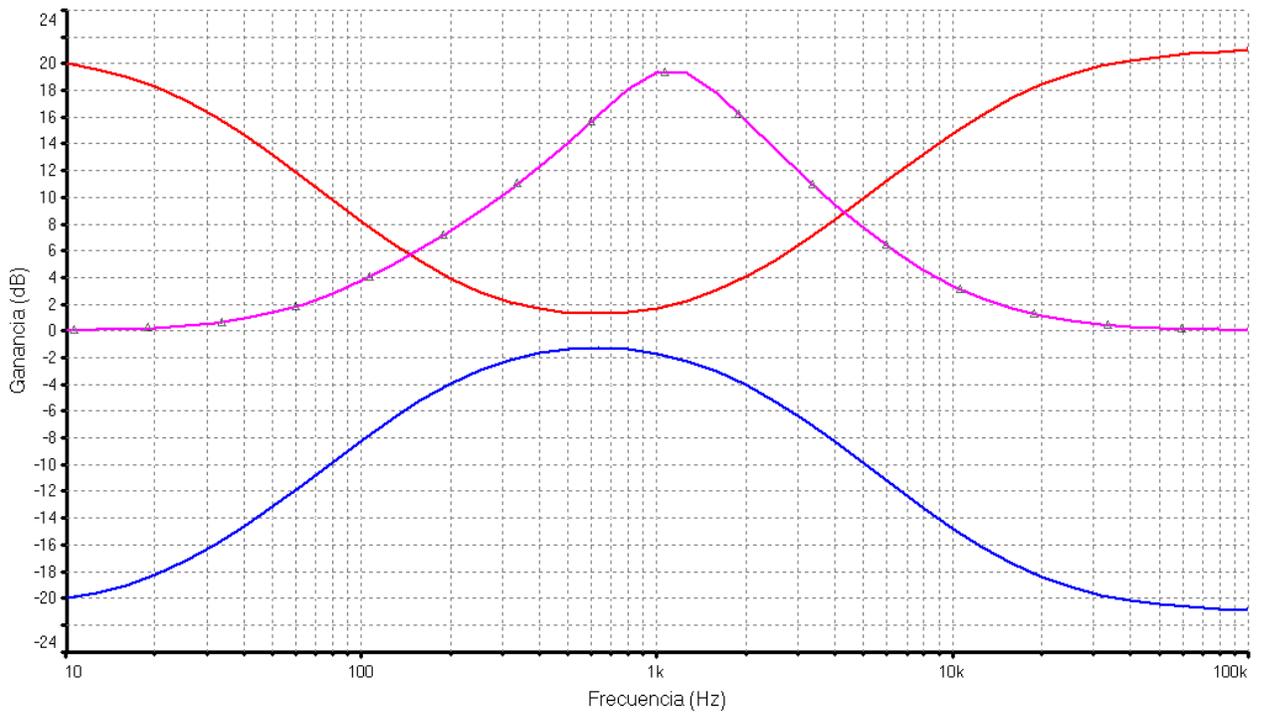


Figura 4.6 - Respuesta en frecuencia del circuito ecualizador Shelving de la figura 4.5.

4.2 Ecuilzadores Gráficos

Un ecualizador gráfico es un circuito electrónico que nos permite dividir esta señal en diferentes bandas de frecuencia, pudiendo alterar la ganancia de cada banda de forma independiente. Su nombre viene dado por la disposición de los potenciómetros deslizables, colocados de forma que permite visualizar la compensación realizada. Normalmente es utilizado en audio profesional, para adaptar el sistema de altavoces respecto a la respuesta en frecuencia deseada en cada aplicación basan su funcionamiento en los circuitos de filtros activos.

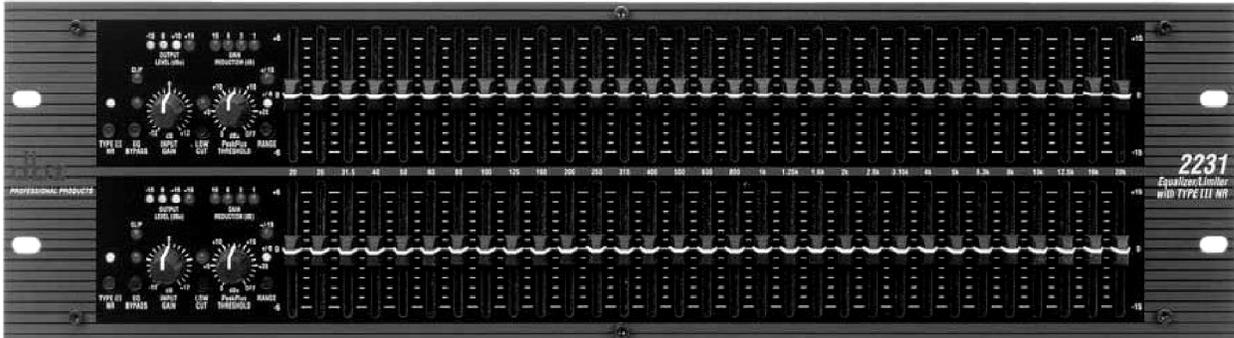


Figura 4.7 – Vista frontal de un ecualizador gráfico de 30 bandas comercial

Cada banda está centrada en una frecuencia determinada, perteneciente a una lista estándar de frecuencias que han sido seleccionadas para que la relación entre dos frecuencias consecutivas sea aproximadamente constante. Este tipo de distribución de las bandas está relacionada con la percepción logarítmica de la escala de frecuencias por el oído.

En general se describe el ancho de banda relativo expresándolo en fracciones de octava, como por ejemplo ecualizadores de octava, de tercio de octava, etc.

Los más comunes son los de octava (10 bandas), en los que cada frecuencia es el doble de la anterior (ya que subir una octava equivale a multiplicar por 2), y los de tercio de octava, en los que cada frecuencia es aproximadamente un 25 % mayor que la anterior.

Sin embargo, el uso de mayor cantidad de bandas permite un control más detallado del espectro, particularmente en baja frecuencia donde son comunes los fenómenos de resonancias y anti-resonancias acústicas.

4.2.1 Generalidades de Diseño

En el diseño de un ecualizador gráfico es necesario tomar varias decisiones. En primer lugar están las inherentes a las especificaciones básicas, como el número de bandas y los rangos de ganancia y atenuación requeridos. Una vez establecido el número de bandas queda unívocamente determinada la serie de frecuencias centrales normalizadas.

Las frecuencias centrales para filtros de banda de octava y tercio de octava tales como los que constituyen los ecualizadores están normalizadas nacional e internacionalmente (por ejemplo, a través de las normas IEC 225:1966, IEC 61260:1995 e IRAM 4081:1977). Para ello se ha tomado el valor de 1000 Hz como punto de partida, y se han modificado ligeramente los valores de manera de lograr a la vez una escala por décadas, por octavas, y por tercios de octava.

Las siguientes tablas (Tabla 4.3) muestran las frecuencias centrales para la construcción de ecualizadores de "x" factor de octavas.

Frecuencias Centrales para 2 Octavas (Hz) – 5 Bandas				
100	300	1k	3k	10k

Frecuencias Centrales para 1 octava (Hz) - 10 Bandas									
31	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k

Frecuencias Centrales para 2/3 de Octava – 15 Bandas														
25	40	63	100	160	250	400	630	1k	1.6k	2.5k	4k	6.3k	10k	16k

Frecuencias Centrales para ½ octava (Hz)																			
31	44	63	87	125	175	250	350	500	700	1k	1.4k	2k	2.8k	4k	5.6k	8k	11k	16k	20k

Frecuencias Centrales para 1/3 de Octava – 30 Bandas Parte 1																
25	31	40	50	63	80	100	125	160	200	250	315	400	500	630	800	

Frecuencias Centrales para 1/3 de Octava – 30 Bandas Parte 2													
1k	1.2k	1.6k	2k	2.5k	3.2k	4k	5k	6.3k	8k	10k	12k	16k	20k

Tabla 4.3 - Conjunto de Tablas para los tipos de distribución de frecuencias centrales en ecualizadores.

Una vez seleccionada la resolución (2, 1, ½ y 1/3 de octava) del ecualizador, para comenzar a proponer valores para los parámetros de diseño es preciso determinar el factor de calidad Q requerido por cada sección. En una primera aproximación se puede adoptar un mismo valor de Q para todas las bandas. Dicho valor tiene incidencia directa en tres aspectos: el valor de la ganancia central máxima de cada banda cuando las restantes bandas se encuentran en la posición neutra (1/2), el valor de la ganancia global cuando se aplica la máxima ganancia a todas las bandas, y la amplitud en dB del ripple (ondulación) en la respuesta cuando se aplica la máxima ganancia en todas las bandas

En la tabla 4.4 se muestran valores de Q sugeridos según el tipo de resolución para el diseño práctico de un ecualizador gráfico:

	2 Octava	1 Octava	½ Octava	1/3 Octava
Q	1	2	3	4

Tabla 4.4 – Valor de Q sugerido según el tipo de distribución de frecuencias.

Uno de los problemas más importantes que puede presentar un circuito como el ecualizador es el del ruido, debido a la gran cantidad de componentes. El análisis puede dividirse en tres partes: el ruido de cada filtro, el cálculo del ruido atribuible al amplificador principal y, por último, el cálculo del ruido del circuito completo.

La estructura básica para un ecualizador es la implementación de filtros activos para poder procesar cada banda del espectro de audio, se implementa un filtro por cada banda deseada y al final se suman las señales provenientes de todos los filtros, todo esto en un circuito que permite incrementar la ganancia o atenuar la señal de cada filtro con un potenciómetro.

Existen diversas formas de implementación de ecualizadores gráficos, circuitos amplios y especializados y circuitos integrados que simplifican el diseño de manera muy importante pero sin embargo que presentan ciertas limitaciones.

4.2.2 Diseño Discreto de Ecualizadores Gráficos

El diseño discreto de ecualizadores gráficos radica en la implementación de filtros activos o circuitos que actúen como resonadores. Para el caso de un ecualizador gráfico se requiere un circuito que sea capaz de procesar solo cierta banda de frecuencia y así poder amplificarla o atenuarla mediante otro circuito que además se encarga de mezclar todas las señales provenientes de cada bloque que se añade según el número de bandas elegidas. En la figura 4.8 se muestra un diagrama de bloques que muestra la estructura básica de un ecualizador gráfico.



Figura 4.8 – Diagrama de Bloques básico para la construcción de un ecualizador gráfico.

El circuito sumador es una parte medular de un ecualizador gráfico ya que en muchos casos en este se determina la ganancia/atenuación del ecualizador completo. En este circuito sumador la mayoría de las veces se encuentra la salida, por lo que su diseño debe tener en cuenta la impedancia de la carga a su salida, así como la implementación de elementos de seguridad como capacitores de Bypass, protección de corto circuito e incluso alguno filtro subsónico o supra sónico.

4.3 Ecuador Grafico con Circuito Girador

El circuito girador, es un circuito electrónico que utiliza un amplificador operacional y 4 elementos pasivos, Permite simular un inductor real con una resistencia en serie y otra en paralelo y junto con un condensador emular un circuito resonante. Este circuito resonante es que se sirve para procesar la señal en cada banda del ecualizador. En la figura 4.9 se muestra el circuito girador y sus principales elementos de diseño simplificados.

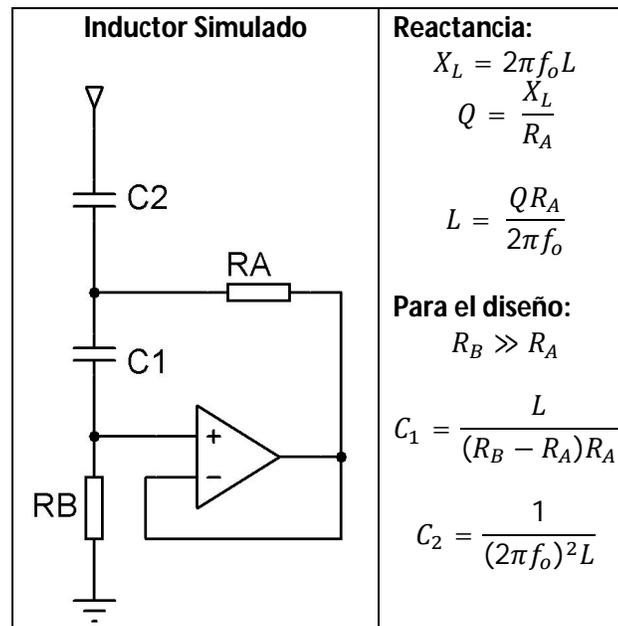


Figura 4.9 – Circuito girador básico y sus principales parámetros de diseño.

El método de diseño es sencillo: Se selecciona la frecuencia (banda) así como el Q necesario que viene dado por la resolución (bandas) que se haya elegido.

Con lo anterior se puede definir la reactancia inductiva del inductor simulado, y como se observa será necesario un valor de R_A que no es dependiente de un algún tipo de parámetro. El valor de esta resistencia es un valor que empíricamente se ha definido tomando en cuenta la dimensión del valor de los componentes pasivos utilizados comerciales. Dicho de otra manera, se sugiere un valor de R_A que al momento de dimensionar los demás componentes no se obtenga cómo resultado valores de capacitancia muy pequeños o muy elevados, o sea que estén dentro del rango de los valores prácticos y comerciales y además de preferencia dentro del rango de los valores típicos de capacitores tipo MKP que responden mejor a altas frecuencias. Cabe resaltar que para el valor de R_B el caso es similar.

De esta manera, un valor para R_A muy observado en varios diseños es de 470Ω , en algunos otros se encuentran valores de 390 , 560 y hasta $1k\Omega$. Sin embargo el valor más utilizado es de 470Ω con el cual se obtiene reactancias de 750Ω hasta 3000Ω dependiendo del Q utilizado. Una vez obtenido el valor de la reactancia se procede a calcular la inductancia (simulada) y después con ese valor de inductancia calculado se dimensiona el capacitor C_2 .

La resistencia R_B se dimensiona a partir de la definición de que esta debe ser mucho mayor que R_A se recomienda un factor mínimo de 100. Un valor típico va de los $56K\Omega$ hasta los $100K\Omega$. Ya con un valor de R_B definido se utiliza este para dimensionar C_1 .

Una vez calculadas cada una de las bandas se procede a diseñar la parte del sumador, un circuito simple y compacto que tiene que ser ajustado a la ganancia/atenuación deseada para el ecualizador.

Un circuito base simple sugerida junto con su implementación con los circuitos generadores se muestra en la figura 4.10, Este circuito completo conforma la estructura de un ecualizador grafico.

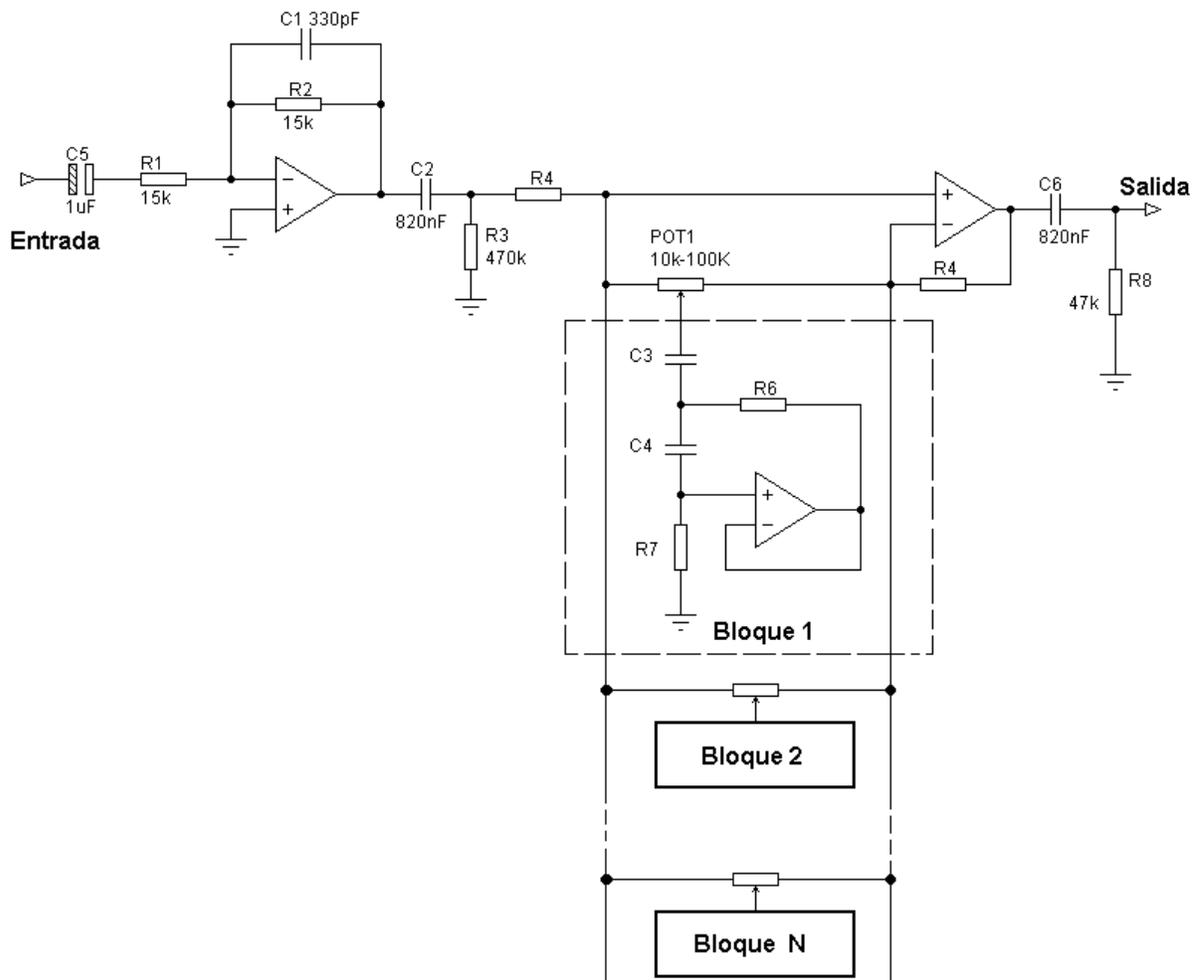


Figura 4.10 – Circuito Base sugerido para la construcción de un ecualizador grafico con circuito girador.

De la figura 4.10 la ganancia/atenuación máxima en decibeles está dada por la siguiente expresión:

$$A_v = 20 \log \left(\frac{R_4 + R_6}{R_6} \right)$$

Si se despeja el valor de 20 y el logaritmo, la expresión nos queda de la siguiente manera:

$$10^{\frac{A_v}{20}} = \frac{R_4 + R_6}{R_6}$$

Como el valor de R_6 es un valor definido al momento de diseñar el circuito girador, el ajuste de la ganancia solo recae únicamente en R_4 , así que reduciendo la expresión para despejar el valor de R_4 tenemos:

$$R_4 = (10^{\frac{A_v}{20}} - 1)R_6$$

Cabe destacar que el valor de potenciómetro no interfiere de ninguna manera el valor de la ganancia/atenuación, sin embargo, se recomienda utilizar potenciómetros de 10kΩ a 50kΩ lineales para obtener una distribución mas lineal y estable de la ganancia; por lo general el valor sugerido es de 20KΩ, ya que evita alguna sobre corriente en la conexión y con ello menos ruido, y así también siendo este valor una magnitud muy común en los potenciómetros deslizables comerciales.

En la tabla 4.5 se proporcionan valores de componentes comerciales para el diseño de un ecualizador gráfico de 1 octavas (10 bandas) con una ganancia de /atenuación de ±18dB. utilizando los parámetros mencionados anteriormente.

Ecualizador Grafico 10 Bandas, ±18dB Donde: $R_A=470\Omega$ y $R_4=3.3K\Omega$ $R_B=68k\Omega$		
Frecuencia Central (Hz)	C_1 (F)	C_2 (F)
32	120n	6.8μ
64	68n	3.3μ
125	33n	1.5μ
250	15n	820n
500	8.2n	390n
1K	3.9n	220n
2K	2.2n	100n
4K	1n	47n
8K	470p	22n
16K	330p	12n

Tabla 4.5 – Componentes calculados para un ecualizador grafico con circuito girador de 1 octava.

4.4 Ecuador Grafico Tipo Shelving

El circuito es una variante del control de tono Shelving, solo que en este caso se combina la configuración paso bajo y paso alto del control de tono en un solo circuito generando de esta manera una respuesta paso banda que al variar la posición del potenciómetro aumenta la ganancia o atenúa la señal concéntricamente en punto del dominio de la frecuencia en la que entra en resonancia.

En la figura 4.11 se puede observar el circuito y sus ecuaciones de diseño simplificadas.

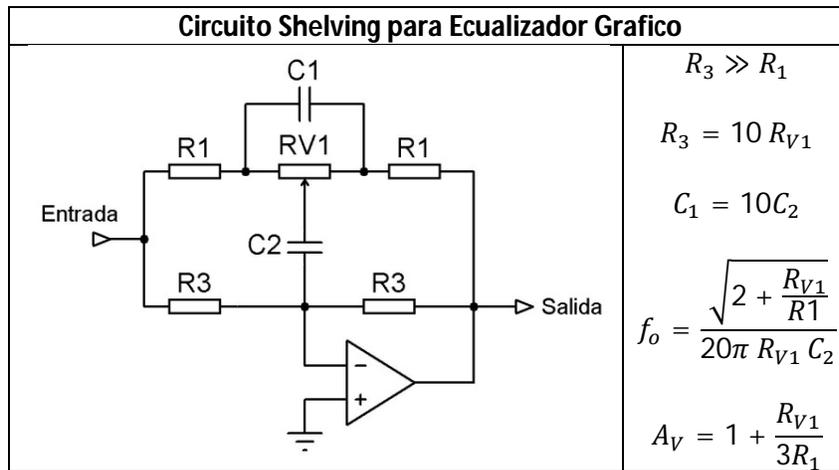


Figura 4.11 – Circuito Base del ecualizador tipo Shelving y sus principales parámetros de diseño.

El circuito a la máxima ganancia (potenciómetro hasta el valor máximo) tiene un Q de aproximadamente 1.7, con este valor de Q=1.7 el número máximo de bandas recomendado para un ecualizador grafico utilizando este circuito es de 10 bandas.

Este circuito puede implementarse en 2 formas: en serie y en paralelo.

La implementación en paralelo se realiza con un sencillo sumador inversor más una resistencia en paralelo que equilibra la impedancia y evita una ganancia de fondo provocada por la suma de impedancias de cada bloque Shelving. En la figura 4.12 se puede observar el esquema de construcción para la aplicación en paralelo.

Se reitera que la resistencia RF es muy importante para esta aplicación, ya que como se menciono con ella se asegura que la ganancia sea la unidad al momento de tener todos los potenciómetros en el punto medio. A lo anterior se sugiere que el valor práctico (implementado) de esta resistencia sea exactamente el calculado para evitar un mal funcionamiento. Implementar arreglos de resistencias en serie y paralelo es viable.

Para calcular la resistencia RF se utiliza la siguiente expresión, siendo R la resistencia de realimentación del circuito sumador (100K) y n el número de bandas del ecualizador:

$$R_f = \frac{R}{n - 1}$$

En siguiente tabla (Tabal 4.6) se muestran los valores calculados los valores calculados para distintos número de bandas:

No. Bandas n	R_f (Ω)
2	100k
3	50k
5	25k
7	16.67k
10	11.11k

Tabla 4.6

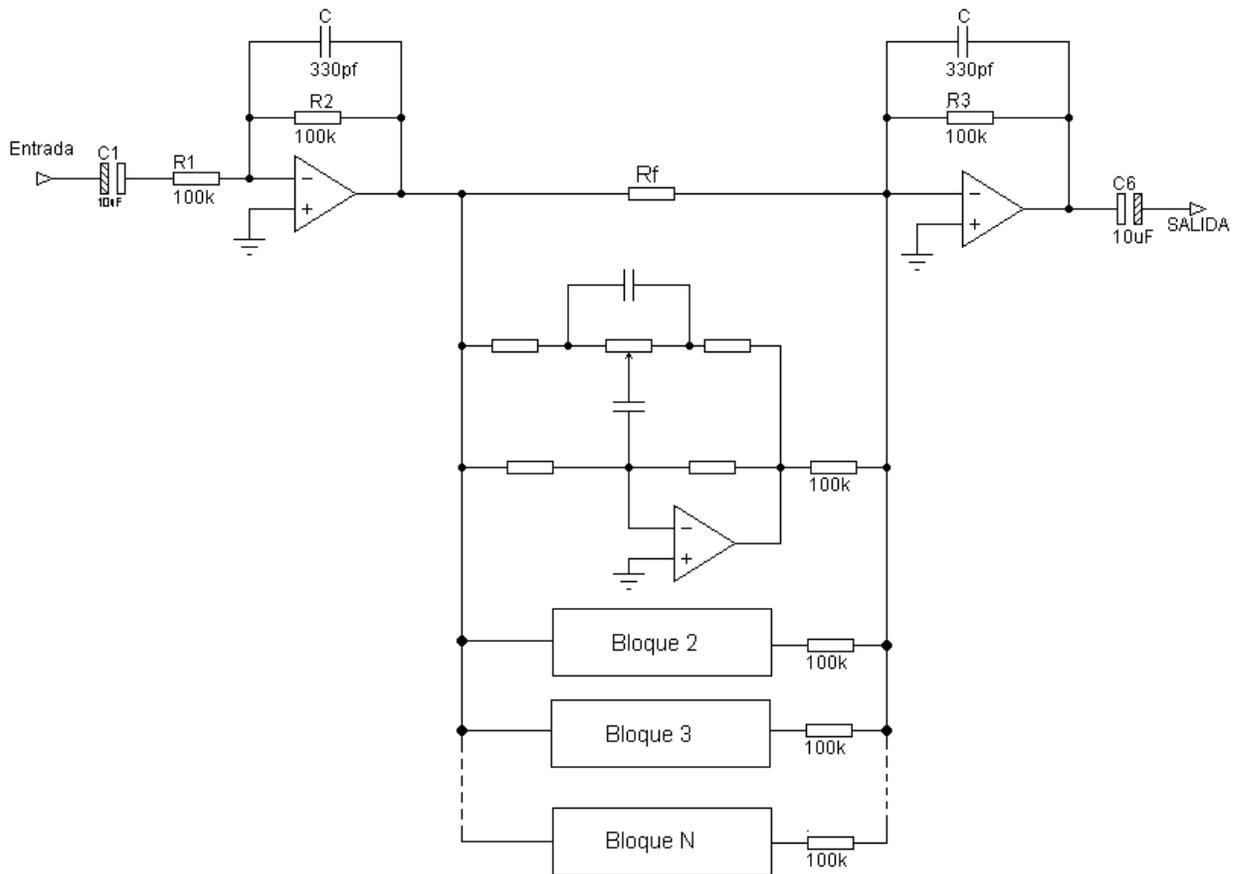


Figura 4.12 – Aplicación en Paralelo del ecualizador.

La ganancia/atenuación esta determinada por R_{V1} y R_1 así que fijando en 100k el valor comercial del potenciómetro R_{V1} , la variación para el ajuste de la ganancia queda a cargo de R_1 . En la siguiente tabla (Tabla 4.7) se muestran valores comerciales sugeridos para 4 valores de ganancia comúnmente usados en el diseño de ecualizadores gráficos.

Ganancia (dB)	R_1 (Ω)
9	18k
12	10k
15	6.8k
18	4.7k

Tabla 4.7

En el circuito de la figura, solo cabe recordar que los capacitores de 330pf son para evitar oscilaciones a alta frecuencia. Así también los capacitores a la entrada y salida del circuito son de acoplo y evitan una sobrecarga por un corto circuito accidental además evitar la entrada de cualquier componente de continua. Algunos otros diseños sugieren resistencias a la salida para evitar cualquier tipo de sobrecarga en los amplificadores operacionales además de la adaptación de impedancias, sin embargo no es algo crítico y el funcionamiento de este circuito es estable a las variaciones de impedancia tanto de entrada como salida.

A continuación se presenta una tabla (tabla 4.8) con componentes calculados para simplificar el diseño de un ecualizador de "n" bandas, en función del valor del capacitor C2 que se señala en figura 4.11, resaltando que los valores del este capacitor están calculados para una ganancia de 12dB, si se selecciona otra ganancia el valor de R1 para el filtro cambiará, y de acuerdo a la ecuación para la frecuencia de este filtro el valor de C2 también variará (C2 depende del valor de R1). La tabla presenta la frecuencia central (F_o) resultante para valores comerciales de capacitores, lo que permitirá seleccionar un capacitor que se adecue al gusto del diseñador y seleccionar la frecuencia central preferente para cada banda.

C2 (F)	F_o (Hz)						
18n	30	3.3n	167	560p	985	100p	5 513
15n	37	2.7n	204	470p	1 173	82p	6 723
12n	46	2.2n	250	390p	1 413	68p	8 108
10n	55	1.8n	306	330p	1 670	56p	9 845
8.2n	67	1.5n	367	270p	2 042	47p	11 730
6.8n	81	1.2n	459	220p	2 506	39p	14 137
5.6n	98	1.0n	551	180p	3 063	33p	16 707
4.7n	117	820p	672	150p	3 676		
3.9n	141	680p	810	120p	4 594		

Tabla 4.8 – Frecuencias calculadas resultantes en función de valores comerciales de C2

Finalmente se muestra en la figura 4.15 un diseño de un ecualizador gráfico tipo Shelving de 3 bandas con cortes en 100Hz, 1Khz y 10 Khz, con una ganancia/atenuación máxima de 12dB y cuya respuesta en frecuencia se muestra en la figura 4.13.

Así también la figura 4.14 se muestra la aplicación en serie del mismo ecualizador, y cuya respuesta en frecuencia es prácticamente igual que la mostrada en la figura 4.13.

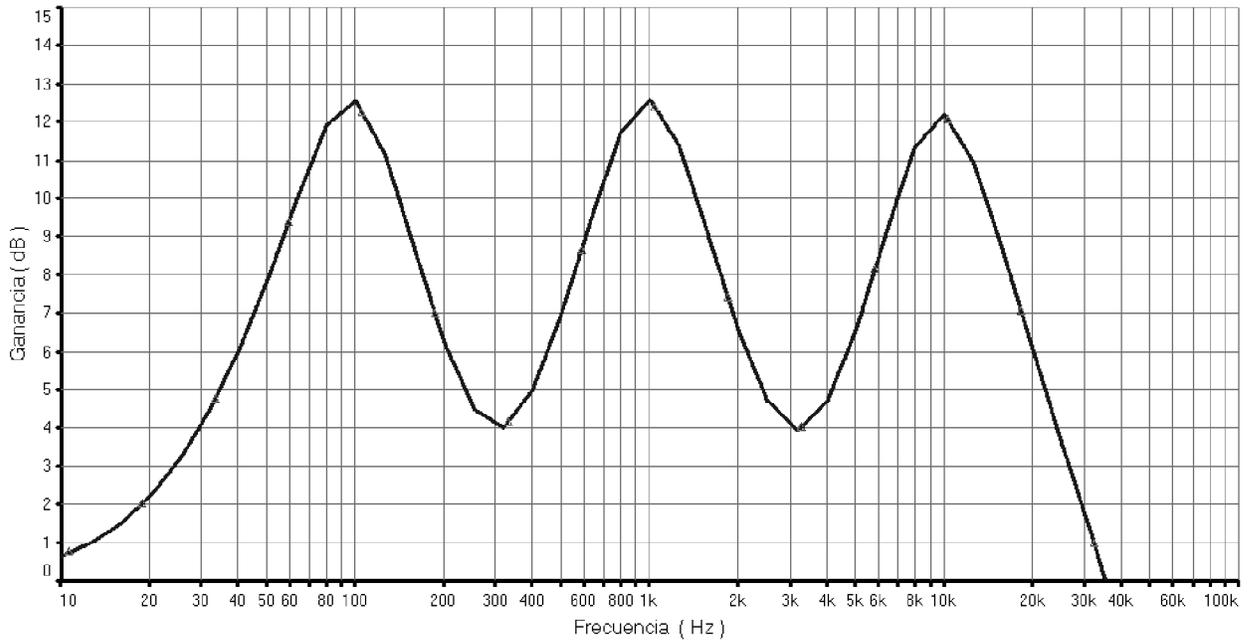


Figura 4.13 – Respuesta en frecuencia del ecualizador de la figura 4.15, con las tres bandas a su máxima amplificación.

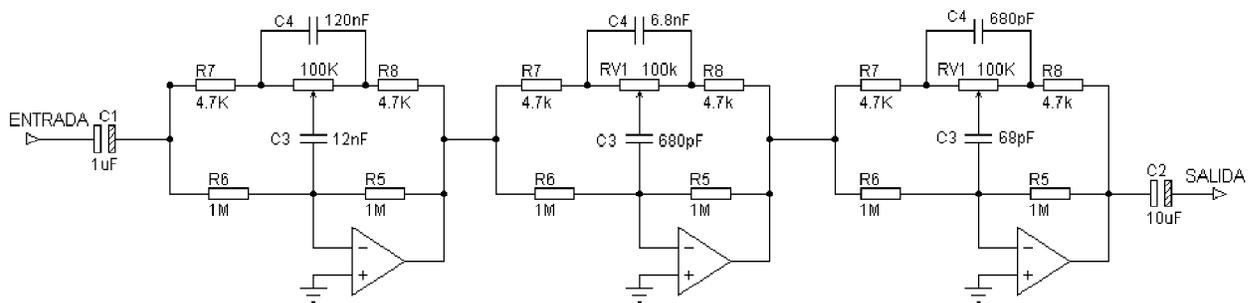


Figura 4.14 – Aplicación en serie del ecualizador tipo Shelving de tres bandas diseñado.

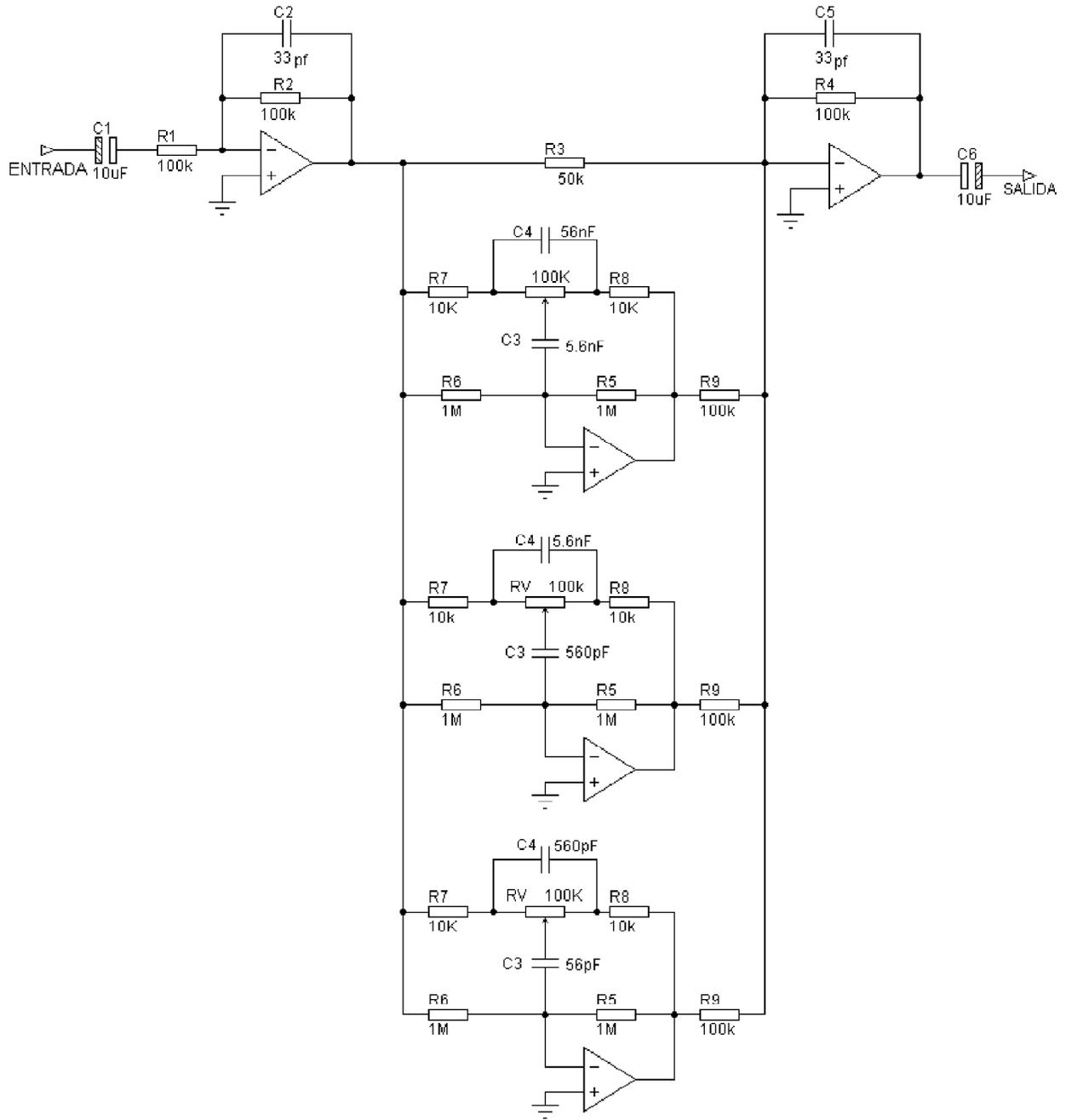


Figura 4.15 – Circuito completo del diseño de aplicación en paralelo de un ecualizador grafico tipo Shelving.

4.5 Ecuador Grafico de Q Constante

Los ecualizadores con circuito girador y tipo Shelving al amplificar 6 dB alguna banda y graficar su respuesta en frecuencia se observa que tiene un ancho de banda definido, sin embargo al aumentar la ganancia 6dB mas se observa que ancho de banda disminuye ligera o considerablemente. Esto podría resultar incongruente porque estamos hablando de que no se está modificando el filtro, sin embargo sucede, para ello véase la figura 4.16.

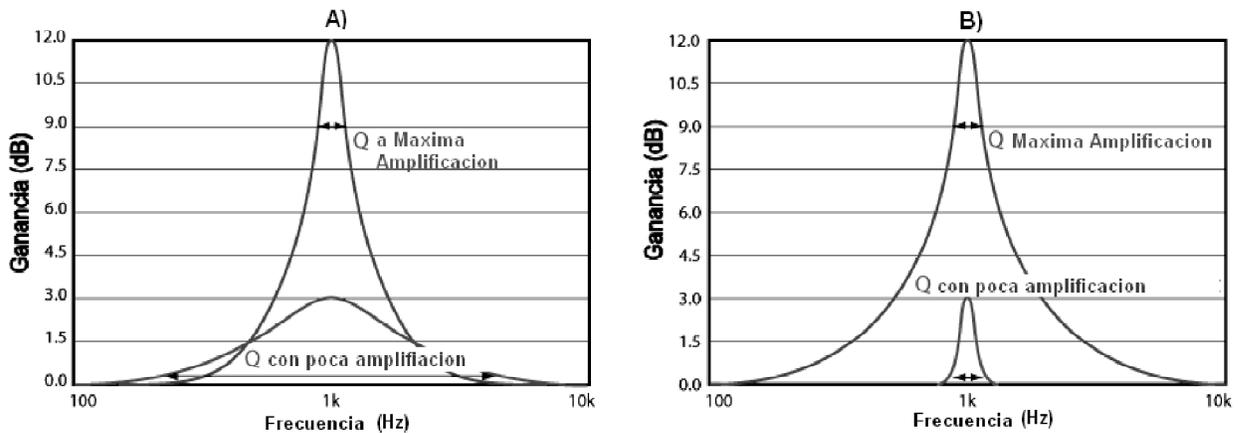


Figura 4.16 - Comportamiento de Q en A) Ecuador convencional (Girador y Shelving) B) Ecuador de Q constante.

Lo anterior puede solucionarse con los ecualizadores de Q constante, que independientemente de la ganancia el ancho de banda se conserva muy bien, lo que hace que el desempeño sea mas efectivo., principalmente para aplicaciones en estudio de grabación y masterización.

El ecualizador de Q constante tiene como base la aplicación del filtro paso banda de segundo orden en topología de realimentación múltiple (MFB). La estructura de diseño consistente en un sumador convencional y un banco de filtros, cada uno de los filtros sintonizado a la frecuencia que se desee. Desde luego las frecuencias seleccionadas parten de la sugerencia de una distribución de 1 octava hasta de 1/3 de octava según se desee.

Para este ecualizador se recomienda utilizar el sumador utilizado en el ecualizador paramétrico. Para poder así fijar la ganancia y atenuación deseada para el diseño. La figura 4.17 se muestra el circuito del filtro paso banda MFB que se utiliza para este ecualizador, la resistencia R4 y el capacitor C1 son valores predefinidos que se recomiendan para su aplicación con el circuito sumador que se describirá más adelante.

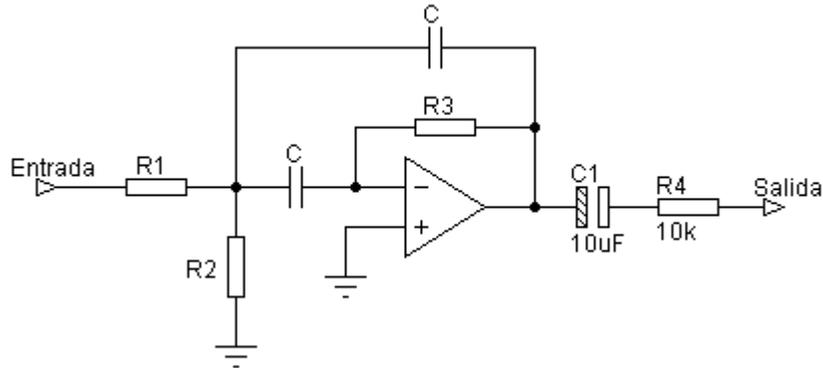


Figura 4.17 – Circuito base del filtro Paso Banda para el ecualizador de Q constante.

El procedimiento sugerido de diseño para cada filtro es el siguiente. Primero se tiene que tener definidos 3 parámetros de diseño: la frecuencia central, la ganancia y el valor de Q. La frecuencia viene definida de la elección del diseño (1 octava, ½ Octava, 1/3 de octava), la ganancia se debe de elegir de valor unitario (0 dB) ya que la ganancia/atenuación del ecualizador se define por dos resistencias en el circuito sumador y por último el valor de Q viene definido por el tipo de ecualizador a diseñar (1 octava, ½ octava, etc.) así, por ejemplo para un ecualizador de 1 octava se sugiere utilizar un valor Q de 2.

Una vez seleccionados los valores de la frecuencia central ganancia y Q, se procede a calcular las resistencias y capacitores. La resistencia R3 es un valor que se sugiere suponer ya que es muy necesario para calcular el valor de los capacitores del filtro y obtener el valor de R1 y R2 sin afectar el valor de los parámetros. El valor de R3 no es crítico pero se sugiere utilizarlo en un valor comercial de 120kΩ a 220kΩ, estos valores se sugieren empíricamente ya que con ellos se obtiene valores de R1 y R2 de algunas decenas de KΩ lo que estabiliza la impedancia, la reducción de ruido por fluctuaciones de corriente y se obtiene valores de capacitores dentro del rango de los nano faradios que nos brinda la posibilidad de utilizar capacitores MKT o de poliéster para mejorar la calidad del circuito.

El primer elemento a dimensionar es R1, con R3 = 120kΩ y con una ganancia unitaria (1) se tiene que:

$$R_1 = \frac{R_3}{2\Delta_v} = \frac{120k\Omega}{2(1)} = 60k\Omega$$

El resultado para R1 es de 60kΩ, sin embargo se selecciona el valor comercial mas cercano que es de 56kΩ. Ahora el valor de R2 se calcula con el valor de R3 y el valor de los parámetros de ganancia y Q de la siguiente manera:

$$R_2 = \frac{R_3}{4Q^2 - 2\Delta_v} = \frac{120k\Omega}{4Q^2 - 2(1)} = \frac{120k\Omega}{4Q^2 - 2}$$

De esta manera tenemos que el divisor $4Q^2 - 2$ varia según el valor Q, en función de3 esto podemos calcular los valores de R2 en función del valor de Q según el tipo de ecualizador (1 octava, ½ octava, etc). Estos cálculos simplificados se muestran en la tabla 4.9.

Tipo	Q	R2 (kΩ)	R2 (kΩ) Valor Comercial
2 Octava	1	60	56
1 Octava	2	8.57	8.2
½ Octava	3	3.53	3.3
1/3 Octava	4	1.93	1.8

Tabla 4.9

Se calcula el valor de los capacitores "C" utilizando el valor de R3, Q y de la frecuencia central seleccionada:

$$C = \frac{Q}{\pi f_o R_3} = \frac{Q}{(120k\Omega)\pi f_o}$$

En función de lo anterior, a continuación se presentan unas tablas (Tabla 4.10) de cálculo de valor de capacitores (Valores comerciales) para diferentes tipos de Q (2 octava, 1 octava, ½ octava y 1/3 de octava).

Para 2 Octava - Q = 1					
Frecuencia (Hz)	100	300	1k	3k	10k
C (F)	27n	8.2n	2.7n	820p	270p

Para 1 octava - Q = 2										
Frec.(Hz)	31	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k
C (F)	180n	82n	47n	22n	10n	5.6n	2.7n	1.2n	680p	330p

Para ½ Octava - Q = 3 - Parte 1											
Frec.(Hz)	31	44	63	87	125	175	250	350	500	700	1k
C (F)	270n	180n	120n	100n	68n	47n	33n	22n	15n	12n	8.2n

Para ½ Octava - Q = 3 - Parte 2										
Frec.(Hz)	1.4k	2k	2.8k	4k	5.6k	8k	11k	16k	20k	
C (F)	5.6n	3.9n	2.7n	1.8n	1.5n	1n	680p	470p	390p	

Para 1/3 de Octava - Q = 4 - Parte 2															
Hz	25	31	40	50	63	80	100	125	160	200	250	315	400	500	630
F	390n	330n	270n	220n	180n	120n	100n	82n	68n	56n	39n	33n	27n	22n	18n

Para 1/3 de Octava - Q = 4 - Parte 2															
Hz	800	1k	1.2k	1.6k	2k	2.5k	3.2k	4k	5k	6.3k	8k	10k	12k	16k	20k
F	12n	10n	8.2n	6.8n	5.6n	3.9n	3.3n	2.7n	2.2n	1.8n	1.2n	1n	820n	680p	560p

Tabla 4.10 – Conjunto de Tablas – Valores comerciales de capacitores sugeridos para distintos tipos de distribución de frecuencia para el diseño de un ecualizador grafico de Q constante.

Otra parte del circuito muy importante es el sumador de señales. El circuito que se propone para este ecualizador es un sumador con 4 amplificadores operacionales que se muestra en la figura 4.18, que pese a su número de componentes (se necesitarían 8 amplificadores operacionales para aplicación en estéreo) el circuito logra estabilidad evita pérdidas por la superposición de ganancias en el dominio de la frecuencia, evitando que se eliminen partes de la frecuencia debido al desfase propio del filtro.

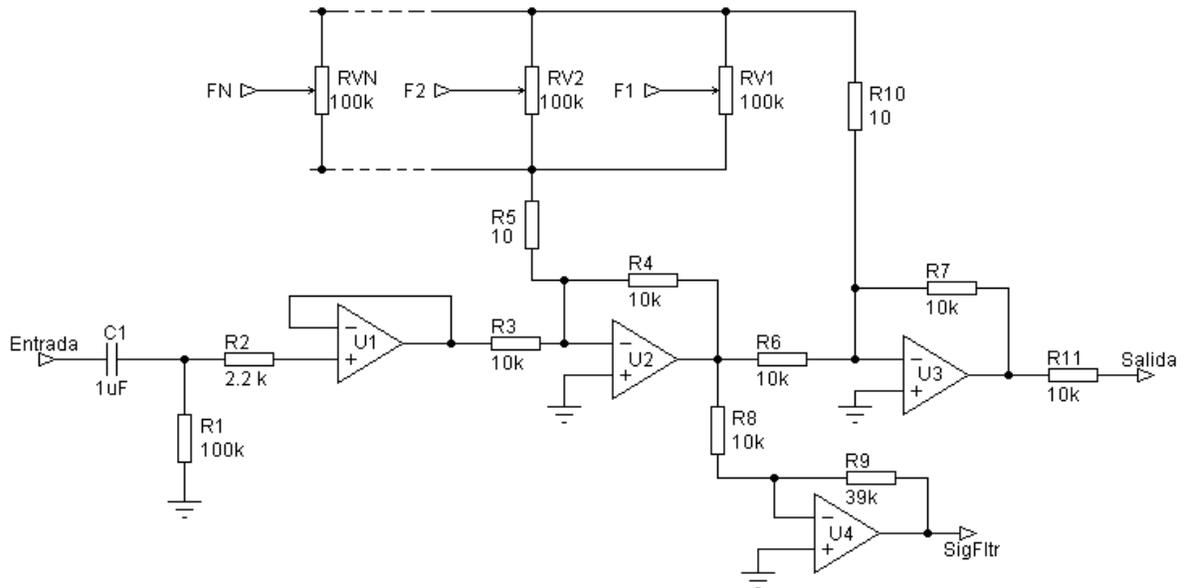


Figura 4.18 - Circuito Sumador para el ecualizador

El circuito se muestra en la figura 4.18 y como se puede observar se tiene un amplificador operacional (U1) como seguidor de tensión, y separador de impedancias en la entrada con acoplo capacitivo y con 2 resistencias que equilibran la impedancia de entrada en 100kΩ, después enseguida se tiene otro amplificador operacional (U2) que recibe la señal para restar el valor medio y lograr la atenuación, y enseguida se encuentran otros 2 operacionales, uno que brinda la señal a todos los filtros (U4), los cuales se conectan en paralelo a esta entrada; y por ultimo otro operación que recibe la señal para lograr la amplificación y entregar una salida ya con las señales de cada filtro mezcladas.

El valor de las resistencias R5 y R10 debe de ser pequeño en comparación con la resistencias R4 y R7, sin embargo tampoco se recomienda prescindir de R5 y R10 si eso se llegara a pesar, ya que eso brinda estabilidad en la ganancia al circuito, por lo que un valor de 10Ω o 22Ω es suficiente.

Algo muy importante de este circuito es que la ganancia y atenuación que tendrá el ecualizador esta dada por la relación de las resistencias R8 Y R9 quedando definida la ganancia/atenuación con la siguiente expresión:

$$\Delta_G = \frac{R_9}{R_8}$$

De esta manera con los valores sugeridos en la figura para R8 y R9 tenemos respectivamente 10k Ω y 39k Ω por lo que obtenemos un valor de Δ_G de 3.9, lo que brinda una ganancia/atenuación en dB de aproximadamente ± 12 dB.

En la figura 4.19 se muestra el circuito completo de un ecualizador de Q constante de 1 Octava (10 Bandas) con ± 12 dB de ganancia/atenuación construido en base a las tablas anteriormente dadas.

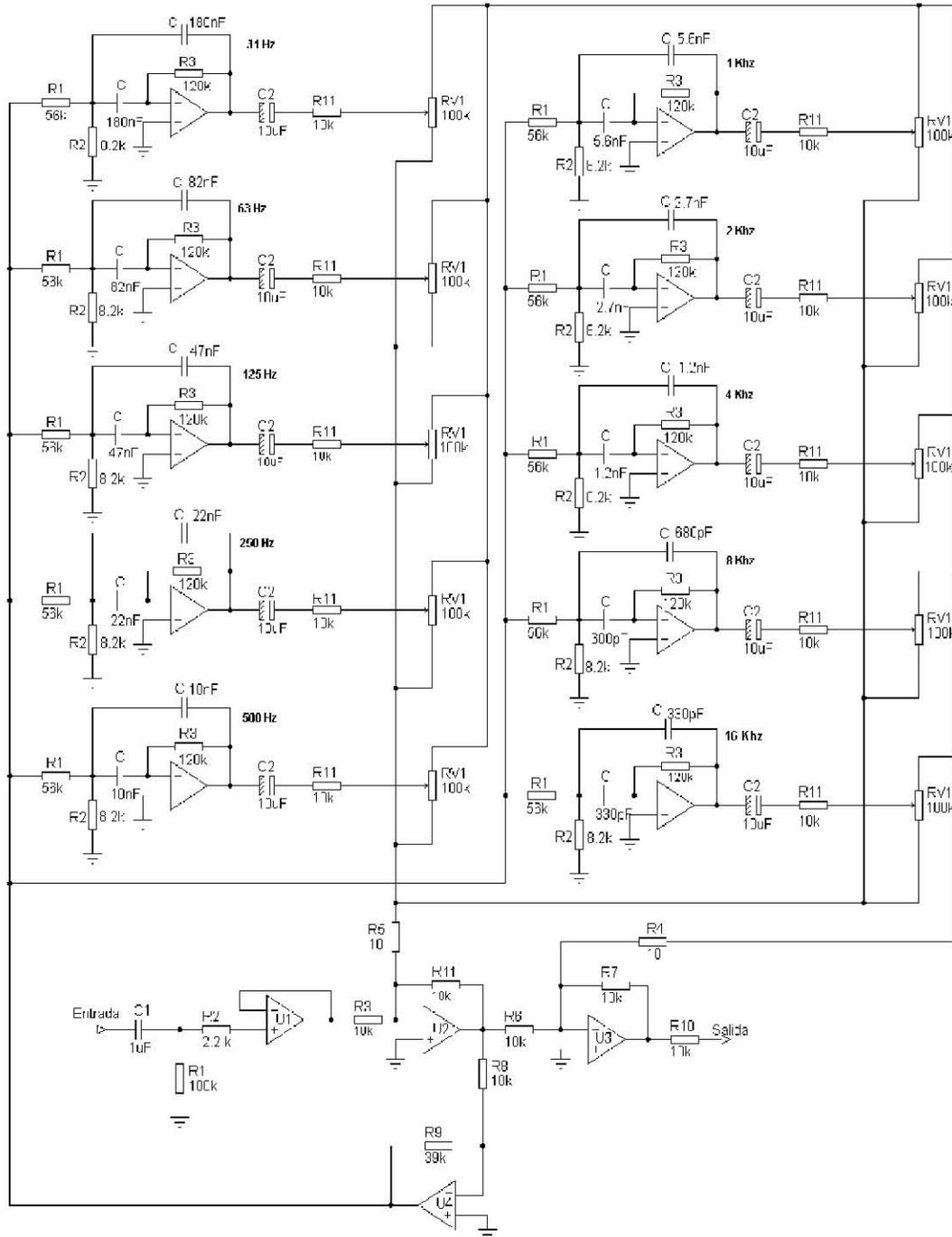


Figura 4.19 - Ecualizador Grafico de Q constante, 10 bandas (1 solo canal)

En las siguientes figuras se puede observar una simulación de la respuesta en frecuencia del ecualizador de la figura 4.19. La figura 4.20 es la respuesta en frecuencia para la máxima amplificación de las bandas de 31 Hz, 500 Hz y 16Khz.

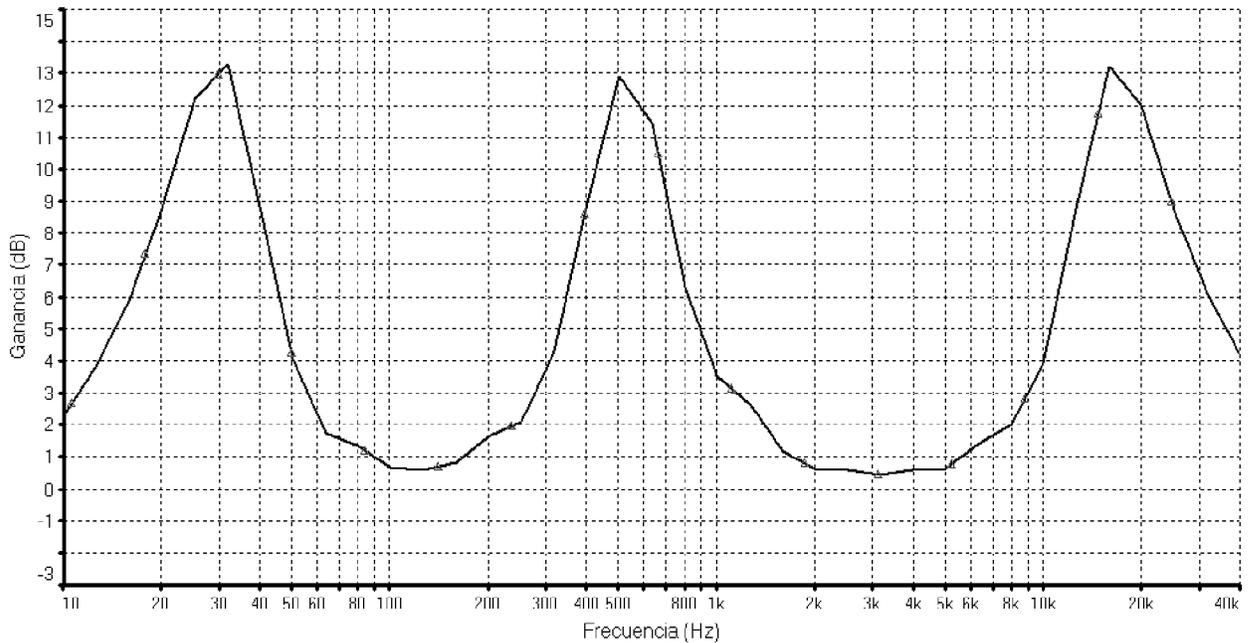


Figura 4.20 – Respuesta en frecuencia del ecualizador propuesto con solo 3 bandas amplificadas.

La figura 4.21 muestra la respuesta en frecuencia del ecualizador de 5 bandas (31 Hz, 125 Hz, 500Hz, 2 y 8 KHz) a la máxima amplificación:

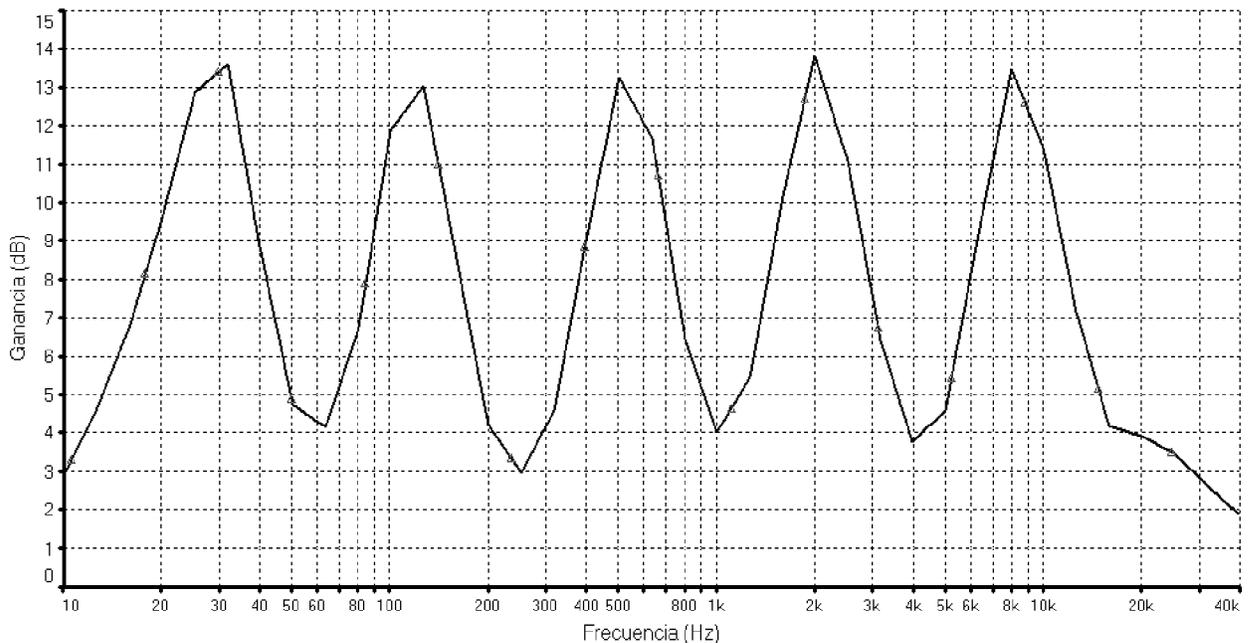


Figura 4.21 – Respuesta en frecuencia con 5 bandas amplificadas.

En la figura 4.22 se muestra la respuesta en frecuencia con las 10 bandas a la máxima amplificación, observando que la ganancia general aumenta casi 4 decibeles (12dB + 4 dB) por la superposición natural de ganancias.

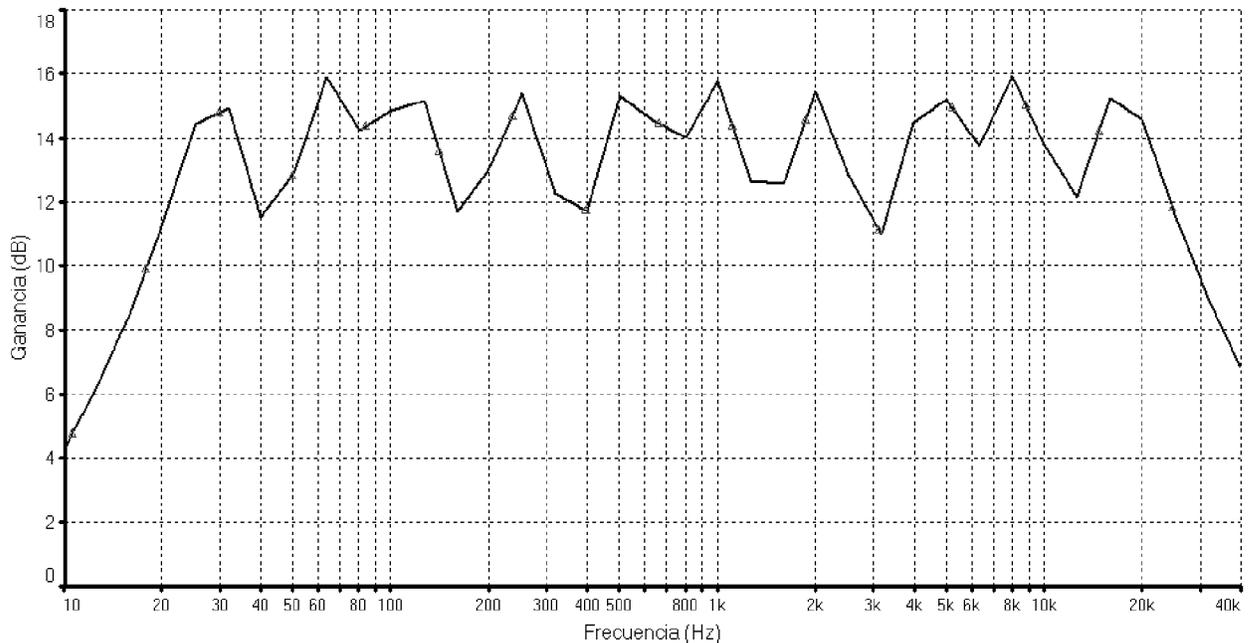


Figura 4.22 – Respuesta en frecuencia con todas las bandas a su máxima amplificación.

Por ultimo algunas consideraciones de ensamble para este ecualizador son las siguientes:

- Utilizar amplificadores operaciones de bajo ruido, operación con fuente simétrica y empaquetado cuádruple, ya que el número de amplificadores operacionales para su implementación estéreo es considerable.
- Agregar sus correspondientes elementos de seguridad al circuito, tales como son capacitores de desacoplo para la alimentación, fuente regulada, adaptación de impedancia de salía, etc.
- Utilizar capacitores MKT o poliéster para mejorar el desempeño y el bajo ruido. Utilizar resistencia de película metálica también es viable para mejorar la estabilidad en los cortes de frecuencia.
- El circuito tiene la particularidad de que se puede incluso combinar los diferentes filtros, por ejemplo, implementar un diseño de 10 bandas pero que algunas bandas tengan un Q distinto de 2. Con esto el ecualizador puede ser acomodado a gusto del diseñador por si se desea un diseño más específico para algunas aplicaciones.

4.6 Ecuador Paramétrico

Un ecualizador paramétrico permite el control de por lo menos 3 parámetros de cada una de las “n” bandas de frecuencia con las que fue diseñado, estos parámetros son la ganancia, frecuencia central y ancho de banda (Q). Un ecualizador similar es el semi-paramétrico, que sólo presenta el control individual de dos parámetros (generalmente frecuencia central y ganancia), mientras que el tercero es fijo. Con el ecualizador paramétrico se logra un mejor control de la frecuencia a modificar así como el matiz de afectación que se le pretende dar controlando el ancho de banda, como es el caso de querer eliminar ciertos ruidos, en donde con este ecualizador se centra en la frecuencia fundamental de ruido a eliminar y se aplica un alto Q para no afectar mucho a las frecuencias adyacentes.

La aplicación práctica de un ecualizador paramétrico habitualmente es para corregir la respuesta en frecuencia instrumentos musicales en una grabación (estudio) e incluso en la ejecución en vivo. También hay que apuntar que estas ecualizaciones dependen mucho del gusto artístico del técnico de sonido y/o instrumentista que para determinados estilos musicales buscan una exageración de niveles en determinadas frecuencias. En la figura 4.23 se puede observar un ecualizador paramétrico comercial Ashly.



Figura 4.23 – Ecuador paramétrico comercial

El diseño de un ecualizador radica como circuito fundamental el filtro variable de estado. De este filtro se utiliza la salida paso banda de segundo orden que siempre es de ganancia unitaria, con un control independiente de la frecuencia y del ancho de banda, que es lo ideal para el ecualizador paramétrico. En la figura 4.24 se observa el circuito base para un ecualizador, el cual representa un filtro variable de estado con frecuencia variable controlada por voltaje (Potenciómetro RF) y un ancho de banda (factor de calidad Q, Potenciómetro RQ) también controlado independientemente por voltaje. Siendo la relación de divisor de tensión en los potenciómetros la directamente responsable de la variación de los parámetros.

De la figura 4.24 se le denominará ΔF a la relación de división de tensión debida a la posición del potenciómetro RF, y se le denominará ΔQ a la relación de división de tensión debida a la posición del potenciómetro RQ. Así la frecuencia central del filtro paso banda (f_o), el factor de calidad (ancho de banda Q) serán dadas respectivamente con las siguientes expresiones:

$$f_o = \left(\frac{1}{2\pi RC} \right) (\Delta_f) \quad Q = \frac{1}{2\Delta_Q}$$

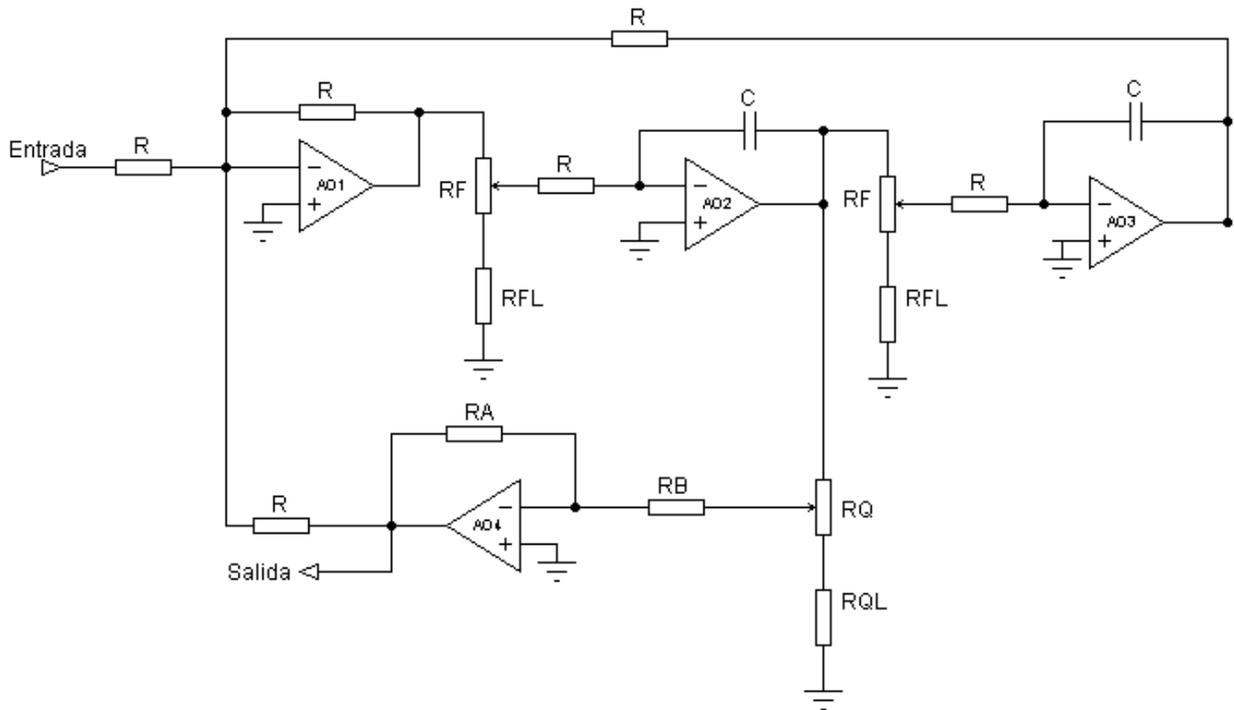


Figura 4.24 – Circuito Base para el ecualizador paramétrico (Filtro Variable de estado)

Siendo variables R_F y R_Q tenemos entonces un valor máximo y un valor mínimo para la frecuencia y el factor de calidad.

El valor máximo de frecuencia central esta determinada cuando el potenciómetro R_F se ubica en el extremo superior de su recorrido. De esta manera el valor máximo de voltaje llega directamente al OP2. El potenciómetro R_F brinda un valor de impedancia que junto con R directamente el valor efectivo de la frecuencia, de manera empírica para evitar que esta impedancia resulte casi despreciable para el momento del diseño se hace la consideración que la el valor del potenciómetro R_F debe ser 10 veces menor al valor de la resistencia R , y de esta manera el valor de frecuencia máxima alcanzada queda determinado por la siguiente expresión:

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

El valor mínimo de la frecuencia central esta determinado cuando el potenciómetro R_F se ubica en la posición de valor mínimo (extremo a tierra), esto involucraría que la salida del OP1 quedará directamente conectada a tierra, lo que podría dañar al operacional, así que para evitar esto se encuentra la resistencia limitadora R_{FL} que tiene como propósito evitar lo anteriormente mencionado.

Así, considerando la influencia de la resistencia R_{FL} en conjunto con R_Q el valor mínimo de la frecuencia central queda determinada por la siguiente expresión:

$$f_{min} = \left(\frac{1}{2\pi RC} \right) \left(\frac{R_{FL}}{R_{FL} + R_F} \right)$$

El factor de calidad Q (ancho de banda) está determinado por R_Q y la resistencia R_{QL} que tiene la función de evitar el contacto directo a tierra y con ello un mal funcionamiento y la ausencia de señal. De esta manera de manera análoga a lo que sucede en el caso del control de la frecuencia, el valor mínimo del factor de calidad Q esta determinado por la expresión.

$$Q_{min} = \frac{1}{\frac{RA}{RB}}$$

Y el valor máximo del factor de calidad Q esta determinada por la expresión:

$$Q_{max} = \frac{1}{\left(\frac{RA}{RB} \right) \left(\frac{R_{QL}}{R_{QL} + R_Q} \right)}$$

Las consideraciones de diseño a son las siguientes tomando como base la figura 4.24 del circuito básico para el ecualizador.

El potenciómetro R_F es un potenciómetro doble para lograr el control de la frecuencia, debe de ser de comportamiento lineal. El valor de los capacitores "C" debe de ser el mismo, al igual que las resistencias R . De esta manera para simplificar el diseño con los valores de los componentes se resume:

$$R = 10R_F \quad R_B = 10R_Q$$

Para dimensionar correctamente el valor de las resistencias R_{FL} y R_Q que determinaran los valores mínimos de frecuencia y máximo de Q respectivamente se deducen de la figura 4.24 las siguientes expresiones:

$$R_{FL} = \frac{R_F}{\frac{f_{max}}{f_{min}} - 1} \quad R_{QL} = \frac{R_Q}{\left(\frac{R_A}{R_B} \right) Q_{max} - 1}$$

De las expresiones anteriores F_{max} es el valor de frecuencia máxima deseado para nuestro filtro y F_{min} es el valor mínimo límite para el mismo filtro. Así por ejemplo podemos decir que si deseamos construir un filtro en el que la frecuencia central varíe de 100 Hz a 300 Hz el valor de F_{max} será de 300Hz y el valor de F_{min} será de 100Hz, valores que se sustituirán la formula y ya con el valor definido de R_F podremos obtener el valor de R_{FL} para delimitar nuestro filtro.

$$F = \frac{R_{FL} + \%R_F}{R_{FL} + R_F} \quad Q = \frac{1}{\left(\frac{R_A}{R_B} \right) \left(\frac{R_{QL} + \%R_Q}{R_{QL} + R_Q} \right)}$$

El diseño del ecualizador paramétrico, depende de 3 cosas, el número de bandas a tener que encontramos comercialmente un máximo de 5 bandas, la dispersión (límites) de las frecuencias centrales a manipular, y el ancho de banda que se desee controlar.

Si se observa el valor de frecuencia máxima F_{max} está dado únicamente por el valor de R y C, por lo que al sugerir un valor de R de 100kΩ, se recomienda utilizar un potenciómetro doble de 10KΩ para R_F , y de esta manera podemos obtener una tabla del valor de frecuencia máxima resultante para distintos valores comerciales de capacitores, la cual se muestra a continuación. La siguiente tabla (Tabla 4.11) nos simplifica la selección del capacitor según el corte de frecuencia máxima deseada.

C (F)	F _o (Hz)	C (F)	F _o (Hz)	C(nF)	F _o
100n	15.92	8.2n	194.09	1n	1.59k
68n	23.40	6.8n	234.05	820p	1.94k
47n	33.86	5.6n	284.20	680p	2.34k
39n	40.81	4.7n	338.63	470p	3.39k
33n	48.23	3.9n	408.09	330p	4.82k
27n	58.95	3.3n	482.29	270p	5.89k
22n	72.93	2.7n	589.46	220p	7.23k
18n	88.42	2.2n	723.43	180p	8.84k
15n	106.1	1.8n	884.19	150p	10.61k
12n	132.63	1.5n	1.06k	120p	13.26k
10n	159.15	1.2n	1.32k	100p	15.92k

Tabla 4.11 –Frecuencias centrales resultantes en función de valores comerciales para C.

Para el caso del corte de la frecuencia mínima, el elemento directo responsable es la resistencia R_{FL} (Figura 4.24) que dependiendo su valor se obtiene un multiplicador escalar (producto) al que se denomina Δ_f que determina el valor mínimo de la frecuencia ya que es directamente proporcional al valor de la frecuencia máxima, y eso se puede observar en la expresión:

$$f_{min} = \left(\frac{1}{2\pi RC} \right) \left(\frac{R_{FL}}{R_{FL} + R_F} \right) = f_{max}(\Delta_f)$$

Para facilitar el diseño del filtro se obtiene la siguiente tabla (Tabla 4.12) que tabula los valores de Δ_f obtenidos a partir de los valores comerciales de R_{FL} y considerando R_F de 10 kΩ.

R_{FL} (Ω)	Δ_f	R_{FL} (Ω)	Δ_f
0.56k	0.053	5.6k	0.359
1k	0.091	6.8k	0.405
1.2k	0.107	8.2k	0.451
1.5k	0.130	10k	0.500
1.8k	0.153	15k	0.600
2.2k	0.180	22k	0.687
2.7k	0.213	33k	0.767
3.3k	0.248	47k	0.825
3.9k	0.280	68k	0.872
4.7k	0.319	100k	0.909

Tabla 4.12

Para el caso de factor Q, que establece el corte mínimo es la relación de las resistencias R_A y R_B , así de esta manera se propone R_A tenga el mismo valor que se le dio a los resistores "R" (100k Ω) y a partir de esto se calcule R_B en función del valor de Q mínimo que se desee. A si por ejemplo si elige que $R_A = R_B$ el valor de Q mínimo a obtener será de 1, si elige $R_A = 100k$ y $R_B = 220k$ el valor mínimo de Q a obtener será de $Q = 220/100 = 2.2$.

El valor máximo del factor Q, lo determina directamente el valor de R_{QL} . Usando valores comerciales de R_Q (5k, 10k, 20k, 50k) se realizaron las siguientes tablas (Tabla 4.13) con cálculo del valor máximo de Q, que resulta de ocupar diversos valores comerciales para R_{QL} , de esta manera se pretende simplificar la elección del valor de R_{QL} en función del valor máximo de Q deseado.

Con $R_Q=20k$ $R_A=R_B=220k$		Con $R_Q=10k$ $R_A=R_B=100k$		Con $R_Q=5k$ $R_A=R_B=100k$	
$R_{QL} (\Omega)$	Q_{max}	$R_{QL} (\Omega)$	Q_{max}	$R_{QL} (\Omega)$	Q_{max}
1.5k	14.33	1k	11	470	11.64
1.8k	12.11	1.2k	9.33	560	9.93
2.2k	10.09	1.5k	7.67	680	8.35
2.7k	8.41	1.8k	6.55	820	7.09
3.3k	7.06	2.2k	5.55	1k	6
3.9k	6.13	2.7k	4.70	1.2k	5.17
4.7k	5.26	3.3k	4.03	1.5k	4.33
5.6k	4.57	3.9k	3.56	1.8k	3.78
6.8k	3.94	4.7k	3.12	2.2k	3.27
8.2k	3.44	5.6k	2.78	3.3k	2.51
10k	3	6.8k	2.47	4.7k	2.06
12k	2.67	8.2k	2.22	10k	1.5
15k	2.33	10k	2	12k	1.09

Tabla 4.13 – Conjunto de Tablas

Para analizar el comportamiento del valor de Q en función del avance del potenciómetro se utiliza la expresión $Q = \frac{1}{\left(\frac{R_A}{R_B}\right)\left(\frac{R_{QL}+\%R_Q}{R_{QL}+R_Q}\right)}$ dada anteriormente.

Para obtener una referencia mas exacta vemos en las tablas anteriores que vemos que eligiendo un potenciómetro de 5K para R_Q , una resistencia de 1K para R_{QL} podemos obtener un valor máximo de Q de 6. Y si elegimos que $R_A=R_B=100k$ tendríamos un valor mínimo de Q de 1, por lo tanto obtendríamos un control de Q de 1 hasta 6; y también se cumple que el valor de R_{QL} (5k) es mas de 10 veces menor que el de R_B (100k).

A continuación se muestra un tabla (Tabla 4.14) en donde se tabula el calculo del valor efectivo de Q para el recorrido en porcentajes de 10% , para así analizar la distribución de este en función del giro del potenciómetro.

Distribución del Valor Q	
Con: $R_A=R_B=100k\Omega$ $R_Q=5k\Omega$ y $R_{QL}=1k\Omega$	
%R_Q	Q
0	6
10	4
20	3
30	2.4
40	2
50	1.7
60	1.5
70	1.3
80	1.2
90	1.1

Tabla 4.14 – Distribución del Valor Q vs. El porcentaje de desplazamiento del potenciómetro R_Q.

Para completar este apartado a continuación se completa con un diseño de un ecualizador paramétrico con las siguientes características: Ganancia/Atenuación de $\pm 18\text{Db}$, Control de 2 Bandas: Graves de 30 a 250Hz y Agudos de 3kHz a 12kHz. Control de factor de Calidad de 1 a 6.

Con ayuda de las tablas presentadas para el cálculo de componentes encontramos que para la banda de los graves utilizando un valor de R de 100k Ω para obtener un frecuencia máxima aproximada de 250Hz el valor sugerido de C sería de 6.8nF (234 Hz) y para obtener una frecuencia mínima de aproximadamente 30hz tenemos que:

$$\Delta_f = \frac{f_{min}}{f_{max}} = \frac{30 \text{ hz}}{234 \text{ hz}} = 0.1282$$

De lo anterior (0.1282) recurrimos a la tabla para ver que el valor de RFL a ocupar será el de 1.5k Ω que nos brinda un factor de 0.13.

Nuevamente con ayuda de las tablas presentadas para el cálculo de componentes encontramos que para la banda de los agudos utilizando un valor de R de 100k Ω para obtener una frecuencia máxima aproximada de 12 kHz el valor sugerido de C sería de 120pF (13.26kHz) y para obtener una frecuencia mínima de 3kHz aproximadamente tenemos que:

$$\Delta_f = \frac{f_{min}}{f_{max}} = \frac{3 \text{ khz}}{13.26 \text{ khz}} = 0.2262$$

De lo anterior (0.2262) recurrimos a la tabla para ver que el valor de RFL a ocupar será el de 3.3k Ω que nos brinda un factor de 0.248 (3.29 kHz).

Para el factor de calidad Q tenemos que para obtener un valor mínimo de 1 basta con usar $R_A = R_B$ y darles un valor de 100k; así para obtener un valor de Q máximo de 6 observamos en las tablas que utilizando un potenciómetro para R_Q de 5k Ω la RQL necesaria para obtener un Q de 6 debe de ser de 1K.

Para el sumador, se utilizara el circuito sumador usado en el diseño del ecualizador grafico de Q constante (figura 4.18), por lo que solo se ajustara los valores para obtener la ganancia deseada.

Se tiene que para 18 dB se necesita un factor de 7.94 (8), así que:

$$R_9 = R_8(\Delta_G) = 15k\Omega(8) = 120k\Omega$$

Las resistencias R4 y R5 agregan unas decimas de decibeles mas a la ganancia/atenuación.

De esta manera en la figura 4.25 se muestra el circuito completo del ecualizador paramétrico anteriormente diseñado. A continuación se procede a realizar un análisis del comportamiento calculado del valor de la frecuencia en agudos según el porcentaje del giro del potenciómetro:

Distribución del Valor De la Frecuencia Graves		Distribución del Valor De la Frecuencia: Agudos	
%R _F	F1 (Hz)	%R _F	F2 (Hz)
0	30.5	0	3.29 k
10	50.8	10	4.29 k
20	71.2	20	5.29 k
30	91.5	30	6.28 k
40	111.9	40	7.28 k
50	132.3	50	8.27 k
60	152.6	60	9.27 k
70	172.9	70	10.27 k
80	193.3	80	11.26 k
90	213.6	90	12.27 k
100	234.05	100	13.263 k

Tabla 4.15 – Conjunto de Tablas – Respuesta en Frecuencia calcula para cada banda vs. Avance en porcentaje del potenciómetro R_Q .

De la misma manera a continuación se realiza un análisis grafico por medio de la simulación en un ordenador con el software de desarrollo electrónico Multisim 11[©]. Se realizaron simulaciones de la respuesta en frecuencia (AC Analysis) de la señal de salida (Voltaje) del ecualizador, modificando los parámetros de frecuencia, ganancia y factor q con el movimiento de los potenciómetros.

En la figura 4.26 se muestra la respuesta cuando los potenciómetros de control de frecuencia RF de ambas bandas están al 50% del recorrido, se amplifica a su máximo valor la señal (18 dB) y se grafican 3 curvas. La curva verde que corresponde cuando el potenciómetro R_Q del control del factor de calidad Q esta en 0% (Q=1), la curva roja azul que corresponde a 50% del recorrido (Q=1.7) y la curva roja que corresponde al 100% del recorrido (Q=6).

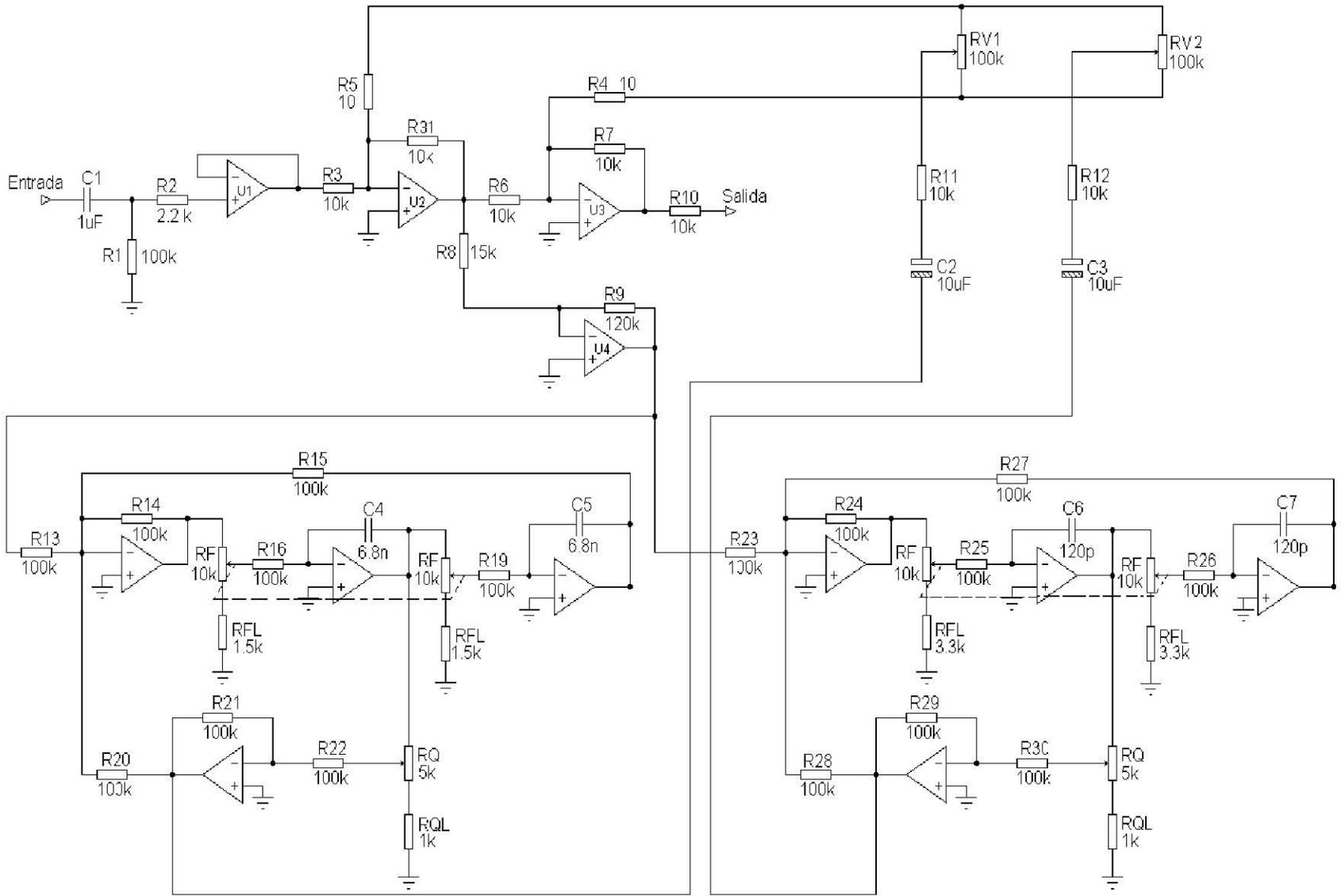


Figura 4.25 – Ecuador Paramétrico Completo de 2 Bandas.

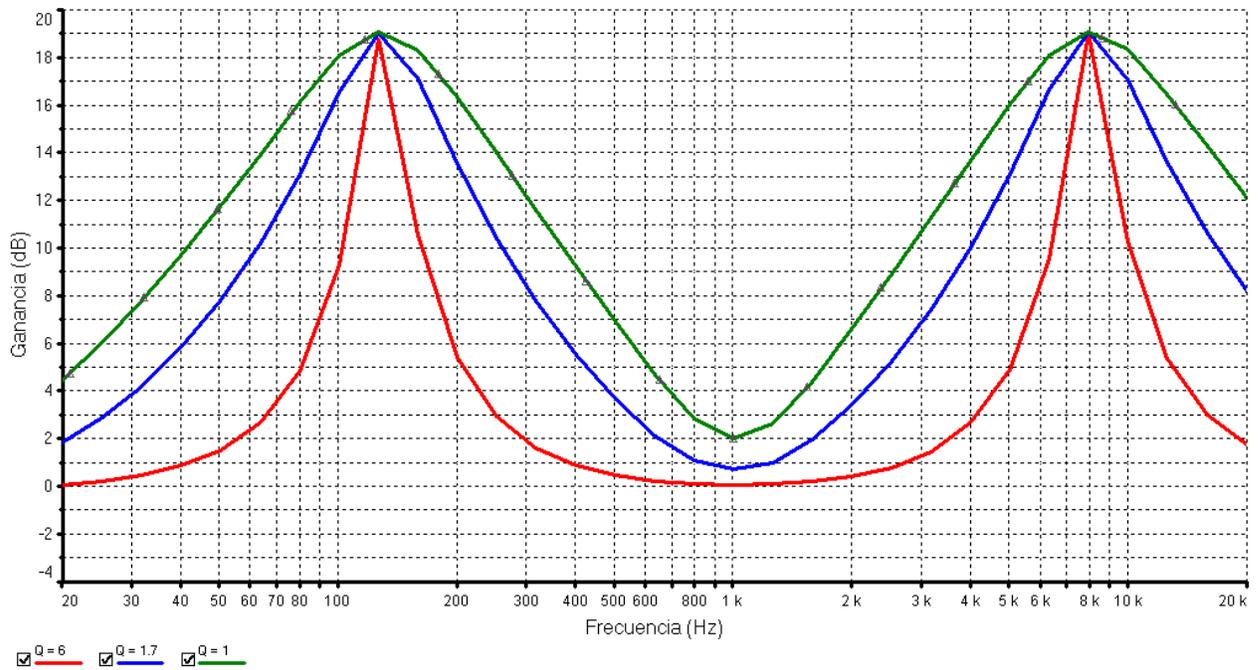


Figura 4.26 – Respuesta en Frecuencia a máxima amplificación, ambas bandas, potenciómetros R_F al 50%.

La figura 4.27 muestra la respuesta en frecuencia a máxima atenuación con los potenciómetros de control de frecuencia RF y de control de factor de calidad RQ de ambas bandas al 50% de recorrido.

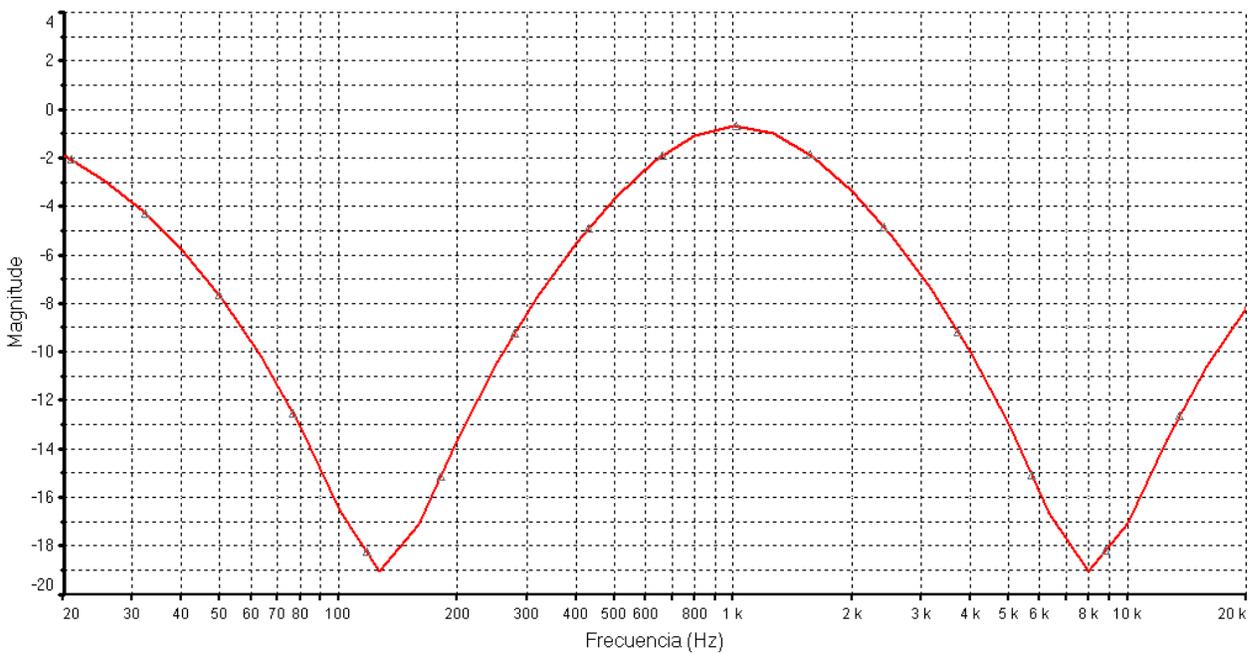


Figura 4.27 – Respuesta en frecuencia a máxima atenuación $Q=1.7$.

La figura 4.28 muestra la respuesta en frecuencia de la dispersión del movimiento en pasos de 20% de recorrido de los potenciómetros RF para ambas bandas, de esta manera se puede observar el control de frecuencias centrales que tendrá el diseño para graves y agudos. El análisis esta echo cuando el potenciómetro de RQ está al 100% de su recorrido, o sea con una respuesta Q de 6.

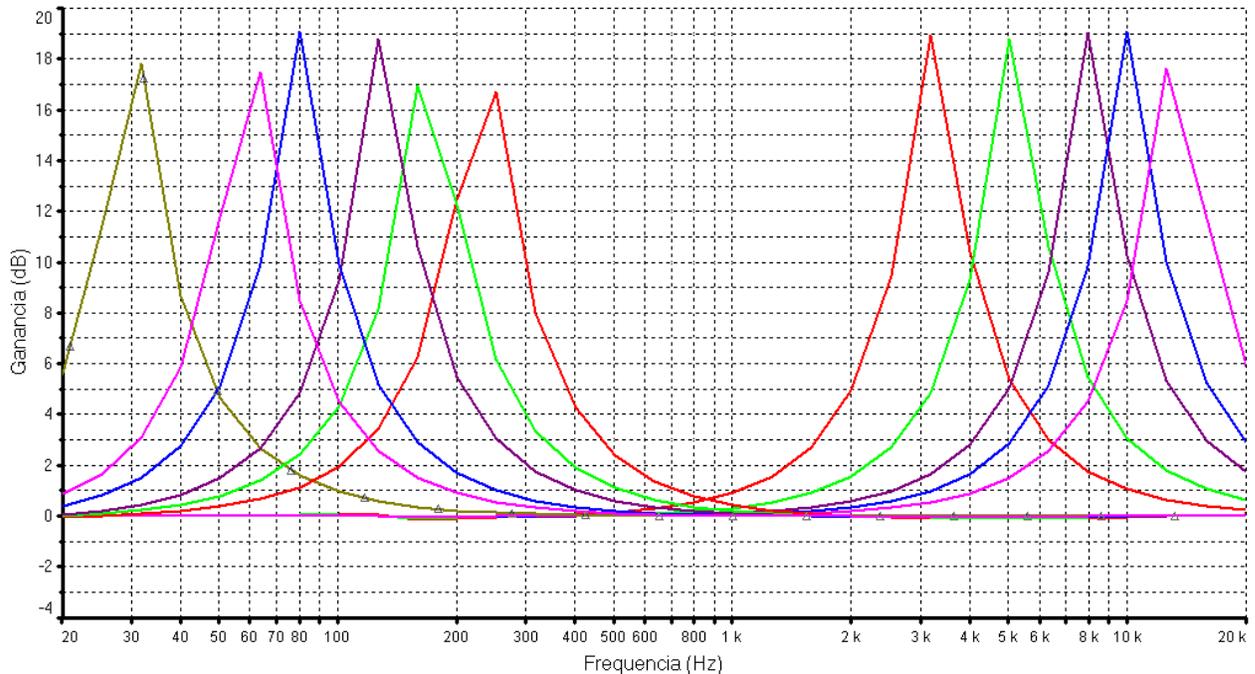


Figura 4.28 – Respuesta en frecuencia, con la variación de frecuencias a pasos de 20% de R_f .

Por último la figura 4.29 muestra la variación del factor Q para la banda de los graves a pasos de 20% para el potenciómetro RQ. Se puede observar la reducción del ancho de banda cuando Q aumenta y también una ligera pérdida natural de ganancia cuando Q aumenta. Para esta simulación (figura 4.29) el potenciómetro de la frecuencia esta en su valor máximo.

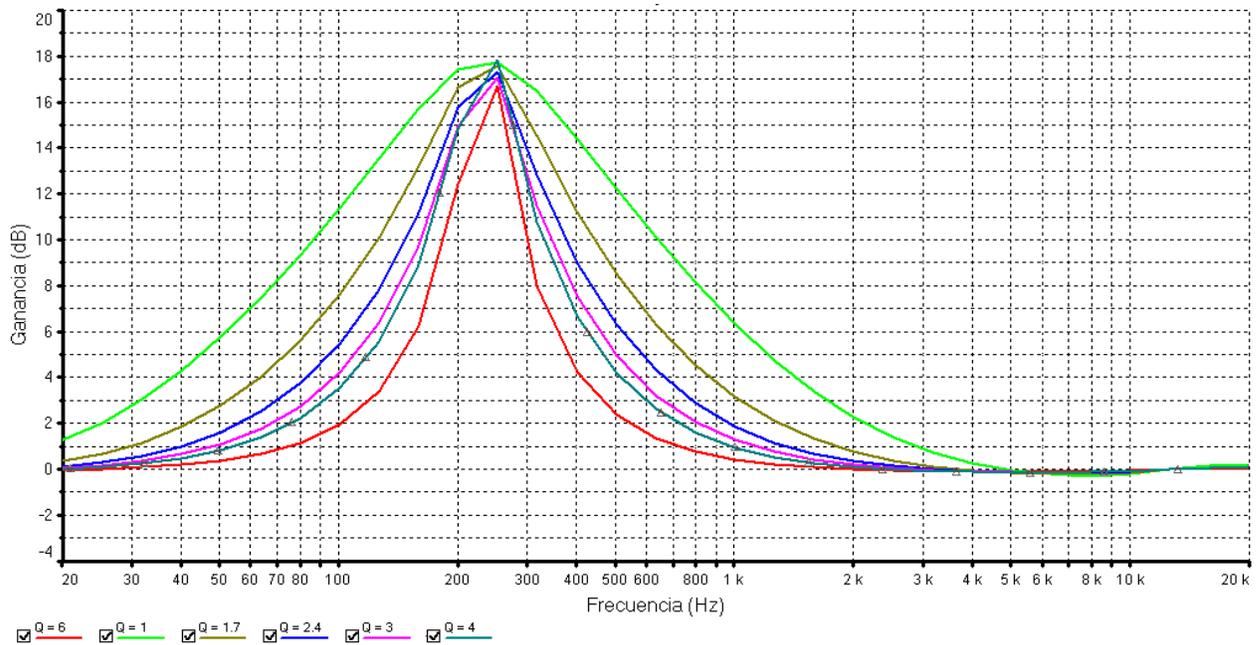


Figura 4.29 – Respuesta en frecuencia, con la variación de Q en la banda de los graves y R_f al 0%.

4.7 Ecuadores y Controles de Tono Integrados

Los ecualizadores y controles de tono integrados representan una ventaja para el diseño ya que reduce el número de componentes, especialmente activos, para su aplicación. Además de que el costo reduce, la aplicación puede ser más sencilla e incluso un poco más sofisticada (digital) en algunos casos. Sin embargo el diseño discreto da amplias posibilidades de variedad y precisión y calidad que cualquier ecualizador integrado.

A lo largo de los últimos años han salido gran variedad de circuitos integrados para el aspecto de la ecualización, principalmente los destinados al audio de consumo (portátiles, minicomponentes y sonido para automóvil). Algunos modelos se han descontinuado y ahora la tendencia es a controlar todo digitalmente.

4.7.1 Control de Tono Analógico.

La figura 4.30 muestra un control de tonos integrado, el circuito nombrado como TDA1524 controla de manera analógica el volumen, balance de sonido entre canales, los agudos y los graves. El control lo realiza mediante la amplitud controlada por voltaje, así diversos niveles de tensión se convierten en diversos niveles de amplitud de la señal de audio introducida. Una ventaja de esta implementación con el circuito integrado (y casi con todos) es que es estéreo, por lo que basta un solo potenciómetro por función para controlar ambos canales, lo que nos permite reducir el costo considerablemente al reducir a la mitad el número de componentes pasivos. También cabe destacar la posibilidad de elegir la dispersión (lineal o logarítmica) y se alimenta con fuente única de 12 VDC.

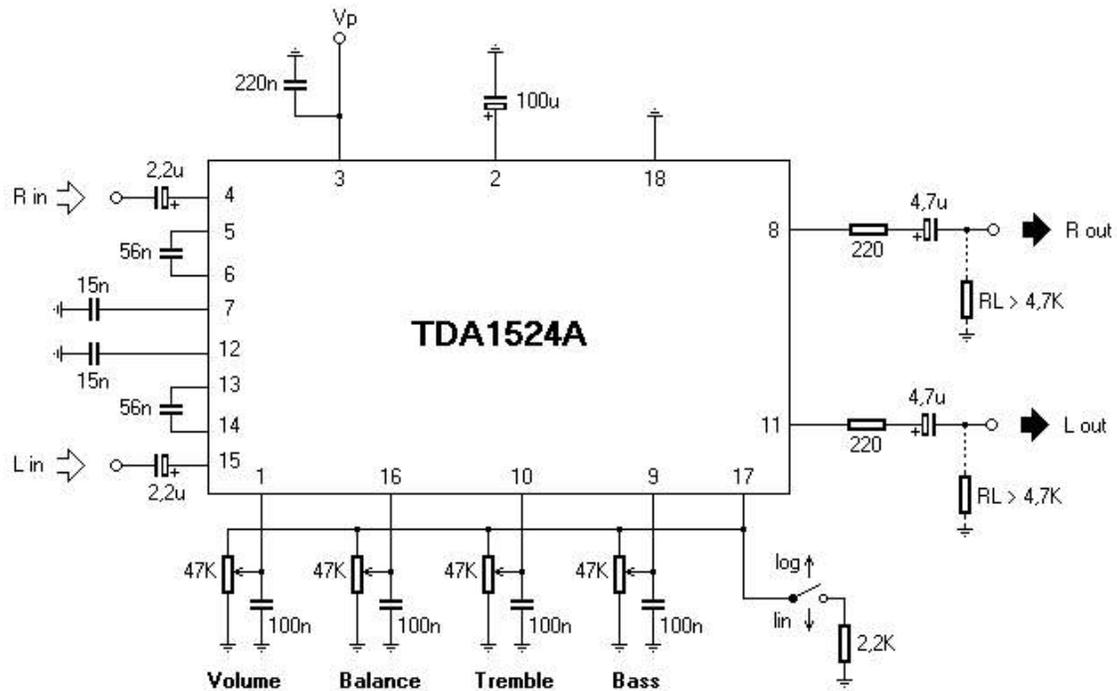


Figura 4.30 – Control integrado de volumen, balance, agudos y graves con un el CI TDA1524A.

Otro circuito popular es en LM1036 el cual trabaja de manera analógica y permite controlar así volumen, balance, agudos y graves, el cual se muestra en la figura 4.31.

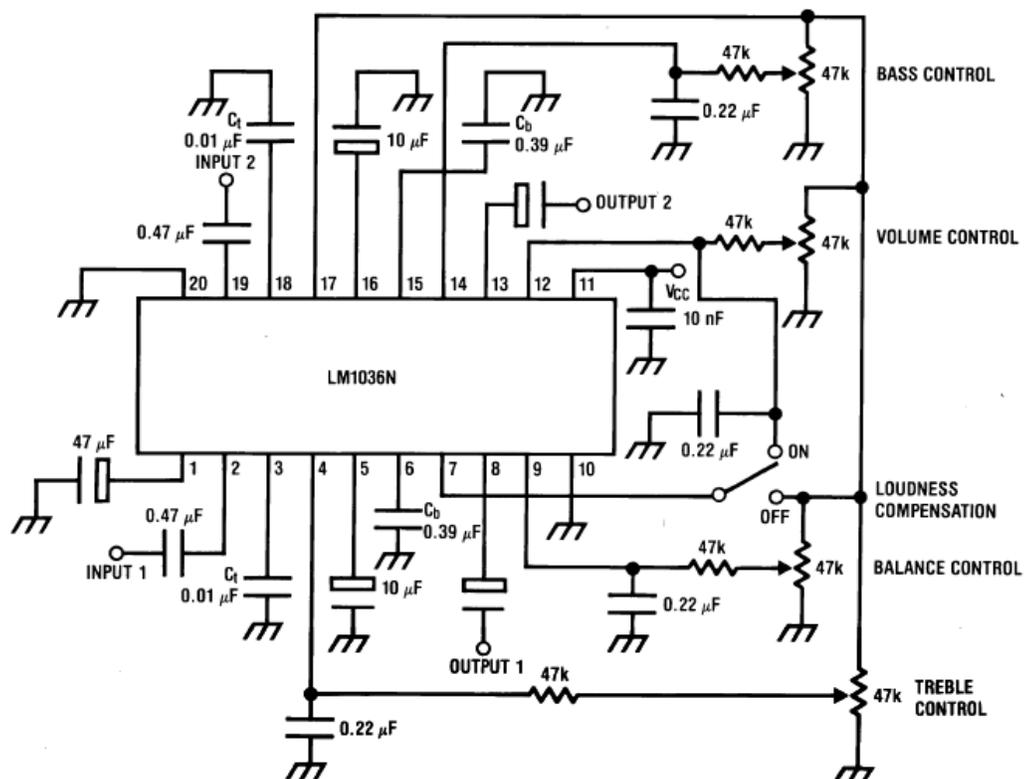


Figura 4.31 – Control Integrado analógico de volumen, balance y tono LM1036N.

Se puede observar rápidamente la estructura de este tipo de circuitos integrados, como es el caso del LM1036 (figura 4.32).

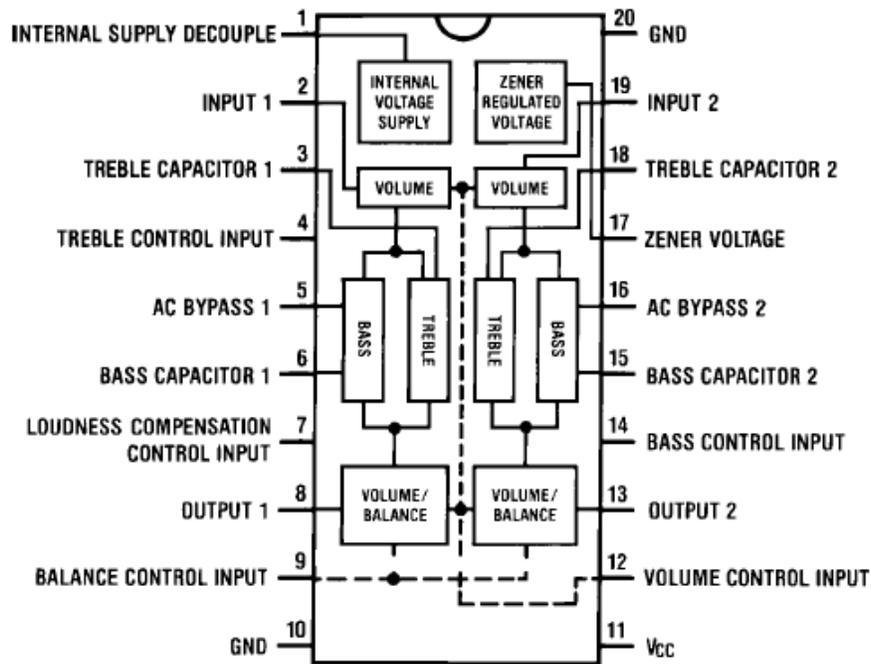


Figura 4.32 – Diagramas de bloques de la estructura interna de un LM1036

El LM1036 al igual que el TDA1524 es de tipo estéreo, lo que es una gran ventaja ya que el control es simultáneo para canal derecho e izquierdo, y por lo tanto este control se realiza con solo un potenciómetro.

Las hojas técnicas (Datasheet) de cada circuito integrado sugieren ciertos valores para fijar la frecuencia de corte de los controles de tono, sin embargo, la variación de estos valores es libre para ambos casos y permite modificar la respuesta y con ello obtener un diseño más específico al gusto del diseñador. Incluso las hojas técnicas ofrecen una fórmula con la cual se puede re-calcular el valor de los condensadores y así obtener un corte a la frecuencia que el diseñador desee.

En la siguiente tabla (Tabla 4.16) se tabulan las características principales de distintos modelos de circuitos integrados para control analógico de tonos y ecualización, utilizados ampliamente en mercado.

Modelo	Fabricante	Descripción	Vcc	THD	Especificaciones
TDA1524	Philips	Control de Tono Volumen y Balance	9V a 12V	0.3%	Control Estéreo Empaques DIP Y SOP Ampl./Aten. de Tonos: ± 14 Db
LM1036	National Semiconductor	Control de Tono Volumen y Balance	9V a 15V	0.05%	Control Estéreo Empaques DIP Y SOP Ampl./Aten. de Tonos: ± 15 dB Aten. Volumen : -75dB
TCA5550	Motorola	Control de Tono Volumen y Balance	12V a 15V	0.1%	Control Estéreo Empaque DIP Ampl./Aten. de Tonos: ± 14 dB Aten. Volumen : -70dB
TA7630P	Toshiba	Control de Tono Volumen y Balance	9V a 12V	0.35%	Control Estéreo Empaque DIP Ampl./Aten. de Tonos: ± 12 dB Aten. Volumen : -80dB
AN5836	Panasonic	Control de Tono Volumen y Balance	12V	0.2%	Control Estéreo Empaque SIL12 Ampl./Aten. de Tonos: ± 12 dB Aten. Volumen : -60dB

Tabla 4.16 – Circuitos Integrados de Control Analógico de Tono

4.7.2 Control Digital de Tono

El control digital de tono en señal de audio se logra con la aplicación de amplitud de señales controladas por volumen, y ese control se realiza mediante una resistencias variable que no precisamente es un potenciómetro si no un arreglo electrónico activo con propiedades de tras conductancia. Así el desarrollo de esto permite que mediante señales digitales se puedan establecer diversos puntos de resistencia fija y con este lograr sustituir lo que antes era un potenciómetro manual por uno controlado por niveles de voltaje. Así los circuitos integrados de control de tono para audio controlados digitalmente son gobernados por utilizan una señal digital codificada proveniente de un procesador o micro controlador.

El intercambio de datos entre el circuito de control de tonos y el microcontrolador y viceversa se efectúa a través de la comunicación serie de dos cables, conocida como protocolo I²C. Este protocolo es utilizado ampliamente para conectar y operar sofisticados y elaborados dispositivos con complejas y poderosas instrucciones, a través de sólo dos líneas de conductores llamadas SDA y SCL.

El control se construye a base de un firmware, que es el programa que instalara en el micro controlador y que permitirá al este comunicarse y controlar totalmente al circuito de control de tonos. El programa se estructura en base a direcciones e instrucciones que vienen detallas en la hoja técnica del circuito integrado en conjunto con las instrucciones necesario según del tipo de microcontrolador que se esté utilizando. En la figura 4.33 se observa un diagrama de bloques que muestra esta estructura básica para un sistema de control de tonos controlada digitalmente.

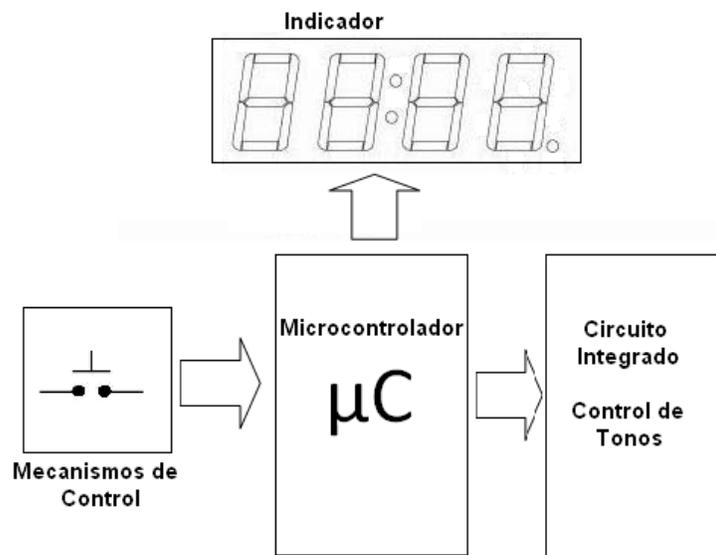


Figura 4.33 – Estructura básica de un sistema de control de tonos controlado digitalmente.

En la siguiente tabla (Tabla 4.17) se tabulan las características principales de los distintos modelos de circuito integrados para control digital de tono y sus principales características de operación.

Modelo Y Fabricante	Descripción	Vcc [V]	THD [%]	Especificaciones
TDA7429 ST ME	Control de Tono, Balance y Volumen.	9V	0.1%	Control de Tonos ± 14 dB, pasos de 2 dB Control de Volumen: 80dB, pasos de 1 dB
TDA7440 ST ME	Control de Tono, Balance y Volumen. 4 Entradas Estéreo Multiplexadas	9V	0.1%	Control de Tonos ± 14 dB, pasos de 2 dB Control de Volumen: 47dB, pasos de 1 dB Función Mute Independiente de 4 canales Ganancia ajustable por entrada: 30dB pasos de 2db Empaque DIP28
TDA7449 ST ME	Control de Tono, Balance y Volumen. 2 Entradas estereo	9V	0.1%	Control de Tonos ± 14 dB, pasos de 2 dB Control de Volumen: 47dB, pasos de 1 dB Función Mute Independiente de 4 canales Ganancia ajustable por entrada: 30dB pasos de 2db Empaque DIP20 Y SOP20
TDA7468 ST ME	Control de Tono, Balance y Volumen. 4 Entradas estereo	9V	0.1%	Control de Tonos ± 14 dB, pasos de 2 dB Control de Volumen: 47dB, pasos de 1 dB Función Mute Independiente de 4 canales (86 dB) Ganancia ajustable por entrada: 30dB pasos de 2db Empaque SOP28
TDA8424 Philips	Control de Tono, Balance y Volumen. 1 Entrada estereo	12V	0.05%	Control de Tonos ± 12 dB, pasos de 3 dB Control de Volumen: 70dB, 18 pasos (-6 dB hasta -18 dB) Empaque DIP20 Y SOP20

Tabla 4.17 - Circuitos Integrados con control digital de tonos, volumen y balance.

4.7.3 Ecuallizadores Integrados

Básicamente en estos circuitos se integran los amplificadores operacionales o dispositivos activos necesarios para la ecualización. También se integran algunos componentes pasivos para simplificar la suma de las señales provenientes de cada filtro integrado. Este tipo de integrados resultan una gran ventaja ya que se puede controlar los 2 canales (derecho e izquierdo) de la señal de audio estereo con un solo potenciómetro.

Al igual que en los controles de tono, volumen y balance han surgido circuitos integrados en los que se controla digitalmente la amplitud de cada banda del ecualizador, estos de igual manera manejan el protocolo i^2C y requieren un micro controlador para su aplicación.

Un ejemplo de un ecualizador grafico integrado controlado análogamente se muestra en la figura 4.34 en la que se muestra una vista rápida interna del circuito. Se trata un ecualizador integrado de 7 Bandas AN733 (Panasonic) de un solo canal (la implementación en estereo requerirá de 2 CI), la fijación de las frecuencias centrales y la ganancia se realiza con componentes externos, de igual manera, externamente se añaden los 5 potenciómetros (dobles para su aplicación estereo). Se resalta que este CI solo integra los elementos activos y pasivos necesarios para los filtros del ecualizador, así como el sumador de las señales provenientes de cada filtro.

También a manera de ejemplo se muestra en la figura 4.35 el circuito completo de aplicación sugerido por el fabricante para el ecualizador integrado AN733. Resaltando que es un circuito relativamente sencillo y compacto que muestra la ventaja de reducir espacio en PCB para su aplicación productos de audio de consumo.

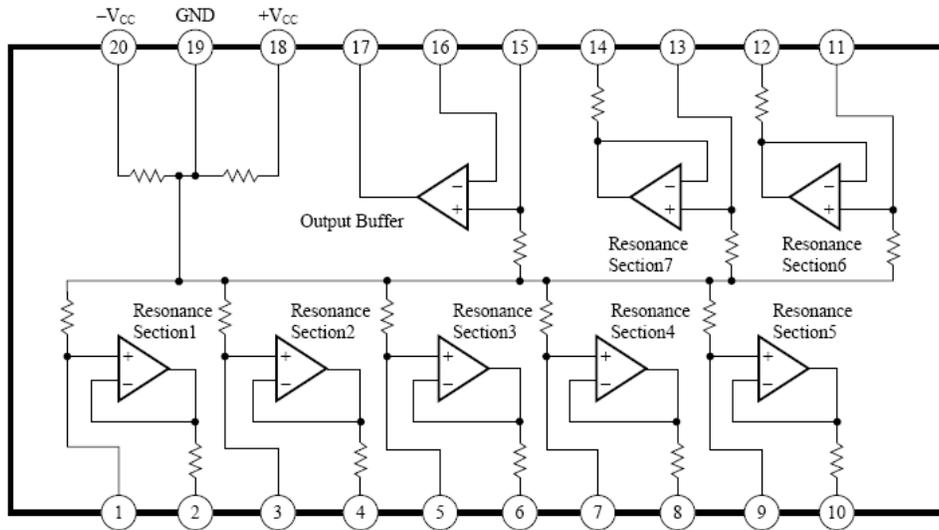


Figura 4.34 – Esquema Interno de un Ecualizador Integrado de 7 Bandas AN733

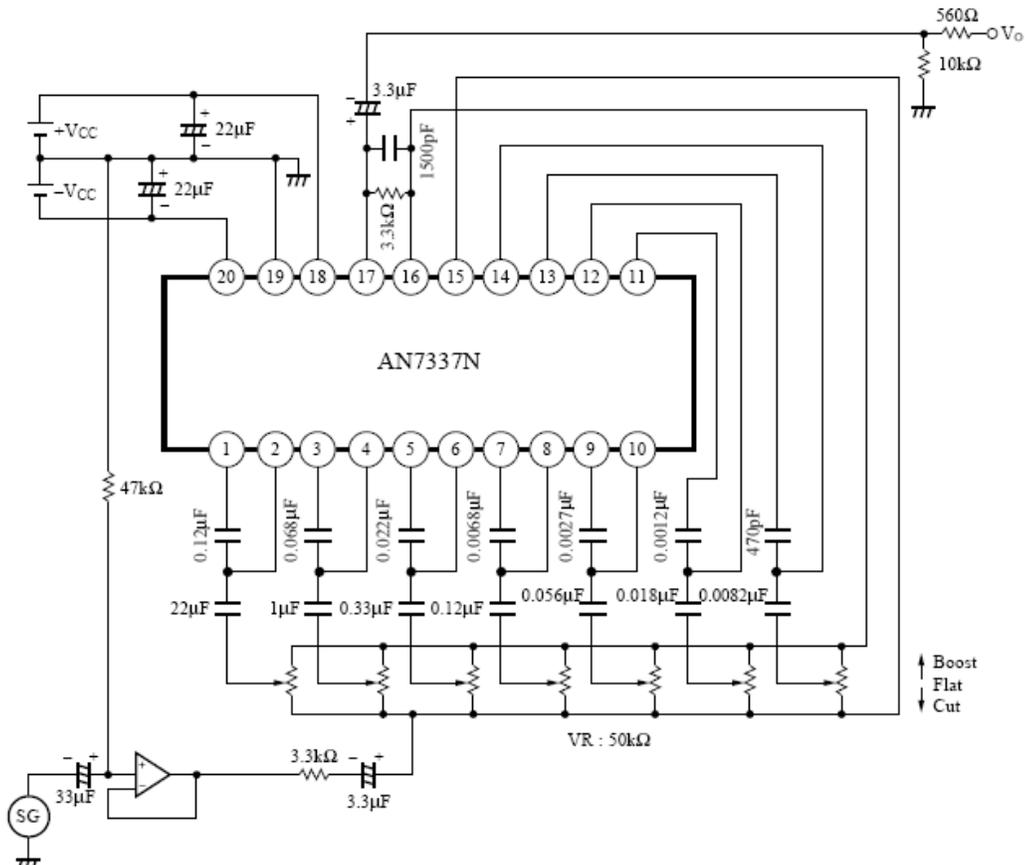


Figura 4.35 - Circuito de aplicación completo sugerido para el ecualizador IC AN733.

En la tabla 4.18 se enlistan nombres y principales características de algunos modelos de los circuitos integrados más populares usados para la implementación de ecualizadores gráficos. Puede notarse que la mayoría solo ofrece procesar 5 bandas como máximo, sin embargo como las frecuencias están definidas por los componentes pasivos externos, en las hojas técnicas de cada uno de estos circuitos se puede encontrar una fórmula para re-calcular el valor de los capacitores y resistencias que fijan esta frecuencia y con ello es posible implementar un ecualizador estéreo de 10 ó mas bandas con estos circuitos integrados.

Modelo Y Fabricante	Descripción	Vcc [V]	THD [%]	Especificaciones
AN733 Panasonic	Ecualizador Grafico de 7 bandas	±12	0.002%	1 Canal de Audio (Mono). Puede operara hasta con ±18V. Amplificación/Atenuación de ±12 dB. Disponible en DIP.
BA3812L Rohm	Ecualizador Grafico de 5 Bandas	9	0.01%	1 Canal de Audio (Mono). Puede alimentarse desde 5V hasta 15V. Amplificación/Atenuación de ±12 dB. Disponible en DIP 18 y ZIP18.
BA3822LS Rohm	Ecualizador Grafico de 5 Bandas	9	0.01%	2 Canales de Audio (Estéreo). Operación de ambos canales con un solo potenciometro. Puede alimentarse desde 5V hasta 12V. Amplificación/Atenuación de ±12 dB. Disponible en ZIP24 y SOP24
KA2223 Samsung	Ecualizador Grafico de 5 Bandas	9	0.02%	1 Canal de Audio (Mono). Puede alimentarse con 5V hasta 12V Amplificación/Atenuación de ±12 dB. Disponible en DIP 16.
LA3600 Sanyo	Ecualizador Grafico de 5 Bandas	12	0.03%	1 Canal de Audio (Mono). Puede alimentarse con 5V hasta 15V Amplificación/Atenuación de ±12 dB. Disponible en DIP 16.
TA2062 Toshiba	Ecualizador Grafico de 5 Bandas	12	0.01%	1 Canal de Audio (Mono). Puede alimentarse con 5V hasta 15V Amplificación/Atenuación de ±12 dB. Disponible en SOP 16.
TEA6360 Philips	Ecualizador Grafico de 5 Bandas con Control Digital	9	0.1%	2 Canales de Audio (Estéreo). Alimentación de 9V y 12V Amplificación/Atenuación de ±12 dB en 11 pasos. Control de Factor de Calidad Q general de 0.1 a 1.5 en 11 pasos. Disponible en DIP32 y SOP32

Tabla 4.18 – Circuitos Integrados comunes para la implementación de ecualizadores gráficos.

CONCLUSIONES

El diseño de circuitos electrónicos es una actividad de la ingeniería que requiere una fuerte base teórica y fundamentos técnicos, así como una base sólida de conocimientos matemáticos y científicos.

Sin embargo un punto clave es precisamente el ingenio y la habilidad para resolver problemas y ensamblar conocimientos teóricos y empíricos para el perfeccionamiento de un proyecto.

Los sistemas de sonido de consumo actuales funcionan bajo un mismo objetivo de funcionamiento: reproducir medios de almacenamiento musical y hacerlo con la mayor calidad posible. Efectivamente el costo debe permitir la accesibilidad del público de consumo y el diseño debe de satisfacer la exigencia de cierta población de consumo al que esté dirigido.

De lo anterior se de que un sistema de sonido para propósito casero será mucho más barato que un sistema de sonido diseñado para propósitos profesionales. La sofisticación del diseño siempre estará limitada al propósito final y los recursos disponibles para el proyecto.

Una vez clarificado las especificaciones del diseño se procede a estructurarse, que como se estudio se parte de una base formada por circuitos de entrada que acoplen correctamente nuestra fuente de señal de audio ,luego se procede a insertar un amplificador de señal para compensar la excesiva o baja amplitud de nuestra señal, y después implementar un circuito que procese la señal para filtrar cierto rango de frecuencias o bien alterarlo para compensar la acústica del lugar o de los parlantes.

La implementación de los circuitos de audio mencionados se puede realizar de manera discreta o de con ayuda de circuitos integrados fabricados especialmente para la aplicación. La aplicación discreta tiene la ventaja de poder ser completamente moldeable a las necesidades del diseñador, solo con tomar las consideraciones prácticas se obtiene resultados muy satisfactorios, y la principal desventaja tal vez sea que la implementación en PCB siempre es mas laboriosa que la implementación integrada y sobre todo la reducción del espacio al ser un solo dispositivo y por consiguiente menor cantidad de conexiones y de componentes externos.

Muchos de los circuitos propuestos en el presente trabajo pueden utilizar distintos dispositivos disponibles en el mercado, tal es el caso de los amplificadores operacionales.

En el caso de los amplificadores de potencia es claro que el mercado del audio de consumo, los amplificadores de potencia integrados son siempre utilizados en las salidas de potencia; su bajo costo, su simplicidad y su buen desempeño en cuanto a calidad de sonido para este propósito simplemente los hace ideales.

Sin embargo en las aplicaciones de alta potencia estos pierden el auge. Ya que disipación de calor se vuelve el factor de cambio por un diseño discreto. Un diseño de discreto de un amplificador potencia tiene la ventaja de poderse ensamblar para lograr una mejor disipación de calor, y otra ventaja muy importante es que a veces solo basta a cierto diseño cambiarle algunos valores de ciertos componentes para lograr adaptarlo a cierto voltaje de alimentación o a ciertos requerimientos de potencia y de carga.

En el diseño discreto de amplificadores de potencia el diseño de la etapa con la entrada diferencial es el más elegido por los diseñadores debido a su bajo ruido y estabilidad térmica. De igual manera la elección de operar los amplificadores con una fuente de alimentación simétrica radica en la ventaja de no tener que utilizar un gran capacitor de salida que introduzca más ruido a la señal de salida.

Para la implementación integrada resulta muy útil tener tablas que nos ayuden a encontrar el dispositivo que mas cumpla las especificaciones del proyecto y por ello organizarlos por los puntos más comunes y básicos para los proyectos tales como potencia de salida, voltaje de alimentación, impedancia de carga , distorsión armónica total y funciones adiciones facilita el proceso de elección.

El método de diseño de filtros activos propuesto en este trabajo reduce la cantidad de tiempo invertido en dimensionar los valores de los componentes. Dimensionar los filtros de orden superior a través de circuitos en cascada y solo la utilización de los coeficientes es también una ventaja frente a métodos gráficos y de inclusión de tablas.

Conocer las distintas formas de elaborar un ecualizador desde un simple control de agudos y graves hasta un ecualizador paramétrico del número de bandas que se desea ofrece seleccionar el adecuado para el proyecto del diseñado. Efectivamente hay otros métodos de diseño, sin embargo aquí se propuso enfocarse en las ecuaciones de diseño, fijar valores de conveniencia para reducir operaciones y sobre todo ofrecer tablas con valores de componentes comerciales para elegir de manera más certera el tipo de respuesta que se busque, pero dejando abierto la posibilidad de ayudarse con software y herramientas de cálculo para explorar los límites prácticos del circuito.

Multisim© es un software de diseño muy eficaz y sencillo de usar para analizar la respuesta en frecuencias en diseños de circuitos de audio, ya que permite encontrar de manera rápida errores de diseño en el cálculo de componentes y también permite hacer ajustes rápidos y cómodos para rediseñar el circuito.

Espero que este trabajo sea de utilidad y sirva como base solida para generar ideas y proyectos funcionales, sofisticados, eficientes y sin duda viables para su aplicación en el audio de consumo.

BIBLIOGRAFÍA

- Glen Ballou, Handbook for Sound Engineers, 4th Edition , Focal Press, 2008.
- Douglas Self, Audio Engineering , Newnes, 2009.
- National Semiconductor, Linear Applications HandBook , National Semiconductor, 1988.
- Thomas Kugelstad, Et.al, Active Filters Design Techniques, Texas Instruments, 2008.
- Bruce Carter, A Single Supply Op-Amp Circuit Collection, Texas Instruments 2000.
- Dennis A. Bohn, Accelerate Slope Tone Control Equalizers, Rane Corporation, 1992.
- James M. Fiore, Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales, Thomson Editores Paraninfo, 2005.
- Enrique J. Dede y Jose Espi, Diseño de Circuitos y Sistemas Electrónicos, Macombo Boixareu Editores, 1993.
- José María Ferrero Corral, Manual de Diseño de Circuitos Analógicos con Amplificadores Operacionales, Universidad Politecnica de Valencia UPV, 2001.
- Federico Miyara, Acustica y Sistemas de Sonido, UNR Editora, 2000.
- Albert Malvino , Principios de Electrónica: Séptima Edición, Mc Graw Hill, 2007.
- Cuenca D. Ignasi, Tecnología Básica del Sonido II, Paraninfo 1995.
- Diego Valero Solas, Juan D. Aguilar Peña , Amplificadores De Potencia: Teoría y Problemas, Paraninfo, 1993.
- M. Sergio Franco, Diseño con Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Analógicos, 3ra. Edición, Mc Graw Hill Interamericana, 2005.
- Herman Schreiber, 400 Circuitos Electrónicos de Baja Frecuencia, Paraninfo, 1995.
- Nelson P. Víctor, Análisis y Diseño de Circuitos Lógicos Digitales, Pearson, 1996.

CIBERGRAFÍA

Land Caster, Audio Papers y Products Information, Rane Corporation

<http://www.rane.com/library.html>

Sanyo Electric Co. LTD, Products, Semiconductor and Solutions, <http://panasonic.net/sanyo/products/>

National Semiconductor, Analog Products, <http://www.national.com/cat/>

Texas Instruments Corporation , Semiconductor Company, <http://www.ti.com/>

ST Microelectronics, Electronic Devices, <http://www.st.com/internet/com/home/home.jsp>

Samsung, Semiconductor Global Site, <http://www.samsung.com/global/business/semiconductor/>

THAT Corporation, Audio Technology, http://www.thatcorp.com/THAT_IC_Products.shtml

Rod Elliott, Elliot Sound Products, The Audio Pages Articles , <http://sound.westhost.com/articles.htm>

Linkwitz Lab, Active Filters, <http://www.linkwitzlab.com/filters.htm>

APENDICES

Señal de Audio

Una señal de audio se puede conceptualizar en forma simple como una fluctuación de corriente eléctrica ó de voltaje eléctrico. La variación de voltaje en un sistema de audio es igual a la variación acústica del sonido tratado y la amplitud de la forma de onda acústica se corresponde a la de la corriente eléctrica. De este modo la "amplitud" de un sonido se denomina "nivel" y la unidad de medición para este parámetro es decibel (dB). Nuestro oído percibe diferencias sensitivas de manera logarítmica, de manera que una relación en "dB" expresa mejor las diferencias que cualquier otra forma.

Armónico

Componente del sonido cuya frecuencia es proporcional a otros componentes del mismo. Por ejemplo, la frecuencia del segundo armónico es el doble de la que representa la fundamental

Umbral de Frecuencia del Oído Humano

El oído medio humano reconoce señales comprendidas de 20Hz a 20kHz.

Distorsión armónica Total (THD)

Esta distorsión se produce por la aparición de armónicos de la señal original. Un armónico es una señal de frecuencia múltiplo de otra original.

Si la amplitud de la frecuencia fundamental es A_1 y la amplitud de la componente armónica n-ésima de la frecuencia es A_n , una distorsión armónica se expresa como:

$$\% \text{de la n-ésima distorsión armónica} = \%D_n = \frac{A_n}{A_1} \times 100\%$$

Así, cuando una señal de salida tiene varios componentes de distorsión armónica individuales, se puede considerar que la señal tiene una distorsión armónica total basada en los elementos individuales combinados por medio de la siguiente expresión donde THD es la distorsión armónica total:

$$\%THD = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + \dots}$$

En el caso de la mayoría de los amplificadores, la distorsión puede ser principalmente de armónicos pares de los cuales es el segundo es generalmente el mayor [CicuitsMic].

En la práctica se procura distorsión armónica no sobrepase el 1%. De estarlo, en lugar de enriquecer la señal, la distorsión empieza a desvirtuarla y el sonido resultante empieza a dejar de parecerse al original. Muchos Fabricantes sugieren que la distorsión armónica máxima soportable por el usuario es de 10%, en contraste en el campo del audio profesional se procura utilizar equipo con la mas baja distorsión armónica total posible, del orden máximo de 0.05%.

Potencia Nominal o Eficaz

Expresada en Watts - Se define como la potencia que el amplificador es capaz de proporcionar a la carga nominal en un margen de frecuencias de 20 Hz. a 20 KHz, y con una distorsión armónica THD menor que la determinada. La señal que se utiliza para esta medida es un tono sinusoidal puro de 1.000 Hz. Esto significa que se excitan ambos canales con 1 KHz, a la salida se conecta la carga correspondiente según el fabricante y se sube la potencia hasta que la THD llega a la indicada por el fabricante; entonces se ha alcanzado la Potencia Nominal.

Impedancia Nominal de un Altavoz

Es un valor de resistencia pura, útil solo para medidas de potencia. Los valores típicos son 2Ω , 4Ω , 6Ω , 8Ω , y 16Ω .

PCB

Tarjeta de Circuito Impreso (Printed Circuit Board) Es una superficie constituida por caminos o pistas de material conductor laminadas sobre un sustrato no conductor. El circuito impreso se utiliza para conectar eléctricamente a través de los caminos conductores, y sostener mecánicamente - por medio del sustrato, un conjunto de componentes electrónicos.

Jack

El conector Jack (también denominado conector TRS o conector TRRS) es un conector de audio utilizado en numerosos dispositivos para la transmisión de sonido en formato analógico.

Hay conectores Jack de varios diámetros: El original, de $\frac{1}{4}$ " (6,35 mm) y los miniaturizados de 3,5 mm (aprox. $\frac{1}{8}$ " y 2,5 mm (aprox. $\frac{3}{32}$ ").

Crossfade

Es el aumento o reducción gradual del nivel de una señal auditiva. Es utilizado en el para hacer menos notorios el cambio de escena evitando un salto de volumen y ambiente. Se logra por medio de un potenciómetro entre canales, es muy similar al balance.

Vúmetro

Instrumento de medición de audio que sirve para mostrar un nivel de señal en unidades de volumen (dB), el dispositivo es a veces también llamado indicador de volumen.

Slewrate

Medida que indica la capacidad que tiene el amplificador para suministrar una tensión en respuesta a un "pico" rápido y de corta duración aplicada a la entrada de una señal. Esta medida compara la tensión que nos puede entregar un amplificador en un tiempo de 1 microsegundo.

Resonancia

Realce o ganancia del filtro aplicada a frecuencias cercanas a la frecuencia de corte.

dBu

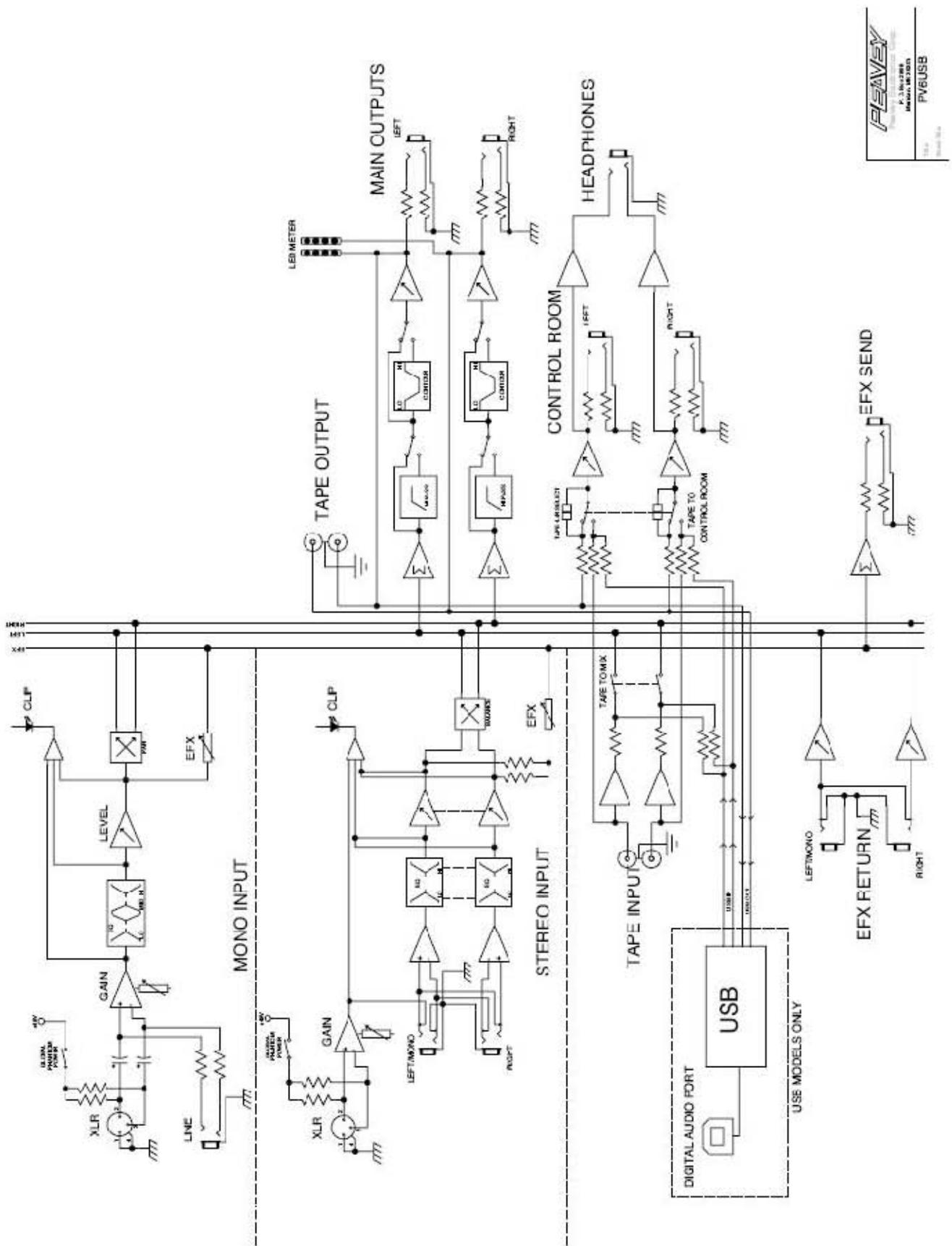
Expresa el nivel de señal en decibelios y referido a 0,7746 Volts.

Surround

Sonido Envolverte. Es una forma de reproducción del sonido estéreo en la que se agrega el sonido un efecto de expansión sonora ya que adquiere mayor presencia al cubrir la distribución espacial del sonido

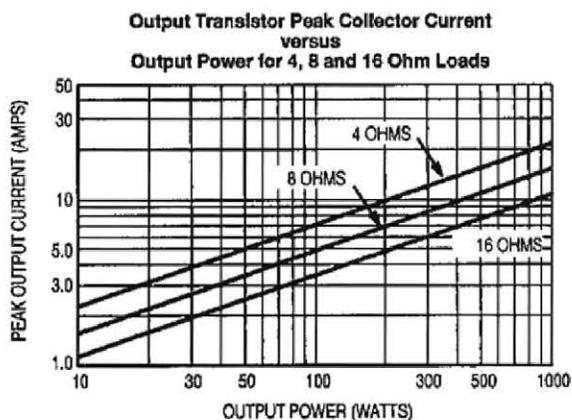
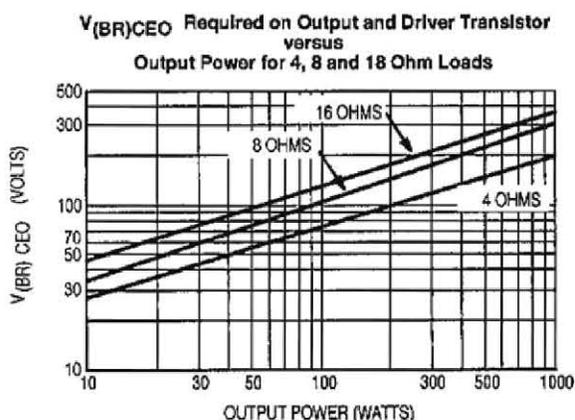
Phantom Power

Alimentación Fantasma. Es un arreglo eléctrico en dispositivos de audio que proporciona corriente directa de 48 V a cierto tipo de micrófonos que integran dentro de ellos un preamplificador activo para mejorar su desempeño a grandes distancias. Esta alimentación es introducida por el mismo cable de conexión del micrófono a la consola.



Audio

GENERAL DESIGN CURVES FOR POWER AUDIO OUTPUT STAGES



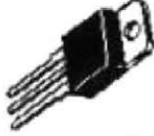
Another important parameter that must be considered before selecting the output transistors is the safe-operating area these devices must withstand. For a complete discussion see Application Note AN485.

Table 1. Recommended Power Transistors for Audio/Servo Loads

RMS Power Output	NPN	PNP	Case	P_D Watts @ 25°C	V_{CEO}	h_{FE} @ Min/Max	I_C Amps	f_T MHz Typ	I_{SB} Volts/Amps
To 25W	MJE15030	MJE15031	TO-220	50	150	20 min	4	30	14/3.6
	MJE15032	MJE15033	TO-220	50	250	50 min	1	40	50/1
25 to 50W	2N3055A	MJ2955A	TO-204	120	120	20/70	4	3	60/2
	MJ15001	MJ15002	TO-204	200	140	25/150	4	3	40/5
50 to 100W	MJ15015	MJ15016	TO-204	180	120	20/70	4	3	60/3
	MJ15003	MJ15004	TO-204	250	140	25/150	5	3	100/1
	MJ15020	MJ15021	TO-204	150	250	30 min	1	20	50/3
Over 100W	MJ15024	MJ15025	TO-204	250	250	15/60	8	8	80/2.2
	MJ3281A	MJ1302A	TO-204	250	200	60/175	7	30	50/4
	MJL3281A	MJL1302A	340G-01	150	200	60/175	7	30	40/4
	MJ21194	MJ21193	TO-204	250	250	25/75	8	7	100/2
	MJL21194	MJL21193	340G-01	200	200	25/75	8	7	100/2

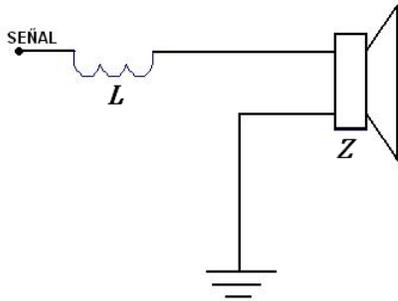
The Power Transistors shown are provided for reference only and show device capability. The final choice of the Power Transistors used is left to the circuit designer and depends upon the particular safe-operating area required and the mounting and heat sinking configuration used.

Selection by Package

Package	IC Range (Amps)	VCE Range (Volts)	Po (Watts)	Page #
	4-30	40-1500	90-250	2-12
	50-80	60-1000	150-300	2-12
	0.5-10	40-400	12.5-20	2-11
	0.5-10	40-400	12.5-20	2-11
	5.0-25	60-1500	30-150	2-7
	0.5-16	30-1800	30-125	2-4
	1-12	80-460	20-45	2-8
	0.3-5.0	25-400	12.5-40	2-9
	10-30	400-1500	125-180	2-6
	15-16	200-650	250	2-9

Calculo de filtros pasivos de primer orden – Pendiente de 6 dB/ Octava

Paso Bajo



$$L = \frac{Z}{2\pi f_c}$$

$$f_c = \frac{Z}{2\pi L}$$

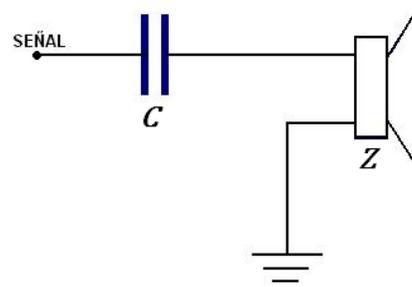
Donde:

L = Bobina [H]

Z = Impedancia de la bocina [Ω]

f_c = Frecuencia de Corte [Hz]

Paso Alto



$$C = \frac{1}{2\pi f_c Z}$$

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

Donde:

C = Capacitor [F]

Z = Impedancia de la bocina [Ω]

f_c = Frecuencia de Corte [Hz]

Tabulaciones de Valores en función de la impedancia.

Frecuencia Hz	Impedancia		
	4 Ω	6 Ω	8 Ω
40	15.9 mH	23.8 mH	31.83 mH
50	12.7 mH	19.1 mH	25.46 mH
60	10.6 mH	15.91 mH	21.22 mH
80	7.95 mH	11.94 mH	15.91 mH
100	6.37 mH	9.55 mH	12.73 mH
150	4.24 mH	6.37 mH	8.49 mH
200	3.18 mH	4.77 mH	6.37 mH
300	2.12 mH	3.18 mH	4.24 mH

Capacitor μ F	Impedancia		
	4 Ω	6 Ω	8 Ω
47	847 Hz	564 Hz	423 Hz
33	1206 Hz	804 Hz	603 Hz
22	1809 Hz	1206 Hz	904 Hz
15	2653 Hz	1768 Hz	1326 Hz
10	3979 Hz	2652 Hz	1989 Hz
6.8	5851 Hz	3900 Hz	2926 Hz
4.7	8466 Hz	5644 Hz	4233 Hz
3.3	12057 Hz	8038 Hz	6029 Hz
2.2	18086 Hz	12057 Hz	9043 Hz
1	39788 Hz	26525 Hz	19894 Hz