

80  
2 e



# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

## DISEÑO DE UN EQUIPO DE AUDIO PARA APOYO EN LA ENSEÑANZA DE IDIOMAS



### TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A N

JOSE FRANCISCO IBARRA ANAYA

GUSTAVO ADOLFO OLIVOS ROJAS

Director de Tesis: Fís. Fernando Castaños Zuno

MEXICO, D. F.

1991

FALTA INGEN



## **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 está 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.

# INDICE

	Página
Prefacio	1
CAPITULO I	
INTRODUCCION	
1.1 Origen del proyecto	2
1.2 El laboratorio de idiomas	3
1.3 Necesidades del CELE	3
1.4 Características del equipo	5
CAPITULO II	
ETAPA PREAMPLIFICADORA	
2.1 Introducción	9
2.2 Parámetros de CA del amp op	11
2.2.1 Ruido en el amp op	11
2.2.2 Respuesta en frecuencia	22
2.3 Diseño de la etapa preamplificadora	26
CAPITULO III	
ETAPA MEZCLADORA	
3.1 Circuito mezclador	43
3.2 Control panorámico	48
3.3 Diseño de la etapa mezcladora	57
CAPITULO IV	
ETAPA DIGITAL	
4.1 Introducción	64
4.2 Diseño del controlador	71
4.3 Diseño de los conmutadores digitales de entrada y de salida	81

## CAPITULO V

### MEDIDOR DE VU Y CONTROL DE TONOS

5.1 Ganancia de potencia	95
5.2 Medidor de VU	98
5.3 Diseño del medidor de VU	105
5.4 Control de tonos	119
5.5 Diseño del control de tonos	131
CONCLUSIONES	134
APENDICE	138
BIBLIOGRAFIA	150

## P R E F A C I O

El origen de esta tesis fue resultado del trabajo previo que los autores realizaron en el Centro de Enseñanza de Lenguas Extranjeras (CELE-UNAM). En esta Institución los autores realizaron su servicio social en el programa denominado Diseño, Desarrollo e Investigación de Equipo Electrónico con Fines Didácticos.

Las actividades realizadas, consistieron en desarrollar equipos de audio para apoyo a la labor docente de los profesores del CELE, durante ellas, los autores se familiarizaron con este tipo de equipo, tanto en el diseño como en su construcción, adquiriendo así la experiencia y los conocimientos necesarios.

Al finalizar el periodo de prestación del servicio social, los responsables del programa mostraron su reconocimiento a la labor realizada por los prestadores, sugiriéndoles seguir con la investigación a manera de desarrollar un tema de tesis sobre el diseño de un equipo más completo, con el propósito de ser utilizado en las instalaciones del CELE.

## CAPITULO I

### I N T R O D U C C I O N

#### 1.1 Origen del proyecto.

El CELE actualmente cuenta con laboratorios costosos, poco versátiles, obsoletos en comparación con nuevos equipos, además de que requieren mantenimiento excesivo. Debido a estas razones, no es posible adquirir más unidades del mismo tipo. Por ello surgió la idea de desarrollar equipo propio, aprovechando los recursos humanos y materiales existentes en la UNAM.

El CELE planteó las características de operación que debía cubrir el equipo a los autores de esta tesis. Esta surgió entonces de un trabajo inicial que conjuntaba la parte docente y la parte técnica. Se planteó el desarrollo de un equipo portátil y con gran versatilidad, incluso mayor a la que tienen los equipos convencionales. Su manejo debía ser sencillo, tanto para los profesores como para los alumnos. La calidad del mismo debía ser elevada, para permitir su comercialización y fabricación industrial. Era necesario, por las mismas razones que todos sus componentes electrónicos pudieran ser adquiridos en el mercado nacional.

El equipo que se desarrolló, objeto de la presente tesis, responde a las necesidades específicas del personal docente del CELE. Sin embargo, podrá ser utilizado posteriormente en cualquier otro centro de enseñanza de idiomas, precisamente por su versatilidad y portabilidad.

En las próximas secciones de esta introducción se explica en

forma breve que es un laboratorio de idiomas, se especifican las necesidades planteadas por el CELE y se definen las características del equipo desarrollado.

### **1.2 El laboratorio de idiomas.**

Un laboratorio de idiomas es un equipo electrónico de audio, que es auxiliar en la labor docente de los profesores. Con éste, es posible que los alumnos escuchen el material que proporciona el profesor, y en algunos equipos se puede establecer la comunicación con cualquier alumno, mientras que en otros se puede grabar el material para su uso posterior en trabajo de casa. En realidad hay varios tipos de laboratorios de idiomas en el mercado, algunos son más versátiles que otros y cada uno de ellos proporciona diversas características de operación y de opciones de trabajo, pero en general, todos ellos son bastante caros y no se fabrican en el país, a pesar de esta situación, son imprescindibles en cualquier centro de enseñanza de idiomas; un laboratorio de idiomas es siempre necesario en los métodos de enseñanza modernos.

### **1.3 Necesidades del CELE.**

Debido a su tamaño reducido, el equipo puede ser trasladado a cualquier salón de clase o al lugar que el profesor disponga, como se indicó, la portabilidad que no poseen los laboratorios de idiomas comerciales, dado que se encuentran instalados de manera permanente en un lugar específico para su uso, es una característica muy importante en el equipo requerido por el CELE.

Las razones de este requerimiento se describen a continuación.

Durante el trabajo de clase, con frecuencia el profesor hace pequeños subgrupos para trabajar en una actividad específica. El personal docente del CELE ha pensado utilizar el equipo en estos grupos de trabajo. Pero además se solicitaba que tuviera la capacidad de acoplar más de estas unidades para trabajar con la totalidad de los alumnos, y así se estableció que la capacidad de trabajo para el prototipo sea de cinco alumnos y el profesor, es decir, que seis personas trabajen en él. Si se interconectan unidades similares se puede expandir su capacidad hasta para 25 personas y el profesor, sin que por ello la versatilidad se vea afectada.

La cantidad de alumnos en cada grupo del CELE varía de acuerdo al idioma y horario, obteniéndose una cantidad promedio de 25 alumnos.

Como se verá, el análisis conduce al diseño de un equipo cuyas funciones tienen cuatro etapas: etapa preamplificadora, etapa mezcladora, etapa de control digital y, etapa de control de tonos y VU. El diseño de los circuitos y la determinación de los componentes para cada etapa es el objeto de los capítulos II, III, IV y V. Como conclusión, se presenta una evaluación breve del trabajo, que incluye observaciones acerca del funcionamiento del equipo y del significado que ha tenido para los autores su concepción y construcción. En ésta se expresa su satisfacción por los resultados logrados.



#### 1.4 Características del equipo

Las características de operación del equipo son las siguientes:

- Cada alumno tiene a su disposición un micrófono para que pueda participar en las actividades propias del laboratorio.
- El equipo debe procesar simultáneamente todas las señales provenientes de los alumnos y dar como resultado una sola señal de salida, o sea, obtener una mezcla de ellas. Esto es necesario porque se trata de un trabajo colectivo.
- El trabajo de clase no está limitado al manejo de señales de voz, sino que se puede manejar señales auxiliares que sean necesarias para el trabajo de clase, como por ejemplo material con diálogos en idiomas extranjeros, o con señales musicales, para ello el equipo debe ser compatible con otros equipos de audio que se encuentran en el mercado, como lo son tocacintas, radios, walkmans, instrumentos musicales, etc .
- En ocasiones, los equipos auxiliares no proporcionan la claridad adecuada, por lo que es necesario un control de tonos (graves y agudos), que permita depurar la señal de salida.
- Para facilitar el control de las señales que se estén manejando, como en caso de las provenientes de los micrófonos, es necesario fijar su volumen a un nivel adecuado, y así surge la necesidad de tener controles de volumen individuales.

además de que para cuantificar su nivel se requiere del uso de medidores de nivel de sonido ( medidores de VU ). En este caso son luminosos para facilitar su lectura.

- El equipo es estereofónico, debido a que actualmente la gran mayoría de equipo de audio maneja señales estereofónicas.
- Debido a la característica anterior es necesario que las señales de voz que proporcionan los micrófonos sean escuchadas en los canales de salida, ya sea izquierdo, derecho o en ambos. Para lograr esta función el equipo cuenta con un control panorámico ( panning ), mismo que puede ser aplicado a las señales auxiliares para obtener efectos adicionales.
- Es necesario que la señal estereofónica de salida pueda ser grabada en cualquier tipo de grabadora que utilice el alumno. Para llevar a cabo la grabación de la mejor manera, el equipo cuenta con medidores de VU a la salida de cada canal, monitoreándose así el nivel de grabación para evitar niveles que produzcan distorsión.
- Al igual que los laboratorios convencionales, el equipo puede manejar audífonos estereofónicos para la audición privada en los usuarios, teniendo la opción de conectarle bocinas para audición pública.
- El nivel de salida puede ser controlado y ajustado por medio de controles deslizables.

- El equipo permite al profesor monitorear a cada alumno de manera individual o colectiva, de manera separada al resto de los alumnos, es decir, el equipo permite trabajar con dos grupos de alumnos de manera simultánea.
- Para el monitoreo o división del grupo de trabajo, el equipo cuenta con un control digital. El objetivo de este control digital es evitar el uso de interruptores mecánicos y los problemas que ellos ocasionan, como por ejemplo ruidos producidos al accionarlos, que son conocidos como "pops", y que resultan ser molestos al escucharlos. Los interruptores mecánicos además se deterioran con el uso y se ven afectados por el polvo, en cambio con la utilización de circuitos digitales los "pops" son eliminados. El funcionamiento de los interruptores mecánicos no se ve afectado por el polvo. El control digital cuenta con indicadores luminosos para cada canal de entrada que indican al usuario el modo de operación a la que se encuentra sujeta dicha señal. Los modos de operación son los siguientes: apagado, en línea, y monitoreo. Para elegir cualquiera de ellos solo basta oprimir un botón colocado debajo del indicador correspondiente.

De acuerdo a todas las características de operación mencionadas, se ha elaborado el diagrama de bloques del equipo, y que se muestra en la siguiente figura:

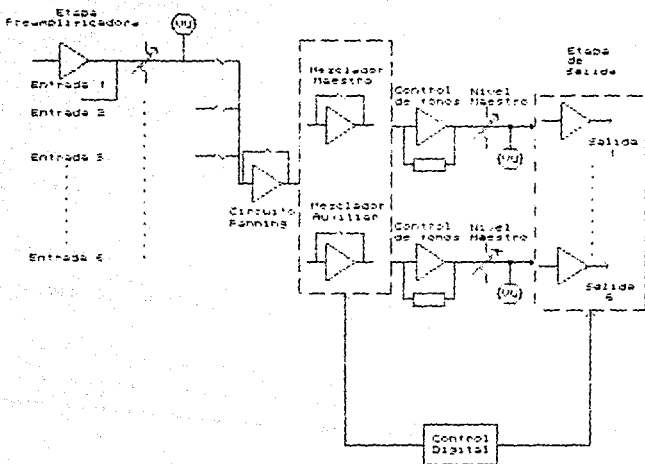


Figura 1.1 Diagrama de bloques del equipo

Cada uno de los bloques representa las etapas que siguen las señales de entrada, y el proceso al que son sujetas hasta su salida. Como ya se dijo, estas etapas y su diseño, forman los distintos capítulos de que consta la presente tesis.

## CAPÍTULO II

### ETAPA PREAMPLIFICADORA

#### 2.1 Introducción.

Bajo la denominación de micrófono se engloba una amplia gama de dispositivos orientados hacia la conversión de ondas sonoras, también llamadas señales acústicas, en otras de tipo eléctrico capaces de ser procesadas por cualquier circuito electrónico. Su función es entonces la de un transductor, convirtiendo una presión sonora en una información eléctrica equivalente.

Debido a que un micrófono produce una señal eléctrica de un nivel de voltaje muy pequeño se hace necesario amplificarlo a un nivel conveniente antes de que pase a las siguientes etapas que constituyen el equipo de audio que se va a diseñar. La etapa que nos proporciona el nivel adecuado para dicha señal, proveniente del micrófono, es la etapa preamplificadora. Se considera que un preamplificador es un amplificador de audio con una potencia de salida menor de 50 mW.

Los micrófonos se clasifican en dos grupos: alta impedancia ( $\sim 20k\Omega$ ), alta salida ( $\sim 200mV$ ); y baja impedancia ( $\sim 200\Omega$ ), baja salida ( $\sim 2mV$ ). Los micrófonos de alta impedancia no exigen requisitos especiales en el preamplificador; la amplificación se realiza sencilla y eficientemente, utilizando un amplificador operacional, con las configuraciones de amplificador inversor o no inversor, la respuesta en frecuencia es razonablemente plana y no requiere ecualización. Los requerimientos del amplificador

para disminuir el ruido son mínimos debido a los altos niveles de entrada. Sin embargo existen algunos inconvenientes en su uso que resultan del ruido producido por el mismo micrófono. Siendo una fuente de alta impedancia, esos micrófonos son muy susceptibles de perder su nivel de voltaje de salida por la acción de campos magnéticos (ej. 60Hz), y su uso debe estar restringido a distancias cortas (típicamente menores a tres metros de longitud en su cableado). Debido a este problema, los micrófonos de alta impedancia son raramente utilizados.

Los micrófonos de baja impedancia también tienen una respuesta plana en frecuencia, no requiriendo ecualización especial en la sección del preamplificador. Sus bajos niveles de salida, sin embargo, imponen requerimientos más estrictos en cuanto al ruido en el preamplificador.

Tomando en cuenta las características mencionadas de ambos tipos de micrófono, se ha seleccionado al de baja impedancia como el micrófono a utilizar en el presente proyecto. Además, se ha decidido llevar a cabo el diseño del preamplificador para micrófono con un amplificador operacional integrado, abreviado amp op, debido a sus múltiples ventajas sobre los preamplificadores diseñados con transistores discretos, siendo las más notables las siguientes :

- Mejor operación
- Menor nivel de ruido
- Menor distorsión
- Menor consumo de energía
- Fácil localización de fallas
- Menor tamaño
- Bajo costo

## 2.2 Parámetros de CA del amp op.

Cuando el amp op se utiliza en un circuito que amplifica sólo señales de corriente alterna (CA), debe considerarse cuándo los voltajes a la salida serán señales débiles (abajo de 1v pico) a señales intensas (arriba de 1v pico). Si sólo están presentes señales débiles de CA a la salida, las características importantes del amp op que limitan el rendimiento son, entre otras, el ruido y la respuesta en frecuencia. Si se esperan grandes señales de CA a la salida, entonces una característica denominada slew rate determina cuándo se introducirá distorsión por el amp op.

Las corrientes de polarización y los voltajes de offset afectan al comportamiento en corriente directa (CD) y por lo común no tienen que considerarse con respecto al comportamiento de CA. Esto se cumple pues, por lo general, hay un capacitor de acoplamiento en el circuito para pasar las señales de CA y bloquear las corrientes y voltajes de CD.

### 2.2.1 Ruido en el amp op.

El efecto del ruido en un circuito integrado utilizado en audio es importante y requiere de una pequeña explicación. Las especificaciones del ruido normalmente aparecen como "voltage equivalente del ruido de entrada", fijado para una pequeña impedancia de fuente y un ancho de banda determinado. Este es el parámetro más útil, ya que esto es lo que se amplifica mediante la ganancia de malla cerrada del amplificador. Para fuentes de alta impedancia, la corriente de ruido viene a ser importante y

por tanto debe ser considerada, pero la mayoría de las impedancias de fuente que en general se manejan en circuitos de audio son menores de 600 ohms, por lo que el efecto de ésta es despreciable.

La causa del ruido en los amps ops proviene de cuatro fuentes principales: ruido térmico, ruido de disparo, ruido 1/f y ruido de popcorn. Estas cuatro fuentes de ruido serán mencionadas brevemente en cuanto al desempeño global del amp op.

#### Ruido térmico.

El ruido térmico es generado por cualquier elemento resistivo. Este ruido es 'blanco', lo que significa que tiene una densidad espectral constante. El ruido térmico es representado mediante un generador de voltaje con un valor cuadrático medio  $\overline{e_n^2}$  en serie con un resistor ideal (que no produce ruido), donde  $\overline{e_n^2}$  está dado por la siguiente ecuación.

$$\overline{e_n^2} = 4KTRB \text{ (volts)}^2$$

donde:

- T = temperatura en °K
- R = valor del resistor en ohms
- B = ancho de banda del ruido en Hz
- K = constante de Boltzmann
- =  $1.38 \times 10^{-23}$  W-S/°K

El valor RMS de la ecuación del ruido térmico está graficado en la figura 2.1 para un ancho de banda de 1 Hz. Si el ancho de banda es incrementado la gráfica sigue siendo válida mientras  $e_n$  sea multiplicada por  $\sqrt{B}$ .



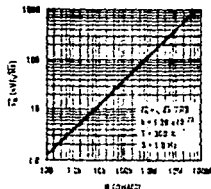


Figura 2.1 Ruido térmico en un elemento resistivo

Al realizar la medición del ruido en un resistor real puede tener más ruido que el mostrado en la figura 2.1. Este componente adicional de ruido se conoce como "ruido adicional". El ruido adicional tiene una respuesta espectral de  $1/f$ , y es proporcional a la caída de voltaje a través del resistor. Conviene definir un "índice de ruido" cuando se hace referencia al ruido adicional en resistores. El índice de ruido es el voltaje RMS en  $\mu\text{V}$  de ruido en el resistor por volt de caída de CD a través del resistor en una década de frecuencia. El índice de ruido expresado en dB es:

$$NI = 20 \log \left( \frac{E_{ex}}{V_{cs}} \times 10^6 \right) \text{ dB}$$

donde:

$E_{ex}$  = ruido adicional en el resistor en  $\mu\text{V}$   
por década de frecuencia

$V_{cs}$  = caída de voltaje de CD a través  
del resistor

Los resistores de carbón tienen el índice más grande de ruido adicional que va de +10 dB a -20 dB. Los resistores de película de carbón tienen un índice de -10 dB a -25 dB. Los resistores de película de metal y el cable blindado muestran la menor cantidad de ruido adicional, con un índice de ruido que figura de -15 dB a -40 dB.

#### Ancho de banda del ruido.

El ancho de banda del ruido no es el mismo ancho de banda que está presente en un amplificador, o ancho de banda a -3 dB de la función de transferencia. Por el contrario, el ancho de banda del ruido presenta una respuesta semejante a un "filtro muro", como se muestra en la figura 2.2. La máxima ganancia de potencia de una función de transferencia  $H(f)$  multiplicada por el ancho de banda del ruido ( $B$ ) debe ser igual al ruido total que abarca la función de transferencia.

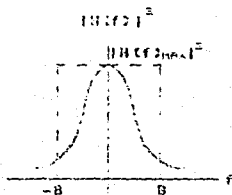


Figura 2.2 Ilustración de la definición del ancho de banda del ruido

Ya que la ganancia de potencia de la función de transferencia está relacionada con el cuadrado de su ganancia de voltaje, entonces tenemos:

$$|H(f)_{\text{máx}}|^2 B = \int_0^{\infty} |H(f)|^2 df$$

Entonces:

$$B = \frac{\int_0^{\infty} |H(f)|^2 df}{|H(f)_{\text{máx}}|^2}$$

donde:

$H(f)_{\text{máx}}$  = máximo valor de  $H(f)$ .

$H(f)$  = función de transferencia de ganancia de voltaje.

$B$  = ancho de banda del ruido en Hz.

Para un circuito RC sencillo, el ancho de banda del ruido  $B$  es  $\sqrt{2} f_{-3dB}$ , y para un filtro plano de orden superior, ver tabla 2.1.

Tabla 2.1.

Orden del filtro	Ancho de banda del ruido
1	1.57 $f_{-3dB}$
2	1.11 $f_{-3dB}$
3	1.05 $f_{-3dB}$
4	1.025 $f_{-3dB}$
Muro	1.00 $f_{-3dB}$

#### Ruido de disparo.

El ruido de disparo es generado por la carga eléctrica que atraviesa una barrera de potencial (junturas en semiconductores). Esta es la causa del ruido dominante en transistores y amps ops en frecuencias medias y altas. El valor cuadrático medio del

ruido de disparo está dado por:

$$\overline{i_s^2} = 2qI_{c0}B \text{ (amps)}^2$$

donde:

$$q = \text{carga de un electrón en coulombs} \\ = 1.59 \times 10^{-19} \text{ coulombs}$$

$$I_{c0} = \text{corriente directa en amps}$$

$$B = \text{ancho de banda de ruido en Hz}$$

Al igual que el ruido térmico, el ruido de disparo tiene una densidad espectral constante.

**Ruido 1/f.**

El ruido 1/f es similar al los ruidos de disparo y térmico ya que su amplitud es aleatoria. A diferencia del ruido térmico y de disparo, el ruido 1/f tiene una densidad espectral de 1/f. Esto significa que el ruido se incrementa a frecuencias bajas. El ruido 1/f es causado por imperfecciones en el material y en la manufactura y está normalmente asociado con una corriente directa:

$$\overline{i_s^2} = k \frac{(I_{c0})^a}{f} B \text{ (amps)}^2$$

donde:

$$I_{c0} = \text{corriente directa en amps}$$

$$k \text{ y } a = \text{constantes}$$

$$f = \text{frecuencia en Hz}$$

$$B = \text{ancho de banda del ruido en Hz}$$

### **Ruido de popcorn.**

El ruido de popcorn deriva su nombre del sonido parecido al que producen las palomitas de maíz, de manera similar al que se escucha cuando se conecta una bocina. Está caracterizado por un cambio imprevisto en el nivel de salida de CD, teniendo una duración que va de microsegundos a segundos, presentándose aleatoriamente. Aunque no hay una explicación clara para cuantificar el ruido de popcorn, es comunmente reducido con un proceso de limpieza, además de que se han hecho pruebas técnicas para revelar las unidades de este tipo de ruido.

### **Modelado del ruido.**

En un amplificador, cada uno de sus elementos es una fuente potencial de ruido. Esto trae como resultado que las fuentes de ruido se encuentren distribuidas en todo el amplificador, haciendo que el análisis del ruido sea extremadamente complicado.

El ruido del amplificador puede ser representado por generadores de voltaje y corriente de ruido en la entrada de un amplificador ideal (sin ruido), como se muestra en el modelo de la figura 2.3.

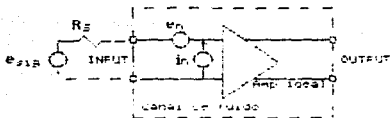


Figura 2.3. Modelado del ruido en un amplificador

El voltaje de ruido  $e_n$ , o voltaje RMS de ruido de entrada del circuito corto equivalente, es simplemente el voltaje que aparecería en la entrada de un amplificador ideal si sus terminales de entrada fueran cortocircuitadas. Esto es expresado en "nanovolts por raíz de Hertz ( $nV/\sqrt{Hz}$ )" para una frecuencia determinada o en microvolts para una banda de frecuencia dada. Este valor se obtiene al cortocircuitar las terminales de entrada, midiendo el valor RMS del ruido a la salida, dividido por la ganancia del amplificador, y refiriéndolo a la entrada, de aquí el término "voltaje equivalente del ruido de entrada". Un filtro paso banda de características conocidas, es colocado para medir el ruido a la salida del amplificador, donde el resultado es dividido entre la raíz cuadrada del ancho de banda, si el dato está expresado en estas unidades (ancho de banda). La figura 2.4 muestra el valor de  $e_n$  de un amp op típico, para este amplificador la región arriba de 1 kHz es la región del ruido de disparo y abajo de 1 kHz es la región del ruido  $1/f$ .

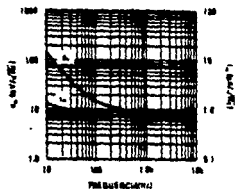


Figura 2.4. Voltaje y corriente de ruido para un amp op.

La corriente de ruido,  $i_n$ , o mejor dicho, la corriente RMS de ruido del circuito abierto equivalente, es aquella corriente que aparecería en la entrada de un amplificador ideal debido sólo a las corrientes de ruido. Esta se expresa en "picoampers por raíz de Hertz ( $\text{pA} / \sqrt{\text{Hz}}$ )" para una frecuencia determinada, o en nanoampers para una banda de frecuencia dada. Este valor se obtiene al colocar en paralelo un capacitor o un resistor a través de las terminales de entrada, de tal manera que la corriente de ruido producirá otra cantidad de voltaje de ruido cuyo valor será  $i_n \times R_{i,n}$  (ó  $X_{C,i,n}$ ). Al dividir el valor obtenido a la salida entre la ganancia del amplificador se obtendrá el valor de  $e_n$ ,  $i_n \times R_{i,n}$ , más el ruido del propio resistor. En cambio si se usa un capacitor en la entrada, aparecerá sólo el valor de  $e_n$  e  $i_n \times X_{C,i,n}$ . El valor de  $i_n$  es medido con un filtro paso banda y convertido a  $\text{pA} / \sqrt{\text{Hz}}$ . De nuevo, se pueden apreciar las regiones correspondientes al ruido  $1/f$  y al ruido de disparo

en la figura 2.4.

Cuando la señal se conecta en la entrada del amplificador aparece el valor de  $e_n$  en serie con  $e_{n1}$ , y con  $e_n$ . La corriente  $i_n$  fluye a través de  $R_s$ . Este voltaje de ruido es claramente dependiente del valor de  $R_s$ , produciendo otro voltaje de ruido de valor  $i_n \times R_s$ . Todos esos voltajes se suman en la entrada de la figura 2.3 en valores RMS, es decir, como la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados. Así, el ruido total de entrada es:

$$\overline{e_n^2} = \overline{e_n^2} + \overline{e_n^2} + \overline{i_n^2 R_s^2}$$

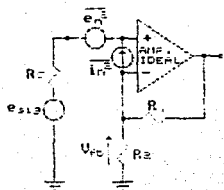
#### Efectos de la retroalimentación sobre el ruido.

La retroalimentación de voltaje se muestra en el circuito de la figura 2.5a. Los generadores de ruido pueden ser desplazados hacia afuera de la malla de retroalimentación como se muestra en la figura 2.5b, sólo si se incluye el ruido térmico producido por  $R1 \parallel R2$  en  $e_n^2$ . Además, el generador de ruido producido por  $i_n \times (R1 \parallel R2)$  debe ser sumado a pesar de que la entrada (-) del amp op sea una tierra virtual. Se puede visualizar los efectos mencionados anteriormente si se considera a  $R1 \parallel R2$  en serie con  $R_s$ .

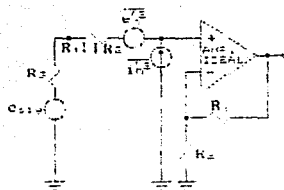
$$\overline{e_n^2} = \overline{e_n^2} + 4kT(R_s + R1 \parallel R2)$$

$$\overline{i_n^2} = \overline{i_n^2}$$





(a) Amplificador con retroalimentación de voltaje



(b) Retroalimentación de voltaje con generadores de ruido desplazados hacia afuera de la malla de retroalimentación.

Figura 2.5a y 2.5b

Esta operación es posible ya que al cortocircuitar ambas entradas de los amps da como resultado el mismo voltaje de ruido a la salida. De igual forma, abriendo las entradas de ambos dará como resultado la misma corriente de ruido a la salida.

El significado de los resultados anteriores es que los generadores equivalentes de ruido de entrada representan completamente al ruido del circuito. La aplicación ideal de la retroalimentación negativa no altera la acción del ruido en un circuito. La retroalimentación reduce el ruido a la salida, pero de igual forma como lo hace con la señal de salida. En otras palabras, el ruido equivalente de entrada es independiente de la ganancia.

### 2.2.2 Respuesta en frecuencia.

Muchos tipos de amps ops para propósito general y especializados están compensados internamente; esto es, el fabricante ha instalado dentro de dichos amps ops un pequeño capacitor, por lo común de 30 pF. Este capacitor de compensación interna impide que el amp op oscile en altas frecuencias. Las oscilaciones se evitan disminuyendo la ganancia del amp op conforme aumenta la frecuencia. De otra manera, habría ganancia suficiente y cambio de fase en alguna alta frecuencia donde la señal de salida puede realimentarse a la entrada y causar oscilaciones.

De teoría básica de circuitos se conoce que la reactancia de un capacitor disminuye conforme aumenta la frecuencia:  $X_c = 1/2\pi fC$ . Por ejemplo, si la frecuencia se aumenta en 10, la reactancia del capacitor disminuye en 10. En consecuencia, no es accidental que la ganancia de voltaje de un amp op baje en 10 conforme la frecuencia de la señal de entrada aumenta en 10. Un cambio en frecuencia de 10 se denomina década. Los fabricantes muestran cómo la ganancia en circuito abierto del amp op está relacionada con la frecuencia diferencial de entrada, mediante una curva llamada ganancia de voltaje en circuito abierto comparada con la frecuencia.

En la figura 2.6 se muestra una curva típica para amps ops compensados internamente. A bajas frecuencias (abajo de 0.1 Hz), la ganancia en circuito abierto es muy alta. Un valor típico es 100,000 (100 dB), y este valor es el que se especifica en las hojas de información cuando no se proporciona una curva.

El punto A en la figura 2.6 localiza la frecuencia de corte donde la ganancia de voltaje es 0.707 veces su valor a frecuencias muy bajas.

Los puntos C y D muestran cómo la ganancia cae por un factor de 10 conforme la frecuencia se eleva por un factor de 10. El cambio de frecuencia o ganancia por un factor de 10 se expresa en forma más eficiente con el término por década. El eje vertical a la derecha de la figura 2.6 es una gráfica de la ganancia del voltaje en decibeles (dB). La ganancia de voltaje decrece por 20 dB para un incremento en la frecuencia de una década. Esto explica por qué la curva de respuesta en frecuencia de A a B se describe como caída a 20 dB/década.

El punto B en la figura 2.6 define el ancho de banda de ganancia unitaria. Está localizada en la frecuencia donde la ganancia de voltaje en circuito abierto es la unidad.

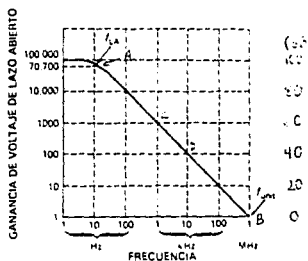


Figura 2.6 Ganancia de voltaje de lazo abierto

### **Rechazo de rizo.**

La capacidad de un circuito integrado para no verse afectado por el rizo proveniente de la fuente de alimentación es importante en las aplicaciones de audio. La razón tiene que ver con la minimización del zumbido dentro del sistema -un alto índice de rechazo de rizo significa un pequeño rizo a la salida-, donde se agrega a la señal como zumbido. Un diseño sencillo de la fuente de alimentación es permitido (esto es, la habilidad de tolerar grandes cantidades de rizo) cuando se posee un alto valor de rechazo de rizo.

Las especificaciones del rechazo de rizo de la fuente de alimentación, proporcionan la cantidad de rechazo a ser esperada para una frecuencia particular (normalmente 120 Hz), o para una banda de frecuencia, y se establece normalmente en dB. Esta cifra puede estar referida a la entrada o referida a la salida. Si está referida a la entrada, es entonces análogo al ruido referido a la entrada, y esta cantidad de rizo será multiplicada por la ganancia del amplificador. Si es referida a la salida, entonces es la cantidad de ruido que se espera a la salida para las condiciones especificadas.

### **Docilidad de salida de CA.**

La docilidad de salida de CA, PP, es el máximo voltaje de salida pico a pico sin recorte que puede producir un amp op. Puesto que la salida sin señal es idealmente cero, el voltaje de CA de salida puede ser positivo o negativo. La magnitud de la excursión depende de la resistencia de carga. Para resistencias

grandes de carga, cada pico puede tener un valor máximo que es 1 ó 2 V menor que los voltajes de alimentación. Por ejemplo, si  $V_{cc} = +15$  V y  $V_{ee} = -15$  V, el máximo voltaje pico a pico sin recorte con una resistencia de 10 k $\Omega$  es aproximadamente 27 V.

Conforme la resistencia de carga decrece, la pendiente de la línea de carga varía y la docilidad de salida de CA decrece. La figura 2.7 muestra la variación típica de la docilidad de salida de CA con los resistores de carga. Nótese que PP es aproximadamente 27 V para una  $R_L$  de 10 k $\Omega$ , 25 V para 1 k $\Omega$  y 7 V para 100 $\Omega$ .

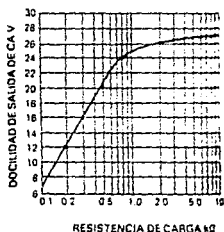


Figura 2.7 Docilidad de salida de CA.

### 2.3 Diseño de la etapa preamplificadora.

Para seleccionar el amp op a utilizar en el diseño del preamplificador se tomaron las siguientes consideraciones principales: área de aplicación (audio), disponibilidad en el mercado nacional, información técnica disponible, calidad y costo.

Tomando en cuenta las consideraciones anteriores se ha decidido utilizar el circuito integrado LM381, de la compañía National Semiconductor, como el amplificador operacional a utilizar en la etapa preamplificadora.

El LM381 es un preamplificador doble diseñado para cubrir los requerimientos de amplificación de señales de bajo nivel en aplicaciones de bajo ruido. El ruido equivalente de entrada es normalmente 0.5  $\mu$ V<sub>rms</sub> ( $R_s = 600, 10 - 10,000$  Hz).

Cada uno de los dos amplificadores es completamente independiente, con un regulador interno de voltaje, proporciona 120 dB de rechazo de rizo y una separación de canal de 60 dB. Otra característica sobresaliente es su alta ganancia (112 dB), alta densidad de salida de CA ( $V_{cc} = 2V$ ) p-p, y un ancho de banda de potencia de 75 kHz (20 Vpp). El LM381 opera con una fuente única de alimentación con un rango de voltaje de 9 a 40 V. El amplificador está compensado internamente y protegido contra corto circuito.

Debido a que la etapa de entrada del amp op, figura 2.2, es un amplificador diferencial con dos entradas, es conveniente trabajar sólo con una de ellas, para un óptimo desempeño en ruido, ya que ambos transistores contribuyen con ruido.

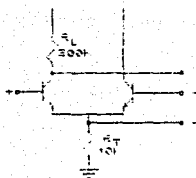


Figura 2.8 Etapa de entrada del LM381

La ganancia de voltaje de la etapa diferencial (asimétrica) está dada por:

$$A_{v_{(c,c)}} = \frac{R_L}{r_e} = \frac{200k}{1.25k} = 160$$

donde:

$$r_{e_{(c,c)}} = \frac{25mV}{20\mu A} = 1.25k$$

La ganancia de voltaje de la etapa diferencial de entrada (simétrica) es:

$$A_v = \frac{1}{2} \frac{R_L}{r_e} = \frac{1}{2} \frac{200k}{1.25k} = 80$$

El diagrama esquemático del LM381, figura 2.9, está dividido por etapas; la primera y segunda son etapas de ganancia de voltaje, la tercera es una etapa de ganancia de corriente y la cuarta es la etapa de regulación de polarización.

La primera etapa forma el par diferencial (Q1 y Q2). La segunda etapa es un amplificador emisor común (Q5) con una carga activa (Q6). El circuito Darlington (Q3, Q4) proporciona un

acoplamiento de impedancia y una ganancia de corriente a la etapa emisor común (Q5) y la corriente para el transistor Q7. La ganancia de voltaje de la segunda etapa es aproximadamente 2000, haciendo que la ganancia total de la primera y segunda etapa sea de aproximadamente 160,000, en la configuración de entrada diferencial (simétrica).

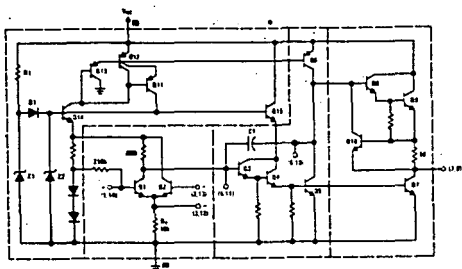


Figura 2.9 Diagrama esquemático del LM381

El amplificador está compensado internamente con el capacitor C1, estableciendo la ganancia unitaria de voltaje en 15 MHz. Si se requiere una ganancia unitaria distinta se puede conectar un capacitor en paralelo con C1 utilizando las terminales 5 y 6, 10 y 11 del CI.

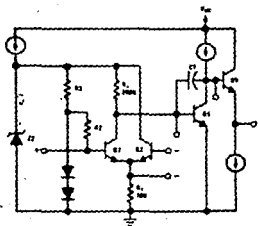
La etapa de salida es un seguidor Darlington (Q8, Q9) con una carga activa (Q7). El transistor Q10 sirve de protección contra un corto circuito limitando la corriente de salida a 12mA.

El diodo zener Z2 manejado por una fuente de corriente (Q11) fija un voltaje de referencia. El cociente de la impedancia de la

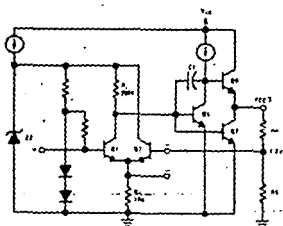


fuerza de corriente entre la impedancia del diodo zener Z2 se conoce como rechazo de rizo. Para lograr un rechazo de rizo de 120 dB es necesario que la fuerza de corriente tenga una alta impedancia, lográndose esto con una configuración en cascada de Q11 con Q12. El voltaje de referencia es usado para alimentar las primeras etapas por medio de los transistores Q14 y Q15. R1 y Z1 junto con D1 protegen al amplificador contra transitorios durante el encendido.

La figura 2.10a muestra el circuito equivalente de CA del LM351. La entrada no inversora, Q1, tiene un voltaje de entrada de  $2 V_{cc}$ . EL punto de operación de salida es establecido por la retroalimentación negativa de CC por medio del divisor externo R4/R5 (figura 2.10b).



(a) Circuito equivalente de CA



(b) Polarización de entrada diferencial (simétrica)

Figura 2.10a y 2.10b

Para estabilidad de polarización, la corriente que fluye por R5 debe ser diez veces la corriente de entrada de Q2 ( $\sim 0.5 \mu A$ ). Entonces, para la entrada diferencial (simétrica), los resistores R5 y R4 son:

$$R5 = \frac{2V_{BE}}{10I_{B2}} = \frac{1.3}{5 \times 10^{-6}} = 260 \text{ k máximo}$$

$$R4 = \left( \frac{V_{CC}}{2.6} - 1 \right) R5 \quad (2.1)$$

Cuando se usa una etapa de entrada diferencial (asimétrica), la base de Q2 se aterriza, y la retroalimentación de CD se realiza a través del emisor de Q1 (figura 2.11). La impedancia del punto suma de retroalimentación es ahora dos veces menor que la impedancia de la base de Q2 ( $\sim 10 \text{ k}\Omega$ ). Entonces, para mantener la estabilidad en la polarización, la impedancia de la red de retroalimentación debe disminuirse. Manteniendo valores de resistencia razonables, la impedancia de la fuente de voltaje de retroalimentación puede ser 1/5 de la impedancia en el punto suma.

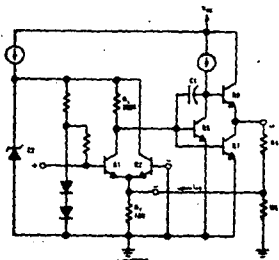


Figura 2.11 Polarización de entrada diferencial (asimétrica)

La corriente de retroalimentación es menor de 100  $\mu$ A en el peor caso. Entonces, para una etapa diferencial (asimétrica) R5 y R4 son:

$$R5 = \frac{V_{BE}}{5I_F} = \frac{0.65}{5 \times 10^{-4}} = 1300 \text{ máximo}$$

$$R4 = \left( \frac{V_{CC} - 1}{1.3} \right) R5 \quad (2.2)$$

La configuración más conveniente para la etapa preamplificadora de acuerdo a la tabla comparativa 2.2 es la no inversora.

Tabla 2.2 Tabla comparativa

Tipo de app	Impedancia de entrada	Impedancia de salida	Dist. armónica	Ganancia de ruido	Ancho de banda en la cerrada
no_inv.	$(1+T)R_{in}$	$\frac{R_o}{1+T}$	$\frac{THD}{1+T}$	$A_{vcl}$	$\frac{GBW}{A_{vcl}}$
inversor	$R_f/T$	$\frac{R_o}{1+T}$	$\frac{THD}{1+T}$	$A_{vcl} + 1$	$\frac{GBW}{A_{vcl} + 1}$

donde:

$A_{vcl}$  = ganancia en malla cerrada  
 $GBW$  = frecuencia de ganancia unitaria  
 $R_f$  = resistor de retroalimentación  
 $R_{i_a}$  = impedancia de entrada diferencial en malla abierta  
 $R_o$  = impedancia de salida en malla abierta  
 $T$  = ganancia de lazo  
 $THD$  = distorsión total armónica en malla abierta (%)

El ruido total de entrada de un amplificador se determina con la ecuación:

$$E_i = \sqrt{[e_n^2 + (i_n R_s)^2 + 4kTR_s]} \text{ B.W.} \quad (2.3)$$

donde:

$e_n$  = voltaje de ruido del amplificador/  $\sqrt{\text{Hz}}$   
 $i_n$  = corriente de ruido del amplificador/  $\sqrt{\text{Hz}}$   
 $R_s$  = resistencia de la fuente en ohms  
 $k$  = constante de Boltzmann =  $1.38 \times 10^{-23}$  J/°K  
 $T$  = temperatura en °K de la resistencia de la fuente  
 $B.W.$  = ancho de banda del ruido

La figura 2.12 muestra la corriente de colector del transistor de entrada (Q1) contra la resistencia de la fuente de entrada ( $R_s$ ) para obtener un desempeño óptimo del LM381 en cuanto a ruido. Para valores de  $R_s$  menores de  $3k\Omega$  el voltaje de ruido ( $e_n$ ) domina y la entrada debe ser alimentada con  $170\mu A$ , la cual es óptima para el voltaje de ruido. En el rango de  $3k\Omega$  a  $15k\Omega$ ,  $e_n$  e  $i_n R_s$  son los términos dominantes y la entrada debe de polarizarse de acuerdo a la figura 2.12. Para valores mayores de  $15k\Omega$ ,  $i_n R_s$  es dominante y el amplificador no requerirá polarización externa adicional.

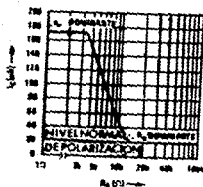
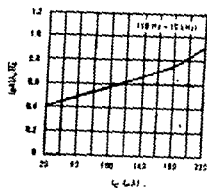
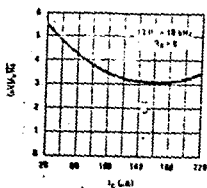


Figura 2.12 Corriente de colector contra resistencia de fuente para un óptimo desempeño en cuanto a ruido

Las gráficas de la figura 2.13a y 2.13b muestran el voltaje y la corriente de ruido de entrada contra la corriente de colector ( $I_C$ ) respectivamente, para la configuración de entrada diferencial asimétrica del LM381.



(a) Voltaje equivalente del ruido de entrada contra corriente de colector.

(b) Corriente equivalente del ruido de entrada contra corriente de colector.

Figura 2.13a y 2.13b

La figura 2.14 muestra la etapa de entrada del LM381 con los componentes externos adicionales para incrementar la densidad de corriente del transistor Q1. Los resistores R1 y R2 proporcionan la corriente adicional ( $I_2$ ) a la corriente del colector ( $I_1$ ) ya existente, la cual es aproximadamente 18mA.

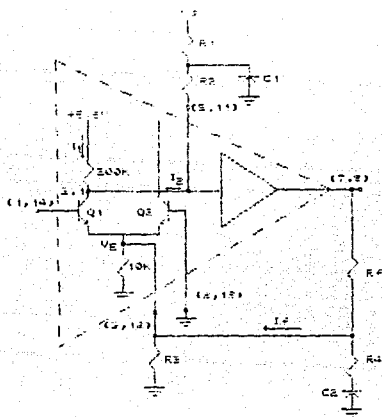


Figura 2.14 Componentes de polarización adicionales para incrementar la densidad de corriente de Q1.

De la figura 2.14 tenemos que:

$$(R1+R2) = \frac{Vs-2.1}{I_2} \quad (2.4)$$

además:

$$\begin{aligned} I_{C_1} &= I_1 + I_2 \\ I_2 &= I_{C_1} - I_1 \end{aligned} \quad (2.5)$$

de (2.5) en (2.4):

$$I_{C_1} - I_1 = \frac{Vs-2.1}{R1+R2}$$

despejando R1+R2:

$$R1+R2 = \frac{Vs-2.1}{I_{C_1} - I_1} = \frac{Vs-2.1}{I_{C_1} - 184A} \quad (2.6)$$

Para la operación en CD, sólo es importante considerar la suma (R1+R2). Sin embargo, operando en CA los valores de R1 y R2 son significativos.

Debido a que R1 y R2 están polarizados directamente por la fuente de alimentación es necesario colocar un capacitor de desacople (C1) para mantener el rechazo de rizo. El valor de C1 está dado por:

$$C1 = \frac{10^{P.S.R./20}}{2\pi f_s R1 A_1} \quad (2.7)$$

donde:

- P.S.R. = rechazo de rizo en dB referido a la entrada
- $f_s$  = frecuencia de rizo de la fuente de alimentación
- $A_1$  = ganancia de voltaje de la primera etapa

De la ecuación (2.7) se observa que si el valor de  $R_1$  se hace pequeño el valor del capacitor  $C_1$  aumenta para un determinado valor de rechazo de rizo. Si  $R_2$  se hace más pequeño la ganancia de la etapa de entrada disminuye, perjudicando su desempeño en ruido. Para el rango de corrientes de colector para las cuales el  $C_1$  opera, un valor razonable de  $R_2$  será:

$$R_2 = 3R_1 \quad (2.8)$$

La ganancia en CA de la etapa de entrada es:

$$A_1 = \frac{R_c}{r_{e'}} \quad (2.9)$$

donde:

$$R_c = 200k \quad || \quad R_2$$

$$r_{e'} = \frac{26mV}{I_c} + 10k \quad || \quad R_3 \quad || \quad R_4$$

Como la corriente de colector de  $Q_1$  se ha incrementado, entonces también se incrementa la corriente de base de  $Q_1$  que fluye a través del resistor de polarización de  $250k\Omega$ . De la figura 2.9 se observa que esta caída de voltaje afecta el voltaje de emisor de  $Q_1$  de la siguiente manera:

$$V_e = 2V_{be} - V_{be} - (250k)I_b$$

$$V_e = V_{be} - (250k)I_b$$

$$V_e = V_{be} - \frac{(250k)I_c}{\beta} \quad \text{donde } \beta = 130$$

$$V_{be} = 0.8 \text{ V}$$

$$V_e = 0.8 - \frac{(250k)I_c}{130} \quad (2.10)$$

El punto de operación lo establece la red de retroalimentación  $R_f/R_3$ , donde el valor de  $R_f$  se obtiene de la



siguiente forma:

De la figura 2.14 tenemos que el valor de la corriente  $I$ , es:

$$I = \frac{V_s/2 - V_e}{R_f}$$

Y el valor de  $V_e$  es:

$$V_e = (I_c + I_r)(R_3 \parallel 10k\Omega)$$

$$V_e = I_c(R_3 \parallel 10k\Omega) + I_r(R_3 \parallel 10k\Omega)$$

Por lo que también:

$$V_e = I_c(R_3 \parallel 10k\Omega) + \frac{V_s/2 - V_e}{R_f} (R_3 \parallel 10k\Omega)$$

Y al despejar el valor de  $R_f$ :

$$R_f = \frac{V_s/2 - V_e}{\frac{V_e}{R_3 \parallel 10k\Omega} - I_c}$$

$$R_f = \frac{V_s/2 - V_e}{V_e \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{10k\Omega} \right) - I_c}$$

Como  $V_s/2 \gg V_e$ , entonces:

$$R_f = \frac{V_s}{2 \left[ V_e \left( \frac{1}{10k} + \frac{1}{R_3} \right) - I_c \right]} \quad (2.11)$$

Para la estabilidad de CD fijemos  $R_3$ :

$$R_3 = 1k$$

Para lograr que el voltaje de salida  $V_o$ , se aproxime lo más posible a  $V_s/2$ , se utiliza un potenciómetro de 2.5k en la posición de  $R_3$ , ajustándolo para que tenga un valor próximo a 1k.

Entonces de la ecuación (2.11) el valor de  $R_f$  será:

$$R_f = \frac{V_s}{2[V_E \left( \frac{1}{10k} + \frac{1}{1k} \right) - I_c]} \quad (2.12)$$

donde:

$V_s$  = voltaje de la fuente de alimentación

$I_c$  = corriente de colector ( $Q_1$ )

La ganancia en CA en malla cerrada está dada por:

$$A_{CA} = (R_f + R_4)/R_4 \quad (2.13)$$

El capacitor  $C_2$  fija la frecuencia baja de corte de  $-3dB$ , donde  $f_0$  está dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C_2 R_4} \quad (2.14)$$

La figura 2.15 muestra el circuito a ser utilizado en la etapa preamplificadora. El capacitor  $C_3$  se utiliza para limitar el ancho de banda del amplificador al rango de frecuencia de interés, eliminando así el ruido adicional fuera del ancho de banda correspondiente.

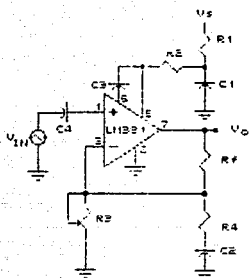
$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_1 (0.026) 10^{A/20} I_c} - 4 \times 10^{-12} \quad (2.15)$$

donde:

$f_1$  = frecuencia alta de corte  $1_{3dB}$

$I_c$  = corriente de colector de  $Q_1$

$A$  = ganancia de banda media en dB



Nota:  $V_{in}$  es la  
la señal del  
micrófono.

Figura 2.15 Circuito preamplificador

El capacitor  $C_4$  juega un papel importante para reducir el efecto del ruido  $1/f$ . Debido a que el ruido  $1/f$  es predominantemente un fenómeno que produce corriente, entonces haciendo  $C_4$  grande presenta una pequeña impedancia a la corriente  $1/f$ , produciendo un voltaje equivalente de ruido más pequeño. Un valor de  $C_4$  igual a  $10\mu F$  es adecuado.

Puesto que el valor de salida del micrófono tiene un valor promedio aproximado de  $2mV$ , la ganancia necesaria para el preamplificador deberá ser 387 para obtener un voltaje de salida de  $0.77V$  (0dB) y debido a que la impedancia del micrófono (fuente de entrada) es de  $R_s = 200\Omega$ , y a que el ancho de banda de interés es de 20 Hz a 10 kHz, se tiene:

Con base en la figura 2.12 la corriente de colector óptima para una impedancia de la fuente de entrada de  $200\Omega$  es  $170\mu A$ . De la ecuación (2.6):

$$R1+R2 = \frac{V_s - 2.1}{I_{C1} - 18 \times 10^{-4}}$$

Con  $V_s = 24 \text{ V}$ :

$$R1+R2 = \frac{24-2.1}{(170-18) \times 10^{-4}} = 144 \text{ k}\Omega$$

De la ecuación (2.8):

$$R1+3R1 = 144 \text{ k}$$

$$4R1 = 144 \text{ k}$$

$$R1 = \frac{144 \text{ k}}{4} = 36 \text{ k}\Omega \sim 39 \text{ k}\Omega$$

Entonces:

$$R2 = 3 R1$$

$$R2 = 3(36 \text{ k}) = 108 \text{ k}\Omega \sim 100 \text{ k}\Omega$$

Donde el signo  $\sim$  nos indica que el valor más próximo comercialmente para dicho elemento es el que se encuentra a su derecha.

De la ecuación (2.10):

$$V_e = 0.8 - \left( \frac{170 \times 10^{-4}}{130} \times 250 \text{ k} \right)$$

$$V_e = 0.47 \text{ V}$$

De la ecuación (2.12):

$$R_f = \frac{1}{2} \left[ \frac{24}{0.47 \left( \frac{1}{10 \text{ k}} + \frac{1}{1 \text{ k}} \right) - 170 \mu\text{A}} \right]$$

$$R_f = 34.6 \text{ k}\Omega \sim 39 \text{ k}\Omega$$

Para una ganancia de 387, de la ecuación (2.13):

$$387 = \frac{R_f}{R_4} + 1$$

$$\frac{R_f}{R_4} = 386$$

$$R_4 = \frac{R_f}{386}$$

$$R_4 = \frac{39k}{386}$$

$$R_4 = 101.04 \sim 100 \Omega$$

Para una frecuencia de corte baja,  $f_o$ , de 20 Hz. De la ecuación (2.14):

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_o R_4}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi(20)(100)} = 79.64F \sim 100 \mu F$$

De la ecuación (2.9), la ganancia de la etapa de entrada es:

$$A_1 = \frac{200k \parallel 100k}{\frac{26 \times 10^{-6}}{170 \times 10^{-6}} + 10k \parallel 1k \parallel 100}$$

$$A_1 = 274$$

Para 100 dB de rechazo de rizo a 120 Hz, de la ecuación (2.7):

$$C_1 = \frac{10^{100/20}}{2\pi \times 120 \times 39 \times 10^3 \times 274} = 12.41 \mu F$$

$$C_1 \sim 10 \mu F$$

Para una frecuencia superior de corte,  $f_c$ , de 10 kHz. De la ecuación (2.15):

$$C3 = \frac{1}{2\pi f_c (0.026) 10^{10} \cdot 170 \times 10^{-6}} - 4 \times 10^{-12}$$

$$C3 = \frac{1}{2 \times 10^4 \times 10^3 \times 153 \times 387} - 4 \times 10^{-12}$$

$$C3 = 265 \times 10^{-12} \sim 270 \text{ pF}$$

La cantidad de ruido del circuito de la figura 2.15 puede ser encontrada con la ayuda de las figuras 2.13a y 2.13b y la ecuación (2.3). De la figura 2.13a y 2.13b el voltaje de ruido ( $e_n$ ) y la corriente de ruido ( $i_n$ ) a  $170 \mu\text{A}$  son:  $e_n = 3 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$ ,  $i_n = 0.72 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}}$ . De la ecuación (2.3):

$$E_r = \sqrt{[(3 \times 10^{-9})^2 + (0.72 \times 10^{-12} \times 200)^2 + 4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 300 \times 200] \times 10^4}$$

$$E_r = \sqrt{[(3 \times 10^{-9})^2 + (0.72 \times 10^{-12} \times 200)^2 + (3.31 \times 10^{-18})] \times 10^4}$$

$$E_r = 0.35 \times 10^{-6} \text{ V}$$

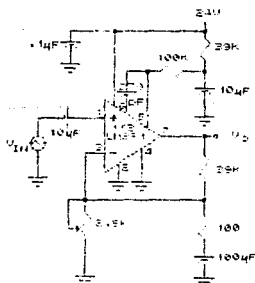


Figura 2.16 Circuito de la etapa preamplificadora

## CAPITULO III

### ETAPA MEZCLADORA

#### 3.1 Circuito mezclador.

Una vez que se ha obtenido el nivel adecuado de las señales provenientes de los micrófonos, a través de la etapa preamplificadora, es posible manejarlas de manera conjunta por medio de un circuito electrónico denominado sumador de voltaje o mezclador. El mezclador proporciona una señal que está compuesta de la suma de las señales que llegan a su entrada.

Es posible obtener un circuito mezclador utilizando un amp op mediante la siguiente configuración:

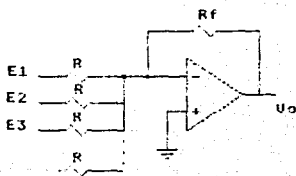


Figura. 3.1 Configuración de un circuito mezclador

El teorema de la Superposición establece que un sistema eléctrico lineal excitado por  $n$  fuentes externas o entradas  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$ ,  $u_3(t)$ , ...,  $u_n(t)$  aplicadas individualmente

producirán  $n$  salidas  $y_1(t)$ ,  $y_2(t)$ ,  $y_3(t)$ , ...,  $y_n(t)$ . Pero si las  $n$  excitaciones externas son aplicadas simultáneamente, la salida producida por el sistema es:

$$y(t) = \sum_{k=1}^n y_k(t)$$

Aplicando el teorema de la Superposición al circuito de la figura 3.1, hagamos  $E_2 = E_3 = \dots = E_n = 0$  quedando el circuito de la figura 3.2, que es comúnmente conocido como amplificador inversor de voltaje.

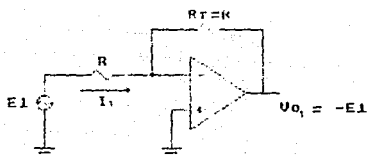


Figura 3.2 Circuito equivalente para  $E_1$ , diferente de cero

La entrada (-) del amp op de la figura 3.2 es una tierra virtual, con lo cual la corriente  $I_1$  será:

$$I_1 = \frac{E_1}{R} \quad (3.1)$$

Debido a que la impedancia de entrada del amp op es muy grande, la corriente  $I_1$  circula a través de  $R_f$ , con lo cual el



voltaje a la salida  $V_o$ , es:

$$V_o = - I_1 R_f \quad (3.2)$$

Sustituyendo la ecuación (3.1) en la (3.2) se tiene:

$$V_o = -E_1 \frac{R_f}{R} \quad (3.3)$$

Considerando ahora sólo a  $E_2$  ( $E_1 = E_3 = \dots = E_n = 0$ ), el circuito de la figura 3.1 se transforma en el siguiente circuito:

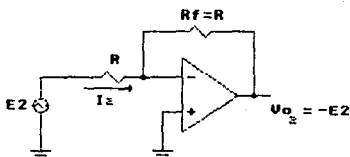


Figura 3.3 Circuito equivalente para  $E_2$  diferente de cero

Y el voltaje a la salida  $V_o$ , es:

$$V_{o_2} = -E_2 \frac{R_f}{R} \quad (3.4)$$

De manera similar, considerando a  $E_n$  ( $E_1 = E_2 = \dots = E_{n-1} = 0$ ), el circuito de la figura 3.1 se transforma en el siguiente circuito:

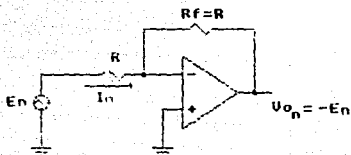


Figura 3.4 Circuito equivalente para  $E_n$  diferente de cero

Y ahora el voltaje a la salida  $V_{o_n}$  es:

$$V_{o_n} = -E_n \frac{R_f}{R} \quad (3.5)$$

Por lo tanto, el voltaje total a la salida  $V_o$  es:

$$V_o = V_{o_1} + V_{o_2} + \dots + V_{o_n}$$

$$V_o = (-E_1 \frac{R_f}{R}) + (-E_2 \frac{R_f}{R}) + \dots + (-E_n \frac{R_f}{R})$$

$$V_o = -\frac{R_f}{R} (E_1 + E_2 + \dots + E_n)$$

Si  $R_f = R$ , se tiene:

$$V_o = -(E_1 + E_2 + \dots + E_n) \quad (3.6)$$

Como se muestra en la siguiente figura:

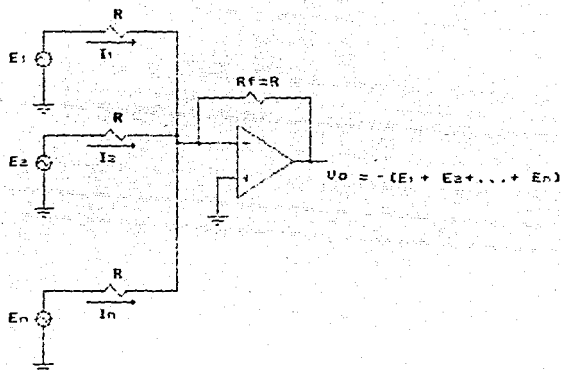


Figura 3.5 Circuito mezclador con ganancia unitaria

El signo (-) de la ecuación (3.6) representa un cambio de fase en la señal de salida con respecto a la de entrada.

### 3.2 Control panorámico.

Debido a que el equipo manejará señales estereofónicas, es necesario separar la señal proveniente de cada preamplificador en dos señales. Esta función se realiza mediante un circuito denominado "panning" o circuito de control panorámico, cuya configuración se muestra en la siguiente figura:

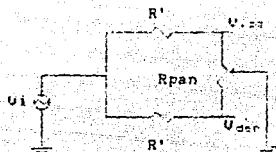


Figura 3.6 Circuito panning

Debido a que el circuito panning atenúa el voltaje que entrega a su salida ( $V_{izq}$ ,  $V_{der}$ ), se hace necesario compensar esas pérdidas por medio de un circuito amplificador de voltaje, como se muestra en la siguiente figura:

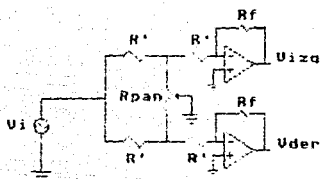
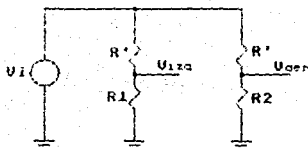


Figura 3.7 Circuito panning compensado

El circuito panning de la figura 3.6 se puede representar mediante el siguiente circuito simplificado:



donde  $R_1 + R_2 = R_{pan}$

Figura 3.8 Circuito panning simplificado

Desplazando el cursor del potenciómetro  $R_{pan}$ , de la figura 3.6, se puede lograr que la señal de entrada se dirija hacia el canal izquierdo o derecho. En cambio, si permanece el cursor en

su posición central, la señal de entrada se dirigirá hacia ambos canales.

Para llevar a cabo el diseño del circuito panning se deberá cumplir con dos condiciones:

**1ª Condición.**

Haciendo referencia al circuito de la figura 3.8, ocurre que cuando  $R1 = Rpan$ , es decir  $R2 = 0$  ( cursor de  $Rpan$  desplazado a un extremo ), entonces el voltaje  $Vizq$  será el único que tendrá un valor de voltaje diferente de cero. El circuito Thévenin equivalente de la figura 3.8, para esta condición, es el siguiente:

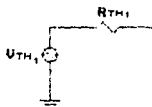


Figura 3.9 Circuito Théveninn equivalente cuando  $R2 = 0$

Donde:

$$V_{TH1} = \frac{V_i}{R' + Rpan} Rpan \quad (3.7)$$

y

$$R_{TH1} = Rpan \quad ; \quad R' = \frac{Rpan R'}{Rpan + R'} \quad (3.8)$$

Al colocar el circuito Thévenin equivalente de la figura 3.9, en el circuito panning compensado de la figura 3.7, se obtiene el siguiente circuito:

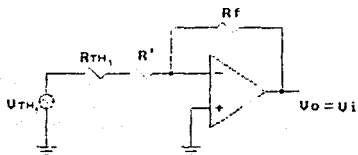


Figura 3.10 Circuito panning compensado cuando  $R_2 = 0$

El voltaje de salida  $V_o$ , de la figura 3.10 deberá tener un valor de voltaje igual al voltaje de entrada  $V_i$ , para obtener la máxima potencia de salida. Entonces:

$$V_{TH} \cdot A_1 = V_i \quad (3.9)$$

donde  $A_1$ , es la ganancia del amplificador inversor de la figura 3.10, y se calcula de la siguiente forma:

$$A_1 = - \frac{R_f}{R_{TH} + R'} \quad (3.10)$$

donde el signo (-) representa una inversión de fase de la señal

de salida respecto a la de entrada, por lo que el signo (-) se puede omitir, obteniéndose:

$$V_{i,n+1} \left( \frac{R_f}{R_{i,n+1} + R'} \right) = V_i \quad (3.11)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.7) y (3.8) en la (3.11), se obtiene:

$$\frac{V_i R_{pan}}{R' + R_{pan}} \left( \frac{R_f}{\frac{R_{pan} R'}{R_{pan} + R'} + R'} \right) = V_i$$

Al desarrollar algebraicamente, se obtiene que el valor de  $R_f$  es:

$$R_f = 2R' + \frac{(R')^2}{R_{pan}} \quad (3.12)$$

Este desarrollo es válido en el caso contrario ( cursor de  $R_{pan}$  en el extremo opuesto, es decir,  $R_2 = R_{pan}$  y  $R_1 = 0$  ).

## 2ª Condición.

Cuando  $R_1 = R_2$ , es decir  $R_{pan} = 2 R_1$  ( cursor de  $R_{pan}$  en la posición central ). En este caso se desea obtener la mitad de la potencia de la señal de entrada en cada canal de salida, entonces el valor de voltaje correspondiente a  $V_{izq}$  y  $V_{der}$  del circuito de la figura 3.7, se obtiene de la siguiente forma:

Cuando se tiene, de acuerdo a la 1ª condición, a  $V_i$  por un solo canal de salida, su potencia de salida es:



$$P_{sal} = \frac{V_i^2}{R_L} \quad \text{donde } R_L = \text{resistencia de carga del canal}$$

En esta segunda condición, se deberá tener en cada canal de salida  $P_{sal}/2$ , entonces existirá un voltaje  $V_{med}$  que producirá dicha potencia.

$$\frac{P_{sal}}{2} = \frac{V_{med}^2}{R_L}$$

es decir:

$$\frac{V_i^2}{2R_L} = \frac{V_{med}^2}{R_L}$$

despejando el valor de  $V_{med}$ :

$$V_{med} = \frac{V_i}{\sqrt{2}}$$

Con base en este desarrollo, el circuito que representa a cada canal de salida será:

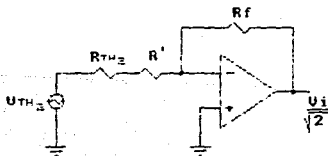


Fig 3.11 Circuito panning compensado cuando  $R_1 = R_2$

Del circuito de la figura 3.11 se tiene:

$$V_{T_{n2}} A_2 = \frac{V_i}{\sqrt{2}} \quad (3.13)$$

donde:

$$A_2 = - \frac{R_f}{R' + R_{T_{n2}}} \quad (3.14)$$

$$V_{T_{n2}} = \frac{V_i R_{pan}}{2R' + R_{pan}} \quad (3.15)$$

y

$$R_{T_{n2}} = \frac{R_{pan}}{2} \quad \because R' \quad (3.16)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.14) y (3.15) en la (3.13), se obtiene:

$$\frac{V_i R_{pan}}{2R' + R_{pan}} \left( \frac{-R_f}{R' + R_{T_{n2}}} \right) = \frac{V_i}{\sqrt{2}}$$

Pero como el signo (-) representa sólo un cambio de fase en la señal de salida con respecto a la de entrada, se puede escribir como:

$$\frac{V_i R_{pan}}{2R' + R_{pan}} \left( \frac{R_f}{R' + R_{T_{n2}}} \right) = \frac{V_i}{\sqrt{2}} \quad (3.17)$$

Sustituyendo la ecuación (3.16) en la (3.17), se obtiene:

$$\frac{V_i R_{pan}}{2R' + R_{pan}} \left( \frac{R_f}{R' + \frac{R_{pan}}{2}} \right) = \frac{V_i}{\sqrt{2}}$$

Al desarrollar algebraicamente, se obtiene que el valor de  $R_f$  es:

$$R_f = \frac{2R'}{\sqrt{2}} + \frac{2(R')^2}{\sqrt{2} R_{pan}} \quad (3.16)$$

Igualando las ecuaciones (3.12) y (3.16), se tiene:

$$2R' + \frac{(R')^2}{R_{pan}} = \frac{2R'}{\sqrt{2}} + \frac{2(R')^2}{\sqrt{2} R_{pan}}$$

Al desarrollar algebraicamente, se obtiene que el valor de  $R_{pan}$  es:

$$R_{pan} = \frac{R'}{\sqrt{2}} \quad (3.19)$$

Sustituyendo la ecuación (3.19) en la (3.12), se tiene:

$$R_f = 2R' + \frac{(R')^2}{R' / \sqrt{2}}$$

$$R_f = (2 + \sqrt{2}) R'$$

$$R_f = 3.41 R' \quad (3.20)$$

Sustituyendo los valores obtenidos de  $R_{pan}$  y  $R_f$  en el circuito de la figura 3.7, se obtiene el siguiente circuito:

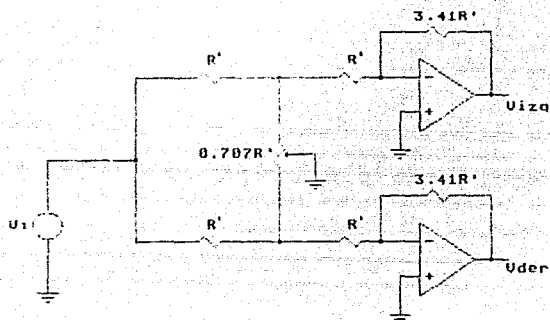


Figura 3.12 Circuito panning compensado

Aprovechando que el circuito panning compensado de la figura 3.12 es un amplificador inversor, puede ser utilizado para llevar a cabo la función del circuito mezclador de la figura 3.1. Obteniéndose el siguiente circuito:

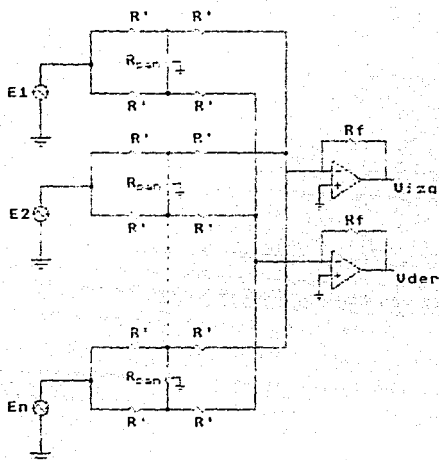


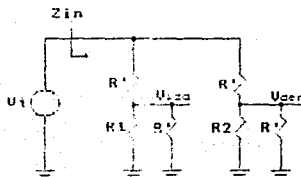
Figura 3.13 Circuito de la etapa mezcladora

### 3.3 Diseño de la etapa mezcladora.

Como en esta etapa se manejan señales con un nivel de voltaje adecuado, el ruido no tiene efecto significativo sobre ellas, por lo que no es necesario llevar a cabo compensación alguna.

Para la etapa mezcladora se seleccionó el amp op LF353 de la compañía National Semiconductor, debido a su alta impedancia de entrada, a su rápido slew rate  $12 \text{ V}/\mu\text{s}$ , y a su bajo costo.

Para el diseño de la etapa mezcladora, es importante conocer la impedancia de entrada del circuito panning compensado (figura 3.12). Para obtener el valor de ésta se utiliza el siguiente circuito:



donde:

$V_i$  = señal de entrada  
 $Z_{in}$  = impedancia de entrada del cto panning compensado  
 $R_1 + R_2 = R_{pan} = \frac{R'}{\sqrt{2}}$

Figura 3.14 Circuito para el cálculo de la impedancia de entrada

El valor de la impedancia,  $Z_{in}$ , varía de acuerdo a la posición del cursor del potenciómetro  $R_{pan}$ , teniéndose dos consideraciones importantes para el diseño:

1ª Condición.

Cuando  $R_1 = 0$  ó  $R_2 = 0$  ( cursor de  $R_{pan}$  en un extremo ), el circuito de la figura 3.14 se puede representar mediante el siguiente circuito:

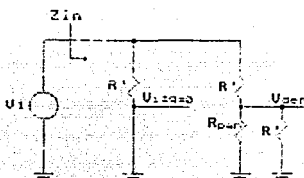


Figura 3.15 Circuito para el cálculo de  $Z_{in}$  con el cursor de  $R_{pan}$  en un extremo

Con base en la figura 3.15, el valor de la impedancia de entrada  $Z_{in}$  es:

$$Z_{in} = R' \parallel (R' + R_{pan} \parallel R')$$

como  $R_{pan} = \frac{R'}{\sqrt{2}}$ , se tiene:

$$Z_{in} = R' \parallel (R' + \frac{R'}{\sqrt{2}} \parallel R')$$

Al desarrollar algebraicamente, se obtiene que el valor de  $Z_{in}$  es:

$$Z_{in} = \frac{(2 + \sqrt{2}) R'}{3 + 2\sqrt{2}} = 0.5858 R' \quad (3.21)$$

2ª Condición.

Cuando  $R_1 = R_2$  ( cursor de  $R_{pan}$  en la posición central ), el circuito de la figura 3.14 se puede representar mediante el siguiente circuito:

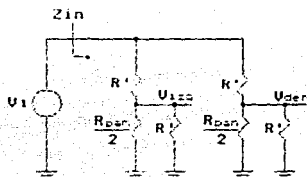


Figura 3.16 Circuito para el cálculo de  $Z_{in}$  con el cursor de  $R_{pan}$  en posición central

Con base en la figura 3.16 el valor de la impedancia de entrada  $Z_{in}$  es:

$$Z_{in} = \left( R' + \frac{R_{pan}}{2} \parallel R' \right) \parallel \left( R' + \frac{R_{pan}}{2} \parallel R' \right)$$

$$Z_{in} = \frac{\left( R' + \frac{R_{pan}}{2} \parallel R' \right)}{2}$$

Como  $R_{pan} = \frac{R'}{\sqrt{2}}$ , se tiene:

$$Z_{in} = \frac{\left( R' + \frac{R'}{2\sqrt{2}} \parallel R' \right)}{2}$$



Al desarrollar algebraicamente, se obtiene que el valor de  $Z_{in}$  es:

$$Z_{in} = \frac{(1 + \sqrt{2})R'}{1 + 2\sqrt{2}} = 0.6306 R' \quad (3.22)$$

De las dos condiciones anteriores se observa que el caso crítico es cuando el valor de  $Z_{in} = 0.5858 R'$  ( cursor de  $R_{pan}$  en un extremo ), por lo que este valor es el de interés para el diseño. Sustituyendo el valor de  $Z_{in}$  en la figura 3.14, se tiene:

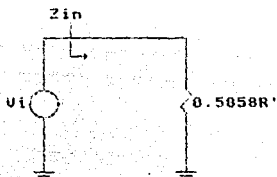


Figura 3.17 Circuito con  $Z_{in}$  crítico

Para una impedancia de entrada del circuito panning compensado igual a  $20k\Omega$ , el valor de  $R'$ , de acuerdo a la ecuación (3.21) será:

$$R' = \frac{20 \times 10^3}{0.5858}$$

$$R' = 34.141k\Omega \sim 39k\Omega$$

Sustituyendo el valor de  $R'$  en la ecuación (3.19), el valor de  $R_{pan}$  es:

$$R_{pan} = \frac{R'}{\sqrt{2}}$$

$$R_{pan} = \frac{39 \text{ k}}{\sqrt{2}}$$

$$R_{pan} = 27.577 \text{ k} \sim 25 \text{ k}\Omega$$

Sustituyendo el valor de  $R'$  en la ecuación (3.14), el valor de  $R_f$  es:

$$R_f = 3.41 R'$$

$$R_f = 3.41 \times 39 \text{ k}\Omega$$

$$R_f = 132.99 \text{ k}\Omega \sim 150 \text{ k}\Omega$$

Finalmente el circuito a implementar para la etapa mezcladora

es:

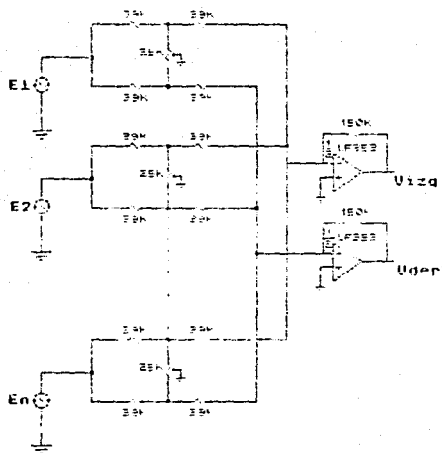


Figura 3.18 Circuito de la etapa mezcladora

CAPITULO IV  
ETAPA DIGITAL

4.1 Introducción

La función de la etapa digital consistirá en indicar a las señales eléctricas, provenientes de cada uno de los canales de entrada, hacia qué mezclador, principal (Σ1) o auxiliar (Σ2), se deberán dirigir o si algún canal de entrada estará desactivado y, al mismo tiempo, le indicará a cada uno de los canales de salida qué señal, proveniente de ambos mezcladores, recibirá. La función de la etapa digital se muestra en la siguiente figura.

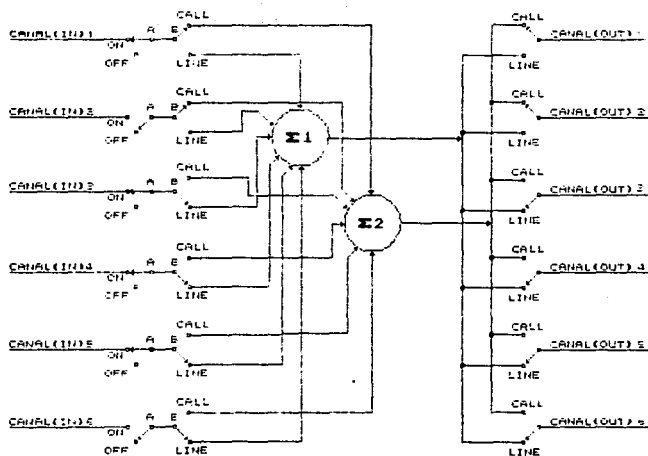


Figura 4.1 Esquema de la función de la etapa digital

Para comprender cómo es que deberá funcionar la etapa digital veamos algunos ejemplos. En la figura 4.1 el canal 1 corresponde al del operador del equipo de audio y, supóngase, que él pone en la posición ON al interruptor A y en la posición LINE al interruptor B de todos los canales de entrada, como se muestra en la figura 4.2, entonces las señales que viajen por dichos canales de entrada, se dirigirán hacia el mezclador principal y todos los canales de salida aceptarán únicamente la señal proveniente de este mezclador.

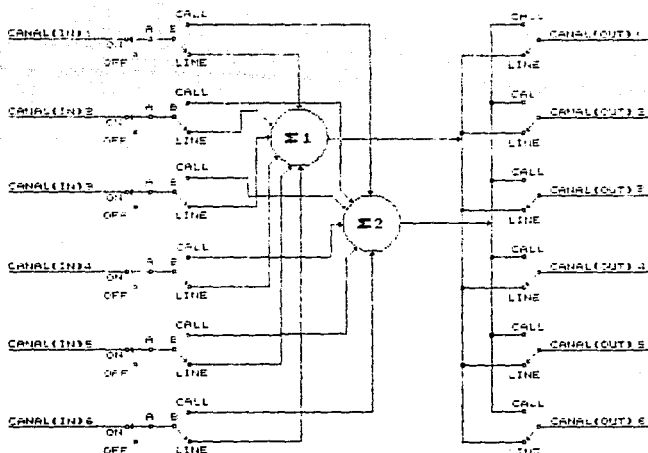


Figura 4.2 El operador monitorea a todos los canales de entrada

Pero ahora, supóngase otra vez, que se encuentra en la posición ON el interruptor A de todos los canales de entrada, sin

embargo, el operador pone en la posición CALL al interruptor B del canal de entrada 2 y en la posición LINE al interruptor B de los restantes canales de entrada, como se muestra en la figura 4.3. Esto ocasionará que el interruptor B del canal de entrada 1 se coloque también en la posición CALL, entonces las señales que viajen por los canales de entrada 1 y 2 se dirigirán hacia el mezclador secundario y, al mismo tiempo, los canales 1 y 2 de salida recibirán la señal proveniente de este mezclador; mientras que las señales que viajen por los restantes canales de entrada se dirigirán hacia el mezclador principal y, sus respectivos canales de salida, recibirán la señal proveniente de dicho mezclador.

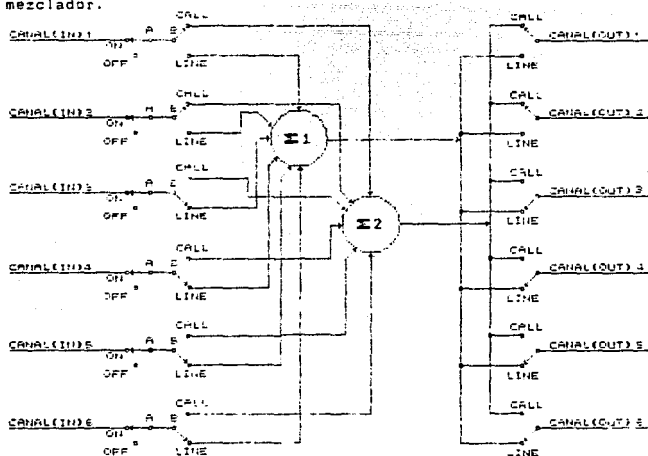


Figura 4.3 El operador monitorea al canal de entrada 2

Otra posibilidad podría ser que el operador ponga en la posición OFF al interruptor A del canal de entrada 2 y en la posición ON al interruptor A de los restantes canales de entrada; en la posición CALL al interruptor B de los canales de entrada 3 y 6, y en la posición LINE al interruptor B de los canales de entrada 4 y 5, como se muestra en la figura 4.4.

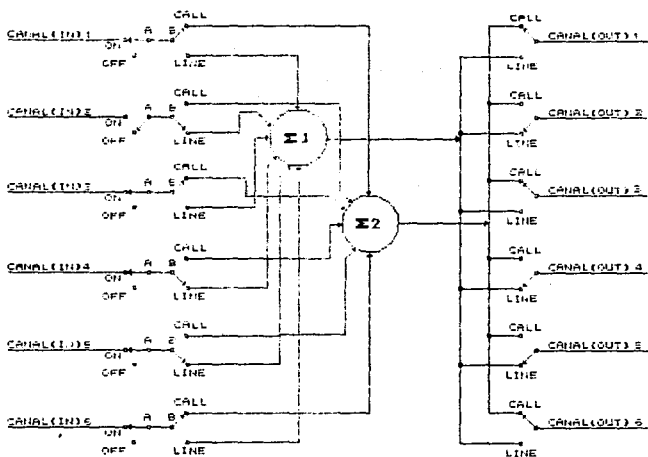


Figura 4.4 El operador monitorea a los canales de entrada 3 y 6

Entonces, las señales que viajan por los canales de entrada 1, 3 y 6 se dirigirán hacia el mezclador secundario y sus respectivos canales de salida recibirán la señal proveniente de este mezclador. Mientras que, las señales que viajan por los canales

de entrada 4 y 5 se dirigirán hacia el mezclador principal y los canales 4 y 5 de salida recibirán la señal proveniente de dicho mezclador; en cambio, el canal de entrada 2 permanecerá deshabilitado y su correspondiente canal de salida permanecerá en la posición CALL o LINE, dependiendo de la posición en que haya quedado el interruptor B al momento de deshabilitar su canal de entrada. De manera semejante se puede realizar el análisis para las restantes posiciones de cada uno de los interruptores de entrada.

El número total de equipos de trabajo que se puede llegar a formar con este tipo de esquema, en el que trabajan simultáneamente dos mezcladores, es de 62 equipos diferentes. Este número se determina de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
 \# \text{ total de} \\
 \text{equipos de} \\
 \text{trabajo} &= 2(C_1^1 + C_2^1 + C_3^1 + C_4^1 + C_5^1) \\
 &= 2(5 + 10 + 10 + 5 + 1) \\
 &= 62
 \end{aligned}$$

La figura 4.5 muestra en un diagrama de bloques la forma en que se implementará la etapa digital.



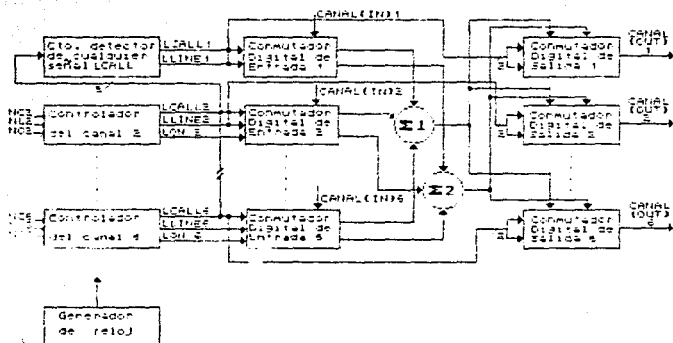


Figura 4.5 Diagrama de bloques de la etapa digital

En el diagrama de bloques de la figura 4.5, a las señales de entrada del controlador se les ha antepuesto la letra N para representar que la señal es activada, o se verifica, con un nivel de voltaje bajo; en cambio a las señales de salida del controlador se les ha antepuesto la letra L para representar que la señal es activada, o se verifica, igualmente con un nivel de voltaje bajo. Por ejemplo, en el caso del controlador del canal 2, para que la señal de entrada que viaja por el canal (IN) 2 se dirija hacia el mezclador secundario (Σ2), es necesario que la señal NC2 reciba un pulso de voltaje con un valor bajo (0 volts).

Las señales que se indican en la figura 4.5 realizan las siguientes funciones:

NCx : se oprimió el interruptor CALL del controlador x

NLx : se oprimió el interruptor LINE del controlador x

NOx : se oprimió el interruptor OFF del controlador x

LCALL : el canal de entrada n se dirige al mezclador 2  
el canal de salida n recibe señal del mezclador 2

LLINE : el canal de entrada n se dirige al mezclador 1  
el canal de salida n recibe señal del mezclador 1

LON : canal de entrada x desactivado

donde: x = 2,3,...,6  
n = 1,2,...,6

En la figura 4.5 se observa que el controlador del canal 2 realiza la misma función, en base a sus señales de entrada, que lo que hacen el resto de los controladores de canal en base a sus respectivas señales de entrada. Esto quiere decir que el diseño del controlador del canal 2 será idéntico al diseño del resto de los controladores de canal. De igual manera el conmutador digital de entrada 2 es idéntico, en su diseño, al resto de los conmutadores digitales de entrada. Con respecto al conmutador digital de entrada 1, éste difiere de los demás conmutadores digitales de entrada en que a él llega una sola señal. Los conmutadores digitales de salida realizan la misma función con sus respectivas señales de entrada, por lo que el diseño entre ellos será idéntico. A continuación se realizará el diseño de cada uno de los bloques de que está compuesta la etapa digital.

#### 4.2 Diseño del controlador.

Como se mencionó, el siguiente diseño es válido para cualesquiera de los controladores de canal de la figura 4.5. Se comenzará por desarrollar un diagrama de flujo que muestre el funcionamiento del controlador, como se muestra en la siguiente figura.

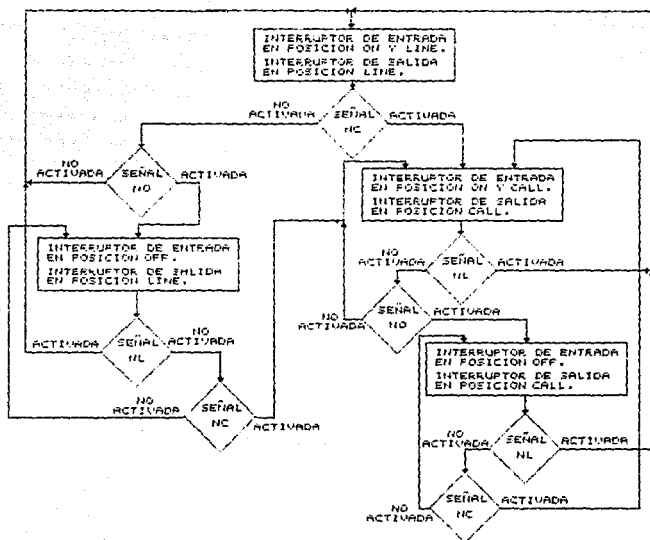


Figura 4.6 Diagrama de flujo del controlador

Una vez que se ha elaborado el diagrama de flujo que representa la función del controlador es posible desarrollar una carta ASM (ALgorithm State Machine), que es simplemente un diagrama de flujo que describe a una máquina digital secuencial. La figura 4.7 muestra la carta ASM utilizada para describir al controlador.

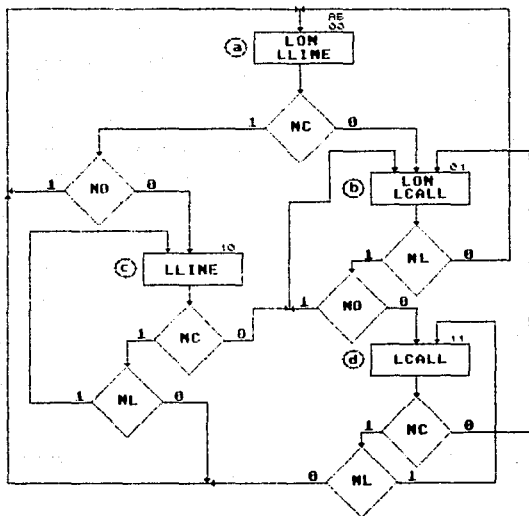


Figura 4.7 Carta ASM del controlador

La carta ASM de la figura 4.7, nos indica que en el estado marcado con la letra a, existirán dos variables de salida. LON nos indica, que el canal de entrada estará activo y LLINE nos indica que tanto el interruptor de entrada como el de salida estarán en la posición LINE. En el mismo estado a se pregunta por la señal de entrada NC y NO. Si la señal de entrada NC es activada ( se ha dado un pulso de voltaje bajo a la entrada ) el siguiente estado en el que permanecerá el controlador será el estado b, mientras que si dicha señal de entrada no ha sido activada, se preguntará por la entrada NO. Si la señal de entrada NO vale 0, entonces, el siguiente estado será el estado c, pero si la señal NO vale 1 el controlador permanecerá en el estado a.

En el estado b existirán también dos señales de salida. LON como ya se explicó indica que el canal de entrada estará activo; mientras que la señal LCALL nos indica que tanto el interruptor de entrada como el de salida estarán en la posición CALL. En el mismo estado b se pregunta por la señal de entrada NL y NO. Si la señal de entrada NL es activada, el siguiente estado en el que permanecerá el controlador será el estado a, mientras que si dicha señal de entrada no ha sido activada se preguntará por la entrada NO. Si la señal de entrada NO vale 0 el siguiente estado será el estado d, pero si la señal NO vale 1 el controlador permanecerá en el estado b.

En el estado c la única variable de salida será LLINE. Esto significa que el canal de entrada estará desactivado, interruptor de salida en la posición OFF; mientras que la señal LLINE nos indica que el interruptor de salida estará en la posición LINE.

En este mismo estado se pregunta por las señales de entrada NC y NL. Si la señal de entrada NC vale 0 el siguiente estado será el estado a, pero si esta vale 1 el controlador permanecerá en el estado c.

Finalmente en el estado d existirá también una sola señal de salida. Esto indica, otra vez, que el canal de entrada estará desactivado; mientras que la señal LCALL nos indica que el interruptor de salida estará en la posición CALL. En este mismo estado se pregunta por las señales de entrada NC y NL. Si la señal de entrada NC vale 0 el siguiente estado del controlador será el estado b, mientras que si dicha señal de entrada vale 1 se preguntará por la señal NL. Si la señal de entrada NL vale 0 el siguiente estado será el estado a, pero si esta vale 1 el controlador permanecerá en el estado d.

Una vez que se ha desarrollado la carta ASM que representa el funcionamiento del controlador, el siguiente paso en el diseño es seleccionar el elemento de memoria que se utilizará en dicho controlador. Existen, comercialmente, diversos elementos de memoria que podrían ser utilizados para desarrollar el controlador, entre ellos, memoria ROM, registros, flip flops D y JK, PLA, etc. De entre ellas se optará por utilizar al flip flop JK como elemento de memoria del controlador debido a su bajo costo con respecto a la memoria ROM o al PLA y a su mayor versatilidad sobre los flip flops D.

La carta ASM de la figura 4.7 está constituida por cuatro estados, denotados por los números binarios: 00, 01, 10 y 11. El número de estados que pueden ser producidos por m flip flops es

igual a 2<sup>o</sup> estados, entonces, necesitaremos de 2 flip flops para poder producir los cuatro estados de que consta la carta ASM, ya que con 2 flip flops se pueden producir hasta cuatro estados.

La secuencia de tiempo de las entradas, salidas y estados de los flip flops pueden enumerarse en una tabla de estado como se muestra en la figura 4.8

ENTRADAS DE LOS CTO'S COMBINACIONALES					SIGUIENTE ESTADO		SALIDAS DEL CTO COMBINACIONAL				SALIDAS DEL CONTROLADOR			
ESTADO PRESENTE		ENTRADAS AL CONTROLADOR					ENTRADAS DE LOS FLIP FLOPS							
A	B	MC	NL	NO	A	B	JA	KA	JB	KB	LC	LL	LINE	LON
0	0	0	*	*	0	1	0	*	1	*	1	0	0	0
0	0	1	*	0	1	0	1	*	0	*	1	0	0	0
0	0	1	*	1	0	0	0	*	0	*	1	0	0	0
0	1	*	0	*	0	0	0	*	*	1	0	1	0	0
0	1	*	1	0	1	1	1	*	*	0	0	1	0	0
0	1	*	1	1	0	1	0	*	*	0	0	1	0	0
1	0	0	*	*	0	1	*	1	1	*	1	0	1	1
1	0	1	0	*	0	0	*	1	0	*	1	0	1	1
1	0	1	1	*	1	0	*	0	0	*	1	0	1	1
1	1	0	*	*	0	1	*	1	*	0	0	1	1	1
1	1	1	0	*	0	0	*	1	*	1	0	1	1	1
1	1	1	1	*	1	1	*	0	*	0	0	1	1	1

donde \* = 1 o 0

Figura 4.8 Tabla de estado

La tabla de estado de la figura 4.8 se deduce directamente de la carta ASM de la figura 4.7 y de la tabla de excitación del flip flop a utilizar, en este caso JK. La tabla de excitación para el flip flop JK se muestra en la siguiente figura.

$Q(t)$	$Q(t+1)$	J	K
0	0	0	*
0	1	1	*
1	0	*	1
1	1	*	0

Figura 4.9 Tabla de excitación del flip flop JK

Las funciones de Boole simplificadas para el circuito combinacional del controlador pueden ahora derivarse. Las entradas son las variables A, B, NC, NL y ND; las salidas son las variables JA, KA, JB, KB, LCALL, LLINE y LOFF. La información de la tabla de estado se transfiere a los mapas de Karnaugh de la figura 4.10, donde se derivan las funciones simplificadas (4 funciones para las entradas de los flip flops y 3 funciones para las salidas).



$\frac{NC, NL, ND}{NR}$	000	001	011	010	110	111	101	100
00					1			1
01				1	1			
11	*	*	*	*	*	*	*	*
10	*	*	*	*	*	*	*	*

$$JA = \bar{B} \cdot NC \cdot \bar{ND} + B \cdot NL \cdot \bar{ND}$$

$$JA = \bar{ND} ( \bar{B} \cdot NC + B \cdot NL ) \quad (4.1)$$

$\frac{NC, NL, ND}{NR}$	000	001	011	010	110	111	101	100
00	*	*	*	*	*	*	*	*
01	*	*	*	*	*	*	*	*
11	1	1	1	1			1	1
10	1	1	1	1			1	1

$$KA = \bar{NC} + \bar{NL} \quad (4.2)$$

$\frac{NC, NL, ND}{NR}$	000	001	011	010	110	111	101	100
00	1	1	1	1				
01	*	*	*	*	*	*	*	*
11	*	*	*	*	*	*	*	*
10	1	1	1	1				

$$JB = \bar{NC} \quad (4.3)$$

	000	001	011	010	110	111	101	100
00	*	*	*	*	*	*	*	*
01	1	1					1	1
11							1	1
10	*	*	*	*	*	*	*	*

$$KB = \bar{A} \cdot \bar{NL} + NC \cdot \bar{NL} \quad (4.4)$$

	000	001	011	010	110	111	101	100
00	1	1	1	1	1	1	1	1
01								
11								
10	1	1	1	1	1	1	1	1

$$LCALL = \bar{B} \quad (4.5)$$

	000	001	011	010	110	111	101	100
00								
01	1	1	1	1	1	1	1	1
11	1	1	1	1	1	1	1	1
10								

$$LLINE = B \quad (4.6)$$

ESTA TESIS NO DEBE  
SALIR DE LA BIBLIOTECA

NC/ML/MD RB	000	001	011	010	110	111	101	100
00								
01								
11	1	1	1	1	1	1	1	1
10	1	1	1	1	1	1	1	1

LON = A

(4.7)

Figura 4.10 Mapas de karnaugh

En base a las ecuaciones (4.1) a (4.7) se implementa el circuito controlador como se muestra en la figura 4.11.

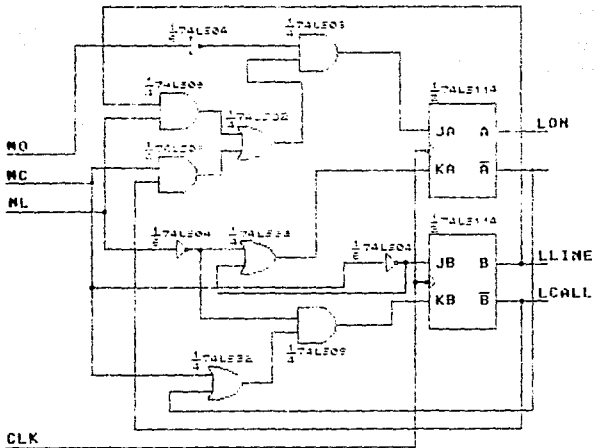


Figura 4.11 Circuito controlador

La señal CLK ( reloj del controlador ) se obtiene de un circuito temporizador integrado ( NE555 ) conectado para trabajar en la configuración astable como se muestra en la siguiente figura.

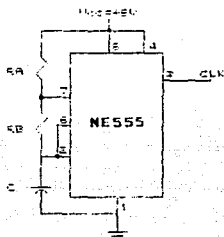


Figura 4.12 Circuito generador de reloj

La frecuencia de la señal CLK viene determinado por la siguiente ecuación:

$$f = \frac{1,44}{(RA + 2RB)C} \quad (4.8)$$

Si se establece una frecuencia de 20 kHz y se fija un valor de  $C = 4.7 \text{ nF}$  y un valor de  $RB = 1.8 \text{ k}\Omega$ , el valor de  $RA$ , de acuerdo a la ecuación (4.8), será:

$$RA = \frac{1,44}{fC} - 2RB$$

$$RA = \frac{1,44}{20 \times 10^3 (4.7 \times 10^{-9})} - 2 (1.8 \times 10^3)$$

$$RA = 11.72 \text{ k}\Omega \sim 12 \text{ k}\Omega$$

El circuito detector de cualquier señal LCALL se puede llevar a cabo utilizando una compuerta AND de 5 entradas, como se muestra en la figura 4.13a. En el diseño de éste se utilizará el circuito integrado 74LS08, que contiene cuatro compuertas AND de dos entradas cada una. La forma de conectar estas compuertas, para implementar el circuito detector, se muestra en la figura 4.13b.

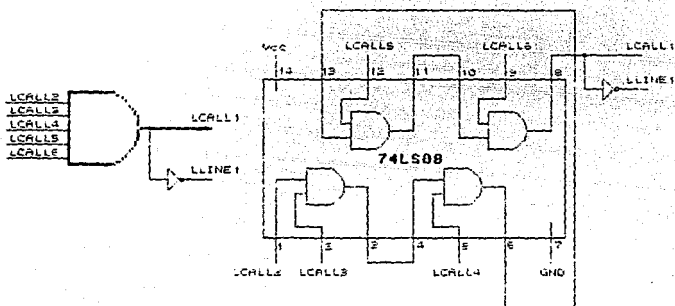


Figura 4.13 Circuito detector de cualquier señal LCALL

#### 4.3 Diseño de los conmutadores digitales de entrada y de salida.

Del diagrama de bloques de la figura 4.5 se observa que los conmutadores digitales de entrada, en función de las señales que reciben, deciden hacia qué mezclador ( $Z_1$  o  $Z_2$ ) se dirigirá la

señal que viaja por el canal de entrada. En cambio, los conmutadores digitales de salida, en función de la señales que reciben (nótese que éstas, son la mismas que reciben los conmutadores digitales de entrada) deciden qué señal, proveniente de la salida de los mezcladores ( $\Sigma 1$  o  $\Sigma 2$ ), aceptarán.

Para llevar a cabo esta función se propone el siguiente circuito, válido para cualquier conmutador de entrada y de salida.

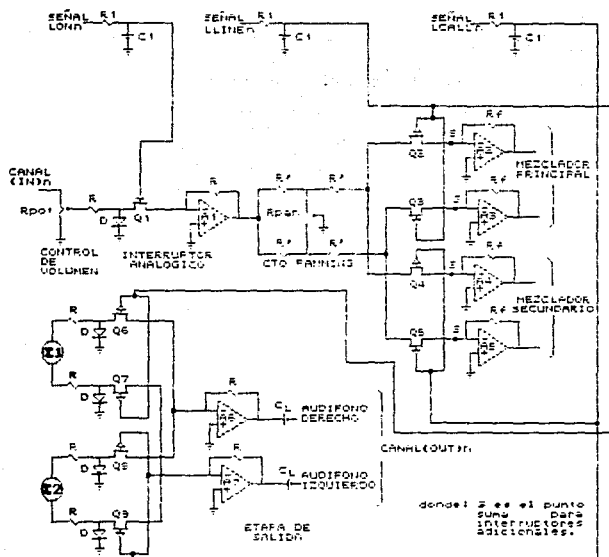


Figura 4.14 Circuito conmutador de entrada y de salida

Para comprender la forma en la que opera el circuito de la figura 4.14, veamos primero como funciona el interruptor analógico de la figura 4.15.

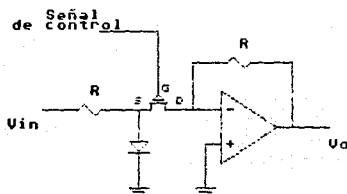


Figura 4.15 Interruptor analógico

Cuando la señal de control posee un valor de voltaje bajo (aproximadamente 0 volts), el voltaje  $V_{gs}$  del transistor JFET canal P, será aproximadamente cero. En esta condición el transistor JFET estará saturado, comportandose éste como un circuito corto, entonces el circuito de la figura 4.15 se puede representar de la siguiente forma:

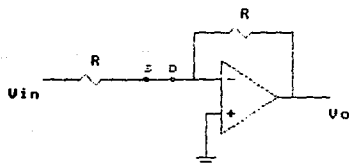


Figura 4.16 Interruptor analógico cuando  $V_{gs} = 0$

El circuito de la figura 4.16 es un amplificador inversor de ganancia unitaria, por lo que la magnitud del voltaje de salida  $V_o$ , será igual que el de entrada  $V_{in}$ , es decir:

$$|V_o| = V_i$$

Por el contrario, cuando la señal de control del circuito de la figura 4.15 posee un valor de voltaje alto ( $V_{gs} > V_{gs(\text{corte})}$ ), el transistor JFET estará cortado, comportándose éste como un circuito abierto. Bajo esta condición el circuito de la figura 4.15 se puede representar como se muestra en la figura 4.17, en la cual no existirá voltaje a la salida del amp op.

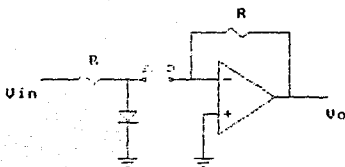


Figura 4.17 Interrupto analógico cuando  $V_{gs} > V_{gs(\text{corte})}$ .

El diodo que aparece en el interruptor analógico de la figura 4.15, se utiliza para evitar que cuando el transistor JFET se encuentre cortado ( $V_{gs} > V_{gs(\text{corte})}$ ), como se muestra en la figura 4.17, el voltaje de entrada  $V_{in}$  pueda alcanzar algún pico de voltaje positivo que pudiera hacer que el transistor JFET entre en operación, con esto se logra que el voltaje del terminal de source a tierra no rebese los 0.7 volts.



Haciendo ahora referencia al circuito de la figura 4.14, supóngase que las señales de control LONn, LLINEn y LCALLn se verifican baja, baja y alta respectivamente, lo cual indica que la señal que viaja por el canal de entrada n deberá dirigirse hacia el mezclador principal ( $\Sigma 1$ ), y su respectivo canal de salida aceptará sólo la señal proveniente de este mezclador. Esta tarea la lleva a cabo el circuito de la figura 4.14 de la siguiente manera. Al tener un valor de voltaje bajo la señal LONn, ocasiona que el transistor Q1 se encuentre saturado, comportándose éste como un interruptor cerrado y dejando que la señal proveniente del control de volumen se dirija hacia el circuito panning. Debido a que la señal LLINEn posee un valor de voltaje bajo y la señal LCALLn posee un valor de voltaje alto, los transistores Q2 y Q3 al igual que los transistores Q6 y Q7 se encontrarán saturados; mientras que los transistores Q4 y Q5 al igual que los transistores Q8 y Q9 estarán cortados. Al estar los transistores Q2 y Q3 saturados se comportan como interruptores cerrados, permitiendo que la señal proveniente del circuito panning llegue a ambos puntos suma del mezclador principal, donde se podrá mezclar con las señales provenientes de los otros cinco canales de entrada que se desee, y/o con alguna señal estéreo proveniente de cualquier equipo de sonido; mientras tanto, al estar los transistores Q4 y Q5 cortados, se comportan como interruptores abiertos y no permiten que la señal proveniente del circuito panning llegue a ambos puntos suma del mezclador secundario. De igual forma, al encontrarse los transistores Q6 y Q7 saturados y los transistores Q8 y Q9 cortados, permitirán que

Únicamente la señal estéreo (canal derecho e izquierdo), proveniente del mezclador principal sea escuchada en el canal de salida n, con la ayuda de audífonos, por uno de los seis usuarios de este equipo de audio.

Cuando la señal de control LONn se verifica baja, la señal LLINn se verifica alta y la señal LCALLn se verifica baja, indica que la señal que viaja por el canal de entrada n deberá dirigirse hacia el mezclador secundario (Σ2), y su respectivo canal de salida aceptará sólo la señal proveniente de este mezclador. La forma en que el circuito de la figura 4.14 lleva a cabo esta tarea es la siguiente. Al tener un valor de voltaje bajo la señal LONn, el transistor Q1 se encuentra saturado y se comporta como un interruptor cerrado, permitiendo que la señal proveniente del control de volumen se dirija hacia el circuito panning. Al poseer la señal LLINn un valor de voltaje alto y la señal LCALLn un valor de voltaje bajo, los transistores Q2 y Q3 al igual que los transistores Q6 y Q7 se encontrarán cortados; mientras que los transistores Q4 y Q5 al igual que los transistores Q8 y Q9 estarán saturados. Al estar los transistores Q4 y Q5 saturados se comportan como interruptores cerrados, permitiendo que la señal proveniente del circuito panning llegue a ambos puntos suma del mezclador secundario, donde se podrá mezclar con las señales provenientes de los otros cinco canales de entrada que se desee, y/o con alguna señal estéreo proveniente de algún equipo de sonido; mientras tanto, al estar los transistores Q2 y Q3 cortados, se comportan como interruptores abiertos y no permiten que la señal proveniente del circuito

panning llegue a ambos puntos suma del mezclador principal. De igual forma, al encontrarse los transistores Q8 y Q9 saturados y los transistores Q6 y Q7 cortados, permitirán que únicamente la señal estéreo (canal derecho e izquierdo), proveniente del mezclador secundario sea escuchada en el canal de salida n, con la ayuda de audífonos, por uno de los seis usuarios de este equipo de audio.

Finalmente cuando la señal de control LONn se verifica alta, indica que la señal que viaja por el canal de entrada n deberá quedar desactivada, es decir, no deberá dirigirse hacia ninguno de los mezcladores. Sin embargo, si la señal de control LLINen se verifica baja y LCALLn se verifica alta, su respectivo canal de salida aceptará la señal proveniente del mezclador principal; mientras que, si la señal LLINen se verifica alta y la señal LCALLn se verifica baja, su respectivo canal de salida aceptará la señal proveniente del mezclador secundario. Esta tarea la lleva a cabo el circuito de la figura 4.14 de la siguiente manera. Al tener un valor de voltaje alto la señal LONn, ocasiona que el transistor Q1 se encuentre cortado, comportándose como un interruptor abierto e impide que la señal proveniente del control de volumen se dirija hacia el circuito panning. Sin embargo, si la señal LLINen posee un valor de voltaje bajo y LCALLn posee un valor de voltaje alto, los transistores Q6 y Q7 se encontrarán saturados y los transistores Q8 y Q9 cortados, permitiendo únicamente que la señal estéreo, proveniente del mezclador principal se dirija hacia el canal de salida n; mientras que, si la señal de control LLINen posee un valor de voltaje alto y

LCALLn posee un valor de voltaje bajo. los transistores Q6 y Q7 se encontrarán cortados y los transistores Q8 y Q9 saturados, permitiendo únicamente que la señal estéreo proveniente del mezclador secundario, se dirija hacia el canal de salida n.

En el circuito de la figura 4.14, como el terminal source de los transistores Q2 y Q4 forman un mismo punto, no será necesario colocar en éste un diodo que evite tener algún pico de voltaje positivo, debido a que cuando Q2 está saturado, Q4 está cortado o viceversa, y el terminal source de ambos transistores siempre permanece como un punto de tierra virtual. Lo anterior es también válido para los transistores Q3 y Q5.

Los elementos R1 y C1 forman un circuito RC que se utiliza para evitar escuchar los "pops" que se producen al accionar cualquier interruptor, mientras que la función del capacitor C1 es bloquear cualquier componente de CD que pudiera dirigirse hacia el canal de salida.

El transistor JFET (canal P) que se utilizará en el diseño, será el 2N5460 de Signetics Corporation que tiene un  $V_{GS}$  igual a 2.5 V, por lo que si se escoge un  $V_{GS}$  igual al doble de este voltaje, se estará seguro de que el transistor se encontrará cortado cuando así se requiera. Sin embargo, para que este transistor pueda ser manejado directamente por un circuito TTL, es necesario que a la salida de este tipo de circuito se obtenga 5 volts, en lugar de los 3.5 volts que proporciona cuando la salida se verifica alta. Esto se puede lograr colocando una resistencia entre la fuente de alimentación y la salida del circuito TTL, como se muestra en la siguiente figura.

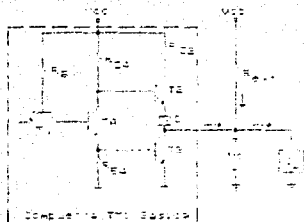


Figura 4.15 Resistencia  $R_{ext}$  conectada para tener un voltaje de salida alto  $V_o = V_{cc}$ .

Cuando se tiene un voltaje de salida alto en el circuito TTL de la figura 4.15, el transistor T1 se encontrará en la región de saturación, mientras que el transistor T4 se encontrará en la de corte, por lo que este circuito se puede representar de la siguiente forma:

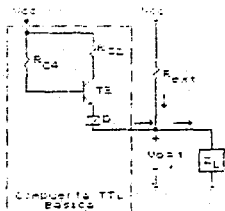


Figura 4.16 Circuito equivalente de un circuito TTL en estado alto.

Como el valor de la caída producida en  $R_{ext}$  es muy pequeño, entonces la caída en la carga  $Z_L$  se aproxima a  $V_{cc}$ , por lo que toda la corriente será suministrada por  $V_{cc}$  a través de  $R_{ext}$ . De

acuerdo a esto, el circuito que representa esta situación es el siguiente:

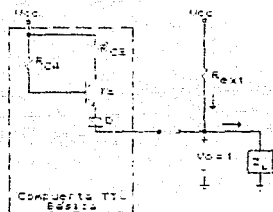


Figura 4.17 Efecto de  $R_{ext}$  sobre el circuito TTL para una salida alta.

Cuando la salida del circuito TTL, de la figura 4.15, es baja (cero lógico), los transistores que trabajan son T1 (en región activa inversa), T4 y T3 (en región de saturación), mientras que T2 estará cortado, por lo que éste puede ser representado mediante el siguiente circuito.

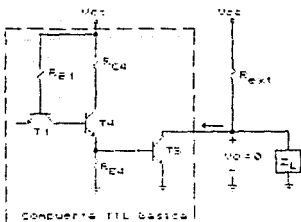


Figura 4.18 Circuito equivalente para un circuito TTL en estado bajo.

En este caso la corriente que circula a través del colector de

T3 es suministrada por  $V_{cc}$  a través de  $R_{ext}$ . El valor de la resistencia  $R_{ext}$ , puede estar entre 2k y 10k para evitar una disipación excesiva de potencia en el circuito TTL.

Un valor experimental que se encontró adecuado para la constante de tiempo  $\tau = R_1 C_1$ , fue 10 ms, por lo que si se establece un valor de  $C_1 = 0.1 \mu F$ , el valor de  $R_1$  será:

$$R_1 = \frac{\tau}{C_1}$$

$$R_1 = \frac{10 \text{ ms}}{0.1 \mu F}$$

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega$$

Un valor apropiado de la resistencia  $R$  es de 10 k $\Omega$ , ya que esta representa la impedancia de entrada de los interruptores analógicos del circuito de la figura 4.14.

El valor del capacitor de acoplamiento  $C_c$ , para una frecuencia mínima de acoplamiento de 20 Hz se determina de la siguiente forma:

$$C_c = \frac{1}{2\pi f_{min} R_c}$$

Donde  $R_c$  representa la impedancia de los audifonos, la cual normalmente es de 32 $\Omega$ , con lo que:

$$C_c = \frac{1}{2\pi(20)(32)}$$

$$C_c = 248.68 \mu F \sim 220 \mu F$$

La potencia máxima que soporta el oído humano a través de audifonos es de 10 mW. la corriente necesaria para producir esta potencia, se calcula de la siguiente manera:

$$I = \sqrt{\frac{P}{R_i}}$$

$$I = \sqrt{\frac{10mW}{32}}$$

$$I = 17.68 \text{ mA}$$

Esta corriente deberá ser suministrada por cada uno de los amp ops A5 y A7 de la etapa de salida, del circuito de la figura 4.14. Se seleccionó al amp op LF353 de National Semiconductor debido a que puede proporcionar hasta 20 mA, además de ofrecer una alta impedancia de entrada, alto slew rate y bajo costo.

La selección de los elementos que constituyen el circuito panning y la etapa mezcladora fue realizada en el capítulo III.

En base a lo explicado anteriormente, se muestra a continuación el circuito de la figura 4.14 con los valores de sus componentes.



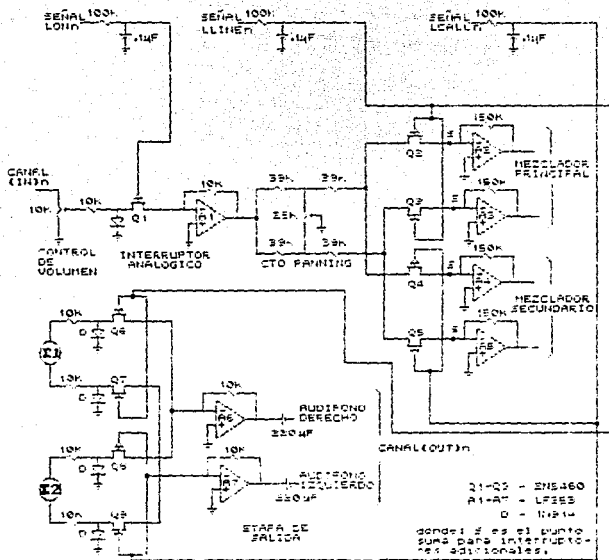


Figura 4.19 Circuito conmutador de entrada y salida

Al circuito conmutador de entrada y de salida correspondiente al canal 1, bastará con no colocar la circuitería que corresponde a la señal LONn, como se muestra en la siguiente figura.

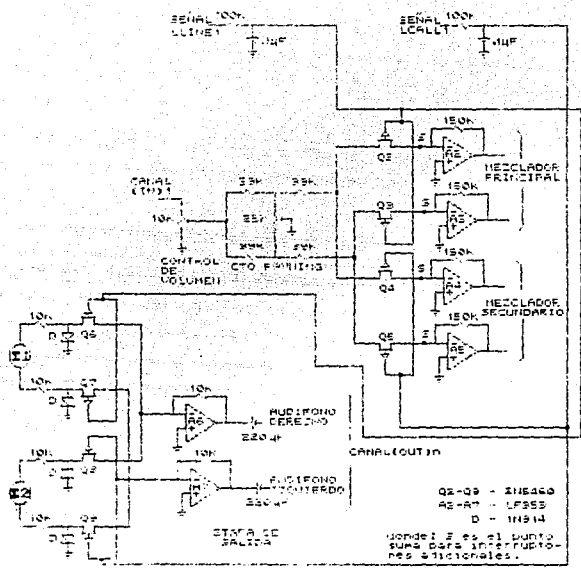


Figura 4.20 Conmutador de entrada y de salida correspondiente al canal 1.

## CAPITULO V

### MEDIDOR DE VU Y CONTROL DE TONOS

#### 5.1 Ganancia de potencia

La ganancia de potencia  $G$  de un amplificador es la razón de la potencia de salida ( $P_{sal}$ ) entre la potencia de entrada ( $P_{ent}$ ):

$$G = \frac{P_{sal}}{P_{ent}}$$

Si la ganancia de salida es de 10 W y la entrada de 2 W:

$$G = \frac{10 \text{ W}}{2 \text{ W}} = 5$$

Lo que significa que la potencia de salida es 5 veces mayor que la de entrada.

La ganancia de potencia en decibeles se define como:

$$G' = 10 \log G$$

donde:

$G'$  = ganancia de potencia en decibeles

$\log$  = logaritmo de base 10

$G$  = ganancia de potencia

La ganancia  $G'$  es adimencional, pero para estar seguros de no confundirla con la ganancia normal de potencia  $G$ , se añade siempre la palabra decibel (dB en abreviatura).

Supóngase que la ganancia de potencia es 2. La ganancia en decibeles de potencia es:

$$G' = 10 \log 2 = 3.01 \text{ dB}$$

Si  $G = 4$ , entonces:

$$G' = 10 \log 4 = 6.02 \text{ dB}$$

Y si  $G = 8$ , entonces:

$$G' = 10 \log 8 = 9.03 \text{ dB}$$

Por lo general, se redondean estos valores tomando 3 dB, 6 dB y 9 dB. Se observa que existe una relación: cada vez que la ganancia de potencia aumenta al doble, la ganancia expresada en decibeles se incrementa en aproximadamente 3 dB.

Si la ganancia de potencia es menor que la unidad, existe una pérdida de potencia ( atenuación ) y la ganancia de potencia en decibeles es negativa. Por ejemplo, si la potencia de salida es  $1 \text{ W}$  para una potencia de entrada de  $2 \text{ W}$ , se tiene:

$$G = \frac{1 \text{ W}}{2 \text{ W}} = 0.5$$

Y la ganancia de potencia en decibeles será:

$$G' = 10 \log 0.5 = -3.01 \text{ dB}$$

Cuando la ganancia de potencia es de 0.25

$$G' = 10 \log 0.25 = -6.02 \text{ dB}$$

Y si la ganancia de potencia es de 0.125, entonces:

$$G' = 10 \log 0.125 = -9.03 \text{ dB}$$

También en este caso se redondean estas cantidades a -3 dB, -6 dB y -9 dB. Cada vez que la ganancia de potencia disminuye en un factor de 2, la ganancia de potencia en decibeles disminuye en aproximadamente 3 dB.

Aunque los decibeles se usan generalmente con la ganancia de potencia, a veces se emplean para indicar el nivel de potencia respecto a 1 mW. En este caso, se usa el símbolo dBm en vez de dB, donde la m final recuerda que la referencia es un milivatt. La fórmula es:

$$P' = 10 \log \frac{P}{1\text{mW}}$$

donde:  $P'$  = potencia en dBm

$P$  = potencia en watts

Cuando se trabaja con señales de audio que son inherentemente aleatorias, se puede establecer la convención de que si la potencia de la señal de audio aplicada a una resistencia de  $600\Omega$  es 1 mW entonces equivale a cero VU ( unidades de volumen ) y entonces:

$$\text{nivel de VU} = 10 \log \frac{P_x}{10^{-3}} \text{ [ VU ]} \quad (5.1)$$

donde:  $P_x$  = Potencia de la señal de audio aplicada a una resistencia de  $600\Omega$ .

## 5.2 Medidor de VU

La función que realiza el medidor de VU es indicar los niveles de sonido, en diferentes etapas de un equipo de audio, con el propósito de prevenir distorsiones y sobrecargas durante el proceso de grabación.

El medidor de VU consiste en un amperímetro de 200 mA de corriente directa con movimiento D'Arsonval, alimentado por una unidad rectificadora de onda completa, de óxido de cobre, montada dentro del mismo medidor. Los medidores de VU están calibrados con referencia a un milliwatt de potencia en una resistencia de 600  $\Omega$ , y responden aproximadamente al valor promedio de la señal rectificada. La carátula del instrumento puede tener graduada cualquiera de las escalas que se muestran en la figura 5.1.

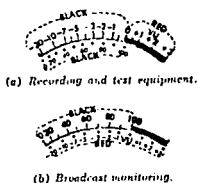


Figura 5.1 Carátulas del medidor de VU

Cada carátula tiene dos escalas, una escala de VU que va de -20 a +3 VU y una escala porcentual de modulación que va del

cero al 100 por ciento, con el punto 100 coincidiendo con el punto cero de la escala de VU. Los medidores de VU están diseñados para tener una característica dinámica que se aproxima a la respuesta del oído humano. Cuando una señal de voz es aplicada a un medidor de VU el movimiento indicará picos y valles presentes en la señal.

El nivel de referencia de 1 miliwatt de potencia en una línea de 600 Ω, al que se calibran los medidores de VU, fue seleccionado debido a que éste fue el nivel adoptado por las compañías telefónicas, limitando el nivel de la señal en una línea de transmisión a un valor que produciría un mínimo de interferencia al hablar y mantendría una satisfactoria relación señal a ruido.

Para obtener el valor de voltaje correspondiente a cada nivel de VU que aparece en la carátula del medidor de VU estandarizado de la figura 5.1, se procede de la siguiente manera. De la ecuación (5.1) se despeja el valor de  $P_x$ :

$$P_x = 10^{(V - 1.2) / 20} \quad (5.2)$$

Como el valor de la potencia  $P_x$  viene dado por:

$$P_x = \frac{V^2}{R} \quad (5.3)$$

donde:

V = voltaje correspondiente al nivel de VU  
R = 600 Ω.

De la ecuación (5.3) se despeja el valor de V:

$$V = \sqrt{600 P_x} \quad (5.4)$$

Sustituyendo el valor de  $P_x$  de la ecuación (5.2) en la (5.4), se tiene:

$$V = \sqrt{600 (10^{10} \cdot 10^{-3})} \quad (5.5)$$

Entonces a cada nivel de VU le corresponde un valor de voltaje, como se muestra en la tabla 5.1

TABLA 5.1

Nivel de VU	Voltaje correspondiente
- 20	0.0775
- 10	0.2449
- 7	0.3460
- 5	0.4356
- 3	0.5484
- 2	0.6153
- 1	0.6904
0	0.7746
+ 1	0.8691
+ 2	0.9752
+ 3	1.0941

La compañía National Semiconductor ha desarrollado un medidor de VU en forma de circuito integrado, el LM3916; que mediante diez LEDs que se le conectan, indica en forma luminosa el nivel de volumen.

En la figura 5.2 se muestra el diagrama de bloques del LM3916 para dar una idea general de la operación del circuito. Un buffer de alta impedancia de entrada opera con señales que van desde cero hasta 12 volts de CD, está protegido contra voltajes de entrada negativos o sobrevoltajes del rango de +/- 35 V.



Posteriormente la señal de entrada se aplica a una serie de 10 comparadores; cada uno de los cuales está ajustado a un nivel de comparación diferente por medio de una serie de resistencias.

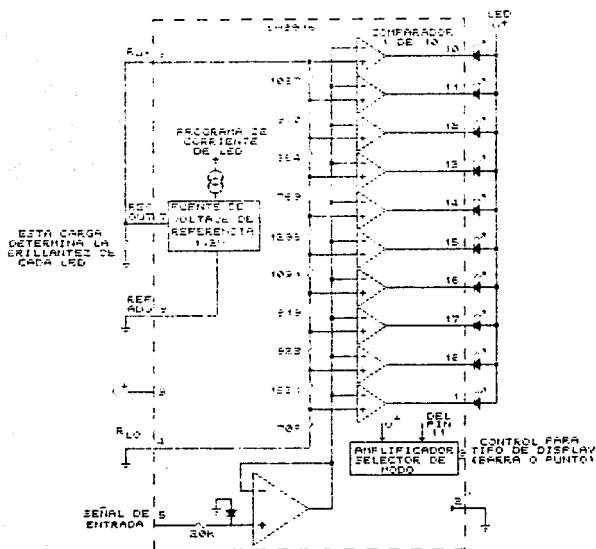


Figura 5.2 Diagrama de bloques del LM3916

El voltaje al que se conecta la serie de resistencias internas puede ser seleccionado por el usuario al conectar el terminal  $R_{in}$  (pin 6) con el terminal REF OUT (pin 7), siendo este voltaje seleccionado mediante el siguiente procedimiento.

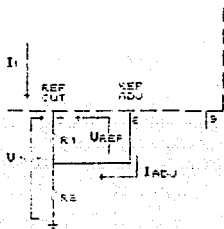


Figura 5.3 Voltaje de referencia interna

Haciendo referencia al circuito de la figura 5.3, existe un voltaje de referencia interna  $V_{REF}$ , que está diseñado para desarrollar un voltaje de 1.25 volts entre los terminales REF OUT (pin 7) y REF ADJ (pin 8). El voltaje de referencia interna está aplicado a un resistor externo  $R_1$ , produciendo una corriente  $I_1$  a través de  $R_1$ . Esta corriente se sumará a la corriente  $I_{ADJ}$  (aproximadamente 80  $\mu$ A) que circula a través de  $R_2$ , con lo cual el voltaje  $V_{OUT}$  se determina de la siguiente manera:

$$V_{OUT} = V_{REF} = V_{REF} + (I_1 + I_{ADJ})R_2$$

$$V_{OUT} = V_{REF} = V_{REF} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ}R_2 \quad (5.6)$$

Una característica que no se ilustra completamente en el diagrama de bloques de la figura 5.2, es el control que se tiene sobre la brillantez de los LEDs. La corriente que fluye hacia afuera del pin 7 determina la corriente sobre cada LED. Aproximadamente 10 veces esta corriente será consumida por cada LED cuando entre en operación, y esta corriente será relativamente constante a pesar de cambios en el voltaje de alimentación o de la temperatura.

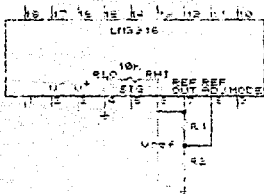


Figura 5.4 Circuito utilizado para seleccionar la intensidad luminosa de los LEDs

Con base en el circuito de la figura 5.4, los valores de R1 y R2, para fijar la intensidad de corriente que circula por cada LED, se calculan de la siguiente manera. La corriente total que fluye hacia afuera del pin 7 (I<sub>7</sub>) es igual a la suma de la corriente I<sub>6</sub>, que fluye hacia la serie de resistencias internas de los comparadores, equivalente a 10kΩ, a través del pin 6, más

la corriente ( $I_1$ ) que fluye hacia la resistencia  $R_1$ ,  
matemáticamente:

$$I_1 = I_{L_{eq}} + I_2 \quad (5.7)$$

donde:

$$I_1 = I_{L_{eq}}/10$$

$$I_{L_{eq}} = V_{R_{eq}}/10 \text{ k}$$

$$I_2 = V_{R_{eq}}/R_1 = 1.25/R_1$$

Con lo anterior, la ecuación (5.7) será:

$$\frac{I_{L_{eq}}}{10} = \frac{V_{R_{eq}}}{10 \text{ k}} + \frac{1.25}{R_1}$$

Y despejando el valor de  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{12.5 \text{ V}}{I_{L_{eq}} - V_{R_{eq}}/10 \text{ k}} \quad (5.8)$$

De la ecuación (5.6), el valor de  $R_2$  será:

$$R_2 = \frac{V_{R_{eq}} - V_{R_{eq}}}{V_{R_{eq}}/R_1 + I_{L_{eq}}}$$

$$R_2 = \frac{V_{R_{eq}} - 1.25 \text{ V}}{1.25/R_1 + 0.08 \text{ mA}} \quad (5.9)$$

### 5.3 Diseño del medidor de VU

Como se mencionó, el medidor de VU se ha estandarizado y sus características están definidas en la norma internacional C185 de ANSI. Las terminales de salida del LM3916 corresponden a dichas especificaciones con la excepción de no contar con el indicador de -2 VU. Una de las más importantes especificaciones para un medidor son sus características dinámicas. Estas definen la respuesta transitoria del medidor. Especificado para alcanzar el 99% del valor final en 300 ms y tener un sobreimpulso porcentual no menor de 1% ni mayor que 1.5%.

Las características dinámicas citadas anteriormente corresponden a la respuesta transitoria de un sistema de segundo grado con un comportamiento subamortiguado, como se muestra en la siguiente figura:

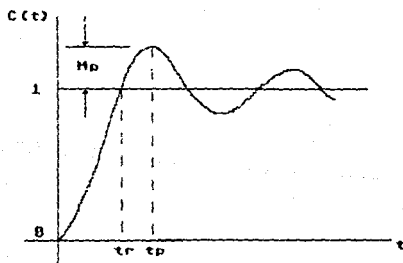


Figura 5.5 Especificaciones de respuesta transitoria

En la figura 5.5 el tiempo  $t_r$  se denomina tiempo de crecimiento, y se define como el tiempo requerido para que la respuesta crezca del cero al 99% de su valor final. En un medidor de VU, el tiempo de crecimiento  $t_r$  tendrá un valor de 300 ms, según lo especificado en sus características dinámicas. El máximo sobreimpulso porcentual  $M_p$ , es el máximo valor pico de la curva de respuesta medido desde la unidad. Si el valor final estabilizado de la respuesta difiere de la unidad, es común utilizar el máximo sobreimpulso porcentual, definido del siguiente modo:

$$\text{Máximo sobreimpulso porcentual} = \frac{C(t_p) - C(\infty)}{C(\infty)} \times 100$$

El valor del máximo sobreimpulso ( porcentual ) indica la estabilidad relativa del sistema. Y para un medidor de VU, según lo especificado en sus características dinámicas, el máximo sobreimpulso porcentual será de! 1.5 %.

La función de transferencia de un sistema de segundo orden está dado por:

$$H(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + \alpha \omega_n S + \omega_n^2} \quad (5.10)$$

donde:

- S = variable compleja
- $\alpha = 2\zeta$
- $\alpha$  = constante de amortiguamiento del sistema
- $\omega_n$  = velocidad angular no amortiguada del sistema
- $\zeta$  = factor de amortiguamiento relativo del sistema

Para obtener los valores de  $\zeta$  y  $\omega_n$  en función del tiempo de crecimiento  $t_r$  y del máximo sobreimpulso porcentual  $M_p$ , se procede de la siguiente manera. El valor de  $M_p$  se define como:

$$M_p = e^{-\zeta \pi / \sqrt{1-\zeta^2}} \pi \quad (5.11)$$

De la ecuación (5.11) se despeja el valor de  $\zeta$ :

$$\zeta = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{\left(\frac{\ln M_p}{-\pi}\right)^2} + 1}}$$

Como  $M_p = 1.5\% = 0.015$ , el valor de  $\zeta$  será:

$$\zeta = 0.8 \quad (5.12)$$

El valor de  $t_r$  se define como:

$$t_r = \frac{\pi - \phi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (5.13)$$

donde:  $\phi = \cos^{-1} \zeta$

De la ecuación (5.13) despejamos el valor de  $\omega_n$ :

$$\omega_n = \frac{\pi - \phi}{t_r \sqrt{1-\zeta^2}}$$

Como  $t_r = 300$  ms y  $\zeta = 0.8$ , el valor de  $\omega_n$  será:

$$\omega_n = \frac{\pi - \cos^{-1}(0.8)}{0.3 \sqrt{1-(0.8)^2}}$$

$$\omega_n = 13.91 \text{ rad/seg} \quad (5.14)$$

Y como

$$\omega_n = 2\pi f_n$$

Donde  $f_r$  = frecuencia de resonancia, entonces:

$$f_r = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{13.91}{2\pi} = 2.21 \text{ Hz} \quad (5.15)$$

Existe un factor Q denominado factor de calidad y se define como:

$$Q = 1/2\zeta$$

Como  $\zeta = 0.8$ , entonces:

$$Q = 1/2(0.8) = 0.62 \quad (5.16)$$

Para un factor de calidad  $Q > 1/2$  se establece que el sistema es subamortiguado, como lo demuestra la ecuación (5.16). A Q se le denomina factor de calidad porque relaciona a la energía almacenada con la potencia promedio disipada por un sistema en cada ciclo.

Para poder simular con un sistema electrónico el comportamiento dinámico del medidor de VU, se necesita que este sistema posea una función de transferencia semejante a la de la ecuación (5.10). Dicho sistema corresponde a un filtro activo paso bajas, y su función de transferencia es:

$$H(S) = \frac{H_0 \omega_n^2}{S^2 + \alpha \omega_n S + \omega_n^2} \quad (5.17)$$

donde:

$H_0$  = ganancia en la banda de paso

Para el desarrollo de filtros activos, existe un método denominado realimentación múltiple de ganancia infinita (ó filtro Salley-Key), que se muestra en la siguiente figura.



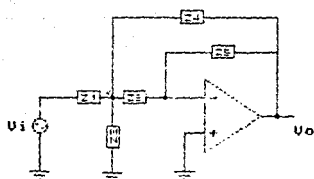
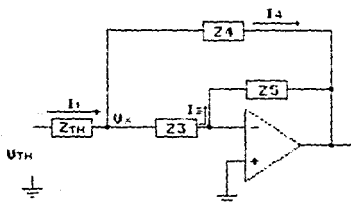


Figura 5.6 Realimentación múltiple de ganancia infinita

Si obtenemos el voltaje y la impedancia Thévenin equivalente para el punto x de la figura 5.5, obtenemos el siguiente circuito:



$$\text{donde: } V_{TH} = \frac{V_i Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

$$Z_{TH} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Figura 5.7 Circuito equivalente de la figura 5.6

Del circuito de la figura 5.7 se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$V_o = -i_3 Z_5$$

$$i_3 = \frac{V_x}{Z_3}$$

$$i_1 = i_2 + i_4 = \frac{V_x - V_o}{Z_{1,2}}$$

$$i_1 = \frac{V_x - V_o}{Z_4}$$

Mediante un desarrollo algebraico con base en las ecuaciones anteriores podemos obtener la función de transferencia del circuito de la figura 5.6:

$$H(S) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-1/Z_1 Z_3}{\frac{1}{Z_5} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_4} + \frac{1}{Z_3 Z_4}} \quad (5.18)$$

Para desarrollar un filtro activo paso bajas mediante el modelo de realimentación múltiple de ganancia infinita, el circuito de la figura 5.6 se transforma en el siguiente circuito:

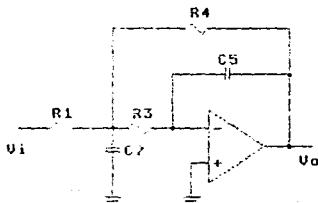


Figura 5.8 Filtro activo paso bajas

Con lo que la impedancia correspondiente a cada elemento será:

$$Z_1 = R_1$$

$$Z_4 = R_4$$

$$Z_2 = 1/SC_2$$

$$Z_5 = 1/SC_3$$

$$Z_3 = R_3$$

Sustituyendo estos valores de impedancia en la función de transferencia de la ecuación (5.16), obtenemos:

$$H(S) = \frac{-1/R_1R_3}{SC_2 \left( \frac{1}{R_1} + SC_2 + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) + \frac{1}{R_3R_4}}$$

Desarrollando algebraicamente:

$$H(S) = \frac{-1/R_1R_3C_2C_3}{S^2 + \frac{1}{C_2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) S + \frac{1}{R_3R_4C_2C_3}} \quad (5.19)$$

Al comparar la ecuación (5.19) con la (5.17) se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$H_0 \omega_n^2 = -1/R_1R_3C_2C_3 \quad (5.20)$$

$$2\zeta \omega_n = \frac{1}{C_2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = 2\zeta \omega_n = \frac{\omega_n}{Q} \quad (5.21)$$

$$\omega_n^2 = 1/R_3R_4C_2C_3 \quad (5.22)$$

Al sustituir la ecuación (5.22) en la (5.20) obtenemos:

$$H_0 = -R_4/R_1 \quad (5.23)$$

Entonces la ganancia en la banda de paso viene determinada por el cociente  $R_4/R_1$ , y el signo (-) asociado, representa un cambio de fase de la señal de salida con respecto a la entrada.

Finalmente, para el diseño del filtro pasobajas se procede de la siguiente manera:

Calculamos la siguiente constante:

$$k = \frac{1}{4Q^2(H_n + 1)} \quad (5.24)$$

$H_n$  en este caso valdrá 1, pues deseamos tener ganancia unitaria y, de la ecuación (5.16), el valor de  $Q = 0.62$  con lo que el valor de  $k$  será:

$$k = \frac{1}{4(0.62)^2(1+1)} = 0.325$$

El valor del capacitor  $C_2$  viene determinado por:

$$C_2 = k C_1$$

Si seleccionamos un valor de  $C_1 = 1 \mu F$ , entonces:

$$C_2 = 0.325(1 \times 10^{-6})$$

$$C_2 = 0.325 \mu F \approx 0.33 \mu F$$

El valor de  $R_4$  viene determinado mediante la siguiente ecuación:

$$R_4 = \frac{1}{2 Q \omega_n k C_2}$$

$$R_4 = \frac{1}{2Q(2\pi f_c)kC_2}$$

Por ser un filtro paso bajas el valor de  $f_c$  representa el valor de la frecuencia de corte del filtro, y de acuerdo a la ecuación (5.15):

$$f_o = 2.21 \text{ Hz}$$

con lo que el valor de R4 será:

$$R4 = \frac{1}{2(0.62)(13.91)(0.325)(10^{-4})}$$

$$R4 = 178.388 \text{ k}\Omega \sim 180 \text{ k}\Omega$$

De la ecuación (5.23), el valor de R1 será:

$$R1 = R4/H_o$$

$$R1 = 180 \text{ k}\Omega / 1 = 180 \text{ k}\Omega$$

Y el valor de R3 se determina como:

$$R3 = \frac{R4}{H_o + 1}$$

$$R3 = \frac{180 \text{ k}}{(1 + 1)}$$

$$R3 = 90 \text{ k}\Omega \sim 91 \text{ k}\Omega$$

Como se mencionó, el medidor de VU necesita de un rectificador de onda completa para poder llevar a cabo correctamente su función, para lo cual se propone el siguiente rectificador de precisión de onda completa que utiliza amps ops.

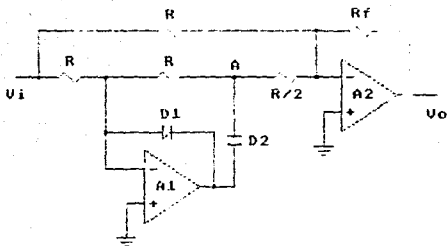


Figura 5.9 Rectificador de precisión de onda completa

La forma en la que trabaja el circuito de la figura 5.9 es la siguiente. Cuando  $V_i > 0$ , D2 no conduce, por lo que el voltaje en el punto A vale cero. Entonces el valor de  $V_o$  será:

$$V_o = -\frac{R_f}{R} V_i \quad (5.25)$$

Cuando  $V_i < 0$ , D1 no conduce, por lo que el voltaje en el punto A es igual a  $+V_i$ . Entonces el valor de  $V_o$  será:

$$V_o = \frac{-R_f(-V_i)}{R} + \frac{(-R_f)}{R/2} V_i$$

$$V_o = -\frac{R_f}{R} V_i \quad (5.26)$$

Al comparar las ecuaciones (5.25) y (5.26) se observa que ambos voltajes de salida son iguales, a pesar de cambiar de polaridad la entrada. En ambas ecuaciones la relación  $R_f/R$  define la

ganancia del rectificador. Se fijará la ganancia con un valor de 5 para evitar que el ruido pueda afectar al medidor de VU. Entonces si fijamos un valor de  $R = 150 \text{ k}\Omega$ , el valor de  $R_f$  será:

$$R_f = 5 R$$

$$R_f = 5(150 \text{ k}\Omega) = 750 \text{ k}\Omega$$

Como se ha decidido dar una ganancia de 5 al rectificador de precisión de onda completa, el voltaje de referencia  $V_{ref}$  que utiliza el LM3916 deberá multiplicarse por 5 para que la medición no se altere. De la tabla 5.1 el voltaje correspondiente a +3 VU es 1.0941 por lo que el  $V_{ref}$  a utilizar será:

$$V_{ref} = 5 \times 1.0941 = 5.4705 \text{ V}$$

Con una corriente de 10 mA circulando a través de un LED se obtiene una brillantez adecuada, por lo que el valor de  $R_1$  en base a la ecuación (5.8) será:

$$R_1 = \frac{12.5}{I_{LED} - V_{LED}/1k}$$

$$R_1 = \frac{12.5}{10\text{mA} - 5.4705/1k}$$

$$R_1 = 2759.69\Omega \approx 2.7 \text{ k}\Omega$$

El valor de  $R_2$  en base a la ecuación (5.9) será:

$$R_2 = \frac{V_{LED} - 1.25}{1.25/R_1 + 0.08 \text{ mA}}$$

$$R_2 = \frac{5.4705 - 1.25}{1.25/2700 + 0.08 \times 10^{-3}}$$

$$R2 = 7773.09\Omega \approx 7.5 \text{ k}\Omega$$

Un factor muy importante es la potencia disipada por el LM3916, que se deberá mantener inferior a 600 mW, según las hojas de especificaciones proporcionadas por el fabricante; por lo que para proteger al circuito integrado se hace necesario colocar una resistencia en serie con el conjunto de indicadores ( LEDs ). El siguiente circuito se propone para proteger contra una disipación excesiva de potencia al LM3916.

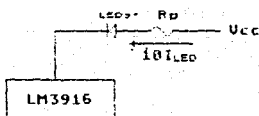


Figura 5.10 Circuito para evitar una disipación excesiva en el C.I.



El valor de  $R_p$  quedará determinado por:

$$R_p = \frac{V_{cc} - V_{LED} - P_{m\acute{a}x}/10I_{LED}}{10 I_{LED}}$$

donde:

$P_{m\acute{a}x}$  = potencia que se desea que disipe el C.I.

$I_{LED}$  = corriente de cada LED

$V_{cc}$  = voltaje de alimentaci3n

$V_{LED}$  = caida de voltaje en el LED

Con una corriente  $I_{LED} = 10$  mA, la caida de voltaje  $V_{LED}$  será de aproximadamente 2 V. Si se permite que el C.I. disip. solo 100 mW y con  $V_{cc} = 15$  V, el valor de  $R_p$  será:

$$R_p = \frac{15 - 2 - 100 \times 10^{-3} / 10(10 \times 10^{-3})}{10 \times 10^{-3}}$$

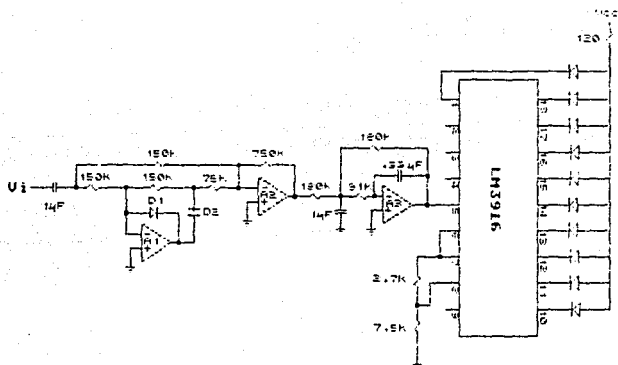
$$R_p = 120 \Omega$$

Y la potencia que deberá poder disipar será:

$$P_p = I^2 R = (100 \times 10^{-3})^2 \times 120$$

$$P_p = 1.2 \text{ W}$$

Finalmente con base en los valores de elementos obtenidos, el medidor de VU a utilizar serA:



A1, A2, A3 = LF353  
 D1 y D2 = 1N914

Figura 5.11 Medidor de VU luminoso

Se seleccionó al amp op LF353 por su alto slew rate (13V/qs) pues la aplicación requiere de amps ops que respondan fielmente a transitorios.

#### 5.4 Control de tonos.

Hay muchas razones por las cuales el usuario de un equipo de audio desearía alterar la respuesta en frecuencia del material que se está escuchando. Algunas de esas razones como la acústica de la habitación, la respuesta de las bocinas, de los audifonos, etc., afectan la salida del amplificador y esto hace necesario utilizar un circuito para el control de tonos.

Existen dos formas de llevar a cabo el diseño de un circuito para el control de tonos. Estas son, el control de tonos pasivo y el control de tonos activo. El primero ofrece la ventaja de un menor costo y un menor número de componentes; sin embargo, presenta severas pérdidas en la señal de salida, que a menudo crean la necesidad de emplear un amplificador que compense dichas pérdidas. La cantidad de pérdidas son aproximadamente igual a la cantidad de realce que se produce, esto es, si el control de tonos permite un realce de +20 dB, entonces se tendrá una pérdida de -20 dB en la señal de salida. Esto se debe a que el control de tonos pasivo trabaja como un divisor de voltaje de CA y en realidad solo corta la señal.

El control de tonos activo ofrece atractivas ventajas: es inherentemente simétrico con respecto a la operación de realce o atenuación, presenta un muy bajo nivel de distorsión de armónicas, debido a que está ubicado dentro de la malla de retroalimentación negativa de ganancia del circuito. El circuito para el control de tonos, bajos y agudos, más comunmente utilizado es la versión de Baxandall que se muestra en la siguiente figura.

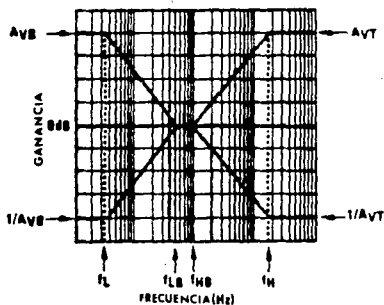
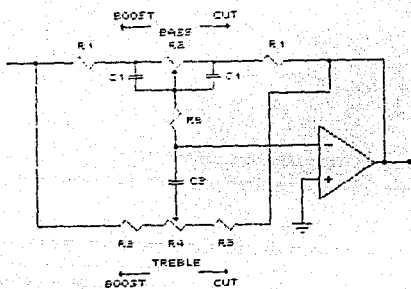


Figura 5.12 Control de tonos activo

Para obtener la función de transferencia del control de tonos activo, el circuito de la figura 5.12 se puede representar de la siguiente forma:

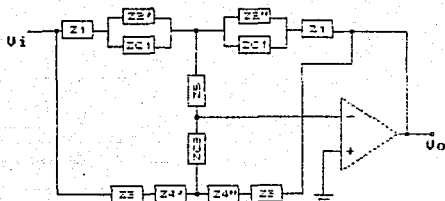


Figura 5.13 Circuito para obtener la función de transferencia del control de tonos activo

donde:

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= R_1 & Z_4'' &= R_4'' \\
 Z_2' &= R_2' & Z_5 &= R_5 \\
 Z_2'' &= R_2'' & Z_{c_1} &= 1/SC_1 \\
 Z_3 &= R_3 & Z_{c_3} &= 1/SC_3 \\
 Z_4' &= R_4'
 \end{aligned}$$

La función de transferencia del circuito de la figura 5.13

es:

$$H(s) = \frac{(R_3 + R_4'') \left[ (R_1 + \frac{R_2'}{SC_1 R_1 + 1}) (R_1 + R_3 + R_4' + R_5 + \frac{1}{SC_3} + \frac{R_4'}{SC_3 R_4' + 1}) + R_5 (R_1 + \frac{R_2'}{SC_1 R_1 + 1}) \right] + (R_3 + R_4') \left( \frac{R_1}{SC_3} \right) \left( R_1 + \frac{R_2''}{SC_3 R_2'' + 1} \right)}{(R_3 + R_4') \left[ (R_1 + \frac{R_2'}{SC_1 R_1 + 1}) (R_1 + R_3 + R_4' + R_5 + \frac{1}{SC_3} + \frac{R_2''}{SC_3 R_2'' + 1}) + R_5 (R_1 + \frac{R_2''}{SC_3 R_2'' + 1}) \right] + (R_3 + R_4') \left( \frac{R_1}{SC_3} \right) \left( R_1 + \frac{R_2''}{SC_3 R_2'' + 1} \right)} \quad (5.27)$$

donde:  $S = j2\pi f$

$$R_2 = R_2' + R_2''$$

$f$ : frecuencia de la señal de entrada

$$R_4 = R_4' + R_4''$$

A frecuencias bajas la ganancia de la función de transferencia se puede escribir como:

$$|H(S)| = \frac{(R3 + R4'')(R1 + R2'') + (R1 + R2'')(R3 + R4')}{(R3 + R4')(R1 + R2') + (R1 + R2')(R3 + R4'')} \quad (5.28)$$

$$|H(S)| = \frac{R1 + R2''}{R1 + R2'}$$

Obsérvese cómo a frecuencias bajas sólo la malla correspondiente al control de bajos (BASS) influye en la función de transferencia, como lo indica la ecuación (5.28). Cuando el cursor del potenciómetro R2 (BASS) está en el extremo izquierdo (BOOST), para dar mayor realce a frecuencias bajas, entonces el valor de R2' = 0 y R2'' = R2, con lo que la ganancia, según la ecuación (5.28) será:

$$A_{vb} = \frac{R1 + R2}{R1} \quad \text{Realce de bajos} \quad (5.29)$$

En cambio, cuando el cursor de R2 está en el extremo derecho (CUT), para atenuar la salida a frecuencias bajas, entonces el valor de R2' = R2 y R2'' = 0, con lo que la atenuación, según la ecuación (5.28) será:

$$A_{vc} = \frac{1}{A_{vb}} = \frac{R1}{R1 + R2} \quad \text{Atenuación de bajos} \quad (5.30)$$

A frecuencias altas la ganancia de la función de transferencia, de acuerdo a la ecuación (5.27) se puede escribir como:

$$|H(S)| = \frac{(R3 + R4'')(R1 + R3 + R4' + 2R5)}{(R3 + R4')(R1 + R3 + R4'' + 2R5)} \quad (5.31)$$

Cuando el cursor del potenciómetro R4 (TREBLE) está en el extremo izquierdo (BOOST) para dar mayor realce a frecuencias altas, entonces el valor de R4' = 0 y R4" = R4, con lo que la ganancia, según la ecuación (5.31) será:

$$A_{v1} = \frac{(R3+R4)(R1 + R3 + 2R5)}{R3(R1 + R3 + R4 + 2R5)} \quad (5.32)$$

Si se establece la condición de que  $R4 \geq 10(R1 + R3 + 2R5)$ , entonces la ecuación (5.32) será:

$$A_{v1} = \frac{R1 + R3 + 2R5}{R3} \quad \text{('mayor realce de agudos')} \quad (5.33)$$

En cambio cuando el cursor de R4 está en el extremo derecho (CUT), entonces el valor de R4' = R4 y R4" = 0, con lo que la atenuación según la ecuación (5.31) será:

$$A_{v2} = \frac{R3(R1 + R3 + R4 + 2R5)}{(R3+R4)(R1 + R3 + 2R5)} \quad (5.34)$$

Pero como se estableció que  $R4 \geq 10(R1 + R3 + 2R5)$ , entonces la ecuación (5.34) se transforma en:

$$A_{v2} = \frac{1}{A_{v1}} = \frac{R3}{R1 + R3 + 2R5} \quad \text{('menor atenuación de agudos')} \quad (5.35)$$

En la función de transferencia, ecuación (5.27), se observa que si el cursor de los potenciómetros R2 y R4 se encuentran en su posición central, esto es, R2' = R2" y R4' = R4", la ganancia tendrá un valor unitario, es decir:

$$|H(f)| = 1$$

Esto demuestra que el control de tonos activo de la figura 5.12, puede dejar de tener efecto alguno sobre la señal de entrada, si se coloca en la posición central el cursor de ambos potenciómetros.

Con base en la gráfica de la figura 5.12, a frecuencias comprendidas entre cero y  $f_{L_3}$ , el circuito del control de tonos puede representarse de la siguiente manera:

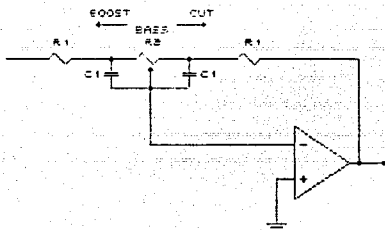


Figura 5.14 Circuito equivalente para frecuencias entre 0 y  $f_{L_3}$

Cuando el cursor del potenciómetro  $R_2$ , de la figura 5.14, se encuentra en el extremo izquierdo (BOOST), la magnitud de la ganancia queda determinada mediante:

$$A_v = \frac{R_2 \parallel X_{C_1} + R_1}{R_1} \quad (5.36)$$

En la figura 5.12 el valor de la frecuencia de corte  $f_{L_3}$ , corresponde a aquella frecuencia para la cual la ganancia máxima de realce de bajos ha disminuido 3 dB. Es decir:



$$A_v = \frac{A_{v2}}{\sqrt{2}}$$

De la ecuación (5.29) y (5.36) se tiene:

$$\frac{R_2 + jX_{C1} + R_1}{R_1} = \frac{R_2 + R_1}{\sqrt{2} R_1}$$

$$\frac{\frac{R_2 X_{C1}}{\sqrt{R_2^2 + X_{C1}^2}} + R_1}{R_1} = \frac{R_2 + R_1}{\sqrt{2} R_1}$$

Desarrollando algebraicamente

$$\frac{\sqrt{2} R_2 X_{C1}}{\sqrt{R_2^2 + X_{C1}^2}} = R_2 + R_1(1 - \sqrt{2})$$

Si se establece que  $R_2 \gg R_1$  :

$$\sqrt{2} X_{C1} = \sqrt{R_2^2 + X_{C1}^2}$$

$$2 X_{C1}^2 = R_2^2 + X_{C1}^2$$

$$X_{C1} = R_2$$

$$\frac{1}{2\pi f_L C_1} = R_2$$

Despejando el valor de  $f_L$  :

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (5.37)$$

Cuando el cursor del potenciómetro  $R_2$ , de la figura 5.14, se encuentra en el extremo derecho (CUT), la magnitud de la ganancia queda determinada mediante:

$$A_v = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + jX_{C1}} \quad (5.38)$$

En la gráfica de la figura 5.12, el valor de la frecuencia de corte  $f_{Lc}$ , corresponde a aquella frecuencia para la cual la ganancia de la malla de control de bajos es igual a - 3 dB, entonces de la ecuación (5.38), se tiene:

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + jX_{C_1}}$$

Desarrollando algebraicamente:

$$R_1^2 + R_2^2 = X_{C_1}^2 (R_2^2 - R_1^2)$$

Si se establece la condición  $R_2 \gg R_1$

$$R_1^2 + R_2^2 = X_{C_1}^2 R_2^2$$

$$R_1 = X_{C_1}$$

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_{Lc} C_1}$$

Despejando el valor de  $f_{Lc}$ :

$$f_{Lc} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (5.39)$$

A frecuencias mayores que  $f_{\omega}$ , el circuito de la figura 5.12 puede representarse de la siguiente forma:

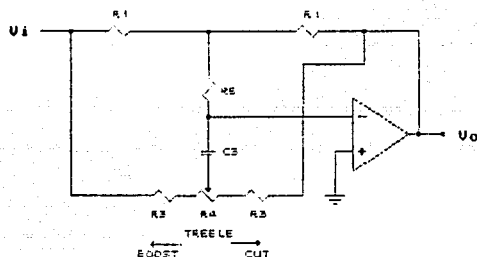


Figura 5.15 Circuito equivalente para frecuencias mayores que  $f_{\omega}$ .

La función de transferencia del circuito de la figura 5.15 es:

$$H(s) = \frac{\left(\frac{1}{sC_3} + R_3 + R_4'' + \frac{s(R_3 + R_4'')}{R_3 + R_4'}\right) \left(R_1 + 2R_5 + R_3 + R_4' + \frac{1}{sC_3} + \frac{(R_3 + R_4')sC_3}{R_3 + R_4'}\right)}{\left(\frac{1}{sC_3} + R_3 + R_4' + \frac{s(R_3 + R_4')}{R_3 + R_4''}\right) \left(R_1 + 2R_5 + R_3 + R_4'' + \frac{1}{sC_3} + \frac{(R_3 + R_4'')sC_3}{R_3 + R_4'}\right)}$$

donde:  $s = j2\pi f$

$f$  = frecuencia de la señal de entrada

$$R_4 = R_4' + R_4''$$

Cuando el cursor del potenciómetro  $R_4$  se encuentra en el extremo izquierdo (BOOST) y considerando que  $R_4 \geq 10(R_1 + R_3 + 2R_5)$ , la magnitud de la función de transferencia de la figura 5.15 será:

$$A_v = \sqrt{\frac{(R_1 + R_3 + 2R_5)^2 + X_{C_3}^2}{R_3^2 + X_{C_3}^2}} \quad (5.40)$$

En la figura 5.12 el valor de la frecuencia de corte  $f_w$ , corresponde a aquella frecuencia para la cual la ganancia máxima de realce de agudos ha disminuido 3 dB. Es decir:

$$A_v = \frac{A_{vT}}{\sqrt{2}}$$

De la ecuación (5.33) y (5.40) se tiene:

$$\sqrt{\frac{(R_1 + R_3 + 2R_5)^2 + X_{C_3}^2}{R_3^2 + X_{C_3}^2}} = \frac{(R_1 + R_3 + 2R_5)}{\sqrt{2} R_3}$$

Desarrollando algebraicamente:

$$\frac{X_{C_3}^2}{R_3^2} = 1$$

$$X_{C_3} = R_3$$

$$\frac{1}{2\pi f_w C_3} = R_3$$

Despejando el valor de  $f_w$ :

$$f_w = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \quad (5.41)$$

Cuando el cursor del potenciómetro  $R_4$ , de la figura 5.15, se encuentra en el extremo derecho (CUT), y considerando que  $R_4 \geq 10(R_1 + R_3 + 2R_5)$ , la magnitud de la función de transferencia será:

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{\frac{R_3^2 + X_{C_3}^2}{(R_1 + R_3 + 2R_5)^2 + X_{C_3}^2}}} \quad (5.42)$$

En la figura 5.12 el valor de la frecuencia de corte  $f_w$ , corresponde a aquella frecuencia para la cual la ganancia de la sala de control de agudos es igual a -3 dB, entonces de la

ecuación (5.42), se tiene:

$$\sqrt{\frac{R3^2 + X_{c3}^2}{(R1 + R3 + 2R5)^2 + X_{c3}^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Desarrollando algebraicamente:

$$X_{c3} = R1 + R3 + 2R5$$

$$\frac{1}{2\pi f_{ns} C3} = R1 + R3 + 2R5$$

Despejando el valor de  $f_{ns}$ :

$$f_{ns} = \frac{1}{2\pi (R1 + R3 + 2R5) C3} \quad (5.43)$$

La relación entre  $f_L$  y  $f_{Ls}$ , y entre  $f_n$  y  $f_{ns}$ , se obtiene de la siguiente manera. Al dividir  $f_{Ls}$  entre  $f_L$ , con base en las ecuaciones (5.37) y (5.39), se tiene:

$$\frac{f_{Ls}}{f_L} = \frac{1/2\pi R1 C1}{1/2\pi R2 C2} = \frac{R2}{R1}$$

De la ecuación (5.29):

$$A_{vs} = \frac{R1 + R2}{R1}$$

Y como se estableció que  $R2 \gg R1$ :

$$A_{vs} = \frac{R2}{R1}$$

Entonces, se tiene que:

$$\frac{f_{H\beta}}{f_L} = A_{v\beta} = 20 \text{ dB}$$

$$\frac{f_{H\beta}}{f_L} = 10 \quad (5.44)$$

Al dividir  $f_H$  entre  $f_{H\beta}$ , con base en las ecuaciones (5.41) y (5.43), se tiene:

$$\frac{f_H}{f_{H\beta}} = \frac{2\pi(R1 + R3 + 2R5)C3}{2\pi R3C3}$$

$$\frac{f_H}{f_{H\beta}} = \frac{R1 + R3 + 2R5}{R3} \quad (5.45)$$

Al comparar la ecuación (5.45) con la (5.33), se tiene:

$$\frac{f_H}{f_{H\beta}} = A_{v\gamma} = 20 \text{ dB}$$

$$\frac{f_H}{f_{H\beta}} = 10 \quad (5.46)$$

Con base en las ecuaciones (5.44) y (5.46), se obtiene la siguiente relación:

$$\frac{f_{H\beta}}{f_L} = \frac{f_H}{f_{H\beta}} = 10 \quad (5.47)$$

## 5.5 DISEÑO DEL CONTROL DE TONOS

El diseño del control de tonos deberá tener una ganancia de  $\pm 20$  dB, con frecuencias  $f_L = 30$  Hz y  $f_H = 10$  kHz. Con base en estas condiciones, los valores de los componentes a utilizar son:

### Diseño del control de bajos

Si se selecciona un potenciómetro de  $R_2 = 10$  k $\Omega$ , entonces de la ecuación (5.29):

$$A_v = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 10 \text{ (equivalente a } +20 \text{ dB)}$$

Al despejar el valor de  $R_1$ :

$$R_1 = R_2/9$$

$$R_1 = 10 \times 10^3 / 9$$

$$R_1 = 1.11 \times 10^3 \sim 1.1 \text{ k}\Omega$$

Como  $f_L = 30$  Hz, de la ecuación (5.46), se tiene:

$$f_{L_0} = 10 f_L = 300 \text{ Hz}$$

De la ecuación (5.39), se tiene:

$$f_{L_0} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 300 \text{ Hz}$$

Al despejar el valor de  $C_1$ :

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f_{L_0}}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi (1.1 \times 10^3) (300)}$$

$$C_1 = 0.482 \times 10^{-6} \sim 0.474 \text{ F}$$

### Diseño del control de agudos

Al seleccionar arbitrariamente el valor de  $R5 = R1 = 1.1 \text{ k}$ , entonces de la ecuación (5.33), se tiene:

$$A_v = \frac{R1 + R3 + 2R5}{R3} = 1 + \frac{R1 + 2R5}{R3} = 10$$

Despejando el valor de  $R3$ :

$$R3 = \frac{R1 + 2R5}{9}$$

$$R3 = \frac{1.1 \times 10^3 + 2(1.1 \times 10^3)}{9}$$

$$R3 = 366.67 \sim 360 \Omega$$

Como  $f_w = 10 \text{ kHz}$ , de la ecuación (5.41) despejamos el valor de  $C3$ :

$$C3 = \frac{1}{2\pi R3 f_w}$$

$$C3 = \frac{1}{2\pi (360)(10 \times 10^3)}$$

$$C3 = 0.0442 \times 10^{-6} \sim 0.047 \mu\text{F}$$

Como se estableció que  $R4 \geq 10(R1 + R3 + 2R5)$ , entonces el valor de  $R4$  será:

$$R4 \geq 10(1.1 \text{ k} + 360 + 2(1.1 \text{ k}))$$

$$R4 \geq 36.6 \text{ k}\Omega$$

$$R4 = 50 \text{ k}\Omega$$



La figura 5.16 muestra el circuito para el control de tonos utilizando al amp op LF353.

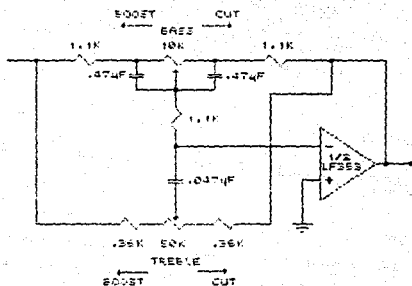


Figura 5.16 Circuito para el control de tonos

## C O N C L U S I O N E S

En el desarrollo de esta tesis, además de la investigación teórica, los autores comprobaron de manera práctica el funcionamiento de cada una de las etapas que constituyen este proyecto, por medio de la construcción de los circuitos diseñados. Al realizar esta labor, se comprobaron los fundamentos teóricos, además de visualizar las posibles dificultades que pudieran afectar el desempeño del equipo.

Se propuso elaborar y probar cada una de las etapas de manera individual, con el propósito de asegurar su funcionamiento antes de construir el equipo en su conjunto, además de que esto permitió el desarrollo de las etapas siguientes, tanto en su diseño como en su construcción.

Al finalizar la construcción individual de cada una de las etapas, se realizó la interconexión de ellas para dar forma al proyecto final, y realizarle las pruebas relacionadas en cuanto a su desempeño como un laboratorio de idiomas, es decir que cada etapa cumpliera efectivamente con su función.

Para la etapa preamplificadora, se consideró la utilización de un circuito integrado de la más alta calidad. El tipo de preamplificador utilizado es similar en cuanto a su desempeño, al que utilizan las consolas de grabación profesionales, por lo que la señal proveniente de los micrófonos es amplificada fielmente.

En la etapa mezcladora, su excelente desempeño en el manejo simultáneo de las señales de voz y de las señales provenientes de los equipos auxiliares fué comprobado.

La etapa del control digital comprobó su utilidad, ya que permite al usuario formar diferentes equipos de trabajo (hasta 62 equipos diferentes), además de que su operación es muy sencilla (ver las características de operación en el capítulo IV), al suprimirse los interruptores mecánicos.

El desempeño del control de tonos y los VU, fue el esperado. El control de tonos permite ajustar la señal de salida de acuerdo a las características que desee el usuario. En tanto que el desempeño y utilidad de los VU se comprobaron al auxiliar al usuario en el monitoreo de las señales de entrada. La señal de salida también fue monitoreada empleando el VU correspondiente, para así evitar niveles que pudieran provocar distorsión en caso de utilizar grabadora.

Para probar el equipo, se utilizó como guía a la figura 1.1 del capítulo I, la cual ilustra como ya se mencionó, las etapas a las que son sometidas las señales de audio.

Durante la revisión y pruebas finales, participaron además de la parte técnica, la parte docente, quienes comprobaron que se cumplió con los objetivos del proyecto.

No obstante de que el equipo fue construido en tabletas de prueba, se pudo visualizar que sus dimensiones son reducidas, cumpliéndose así con el requisito de portabilidad, que es uno de los objetivos del proyecto.

El equipo tiene un excelente desempeño en cuanto a su calidad sonora, además de tener la versatilidad deseada por la Institución responsable. Esta versatilidad es lograda debido al trabajo conjunto de circuitos analógicos con circuitos digitales.

Debe hacerse énfasis en mencionar que este tipo de equipos no se fabrica en el mercado nacional, este hecho demuestra que el país tiene los recursos adecuados para desarrollar equipo que generalmente se importa, de esta forma se tiene una gran oportunidad para ser autosuficientes en el desarrollo de tecnología.

Durante la adquisición de los componentes, se hizo una estimación del costo del equipo, misma que reveló el gran ahorro económico que se tendría en vez de adquirir equipos comerciales de importación que se venden a precios elevados.

La realización del proyecto demuestra la posibilidad de fabricarlo y comercializarlo; este es el objetivo principal de todos los proyectos de ingeniería, el de proporcionar un satisfactor al público que lo necesite.

Debido a las ventajas que se obtuvieron en cuanto a la calidad sonora y de operación, tanto como a su costo reducido, se logró una relación costo-calidad óptima.

Las características de diseño del equipo, amplían su campo de aplicación. El CELE ha propuesto emplearlo en labores de traducción simultánea dado que con frecuencia diversas instituciones le han solicitado este tipo de equipo.

El equipo permite que sea empleado para la edición de cualquier tipo de material de audio, ya sea con fines musicales o docentes, por lo que puede ser utilizado en escuelas de música, de periodismo y de ciencias de la comunicación.

En cuanto a la formación profesional, el beneficio a los autores ha sido total en todos sus aspectos, dado que se tuvo

contacto con todos los procesos y etapas que involucra un proyecto de ingeniería, desde la visualización de una necesidad, hasta la culminación de un proyecto que la satisfaga, además de cultivar un carácter profesional en los autores.

El equipo desarrollado soluciona un problema real, dado que el CELE tiene el propósito inmediato de aprovechar el equipo, utilizándolo en sus instalaciones y beneficiar así a la comunidad universitaria. Como conclusión general, esta tesis cubrió con los objetivos planteados, así como complementar la formación profesional de los autores, quienes como ingenieros deberán ser capaces de resolver problemas que se presentarán cotidianamente en el campo profesional.

**A P E N D I C E**



## LM381/LM381A Low Noise Dual Preamplifier

### General Description

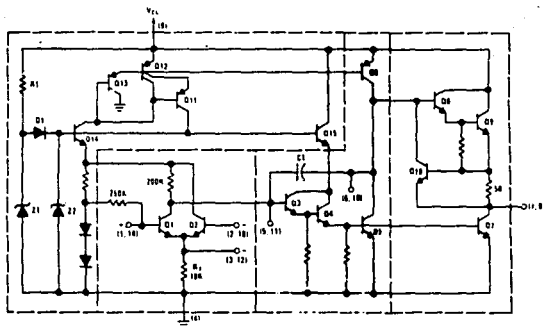
The LM381/LM381A is a dual preamplifier for the amplification of low level signals in applications requiring optimum noise performance. Each of the two amplifiers is completely independent, with individual internal power supply decoupler-regulator, providing 120 dB supply rejection and 60 dB channel separation. Other outstanding features include high gain (112 dB), large output voltage swing ( $V_{CC} - 2V$ ) p-p, and wide power bandwidth (75 kHz, 20 Vp-p). The LM381/LM381A operates from a single supply across the wide range of 9V to 40V.

Either differential input or single ended input configurations may be selected. The amplifier is internally compensated with the provision for additional external compensation for narrow band applications. For additional information see AN-84, AN-104.

### Features

- Low noise — 0.5  $\mu$ V total input noise
- High gain — 112 dB open loop
- Single supply operation
- Wide supply range 9V-40V
- Power supply rejection — 120 dB
- Large output voltage swing ( $V_{CC} - 2V$ )p-p
- Wide bandwidth 15 MHz unity gain
- Power bandwidth 75 kHz, 20 Vp-p
- Internally compensated
- Short circuit protected

### Schematic Diagram



**Absolute Maximum Ratings**

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

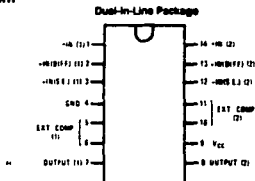
Supply Voltage +40V  
Power Dissipation (Note 1) 1.56 W

Operating Temperature Range 0°C to -70°C  
Storage Temperature Range -65°C to +150°C  
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) 250°C

**Electrical Characteristics**  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CC} = 14\text{V}$ , unless otherwise stated.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Voltage Gain	Open Loop (Differential Input), $f = 100\text{ Hz}$		180,000		V/V
	Open Loop (Single Ended), $f = 100\text{ Hz}$		320,000		V/V
Supply Current	$V_{CC}$ 9V to 40V, $R_L = \infty$		10		mA
Input Resistance (Positive Input) (Negative Input)			100		k $\Omega$
			200		k $\Omega$
Input Current (Negative Input)			0.5		$\mu\text{A}$
Output Resistance	Open Loop		150		$\Omega$
Output Current	Source		8		mA
	Sink		2		mA
Output Voltage Swing	Peak-to-Peak		$V_{CC} - 2$		V
Unity Gain Bandwidth			15		MHz
Power Bandwidth	20 Vpp ( $V_{CC} = 24\text{V}$ )		75		kHz
Maximum Input Voltage	Linear Operation			300	mVrms
Supply Rejection Ratio	$f = 1\text{ kHz}$		120		dB
Channel Separation	$f = 1\text{ kHz}$		60		dB
Total Harmonic Distortion	80 dB Gain, $f = 1\text{ kHz}$		0.1		%
Total Equivalent Input Noise LM381A LM381	$R_S = 60\Omega$ , 10-10,000 Hz (Single Ended Input, Flat Gain Circuit, $A_V = 1000$ )		0.5	0.7	$\mu\text{Vrms}$
			0.5	1.0	$\mu\text{Vrms}$

Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 100°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 80°C/W junction to ambient.

**Connection Diagram**

TLN7841-2

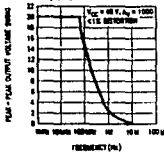
Order Number LM381N or LM381AN  
See NS Package Number N14A



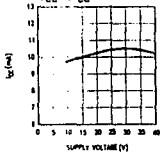
# Typical Performance Characteristics

LM3871/3871A

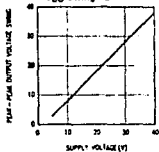
**Large Signal Frequency Response**



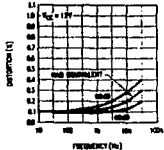
**V<sub>CC</sub> vs I<sub>CC</sub>**



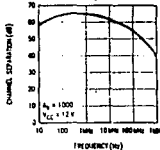
**P-P Output Voltage V<sub>CC</sub> Swing vs**



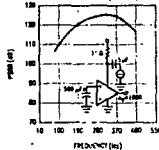
**% Distortion**



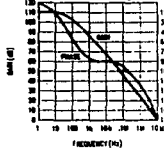
**Channel Separation**



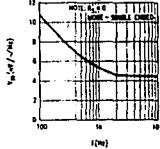
**PSRR vs Frequency**



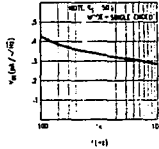
**Gain and Phase Response**



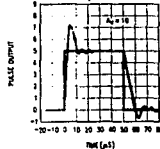
**Noise Voltage vs Frequency**



**Noise Current vs Frequency**



**Pulse Response**





## LM3916 Dot/Bar Display Driver

### General Description

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

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

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

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

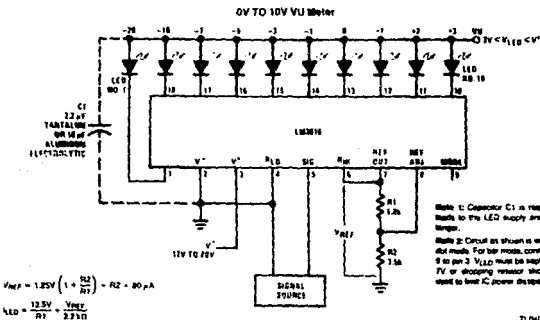
The LM3916 is very versatile. The outputs can drive LCDs, vacuum fluorescents and incandescent bulbs as well as LEDs of any color. Multiple devices can be cascaded for a dot or bar mode display for increased range and/or resolution. Useful in other applications are the linear LM3914 and the logarithmic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

### Features

- Fast responding electronic VU meter
- Drivers LEDs, LCDs, or vacuum fluorescents
- Bar or dot display mode externally selectable by user
- Expandable to displays of 70 dB
- Internal voltage reference from 1.2V to 12V
- Operates with single supply of 3V to 25V
- Inputs operate down to ground
- Output current programmable from 1 mA to 30 mA
- Input withstands  $\pm 35V$  without damage or false outputs
- Outputs are current regulated, open collectors
- Directly drives TTL or CMOS
- The internal 10-step divider is floating and can be referenced to a wide range of voltages

The LM3916 is rated for operation from 0°C to +70°C. The LM3916N is available in an 18-lead molded DIP package.

### Typical Applications



**Absolute Maximum Ratings**

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Power Dissipation (Note 5)

Molded DIP (N)

1365 mW

Supply Voltage

25V

Voltage on Output Drivers

25V

Input Signal Overvoltage (Note 3)

 $\pm 35V$ 

Divider Voltage

 $-100 mV$  to  $V^+$ 

Reference Load Current

10 mA

Storage Temperature Range

 $-55^{\circ}C$  to  $+150^{\circ}C$ 

Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)

 $260^{\circ}C$ **Electrical Characteristics** (Note 1)

Parameter	Conditions (Note 1)	Min	Typ	Max	Units
<b>COMPARATORS</b>					
Offset Voltage, Buffer and First Comparator	$0V \leq V_{RLO} = V_{RH} \leq 12V$ , $I_{LED} = 1 mA$		3	10	mV
Offset Voltage, Buffer and Any Other Comparator	$0V \leq V_{RLO} = V_{RH} \leq 12V$ , $I_{LED} = 1 mA$		3	15	mV
Gain ( $\Delta I_{LED}/\Delta V_{IN}$ )	$I_{REF} = 2 mA$ , $I_{LED} = 10 mA$	3	8		mA/mV
Input Bias Current (at Pin 5)	$0V \leq V_{IN} \leq (V^+ - 1.5V)$		25	100	nA
Input Signal Overvoltage	No Change in Display	-35		35	V
<b>VOLTAGE DIVIDER</b>					
Divider Resistance	Total, Pin 6 to 4	8	12	17	k $\Omega$
Relative Accuracy (Input Change Between Any Two Threshold Points)	(Note 2) $-1 dB \leq V_{IN} \leq 3 dB$ $-7 dB \leq V_{IN} \leq -1 dB$ $-10 dB \leq V_{IN} \leq -7 dB$	0.75 1.5 2.5	1.0 2.0 3.0	1.25 2.5 2.5	dB
Absolute Accuracy	(Note 2) $V_{IN} = 2, 1, 0, -1 dB$ $V_{IN} = -3, -5 dB$ $V_{IN} = -7, -10, -20 dB$	-0.25 -0.5 -1		+0.25 +0.5 +1	dB
<b>VOLTAGE REFERENCE</b>					
Output Voltage	$0.1 mA \leq I_{(REF)} \leq 4 mA$ , $V^+ = V_{LED} = 5V$	1.2	1.28	1.34	V
Line Regulation	$3V \leq V^+ \leq 18V$		0.01	0.03	%/V
Load Regulation	$0.1 mA \leq I_{(REF)} \leq 4 mA$ , $V^+ = V_{LED} = 5V$		0.4	2	%
Output Voltage Change with Temperature	$0^{\circ}C \leq T_A \leq +70^{\circ}C$ , $I_{(REF)} = 1 mA$ , $V^+ = V_{LED} = 5V$		1		%
Adjust Pin Current			75	120	$\mu A$
<b>OUTPUT DRIVERS</b>					
LED Current	$V^+ = V_{LED} = 5V$ , $I_{(REF)} = 1 mA$	7	10	13	mA
LED Current Difference (Between Largest and Smallest LED Currents)	$V_{LED} = 5V$ , $I_{LED} = 2 mA$ $V_{LED} = 5V$ , $I_{LED} = 20 mA$		0.12 1.2	0.4 3	mA
LED Current Regulation	$2V \leq V_{LED} \leq 17V$ , $I_{LED} = 2 mA$ $I_{LED} = 20 mA$		0.1 1	0.25 3	mA
Dropout Voltage	$I_{LED(ON)} = 20 mA$ @ $V_{LED} = 5V$ , $\Delta I_{LED} = 2 mA$			1.5	V
Saturation Voltage	$I_{LED} = 2.0 mA$ , $I_{(REF)} = 0.4 mA$		0.15	0.4	V
Output Leakage, Each Collector	Bar Mode (Note 4)		0.1	100	$\mu A$
Output Leakage	Dot Mode (Note 4)				
Pins 10-18			0.1	100	$\mu A$
Pin 1		60	150	450	$\mu A$

### Electrical Characteristics (Note 1) (Continued)

Parameter	Conditions (Note 1)	Min	Typ	Max	Units
<b>SUPPLY CURRENT</b>					
Standby Supply Current (All Outputs Off)	$V^+ = +5V, I_{L(REF)} = 0.2 \text{ mA}$		2.4	4.2	mA
	$V^+ = +20V, I_{L(REF)} = 1.0 \text{ mA}$		6.1	9.2	mA

Note 1: Unless otherwise stated, all specifications apply with the following conditions:

$3 V_{OC} \leq V^+ \leq 20 V_{OC}$	$-0.015V \leq V_{LED} \leq 12 V_{OC}$	$T_A = 25^\circ C, I_{L(REF)} = 0.2 \text{ mA}$ , pin 9 connected to pin 3 (bar mode)
$3 V_{OC} \leq V_{LED} \leq V^+$	$V_{REF}, V_{AVE}, V_{LED} \leq (V^+ - 1.5V)$	For higher power dissipation, pulse testing is used
$-0.015V \leq V_{EE} \leq 12 V_{OC}$	$0V \leq V_{BI} \leq V^+ - 1.5V$	

Note 2: Accuracy is measured relative to  $\pm 3 \text{ dB}$  =  $\pm 10,000 V_{OC}$  at pin 5, with  $+10,000 V_{OC}$  at pin 6, and  $0,000 V_{OC}$  at pin 4. At lower full-scale voltages, buffer and comparator offset voltage may add significant error. See table for threshold voltages.

Note 3: Pin 5 input current must be limited to  $\pm 3 \text{ mA}$ . The addition of a  $20k$  resistor in series with pin 5 allows  $\pm 100V$  signals without damage.

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

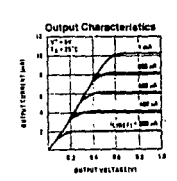
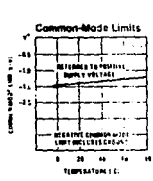
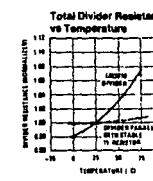
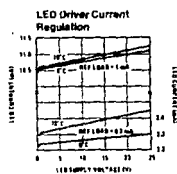
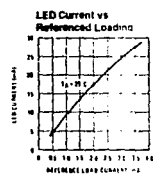
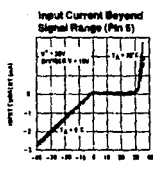
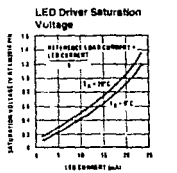
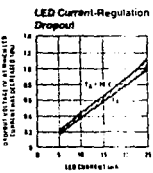
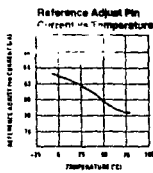
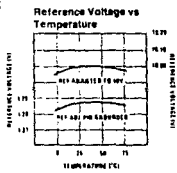
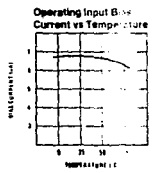
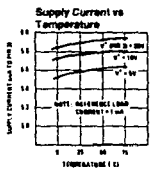
Note 5: The maximum junction temperature of the LM3916 is  $100^\circ C$ . Devices must be derated for operation at elevated temperatures. Junction to ambient thermal resistance is  $55^\circ C/W$  for the molded DIP (N package).

LM3916 Threshold Voltage (Note 2)

dB	Volts			dB	Volts		
	Min	Typ	Max		Min	Typ	Max
3	9.985	10.000	10.015	$-3 \pm \frac{1}{2}$	4.732	5.012	5.309
$2 \pm \frac{1}{4}$	8.660	8.913	9.173	$-5 \pm \frac{1}{2}$	3.548	3.981	4.467
$1 \pm \frac{1}{4}$	7.718	7.943	8.175	$-7 \pm 1$	2.818	3.162	3.548
$0 \pm \frac{1}{4}$	6.879	7.079	7.266	$-10 \pm 1$	1.995	2.233	2.512
$-1 \pm \frac{1}{4}$	5.957	6.310	6.683	$-20 \pm 1$	0.631	0.705	0.794

# Typical Performance Characteristics

LM3916



TLN7791-2

TLN7791-3



## LF353 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

### General Description

These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (Bi-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF353 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and LM358 designs.

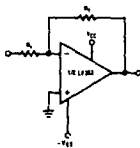
These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

### Features

- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 16 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 3.6 mA
- High input impedance 10<sup>10</sup> Ω
- Low total harmonic distortion  $A_V = 10$ ,  $R_L = 10k$ ,  $V_O = 20Vp-p$ ,  $BW = 20 Hz-20 kHz$  <0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

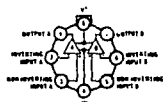


### Typical Connection



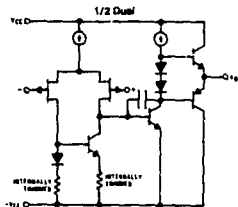
### Connection Diagrams

#### Metal Can Package (Top View)

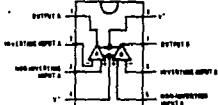


Order Number LF353M  
See NS Package Number M08C

### Simplified Schematic



#### Dual-In-Line Package (Top View)



Order Number LF353J, LF353N or LF263N  
See NS Package Number J08A, N08A or N08E

### Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	±15V	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Power Dissipation	(Note 1)	Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	260°C
Operating Temperature Range	0°C to +70°C	Soldering Information	
$T_J(\text{MAX})$	150°C	Dual-In-Line Package	260°C
Differential Input Voltage	±30V	Soldering (10 sec.)	
Input Voltage Range (Note 2)	±15V	Small Outline Package	
Output Short Circuit Duration	Continuous	Vapor Phase (50 sec.)	215°C
		Infrared (15 sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.  
ESD rating to be determined.

### DC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353			Units
			Min	Typ	Max	
$V_{OS}$	Input Offset Voltage	$R_B = 10k\Omega$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ Over Temperature	5	10	13	mV
						mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_B = 10k\Omega$	10			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$I_{OS}$	Input Offset Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , (Notes 4, 5) $T_J \leq 70^\circ\text{C}$	25	100	4	pA
						nA
$I_B$	Input Bias Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , (Notes 4, 5) $T_J \leq 70^\circ\text{C}$	50	200	8	pA
						nA
$R_{IN}$	Input Resistance	$T_J = 25^\circ\text{C}$	10 <sup>12</sup>			$\Omega$
$A_{VOL}$	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_O = \pm 10\text{V}$ , $R_L = 2k\Omega$ Over Temperature	25	100		V/mV
			15			V/mV
$V_{O1}$	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_L = 10k\Omega$	±12	±13.5		V
$V_{CM}$	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	±11	+15 -12		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$R_B \leq 10k\Omega$	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 6)	70	100		dB
$I_S$	Supply Current		3.6	6.5		mA

### AC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353			Units
			Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $f = 1\text{ Hz} - 20\text{ kHz}$ (Input Referred)		-120		dB
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	6.0	13		V/ $\mu\text{s}$
	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	2.7	4		MHz
	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $R_B = 100\Omega$ , $f = 1000\text{ Hz}$		25		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	Equivalent Input Noise Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $f = 1000\text{ Hz}$		0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Note 1: For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a thermal resistance of 112°C/W typ junction to ambient for the H package.

Note 2: 150°C/W typ junction to ambient for the H package.

Note 3: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 4: The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.

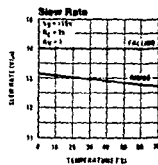
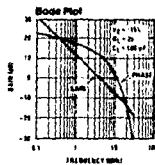
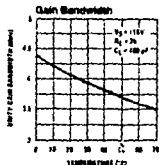
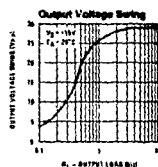
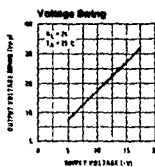
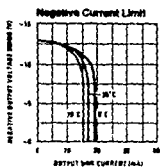
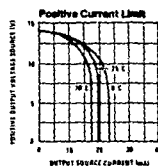
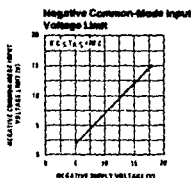
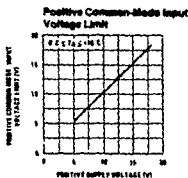
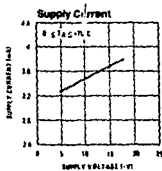
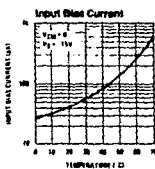
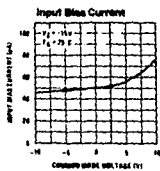
Note 5: These specifications apply for  $V_S = \pm 15\text{V}$  and  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ .  $V_{OS}$ ,  $I_B$  and  $I_{OS}$  are measured at  $V_{CM} = 0$ .

Note 6: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature.  $T_J$  Due to the limited thermal test time, the input bias currents measured are corrected to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation.  $P_D = T_J - T_A + \theta_{JA} P_D$  where  $\theta_{JA}$  is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 7: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice.

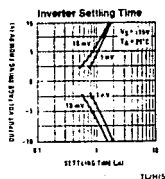
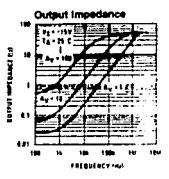
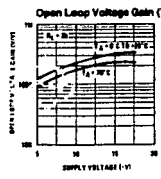
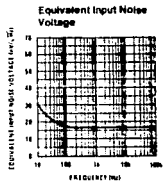
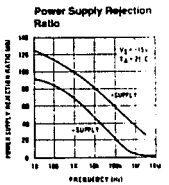
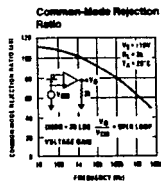
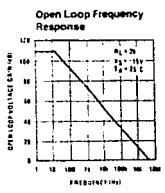
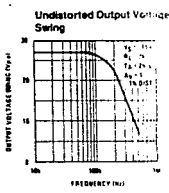
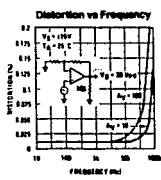
Note 8:  $V_S = \pm 15\text{V}$ .

## Typical Performance Characteristics





Typical Performance Characteristics (Continued)



## B I B L I O G R A F I A

- Kennedy, E.J. "Operational Amplifier Circuits, Theory and Applications". Holt, Rinehart and Winston, Inc. 1988.
- Malvino, Albert Paul. "Principios de electrónica" Mc Graw Hill. 1986.
- Coughlin, R.F., Driscoll, F.F. "Circuitos integrados lineales y amplificadores operacionales". Prentice Hall Hisp. 1987.
- Holman, Jack P. "Métodos experimentales para ingenieros" Mc Graw Hill. 1986.
- Desoer, C.A., Kuh E.S. "Basic Circuit Theory". Mc Graw Hill. 1984.
- Morris Mano. "Lógica digital y diseño de computadores" Prentice Hall Hispanoamericana. 1982.
- Wiatrowski, C.A., House, C.H. "Circuitos lógicos y sistemas de microcomputadoras". LIMUSA. 1987.
- Ogata, Katsuhiko. "Ingeniería de control moderna". Prentice Hall Hispanoamericana. 1980.
- Rodríguez R, Fco. J. "Apuntes de Sistemas Dinámicos" Facultad de Ingeniería UNAM. 1986.
- Taub, H., Schilling, D. "Digital Integrated Electronics" Mc Graw Hill. 1986.
- National Semiconductor. "Audio Handbook". 1976.
- National Semiconductor. "Linear Data Book". 1988.
- National Semiconductor. "TTL Data Book". 1986.