



PRESENTA

CURSO PRACTICO DE AUDIO & HI-FI

por: Horacio D. Vallejo

Editado por:

Editorial Quark S.R.L.

Rivadavia 2421, piso 3º, of. 5 (1034) Buenos Aires - Argentina

Director: Horacio D. Vallejo

Producción: Pablo M. Dodero

Impresión: Eecalli S.A.C.I.F.I., Buenos Aires, Argentina - junio de 1996

Queda hecho el depósito que previene la ley 11723

Distribución en Capital: Distribuidora Cancellaro S.R.L., Virrey del Pino 2639, Buenos Aires

Distribución en el interior: Distribuidora Bertrán S.A.C., Av. Vélez Sársfield 1950, Buenos Aires

Distribución en Uruguay: Verriell y Martínez, Paraná 750, Montevideo, R.O. U.

La editorial no se responsabiliza por el contenido del material firmado. Todos los productos o marcas que se mencionan son a los efectos de prestar un servicio al lector, y no entrañan responsabilidad de nuestra parte. Está prohibida la reproducción total o parcial del material contenido en esta publicación, así como la industrialización y/o comercialización de los circuitos o ideas que aparecen en los mencionados textos, bajo pena de sanciones legales, salvo mediante autorización por escrito de la editorial.

ISBN 987-99911-7-6

Indice

INDICE	
Capítulo 1	
Sonido	5
Curva umbral	6
Curva de sensación dolorosa	6
La cadena audiodfrecuente	6
Capítulo 2	
Modelos clásicos de amplificadores	13
Configuraciones circuitales básicas	13
a) El amplificador base común	13
b) El amplificador emisor común	14
c) El amplificador colector común	21
Recta estática de carga	22
Recta dinámica de carga	24
Cálculo de los capacitores de paso	27
Acoplamiento interetapas	28
a) Acoplamiento RC	28
b) Acoplamiento por transformador	29
c) Acoplamiento directo	30
Capítulo 3	
Preamplificadores	33
Controles de tono	33
Controles de tono pasivos	34
Realimentación negativa	39
Realimentación multietapa	42
Realimentación en controles de tono.	
Sistema Baxendall	43
Controles de volumen y balance	45
Preamplificadores	46
a) Fono cristal	47
b) Fono magnético	48
c) Sintonizador	48
d) Cinta	48
e) Micrófono	48
Ecuación	48
Ecuación de discos	50
Red de ecualización para fonocaptor cerámico o a cristal	51
Capítulo 4	
Etapas de salida	53
Etapas amplificadoras clase B	56
Amplificador push-pull a transformador	56
Distorsión por cruce	57
Etapa de salida complementaria	58
Etapas excitadoras	59
Amplificadores de potencia de salida cuasicomplementaria	60
Amplificadores de acoplamiento directo	62
Amplificador diferencial	63
Distorsión en amplificadores	63
Distorsión armónica	63
Distorsión por intermodulación	64

Rango dinámico de un amplificador.....	64	Amplificador mono/estéreo	
Amplificador de salida en puente.....	65	de baja tensión y baja potencia.....	93
Sistema "Quad"	66	Amplificador de 1W con TDA7052	93
		Amplificador estéreo de 2 x 1W	
Capítulo 5		en puente con el TDA7053A.....	94
Parlantes y cajas acústicas	67	Amplificador de 9,5W con TDA1010A.....	95
		Amplificador de 12W con TDA1020	95
Constitución de los parlantes.....	67	Amplificador estéreo de 12W	
Clasificación de los parlantes.....	67	por canal con TDA1510 y/o TDA1515	96
Parlantes dinámicos	68	Amplificador con TDA1516 o TDA1518	97
Parlantes electrostáticos.....	72	Amplificador estéreo de 6W + 6W	
Parlantes piezoeléctricos	73	con TDA1517 o TDA1519.....	98
Otros tipos de parlantes.....	73	Amplificador con control de volumen	
Auriculares.....	73	accionado por tensión	99
Características técnicas.....	74	Amplificador de alta fidelidad	
Parlantes para tonos graves.....	77	con TDA1512.....	100
Parlantes para tonos medios	78	Amplificador con el TDA2002.....	100
Parlantes para tonos agudos.....	79	Amplificador de 7W con TDA2002	103
Filtros divisores de frecuencia	80	Amplificador de buen rendimiento.....	104
Baffles o cajas acústicas.....	84	Amplificador de bajo costo	104
Baffles infinitos.....	85	Amplificador puente	105
Caja reflectora de bajos	86	Sistema de control de sonido estéreo	105
El radiador pasivo	89		
Construcción de baffles	89	Capítulo 7	
Bocinas.....	90	Los reproductores de CD	107
Capítulo 6		Generalidades sobre	
Amplificadores con		reproductores de CD	107
circuitos integrados.....	91	Diagrama en bloques de un	
		reproductor de CD.....	107
Amplificador de 6,5W con TDA1011	91	El modelo AZ6815 de Philips	109
Amplificador de 1 a 4W con TDA1015	92	El circuito integrado AN7678S	113
Amplificador de 2W con el TDA1016	92	El circuito integrado AN8327S	114
		El circuito integrado CXA1081M	115

Prólogo

Cuando decidí editar esta obra, conté con la colaboración de amigos y compañeros de trabajo, dado que tuve que compatibilizar mis deseos de "crear" un texto que resulte útil para todos los amantes del audio y a su vez que pueda ser comprendido por quienes no han tenido la oportunidad de interiorizarse en esta disciplina.

El Curso Práctico de Audio & Hi-Fi, en principio, es una versión actualizada del libro publicado en 1991; desarrollando temas elementales para luego explicar los conceptos que hacen a los equipos de audio, mantiene la estructura de lectura simple y amena.

Se ha incluido un capítulo sobre circuitos de amplificadores con circuitos integrados, con el objeto de que cuente con material que le permita ejercitarse y realizar montajes de sistemas sencillos. También encontrará un capítulo que sintetiza el funcionamiento de los reproductores de discos compactos (CD), sin extendernos demasiado en la teoría de funcionamiento, dado que ése será tema de una obra futura.

Es mi deseo que en las páginas de esta obra encuentre material de su interés, dado que fue seleccionado tomando como base las consultas efectuadas por los lectores de Saber Electrónica, enriquecidas a través del contacto personal que hemos mantenido en los seminarios organizados por Quark.

Demás está decirle que su opinión es fundamental para conocer el perfil que deben tomar las futuras ediciones, dado que el "Audio" avanza día a día, razón por la cual es nuestro deber mantenerlo informado. Me gustaría conocer su opinión sobre este trabajo, para lo cual le agradeceré que me escriba a:

Editorial Quark
Rivadavia 2124, piso 3º, oficina 5
(1034), Buenos Aires
Argentina

Para concluir con este prólogo quiero agradecer a todos los que me alientan a seguir adelante en esta disciplina que persigue informar y educar en las diferentes ramas de la electrónica. A mis compañeros de trabajo, a mis amigos, a mis familiares, al apoyo incondicional de mi mujer y a esos dos "motores" incansables que son mis hijos.

Horacio Daniel Vallejo

1

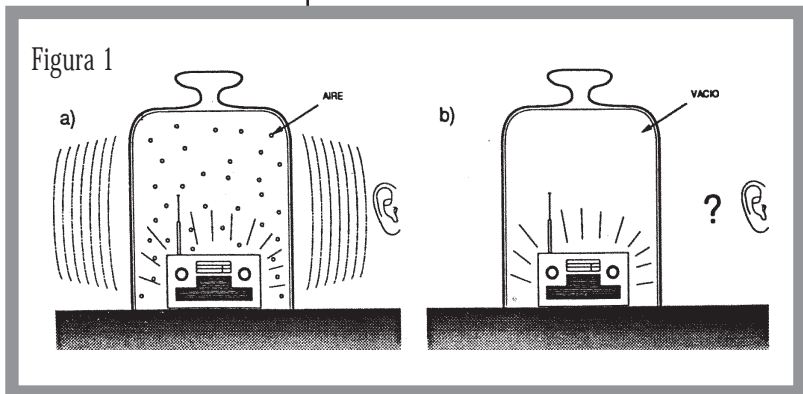
El Sonido

El sonido es una forma de energía que se transmite desde el cuerpo que la irradia a través del medio que lo circunda en forma de ondas de presión.

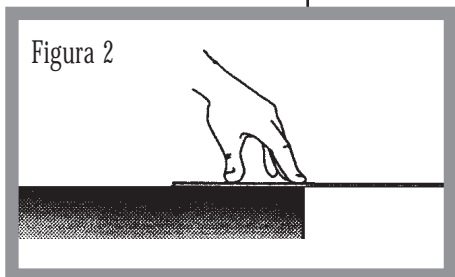
Hasta el siglo pasado, para escuchar música era necesario disponer de los ejecutantes en el lugar, por lo que la buena música era cara y obligaba a asistir a funciones especiales en teatros para tal propósito. Nuestra era técnica permitió ampliar y generalizar esta posibilidad. Alrededor de 1878, Thomas Alva Edison inventó el aparato que hoy llamamos “fonógrafo” que puede considerarse como el puntapié inicial de los sistemas de registro y reproducción del sonido.

El avance de la técnica ha sido tal que en la actualidad son muy pocos los hogares que no cuentan con aparatos de grabación y/o reproducción del sonido (grabadores, tocadiscos, centros musicales, CDs, etc.).

Como una primera aproximación podríamos definir el sonido como el movimiento vibratorio de los cuerpos que es transmitido a través de un medio elástico como el aire, en forma de ondas de presión; notemos que no sólo los gases sino también líquidos y sólidos transmiten el sonido. En los sólidos la propagación de las ondas se realiza en ambas direcciones, es decir, longitudinal y transversalmente.

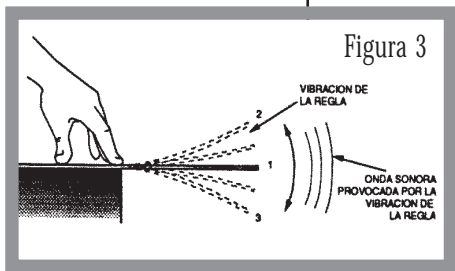


Como fenómeno físico, el sonido puede definirse como la perturbación producida por un cuerpo que está vibrando dentro de un medio y que puede identificárselo por sucesivas variaciones de presión que provocan la generación de las denominadas “Ondas Sonoras” que se propagan a través de este medio transportando energía a una determinada velocidad.



Por lo tanto, “sonido” es el movimiento vibratorio producido por un cuerpo y “sensación sonora” -no confundir- es el efecto que produce una onda sonora en el órgano auditivo.

¡Atención! para la producción de un sonido no sólo es necesario que un cuerpo vibre, sino que hace falta un medio material que permita la propagación de la onda sonora. Quizás esto último pueda parecer extraño, pero se demuestra fácilmente colocando un radio dentro de una campana de vidrio. Si en el interior de la campana hay aire, desde el exterior se escuchará el sonido emitido por el radio aunque un poco atenuado (figura 1-a). Quitemos ahora el aire contenido en el interior del recipiente; notaremos que el sonido deja de percibirse ya que deja de existir el medio de transmisión del sonido: “el aire” (figura 1-b).



Consideremos ahora una regla de acrílico común de las que usan los estudiantes, a la que sujetamos contra el borde de una mesa, con la mano (figura 2).

Con la otra mano doblemos la regla hacia arriba o hacia abajo y soltémola; inmediatamente percibiremos un sonido (figura 3).

Vea que el medio que envuelve a la regla es el aire, tal que al pasar la regla de la posición 1 a la 2, comprime el aire que se encuentra encima y enrarece (depresiona) el aire que se encuentra por debajo. Desde la posición 2 a la 3 el camino recorrido es inverso y la situación se invierte (se comprime el aire por debajo de la regla y se expande el que se encuentra por arriba).

Todos los puntos del recorrido de la regla experimentarán variaciones alternativas de presión que se pueden representar como una onda senoidal, tal como se observa en la fig. 4.

El lector ya habrá notado que la señal dibujada tiene forma de onda senoidal, la cual se caracteriza con varios parámetros, como ser: período, amplitud de pico, amplitud de pico a pico, valor instantáneo, frecuencia, etc.

Para facilitar el estudio recordemos la definición de cada uno de estos parámetros:

Amplitud de la vibración o valor de pico

Es la distancia que existe entre el punto en que la regla alcanza la máxima elongación y la posición inicial de la misma (distancia entre los puntos 1 y 2 de la figura 5).

Amplitud pico a pico de la vibración

Es la distancia que existe entre los puntos en que la regla alcanza las máximas elongaciones en ambos sentidos.

Amplitud instantánea

Es la amplitud que alcanza el movimiento de la regla en un instante de tiempo determinado respecto del valor de reposo.

Ciclo

Es el recorrido efectuado por la regla al pasar dos veces consecutivas por la posición 1 en el mismo sentido.

Período

Es el tiempo empleado por la regla en completar un ciclo; se lo designa con la letra T.

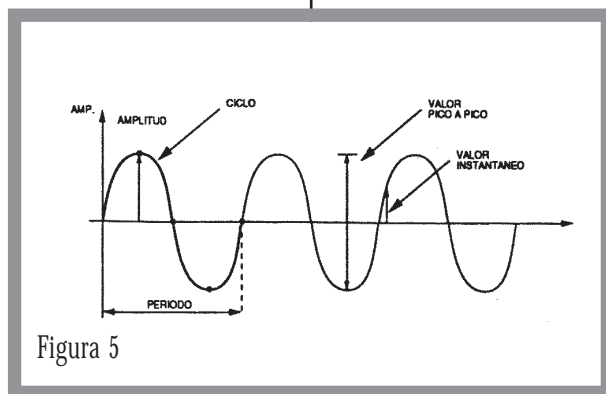
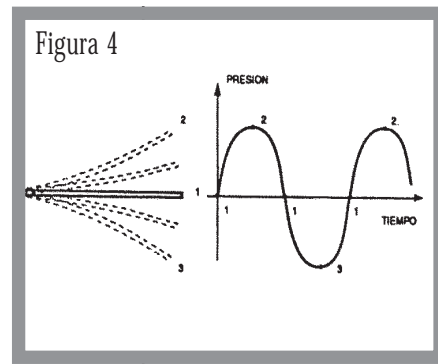
Frecuencia

Es la inversa del período; es decir, es la cantidad de ciclos que completa la regla en la unidad de tiempo, y se la designa con la letra f.

$$f = \frac{1}{T}$$

El sonido se propaga con velocidad constante, la cual sólo depende del medio en que se desplaza.

Esto quiere decir que la longitud de onda de una



señal que se desplaza en el tiempo dependerá del medio y se calcula como:

$$\lambda = \text{Velocidad de Propagación} \times \text{Período}$$

Recuerde que para una onda electromagnética, por ejemplo, la longitud de onda se calcula como:

$$\lambda = \frac{V}{f} = V \times T$$

donde V es la “velocidad de la luz” y corresponde a la velocidad de desplazamiento de dichas ondas (la luz es como una gama de ondas electromagnéticas que podemos percibir con los ojos).

El sonido se propaga a una velocidad mucho menor que las ondas electromagnéticas.

TABLA I

Velocidades que adquieren las ondas acústicas en distintos medios

medio	velocidad
Aire frío (0°C)	331 m/seg
Aire moderado (25°C)	343 m/seg
Hidrógeno frío (0°C)	1290 m/seg
Agua de río	1450 m/seg
Agua de mar	1504 m/seg

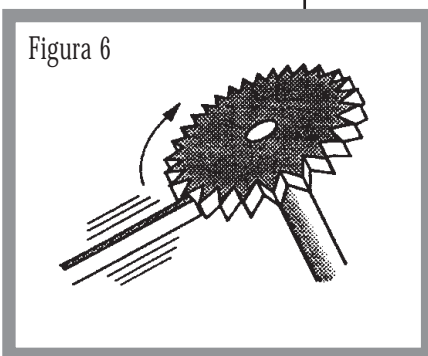
También se puede definir el sonido como una perturbación del medio que, al llegar al oído, produce una sensación auditiva.

Los sonidos periódicos (repetitivos), a su vez, pueden tener o no carácter musical, mientras que los sonidos aperiódicos (que no se repiten) son generalmente catalogados como ruidos.

Los sonidos periódicos se caracterizan por su tono, por su timbre y por su intensidad.

El tono aumenta cuando se pasa de los sonidos graves (bajas frecuencias) a los sonidos agudos (altas frecuencias). De esta manera, el tono de un sonido queda determinado por su frecuencia, pero muchas veces el sonido no es puro y está compuesto por más de una señal de distintas frecuencias. En ese caso el tono queda determinado por la frecuencia del sonido fundamental.

Así, por ejemplo, si se coloca un fleje de madera sobre una rueda dentada que está girando (es el caso de las “matracas” utilizadas en los festejos de carnaval), tal como se grafica en la figura 6, el tono del sonido emitido por el conjunto dependerá de la velocidad de giro de la rueda, ya que si gira a mayor velocidad, el fleje golpeará



contra los dientes de la rueda mayor cantidad de veces por segundo, y el sonido tendrá un tono más agudo (aumentó la frecuencia de los golpes).

En general, el oído humano no entrenado no está capacitado para distinguir variaciones muy pequeñas en el tono de un sonido, y mucho menos saber cuál es la frecuencia de la señal que le dio origen, si bien puede deducir si se trata de una señal de baja frecuencia o alta frecuencia.

Por esta razón, en música no se habla de frecuencia, sino de “intervalo”, aduciendo a las relaciones entre frecuencias; las “notas musicales” poseen frecuencias características y un grupo de siete notas ocupan un intervalo musical.

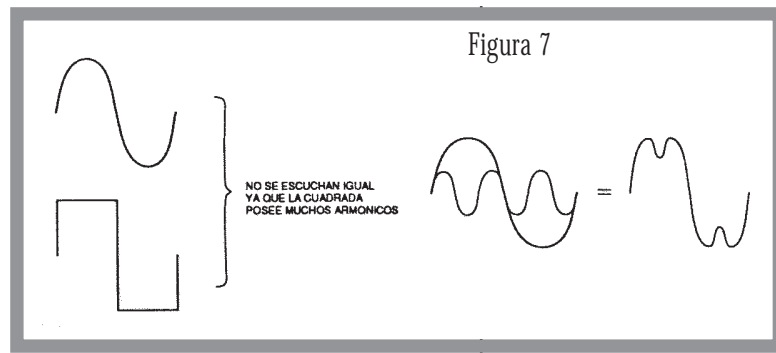


TABLA II

Las notas musicales se agrupan en un intervalo que en frecuencias corresponde a una relación igual a “2” entre una nota de un intervalo y la misma nota del intervalo siguiente

do	re	mi	fa	sol	la	si	do
1	$\frac{9}{8}$	$\frac{5}{4}$	$\frac{4}{3}$	$\frac{3}{2}$	$\frac{5}{3}$	$\frac{15}{8}$	2

Así, por ejemplo, si en un intervalo musical el “la” posee una frecuencia de 440Hz, en el intervalo siguiente el “la” emitido tendrá el doble de frecuencia, es decir, 880Hz.

Se estudiará más adelante que a este intervalo se lo denomina OCTAVA MUSICAL.

Pero nos podemos hacer la siguiente pregunta:

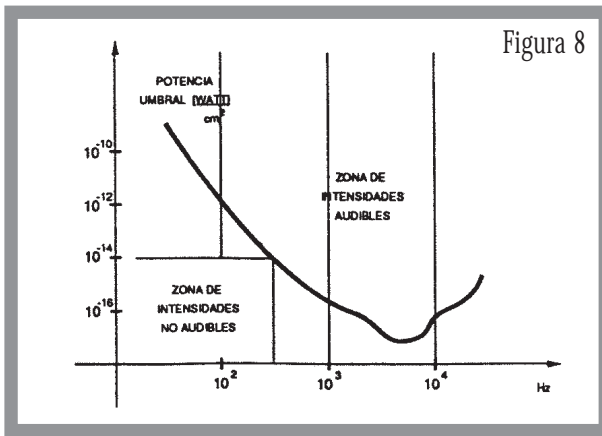
- ¿cómo es que la misma nota ejecutada por un violín produce una sensación sonora distinta de la de un piano?

Las dos notas tendrán el mismo tono pero causan distinta impresión a nuestros oídos, ya que se distinguirán por el “timbre”.

El timbre de un sonido queda determinado por la cantidad de armónicas que acompañan a un sonido fundamental cuando éste es emitido y también por la amplitud de esos armónicos. Por ejemplo, una señal senoidal de 1000Hz no se escuchará igual que una onda cuadrada de igual frecuencia ya que la primera es una señal pura mientras que la onda cuadrada, como sabemos, posee muchas armónicas impares de la fundamental (vea la figura 7).

Se dice que un sonido es rico en armónicas cuando va acompañado hasta la 6a ó 7a armónica con amplitudes apreciables.

Si posee mayor cantidad de armónicas (más agudos) el sonido se torna muy áspero. Además, los sonidos con armónicas impares (como la onda cuadrada) resultan agradables, mientras que donde predominan las armónicas pares (como la onda triangular) resultan desagradables.



Dos personas se distinguen por su timbre de voz, pues si bien pueden decir lo mismo con tonos parecidos, la sensación sonora es distinta en ambos casos.

Cuando Ud. habla por teléfono su voz tiende a deformarse, ya que si bien se puede entender perfectamente lo que dice, el sonido parece distinto. Lo que ocurre es que la central telefónica no deja pasar las armónicas superiores a 4000Hz (aproximadamente) ya que la respuesta del canal telefónico está limitada a esa frecuencia.

Si un sonido viene acompañado por una señal que no es armónica de la fundamental, se interpretará como “ruido” ya que la sensación sonora será desagradable. La intensidad de las ondas sonoras deter-

minan las mayores o menores presiones y depresiones que la onda provoca sobre los tímpanos de nuestros oídos.

Si volvemos al caso en que vibraba la regla sujeta por un extremo, cuando aumenta la amplitud de las vibraciones, aumentará la energía transportada por la onda sonora y mayor será la intensidad del sonido.

“Se dice que un sonido es más intenso cuanto mayor sea la energía transportada por la onda sonora”.

La intensidad mínima de sonido capaz de ser reproducida por el oído humano es de 10^{-16} watt/cm² o, lo que es lo mismo 0,0002 dina/cm². A esta intensidad mínima se la llama UMBRAL AUDITIVO INFERIOR o INTENSIDAD UMBRAL, ya que es el “umbral” entre las señales que se escuchan, y las que no se escuchan y se la designa como W_0 ($W_0 = 10^{-16}$ watt), vea la figura 8.

Se debe tener en cuenta que la respuesta del oído no es lineal con la potencia, sino logarítmica; esto quiere decir que, si asignamos el valor “1” como sensación sonora a una potencia 10 veces superior a la de umbral ($10W_0$), para que el oído humano reconozca el doble de la sensación sonora inicial hace falta aplicar una potencia de $100W_0$.

TABLA III
Sensación sonora relativa

Potencias en watt	Sensación sonora
10^{-15} watt ($10W_0$)	1
10^{-14} watt ($100W_0$)	2
10^{-13} watt ($1000W_0$)	3
10^{-12} watt ($10000W_0$)	4

Esto quiere decir que, para obtener un aumento unitario de la sensación auditiva, se debe aumentar la potencia 10 veces. Dicho de otra manera, el sonido emitido por un amplificador de 10 watt no se escuchará como el doble de la sensación auditiva de un amplificador de 5 watt.

Curva umbral

El oído no responde de la misma manera para todas las frecuencias.

Se dice que el oído medio humano reconoce señales comprendidas entre 40Hz y 16000Hz pero se ha convenido en señalar que el espectro audible va de 20Hz a 20kHz. Asimismo, la intensidad umbral es distinta para todas las frecuencias. Por ejemplo, el oído responde mejor a las denominadas frecuencias medias (entre 800Hz y 4500Hz aproximadamente).

Hemos dicho anteriormente, (y graficado en la figura 8) que la intensidad umbral era de $W_0 = 10^{-16}$ watt/cm². Esta intensidad se da para una frecuencia de 1000Hz.

Para 100Hz la intensidad umbral ronda el valor $W_0' = 10^{-12}$ watt/cm²; es decir, se reconoce recién cuando la potencia es 10000 veces mayor que la mínima potencia audible para 1000Hz.

Los valores de potencia mínima reconocible para cada frecuencia se dan en una CURVA DE INTENSIDAD UMBRAL que abarca todo el espectro audible. Así, por ejemplo, para una frecuencia de 500Hz la intensidad umbral es de 10^{-14} watt/cm²; es decir, sólo se escucharán los tonos de 500Hz por encima de esa potencia. Idéntico análisis puede efectuarse para cualquier otra frecuencia.

Curva de sensación dolorosa

La curva de intensidad umbral determina el nivel mínimo de intensidad reconocible por el oído humano para distintas frecuencias. Si se aumenta la potencia del sonido llega un momento en que produce una sensación de dolor. La CURVA DE SENSACION DOLOROSA determina el límite, pasado el cual, el sonido produce una sensación de dolor en nuestros oídos (tal como se puede apreciar en la figura 9). Como se observa, la zona del gráfico encerrada por las curvas de intensidad umbral y sensación dolorosa, determina el nivel que pueden tomar los sonidos de distintos tonos para que puedan escucharse por el oído humano sin inconvenientes.

Se ve en el gráfico que para un sonido de 1000Hz la intensidad dolorosa (W_d) es de 10^{-4} watt/cm² (luego se estudiará que corresponde a 120dB). Se debe deducir entonces que una presión de 1 watt/cm² con una frecuencia de 1000Hz provocará lesiones muy graves en el oído.

La cadena audiofrecuente

El sonido puede convertirse en una corriente eléctrica. Llamamos transductores electroacústicos a los dispositivos capaces de convertir una señal eléctrica en un sonido. Así, el micrófono es un transductor que convierte la energía sonora en corriente eléctrica.

Para que el transductor sea útil debe proporcionar una salida que represente una réplica exacta de la onda que lo está excitando. La altura o ampli-

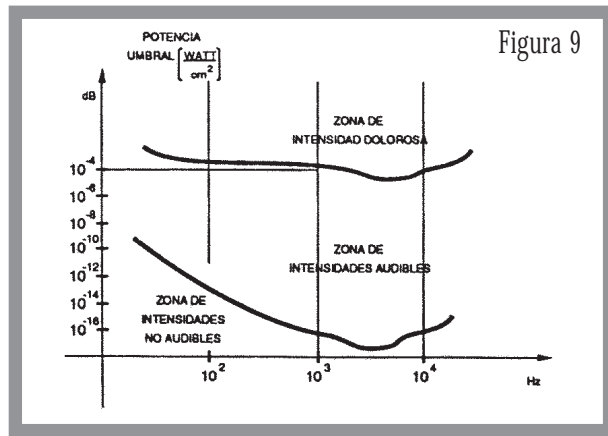
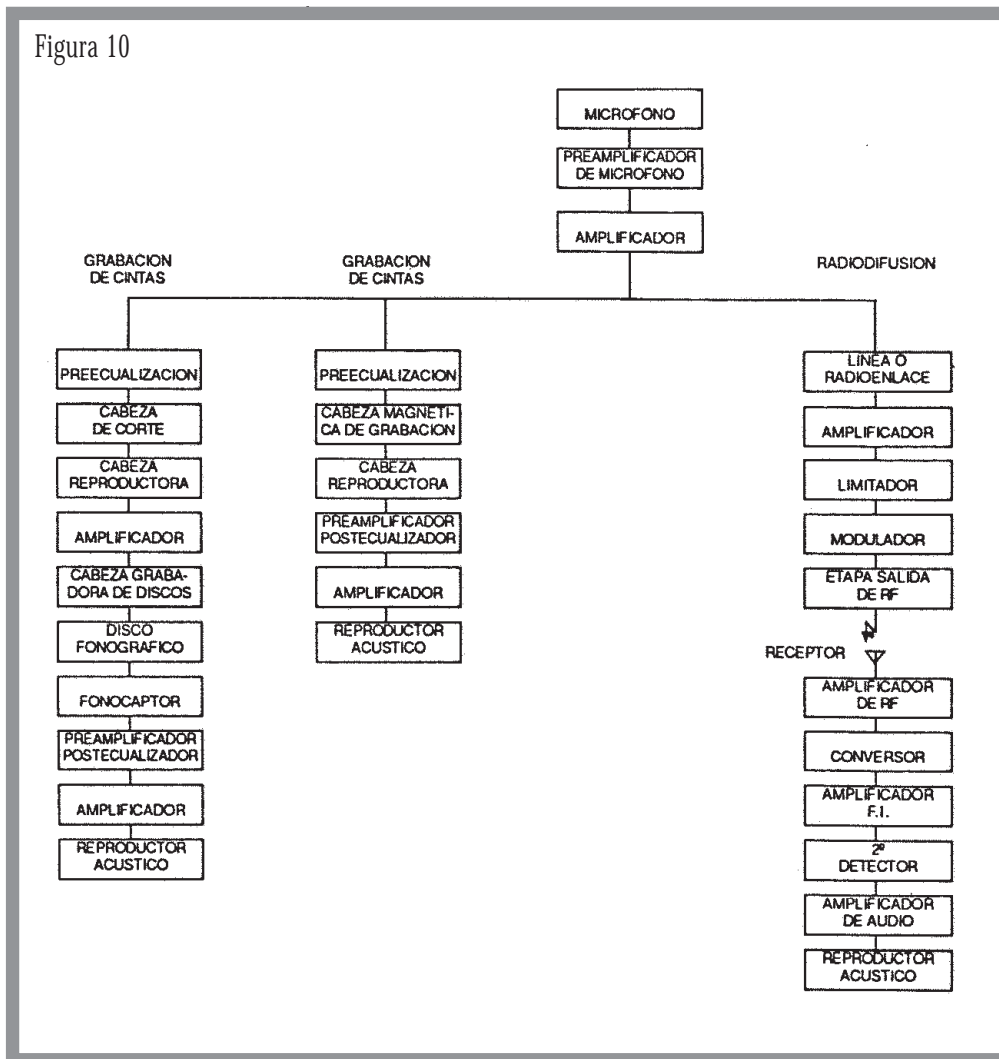


Figura 10



tud de la señal eléctrica representa la intensidad del sonido; la frecuencia representa el tono y la forma de onda, el timbre. Estos tres elementos deben corresponderse entre sí.

Obtenida la corriente eléctrica como una réplica exacta de la onda sonora que le dio origen, el sonido puede amplificarse, grabarse y reproducirse por medios eléctricos y electrónicos.

Los procesos que sufre la señal desde su conversión en corriente eléctrica hasta la reproducción por medio de parlantes u otros reproductores electroacústicos se lleva a cabo en la denominada "CADENA AUDIOFRECUENTE".

Si consideramos un disco fonográfico como el medio de grabación de la corriente eléctrica correspondiente al sonido que le dio origen, el primer eslabón de la cadena audiofrecuente será un micrófono; luego las corrientes eléctricas producidas por éste son amplificadas con el objeto de que adquieran el nivel necesario para que puedan excitar una cabeza grabadora magnética. Así se puede grabar en cinta magnética la señal requerida (llamada "Señal de Audio") para que puedan grabarse muchos discos según la información almacenada en la cinta. Posteriormente, una cabeza lectora transmitirá la señal de audio a una púa especial denominada "estilo grabador". Dicha púa va cavando un surco en el disco que gira a velocidad constante (generalmente a razón de 33 1/3 de revoluciones por minuto).

De esta manera, en los surcos del disco queda grabada la información que luego se podrá recoger con un cabezal reproductor (fonocaptor) obteniendo así nuevamente una señal eléctrica que deberá ser amplificada y por medio de reproductores acústicos se convertirá nuevamente en sonido que será expulsado al medio ambiente.

Digamos, entonces, que la cadena audiofrecuente es el “eslabón” entre el INTERPRETE y el OYENTE y no sólo se puede conseguir mediante la grabación de discos sino también mediante una emisión radiofónica o por medio de la grabación de cintas magnetofónicas.

A lo largo de este curso nos ocuparemos de cada uno de los elementos que integran estas cadenas de audio.

En última instancia, la finalidad que perseguimos es tratar de reproducir un sonido exactamente igual al que se produce en el lugar de origen, dentro de lo que percibe el oído humano o, a veces, introducirle deformaciones que resulten agradables al oyente.

2

Modelos Clásicos de Amplificadores

En receptores de radio, amplificadores o equipos de audio, etc., la señal ingresante al “amplificador de audio” puede tener una frecuencia comprendida entre 20Hz y 20kHz. Esos equipos se pueden construir a partir de distintas configuraciones especiales. Por ejemplo, podría ser necesario amplificar la señal que entrega un generador de baja impedancia o la señal que suministra un sintonizador de alta impedancia; en estos casos no podría utilizar el mismo amplificador. Además, podría necesitar un amplificador de corriente, de tensión o de potencia.

Existen distintas configuraciones y existen varias formas de polarizar un transistor, cada una con sus ventajas y desventajas.

Se dice que un amplificador de audio es aquel que incrementa el nivel de una determinada señal que posee una frecuencia comprendida dentro del espectro audible (20Hz a 20kHz). Para el diseño de un amplificador interesan características tales como la potencia de salida, impedancia de carga, impedancia de entrada, nivel de la señal de entrada, tensión de alimentación, etc.

Configuraciones circuitales básicas

Básicamente, a un transistor se lo puede utilizar en tres configuraciones distintas a saber:

- a- Configuración Base Común**
- b- Configuración Emisor Común**
- c- Configuración Colector Común**
- a) El amplificador base común**

Las principales características son:

- Baja impedancia de entrada (entre 50 ohm y 300 ohm)
- Alta impedancia de salida (entre 100 kilohm y 1 Megohm).
- Posee alta ganancia de tensión.
- No posee ganancia de corriente.
- La señal de salida no está desfasada respecto de la de entrada.

En la figura 1 vemos el circuito de un amplificador base común.

Si observamos el circuito, la polarización del emisor es tal que la juntura base-emisor queda en directa, constituyendo así un circuito de muy baja resistencia de entrada (diodo en directa) que oscila entre 50 y 300 ohm, mientras que el colector queda polarizado en inversa, lo que hace que la salida tenga una resistencia elevada que oscila entre 100 kohm y 1 Mohm.

La ganancia de corriente:

$$\alpha = \frac{I_c}{I_e} < 1$$

es menor que la unidad pero se asemeja a 1; varía entre 0,98 y 0,999, pero lo que aquí importa es que la ganancia de resistencia es muy grande (aproximadamente $R_s/R_e = 1500$) con lo cual la etapa posee gran ganancia de tensión.

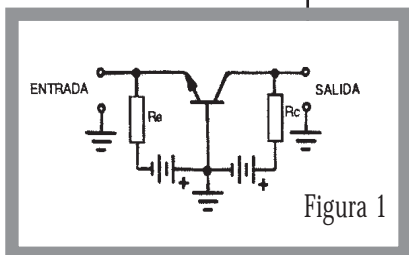


Figura 1

Existe una familia de curvas que caracterizan el funcionamiento de cada transistor en la configuración base común, y se llaman curvas características para conexión base común (o base a tierra, o base a masa).

Muchas veces es cómodo trabajar con una sola batería y para ello se polariza al transistor (figura 2).

Los resistores de base R_b y R_a dan a la base una polarización positiva respecto de emisor a los fines de que la juntura BE quede polarizada en directa mientras que el colector es positivo respecto del emisor. C_1 es un camino a masa para la señal alterna a los fines de obtener máxima señal sobre la resistencia de carga R_c . La señal a la salida está en fase con la señal de entrada, pues un aumento de la tensión de base provocará un incremento de la corriente de colector y, a su vez, aumentará la señal sobre R_c que es la carga (salida) del circuito. Observe que C_1 es un cortocircuito para corriente alterna; anula los resistores R_a y R_b ya que no hay caída de tensión de señal alterna sobre éstos.

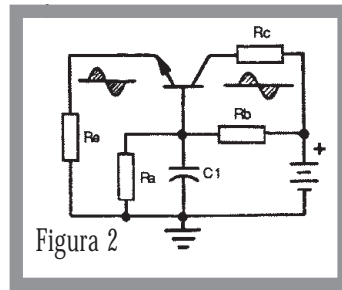


Figura 2

b) El amplificador emisor común

En este tipo de circuito, la señal de entrada se aplica entre base y emisor del transistor. Aquí también la polarización del transistor es tal que el emisor queda polarizado en directa, condiciones imprescindibles para que el transistor funcione como tal.

Se trata de un amplificador de impedancia de entrada moderada, no muy alta impedancia de salida, posee ganancia de tensión y corriente y la señal de salida está desfasada 180° respecto de la señal aplicada a la entrada.

Tensión de entrada = Tensión Base-emisor

Tensión de salida = Tensión Colector-Emisor

Corriente de entrada = Corriente de Base

Corriente de salida = Corriente de Colector

Desarrollemos este tema analizando el circuito de un amplificador emisor común (figura 3).

La resistencia de entrada varía con la polarización, siendo un valor normal 5000 ohm, aunque puede variar entre 100 ohm y 10.000 ohm, según la polarización. La resistencia de salida es moderada, es decir, unos 50.000 ohm según el transistor y su polarización.

Aquí la corriente de colector se controla con la corriente de base, de aquí que con pequeñas variaciones de la corriente de base se obtengan grandes variaciones de la corriente de colector, razón por la cual, actuando como amplificador de corriente, se define lo que se llama factor b.

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} \quad \text{Ganancia de corriente del transistor en la configuración emisor común}$$

Por lo dicho, en un amplificador base común se utiliza el parámetro:

$$\alpha = \frac{I_c}{I_e}$$

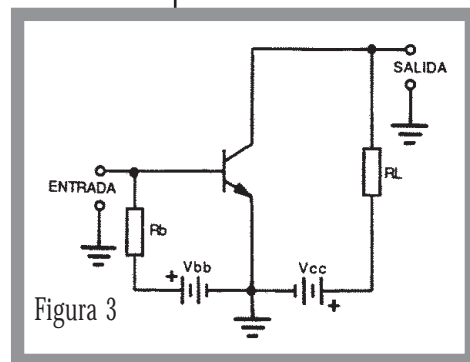
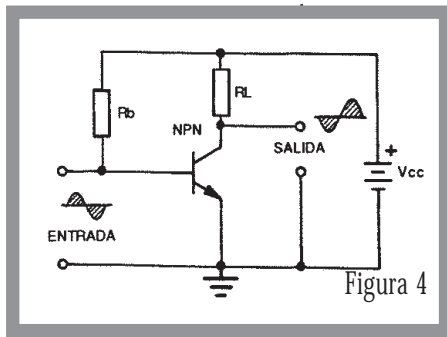


Figura 3



y aquí se usa:

$$\beta = \frac{I_c}{I_b}$$

Pero la diferencia fundamental es que este circuito (emisor común) tiene ganancia de corriente y también ganancia de tensión, por lo cual se puede tener una ganancia de potencia que puede llegar a 10.000 veces (40dB), lo que lo hace muy popular.

Nótese que, si al aplicar una señal de entrada aumenta la tensión de base, aumentará la I_b , lo que hará aumentar la I_c ; si esto ocurre, aumentará la caída de tensión sobre R_L y, por ley de Kirchhoff, disminuirá la tensión colector-emisor (tensión de salida) pues:

$$V_{cc} = V_{R_L} + V_{ce}$$

Como V_{cc} es constante, si aumenta V_{R_L} deberá disminuir V_{ce} . En síntesis, un aumento de la señal de entrada provocará una disminución (mayor) de la tensión de salida por lo cual hay una inversión de fase entre entrada y salida, al revés de lo que ocurriría en un circuito Base-Común.

Aquí también es necesario, a los fines de simplificar la construcción del circuito, polarizar al transistor con una sola batería o fuente de alimentación y para ello hay muchas formas de hacerlo; una de ellas es la denominada polarización fija, que consiste en colocar un resistor entre base y batería con el fin de polarizar la juntura base-emisor en directa (figura 4).

Para calcular el valor de la resistencia de base, basta con fijar un valor de corriente de base. Sabemos que habrá además una caída de tensión sobre R_L que no debe ser demasiado alta para que el colector siga siendo positivo respecto de la base.

Para hacer el cálculo de R_b se emplea la malla formada por V_{cc} , R_b y la juntura BE del transistor (figura 5).

Ejemplo 1

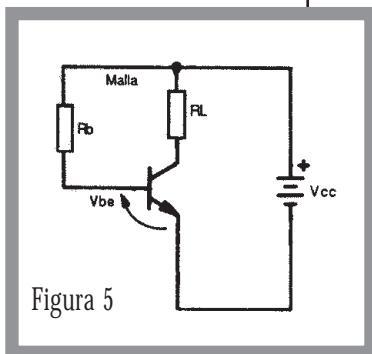
Si consideramos la $V_{be} = 0,6V$ y queremos una corriente de base de $50\mu A$ con una $V_{cc} = 6V$, la R_b debe ser de:

$$R_b = \frac{6V - 0,6V}{50 \times 10^{-6} A} = 108.000\Omega$$

Un valor comercial que se asemeje a este valor es 100 kohm: por lo tanto, adoptamos una $R_b = 100 kohm$.

Es fácil notar que, pase lo que pase, la I_b permanece constante frente a variaciones de temperatura o por cambios de transistor pues para todos los transistores $V_{be} = 0,6V$ (Si) o $V_{be} = 0,2V$ (Ge) aproximadamente.

Según lo estudiado: $\beta = \frac{I_c}{I_b}$



Con lo cual: $I_c = \beta \cdot I_b$

Ocurre que todos los transistores “no” son iguales y su β puede variar por cambios de temperatura (además de variar entre transistores), con lo cual, si es fundamental que I_c no varíe, tendría que cambiar el valor de R_b cada vez que se cambia de transistor, lo que complica el análisis.

Esto hace que la polarización fija no sea la más adecuada, ya que es inestable frente a cambios de transistores y frente a variaciones de temperatura, por lo que resulta imposible mantener fija la corriente típica de colector.

Para solucionar en parte este problema, se utiliza la polarización automática que consiste en conectar el resistor R_b entre base y colector, que cumple la función de “sensor” la tensión entre colector y base para polarizar a ésta. Es decir, existe una realimentación desde el colector hacia la base (realimentar significa tomar una muestra de alguna parte del circuito y enviarla a otra parte del circuito con el fin de variar alguna característica del mismo). La polarización automática, aunque tiene la desventaja de disminuir la ganancia del amplificador, mejora algunas fallas de la polarización fija (figura 6).

Para calcular el valor de R_b debemos saber cuál es el valor de tensión que pretendemos que exista en colector y cuál es la corriente que circulará por la base.

Analizando el circuito y aplicando Kirchoff puede deducirse que:

$$R_b = \frac{V_{ce} - V_{be}}{I_b}$$

Ejemplo 2

Si se desea tener una tensión entre colector y emisor $V_{ce} = 4V$ con una corriente de base de $I_b = 50\mu A$, debemos colocar una R_b (figura 7), que se calcula:

$$R_b = \frac{4U - 0,6U}{50 \times 10^{-6}A} = 68.000\Omega$$

Casualmente, esta vez el valor calculado para $R_b = 68 \text{ kohm}$ coincide con un valor comercial.

Para calcular la polarización de un circuito con polarización automática se debe recurrir al circuito de entrada (figura 8).

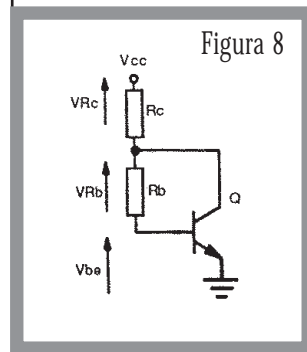
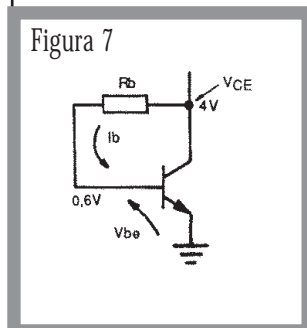
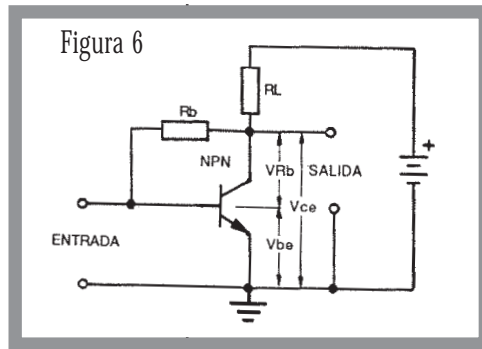
Se deduce que:

$$V_{cc} = V_{Rc} + V_{Rb} + V_{be}$$

Si consideramos que I_c es mucho mayor que I_b se puede decir que:

$$\begin{aligned} V_{Rc} &= I_c \cdot R_c \\ V_{Rb} &= I_b \cdot R_b \end{aligned}$$

Luego:



$$V_{cc} = I_c \cdot R_c + I_b \cdot R_b + V_{be}$$

Reemplazando la relación:

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} \quad V_{cc} = I_c \cdot R_c + \frac{I_c}{\beta} \cdot R_b + V_{be}$$

Si se trabaja matemáticamente, se llega a:

$$I_c = \frac{V_{cc} - V_{be}}{R_c + \frac{R_b}{\beta}} \quad (1)$$

En la fórmula de cálculo de I_c se ve que ahora el β no influye tanto sobre el valor de la corriente de colector, razón por la cual no hay grandes variaciones de I_c con la temperatura o por cambios del transistor. Aunque la variación de β sea grande debido a que se cambió el transistor o hubo una variación de temperatura, el circuito no se verá afectado, dado que I_c permanece casi constante.

Ejemplo 3

Calcular la polarización (figura 9).

Q es un transistor de silicio ($V_{be} = 0,6 \text{ V}$) que posee un $\beta = 200$.

Aplicando la fórmula (1):

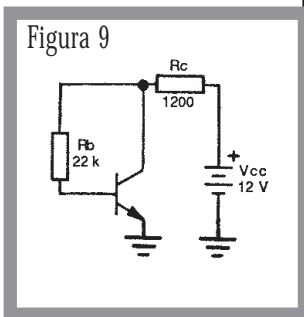
$$I_c = \frac{12\text{V} - 0,6\text{V}}{\frac{22.000\Omega}{200} + 1.200\Omega} = \frac{12\text{V} - 0,6\text{V}}{110\Omega + 1.200\Omega} = \frac{11,4\text{V}}{1310\Omega} = 8,7\text{mA}$$

Supongamos que hay una variación del 50% del β por cualquier causa, lo que lo lleva a un valor $\beta' = 300$, nos preguntamos, ¿variará mucho la corriente de colector?

Para aplacar dudas, calculemos el nuevo valor de I_c .

$$I_c = \frac{V_{cc} - V_{be}}{R_c + \frac{R_b}{\beta'}}$$

$$I_c' = \frac{11,4\text{V}}{1.200\Omega + \frac{22.000}{300} \Omega} = \frac{11,4\text{V}}{1.200\Omega + 73,3\Omega} = \frac{11,4\text{V}}{1.273,3\Omega} = 8,95\text{mA}$$



Se puede comprobar entonces que una variación del 50% en el valor del β provoca en este caso una variación inferior al 5% en la corriente del colector, lo que indica que ha aumentado la estabilidad del circuito.

En este circuito la realimentación negativa también estará presente para la señal alterna que deseamos amplificar; es decir, existe una disminución en la ganancia del circuito, pero la estabilidad lograda compensa ampliamente esta pequeña desventaja ya que, con el precio actual de los transistores, si necesitamos mayor ganancia, siempre podemos recurrir a más etapas en amplificación.

Como vemos, logramos estabilidad térmica bajando la ganancia del sistema.

Si consideramos despreciable la corriente de base frente a la corriente de colector, podemos calcular la tensión colector-emisor de la siguiente manera (figura 10):

$$V_{cc} = V_{Rc} + V_{ce}$$

Como $I_c \gg I_b$; trabajando matemáticamente:

$$V_{ce} = V_{cc} - I_c \cdot R_c$$

$$V_{ce} = V_{cc} - \frac{V_{cc} - V_{be}}{R_b + \frac{R_c}{\beta}} \cdot R_c$$

Aplicando esta fórmula al ejemplo que hemos analizado, podremos conocer cuánto vale la tensión colector-emisor.

$$V_{ce} = 12V - 8,7mA \cdot 1,2k\Omega = 1,56V$$

La baja tensión V_{ce} indica que el transistor está operando cerca de la zona de saturación. Recordemos que esta zona tiene su límite para una $V_{ce} \cong 1V$.

Para otras aplicaciones resulta necesario graduar la ganancia de la etapa a voluntad (ganancia de tensión) y además que el circuito sea térmicamente estable; para ello suele utilizarse una realimentación de corriente en el circuito de polarización, por medio de la colocación de un resistor en el emisor del transistor. En el circuito así constituido cualquier aumento en la corriente de colector por alguna causa, desarrollará una tensión sobre el resistor de emisor tal que, si la tensión de base permanece constante, polariza en forma inversa la juntura Base-Emisor que compensará la variación de la corriente de colector.

La polarización "fija" de la base se consigue por medio de un divisor resistivo.

Veamos lo siguiente, la polarización de la base es $V_{cc} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ o sea no depende de ningún parámetro del transistor.

Un aumento de I_c aumenta V_{Re} que es la caída sobre R_e (ver figura 11).

Para calcular la corriente de colector es necesario conocer el valor de la tensión de la base respecto de masa y la resistencia que "ve" la base. El cálculo se facilita si consideramos que I_1 es mucho mayor que I_b . Dibujando la batería del otro lado se comprenderá mejor el

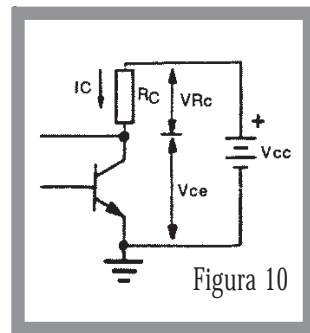


Figura 10

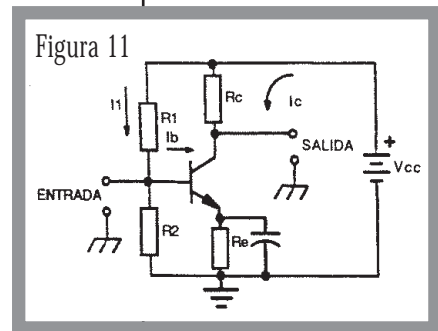
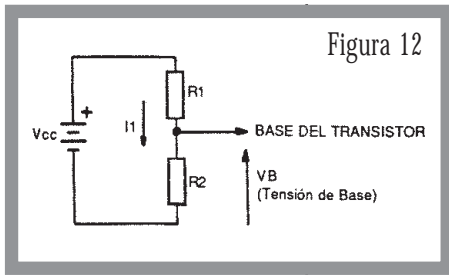


Figura 11



circuito de entrada (figura 12) :

$$I1 = \frac{V_{cc}}{R1 + R2}$$

$$VB = I1 \cdot R2$$

Reemplazando:

$$VB = \frac{V_{cc}}{R1 + R2} \cdot R2 \quad (2)$$

El desarrollo que estamos haciendo es una aplicación del teorema de Thevenin que dice que cualquier circuito puede ser reemplazado por un generador de tensión en serie con una resistencia. Aplicando este teorema al circuito que está conectado entre base y masa del transistor, tenemos que R2 está conectada a la base junto con R1 y Vcc.

Ahora bien, el generador de tensión VB se calcula como la tensión que cae entre base y masa del transistor cuando éste ha sido desconectado; esta tensión es la que cae sobre R2 y es la VB, fórmula (2).

En tanto la resistencia de Thevenin RB la calculamos con el transistor desconectado y cortocircuitando la fuente de alimentación (II). Observe el circuito de la figura recién vista, donde al cortocircuitar la fuente de continua (Vcc) R1 y R2 quedan conectados en paralelo.

$$RB = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \quad (3)$$

En la figura 13 vemos qué ocurre si reemplazamos VB y RB en el circuito de la figura 11.

Lo hecho no es más que una aplicación del teorema de Thevenin para simplificar el cálculo de la corriente de colector.

Aplicando Kirchoff en el circuito de la figura, se tiene:

$$VB = VRB + Vbe + VRe$$

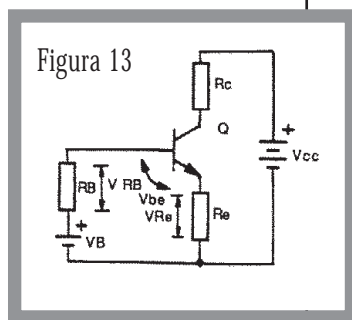
$$VB = Ib \cdot Rb + Vbe + Ie \cdot Re$$

Como $Ic \approx Ie$

$$VB = Ib \cdot RB + Vbe + Ic \cdot Re$$

$$\text{También } Ib = \frac{Ic}{\beta}$$

$$VB = \frac{Ic}{\beta} \cdot RB + Vbe + Ic \cdot Re$$



$$V_B = I_c \cdot \left(\frac{R_B}{\beta} + R_e \right) + V_{be}$$

Despejando:

$$I_c = \frac{V_B - V_{be}}{\frac{R_B}{\beta} + R_e}$$

Donde:

V_B y R_B se calculan por medio de las fórmulas (2) y (3).

$V_{be} = 0,2V$ para el germanio y $0,7$ para el silicio.

β ganancia de corriente en emisor común dado por el fabricante.

Para que la señal alterna no desarrolle una tensión sobre el resistor R_e , se coloca un capacitor de desacople entre emisor y masa. De esta forma el capacitor en paralelo con R_e deriva la señal de CA a masa para impedir pérdidas de ganancia. En síntesis, el agregado de R_e tiende a estabilizar la corriente de colector.

Dado que generalmente $R_e \gg R_b/b$, si varía el b , I_c se mantiene constante, entonces hay mayor estabilidad (figura 14).

De la misma forma que hemos procedido anteriormente, podemos calcular la tensión Colector-Emisor aplicando Kirchoff en el circuito de salida.

$$\begin{aligned} V_{cc} &= V_{Rc} + V_{ce} + V_{Re} \\ V_{cc} &= I_c \cdot R_c + V_{ce} + I_c \cdot R_e \\ V_{cc} &= I_c (R_c + R_e) + V_{ce} \\ V_{ce} &= V_{cc} - I_c (R_c + R_e) \end{aligned}$$

Ejemplo 4:

Calcular la polarización de un transistor con polarización por divisor resistivo que posee los siguientes datos:

$R_1 = 82k\Omega$	$V_{cc} = 10V$
$R_2 = 8200\Omega$	Silicio
$R_c = 2700\Omega$	Q —
$R_e = 120\Omega$	$\beta = 200$

Aplicando las fórmulas vistas:

$$R_b = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{82k \cdot 8,2k}{82k + 8,2k} = 7,45k\Omega$$

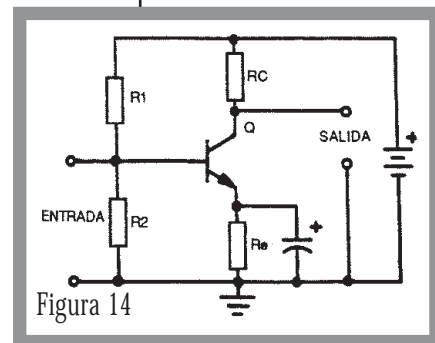


Figura 14

$$V_B = \frac{V_{cc} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10V \cdot 8,2}{82 + 8,2} = 0,91V$$

$$I_c = \frac{V_B - V_{be}}{R_b + \frac{R_e}{b}} = \frac{0,91V - 0,7V}{7450\Omega + \frac{120\Omega}{200}} = 1,33mA$$

$$V_{ce} = V_{cc} - I_c (R_C + R_e) = 10V - (2700\Omega + 120\Omega) \cdot 1,33mA$$

$$V_{ce} = 6,25V$$

El transistor está polarizado con $I_c = 1,33mA$ y $V_{ce} = 6,25V$.

En síntesis, el agregado de R_e proporciona una estabilidad adicional al circuito ya que permite sensar la corriente de emisor.

Se conecta un capacitor en paralelo para que la corriente alterna se derive a masa por él sin producir caída de tensión alterna sobre R_e , lo que disminuiría la ganancia.

Existen otras polarizaciones para la configuración emisor común pero todas ellas buscan mayor ganancia de tensión y aumento en la estabilidad del circuito que son los factores determinantes para la elección del circuito adoptado para cada caso.

c) El amplificador colector común

En este circuito la señal de entrada se aplica entre colector y base que, como sabemos, es una juntura polarizada en inversa para que el transistor trabaje correctamente: de esta manera se logra que la impedancia de entrada de un transistor en esta configuración sea muy alta (resistencia elevada), mientras que la salida se toma entre colector y emisor, siendo la impedancia de salida bastante baja. Esta etapa posee una ganancia de potencia bastante baja comparada con la que se puede obtener en una etapa emisor común.

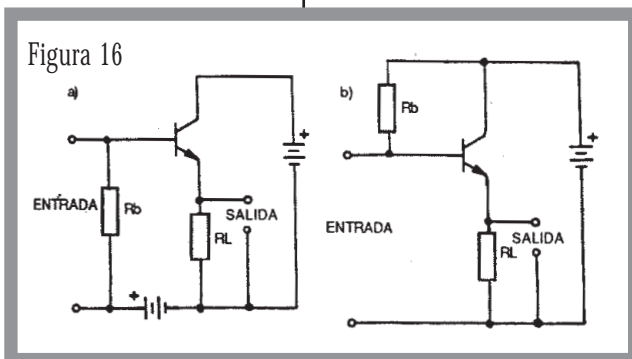
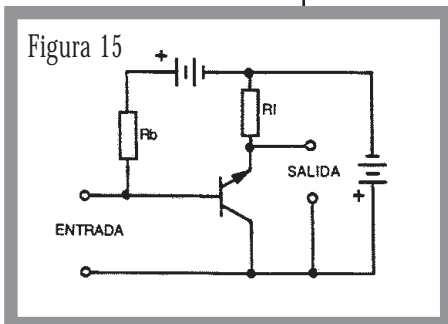
La tensión de salida es siempre menor que la tensión de entrada: por lo tanto, la ganancia de tensión es menor que la unidad. Este circuito se utiliza como elemento adaptador de impedancias (figura 15).

Acomodamos el circuito para poder verlo como comúnmente se utiliza (figura 16).

Si aumenta la señal de entrada, aumenta la corriente de emisor y por lo tanto la señal sobre la R_C con lo cual, como ocurre en la configuración base común, aquí no hay inversión de fase.

Resumen sobre polarización

Los transistores se deben polarizar para que la juntura Base-Emisor esté en directa y la juntura Ba-



se-Collector trabaje en inversa: para ello se usa generalmente la polarización por divisor resistivo, polarización fija o polarización automática. Cada configuración tiene características particulares, las cuales podemos sintetizar en el siguiente cuadro.

TABLA 3

CONFIGURACION	RESISTENCIA ENTRADA	RESISTENCIA SALIDA	GANA CORRIENTE	GANA TENSION
BASE COMUN	Baja	Alta	No	Sí
EMISOR COMUN	50 a 300 ohm	100 k a 1 Mohm	Sí	Sí
COLECTOR COMUN	100 a 10.000 ohm	5k a 1 Mohm	Sí	No
	Alta	Baja-Moderada		
	100k a 1 Mohm	100 a 1000 ohm		

Recta estática de carga

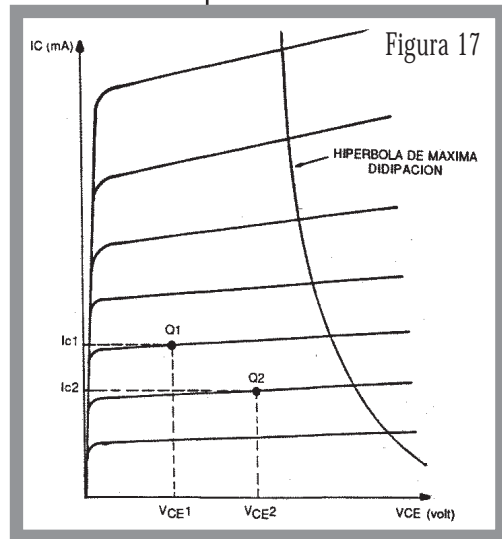
Los transistores pueden ubicar su funcionamiento en una zona de trabajo donde su respuesta es lineal, una zona denominada “ZONA DE CORTE” y una tercera zona que determina la “SATURACION” del transistor. Se debe establecer un punto de funcionamiento del transistor dentro de su región activa (zona lineal) con el objeto de obtener a la salida del amplificador una señal réplica de la de entrada pero de mayor amplitud.

El punto de reposo del transistor, que hemos aprendido a calcular para las distintas polarizaciones, se debe hallar sin aplicar señal externa y se lo llama punto “Q” de funcionamiento, punto de reposo o simplemente punto de trabajo.

Ubicando este punto Q sobre las curvas características de salida del transistor y aplicando métodos gráficos se puede predecir el comportamiento del amplificador cuando se le aplica una señal a la entrada. Si la señal de salida no es fiel a la ingresante, lo más probable es que no se haya elegido correctamente el punto de reposo.

Al polarizar un transistor se debe elegir los componentes asociados (resistores, alimentación, etc.) con sumo cuidado, ya que el punto Q no debe quedar en cualquier parte de la zona activa del transistor. Se debe tener en cuenta las especificaciones dadas por el fabricante, tales como Potencia Máxima de Disipación (Pc max), Tensión Máxima de Colector (Vc max), Corriente Máxima de Colector (Ic max), Factor b de Amplificación, etc (figura 17).

Para pequeñas señales, si el transistor está bien polarizado se



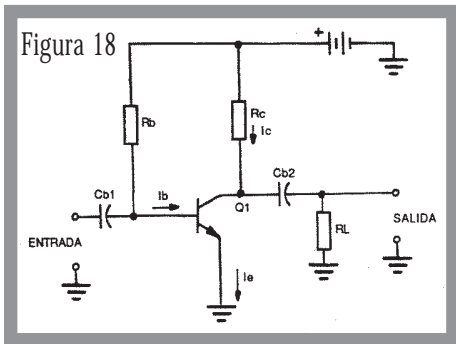


Figura 18 puede asegurar que la tensión de salida no será distorsionada, “pero no es la misma la tensión de colector que la señal de salida”, ya que esta última no debe poseer generalmente una componente de continua, razón por la cual se colocan capacitores de desacople a la salida del circuito (y también a la entrada) lo que obliga a analizar el circuito sin componente continua y con componente continua (figura 18). En este circuito, la tensión de continua del colector del transistor no aparece sobre la resistencia de carga RL a causa del bloqueo impuesto por Cb 2 pero la señal sobre RL es una réplica amplificada de la señal de entrada.

Los valores de los capacitores deben ser tales que a la frecuencia mínima de trabajo no ofrezcan resistencia apreciable al paso de la señal.

Para la ubicación del punto de trabajo se recurre generalmente a métodos gráficos, utilizando las curvas de salida del transistor en la configuración en que se esté utilizando el dispositivo.

Si se conocen los elementos asociados a la salida del transistor pueden calcularse los resistores de polarización de base, previa ubicación del punto de reposo del transistor, partiendo de la denominada RECTA ESTÁTICA DE CARGA del transistor (figura 19).

Para trazar esta recta sobre la familia de curvas, se obtiene la ecuación de la malla de salida del circuito. Por ejemplo, en el circuito de un transistor en emisor común con polarización por divisor resistivo se tiene que:

$$V_{cc} = V_{ce} + I_c (R_c + R_e) \quad (4)$$

En esta ecuación, V_{cc} , R_c y R_e son valores conocidos mientras que V_{ce} e I_c son variables.

En geometría se estudia que la ecuación (4) representa una recta y para trazarla hace falta conocer dos puntos de dicha recta. Los puntos elegidos serán:

- a) para $V_{ce} = 0$ debemos calcular el valor de I_c .
- b) Para $I_c = 0$ debemos calcular el valor de V_{ce} .

a) Cuando $V_{ce} = 0$, de la fórmula (4):

$$V_{cc} = 0 + I_c (R_c + R_e)$$

despejando:

$$I_c = \frac{V_{cc}}{(R_c + R_e)}$$

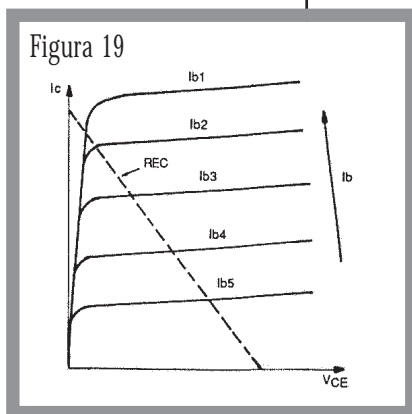
b) Cuando $I_c = 0$, de la fórmula (4):

$$\begin{aligned} V_{cc} &= V_{ce} + 0 (R_c + R_e) \\ V_{cc} &= V_{ce} \end{aligned}$$

Es decir, los dos puntos elegidos para trazar la recta serán:

$$a (I_c; V_{ce}) \Rightarrow \left(\frac{V_{cc}}{(R_c + R_e)} ; 0 \right)$$

$$B (I_c; V_{ce}) \Rightarrow (0; V_{cc})$$



Si ubicamos estos puntos sobre las curvas de salida del transistor y trazamos una recta que pase por ellos, encontraremos la recta estática de carga del circuito (figura 20).

Esta recta es útil porque no importa que varíe la corriente de base como consecuencia de la aplicación de una señal, los valores de I_c y V_{ce} se ubicarán sobre dicha recta. Además, conociendo los valores máximos de la señal a aplicar y trasladándolos al gráfico se podrá calcular cuáles son los valores correspondientes de la corriente de colector.

Supongamos polarizar la base tal que circule una corriente I_{b^*} ; se puede hallar el punto de reposo buscando la intersección entre la curva representativa de I_{b2} y la Recta Estática de Carga; luego, trazando rectas paralelas a los ejes de I_c y V_{ce} se pueden conocer rápidamente los valores de I_{cq} y V_{ceq} (tensión y corriente de colector de reposo).

Ejemplo 5:

Se desea levantar la Recta Estática de Carga del amplificador del ejemplo N° 4 (figura 21).

A) $V_{ce} = 0 \Rightarrow I_c = \frac{V_{cc}}{R_c + R_e} = \frac{10V}{(2.700 + 120)} = 3,55mA$

B) $I_c = 0 \Rightarrow V_{ce} = V_{cc} = 10V$

Como se ve, trazando una paralela al eje V_{cc} que pase por una $I_{cq} = 1,33mA$, cortará a la Recta Estática de carga en un punto $V_{ceq} = 6,25V$ que coincide con los datos calculados anteriormente.

Por supuesto, al aplicar una señal alterna a la entrada, variará la corriente de base, lo que hará cambiar los valores de I_c y V_{ce} (si V_{ce} aumenta I_c debe disminuir y viceversa).

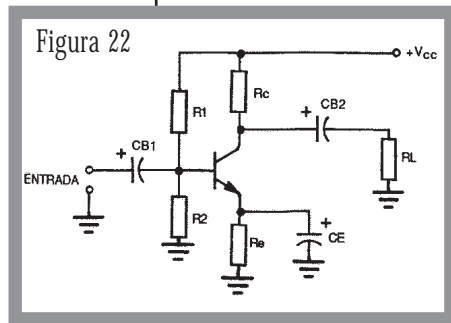
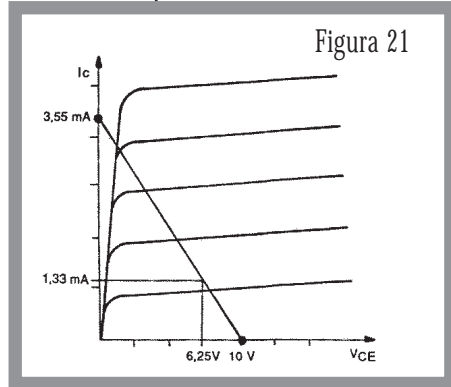
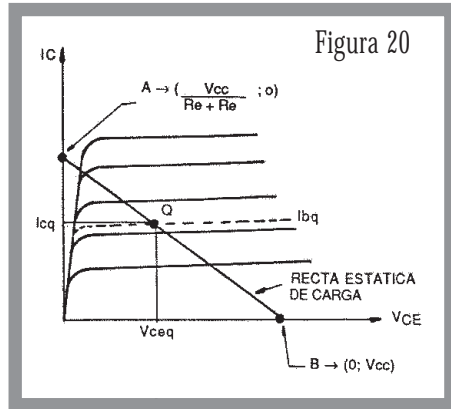
Si crece I_b aumentará I_c y bajará V_{ce} ; por el contrario, si I_b disminuye también lo hará I_c , lo que provocará un aumento de V_{ce} .

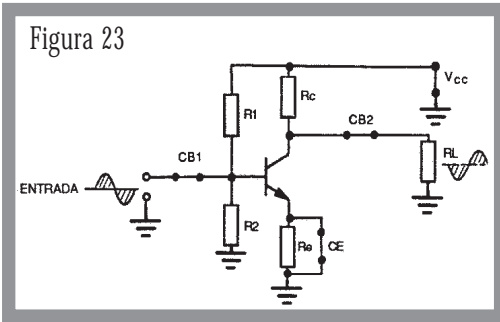
“Note que V_{ce} no puede valer menos de 0 volt, ni más de 10 volt.”

Recta dinámica de carga

Se ha visto que por métodos gráficos se pueden predecir los distintos valores de I_c y V_{ce} que puede tomar un transistor polarizado cuando se le aplica una señal de entrada, pero en el razonamiento no se ha tenido en cuenta a la carga que se le aplica al circuito a través de un capacitor. La Recta Estática de Carga es muy útil para analizar el funcionamiento del circuito sin que a éste se le aplique señal, es decir, donde se ubicaría el punto de reposo si hubiese algún corrimiento de algún parámetro a causa de determinados factores, como por ejemplo la temperatura. Analicemos el circuito de la figura 22.

Cuando se aplica una señal de corriente alterna, C_2 es un corto circuito; lo mismo ocurre con el capacitor de desacople de emisor C_E y la fuente de alimentación (por considerarla como un capacitor cargado de alta capacidad). De esta manera el emisor estará conecta-

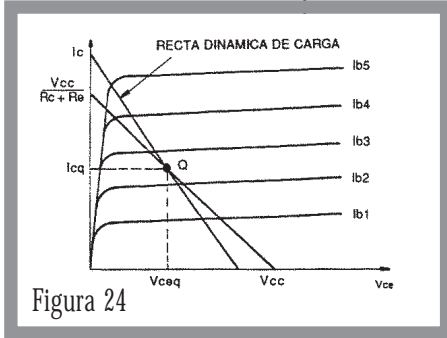




do a masa y Rc estará en paralelo con la carga RL (figura 23).

Para analizar el comportamiento del circuito para señales alternas gráficamente es necesario construir una RECTA DINÁMICA DE CARGA que contemple el paralelo entre Rc y RL y ahora RE = 0 a causa de la muy baja impedancia que pasa a tener CE.

Para trazar la Recta Dinámica de Carga se tiene en cuenta el punto de reposo del transistor ya que sin señal se ubicará sobre dicho punto. La técnica consiste en trazar una recta que pase por el punto Q con pendiente 1/Rd, siendo Rd el paralelo entre Rc y RL (figura 24).



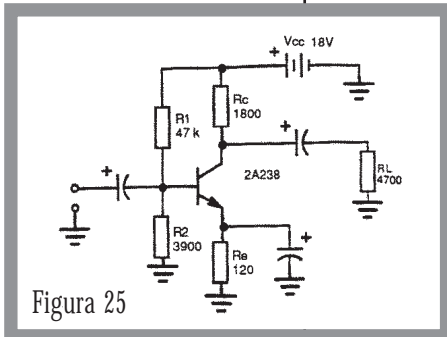
$$R_d = \frac{R_c \cdot R_L}{R_c + R_L}$$

Ejemplo 1

Se tiene un amplificador polarizado en configuración emisor común con divisor resistivo al que se le aplica una señal de corriente alterna que provoca una variación en la corriente de base de 10µA pico a pico. Se desea conocer cómo cambiará la corriente de colector si los datos del circuito son los siguientes (ver figura 25) :

Para resolver este problema utilizando métodos gráficos recurrimos a los datos dados por el fabricante, donde generalmente encontramos las familias de curvas del transistor (figura 26). Este método es aplicable porque consideramos una pequeña señal de entrada (ANÁLISIS PARA PEQUEÑAS SEÑALES).

Para trazar la recta estática de carga en primer lugar obtenemos los puntos necesarios con los datos del circuito.



a) Cuando Vce = 0

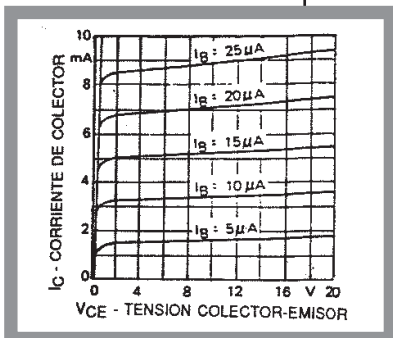
$$I_c = \frac{V_{cc}}{R_c + R_e} = \frac{18V}{1920} \approx 9,5mA$$

b) Cuando Ic = 0

$$V_{ce} = V_{cc} = 18V$$

Con estos datos construimos la recta estática de carga sobre la familia de curvas (figura 27).

Debemos ahora trazar la recta dinámica de carga. Para hacerlo debemos conocer los valores de Icq y Rd.



$$I_{cq} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{\beta}}$$

$$V_{BB} = \frac{18V \cdot 3,9}{47 + 3,9} = 1,38 \text{ volt}; \quad R_B = \frac{47 \cdot 3,9}{47 + 3,9} = 3,6 \text{ kohm}$$

$$I_{cq} = \frac{1,38V - 0,7V}{120\Omega + \frac{3600}{400}} \approx 5,27\text{mA}$$

$$V_{CEq} = V_{cc} - I_{cq} (R_c + R_e)$$

$$V_{CEq} = 18V - 5,2\text{mA} (1800 + 120) \Omega \approx 7,8V$$

$$R_d = R_c // R_L$$

$$R_d = \frac{R_c \cdot R_L}{R_c + R_L} = \frac{1800 \cdot 4700}{1800 + 4700} = 1300\Omega$$

Con los datos calculados se puede trazar la Recta Dinámica de Carga (RDC) pero para quienes no son muy hábiles en matemáticas digamos que conocemos un punto de la RDC que es el punto Q (ver figura 28), para calcular otro punto digamos que una variación de 5,2mA en la corriente de colector provocará una variación de tensión de:

$$\Delta V_{ce} = \Delta I_c \cdot R_D \quad (\Delta \text{ significa "variación"})$$

$$\Delta V_{CE} = 5,2\text{mA} \cdot 1,3\text{k} = 6,8V$$

Trazada esta recta debemos averiguar qué variación de I_c provoca una variación de la corriente de base de $10\mu A$, según solicita el enunciado del problema. A partir del punto Q dibujamos la señal hasta cortar los puntos de I_B que correspondan; luego trazando paralelas al eje horizontal hallaremos la correspondiente corriente de colector.

Del gráfico se deduce que $I_{Bq} = 16\mu A$ (ver figura 29).

Dibujemos ahora esta señal sobre la familia de curvas (figura 30).

Observamos en el gráfico que una corriente de base de $21\mu A$ provoca una corriente de colector del orden de los $7,2\text{mA}$ y una corriente de base de $11\mu A$ generará una corriente de colector de $3,4\text{mA}$. Por lo tanto la corriente de colector tendrá la forma que muestra la figura 31.

Del gráfico se desprende que la respuesta del transistor no es lineal ya que el pico positivo de la corriente entrante es amplificado un poquito más que el pico negativo. De todos modos la alinealidad no es tan grande como para que provoque una gran distorsión.

Si analiza detenidamente este ejemplo podrá comprender que el punto Q debe ubicarse siempre en el centro de la R.E.C para tener igual excursión de la señal en los semiciclos positivos y negativos.

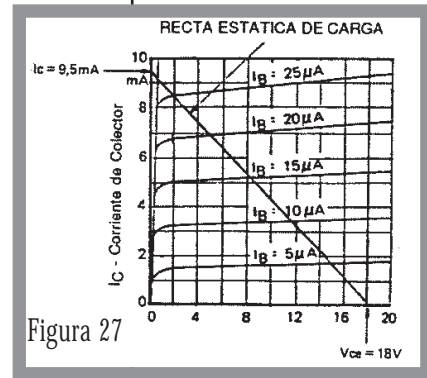


Figura 27

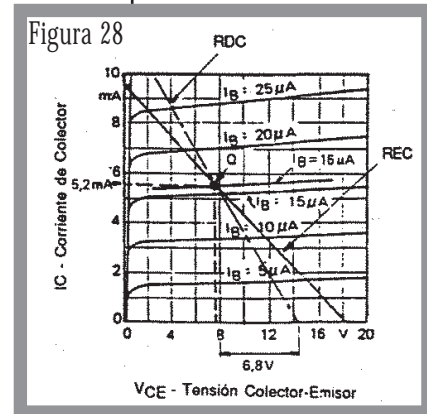


Figura 28

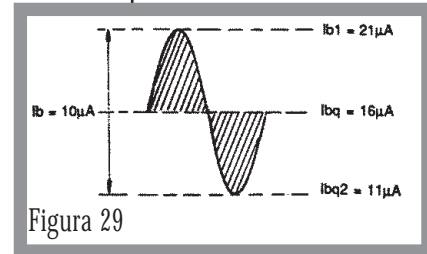


Figura 29

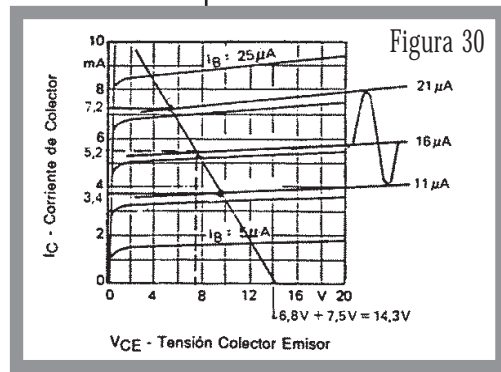
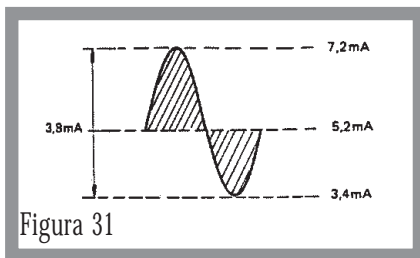


Figura 30



Cálculo de los capacitores de paso

Hemos dicho que tanto los capacitores de acoplamiento de entrada y salida, como el capacitor de desacople de emisor, se deben comportar como un cortocircuito para la señal de trabajo. La forma de cálculo de estos capacitores está íntimamente ligada con la impedancia del circuito “que ven estos elementos” ya que el efecto resistivo debe ser mucho menor que dicha impedancia para todas las señales que se desean amplificar.

La reactancia de un capacitor se calcula como:

$$X_c = \frac{L}{2 \pi \cdot f \cdot C}$$

De aquí se deduce que, en la medida que aumenta la frecuencia de la señal tratada, menor será el efecto de oposición del capacitor al paso de las señales. Por lo tanto, el peor caso se presenta con las señales de menor frecuencia, donde el capacitor puede que no se comporte como un cortocircuito.

Para calcular el valor del capacitor necesario, éste debe tener una “resistencia” (en realidad reactancia) 10 veces menor que el valor de la impedancia que él verá a la mínima frecuencia de trabajo del amplificador.

Por ejemplo, si la impedancia de entrada de un amplificador es de 5000 ohm, el capacitor de paso de entrada no debe presentar una reactancia superior a 500 ohm para la frecuencia mínima de operación.

Ejemplo 2

Calcular el valor del capacitor de desacople de una resistencia de emisor de 100 ohm si la mínima frecuencia de operación del transistor será de 20Hz.

Sabemos que:

$$X_c = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot C}$$

y que:

$$X_c = \frac{R_e}{10}$$

luego:

$$\frac{R_e}{10} = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot C}$$

despejando:

$$C_e = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_e}$$

Si queremos dar el valor del capacitor en μF multiplicamos el segundo término por 10^6 , luego:

$$C_e [\mu F] = \frac{10^7}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_e}$$

Reemplazando valores:

$$C_e [\mu F] = \frac{10^7}{6,28 \cdot 20\text{Hz} \cdot 100\Omega} = \frac{10^7}{12,56 \cdot 10^3} = \frac{10.000}{12,56} = 796\mu F$$

En general el valor de R_e es mayor, al igual que la frecuencia mínima de operación, con lo cual el valor C_e disminuye bastante. Valores normales están comprendidos entre $50\mu F$ y $220\mu F$.

Del mismo modo se pueden calcular los capacitores de paso (C_{B1} y C_{B2}) obteniéndose valores normales que oscilan entre $10\mu F$ y $100\mu F$.

Acoplamientos interetapas

Para conectar el transductor de entrada al amplificador, o la carga u otra etapa es necesario un medio de acoplamiento que permita adaptar impedancias para que exista máxima transferencia de energía. Los acoplamientos interetapas más utilizados son:

- a) Acoplamiento RC
- b) Acoplamiento a transformador
- c) Acoplamiento directo
- a) Acoplamiento RC:

Este tipo de acoplamiento es muy utilizado aunque con él no se produce una perfecta adaptación de impedancias y por lo tanto, no habrá máxima transferencia de energía. Separa totalmente a la señal de los circuitos de polarización (figura 32).

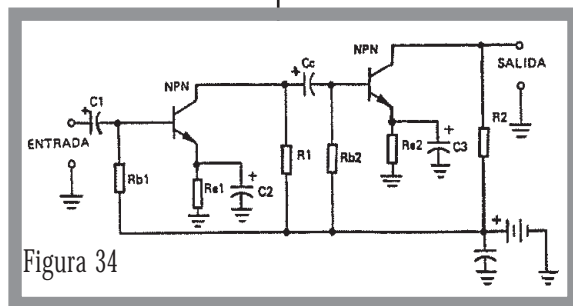
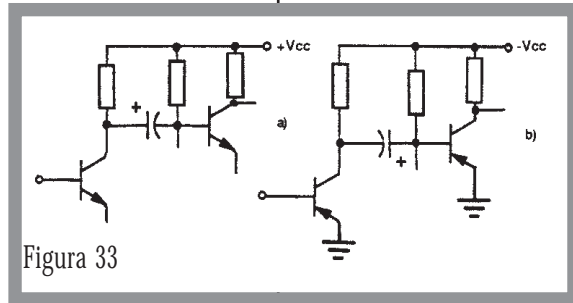
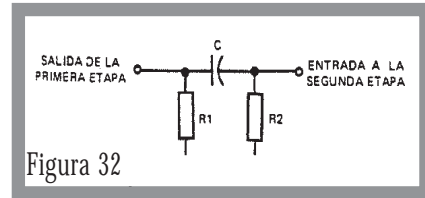
El resistor R_1 puede ser el resistor de carga (o polarización) de la primera etapa mientras que R_2 puede ser el resistor de polarización de base, si la segunda etapa es un transistor. El capacitor C deja pasar las señales alternas provenientes de la primera etapa y evita que la tensión de polarización quede aplicada en la entrada de la segunda etapa. La capacidad del capacitor C tiene que ser la adecuada a las frecuencias de las señales que se desean amplificar; por ejemplo, para acoplar etapas de audio su valor debe ser elevado (algunos microfarad) para que su reactancia sea pequeña a la menor frecuencia que se desea amplificar. Una capacidad pequeña ofrecería una reactancia elevada al paso de las bajas frecuencias, por lo que éstas quedarían atenuadas.

Si se desea acoplar etapas amplificadoras con transistores usando capacitores electrolíticos, la posición del capacitor dependerá de la polaridad de los transistores. Veamos un ejemplo en la figura 33.

Con transistores NPN la base es menos positiva que el colector; por lo tanto, el capacitor electrolítico se conecta con el positivo del lado del colector de la primera etapa.

Generalmente se utiliza un acoplamiento con resistor y capacitor en etapas amplificadoras de audio de bajo nivel. Veamos el circuito de la figura 34.

Cada etapa tiene su polarización, como ya hemos visto, utilizando resistores de polarización, R_e en emisor y capa-



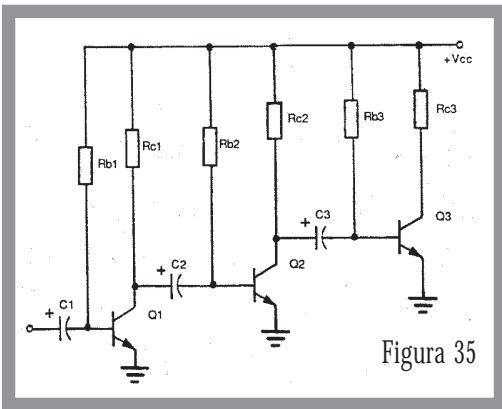


Figura 35

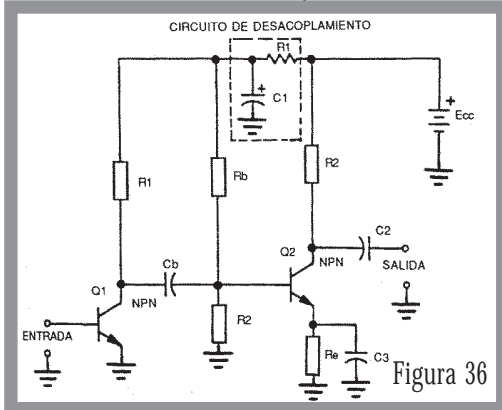


Figura 36

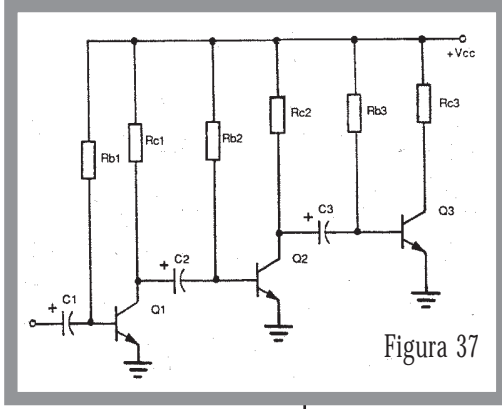


Figura 37

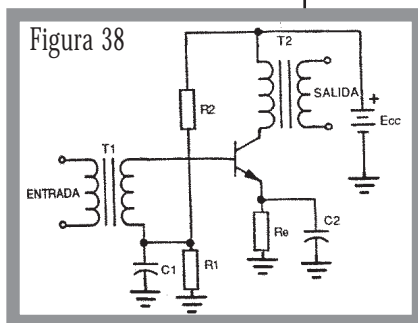


Figura 38

citores para permitir que la corriente alterna no se desarrolle sobre ellos. El acoplamiento lo produce el capacitor C_c junto con R_1 y R_{b2} , donde R_1 sirve de carga para el primer transistor y R_{b2} suministra la polarización necesaria a la base del segundo transistor.

En la figura 35 podemos ver qué ocurre al acoplar tres etapas amplificadoras mediante resistor y capacitor.

Allí se observa un amplificador de tres etapas con emisor común, acopladas por resistor-capacitor.

La ganancia óptima del conjunto se obtiene ajustando el valor de las resistencias de colector. Si R_c es muy grande, en ella habrá una excesiva caída de tensión que disminuirá la polarización del colector; por el contrario, si R_c es baja habrá una amplificación insuficiente. En este circuito el punto de funcionamiento de los transistores está dado por las resistencias R_b ya que se trata de un circuito de polarización fija.

En los preamplificadores de audio de varias etapas (tres, cuatro o más), los transistores están conectados en cascada y, debido a la alta ganancia del conjunto, el circuito puede tornarse inestable, por lo que es necesario desacoplar las etapas con el fin de evitar una realimentación desde la salida hacia la entrada a través de la línea de alimentación.

Veamos el circuito de la figura 36 donde se agrega un resistor de desacople en serie con el resistor de base del segundo transistor:

La constante de tiempo $R_1 \cdot C_1$ debe ser tal que la frecuencia realimentada que se debe amplificar sea derivada a masa a través de C_1 ; además R_1 debe ser pequeña para que el suministro de tensión de Q_1 no se reduzca demasiado, con lo cual C_1 debe tomar un valor alto ($100\mu F$ o más).

La finalidad de este filtro es la de compensar la influencia de la impedancia interna de la fuente de alimentación en el acoplamiento de impedancias interetapas. En otras palabras, impide que se amplifique el ruido que puede estar montado sobre señal, emanada de la fuente de alimentación.

b) Acoplamiento por transformador

El acoplamiento a transformador se utiliza con el fin de obtener máxima ganancia de potencia; para ello deben adaptarse las impedancias de entrada y de salida del transistor.

En la figura 37 vemos un circuito acoplado a transformador:

Se emplea un transformador reductor T_1 para acoplar la entrada del transistor con lo cual, si bien hay una disminución de la tensión aplicada (por ser un transformador reductor), hay un mayor suministro de potencia ya que, por el teorema de máxima transferencia de potencia, se logrará transferir máxima energía cuando las partes están perfectamente adaptadas (igual impedancia).

Para adaptar la salida también usamos un transformador reductor ya que el parlante posee baja impedancia, en contraposición con la alta impedancia del colector del transistor. Este T_2 adapta las impedancias

de colector y parlante, permitiendo así que la potencia entregada al parlante sea máxima.

En este circuito se tiene una polarización por divisor de tensión, donde R1 y R2 dan la polarización adecuada a la base, y Re da la estabilización necesaria para evitar problemas por cambios en los parámetros del transistor; C1 se coloca para evitar que la señal se atenúe sobre R1, y C2 para impedir que la señal se desarrolle sobre Re, así el rendimiento del circuito aumenta.

En síntesis, un acoplamiento a transformador permite adaptar impedancias y aísla niveles de continua, pero posee la desventaja fundamental de que sus características varían con la frecuencia, razón por la cual suele distorsionar (aunque muy poco) a todas aquellas señales que no están compuestas por una sola frecuencia. Además, es pesado y de gran tamaño; si se quiere disminuir las pérdidas, el costo aumenta considerablemente.

Pero el acoplamiento a transformador posee también otras aplicaciones como ser: invertir la fase de la señal aplicada al bobinado primario, sumar o restar dos o más señales aplicadas a varios bobinados primarios del transformador, etc (figura 38).

En el circuito, Q1 es un amplificador de audio polarizado en clase A (permite amplificar toda la señal) que debe transferir su energía a los transistores Q2 y Q3; para ello se utiliza el transformador T1 como sistema de acoplamiento. Los bobinados L2 y L3 entregan la señal a Q2 y Q3 con fases opuestas. Este sistema permite aumentar el rendimiento de una etapa de audio y es muy utilizado en los receptores comerciales. Recuerde que la relación entre los bobinados L1-L2 y L1-L3 debe ser tal que permita la adaptación de impedancias (figura 39).

En este otro ejemplo, el transformador T2 recibe la señal proveniente de los transistores Q2 y Q3. Las corrientes circularán en sentido opuesto, restándose los campos magnéticos producidos por éstas.

Ahora bien, se busca que uno conduzca cuando el otro no lo hace y viceversa, de tal forma que en el secundario de T2 estarán presentes las señales de ambos transistores pero la correspondiente a Q3 aparecerá invertida respecto de la señal producida por Q2; se trata entonces de un circuito “sumador” (en realidad restador) en el cual T2 suma las señales y adapta las impedancias de los transistores con el parlante.

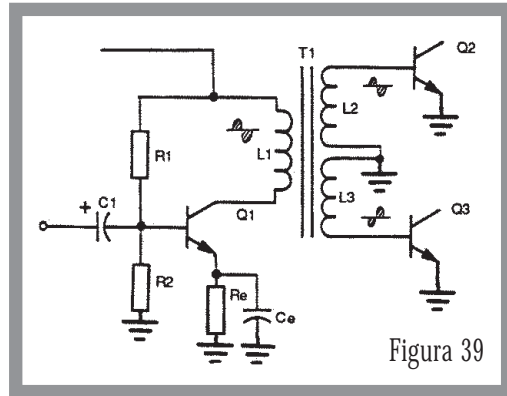


Figura 39

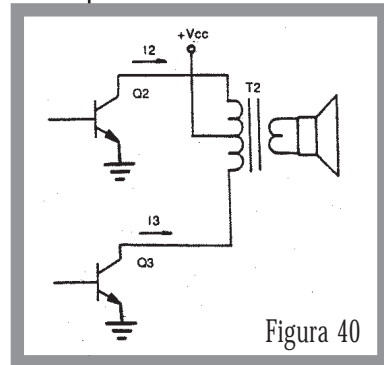


Figura 40

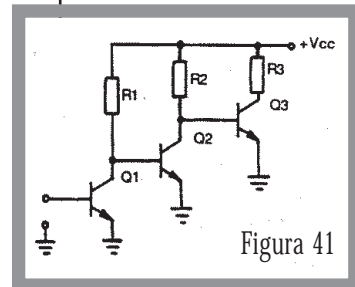


Figura 41

c) Acoplamiento directo

Este tipo de acoplamiento consiste en unir dos etapas por medio de un cable. En principio, este método es ideal porque resulta económico y no sufre las atenuaciones que introduce todo capacitor en bajas frecuencias.

En sistemas amplificadores, el método consiste en conectar el colector de un transistor con la base del siguiente (figura 40).

El principal problema de este circuito radica en que los niveles de continua del colector de un transistor y de la base del transistor siguiente son iguales, razón por la cual la tensión de colector de los transistores es bajísima limitando así su funcionamiento.

Para solucionar este problema se puede polarizar el primer transistor en configuración colector común, lo que significa que la señal ingresa por la base y

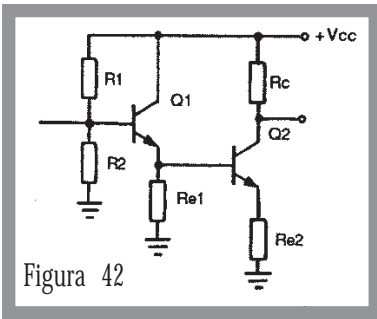


Figura 42

sale por el emisor. Para ello se conecta el emisor de la primera etapa a la base de la etapa siguiente (figura 41).

En este caso $Re1$ y $Re2$ cumplen la función de estabilizar a los transistores frente a variaciones térmicas, las impedancias están adaptadas ya que la impedancia de salida de un amplificador colector común es baja, al igual que la impedancia de entrada de un amplificador emisor común (en realidad no tan baja).

Se puede aumentar aún más la ganancia del circuito de la figura anterior si se desacopla el emisor del segundo transistor (figura 42).

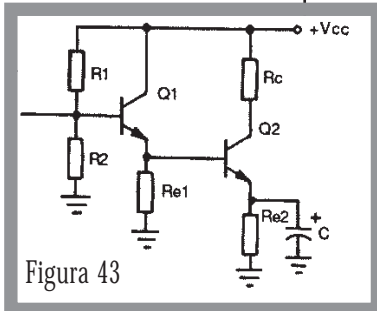


Figura 43

El emisor se debe desacoplar solamente en la segunda etapa, ya que si se conectara un capacitor de desacoplamiento entre emisor y masa de la primera etapa, la señal que entrega esta etapa se derivaría a masa a través del capacitor y no llegaría a la etapa siguiente.

Otra forma de acoplar directamente dos etapas amplificadoras se muestra en el circuito de la figura 43.

En este caso, $R1$ sirve como carga de $Q1$ y como polarización de $Q2$ al mismo tiempo.

Podemos conectar dos etapas amplificadoras en emisor común a través de un resistor, considerando este acoplamiento como directo; permite trabajar con distintos niveles de continua entre colector del primer transistor y base del segundo, pero presenta el inconveniente de disminuir el rendimiento (figura 44).

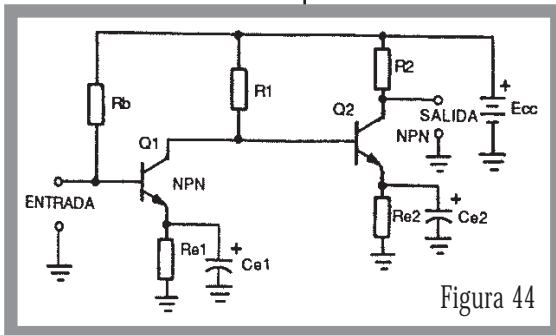


Figura 44

Las ventajas del acoplamiento directo son aprovechadas en la mayoría de los equipos de audio, ya sea en aquellos que utilizan circuitos integrados o en circuitos de excelente diseño. En la actualidad son muy pocos los equipos de buenas características que no utilizan este acoplamiento.

Los capacitores de acoplamiento, por ejemplo, introducen un desplazamiento de fase cuya magnitud angular no es uniforme para todas las frecuencias (recuerde que la reactancia capacitiva depende de la frecuencia), lo que es indeseable para muchas aplicaciones. En el acoplamiento directo no existe este problema.

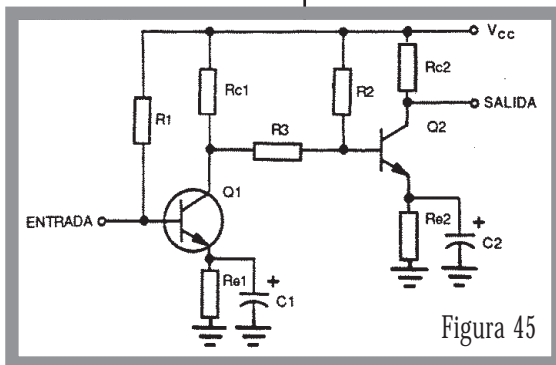


Figura 45

Otra forma de acoplamiento muy difundido en la actualidad es el "Acoplamiento complementario" que se basa en el uso de un transistor NPN y otro PNP (figura 45).

El circuito mostrado corresponde a un acoplamiento directo complementario que utiliza un transistor NPN en la primera etapa y un PNP en la segunda; $R1$ y $R2$ forman el divisor de tensión que polariza la base del primer transistor. $Re1$ contribuye a mejorar la estabilidad térmica. $R3$ actúa como resistencia de carga del primer transistor y como polarización de base de $Q2$; es quien define el acoplamiento.

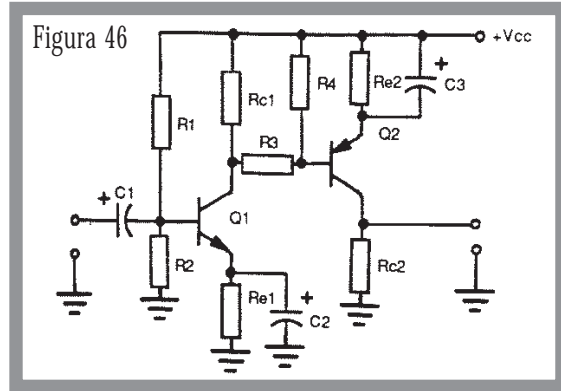
Observe que ambas etapas trabajan en configuración de emisor común ya que tanto masa (el común de $Q1$) como $+Vcc$ (el común de $Q2$) se pueden considerar masa a los efectos de la señal. Recordemos que Vcc se puede considerar como un capacitor cargado de alta capacidad.

En ausencia de señal, $R3$ polariza adecuadamente a $Q2$. Cuando se aplica una señal positiva en base de $Q1$, se hace más negativa la base de $Q2$ y así au-

menta su corriente de colector. Si, por el contrario, se aplica una señal negativa en base de Q1, aumenta la tensión en base de Q2, disminuyendo la tensión de salida.

Para mejorar la estabilidad del sistema, se puede colocar un resistor en el acoplamiento directo complementario (figura 46).

En síntesis, este acoplamiento se usa generalmente en aquellos casos en que se desea aprovechar la componente continua de una etapa en otra y donde el factor costo es fundamental.





Preamplificadores

En este capítulo haremos referencia a los diferentes circuitos que se encargan de "acomodar" la señal de audio procedente de una fuente de señal definida, para que pueda excitar, a una etapa de salida.

Controles de tono

Los controles de tono son circuitos que se encargan de modificar la respuesta en frecuencia del amplificador con el objeto de compensar las deficiencias de los micrófonos, salas de audio y parlantes. Si estos elementos fueran perfectos, el equipo reproduciría exactamente la onda acústica original y no serían necesarios los controles de tono.

Un control "ideal" de tonos sería aquel que permite variar la ganancia del amplificador para cualquier frecuencia del espectro audible a los límites que fije el usuario, de foma tal de conseguir una respuesta perfectamente plana sin importar la respuesta en frecuencia del transductor de entrada.

El control de tono que se asemeja al ideal, por ser casi perfecto, se denomina "control de contorno" pero técnicamente se lo conoce como "Ecuador Gráfico" que utiliza un gran número de variables (generalmente potenciómetros) que operan independientemente sobre partes distintas del espectro audible.

Estos elementos variables suelen ser controles deslizantes, tal que su forma relativa para un caso particular se asemeja bastante a la curva de respuesta en frecuencia del equipo, lo que permitirá que los parlantes reciban una señal eléctrica plana para toda la banda de audio.

Se debe tener cuidado en la manipulación de estos controles pues puede ocurrir que la sala utilizada absorba bastante las señales de baja frecuencia y muy poco los tonos altos; en ese caso se debe realzar los bajos y atenuar los altos. Pero las circunstancias pueden ser otras y la posición de los controles también cambiará. Por lo tanto, en manos de aficionados este tipo de equipos puede no ser efectivo ya que un control de contornos profesional posee dos elementos de ajuste por cada octava musical lo que hace un total de más de veinte potenciómetros para ecualizar la respuesta en frecuencia de un sistema amplificador.

Para fijar su posición se deben tener en cuenta varios aspectos, como ser: las características de la sala que se está usando y la cantidad de personas en su interior, la disposición de las cajas acústicas, el tipo de señal que se está amplificando, etc.; si a esto le sumamos el hecho de que la respuesta auditiva de todos los oyentes no es la misma, podemos deducir que el manejo de este equipo requiere de una buena experiencia previa.

Un detalle más a tener en cuenta es que puede ocurrir que quien maneje el equipo no escuche bien los tonos altos y por eso los realza sin tener en cuenta que lo que para sus oídos se escucha bien, para el resto de las personas estará "recargado" en tonos agudos.

Si se dispone de instrumentos de medida se puede conseguir que el ecualizador gráfico rinda en todo su potencial, aunque no se cuente con gran experiencia.

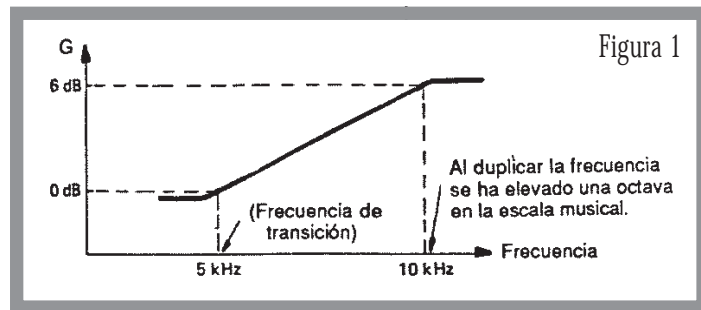
Los controles de tono pueden atenuar o enfatizar señales de frecuencias determinadas en un rango variable entre 10dB y 20dB. No es necesario contar

con refuerzo o atenuaciones superiores ya que se desea contar con un sistema que corrija la respuesta en frecuencias del amplificador y no que introduzca distorsiones.

Existen dos factores fundamentales que definen al control de tono, a saber: a) frecuencia en la cual el control comienza a operar; b) cantidad de refuerzo o atenuación que puede suministrar el control para cada frecuencia.

Lo ideal es que estos factores puedan seleccionarse independientemente, pero esto es caro y sólo lo utilizan determinados equipos profesionales.

En general se utilizan sistemas cuya ley de variación de la ganancia con la frecuencia es una recta de pendiente determinada (normalizada) cuya frecuencia de inicio de funcionamiento se selecciona por el control de mando.



Ejemplo 1

Se tiene un control de tono que eleva la ganancia para señales de alta frecuencia que opera entre 5kHz y 10kHz, con una pendiente de 6dB por octava a partir de la frecuencia de transición.

Esto quiere decir que cada vez que se duplique la frecuencia correspondiente a una octava en la escala musical, la ganancia se duplicará (figura 1).

Un buen control de tono se utiliza para efectuar pequeñas correcciones en la respuesta en frecuencia, como por ejemplo realzar los graves o atenuar un pico en la zona de los agudos.

Cuando los controles de tono se encuentran en la mitad del recorrido, no introducen ninguna modificación en la respuesta en frecuencia; por lo tanto, al efectuar alguna grabación, dichos controles deben estar en la posición central (no realza ni atenúa).

Los controles de tono deben diseñarse para que el movimiento en el control de agudos no modifique la respuesta en bajos y viceversa.

Existen dos tipos bien definidos de controles de tono:

- a) **Control Pasivo**
- b) **Control Activo**

La red pasiva se conecta entre dos etapas amplificadoras, trabajando con un nivel de señal elevado (1 volt), mientras que la red activa forma parte de un lazo de realimentación del preamplificador.

Controles de tono pasivos

Los controles pasivos de tono consisten en un conjunto de resistores y capacitores asociados (los resistores generalmente son potenciómetros) que atenúan en general todas las frecuencias para luego enfatizar una porción del espectro audible, ya que se atenúa a esta zona menos que al resto, lográndose realzar la porción de frecuencia enfatizada.

Un control pasivo de tono por pasos consiste en seleccionar un capacitor por medio de una llave selectora; luego en función del capacitor elegido, va-

riará la constante RC del circuito y con ella, la respuesta en frecuencia de la relación e_o/e_i de la figura 2.

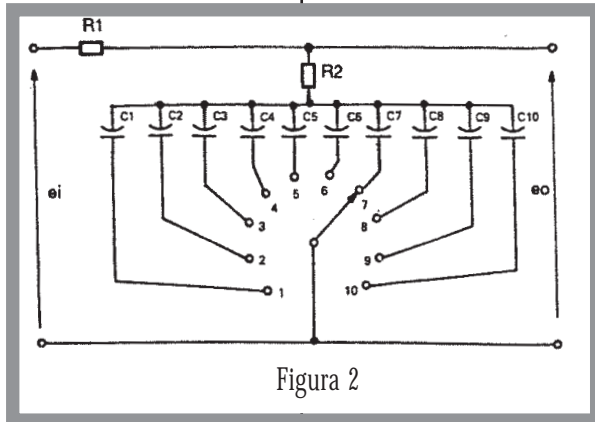


Figura 2

Si se desea que la variación en la respuesta del control sea continua, en lugar de cambiar capacitores se utiliza un potenciómetro como elemento de ajuste, lo cual permite un rango de operación previamente establecido (figura 3).

En este caso, al variar R, varía la frecuencia de transición del filtro; es de construcción sencilla y económica.

Si se desea mantener constante la frecuencia de transición (punto en que comienza a actuar el filtro) y variar la pendiente de atenuación, al filtro de la figura anterior se le realiza una pequeña modificación que consiste en intercalar un resistor variable en serie con C que controlará la pendiente de atenuación del filtro

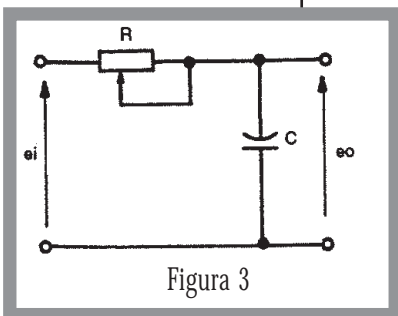


Figura 3

(figura 4).

En el circuito mostrado, la frecuencia de transición está dada por R1 y C mientras que R2 define la pendiente de atenuación del circuito. Por ejemplo, si $R2 = \infty$ se supone que el circuito no atenúa ninguna frecuencia ya que no hay camino a masa para ninguna señal. Si $R2 = 0$ ohm, la pendiente de atenuación la define R1 y C (figura 5).

En este circuito la frecuencia de transición se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$f_t = \frac{1}{6,28 \times C \times R1'}$$

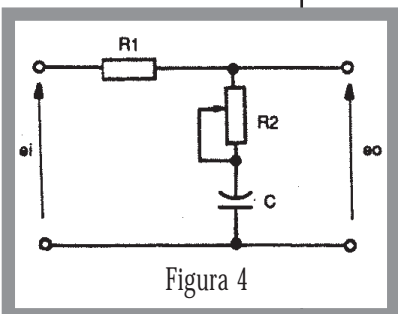


Figura 4

Donde:

f_t = Frecuencia de transición en "hertz"

C = Capacidad en "farad"

R1' = Resistencia conectada en serie con la señal dada, en "ohm"

Debemos tener en cuenta que en esta fórmula R1' será la suma de R1 y la resistencia interna de la fuente generadora de señal.

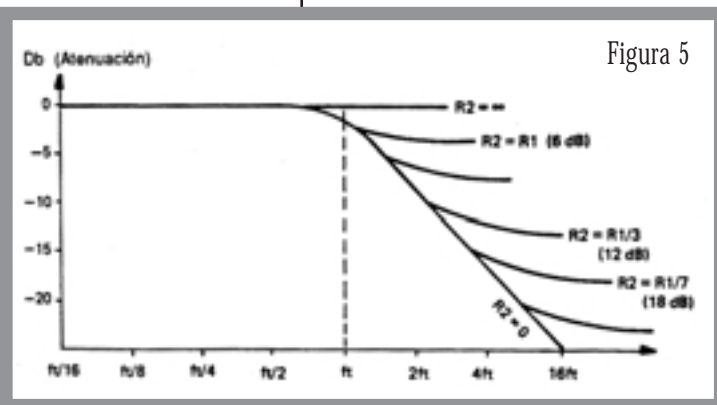


Figura 5

Para obtener la pendiente de operación deseada se utiliza la gráfica mostrada para este tipo de circuitos, donde R2 se calcula a partir del valor de R1' y de la pendiente elegida. Para dar un caso general, en la gráfica se han dibujado los valores expresados en multipolos de f_t .

Ejemplo 2

Calcule la frecuencia de transición y la pendiente de atenuación de un filtro pasivo

pasa bajos con los siguientes datos:

$$R1' = 31.800 \text{ ohm}$$

$$R2 = 10.600 \text{ ohm}$$

$$C = 0,01\mu\text{F}$$

f_t = frecuencia de transición; es el punto en que comienza a trabajar el filtro.

Reemplazando valores:

$$f_t = \frac{1}{6,28 \cdot 31.800 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}} \approx 500\text{Hz}$$

$$Pte = \frac{R2}{R1} = \frac{10.600\Omega}{31.800\Omega} = \frac{1}{3} \Rightarrow 12\text{dB/octava}$$

Corresponde a un filtro con una atenuación de 12dB por octava con una frecuencia de transición de 500Hz.

Ejemplo 3

Este mismo análisis puede efectuarse con una red pasiva pasa altos (rechaza bajos), donde debe colocarse un circuito RC en el camino de la señal con constante de tiempo variable, pues el capacitor ofrece menor impedancia en la medida que aumenta la frecuencia de trabajo.

Para entender el funcionamiento de este filtro, sea el siguiente circuito pasa altos (figura 6).

En este circuito, si $R2 = 0$, la atenuación es constante para todas las frecuencias y proporcional a la relación:

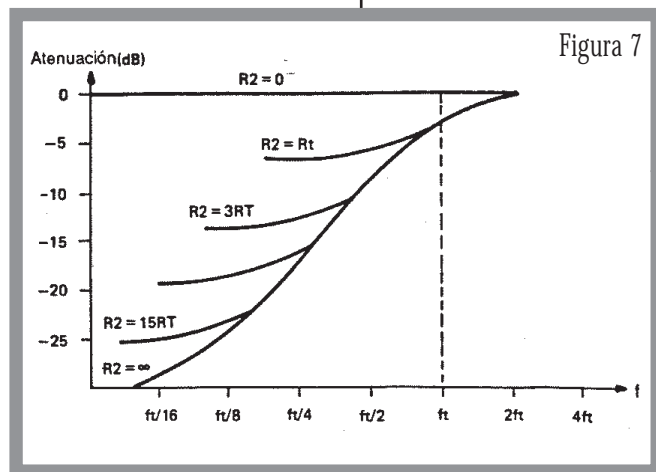
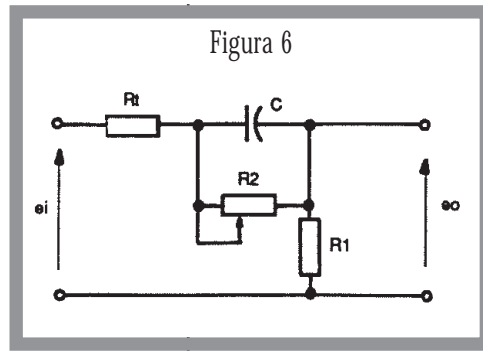
$$\frac{R1}{R1 + R_t}$$

mientras que para $R2 = \infty$, la pendiente de atenuación para bajas frecuencias es máxima, ya que C define el paso de la señal (figura 7).

En este circuito existe una pérdida de inserción que es distinta, según la frecuencia de que se trate, dependiendo de la posición del cursor de R2. O sea que el circuito atenuará más o menos según sea el valor de R2.

En los gráficos vistos, la atenuación está expresada en dB y se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$At = 20 \log \frac{e_o}{e_i}$$



Nos preguntamos ahora, *¿cómo se puede efectuar un arreglo para tener en un mismo circuito el control de graves y agudos sin que el movimiento de un control afecte la respuesta del otro?*

¿Qué valores elegiremos como frecuencias de transición de sendos filtros?

En la curva de respuesta en frecuencias del filtro pasabajo estudiado, se observa que con máxima pendiente de atenuación existe una disminución en la ganancia de 25dB entre las frecuencias f_t y $16f_t$, pero:

¿qué frecuencia elegimos como f_t ?

Si f_{tg} (frecuencia de transición del control de graves) es superior a los 200Hz dejaríamos pasar las frecuencias bajas hasta esta frecuencia y se introducirían sucesivas atenuaciones hasta llegar a 25dB por debajo de la ganancia nominal para una frecuencia superior a los 3200Hz.

Es peligroso amplificar (reforzar) en exceso frecuencias superiores a los 200Hz pues si bien pueden parecer muy agradables los tonos graves emitidos por una orquesta, la voz humana se torna pastosa, como si el que hablara tuviera la cabeza metida dentro de una caja, lo cual quita fidelidad al sistema de audio, pues cualquier oyente se daría cuenta de esta situación. Por lo tanto, no conviene reforzar en demasía tonos bajos superiores a los 200Hz. También adquiere matices desagradables la voz humana cuando se refuerzan tonos agudos por debajo de 1000Hz.

Es decir, en principio conviene fijar las frecuencias de transición de la siguiente manera:

f_{tg} = frecuencia de transición de graves = 200Hz

f_{ta} = frecuencia de transición de agudos = 1000Hz

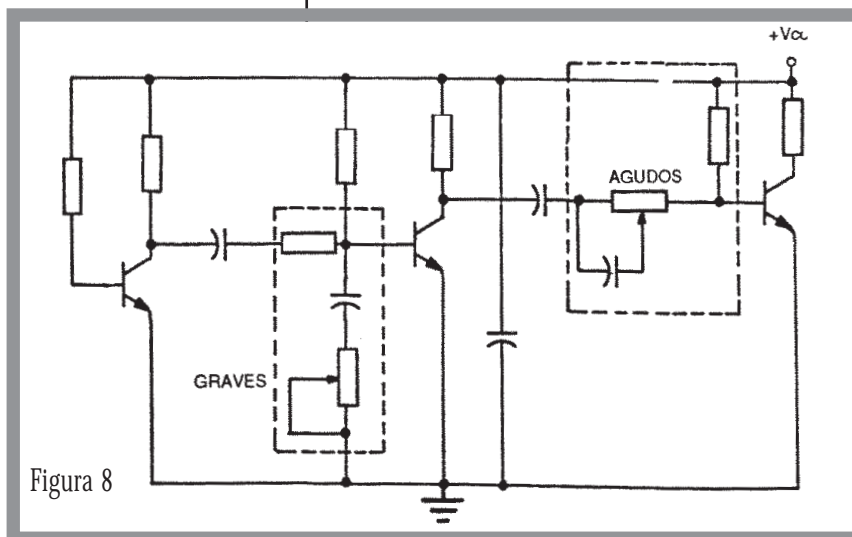
Esto quiere decir que el control de graves tiene respuesta plana hasta 100Hz ($f_t/2$) y atenúa la ganancia para frecuencias superiores, mientras que el control de agudos produce una atenuación de señales hasta una frecuencia de 2000Hz ($2 f_t$), punto a partir del cual no hay atenuación (figura 8).

Si se desea una diferencia bien apreciable en el tono al variar los controles de graves y agudos, sin importar demasiado la fidelidad de la voz humana se

sube f_{tg} una octava y se baja una octava f_{ta} , es decir: $f_{tg} = 400\text{hz}$ y $f_{ta} = 500\text{Hz}$.

Con el objeto de tener una buena separación entre el filtro de graves y el filtro de agudos (menor interacción entre los controles) suelen utilizarse estos circuitos intercalándolos en distintas etapas del preamplificador. Este, aunque es efectivo, no se acostumbra emplear en amplificadores comerciales.

Suele utilizarse una celda donde ambos controles (graves y agudos) se sitúan en el mismo circuito, eligiendo cada control



con una frecuencia de transición tal que no se superpongan (figura 9).

Si bien los controles pasivos son todos atenuadores, puede construirse un sistema que posea una respuesta plana (se atenúan las señales de todas las frecuencias por igual) cuando los potenciómetros se encuentran en la mitad del recorrido, y luego, un giro hacia la izquierda provoque una atenuación y un giro hacia la derecha permita reforzar un rango del espectro audible.

Un circuito de control de tono combinado con estas características sería el que vemos en la figura 10.

En general, un giro horario implica un refuerzo y un giro antihorario provocará una atenuación. En los diagramas esquemáticos, una flecha sobre la corredera del potenciómetro indica hacia dónde se mueve el cursor cuando se gira en el sentido horario (o hacia arriba o adelante, en caso de ser tipo corredera).

Analicemos uno de todos los posibles movimientos:

Supongamos que el control de graves se encuentra al máximo (R4 queda en paralelo con C3, y C2 queda cortocircuitado). Nótese que las frecuencias bajas circularán hacia la salida con mayor facilidad a causa de que ha sido eliminado -cortocircuitado- el capacitor C2 (figura 11).

En este movimiento no hemos analizado lo que ocurre con la rama superior ya que hay un capacitor (C1) en serie lo que dificulta el paso de las señales de baja frecuencia.

Realice el mismo análisis dibujando los circuitos equivalentes para el caso en que el potenciómetro de graves se encuentre en el mínimo, repitiendo el estudio con el control de agudos; de esta manera entenderá perfectamente el funcionamiento de este circuito.

Sólo cabe acotar -para facilitar el análisis- que C1, R5 y C4 forman el filtro de agudos y R1, C2, R2, C3 y R3 constituyen el control de graves.

Veamos en la figura 12 cómo son las curvas de respuesta en frecuencia del circuito estudiado.

En este caso, el nivel de referencia (0 dB) no corresponde a la tensión de entrada e_i , sino que será una señal de menor valor que se obtiene cuando los controles se encuentran en la mitad de su recorrido.

Analicemos un control de tonos pasivo utilizado comúnmente en circuitos comerciales (figura 13).

Se trata de un filtro de diseño complejo que posee una red formada por R2, C3 y R5 que permite que las frecuencias medias pasen a la salida sin sufrir variación en su respuesta. C1, P1, C3 y R1 forman el filtro de agudos y la red P2, C4, R3 y R4 forman el control de

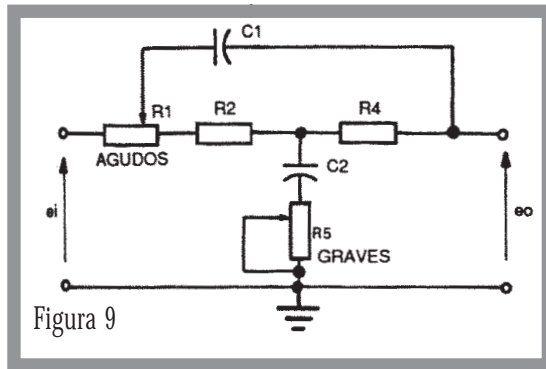


Figura 9

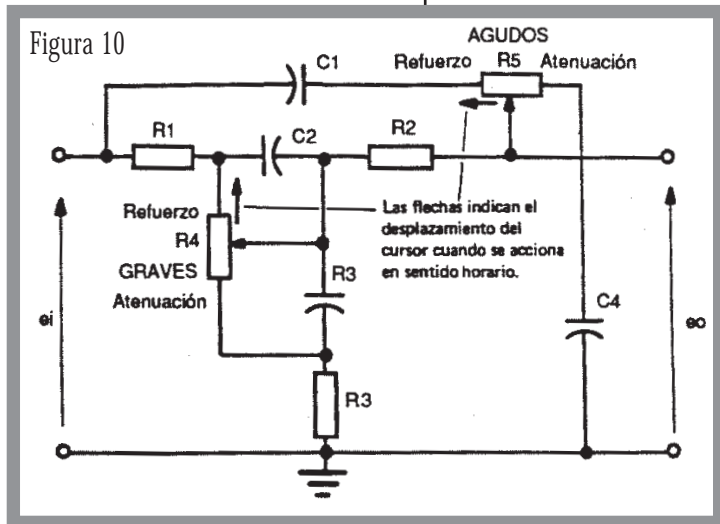


Figura 10

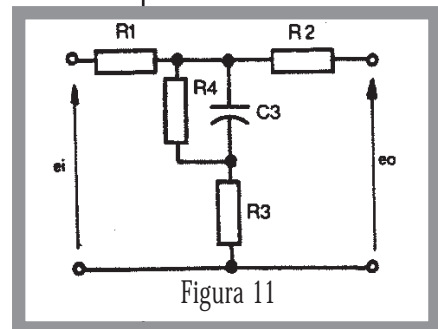


Figura 11

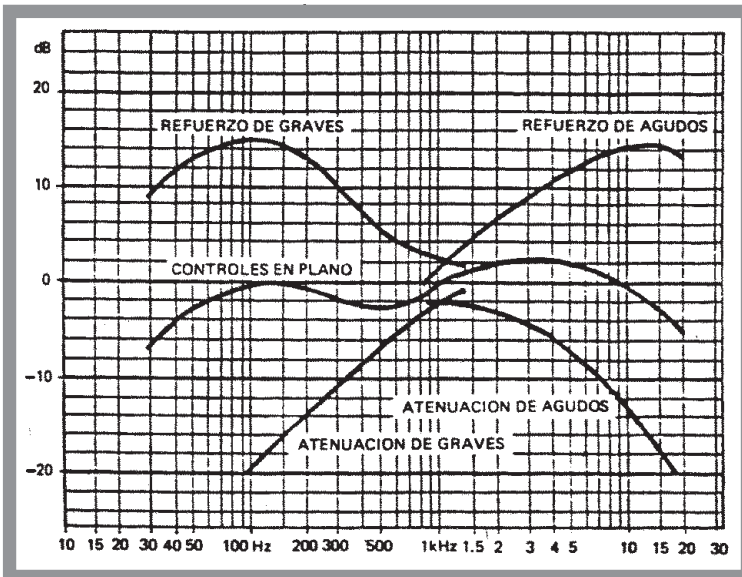


Figura 12

hacia la salida a través de R2 y R5.

Si P2 se encuentra en la posición Y, las frecuencias bajas no pasarán por C3 pero sí (aunque atenuadas) por el divisor resistivo formado por P2 y R3.

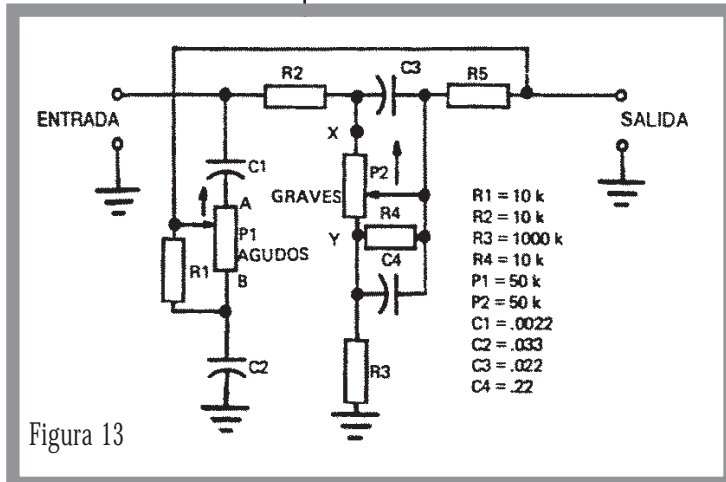


Figura 13

graves.

Cuando P1 está en la posición A el circuito se comporta como un filtro pasa alto ya que C1 es un camino "directo" entre la entrada y la salida. De todos modos el paralelo (R1/P1), en serie con C2, limitarán un poco el paso de la señal.

Al estar P1 en la posición B las frecuencias altas son suprimidas ya que C2 queda en paralelo con la salida haciendo que estas señales se deriven a masa; es decir, el potenciómetro facilita el paso de las señales de alta frecuencia en una posición e impide el paso de las mismas en la otra posición.

Analizando el control de graves, cuando P2 está en la posición X se cortocircuita el capacitor C3, permitiendo que las señales de baja frecuencia circulen libremente

Este circuito fue diseñado para obtener una corrección de 12dB (12dB por encima y por debajo de la respuesta plana) con una frecuencia de transición de 200Hz para los graves y 1000Hz para el control de agudos.

En este caso la interacción entre circuitos es bastante baja. Fue utilizado por la empresa Philips para la construcción de un Preamplificador de excelentes características, con el objeto de excitar etapas de potencias valvulares y muy bien puede ser empleado en circuitos de estado sólido.

Realimentación

Realimentación negativa

Con el objeto de mejorar la linealidad de los amplificadores de tensión, se aplica a los mismos una realimentación negativa que consiste en aplicar a la entrada una porción de la señal de salida, pero en contrafase (figura 14).

El circuito utilizado para proporcionar la señal de realimentación se conoce como "lazo de realimentación" y generalmente consiste en un circuito que aplica una señal por un extremo distinto a la entrada de señal (por ejemplo, si la señal ingresa por base, el lazo de realimentación termina en el emisor).

Se denomina "ganancia de lazo abierto" a la ga-

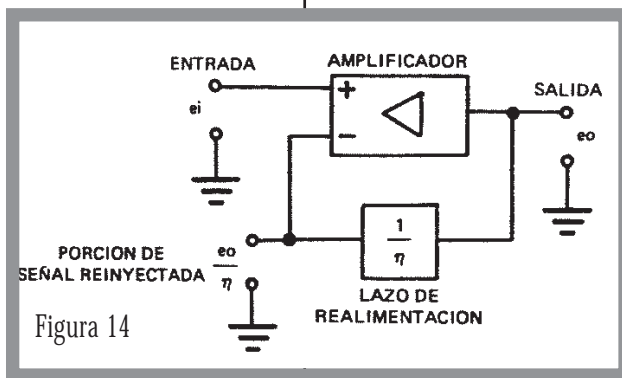


Figura 14

nancia del amplificador antes de realimentarlo y se lo simboliza con la letra G. Llamamos “Ganancia de lazo cerrado” a la ganancia del amplificador realimentado.

Si analizamos detenidamente la figura del amplificador realimentado veremos que al amplificador ingresan dos señales: la de entrada y la del lazo de realimentación; luego:

$$V \text{ de entrada} = e_i + \left(- \frac{e_o}{\eta} \right)$$

$$V \text{ de entrada} = e_i - \frac{e_o}{\eta}$$

El signo (-) indica una realimentación negativa. La tensión de salida e_o será igual a la tensión de entrada por la ganancia de lazo abierto.

$$e_o = G \cdot \left(e_i - \frac{e_o}{\eta} \right)$$

Luego la ganancia de lazo cerrado se calculará como e_o/e_i , donde está incluida la realimentación; por lo tanto, se deduce que:

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{G}{1 + \frac{G}{\eta}} \quad \text{Ganancia de lazo cerrado.}$$

Generalmente se busca que G sea mucho mayor que η con lo cual la relación G/η será muy grande con lo cual puede desprejarse el “1”.

Si $G \gg 1$, entonces $\frac{G}{\eta} \gg 1$; luego:

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{G}{\frac{G}{\eta}} = \eta$$

$$\frac{e_o}{e_i} = \eta$$

Por este motivo, se denomina “Ganancia de Lazo” a la atenuación del lazo de realimentación “ η ”.

Si la realimentación fue proporcionada a través de un divisor resistivo η , es un número real, con lo cual la ganancia de lazo cerrado permanecerá cons-

tante para todas las frecuencias, no importando el comportamiento del amplificador y siempre que G/η sea muy grande.

Si se desea compensar alguna distorsión puede utilizarse una red variable con la frecuencia, como lazo de realimentación, lo que hará que η varíe con la frecuencia de modo de compensar la alinealidad inicial. La realimentación negativa disminuye la ganancia de la etapa original, lo cual es una ventaja ya que el ruido producido por algún componente interno (por ejemplo, un transistor es fuente de ruido) quedará reducido al valor G/η . V_{ruido} .

En síntesis, la realimentación negativa es una técnica destinada a mejorar la respuesta de los amplificadores sacrificando la ganancia del equipo.

Un caso típico de realimentación negativa está dado por un transistor con polarización automática (figura 15).

Se trata de una realimentación “paralelo-paralelo”, tomando señal desde el colector y reinyectándola en base. La ganancia del lazo de realimentación ($1/\eta$) depende de la relación entre R_2 y R_1 , aunque para el cálculo de la misma es necesario conocer la impedancia de salida de la etapa anterior. No es una realimentación muy utilizada ya que el valor de R_2 para una realimentación óptima no coincide con el valor necesario para polarizar al transistor (se necesita mayor resistencia para polarización) razón por la cual se realiza una modificación para que la resistencia de polarización resulte mayor que el valor necesario para la realimentación negativa.

La forma de conseguir este efecto se ve en el circuito de la figura 16.

En este circuito se observa una disposición práctica donde R_3 fija la polarización y R_2 en paralelo con R_3 (C es un “cable” para las señales alterna) determinan la ganancia de la etapa.

Un circuito práctico muy utilizado es un amplificador emisor común con realimentación serie a través del agregado de un resistor de emisor sin desacoplar (figura 17).

En este caso no es difícil darse cuenta que el factor de realimentación vale:

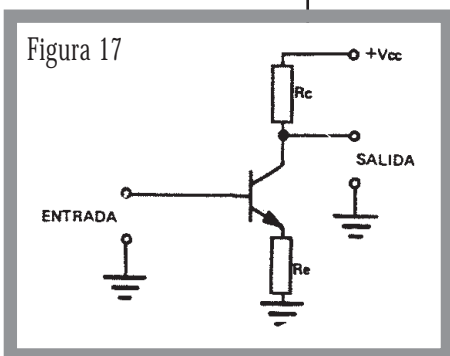
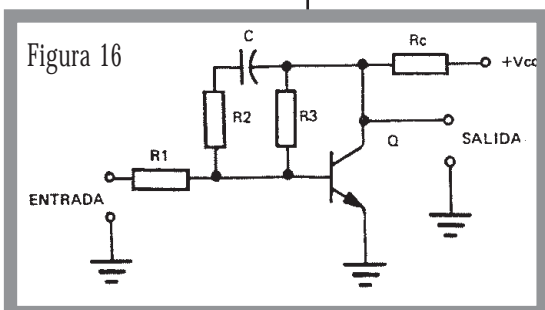
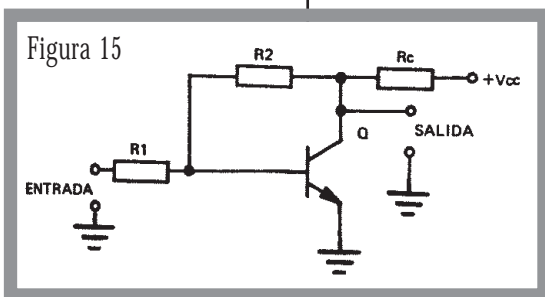
$$\eta = \frac{R_c}{R_e}$$

Aquí se han separado las señales de entrada y realimentación ya que la señal reinyectada se aplica en el emisor; este hecho contribuye a aumentar considerablemente el valor de la resistencia de entrada del circuito.

Se deduce matemáticamente que en este circuito la resistencia de entrada toma el valor:

$$R_{in} = h_{fe} \cdot R_e$$

Un defecto de esta configuración es que el h_{fe} del transistor varía con la corriente del colector, razón por la cual la R_{in} no será lineal y por lo tanto la etapa introducirá una distorsión en la señal.



Para que esto no ocurra deben utilizarse señales débiles.

En todos los casos analizados hay ventajas y desventajas que limitan su uso, esto nos lleva a formularnos la siguiente pregunta: **¿Hay alguna forma de realimentar y mejorar considerablemente las características de un circuito?**

Realimentación multietapa

La realimentación negativa es mucho más efectiva cuando involucra más de una etapa ya que permite independizar a los lazos de realimentación de la señal, lo que brinda un mejor control del sistema; en otras palabras, varias etapas amplificadoras en cascada incrementan el valor de G, razón por la cual G/η es un número grande, premisa de la cual partimos (figura 18).

En este circuito Q1 trabaja con muy poca corriente para tener bajo nivel de ruido; además, Rc es grande para que la tensión de colector sea pequeña.

Aquí R2 no sólo realimenta la señal sino que polariza a la base de Q1. Debido al agregado de C en paralelo con R3, la cantidad de señal realimentada depende de la tensión en bornes de R4, mientras que la tensión de polarización de Q1 está dada por las caídas de R3 y R4. R1 podría representar la impedancia de la etapa anterior y sus variaciones producen alteraciones en la ganancia del circuito.

Para independizar las realimentaciones de señal y polarización se introducen algunas variantes (figura 19) a saber:

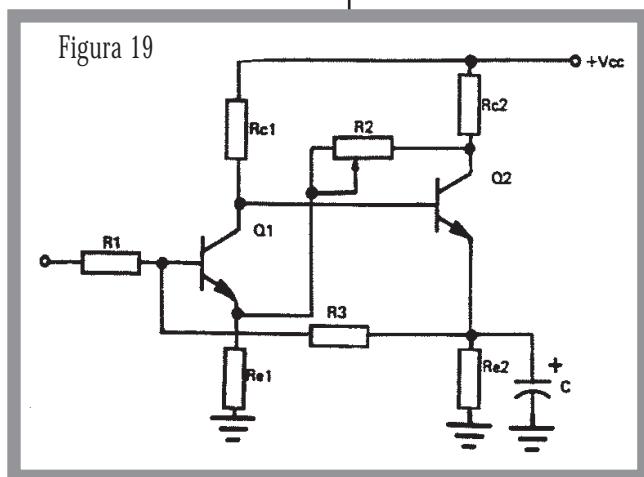
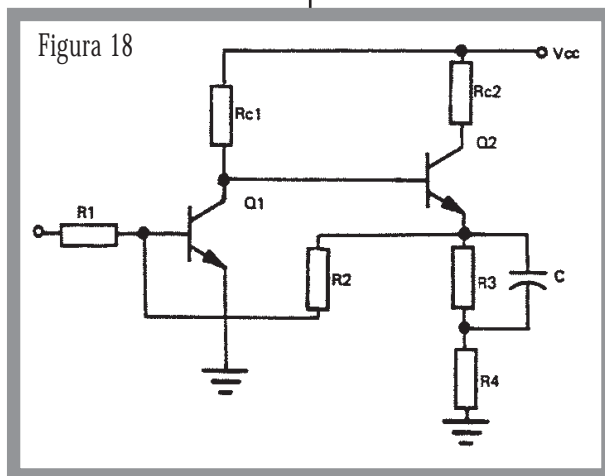
La realimentación entre emisor de Q2 y base de Q1 (R3) tiene efecto únicamente en continua ya que C desacopla al emisor para las señales alternas. R2 introduce una realimentación negativa desde colector de Q2 a emisor de Q1, de forma tal que al variar R2 podemos cambiar la ganancia del sistema sin alterar la polarización. Aquí el lazo de realimentación introduce una ganancia que se calcula como:

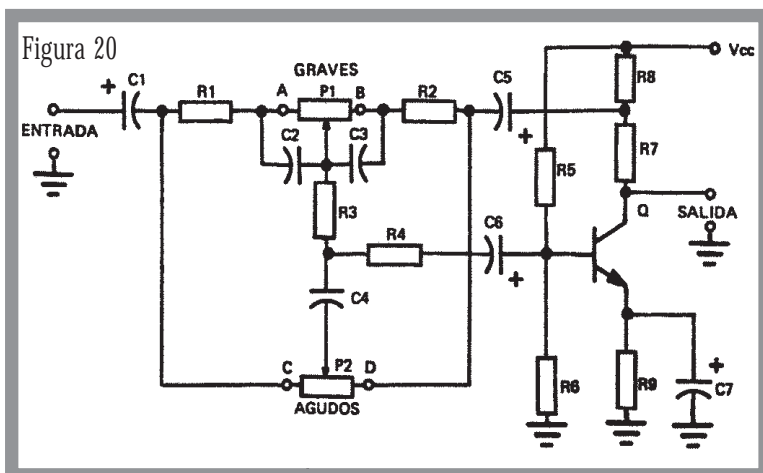
$$\eta = \frac{R_{e1} + R_2}{R_{e1}}$$

Nótese que h no depende de la resistencia de salida de la etapa previa.

En el diseño de etapas realimentadas se debe tener en cuenta los problemas de "fase" que acarrea dicha realimentación, ya que para alguna frecuencia puede haber un desplazamiento de fase de 180°, convirtiéndose esa realimentación negativa en positiva, y el sistema correrá riesgos de oscilar.

En el diseño de amplificadores se trata de que el riesgo de oscilación se produzca para frecuencias que se encuentren fuera del espectro audible; por tal motivo no se puede utilizar a la realimentación negativa indiscriminadamente con el objeto de transformar un pésimo amplificador en otro de óptimas cualidades.





Realimentación en controles de tono. Sistema Baxendall

Un control de tonos activo consiste en un amplificador que posee una red de realimentación negativa.

La ventaja fundamental de este sistema es que se disminuye considerablemente la distorsión, ya que al atenuar determinadas frecuencias se atenuará también el ruido y la deformación y al enfatizar ese mismo rango se controla la distorsión a través de la realimentación negativa (figura 20).

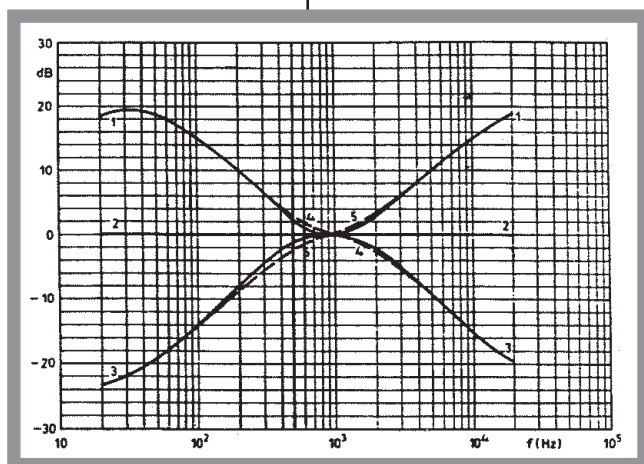
Cuando el control de graves (P1) se encuentra en su posición intermedia, C2, R1 y la mitad de P1 se encuentran del lado de la entrada y C3, R2 y la otra mitad de P1 están del lado de la realimentación razón por la cual no se ejerce ninguna "interferencia" (efecto) en la ganancia del sistema para todas las frecuencias bajas; los valores de los elementos se calculan para que se cumpla este efecto.

Cuando el cursor se encuentra en la posición A, C2 queda en cortocircuito y la señal de entrada llega a la base del transistor a través de R1, R3, R4 y C6; la realimentación se ve disminuida pues desde el colector de Q pasa a través de C5, R2 y C3; la realimentación aumentará con la frecuencia a causa de la reactancia de C3 y B, C3 se cortocircuita y existe máxima realimentación para todas las frecuencias mientras que la señal de entrada pasa a través de C2 hacia la base de transistor constituyendo un filtro pasa-alto cuya función es disminuir la ganancia en bajas frecuencias, es decir, se produce una atenuación en bajas frecuencias. El mismo análisis puede realizarse con el control de agudos, ya que al encontrarse en la posición central hay igual resistencia de entrada y realimentación.

Con el potenciómetro en la posición C, la señal pasa por C1 y C4 con lo cual tendré máxima ganancia para las señales de alta frecuencia. La realimentación es suave ya que se produce a través de C5 y la resistencia de P2. Por lo dicho, con P2 en la posición C se produce un refuerzo de agudos. Si el cursor se encuentra en la posición D, la señal de entrada debe pasar por P2, quien la disminuye, mientras que la realimentación es considerable ya que la señal reinyectada pasa a C4 directamente desde C5; esta realimentación aumenta con la frecuencia por la cual con P2 en la posición D existe una atenuación de las señales de alta frecuencia (agudas).

La curva de respuesta en frecuencia de un control de tono activo tipo Baxendall la podemos observar en la figura 21.

Figura 21



Filtros

Un filtro es un circuito que actúa como "control de ganancia" en alguna parte de la banda de audio.

La diferencia fundamental con un control de to-

nos es que la pendiente de atenuación es mucho mayor (como mínimo 12 dB/octava); y “NO SE DEBE UTILIZAR UN POTENCIOMETRO” como elemento de variación de frecuencia sino que se debe emplear un interruptor que interpone o no al filtro en el amplificador, para evitar introducir distorsión en el rango de la voz humana.

Por ejemplo, un filtro de baja frecuencia por debajo de los 50Hz elimina zumbidos molestos que no contribuyen a mejorar la calidad del amplificador.

Por otra parte, un filtro que actúe por encima de los 7kHz mejora la reproducción de viejas grabaciones por deterioro del disco o por exageración en el refuerzo de agudos que se hace presente en grabaciones modernas. El filtro que atenúa bajos suele denominarse filtro de púa o “scratch” (figura 22).

El filtro de altas frecuencias se denomina filtro de “rumble” y generalmente actúa a partir de una frecuencia de corte de $f_t = 7\text{kHz}$ aunque esta frecuencia varía con el diseño del amplificador (figura 23).

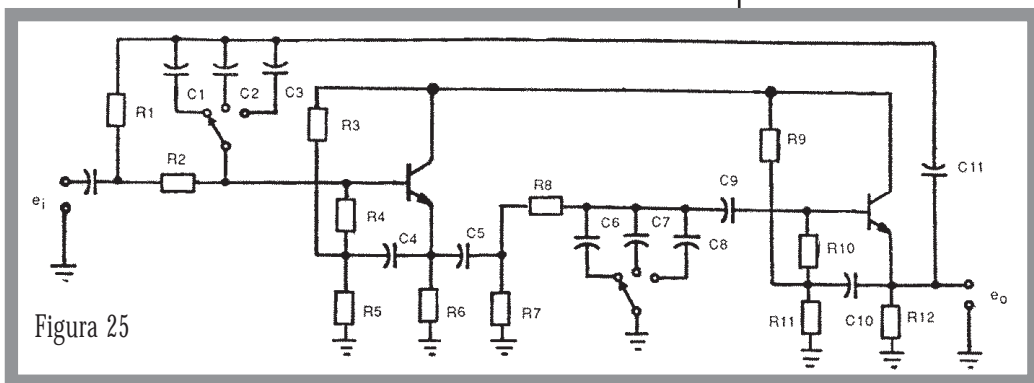
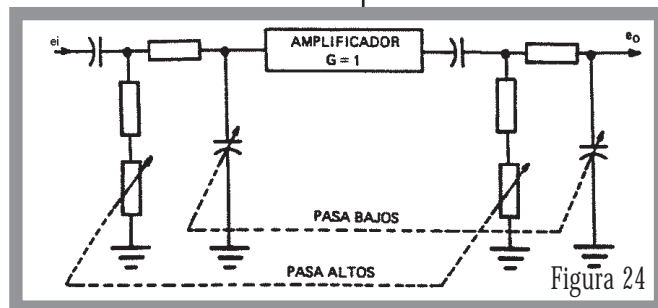
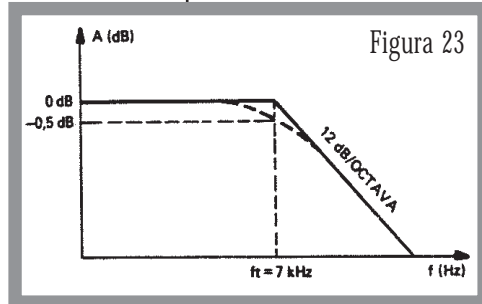
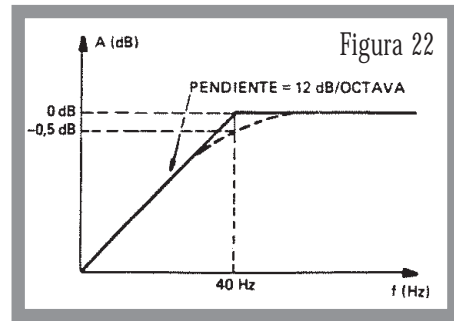
En muchas ocasiones se producen acoples entre las cajas acústicas y el fonocaptor generando oscilaciones de baja frecuencia (efecto “Larsen”) que pueden eliminarse con un filtro rechaza bajos.

Como los filtros deben actuar para frecuencias precisas deben construirse con elementos variables para que eliminen ruidos o atenúen soplos sin perjudicar el resto de la respuesta en frecuencia del amplificador, por ello debe construirse un filtro siguiendo el esquema de la figura 24.

Comercialmente suelen construirse filtros con estas características, utilizando para ello elementos activos (figura 25).

El uso de controles de tono obliga, si se quiere buena calidad, a realzar frecuencias bajas y altas sin modificar el rango de frecuencias medias en igual medida. Para realzar dicho rango debe hacerse en banda plana y el control que se encarga de conseguir este efecto se denomina “control de presencia” que consiste en reforzar las señales cuyas frecuencias están comprendidas entre 800Hz y 3000Hz (frecuencias vocales centrales). Puede tener tres posiciones con el objeto de realzar dichas frecuencias en distintos rangos (figura 26).

El filtro “control de presencia” suele intercalarse en la última etapa preamplificadora y comercialmente consiste en un filtro activo (circuito



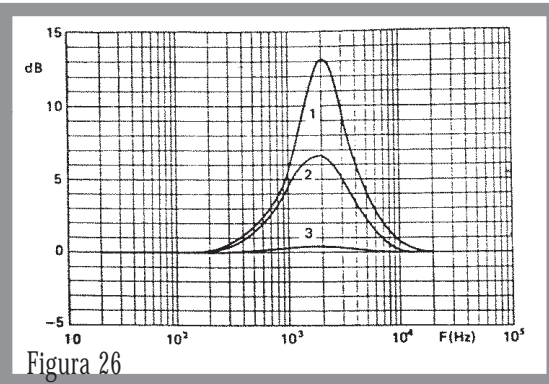


Figura 26

realimentado) en la banda de frecuencias medias donde el manejo de un potenciómetro permite variar la porción de la señal realimentada, y con ella la ganancia del filtro (figura 27). El estudio de la respuesta del oído humano determina que la misma no es lineal con la frecuencia y con distintos niveles sonoros.

Para bajas frecuencias hay una considerable pérdida auditiva con señales de baja potencia, pero dicha atenuación disminuye en la medida que aumenta la potencia de la señal reproducida.

Este efecto fue largamente estudiado y aparece claramente en el estudio de las curvas de igual sonoridad de Fletcher-Munson.

Es por esta razón que en la mayoría de los amplificadores de audio cuando se los escucha a bajo volumen existe una “aparente” pérdida de potencia en los tonos bajos y debemos introducir un refuerzo de graves; esto es un problema pues debemos corregir el control de graves en la medida que variamos el volumen (figura 28).

Este defecto se soluciona con un filtro de “sonoridad” que compensa gradualmente y en forma automática la pérdida auditiva de respuesta a los tonos bajos cuyo efecto aumenta en la medida que

baja el volumen. Este filtro puede ser conectado y desconectado a voluntad (figura 29).

Hoy en día, los filtros activos más utilizados se basan en el empleo de amplificadores operacionales; por ejemplo un filtro “pasa-alto” se construye tal como vemos en la figura 30.

Con los mismos valores de resistencia y capacidad e igual cálculo de la frecuencia de corte puede construirse un filtro “pasa-bajos” modificando las conexiones circuitales (figura 31).

La respuesta en frecuencia dependerá del factor de atenuación; en la medida que éste disminuye la respuesta en frecuencia se modifica en mayor magnitud (figura 32).

Cuando $C2 = 2 C1$ o $R2 = 2 R1$, según el filtro usado, se dice que se está en una “atenuación crítica” lo que significa que la transición del nivel de respuesta en frecuencia a la característica del filtro se manifiesta en forma suave en lugar de realizarse abruptamente.

Controles de volumen y balance

Generalmente el volumen de un amplificador se controla por medio de un potenciómetro logarítmico a causa de la respuesta en frecuencia del oído humano. Se debe tener cuidado en su ubicación, por ejemplo: jamás debe atravesarlo

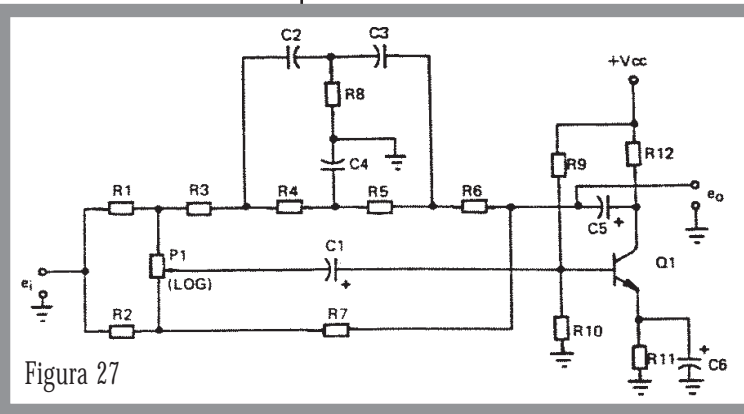


Figura 27

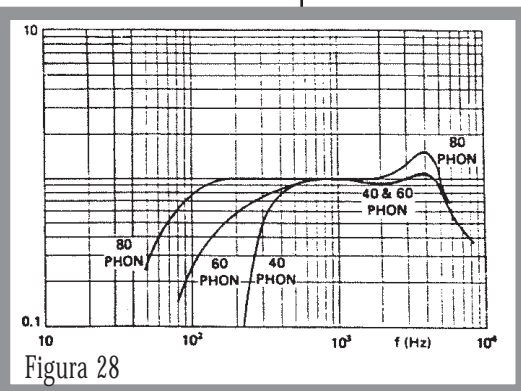


Figura 28

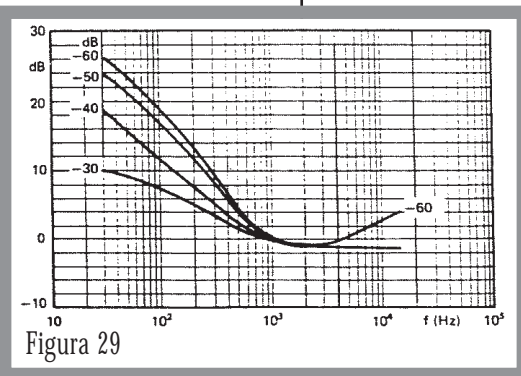


Figura 29

una corriente continua ni debe estar inmediatamente antes de una etapa de alta ganancia pues amplificaría demasiado la señal de ruido generada con el movimiento del potenciómetro (el potenciómetro es un elemento muy ruidoso).

Generalmente se coloca entre el preamplificador y el amplificador de salida, a posteriori del control de tonos y/o ecualizador. Este concepto debe aplicarse en cualquier tipo de amplificadores, incluso en aquellos usados para reproducción de cintas.

En amplificadores estéreo, se usan potenciómetros giratorios logarítmicos dobles o potenciómetros deslizantes individuales que tienen la ventaja de poder aparearse fácilmente y eliminar el potenciómetro de balance.

Este último control se usa para compensar las pequeñas diferencias entre canales ya sea a causa del potenciómetro doble o por diferencias en los amplificadores.

El control ideal de balance opera alterando la ganancia de un canal respecto del otro sin influir en el control de volumen. Debe permitir el ajuste fino pero apreciable en la distribución de la señal (figura 34).

La relación $P1/R1$ determina el rango de variación de la ganancia que puede obtenerse con estos circuitos.

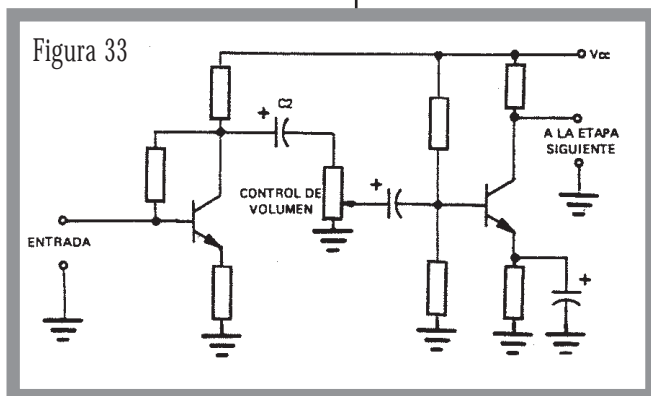
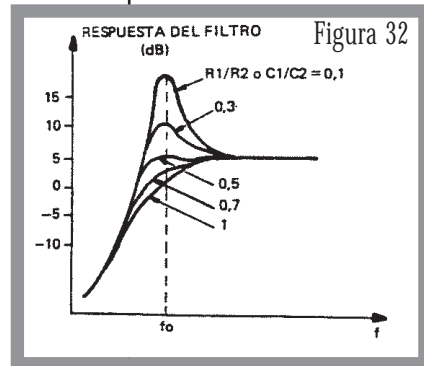
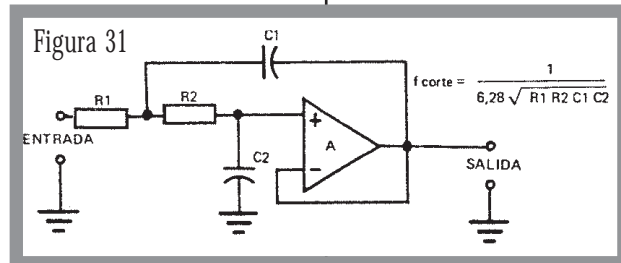
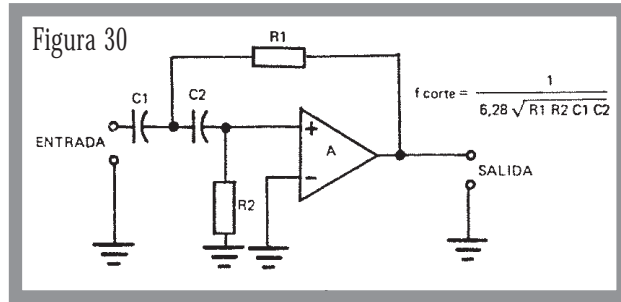
Preamplificadores

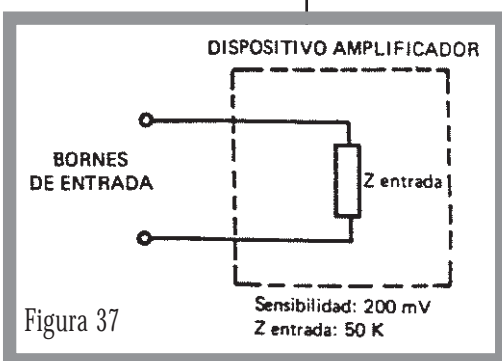
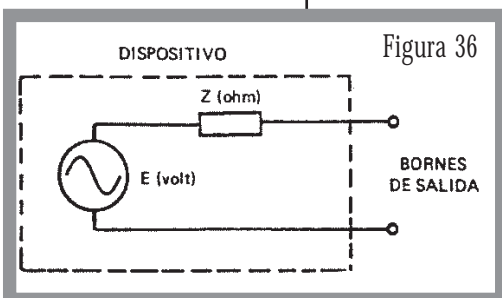
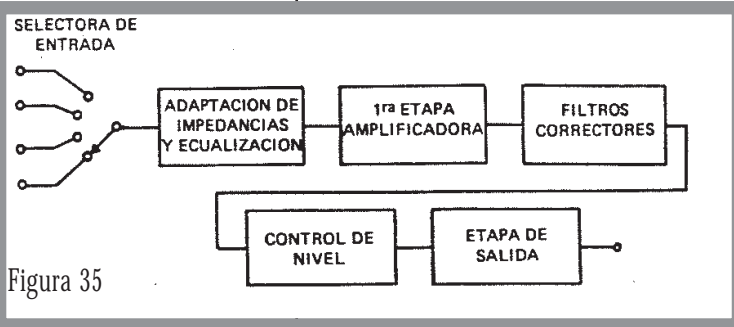
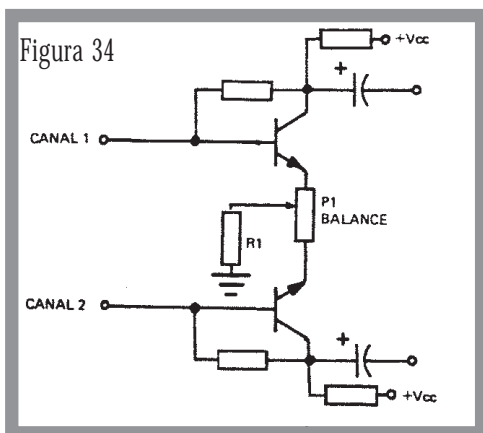
Si recordamos en qué consiste un sistema amplificador de audio, notaremos que la etapa de entrada se encarga de seleccionar una fuente de sonido entre varias opciones, como ser: radio, micrófono, bandeja giradiscos, grabadores, etc. A esta etapa de entrada la llamamos "preamplificador"; en él convergen todas las fuentes mencionadas y se encarga no sólo de la selección de una de ellas sino que además la ecualiza (la corrige) para que a posteriori el amplificador le dé el nivel necesario para excitar a los parlantes. Se puede asegurar que la calidad del sonido reproducido depende fundamentalmente de los circuitos utilizados en la construcción del preamplificador.

Las distintas señales -fuentes de sonido- pueden provenir de generadores que proveen distintos niveles de señal; son de distintas impedancias, y además pueden poseer entre sí distintas respuestas en frecuencia. Todas estas diferencias deben ser salvadas por el preamplificador (figura 35).

Es así que este circuito debe encargarse de:

- a) Adaptar los niveles de los distintos generadores de entrada al nivel necesario para el primer circuito amplificador.
- b) Adaptar impedancias.
- c) Permitir la variación de la respuesta en frecuencia mediante filtros y controles de tono.





d) Regular la ganancia del sistema.

Tanto el transductor de entrada como el amplificador tienen características que los individualizan.

Por ejemplo, todo dispositivo que utilizaré como transductor de audio se caracterizará por la tensión en volt (o submúltiplos) que genera y por la impedancia en ohm que presenta, las cuales se denominan: "características de salida" del dispositivo, y definen su funcionamiento.

Por supuesto, la mayor o menor impedancia que presente el transductor determinará la cantidad de energía que se puede extraer de él (figura 36).

Todo preamplificador posee también parámetros que lo caracterizan; por ejemplo, es muy común especificar las características de entrada del equipo de la siguiente manera: 200mV/50kohm, lo que significa que es necesario aplicar sobre la entrada del preamplificador una señal de 200mV para que el amplificador desarrolle su máxima potencia cuando se encuentra al máximo el potenciómetro de volumen; además, el preamplificador se comporta eléctricamente como una impedancia de 50kohm a su entrada.

Por supuesto, si se aplica una tensión menor que 200mV, el amplificador no desarrollará su máxima potencia, y si la señal de entrada supera los 200mV el equipo distorsionará.

Por otro lado, si las impedancias del transductor y preamplificador no son iguales, no habrá máxima transferencia de energía, y por lo tanto el sistema tendrá menor rendimiento (figura 37).

Al acoplar el dispositivo transductor con el preamplificador deben estar adaptadas las características de ambos con el objeto de obtener máxima eficiencia (figura 38).

Los transductores más utilizados para excitar a los equipos amplificadores son:

- a) Fono cristal
- b) Fono magnético
- c) Sintonizador
- d) Cinta (reproductor)
- e) Micrófono

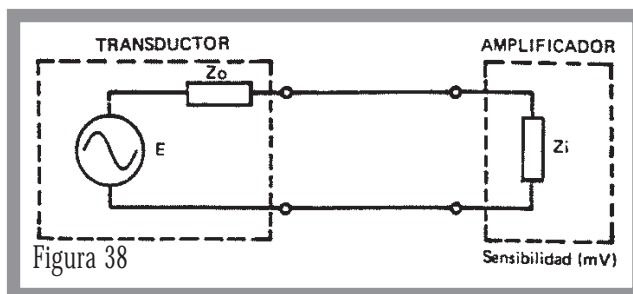
a) Fono cristal

Requiere muy alta impedancia de entrada para su buen funcionamiento en bajas frecuencias; generalmente superior a los 500kΩ entregan una tensión que varía entre los 200mV y 1V pero pueden generar tensiones instantáneas aun mucho mayores cuando la púa "cae" sobre el disco, razón por la cual debe tenerse mucho cuidado -al diseñar el ecualizador- en la elección del circuito de entrada.

b) Fono magnético

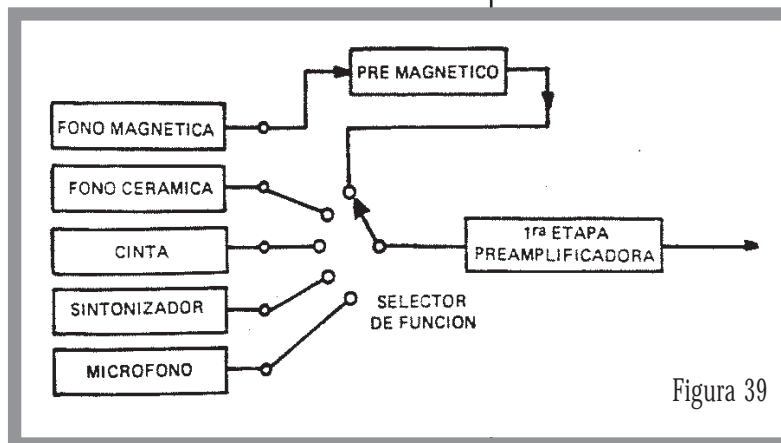
Se trata de un reproductor de muy alta calidad que entrega una tensión de salida entre 2,5mV y 6mV con una impedancia normalizada de 47kohm.

El amplificador que se encarga de llevar esta característica a valores normales no posee una respuesta lineal ya que debe compensar la preenfatación del disco durante su grabación, como veremos más adelante (Red de ecualización RIAA); además, como trabaja con señales débiles, tiene una ganancia elevada (40dB), y se lo conecta cerca de la entrada para evitar efectos indeseables en el circuito.



c) Sintonizador

El nivel de salida de los sintonizadores (RF y detector) es variable entre 100mV y 500mV, según el fabricante, con una elevada impedancia que oscila entre 100kohm y 500kohm. Generalmente se lo encuentra en amplificadores de buena calidad.



d) Cinta

Es la entrada de “grabadores” con características similares a las del sintonizador. Para mejorar la calidad de reproducción puede tomarse la señal directamente del cabezal reproductor que entrega una señal de 0,5mV sobre una impedancia de 10kohm, en cuyo caso requiere una etapa preamplificadora adicional, como lo requiere la cápsula magnética, pero con curva de ecualización apropiada.

e) Micrófono

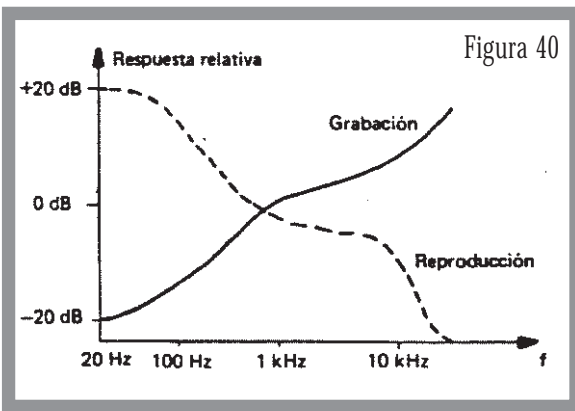
Debe saberse el micrófono que se utilizará. Más adelante se estudiaron las características de los distintos micrófonos. Luego, el preamplificador deberá tener la red de adaptación adecuada al micrófono elegido.

Según lo dicho hasta el momento, todo preamplificador deberá tener un selector de entrada para elegir la señal del dispositivo que se desea reproducir (figura 39).

Ecualización

En la grabación de discos suelen atenuarse las señales correspondientes a tonos bajos por dos razones fundamentales: primero porque la excesiva amplitud de los sonidos graves podría hacer que la excursión del surco sea tan amplia que llegue al surco contiguo.

Además, si se realzan los tonos altos, los mismos deberán atenuarse en el preamplificador, lo que resulta una ventaja ya que los ruidos generados en la reproducción se atenúan en igual medida. En síntesis, en el disco se reduce el nivel de los tonos bajos y se realzan los agudos. Luego, en el amplificador, se deben reforzar los graves y atenuar los agudos (figura 40).



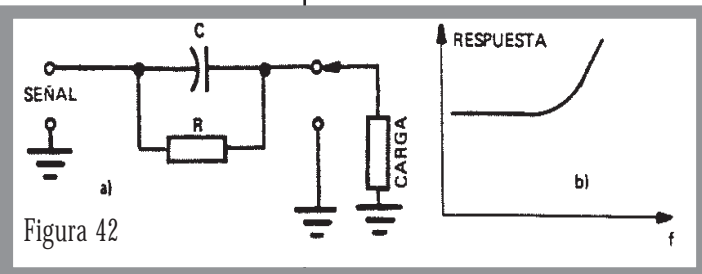
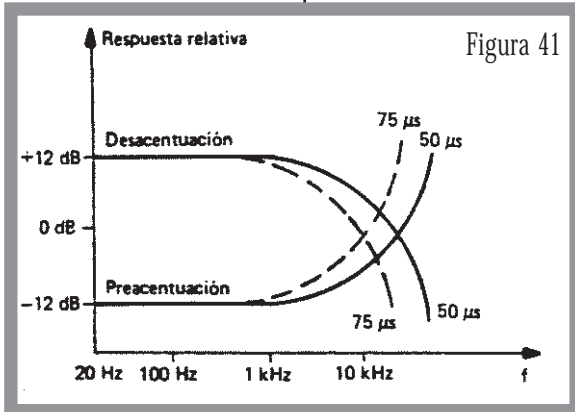
En la grabación magnética de cinta de cassette se aplica generalmente un refuerzo de agudos para compensar las pérdidas inevitables en el entrehierro y en los materiales magnéticos, con lo cual, durante la reproducción, se debe introducir un considerable refuerzo de graves.

Trabajos de experimentación permiten afirmar que la tensión inducida en una cabeza reproductora es proporcional a la frecuencia de la señal grabada en la cinta, razón por la cual –si no hay ecualización– la señal escuchada sería muy pobre en graves y saturada en agudos.

Cuando se habla de frecuencia modulada, en el transmisor se acentúan los tonos altos para atenuarlos en el receptor junto con las señales de ruido que en él se generan o que son producto del espacio exterior; es decir, en el receptor se produce una desacentuación, también llamada dénfasis, de las señales de alta frecuencia.

Analizando todos estos casos, nos damos cuenta que en el preamplificador se debe colocar un ecualizador que varíe sus características en función del tipo de señal que desea amplificar, ya sea para atenuar los graves y reforzar los agudos o viceversa.

Los valores standard de acentuación y desacentuación se expresan en forma de constantes de tiempo (figura 41). La constante de tiempo más simple consiste en un resistor y un capacitor conectados en serie o en paralelo (figura 42).



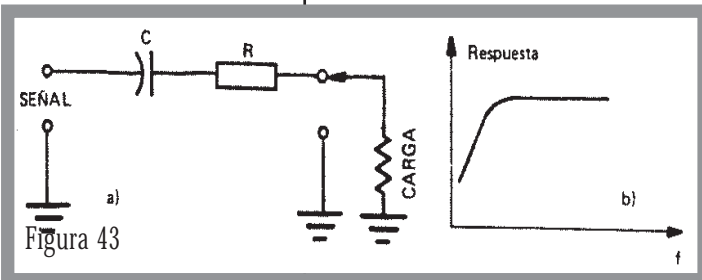
En este circuito se produce una atenuación para las señales de baja frecuencia pero, en la medida que aumenta la frecuencia:

$$X_c = \frac{1}{6,28 \cdot f \cdot C}$$

se hace cada vez más chica (X_c = reactancia capacitiva) aumentando el nivel de la señal sobre la carga. A la frecuencia para la cual $X_c = R$ se la conoce como frecuencia de transición, y esto ocurre cuando:

$$R \cdot C = \frac{1}{6,28 \cdot f_t}$$

que es la “constante de tiempo” del circuito y viene dada en segundos. A esta constante de tiempo es a la que hacíamos referencia anteriormente.



Nótese que esta constante de tiempo permite el paso de señales de alta frecuencia con facilidad pero se comporta como resistivo para medias y bajas frecuencias.

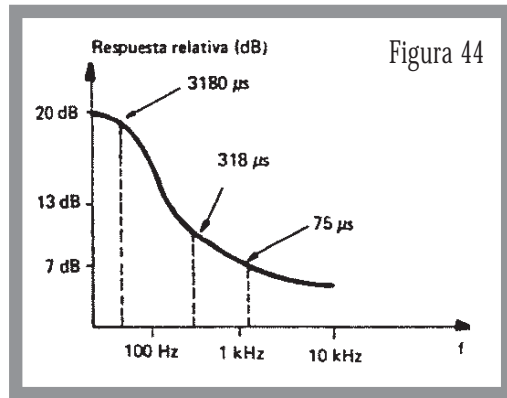
El capacitor en serie con un resistor, en cambio, se comporta como resisti-

vo para medias y altas frecuencias y el capacitor atenúa las bajas frecuencias (figura 43).

La corriente que atraviesa este circuito depende una vez más de la constante de tiempo RC; en bajas frecuencias circulará poca corriente ya que el capacitor tendrá elevada reactancia, mientras que en alta frecuencia la reactancia es pequeña y es el resistor el único que limitará la corriente.

En este circuito, la frecuencia de transición se calcula cuando $R = X_c$, luego:

$$f = \frac{1}{6,28 \cdot R \cdot C}$$



Ecuador de discos

Para ecualizar los discos en su reproducción, hacen falta circuitos que refuercen los graves y atenúen los agudos, tratando de que el efecto de ambos casi no se haga sentir en el rango de frecuencias medias. Antiguamente era muy difícil lograr un ecualizador óptimo, pero en la actualidad, con el uso universal de los discos de larga duración, se han podido dictar normas que permiten simplificar el problema. Asimismo se han normalizado las cápsulas y púas fonocaptoras.

La norma estándar de ecualización para discos LP requieren constantes de tiempo. Una de 75μs, la segunda de 318μs y la tercera de 3180μs.

Las frecuencias de transición son respectivamente: 2123Hz, 500Hz y 50Hz (figura 44).

Por supuesto, la red ecualizadora a utilizar contendrá varios capacitores y resistores conectados de distintas formas con el objeto de conseguir los efectos deseados.

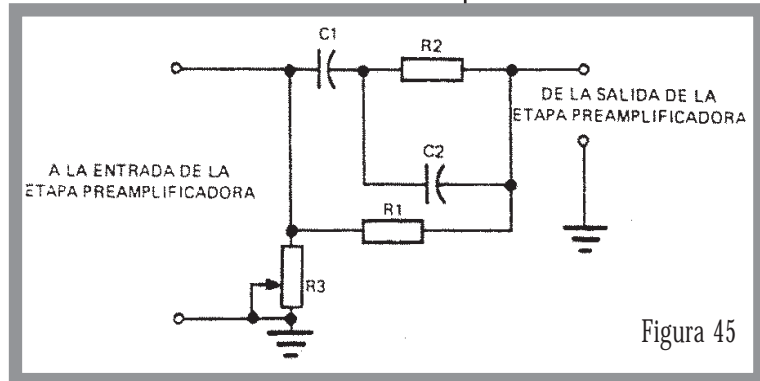
Hemos visto que la técnica más favorable sería utilizar esta red ecualizadora como lazo de realimentación de un sistema "realimentado", tal que la red controle la ganancia del sistema.

El único detalle a tener en cuenta es que si la red ecualizadora atenúa los bajos, al encontrarse como parte de una realimentación negativa, hará que el sistema refuerce las señales de baja frecuencia.

Este concepto es válido para todas las constantes de tiempo de todo el espectro (figura 45).

En este circuito, R1 junto con C1 forman una constante de tiempo de unos 318μs permitiendo el paso de las señales de tono alto (como esto es realimentación a la salida del preamplificador, se atenuarán), mientras que R2 y C2 forman una constante de tiempo de 2123Hz. Para 50Hz C2 es casi un circuito abierto y se busca que $X_{c1} = R1$ para así tener la tercera constante de tiempo necesaria.

El valor de R3 determina la ganancia del lazo de realimentación y, por lo tanto, la respuesta del preamplificador realimentado.



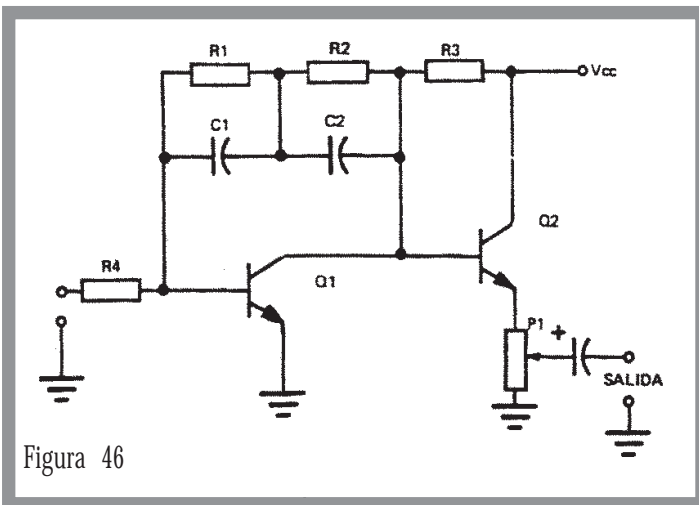


Figura 46

La ganancia en frecuencias bajas se puede calcular como:

$$\eta = \frac{R1 + R3}{R3}$$

Valores comerciales típicos de esta red son:

R1 = 270kΩ

R2 = 15kΩ

R3 = Potenciómetro (PRE-SET) 2200Ω

C1 = .015 μF

C2 = .0047μF

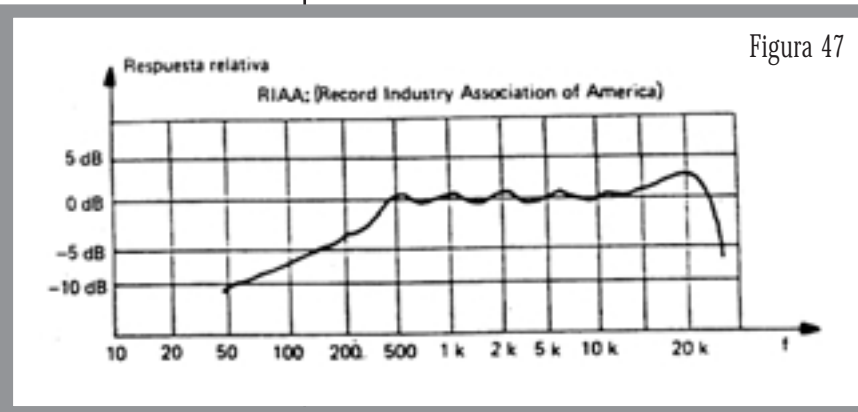


Figura 47

Red de ecualización para fonocaptor cerámico o a cristal

Desde el punto de vista de la red ecualizadora, casi no existen diferencias entre las cápsulas de cristal (antiguas) y las cápsulas cerámicas, aunque estas últimas entregan una tensión de salida levemente inferior. Las cápsulas de titanato de bario (cerámica) son económicas, se instalan fácilmente, no son interferidas por campos magnéticos y son

fáciles de ecualizar.

Poseen una desventaja principal con las cápsulas magnéticas, que radica en la menor calidad de reproducción y la escasa separación entre canales (generalmente inferior a los 6dB).

Si bien decimos que la ecualización es sencilla, ésta está normalizada y se la denomina “Curva de ecualización RIAA”, que establece un refuerzo de graves de 6dB por octava a partir de los 500Hz y una atenuación de los tonos de 6dB por octava a partir de los 2122Hz.

El circuito propuesto para producir la ecualización es el que muestra la figura 46.

En este circuito Q1 y Q2 poseen acoplamiento directo, donde la primera etapa posee una red de realimentación negativa que proporciona la corrección necesaria de la respuesta de frecuencia de la cápsula cerámica, conforme a la curva de ecualización RIAA.

Valores comerciales de los elementos de la red para una buena ecualización de la red son los siguientes:

C1 = 1,5nF = 0,0015μF R1 = 10MΩ
 C2 = 1,2nF = 0,0012μF R2 = 120kΩ

El circuito ecualizador para fonocaptor a cristal o cerámico de la figura debe compensar la siguiente curva de respuesta en frecuencia característica de este tipo de cápsula (figura 47).

Las cápsulas magnéticas necesitan una ecualización distinta debido a que tienen una respuesta en frecuencia que varía en forma lineal, teniendo una pronunciada caída en frecuencias (figura 48).

Las características fundamentales de una cápsula son las siguientes:

a) Respuestas en frecuencia

Debe ser lo más plana posible y se expresa de la siguiente manera:

$$20\text{Hz a } 16.000\text{Hz} = \pm 1\text{dB}$$

lo que significa que tiene el ancho de banda expresado como una variación en su ganancia de $\pm 1\text{dB}$.

b) Elasticidad

Da una idea de la habilidad que tiene la cápsula para seguir las variaciones del surco; es decir, da una idea de la máxima velocidad de modulación que reconoce la cápsula para una frecuencia determinada. Se mide en cm/dina y su valor depende de la fuerza de apoyo. (En inglés se denomina trackability.)

c) Separación de canales

Indica la interacción entre ambos canales de la cápsula. La capacidad de separación de canales por parte de la cápsula se determina en valores de dB. Esta cantidad depende de la frecuencia y la mayor separación se consigue en el rango medio.

d) Fuerza de apoyo

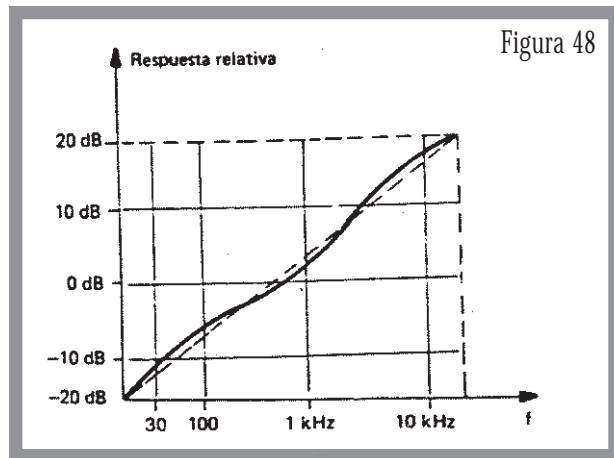
Es el peso que soporta el surco al apoyar la púa sobre él (depende del brazo, cápsula y púa); este valor está sujeto a las características constructivas de la cápsula y se expresa en gramos o milinewton ($1\text{ g} \cong 9,8\text{mN}$).

e) Tensión de salida

Es la amplitud de la señal generada por el movimiento de la aguja a través del surco. Suele darse en milivolt por cada centímetro/segundo de velocidad de lectura y para una frecuencia determinada (generalmente 1000Hz).

f) Diferencia entre canales

Indica la diferencia de tensiones de cada canal producida por una misma forma de surco para ambos canales. Se expresa en dB y en una cápsula de buena calidad este valor tiende a cero.



4

Etapas de salida

El diagrama en bloques de un sistema amplificador completo debe incluir básicamente tres etapas: Preamplificador, Etapa de Potencia y Fuente de Alimentación (figura 1).

La señal de salida del preamplificador está normalizada y generalmente puede alcanzar un máximo de 1 volt, lo cual es insuficiente para excitar directamente un parlante. Por ejemplo, si queremos tener una potencia de 8 watt sobre un parlante de 8 ohm hace falta aplicarle una tensión de 8 volt ya que:

$$P = \frac{E^2}{R} = \frac{64 \text{ volt}^2}{8 \text{ ohm}} = 8 \text{ watt}$$

Lógicamente, si hablamos de tensión de pico, el cálculo corresponderá a una potencia de pico, mientras que si la tensión es de 8 volt eficaces, la potencia será de 8 watt eficaces.

Antiguamente el acople entre etapa de salida y parlante era por medio de un transformador cuya relación de espiras se escogía para dar máxima transferencia de energía (figura 2).

En esta figura N representa la relación de transformación; Ro la resistencia de salida del amplificador y Rp la resistencia del parlante.

Para calcular la relación de transformación se aplica la siguiente fórmula:

$$N = \sqrt{R_o / R_p}$$

Ejemplo 1

Se desea acoplar la salida de un amplificador de Ro = 2000 ohm con un parlante de Rp = 8 ohm.

¿De qué relación de transformación debe ser el transformador que se va a utilizar?

$$N = \sqrt{\frac{R_o}{R_p}} = \sqrt{\frac{2000}{8}} = 15,81$$

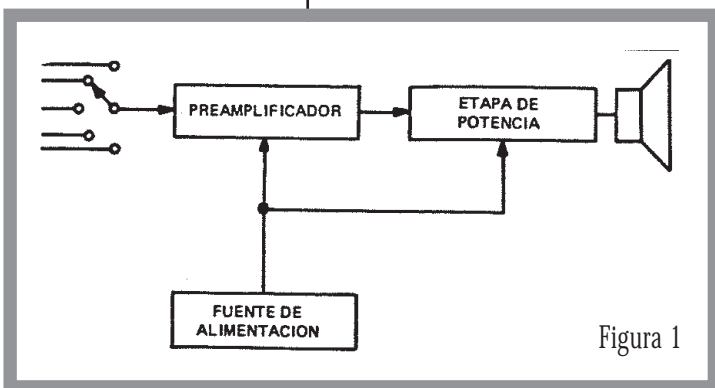


Figura 1

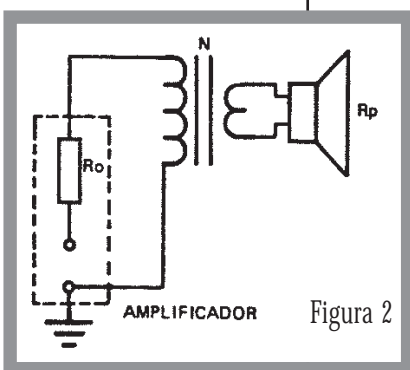


Figura 2

El uso de transformadores en etapas de audio no es conveniente ya que acarrea grandes problemas como ser: es costoso, pesado e ineficiente.

En la actualidad se utiliza el acoplamiento directo, lo que obliga a diseñar un amplificador con baja resistencia de salida. En la época de los amplificadores con válvulas electrónicas, se hacía muy costoso e ineficiente el diseño de un amplificador de baja impedancia (las válvulas tienen alta impedancia de salida) por lo que el uso del transformador era

ineludible; estos transformadores resultaban caros por la calidad de los materiales que empleaban y el especial cuidado al ejecutar los bobinados.

Básicamente, podemos clasificar las etapas de salida según su clase en: Clase A y Clase B. Existen circuitos que no encajan directamente en esta clasificación y que luego estudiaremos.

Básicamente un amplificador clase A es un amplificador de tensión en el cual, al aplicar una señal, se eleva o disminuye el valor de la tensión de salida, permaneciendo constante el "promedio" de la corriente que circula por el amplificador.

En otras palabras, se polariza el transistor de modo que por él circule una corriente elevada, por más que no se aplique una señal de entrada. Los transistores que trabajan en clase A conducen los 360° eléctricos de la señal aplicada; es decir, permanecen constantemente en estado de conducción (no se cortan ni saturan en ningún momento).

Es bien sabido que no puede circular corriente continua por un parlante ya que si esto ocurre, el cono estaría permanentemente desplazado de su posición original debido a la influencia de campos magnéticos asociados. Este hecho obliga a que un parlante no pueda ser directamente la resistencia de carga del transistor y el acoplamiento debe realizarse a través de un transformador, capacitor, o por medio de un sistema puente.

El acoplamiento RC no es muy utilizado ya que sería necesario un parlante de alta impedancia con una baja disipación de potencia (inferior a 500mW).

El acoplamiento a transformador es más popular y se lo encuentra en receptores portátiles de radio a transistores y en etapas de audio de los receptores de televisión. Se emplea para potencias inferiores a 10W cuando no se necesita gran fidelidad en la señal reproducida.

La conexión puente requiere transistores apareados a los cuales se les debe entregar señales en contrafase. Se emplea en etapas de mucha potencia.

En muchas ocasiones, con el objeto de aumentar la potencia final de un equipo, la conexión puente utiliza 4 transistores de manera que cada transistor aporte la cuarta parte de la potencia final. Esta conexión de carga se conecta al amplificador directamente o a través de un capacitor, según sea el esquema circuital.

Veamos en la figura 3 cómo son los esquemas básicos que utilizan acoplamiento RC o configuración puente.

Cuando se acopla el parlante mediante un transformador se polariza al transistor con una corriente de colector determinada y, como la resistencia del bobinado primario del transformador es pequeña, en colector del transistor tenemos prácticamente el potencial de fuente. "En ningún momento una señal de entrada debe anular la corriente de colector; si esto ocurriese, el transistor no trabajaría en clase A. En

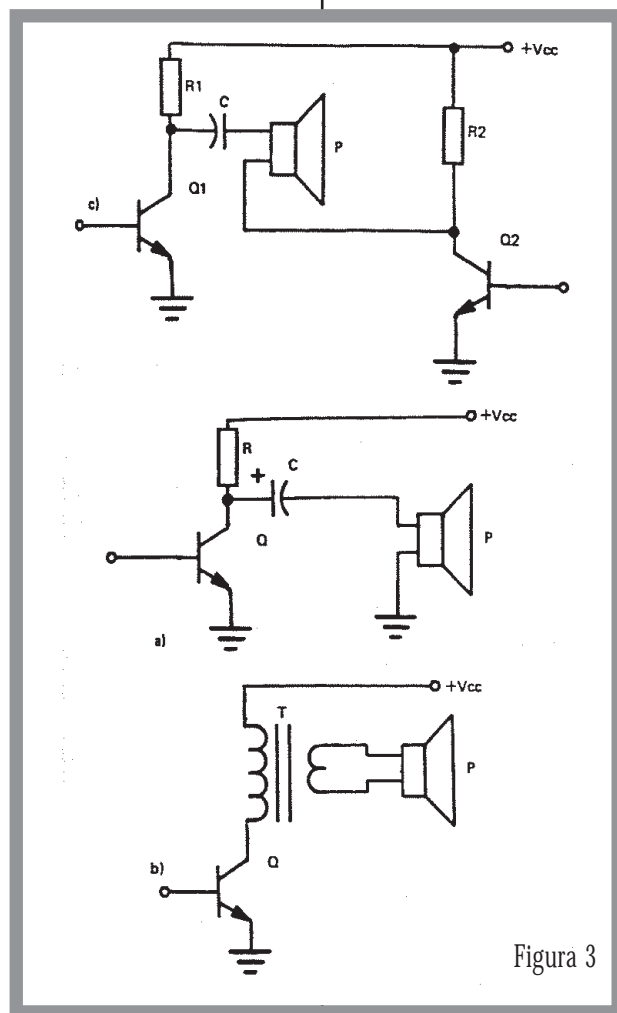


Figura 3

condiciones de máxima conducción, la aplicación de una señal de entrada hará que la tensión de colector se acerque a 0 volt para un semiciclo y a $2 V_{cc}$ en el otro por acción del campo magnético generado en el bobinado primario.

Se deduce fácilmente que la potencia máxima capaz de ser transferida a un parlante por este método vale:

$$P_p = \frac{V_{cc}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_c}{\sqrt{2}}$$

(Donde $\frac{V_{cc}}{\sqrt{2}} = V$ eficaz de una señal senoidal

y $\frac{I_c}{\sqrt{2}} = I_{ef}$ de una señal senoidal)

Luego:

$$P_p = \frac{V_{cc} \cdot I_c}{2}$$

Ahora bien, es prácticamente imposible conseguir una señal senoidal de salida de valor pico a pico igual a $2 V_{cc}$ sin distorsión, por lo que esta potencia en la práctica suele ser mucho menor.

Por otro lado, cuando no hay señal, el transistor disipa una potencia igual a:

$$P_t = V_{cc} \cdot I_c$$

Esta potencia es el doble de la que puede suministrarse al parlante, razón por la cual el sistema tiene bajo rendimiento y resulta ineficiente para altas potencias, pues la potencia no suministrada al parlante deberá disiparse necesariamente en forma de calor.

En los transistores de salida de potencia el colector es generalmente la carcasa y el aumento en la potencia disipada por el semiconductor se manifiesta como un incremento de temperatura en dicho envase.

La resistencia térmica del transistor determina su potencia máxima disponible y se expresa generalmente como el aumento de temperatura por cada watt de potencia disipada. Veremos en detalle este tema cuando estudiemos estabilidad térmica.

Ejemplo 2

Un fabricante de transistores determina una resistencia térmica de $3^\circ\text{C}/\text{watt}$ entre el semiconductor y la carcasa, $0,5^\circ\text{C}/\text{watt}$ por el aislante utilizado para fijar el transistor (generalmente mica revestida con grasa siliconada) y $4^\circ\text{C}/\text{watt}$ más que corresponden al poder de disipación de la carcasa.

La resistencia térmica total del semiconductor se encuentra sumando todos los factores enumerados; en nuestro caso nos da un total de $7,5^\circ\text{C}/\text{watt}$, lo que significa que la temperatura en la junta aumentará $7,5^\circ\text{C}$ por cada watt de

potencia disipada por el transistor. Por ejemplo, si la temperatura ambiente es de 25°C y el fabricante dice que la juntura soporta 150°C; el incremento de temperatura disponible será:

$$\Delta t = \text{Temp. final} - \text{Temp. ambiente}$$

$$\Delta t = 150^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C} = 125^{\circ}\text{C}$$

Esto quiere decir que el transistor podrá disipar una potencia que no permita que la temperatura de la juntura se incremente más de $\Delta t = 125^{\circ}\text{C}$; para calcular dicha potencia podemos usar la siguiente fórmula:

$$P_{\text{max}} = \frac{\Delta t}{7,5^{\circ}\text{C/watt}} = 16,66 \text{ watt}$$

El transistor del ejemplo podrá disipar una potencia máxima de 16,66 watt, aunque se aconseja que no disipe más del 70% del valor máximo, por razones de seguridad.

Etapas amplificadoras clase B

Un transistor trabaja en clase B cuando conduce un semiciclo (medio ciclo) de la señal aplicada. En audiofrecuencia, esta técnica sólo puede emplearse mediante el uso conjunto de dos o más transistores, de forma tal que el sistema completo pueda amplificar la totalidad de la señal.

Amplificador push-pull a transformador

En esta configuración los transistores pueden trabajar en clase "A" o en clase "B". Cuando una etapa trabaja en configuración "Push-Pull" se disminuye la distorsión ya que consiste en dos transistores balanceados que reciben las señales en contrafase (figura 4).

Como a la entrada de los transistores se aplican señales opuestas, cuando la corriente de colector de Q1 aumenta, disminuye la corriente de colector de Q2 y viceversa.

En el circuito, T1 invierte una de las señales de colector de los transistores y las suma para luego entregarlas al parlante.

Por ser una etapa balanceada, se reducen los ruidos producidos por la fuente y amplificados por el transistor; se eliminan las armónicas de orden par por trabajar los transistores en contrafase, etc.

El principal problema es que el transformador no tiene respuesta plana en frecuencia; es pesado y costoso. Se los utiliza hoy día en amplificadores de baja calidad.

Para que cada transistor trabaje en clase B (en realidad clase "AB") se polarizan ambos transistores con una corriente del or-

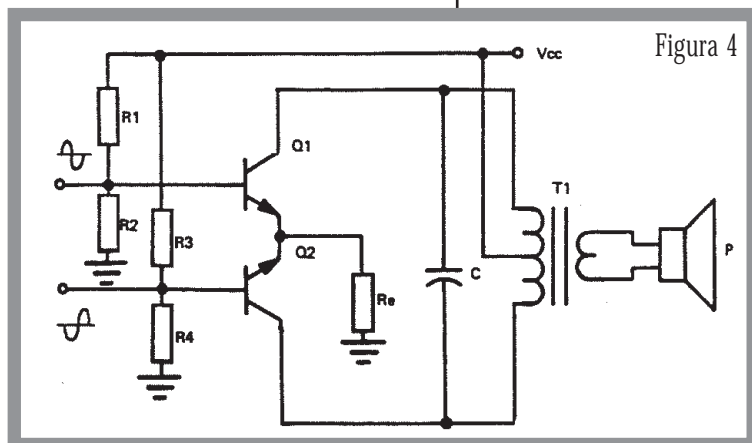
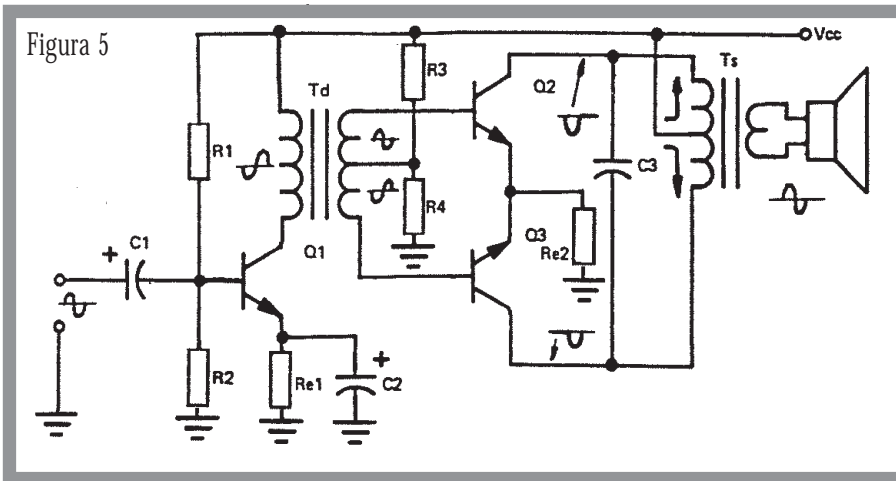


Figura 4



den de los 10mA (entre 5mA y 50mA).

Generalmente un transformador denominado "Driver" (se pronuncia "draiver") provee la inversión de fase (figura 5).

Q1 es un amplificador clase "A" que entrega la señal al transformador inversor-adaptador de impedancias T_d , de forma tal que las señales son iguales pero invertidas en bases de Q2 y Q3. R3, R4 y Re2 proveen una pequeña polarización a Q2 y Q3 para que

trabajen casi en clase "B". De esta manera un semiciclo positivo en base de Q2 hará que éste conduzca mientras Q3 está cortado ya que en su base estará presente un semiciclo negativo. De la misma manera, cuando Q3 conduzca, Q2 estará cortado.

Como hemos dicho, T_s recibe las señales de colector de Q2 y Q3 en distinto sentido lo que implica una suma con una de las señales invertidas (en realidad hace la resta de ambas señales).

La principal ventaja de este sistema es el considerable aumento de su rendimiento, ya que consume energía de la fuente sólo cuando hay señal aplicada. Sin señal, Q2 y Q3 se encuentran prácticamente cortados.

Por esta razón no es necesario utilizar disipadores de calor voluminosos; además, la polarización es muy sencilla.

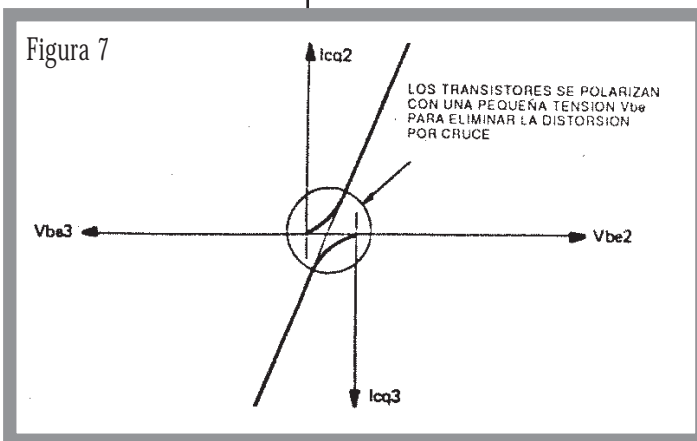
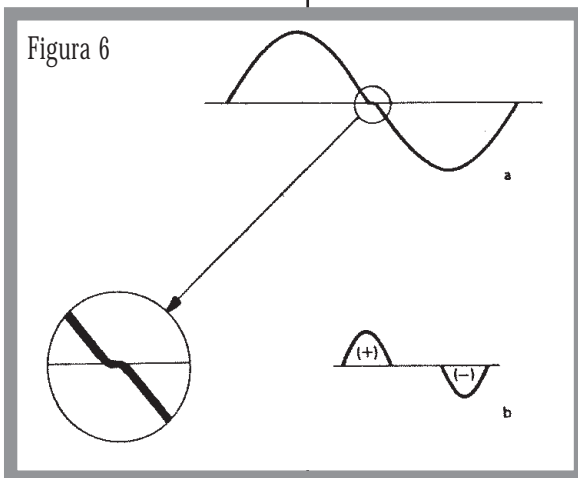
Distorsión por cruce

El principal problema es la denominada "distorsión por cruce" que se presenta en la zona en la cual un transistor deja de conducir para que comience a trabajar el otro (figura 6).

Este defecto se produce debido a que el transistor no es "lineal" para señales débiles; es decir, cuando la tensión base-emisor está por debajo de 0,6 volt.

Por esta razón suele polarizarse a los transistores en clase AB con el objeto de que para bajas señales conduzcan los dos transistores y así exista una compensación en la ganancia (figura 7).

La distorsión por cruce es siempre la misma una vez que el transistor recibe una señal fuerte, razón por la cual se hace menos notable en la medida que aumenta la potencia (figura 8).



Etapa de salida complementaria

Se trata de un amplificador Push-Pull que elimina el empleo del transformador utilizando dos transistores en serie, de distinta polaridad (figura 9).

Las señales de entrada a las bases están en fase y no se necesita etapa inversora. El Q1 amplificará los semiciclos positivos y el Q2, los negativos, debido a que el primero es un transistor NPN y el segundo un PNP.

Las salidas de ambos transistores se combinan para acoplarse por medio del capacitor.

Aquí no hace falta transformador porque los transistores están en configuración colector común que se caracteriza por tener baja impedancia de salida.

Esta etapa podría trabajar con los transistores en clase "A" de modo que los dos amplifiquen toda la señal, tal que un aumento de corriente en uno de ellos viene acompañado de una disminución en la corriente de colector del otro, pero las pobres ventajas obtenidas no justifican una considerable disminución en el rendimiento del circuito por el solo hecho de trabajar en clase "A".

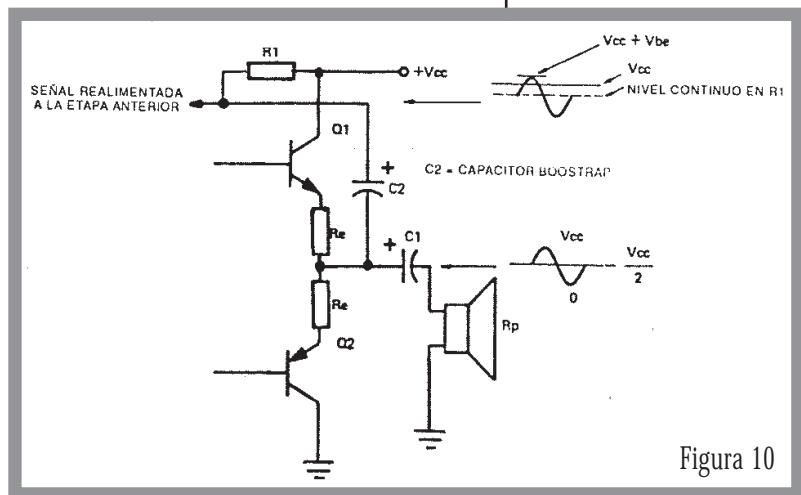
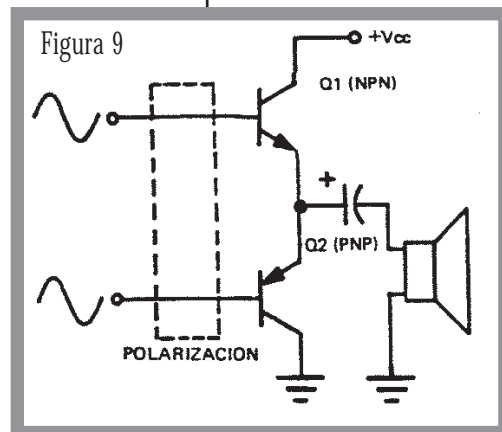
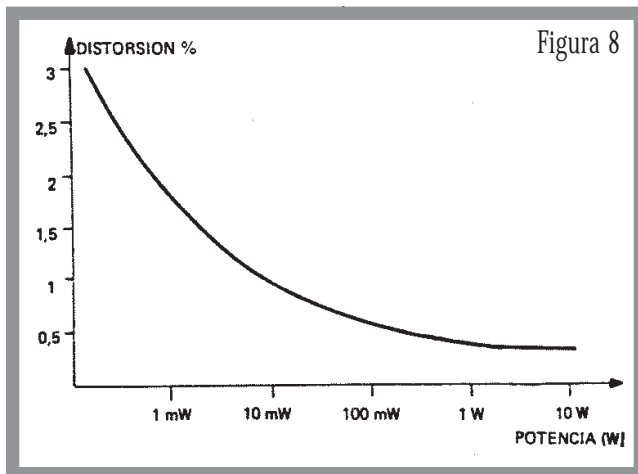
La distorsión es baja y puede reducirse aun más si se aplica una realimentación negativa, desde esta etapa hasta el preamplificador, colocando en ella algún sistema estabilizador de tensión.

Como la etapa de salida complementaria utiliza transistores en configuración de seguidor de tensión, se necesita aplicar en las bases una tensión elevada porque la ganancia de tensión es menor que la unidad.

En la mayoría de los amplificadores de buena calidad, se debe aumentar el nivel de la señal en esta etapa y para ello se coloca una realimentación positiva entre la carga y la etapa precedente. Esta realimentación consiste en colocar un capacitor de "sobretensión", que aumenta el nivel de la señal realimentada por encima de V_{cc} (figura 10).

El agregado de C2 denominado capacitor "Boost" permite que el nivel de excitación de la base esté 1 volt por encima de la tensión de emisor tal que, si en un momento la tensión del emisor alcanza el valor V_{cc} (Q1 saturado), la base deberá tener un nivel ($V_{cc} + V_{BE}$) que será superior al valor de fuente y que permitirá disminuir considerablemente la distorsión.

A pesar de ser una realimentación positiva, no hay riesgo de oscilación a causa de la baja ganancia de la etapa. En la realimentación se igualan las constantes de tiempo $C1 \times R8$ con $C2 \times R1$.



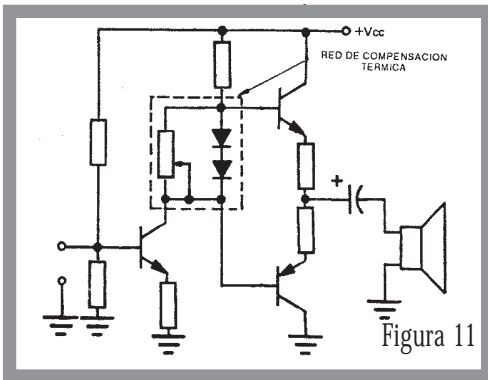


Figura 11

Etapas excitadoras

Las etapas de salida estudiadas hasta el momento necesitan de una etapa previa que las excite en la que debe efectuarse, entre otras cosas, una compensación frente a las corridas térmicas.

En los transistores de silicio el beta aumenta considerablemente en la medida que crece la temperatura; es decir que si se polariza el semiconductor de modo que la tensión base-emisor permanezca constante, la corriente de colector crecerá con un aumento de temperatura; esto hará que el transistor disipe mayor potencia, elevándose nuevamente la temperatura. Si no se evita este “deslizamiento térmico” se llega a la destrucción del transistor.

Los dispositivos que se encargan de proteger a los transistores de salida del deslizamiento térmico se colocan en la etapa excitadora.

Una solución consiste en colocar dos diodos que posean iguales características térmicas que la unión Base-Emisor de los transistores de salida conectados como muestra la figura 11.

Los diodos se conectan térmicamente en el mismo disipador que los transistores, tal que un incremento de temperatura en el disipador originará una reducción de tensión proporcional en los diodos que polarizan las bases de los transistores de salida, compensando (al menos en gran parte) la disminución en la tensión base-emisor de los transistores de salida como consecuencia de la elevación de la temperatura. Esto hará que las variaciones de la corriente de colector que se pudieran producir no afecten demasiado a la polarización del par de salida.

El mismo efecto puede emplearse si en lugar de los diodos se conecta un transistor de iguales características térmicas que los que se desea compensar (figura 12).

Con un aumento de temperatura Q2 y Q3 tienden a conducir más, pero como Q1 es de iguales características térmicas, él también conducirá más, disminuyendo su tensión colector-emisor, la que hará bajar la tensión en base de los transistores de salida compensando en parte el corrimiento térmico.

Nótese que esta compensación cumple el mismo efecto que una red de realimentación negativa para corriente continua.

Todo lo visto hasta ahora se puede apreciar en una etapa muy utilizada comercialmente, que posee una red de realimentación positiva para corriente alterna y una red de compensación térmica. Todo esto contribuye a tener un nivel de distorsión bastante tolerable con una polarización aceptable (figura 13).

En la figura se observa un amplificador de audio de pares complementarios de 8W de potencia de recorte (gentileza de Texas Instruments) sobre una impedancia de 8 ohm.

Las características típicas dadas por el fabricante son las siguientes:

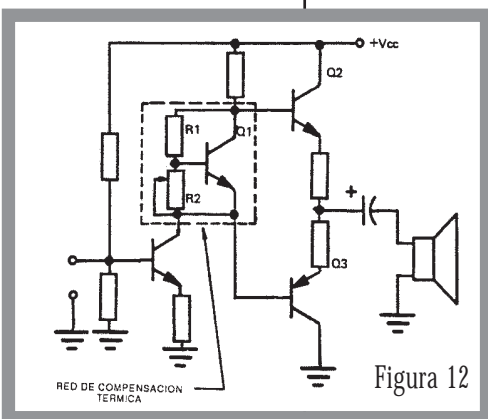


Figura 12

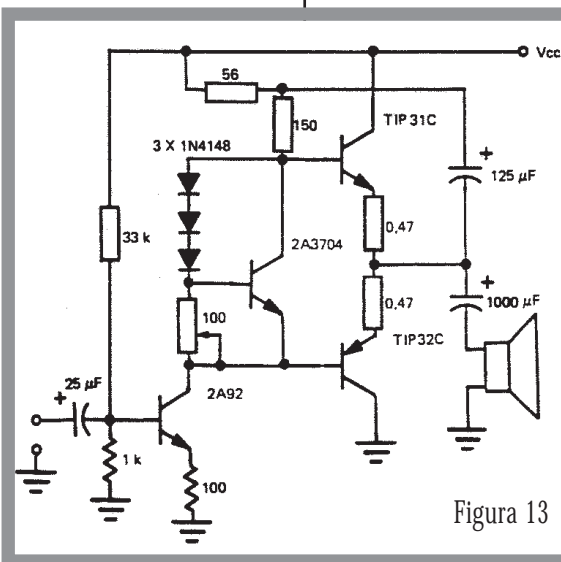


Figura 13

Potencia de Recorte: 8W
Impedancia de Carga: 8Ω
Distorsión armónica total inferior a 3%
Respuesta en frecuencia: 40 Hz a 25 kHz
Tensión de alimentación: 28V

En general, cualquier amplificador de calidad razonable debe poseer varios lazos de realimentación para compensar (disminuir) la distorsión que aparece en varios puntos del circuito. Por ejemplo, en etapas excitadoras la distorsión aparece porque los transistores trabajan con señales fuertes, lo que hace que no trabajen en el rango lineal de sus curvas características. En la etapa de salida, son clásicas la distorsión por cruce y la distorsión armónica que estudiaremos en la próxima lección.

La tendencia actual es utilizar como salida una etapa cuasicomplementaria, donde los transistores de potencia son de igual polaridad.

Amplificadores de potencia de salida cuasicomplementaria

Se ha estudiado el funcionamiento de etapas Push-Pull conformadas por transistores que trabajan en una zona cercana al corte a los efectos de mejorar el rendimiento del amplificador.

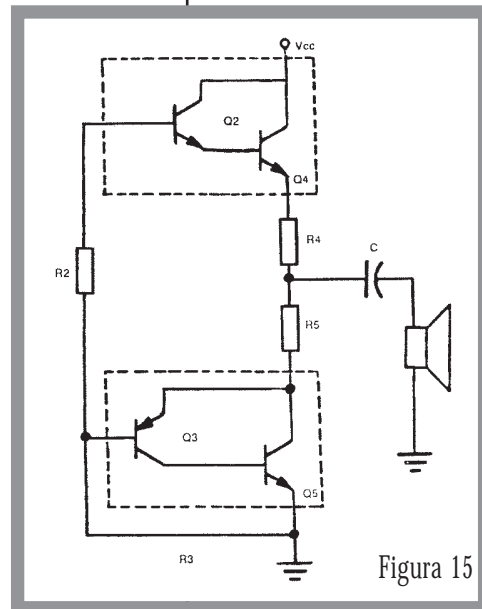
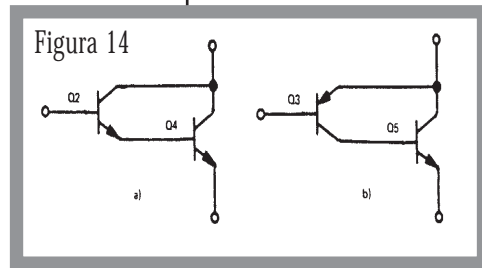
Una etapa de salida complementaria utiliza un par de transistores de salida de distinta polaridad, apareados excitados por un transistor en clase "A". Si se desea construir una etapa de elevada potencia, el excitador debe manejar una potencia considerable aunque no se inyecte señal de entrada; este problema se soluciona utilizando transistores de salida "idénticos" conectados en serie y trabajando casi en clase "B", excitados por un par de transistores complementarios trabajando en idéntica clase.

En una primera aproximación se puede considerar como una etapa complementaria donde los transistores adquieren la disposición que muestra la figura 14.

Los transistores Q2 y Q4 trabajan con configuración "DARLINGTON", comportándose como un transistor NPN de mayor ganancia. Los transistores Q3 y Q5 trabajan en configuración "antiparalelo", ambos polarizándose en emisor común por lo cual no hay inversión de señal entre la entrada y la salida. De esta manera los primeros trabajarán en la etapa cuasicomplementaria como un transistor NPN y los segundos cumplen la función del transistor PNP.

Veamos cómo se acoplan ambos conjuntos de transistores para formar una etapa de salida cuasicomplementaria (figura 15). Q2 y Q4 no invierten la señal aplicada a su entrada porque ambos trabajan en configuración colector común en clase B (sólo conducen un semiciclo). Q3 y Q5 invierten ambos la señal; Q3 amplifica el semiciclo negativo y lo invierte, éste pasó a ser positivo en base de Q5 y en colector lo vuelve a invertir. En C se suman las señales de Q4 y Q5 para ser conducidas al parlante.

Como ambas etapas tienen una ganancia de tensión menor que



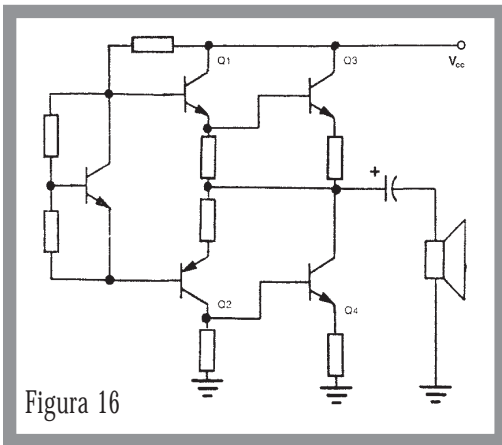


Figura 16

la unidad, para aplicar una realimentación negativa que compense los efectos de distorsión, se debe incluir a un gran número de etapas; en otras palabras, una realimentación entre la salida y la entrada del par de salida resulta insuficiente. Por lo tanto, en la etapa de salida del amplificador, la realimentación debe incluir un gran número de partes.

Comercialmente, una etapa de salida cuasicomplementaria posee la distribución de elementos que vemos en la figura 16.

Los transistores complementarios Q1 y Q2 son de media o baja potencia. Las señales de fase opuesta que se obtienen del emisor de Q1 y del colector de Q2 se aplican a los transistores de potencia Q3 y Q4.

Si se considera a los transistores Q1 y Q2 como excitadores del par de salida, debe tenerse en cuenta que ya en el excitador hay grandes distorsiones que se deben compensar, pues trabajan con elevadas amplitudes de señal y la alinealidad de sus curvas características adquiere gran importancia.

Aplicar una realimentación no es tan sencillo; por ejemplo, en los amplificadores con salida a transformador no se puede aplicar una realimentación debido al desplazamiento de fase que introducen los transformadores. Incluso, en etapas de salida complementaria o cuasicomplementaria debe tenerse cuidado en la elección del capacitor de acoplamiento al parlante, ya que éste puede producir notables desplazamientos de fase en bajas frecuencias; el mismo cuidado debe tenerse con el capacitor de realimentación positiva de autoelevación. La mala elección de los transistores, por otra parte, puede producir problemas en alta frecuencia que, aunque estén fuera de la banda de audio pueden provocar serios trastornos.

Una forma de solucionar el problema en bajas frecuencias es igualar las constantes de tiempo del capacitor de acoplamiento del parlante y del capacitor de autoelevación ya que en bajas frecuencias los efectos de ambos se compensan.

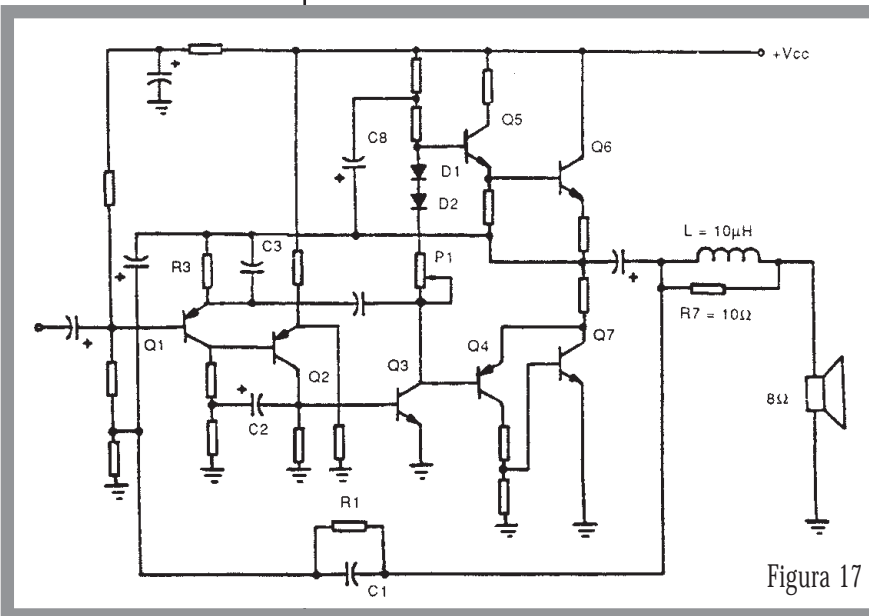


Figura 17

Los transtornos que puede ocasionar la mala respuesta en alta frecuencia radica en que el amplificador puede llegar a oscilar aumentando así el nivel de distorsión. Este problema se disminuye haciendo que la realimentación se acople directamente, eliminando constantes de tiempo (a excepción de las ya mencionadas). Otra forma consiste en colocar en el transistor excitador un capacitor entre base y colector que mejore la estabilidad en alta frecuencia. El circuito de la figura 17 incluye varias etapas de realimentación para compensar distorsiones producidas en alta y baja frecuencia.

Nótese que, en este circuito, el lazo principal de realimentación formado por R1 y C1 incluye varias etapas. C1 da mayor estabilidad para las altas frecuencias ya que permite la realimentación negativa para esa gama de la banda de audio. Se trata de una etapa de potencia de buena calidad que posee, como dijimos, varios lazos de menor importancia que el principal, como el formado por C2 que estabiliza a Q2 para las altas frecuencias o el formado por R3 y C3 que actúa sobre Q1. Por último, C6 provee una realimentación negativa entre Q3 y Q1 que estabiliza el sistema excitador en altas frecuencias o el formado por R3 y C3 que actúa sobre Q1.

Por último, C67 provee una realimentación negativa entre Q3 y Q1 que estabiliza al sistema excitador en altas frecuencias. D1 y D2 junto con P1 y C8 forman el circuito compensador térmico (P1 se ajusta para tener mínima corriente de polarización en el par de salida). Q4 y Q5 forman una salida complementaria de media potencia que excita el par de salida cuasicomplementario formado por Q6 y Q7.

L y R7 forman un filtro denominado RED DE ZOBEL que permite ecualizar la impedancia que presenta el parlante al amplificador en toda la banda de audiofrecuencia. Se busca que la carga tienda a ser puramente resistiva en toda la banda de audio.

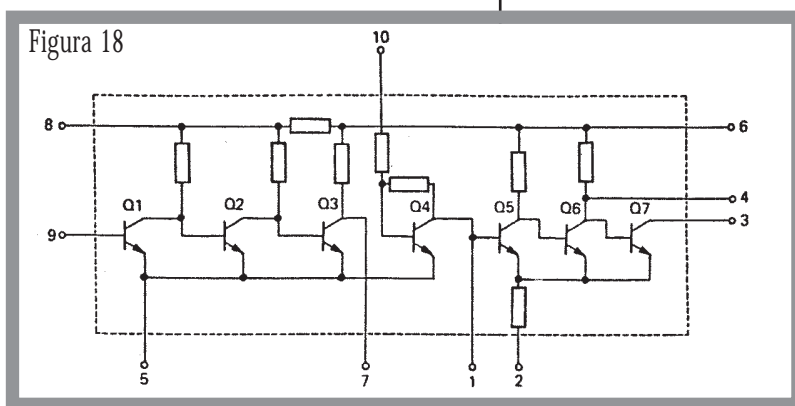
Generalmente $L = 10\mu\text{H}$ y $R = 10 \text{ ohm}$ cuando el parlante es de 8 ohm.

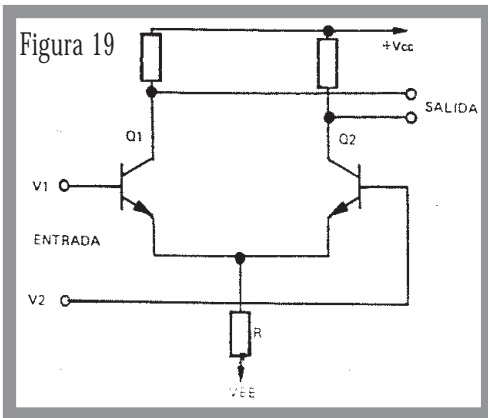
Amplificadores de acoplamiento directo

Este acoplamiento comenzó a utilizarse en la década del 30 en muchos receptores de radio valvulares pero traían consigo algunos inconvenientes con el uso de la fuente de alimentación que fueron solucionados en los circuitos transistorizados.

Actualmente, todos los circuitos integrados amplificadores de audio acoplan sus etapas desde la entrada hasta la salida directamente utilizándose -solamente en la etapa de salida- un capacitor electrolítico para acoplar al parlante. La ventaja fundamental radica en que se permite la amplificación de señales desde corriente continua, no posee deformaciones la señal por él amplificada y evita el desplazamiento de fase que es fuente de distorsiones en otros amplificadores que no usan acoplamiento directo. Recordemos que un amplificador emisor común invierte la señal (con una fase de 180°), mientras que los capacitores de acoplamiento introducen un desplazamiento de fase que no es constante con la frecuencia, lo cual acarrea serios problemas en circuitos de realimentación.

En la figura 18 se da el esquema de un amplificador de audio con acoplamiento directo utilizado en la construcción de circuitos integrados (TAA370). En este amplificador las patas 6 y 8 son alimentación; 2 y 5 son conexiones de masa; por la pata 9 se introduce la señal y se extrae por 3 ó 4 preparadas para aplicar un sistema de realimentación. Según el amplificador que se desea construir, puede no llegar a usarse Q4, ya que la pata 7 puede conectarse a la 10 o a la 1 mediante algún filtro pasivo.





Amplificador diferencial

La tendencia actual es utilizar amplificadores diferenciales a la entrada de los amplificadores con circuito de estabilización de corriente continua, como ser “fuentes espejo” o “fuentes Widlar” (figura 19).

Básicamente, se trata de un amplificador de alta impedancia de entrada que responde a la diferencia de tensiones en base de los transistores que lo componen. La importancia de este circuito radica en que por el resistor R circula siempre una corriente constante, de forma tal que un aumento en la corriente de colector del transistor Q1 provocará una disminución en la corriente de colector del transistor Q2 y viceversa.

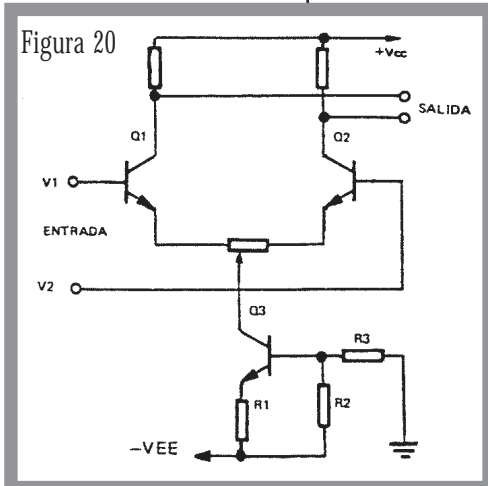
Para mejorar las características de este amplificador (mejorar su relación de rechazo de modo común), el valor de R debe ser grande, pero esto provocará una merma en la tensión de salida. Para evitar este problema suele utilizarse una fuente de corriente constante. En muchas ocasiones, a esta fuente se la suele compensar térmicamente.

Cuando se desea usar el amplificador diferencial con pequeñas señales suele utilizarse una fuente de corriente constante del tipo WIDLAR.

La disposición de una etapa diferencial con fuente de corriente constante se muestra en la figura 20.

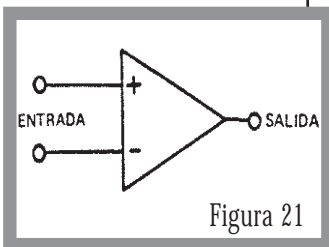
En este circuito se ha colocado un transistor (Q3) como fuente de corriente constante que mejora la estabilidad y otras características del circuito. R1, R2 y R3 fijan el valor de la corriente que circula por los colectores de Q1 y Q2.

El amplificador diferencial es la base de los amplificadores operacionales, tan difundidos en la actualidad y con los cuales se puede construir casi cualquier sistema electrónico de no muy alta



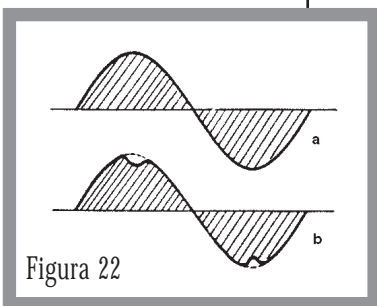
frecuencia de operación, desde amplificadores de audio, mezcladores, conversores hasta osciladores y sistemas de control.

El Amplificador operacional es un circuito de alta impedancia de entrada, baja impedancia de salida y elevada ganancia. Posee una entrada inversora y otra no inversora. Responde a la diferencia de señales entre ambas entradas (figura 21).



Distorsión en amplificadores

Uno de los principales problemas que se presentan en los amplificadores es la distorsión, bastante difícil de percibir a menos que la misma sea grande. Existen distintos tipos de distorsión; por ejemplo, está el caso de la distorsión por cruce, bastante común en etapas Push-Pull, según hemos estudiado en la lección anterior. Una deformación en la onda por cualquier motivo origina:



Distorsión armónica

En la figura 22 se ve cómo un amplificador produce una distorsión cuando deforma los picos de una señal senoidal pura.

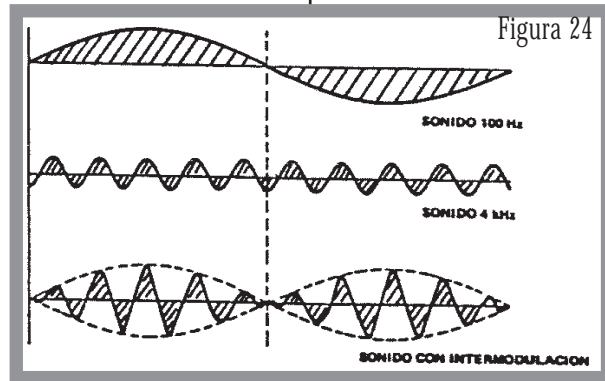
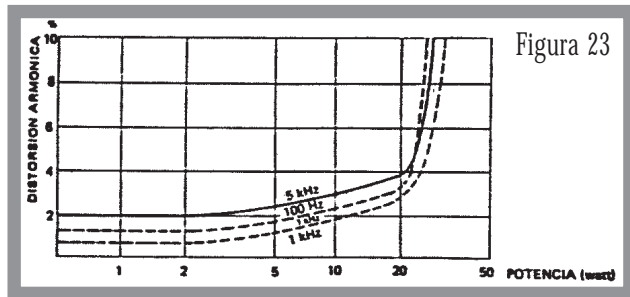
Se denomina distorsión armónica porque la onda deformada puede ser

reconstruida si se le agregan armónicas pares y/o impares con la amplitud adecuada. Es decir que un amplificador puede modificar la forma de onda de una señal, añadiéndole o quitándole armónicas que no poseía. Recordemos que una armónica es un múltiplo de la Frecuencia Fundamental.

Por ejemplo, la señal deformada se puede reconstruir agregándole armónicas pares o impares. Son armónicas pares los múltiplos pares de la frecuencia fundamental ($2 f_0$; $4 f_0$; $6 f_0$, siendo f_0 la frecuencia original) y son armónicas impares de la frecuencia fundamental $3 f_0$; $5 f_0$; $7 f_0$; etc.

Se denomina “distorsión armónica” al porcentaje de la relación entre la energía aportada por las armónicas indeseables con referencia a la energía de la señal original. La fuente fundamental de distorsión armónica es la alinealidad de los semiconductores cuando trabajan con señales de alto nivel, razón por la cual la distorsión armónica crece con la potencia de salida del amplificador.

En el gráfico de la figura 23 se observa que la distorsión armónica no sólo depende de la potencia de salida del amplificador sino que varía también con la frecuencia; esto se debe a que es muy difícil mantener una buena linealidad para todo el rango de frecuencias audibles.



Distorsión por intermodulación

Esta distorsión se produce en los elementos alineales cuando en él se encuentran señales de distinta frecuencia. Recordemos, por ejemplo, lo que ocurre con la información de sonido en el diodo detector de video de un receptor de televisión. La información de video y sonido se batan a causa de la alinealidad del diodo y, como resultado, la interportadora de sonido queda en 4,5MHz.

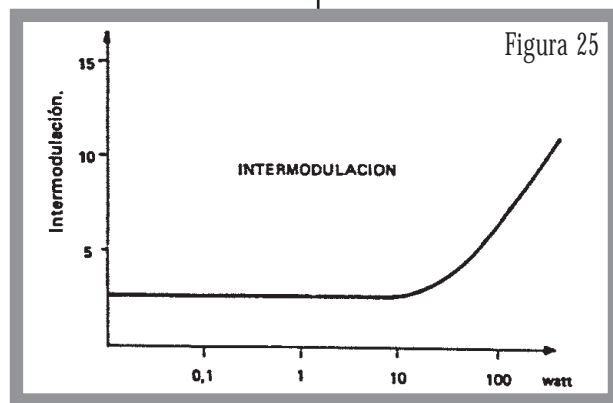
Este mismo concepto puede aplicarse en amplificadores de audio, debido a la alinealidad de los transistores.

Cuando se hallan presentes simultáneamente señales de distinta frecuencia se escuchan interferencias como si se modularan entre sí sonidos de distinta altura (figura 24).

Como la alinealidad de los circuitos es más notable para grandes elongaciones de amplitud, la distorsión por intermodulación crece con la potencia (figura 25). Para evitar la distorsión por intermodulación, los circuitos que componen un sistema de audio deben ser lineales; además, la fuente de alimentación debe estar bien regulada, ya que cuanto más pobre sea la regulación, mayor será el índice de distorsión (figura 26).

Rango dinámico de un amplificador

Es una característica importante del amplificador y determina la relación entre la máxima y mínima intensidad del sonido expresada en dB. En un sistema reproductor el rango dinámico expresa la relación entre los niveles máximo y mínimo de señal que puede manejar el equipo en el punto de referencia.



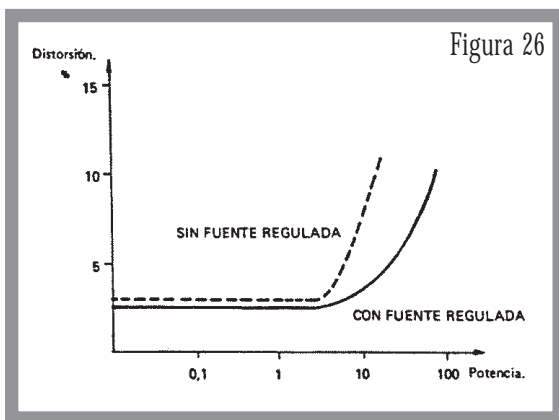


Figura 26

Generalmente los sistemas amplificadores tienen “máximos” especificados que no se deben sobrepasar, para que no se produzcan recortes de la señal y con ellos, distorsiones.

La figura 27 muestra un caso típico de este hecho.

El mínimo nivel de señal en un punto está determinado por el ruido en ese punto. Generalmente la fuente principal de ruido es la etapa de entrada del preamplificador, ya que allí se maneja señal de bajo nivel. Es importante usar elementos que sean fuente de bajo nivel de ruidos, por ejemplo, transistores especiales a tal efecto (figura 28).

Para que el lector tenga una idea de los niveles que puede adoptar el rango dinámico, digamos que en un auditorium es de aproximadamente 75dB (con orquesta a pleno); si lo que se escucha en éste se graba y reproduce en un equipo profesional, decrece a valores de 60dB (aumenta el ruido), mientras que en equipos hogareños cae a 40dB.

El rango dinámico en los discos fonográficos es ligeramente superior a los 55dB.

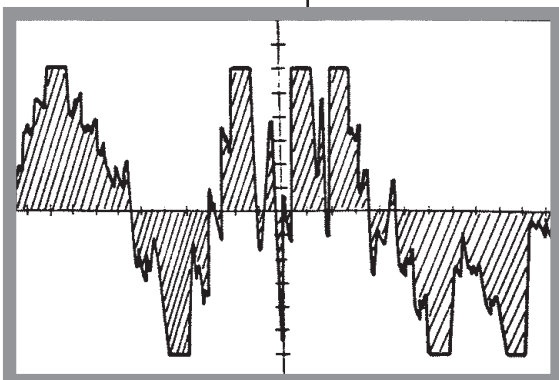


Figura 27

Amplificadores de salida en puente

Hemos visto las ventajas que presenta el sistema de acoplamiento directo. El capacitor de acople al parlante no está exento de introducir distorsiones en la respuesta en frecuencia del equipo y para eliminarlo suele utilizarse el sistema puente, en el cual los transistores se interconectan como se puede ver en la figura 29.

Esta técnica permite incrementar la potencia de la etapa de salida donde los amplificadores acoplados se excitan en contrafase (como si fueran dos pares complementarios trabajando simultáneamente).

En este circuito es fundamental la polarización de los transistores, ya que el resultado del equipo depende del ajuste cuidadoso de dicha polarización, pues cualquier falla originará la destrucción de por lo menos un par de transistores y del parlante, que no se construye para funcionar con corriente.

Cuando se utiliza la configuración puente, el sistema incluye un circuito de protección elaborado que se activa inmediatamente ante cualquier variación en la polarización de los transistores.

Si analizamos detenidamente las etapas de salida de audio estudiadas, notaremos que al trabajar los transistores en clase B se pone de manifiesto el efecto de la distorsión por cruce que se puede reducir pero no eliminar.

El diagrama en bloques del circuito amplificador de audio “Puente” -al que hacemos referencia en la figura 29- permite asegurar que para una determinada tensión de corriente continua, para una determinada disipación máxima de los transistores usados y para una carga determinada, se puede suministrar una potencia 4 veces mayor que en el caso de una etapa de salida de audio convencional con similares características. Esto es posible porque el parlante puede hacer oscilar toda la

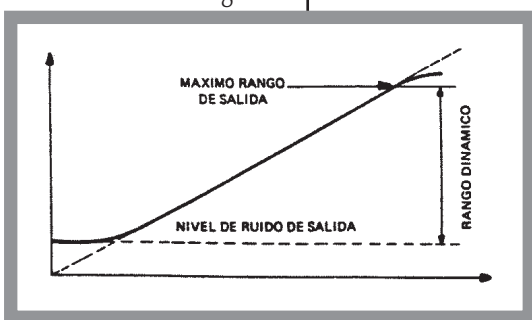


Figura 28

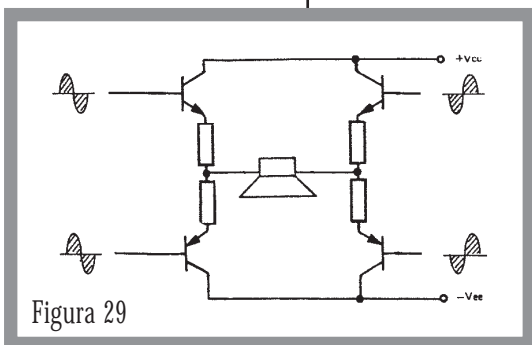


Figura 29

tensión de alimentación (no la mitad como en los otros casos) en cada semiciclo.

Como hemos dicho, el amplificador puente se compone en esencia de dos amplificadores de simetría complementaria con la carga (parlante) acoplada directamente entre los dos puntos centrales. Cada sección amplificadora se excita por una etapa en clase "A", constituida por un par de transistores en "Darlington" (figura 30). Como cada par de transistores de salida se debe excitar en contrafase, a los excitadores se les entrega la señal de audio por medio de un amplificador diferencial que posee la ventaja adicional de presentar una alta impedancia de entrada. Este circuito, además de tener mayor potencia de salida que un amplificador de salida convencional de simetría complementaria, requiere de una etapa excitadora en clase "A" que necesita mayor energía de alimentación. La corriente de polarización es por lo menos dos veces mayor.

Cuando se efectúa el diseño del amplificador, la etapa diferencial se calcula para que la corriente de polarización sea diez veces superior al valor requerido con el fin de asegurar el funcionamiento lineal en todo el rango dinámico del sistema (así se evitan distintas fuentes de distorsión).

Nótese en el circuito que existen varias realimentaciones de continua desde el parlante hacia las etapas anteriores que, en general, constituyen circuitos de polarización (como ser R1, R2 y R3), de forma tal que si varía la tensión en un punto medio del puente, también variará la condición de polarización en las etapas excitadoras. Un problema que se presenta en el amplificador puente es la obtención de una tensión diferencia "cero" en los puntos medios del puente. De tal manera que como el parlante conduce una corriente continua proporcional a la diferencia de tensión entre los puntos medios de los pares de salida complementaria, cualquier corrimiento en la polarización de los mismos puede producir serios problemas en los componentes.

Cuando el diseño del circuito es bueno se consiguen distorsiones despreciables. Por ejemplo, la distorsión armónica total no supera el 3% a máxima potencia en todo el espectro de audio.

Sistema "Quad"

Actualmente se usan las etapas cortacorriente denominadas QUAD, desarrolladas por la empresa Acoustical Manufacturing Co. Ltd., que utilizan un principio de funcionamiento muy ingenioso. La etapa de potencia posee un par de transistores que trabajan con señales fuertes en clase "B" que, por supuesto, dará origen a una fuerte distorsión por cruce. Estos transistores se asocian a una etapa en clase A de baja potencia que se acopla directamente al parlante, teniendo la capacidad de excitarlo con señales muy pequeñas y casi sin distorsión.

La función de esta etapa clase A de bajo nivel es suministrar energía al parlante en la región de cruce, en la cual los transistores de potencia no conducen. Cuando empiezan a conducir los transistores de salida, se aplica una realimentación positiva a la etapa clase B. Cualquier diferencia entre la señal de salida y el valor ideal es superada por el amplificador de baja potencia que trabaja en clase "A" (de gran calidad). De esta manera se elimina la distorsión por cruce, pues para señales de bajo nivel los transistores de salida se "despolarizan" a propósito, suministrando la debida señal la etapa en clase "A".

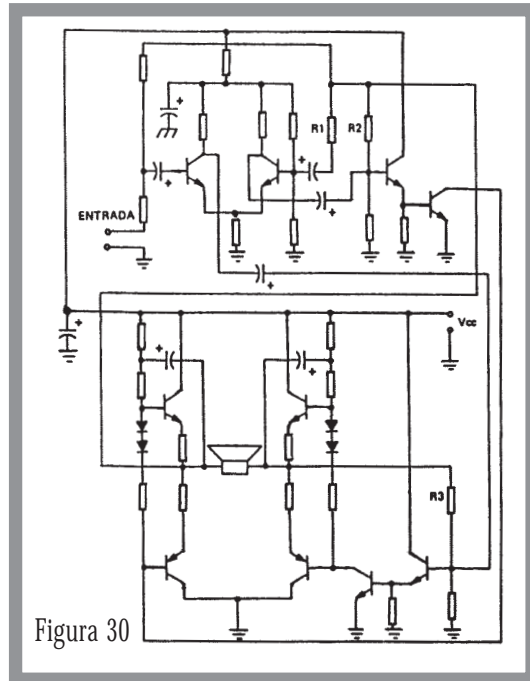


Figura 30

5

Parlantes y Cajas Acústicas

El reproductor acústico en un equipo de audio es el parlante, parte de la “pantalla acústica”, formada además por el recinto (baffle o caja acústica). Antes se lo llamaba altoparlante, término que cayó en desuso.

El parlante es, entonces, un transductor electroacústico que transforma energía eléctrica en energía acústica.

Tiempo atrás, el parlante no debía reunir exigentes requisitos, pero en la medida en que fue avanzando la técnica y se construyeron equipos de audio de buena calidad, se ha exigido un estudio profundo sobre la construcción de los altavoces, ya que no serviría de nada tener un equipo estereofónico de alta fidelidad si las señales eléctricas que éste amplifica no pudieran ser transformadas en ondas acústicas en toda la gama del espectro audible (de 20Hz a 20kHz).

Constitución de los parlantes

En realidad, el proceso de transformación de señal eléctrica en onda acústica se lleva a cabo en dos pasos: primero se hace una transformación de energía eléctrica en mecánica y luego la energía mecánica se transforma en energía sonora.

De acuerdo con lo dicho, podemos dividir las piezas constituyentes del parlante de la siguiente manera:

a) Parte Electromagnética, b) Parte Mecánica, c) Parte Acústica.

La parte electromagnética la forman un imán y una bobina móvil. La bobina está sumergida dentro del campo magnético del imán de tal manera que, al ser recorrida por corriente, se produce una acción electromagnética y, como consecuencia, dicha bobina se mueve.

La parte mecánica está formada por el cono y su sistema de suspensión. El cono es solidario con la bobina y, por lo tanto, acompaña al movimiento de la misma cuando es recorrida por corriente. De esta manera, el cono vibra cuando por la bobina circula una corriente variable.

Por último, digamos que la parte acústica es la encargada de transmitir al recinto de audición la energía sonora desarrollada por el cono.

Clasificación de los parlantes

Se pueden clasificar los parlantes de muchas maneras, atendiendo a los elementos eléctricos que los componen, a los elementos mecánicos, a los elementos acústicos, o por el rango de frecuencia que son capaces de reproducir. Así por ejemplo, podemos dar las siguientes clasificaciones:

Clasificación según sus elementos eléctricos	Parlantes dinámicos
	Parlantes electrodinámicos
	Parlantes electrostáticos
	Parlantes piezoeléctricos
Clasificación según sus elementos mecánicos	Parlantes de bobina móvil
	Parlantes de hierro móvil

Clasificación según sus elementos acústicos	Parlantes de membrana metálica Parlantes de aire comprimido Parlantes de cono de cartón
Clasificación según el rango de Frecuencia de trabajo	Parlantes reproductores de sonidos graves. Parlantes reproductores de Frecuencias medias. Parlantes reproductores de Frecuencias altas. Parlantes de rango extendido.

Analicemos los reproductores acústicos según la primera clasificación:

Parlantes dinámicos

Son los más utilizados, especialmente en sistemas de alta fidelidad (figura 1); poseen características muy superiores a las de los demás.

Están constituidos por las siguientes partes:

- *Imán permanente*
- *Bobina móvil*
- *Cono o diafragma*
- *Suspensión interna del cono (araña)*
- *Suspensión externa del cono*
- *Campana o cuerpo principal*
- *Cables de conexión de la bobina móvil*
- *Bornes de entrada*
- *Tapa de retención de polvo*

Imán permanente y yugo: El yugo aloja en su interior al imán permanente y generalmente tiene forma de vaso.

Se lo fabrica con un material de alta permeabilidad con el fin de evitar pérdidas del campo magnético proporcionado por el imán permanente. El material con que se construye el yugo debe ser tal que permita su fácil proceso de fabricación.

El imán permanente es el sistema de excitación del parlante y va alojado en el interior del yugo con un sistema de soporte mecánico que lo mantiene inmóvil.

Consiste en un imán cilíndrico de alta inducción. En la actualidad estos imanes se fabrican con óxidos ferromagnéticos (en general ferroxdure) que le dan características de inducción magnética muy superiores a la de los clásicos imanes de Alnico, con un peso bastante inferior (figura 13.2).

Bobina móvil: La bobina móvil se devana sobre un tubo cilíndrico que debe ser capaz de soportar los esfuerzos que se originan durante el bobinado, así como también los provocados por la suspensión interna (araña) durante el movimiento vibratorio de la bobina.

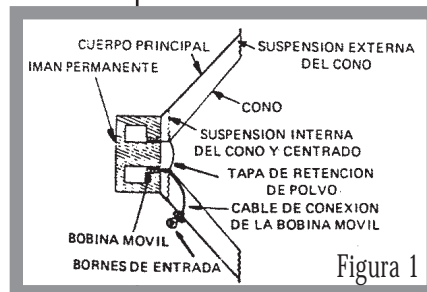


Figura 1

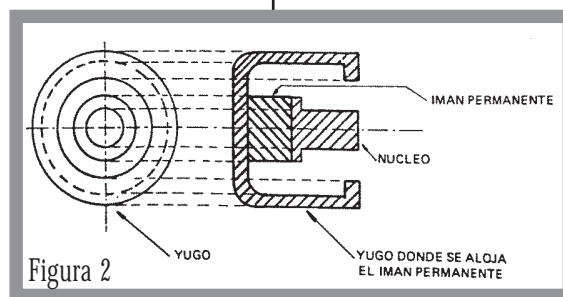
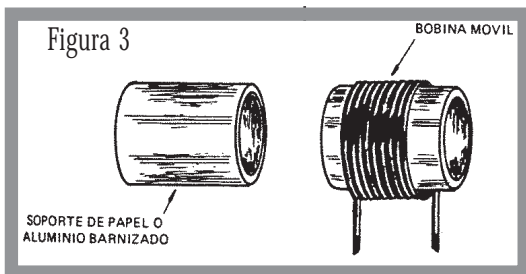


Figura 2

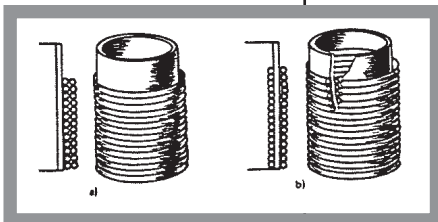


Su espesor debe ser reducido para que el entrehierro del imán sea lo más chico posible. Generalmente se lo construye de papel o aluminio y se lo recubre con barniz para resistir las condiciones atmosféricas (humedad) (figura 3).

El devanado debe realizarse con exactitud pues de él depende la calidad del parlante. El diámetro del alambre depende de la potencia que debe manejar el conjunto y los hilos deben estar bien aislados para evitar cortocircuitos entre espiras.

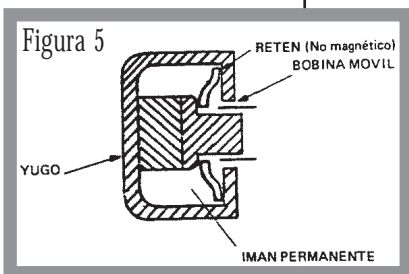
Para que el lector tenga en cuenta la importancia en la construcción de la bobina, basta mencionar que al circular corriente por la bobina, por efecto Joule, se puede alcanzar en ella temperaturas superiores a los 150°C.

La bobina se construye con 2, 3 ó 4 capas de espiras arrolladas sobre el soporte de papel o aluminio. Si la potencia que debe manejar el parlante aumenta, esta construcción resulta deficiente ya que con el aumento de temperatura la bobina se dilata y el soporte, por ser de distinto material, no se dilata en igual proporción; esto hace que la bobina se separe del soporte provocando la destrucción del parlante.



Para evitar este problema, algunos fabricantes arrollan la bobina en los dos lados del soporte del aluminio, con lo cual la bobina obliga al soporte a dilatarse en la misma proporción que ella. Esta disposición, permite además una mejor disipación de calor al exterior (figura 4).

La bobina se adhiere a su soporte por medio de un cemento especial preparado para resistir las vibraciones a que será sometido (generalmente, tipo Duco) (figura 5).

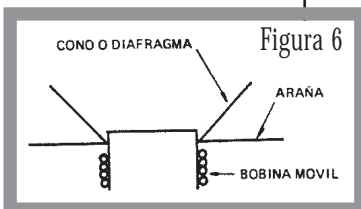


Cono o diafragma: Están fabricados con un material rígido y a la vez liviano (generalmente fibroso). Deben ofrecer muy poca inercia para que no influya en la respuesta transitoria del parlante.

Pueden ser de pulpa de papel o moldeados en plástico (poseen mayor rigidez y resisten a los embates de la humedad). Para aumentar la rigidez sin incrementar la masa se los puede construir de fibras de carbón.

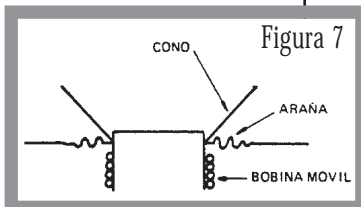
El diseño de un cono es muy complicado. Un buen cono no debe emitir sonido cuando se lo golpea con la punta de los dedos.

La forma del cono depende de la frecuencia que ha de reproducir, de las características de directividad y de la potencia del parlante.



Suspensión interna del cono o araña: La misión de la araña es la de centrar el cono con el interior del entrehierro con el objeto de que no se produzcan rozamientos de la bobina móvil con el núcleo y el yugo. Además impide el paso de partículas de la parte posterior del cono a la zona de la bobina móvil.

Hay varios modelos de arañas. Por ejemplo, las arañas de suspensión externa y perfil plano se colocan en la parte exterior del cono y su suspensión se realiza por puntos (figura 6).



Una araña que provee una suspensión continua es la araña externa de perfil ondulado. Es de mejor calidad y se la utiliza en parlantes de rango extendido (figura 7).

Existen también arañas de suspensión interna (se colocan en el interior del

cono) pero poseen muy poca flexibilidad por lo cual no se utilizan en parlantes reproductores de graves.

Suspensión externa del cono: Se coloca con el fin de que el diafragma o cono tenga máxima flexibilidad en el sentido axial. No todos los parlantes la poseen; favorece la reproducción de los tonos de baja frecuencia.

Campana o cuerpo principal: Se construye con una chapa con aberturas a la cual se le practican nervaduras de refuerzo a los fines de aumentar la rigidez mecánica.

Es el soporte de todas las piezas constituyentes del parlante y posee orificios para poder ajustarlo en la caja acústica mediante tornillos adecuados. Se le efectúa un tratamiento químico para evitar la oxidación (figura 8).

Las únicas medidas críticas de la campana son en dirección axial: la distancia entre el apoyo del borde del cono y la suspensión o araña y el yugo, ya que el cono no debe ejercer ningún esfuerzo sobre la araña de suspensión durante el armado mientras se endurece el adhesivo.

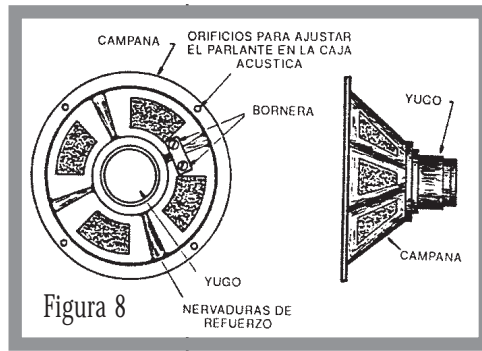


Figura 8

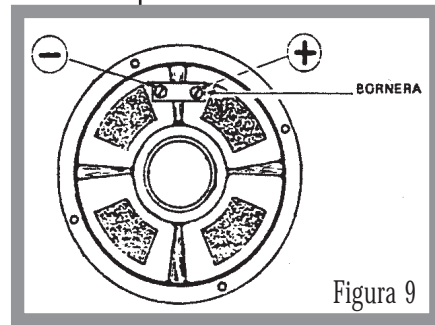
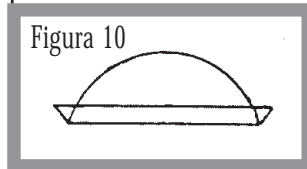


Figura 9

Cables de conexión de la bobina móvil - polarización: El sistema de conexión desde la bobina se efectúa por medio de dos hilos que se adhieren a la parte posterior del cono y se unen a los terminales de conexión alojados sobre la campana por medio de un par de cables muy flexibles. Los terminales se sitúan sobre una regleta aislante que generalmente se coloca sobre la corona de la campana. En otros modelos de parlantes se proveen bornes aislados de la campana y se colocan en dos brazos distintos de la misma.

Es importante la polarización de los terminales. La conexión de la bobina móvil debe ser tal que, al aplicar una potencia a los terminales, el cono se mueva hacia adelante. El terminal al que se le aplica un potencial positivo, cuando se marca, se hace con un punto de pintura roja o un borne rojo (figura 9).



Tapa de retención del polvo: Se coloca en el interior del cono, tapando el orificio del soporte de la bobina móvil. Cumple la función de impedir la acumulación de polvo en el entrehierro (se acumularían partículas ferromagnéticas) que provocarían la inutilización de la bobina móvil. A veces se le da forma de domo semiesférico ya que es importante su función en el extremo alto de las frecuencias audibles, especialmente en los tweeter (figura 10).

Principio de funcionamiento de un parlante dinámico: Se ha estudiado que la parte encargada de transformar energía eléctrica en mecánica es el conjunto "imán permanente-bobina móvil". La bobina móvil se conecta a la salida del amplificador a través de la bornera, de tal manera que por ella circulará una corriente cuya forma, frecuencia y amplitud dependen de la señal grabada en disco o cinta, según de dónde provenga la señal que toma el amplificador. Alrededor de los alambres de la bobina se produce un campo magnético proporcional a la corriente que lo atraviesa y, como la bobina se encuentra dentro del campo magnético creado por el imán permanente, se origina una fuerza F que tiende a hacer que la bobina se aleje de dicho campo magnético permanente.

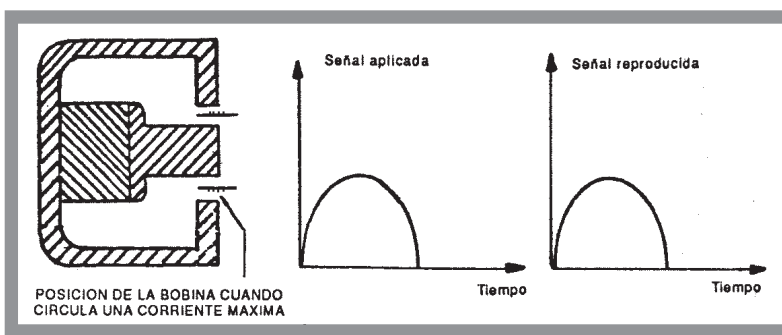


Figura 11

afuera. Cuanto mayor sea el número de espiras de la bobina que cortan líneas de flujo magnético, mayor será el desplazamiento de ésta. El sentido de la corriente determina el sentido del movimiento del cono.

Como queda explícito en el párrafo anterior, la bobina arrastra en su movimiento al cono. Este producirá compresiones y depresiones del aire en una y otra cara de él, lo que generará ondas acústicas capaces de excitar a nuestros oídos.

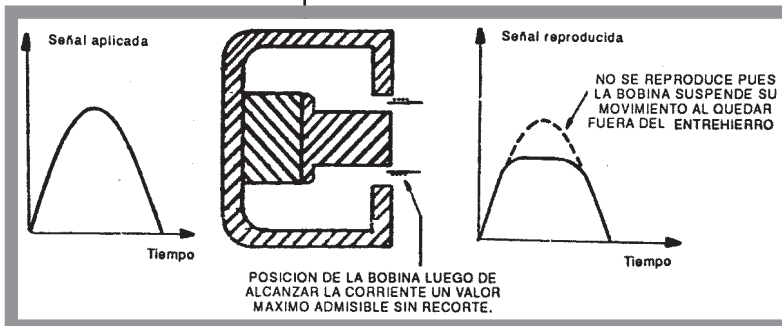


Figura 12

La bobina jamás debe salir totalmente del entrehierro.

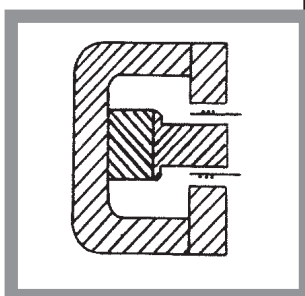
Demos un ejemplo. Supongamos una señal de baja frecuencia aplicada a un parlante, que es la señal que provoca mayor desplazamiento de la bobina.

En ausencia de señal la bobina queda centrada en el entrehierro.

Cuando se aplica una señal senoidal de baja frecuencia y amplitud limitada, durante un semiciclo la bobina se mueve hacia afuera pero en ningún momento el entrehierro queda sin espiras de la bobina y, por lo tanto, no hay distorsiones (figura 11).

Si la amplitud de la señal proporcionada por el amplificador es grande, la bobina saldrá casi totalmente del entrehierro del imán permanente, con lo cual el número de espiras dentro del campo magnético en el entrehierro será nulo o se reducirá, produciéndose un recorte del semiperíodo, ya que una vez que la bobina está afuera, ésta suspende su movimiento por no existir campo magnético que la influya por más que aumente la amplitud de la señal aplicada al parlante (figura 12).

Figura 13



Para evitar esta distorsión se puede colocar una bobina móvil lo suficientemente larga para evitar que salga totalmente del entrehierro y, de esta forma, habrá un número de espiras constantes dentro del campo magnético. Esta solución disminuye el rendimiento del parlante, ya que las espiras que quedan fuera del entrehierro actúan como una resistencia pura que se encuentra en serie con las bobinas que sí están dentro del entrehierro (figura 13).

Otra solución consiste en aumentar el conjunto magnético para hacer el en-

trehierro más ancho y así incrementar el rango dinámico de la bobina. Veamos un ejemplo de un parlante que usa un imán de cerámica magnética (figura 14).

Parlantes electrostáticos

Los parlantes electrostáticos poseen un diafragma delgado y de muy bajo peso, generalmente de poliéster, que se coloca entre dos electrodos que no producen ningún tipo de señal acústica (se dice que son acústicamente transparentes) y permiten el paso de ellas.

El principio de funcionamiento se basa en la atracción y repulsión de las placas cuando están cargadas.

Una placa es fija y la otra (el diafragma) vibrará el ritmo de la tensión que existe entre bornes de ambas placas. Es decir, su funcionamiento está basado en la variación de la "capacidad" de las placas de un condensador cuando se le aplica una tensión de frecuencia variable.

En la figura se observa que el conjunto de placas necesita una tensión de polarización para la entrada de señal y permite el paso de las señales variables que excitan al parlante.

El diafragma es accionado igualmente en todos los puntos de su superficie, reduciéndose así la distorsión y las diferencias de fase. Su respuesta en frecuencia abarca toda la gama del espectro audible.

En otro tipo de construcción, el diafragma, que como hemos dicho consiste en una lámina delgada de poliéster, se recubre de una capa metálica de pequeño espesor y se suspende entre dos piezas de tela metálica.

Generalmente se aplica a estas piezas metálicas una gran diferencia de potencial (5kV), manteniéndose el diafragma a un potencial intermedio. Si varía la tensión en el diafragma, éste se moverá en un sentido u otro. Por ejemplo, si en un instante su tensión se hace más positiva, se desplazará hacia la placa negativa y viceversa (figura 15).

Según lo explicado, se deduce que se puede usar un diafragma de área grande sin que éste produzca distorsiones, ya que la fuerza de atracción y/o repulsión actuará igualmente sobre todos los puntos de su superficie. Así se obtiene un dispositivo de gran linealidad.

El principal problema es que la diferencia de potencial entre placas es tan grande que se podría producir una chispa que puede perforar el diafragma.

Además, la excitación debe ser por tensión, a diferencia de la excitación por corriente y baja impedancia que requieren los parlantes de bobina móvil.

Otro problema es que el amplificador debe ser muy estable para todas las frecuencias ya que de lo contrario puede oscilar al conectarse la gran capacidad del parlante electrostático (este parlante posee elevada impedancia).

Por todo lo dicho, la mayoría de los amplificadores no pueden trabajar con parlantes electrostáticos, a menos que éstos estén específicamente diseñados para trabajar con este tipo de cargas.

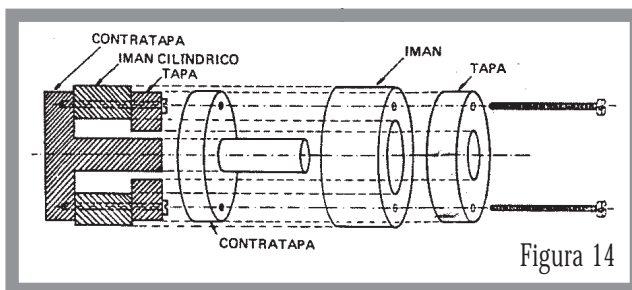


Figura 14

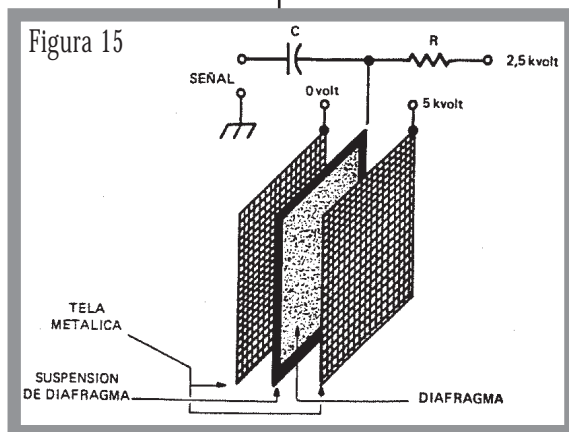
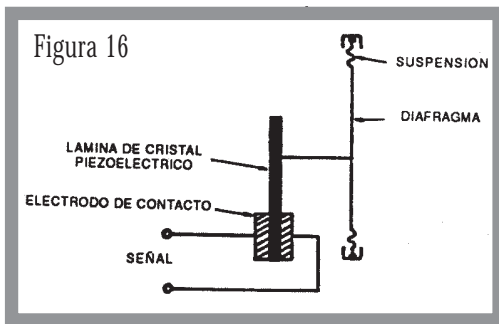


Figura 15



Parlantes piezoeléctricos

Su funcionamiento se basa en las deformaciones que se producen en un cristal piezoeléctrico cuando se aplica una diferencia de potencial entre sus caras.

La señal de audio a la salida del amplificador (en tensión) se aplica en las caras laterales de una lámina de cristal piezoeléctrico, utilizando para ello electrodos metálicos de contacto.

Esta lámina va unida mecánicamente a un diafragma que vibra al ritmo de las deformaciones sufridas por el cristal (figura 16).

Resulta un dispositivo ideal en amplificadores para sordos ya que posee muy alta impedancia.

Se lo usa también en receptores de radio portátiles y en auriculares donde no es posible colocar parlantes de mayor volumen. Posee mala respuesta en baja frecuencia y es frágil si se le aplican potencias elevadas.

Su rendimiento es bajo y se los utiliza en serie con un capacitor que aísla cualquier fuga de corriente continua del circuito de salida. Lo ideal sería acoplar este parlante a través de un transformador de elevada impedancia de salida. Recientemente, la firma japonesa PIONEER diseñó un parlante para reproducción de altas frecuencias con material piezoeléctrico, el cual utiliza un conjunto de láminas piezoeléctricas de configuración cilíndrica que posee una lente acústica que permite controlar la distorsión. Se lo conoce como "Tweeter H.P.M." y posee una excelente respuesta en altas frecuencias, ya que la masa del diafragma es despreciable.

Otros tipos de parlantes

Existe innumerable cantidad de parlantes cuyos principios de funcionamiento se basan en los ya descriptos y que no repetiremos debido a su gran similitud. Entre ellos podemos mencionar a los siguientes:

- *Parlante magnético plano*:: Se lo puede considerar como una variante del parlante electrostático pero cuyo principio de funcionamiento es el mismo que el del parlante dinámico. Mejora su respuesta en frecuencia.
- *Parlante "Air Motion Transformer" -AMT-*: Es una variante del parlante magnético plano y posee una excelente reproducción transitoria, desde la gama de medias frecuencias hasta frecuencias muy elevadas.
- *Parlante ATD*: Se trata de un parlante que posee varios diafragmas de muy baja masa separados por unidades estacionarias. Posee excelente respuesta en baja frecuencia.

Parlante Walsh

En este parlante el diafragma está construido de distintos materiales a los fines de reproducir toda la gama de las frecuencias de audio. Su funcionamiento es idéntico al parlante dinámico.

Auriculares

Los auriculares llevan el sonido por separado a cada oído sin producir interacción con la habitación en que se utilizan. Por esta razón no se aprecia el sonido según la intención con que fue grabado pero muchas veces resulta una experiencia interesante.

La potencia de excitación requerida es pequeña, razón por la cual se puede

usar en equipos de buen diseño con respuesta y linealidad constantes. Llevan controles de volumen separados y algunos son provistos de un control de mezcla entre canales para que el sonido parezca más natural.

Este control se puede añadir como una unidad separada para mejorar el efecto del realismo.

Se fabrican modelos con transductores de bobina móvil y electrostáticos. Los electrostáticos son caros y no representan un aumento considerable en la calidad final del sonido producido.

El modelo isodinámico Wharfedale utiliza un gran diafragma en el cual se bobinan los arrollamientos que constituyen el conjunto móvil (bobina móvil). Esto se hace con el mismo método que se construyen circuitos impresos. A dichos arrollamientos se les aplica un campo magnético variable que hace vibrar el diafragma.

Al aplicar este principio a los auriculares se han conseguido unidades de excelente calidad con muy poca coloración ("resonancia" que se presenta en alguna etapa del proceso de onda acústica). Su costo no es elevado.

Hay muchas formas de clasificar a los auriculares; así por ejemplo, teniendo en cuenta su acoplamiento con el pabellón auditivo a los auriculares se los puede clasificar en:

- *Auriculares Abiertos*
- *Auriculares Cerrados*
- *Auriculares Semiabiertos*

En los auriculares abiertos, la almohadilla es acústicamente transparente de modo que el oyente no está aislado del ruido ambiente.

En los auriculares cerrados el oyente queda aislado del ruido ambiente; generalmente realzan los tonos bajos y proporcionan una agradable sensación sonora.

Un auricular semiabierto posee una almohadilla impermeable a las ondas acústicas generadas pero en el lado del transductor el auricular está abierto; por lo tanto, las características sonoras son las de un auricular abierto con menos interacción con el ruido ambiente.

Características técnicas

Para elegir el parlante adecuado debemos estudiar las características que brinda el fabricante y actuar en consecuencia, según nuestra necesidad. Podemos resumir las características técnicas de un parlante en las siguientes:

- *Respuesta en frecuencia*
- *Frecuencia de resonancia*
- *Directividad*
- *Potencia máxima y mínima*
- *Rendimiento*

Impedancia: La impedancia del parlante (también llamado "altavoz") no sólo depende de su principio de funcionamiento, sino también de su forma constructiva y los materiales empleados.

Podemos considerar tres factores que determinan la impedancia del parlante que son:

- a) La resistencia eléctrica de la bobina.
- b) La reactancia inductiva del arrollamiento (bobina móvil).
- c) La resistencia debida a las corrientes inductivas en la bobina a causa del campo magnético en el cual se encuentra sumergida cuando se desplaza.

La resistencia eléctrica se calcula como: $R = \rho (l/s)$, donde:

R = resistencia eléctrica de la bobina, ρ = resistividad del alambre empleado, L = longitud total del alambre, S = sección del alambre.

La reactancia inductiva dependerá de la frecuencia y se calcula de la siguiente manera:

$$X_L = 6,28 \cdot f \cdot L$$

donde: X_L = reactancia inductiva de la bobina móvil, f = frecuencia de la señal que excita al parlante, L = inductancia de la bobina móvil.

Se trata de que la reactancia inductiva sea la menor posible y para ello la bobina debe tener pocas vueltas.

El tercer componente de la impedancia del parlante se debe a que en la bobina se producen dos efectos: una acción electromagnética que hace que se mueva cuando es recorrida por corriente; este movimiento provocará un efecto secundario, ya que al moverse dentro de un campo magnético se inducirá en ella una tensión y circulará una corriente entendiéndose que éste es un efecto resistivo.

Este tercer componente es el más difícil de mantener constante ya que, en su movimiento, la bobina móvil arrastra al cono, razón por la cual el movimiento dependerá de la forma constructiva del parlante.

Si bien es conveniente que el parlante tenga impedancia constante en toda la gama de audio para no modificar la recta de carga del transistor de salida del amplificador, esto es imposible.

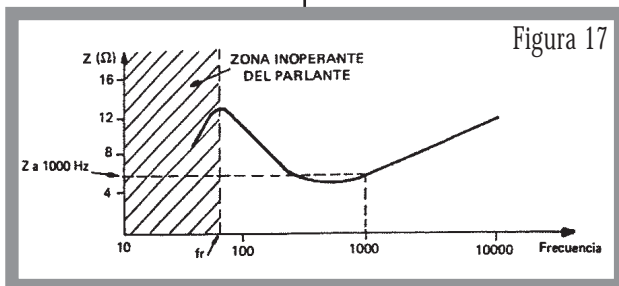


Figura 17

La impedancia del parlante se mide a una frecuencia de 1kHz.

En el caso de parlantes para bajas frecuencias, la impedancia se mide a 400Hz y en parlantes de alta frecuencia es usual medirlos a 4kHz (figura 17).

Valores comunes de impedancia son: 3, 2; 4; 8 y 25 ohm. Todos estos valores se especifican para una frecuencia elegida internacionalmente en 1kHz.

Resistencia de la bobina móvil: Es la resistencia de la bobina móvil medida en corriente continua y corresponde a la resistencia eléctrica de su devanado. Su dato es importante porque determinará la potencia disipada en calor por efecto Joule al paso de la corriente. Su valor es bajo, oscilando entre 2 y 16 ohm, aunque hay parlantes que poseen resistencias mucho mayores.

Respuesta en frecuencia: Proporciona el dato de la presión sonora generada por el parlante en función de la frecuencia. Para levantar la curva de respuesta en frecuencia se suministra al parlante una señal de igual potencia y frecuencia variable; luego se mide la potencia sonora generada por dicho altavoz llevando

los valores obtenidos a un cuadro. Con estos datos se construye la curva de presión sonora en función de la frecuencia (figura 18).

Otros métodos más modernos utilizan un graficador para obtener la curva de respuesta en frecuencia del transductor electroacústico.

En la curva de la figura se observan las variaciones de la presión sonora proporcionada por el parlante para una misma potencia de entrada y a distintas frecuencias.

Nótese la variación en la respuesta en frecuencia; así por ejemplo, mientras que para 100Hz la presión sonora es de 17dB, para 1000Hz vale 28dB.

El máximo, que se encuentra en la zona de bajas frecuencias, corresponde a la "frecuencia de resonancia" del parlante. En el extremo superior se encuentra la frecuencia de corte, correspondiente a la máxima frecuencia que es capaz de reproducir esta unidad (fc).

Nótese que a lo largo de la gráfica hay varias oscilaciones, pero éstas no son importantes mientras la diferencia en la presión sonora no supere los 12dB, aproximadamente, y no existan diferencias considerables entre picos y valles cercanos (el crecimiento o decrecimiento debe ser gradual). A la zona comprendida por las señales que no provocan una variación en la presión sonora superior a los 12dB se la llama "Centro de la Banda". La frecuencia de corte será aquella para la cual la intensidad sonora cae aproximadamente 3dB del centro de la banda.

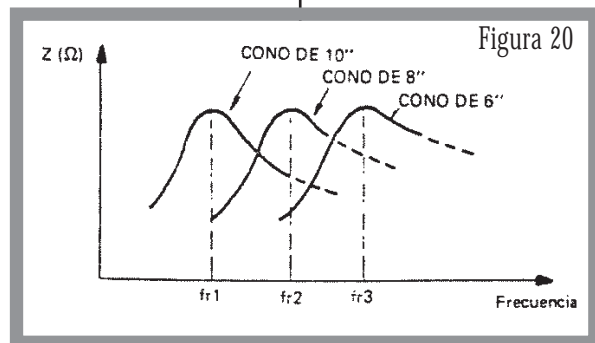
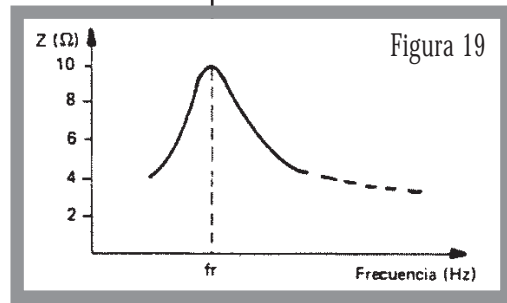
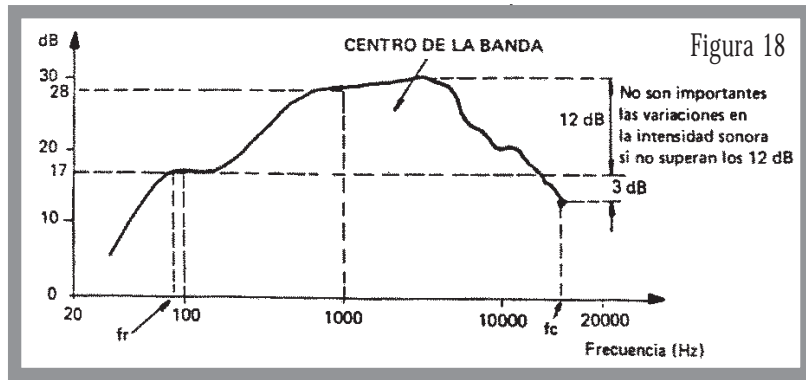
Si en el centro de la banda hay algún pico de más de 5dB, provocará un sonido chillón; si hay varios picos de este valor, el sonido será hueco, mientras que si hay un valle pronunciado, el sonido emitido será "vacío" o sin vida.

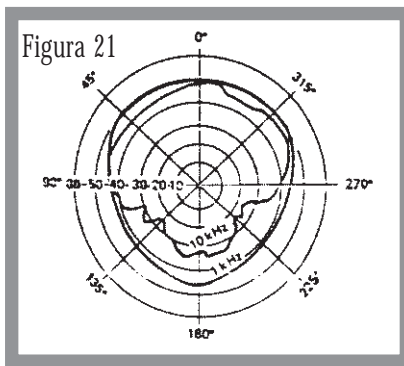
Como es imposible conseguir un parlante que posea respuesta plana en toda la banda de audio, se recurre a la utilización conjunta de 2, 3 o más parlantes que trabajen en distintos centros de banda para cubrir todo el espectro.

Frecuencia de resonancia: Es la frecuencia "mecánica" de resonancia (frecuencia de vibración del material) de la bobina móvil y el cono o diafragma.

Para conocerlo se aplica un impulso de tensión a la bobina móvil; al quitarlo, el cono vibrará a su frecuencia de resonancia. La importancia de este dato radica en que marca el límite inferior de la curva de respuesta en frecuencia del parlante. La frecuencia de resonancia se determina fácilmente a partir de la curva de variación de la impedancia del altavoz con la frecuencia, ya que produce un máximo de impedancia (figura 19).

La frecuencia de resonancia depende del sistema mecánico de montaje, del material de construcción del cono, del sistema de suspensión utilizado, del diámetro del diafragma, etc.





La frecuencia de resonancia varía en relación inversa al diámetro del cono. Por ejemplo, un parlante de 5" de diámetro (12,5 cm) tendrá una frecuencia de resonancia mayor que uno de 12" (30,5 cm) de iguales características (figura 20).

Asimismo, un parlante con cono construido con material rígido tendrá una frecuencia de resonancia superior que otro cuyo diafragma es ligero. Por último, digamos que una suspensión fuerte aumentará la frecuencia de resonancia del parlante.

Directividad: La directividad de un parlante se suministra a partir de sus diagramas polares. Su respuesta no es omnidireccional y posee características bien definidas. Generalmente se suministran varias curvas para distintas frecuencias, pues a medida que aumenta la frecuencia el parlante se hace más directivo. Si no especifica lo contrario, se supone que la cara del parlante apunta a la posición 0° (figura 21).

Potencia máxima y mínima del parlante: La potencia máxima o potencia admisible es el valor máximo de potencia que se le puede aplicar al parlante (durante un corto tiempo) sin que se destruya.

Se llama potencia de régimen al máximo valor de potencia que puede soportar el parlante en un régimen continuo. Es menor que la potencia máxima admisible.

La potencia de un parlante depende de sus dimensiones y forma constructiva (forma del cono, dimensiones de la bobina, sección del alambre de la bobina, etc.).

En general, hay tres formas en que se construyen los conos de un parlante:

- a) Conos de paredes rectas
- b) Conos de paredes elípticas
- c) Conos de sección plana

Los primeros soportan mayor potencia que los de sección elíptica y a su vez, éstos soportan mayor potencia que los de diafragma de sección plana (siempre hablando para un mismo diámetro del parlante).

Digamos entonces que, para que el parlante de graves o también de rango extendido soporte una potencia elevada, la bobina móvil deberá ser larga para poder aumentar el recorrido del diafragma, pero esto disminuye el rendimiento del parlante. Para reproductores de tonos medios o altos esto no es necesario ya que para la misma potencia el recorrido del diafragma es bastante inferior.

La potencia mínima depende del parlante y de su recinto acústico; es la potencia mínima que se le debe suministrar a la pantalla acústica para obtener un nivel confortable de audición.

Parlantes para tonos graves

Son parlantes cuya frecuencia de resonancia es muy baja, con el objeto de que puedan reproducir tonos muy bajos. De esta manera, debe ser una unidad de grandes dimensiones, ya que la frecuencia de resonancia guarda relación inversa con el diámetro del diafragma.

Cuando se le aplica una señal de baja frecuencia, el rendimiento del parlante es bueno, ya que se mueve todo el diafragma en conjunto. En la medida que aumenta la frecuencia, el desempeño del cono no es tan bueno y sólo irradia energía la porción que se encuentra en el centro, cerca de la bobina, permaneciendo inmóvil el resto del cono. De esta manera, el rendimiento de una unidad de bajos o WOOFER (pronúnciase "uofer"), disminuye a medida que aumenta la frecuencia. La frecuencia de resonancia de una unidad reproductora de baja frecuencia debe ubicarse en torno de los 20Hz. Debe poseer una respuesta casi plana (en la curva idealizada del altavoz) hasta el límite inferior de las frecuencias vocales, y la frecuencia de corte se debe ubicar alrededor de los 4000Hz.

Sin embargo, cuando se conectan varios parlantes que abarcan toda la banda de audio, la frecuencia de corte puede ubicarse alrededor de 1kHz.

El diámetro del parlante debe ser superior a las 10" y su cono será rígido pero con una suspensión suave. Generalmente el cono no es muy ligero; la suspensión posee corrugaciones flexibles en el borde externo de dicho diafragma.

En general, hay dos formas de construir parlantes de baja frecuencia:

a) Un sistema consiste en colocar un anillo moldeado que desacopla la parte del diafragma que se encuentra alrededor de la bobina móvil con el objeto de eliminar la reproducción de tonos altos (figura 22).

No es un parlante muy común y su frecuencia de corte generalmente no alcanza los 3kHz.

b) El sistema más utilizado consiste en el uso de una bobina móvil de diámetro grande y larga. El diafragma es generalmente pesado pero construido con material blando. Se construye así, pues la bobina debe efectuar un recorrido que a veces alcanza o sobrepasa los 20 mm (figura 23).

La bobina móvil se construye así pues debe efectuar un largo recorrido por el entrehierro magnético durante la reproducción de señales de bajas frecuencias. El entrehierro, a su vez, debe poseer un campo magnético de densidad uniforme para todo el recorrido de la bobina móvil.

En muchas ocasiones, cuando se requiere un parlante de mucha calidad, se fabrica el entrehierro de modo que sea mucho más largo que la bobina para que esta última pueda desplazarse a lo largo del mismo sin que ninguna espira salga de la zona donde el campo magnético es uniforme.

Este resulta un diseño caro, pero es imprescindible cuando el diámetro de la bobina debe ser grande (figura 24). En este caso no se aprovecha la totalidad del campo magnético y por lo tanto disminuye el rendimiento del parlante (figura 25).

Parlantes para tonos medios

Deben ser parlantes de mínima distorsión pues su desempeño se advierte muy fácilmente, ya que deben reproducir la mayor parte de los sonidos. Debe poseer una frecuencia de resonancia no superior a los 200Hz y una frecuencia de corte del orden de los 7 u 8kHz.

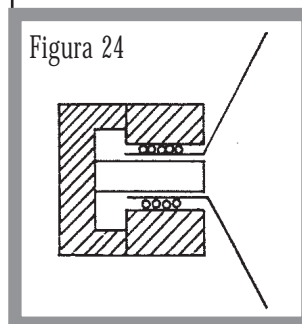
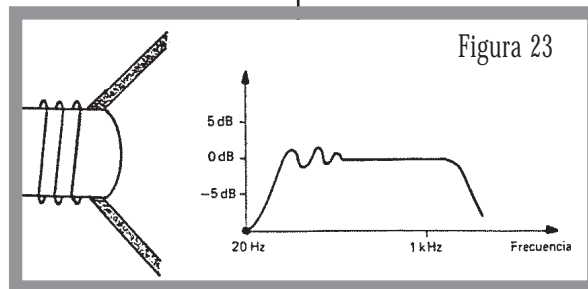
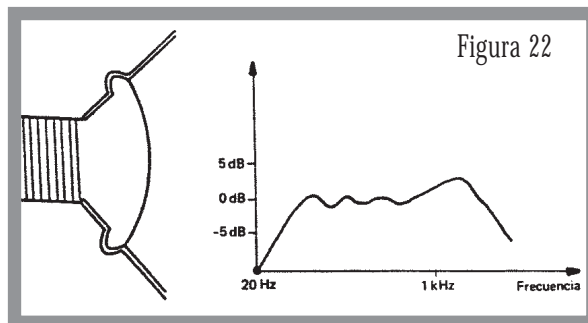


Figura 25



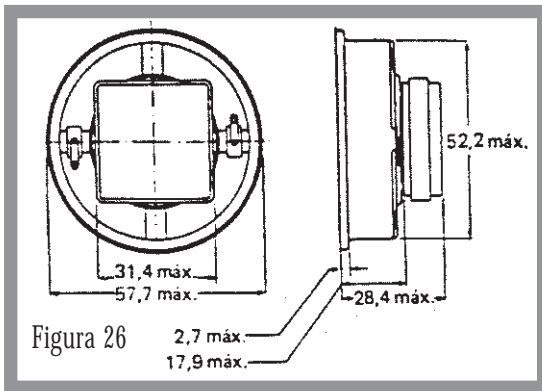


Figura 26

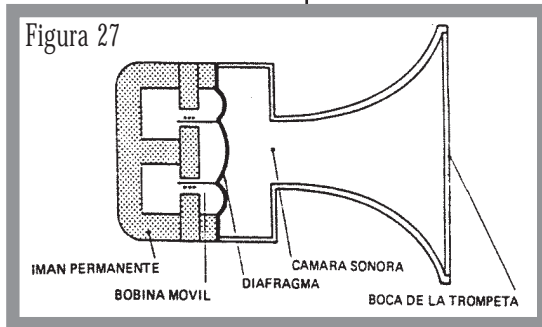


Figura 27

El sonido comprendido entre estas frecuencias define “el carácter” de la grabación ya que la parte media del espectro es la región en la cual el oído humano es más sensible. El “SQUAWKER” (pronúnciese “scuíquer”), reproductor de medios, es el parlante que más introduce el efecto de colocación, razón por la cual su diseño es delicado.

Para evitar intermodulación con los sonidos de baja frecuencia emitidos por el woofer, se suele aislar al squawker mediante una cubierta rígida.

Por ejemplo, un reproductor de medios común puede poseer las siguientes características:

<i>Diámetro del cono</i>	6" (15 cm)
<i>Respuesta en frecuencia</i>	200 a 8000Hz
<i>Diámetro de la bobina móvil</i>	1" (25 mm)
<i>Impedancia a 1kHz</i>	8 ohm
<i>Peso</i>	1500 gramos
<i>Profundidad</i>	80 mm
<i>Potencia admisible</i>	70 watt (a 1kHz continuo)

El diafragma debe ser liviano y no necesariamente grande pues no reproducirá tonos bajos.

Parlantes para tonos agudos

Se trata en este caso de parlantes con el diafragma de pequeñas dimensiones ya que también lo serán las longitudes de onda de las señales que deben reproducir. La frecuencia de resonancia de estos parlantes se sitúa por encima de los 2000Hz mientras que la frecuencia de corte es superior a los 20kHz (figura 26). En la actualidad se diseñan parlantes del tipo trompeta específicamente para reproducir señales de alta frecuencia. Este tipo de altavoces consiste en agregar una trompeta de material rígido a la unidad de excitación, del tipo dinámica (figura 27).

La unidad de excitación está constituida por el circuito magnético que provee el imán permanente, la bobina móvil que es de grandes dimensiones y el diafragma que es rígido y de dimensiones reducidas. La trompeta posee una cámara sonora y la boca.

Dicha trompeta funciona como un adaptador acústico bajo el mismo principio de funcionamiento que un transformador. En la garganta de la trompeta (cámara sonora) la presión del aire es grande mientras que la masa de aire alojado es pequeña. En la boca de la bocina la masa de aire es grande en comparación con la existente en la cámara mientras que la presión es reducida.

Las bocinas se utilizan para aumentar o reforzar sonidos, tal es el caso cuando uno se lleva las manos a la boca, ahuecándolas en torno de los labios, para hacerse oír a distancia.

Retornando a los reproductores de tonos altos convencionales, digamos que existe el modelo “DOMO RADIANTE” que incluye su propia caja acústica, en forma de bocina, con el fin de ensanchar el haz en que se concentran los sonidos agudos, para lograr su mejor difusión. Además, estos “tweeters” (pron. “twiters”), reproductores de agudos, son blindados en su parte trasera con una

carcaza metálica, con el fin de evitar la interacción con otros parlantes.

Son parlantes caros y se destruyen de inmediato si se les aplica alguna señal de baja frecuencia.

FILTROS DIVISORES DE FRECUENCIA

Se denominan filtros divisores de frecuencia a las unidades diseñadas para separar las señales de audio con el objeto de que puedan aplicarse al parlante adecuado.

Los filtros son generalmente circuitos pasivos compuestos por inductores y capacitores que se basan en el principio por el cual un capacitor deja pasar con mayor facilidad las señales de alta frecuencia ofreciendo una reactancia considerable al paso de los tonos bajos mientras que un inductor (bobina) permite el paso de las señales de baja frecuencia, bloqueando los tonos altos.

El filtro más sencillo consistirá en colocar un capacitor en serie con el tweeter y un inductor en serie con el woofer; luego ambos conjuntos se conectan en paralelo (figura 28).

Las fórmulas de cálculo de este filtro son:

$$C = \frac{1}{2\pi fZ}$$

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

donde:

C = capacitor a colocar en serie con el tweeter.

L = inductor a colocar en serie con el woofer

Z = impedancia del altavoz

f = frecuencia de cruce del divisor

La frecuencia de cruce es la frecuencia para la cual se cortan las curvas de respuesta del inductor y capacitor (figura 29).

Ejemplo 1

Calcular el capacitor y el inductor para construir un divisor de frecuencias sencillo. La frecuencia de cruce debe ser de 2500Hz y la impedancia de ambos parlantes de 8Ω.

Según lo visto:

$$C = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 2500\text{Hz} \cdot 8\Omega} \approx 8\mu\text{F}$$

$$L = \frac{8\Omega}{2 \cdot 3,14 \cdot 2500\text{Hz}} \approx 500\mu\text{H}$$

Otra forma de conseguir una derivación de las señales de distintas frecuencias consiste en colocar un inductor en

Figura 28

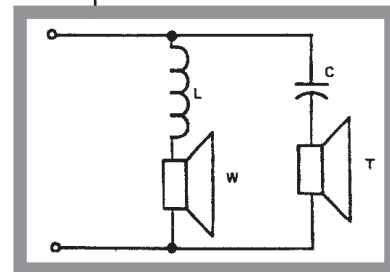
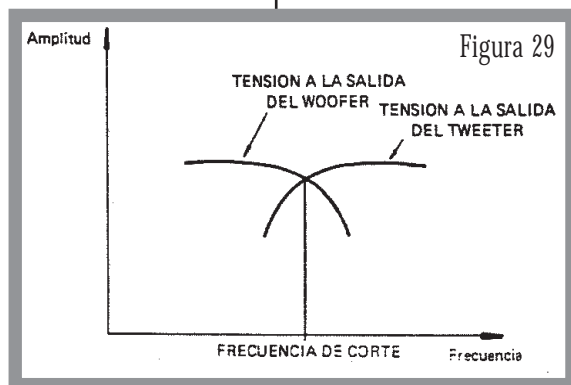


Figura 29



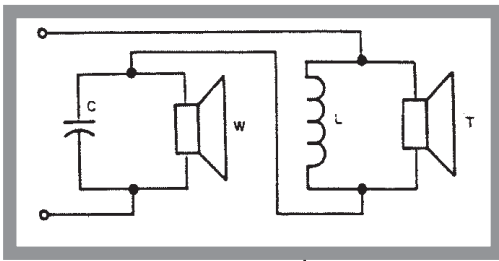


Figura 30

paralelo con el tweeter y un capacitor en paralelo con el woofer; luego el conjunto se conecta en serie (figura 30).

Las fórmulas de cálculo son las mismas que en el ejemplo anterior. Con esta configuración aumenta la impedancia de la carga. Con estos dos filtros se consigue una atenuación de 6dB/octava; esto quiere decir que en el circuito del ejemplo 1, para 5000Hz la señal sobre el woofer se atenuó 6dB y para 1250Hz la señal sobre el tweeter es atenuada en igual cantidad.

Si se quiere obtener un filtro divisor de frecuencias de 2 vías de mayor efectividad basta con combinar los efectos de los dos circuitos anteriores (figura 31). Por supuesto, es un filtro de mayor efectividad (12dB/octava), cuyo análisis resulta muy sencillo, una vez comprendido el funcionamiento de los filtros simples.

En este circuito $L1 = L2$ y $C1 = C2$. Las fórmulas de cálculo son las siguientes:

$$L = \frac{Z \sqrt{2}}{2\pi f} ; \quad C = \frac{1}{2\pi f Z \sqrt{2}}$$

donde:

L = inductor de filtro

C = capacitor de filtro

Z = impedancia de los parlantes

f = frecuencia de cruce

Ejemplo 2

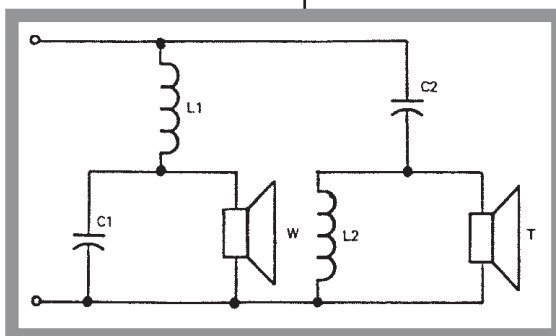
Se desea construir un divisor de frecuencias de 12dB/octava con una frecuencia de corte de 2500Hz cuando se utilizan parlantes de 8 ohm.

Según lo dado:

$$L = \frac{8\Omega \cdot 1,41}{2 \cdot 3,14 \cdot 2500\text{Hz}} \approx 720\mu\text{H}$$

$$C = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 2500\text{Hz} \cdot 8\Omega \cdot 1,41} \approx 5,6\mu\text{F}$$

Figura 31



Filtros divisores de frecuencia de 3 vías

Se utilizan para conectar un parlante reproductor de agudos (TWEETER), otro reproductor de medios (SQUAWKER) y un tercero reproductor de bajos (WOOFER).

Un filtro sencillo consiste en colocar un inductor en serie con el woofer; un inductor y un capacitor en serie con el squawker (todos en serie) y un capacitor en serie con el tweeter; luego, los tres conjuntos se conectan en paralelo, tal como se muestra en la figura 32.

L1 deja pasar los tonos bajos hacia el woofer impidiendo el paso de las señales de alta frecuencia mientras que C3 permite el paso de los tonos altos hacia el woofer ofreciendo alta impedancia a los tonos bajos. C2 y L2 forman un circuito resonante que ofrece mínima impedancia en el rango de las frecuencias vocales (frecuencia media).

Este sistema proporciona una atenuación de 6dB/octava.

Las fórmulas de cálculo son las siguientes:

$$L1 = \frac{Z}{2\pi f1} \qquad L2 = \frac{Z}{2\pi f2}$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi Z f1} \qquad C3 = \frac{1}{2\pi Z f2}$$

donde:

f1 = frecuencia de cruce entre el woofer y el squawker

f2 = frecuencia de cruce entre el squawker y el tweeter

Ejemplo 3:

Construir un sistema divisor de frecuencia de tres vías con frecuencias de cruce de 500Hz y 5000Hz cuando se utilizan parlantes de 8 ohm si se quiere una atenuación de 6dB/octava (figura 33).

Aplicando las fórmulas del divisor estudiado se tiene que:

$$L1 = \frac{8\Omega}{6,28 \cdot 500\text{Hz}} \approx 2,5\text{mH}$$

$$L2 = \frac{8\Omega}{6,28 \cdot 5000\text{Hz}} \approx 0,25\text{mH}$$

$$C2 = \frac{1}{6,28 \cdot 8\Omega \cdot 500\text{Hz}} \approx 40\mu\text{F}$$

$$C3 = \frac{1}{6,28 \cdot 8\Omega \cdot 5000\text{Hz}} \approx 4\mu\text{F}$$

De la misma manera que en un divisor de frecuencia de 2 vías, si se utiliza la acción combinada de bobinas y capacitores para construir la red de filtro de cada parlante, se puede conseguir una atenuación de 12dB/octava (figura 34).

Las fórmulas de cálculo de este circuito son las siguientes:

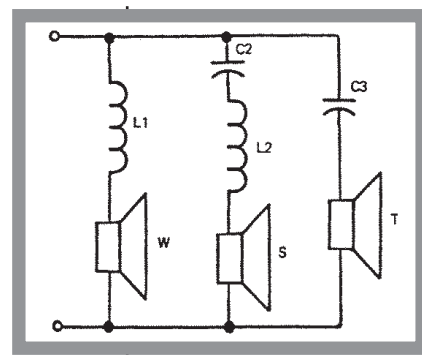


Figura 32

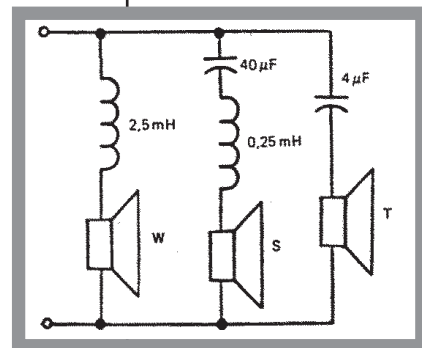


Figura 33

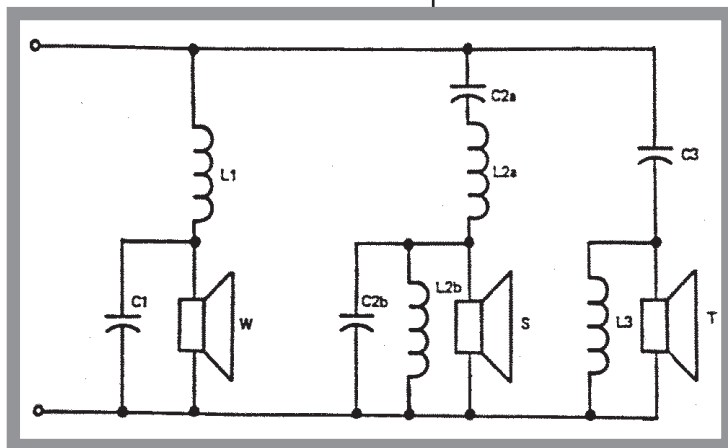
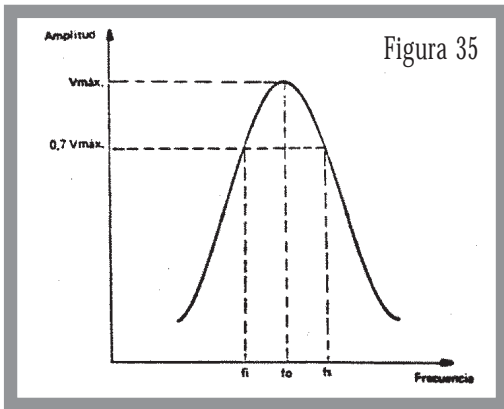


Figura 34



$$L1 = \frac{\sqrt{2} \cdot Z}{2\pi f1} ; \quad C1 = \frac{1}{2\pi Z f1 \sqrt{2}}$$

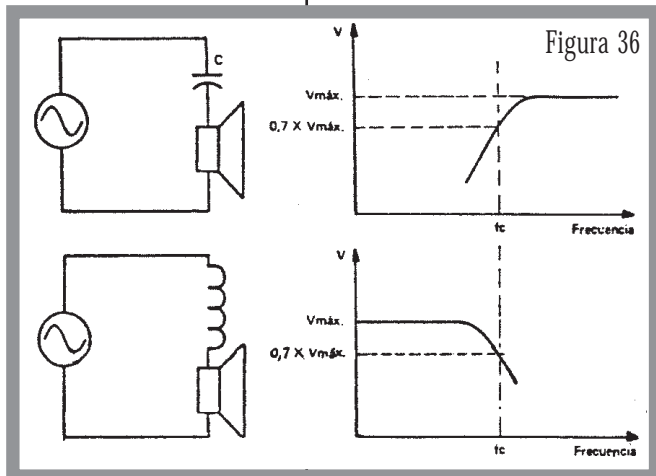
$$L2A = \frac{\sqrt{2} \cdot Z}{2\pi f2} ; \quad C2A = \frac{1}{2\pi Z f1 \sqrt{2}}$$

$$L2B = \frac{\sqrt{2} \cdot Z}{2\pi f1} ; \quad C2B = C3$$

$$L3 = \frac{\sqrt{2} \cdot Z}{2\pi f2} ; \quad C3 = \frac{1}{2\pi Z f2 \sqrt{2}}$$

donde:

Z = impedancia de cada parlante
 f1 = frecuencia de cruce entre el woofer y squawker
 f2 = frecuencia de cruce entre el squawker y el tweeter



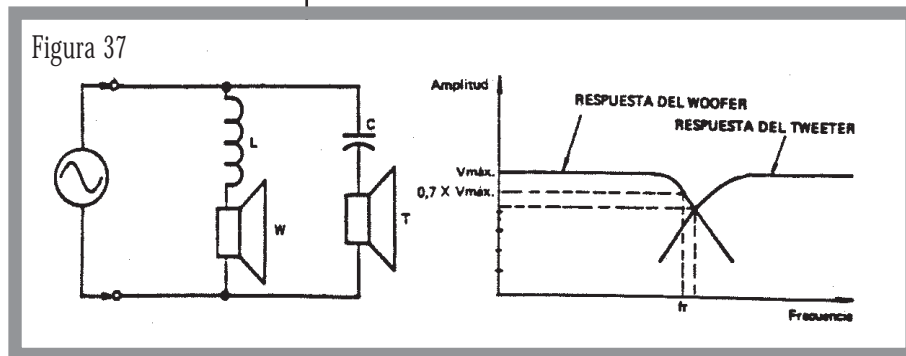
¿Qué determina la frecuencia de cruce?

Sabemos que en un circuito oscilante se llama frecuencia de corte a aquella en la cual la amplitud de la señal cae al 70,7% de su valor máximo; así se tiene una frecuencia de corte inferior a f1 y una frecuencia de corte superior a f2. La diferencia f2 - f1 es el ancho de banda del circuito (figura 35).

Si consideramos un divisor de frecuencia compuesto por una sola bobina o un solo capacitor, se tendrá sólo una frecuencia de corte. Esta frecuencia será aquella para la cual la tensión en el parlante cae al 70,7% del valor máximo (el otro 29,3% caerá en el capacitor o en el inductor, según el caso).

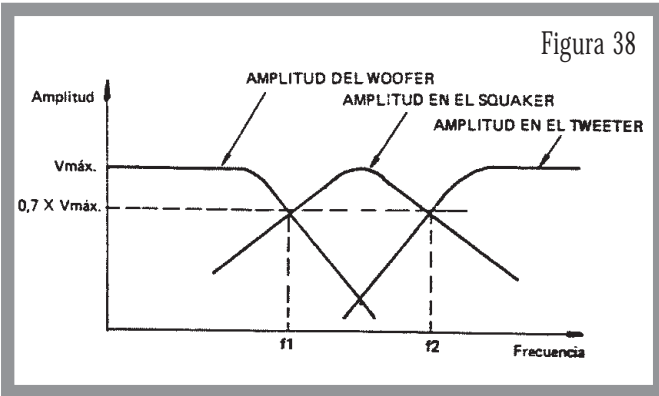
Si ahora se tiene en el divisor de frecuencias un capacitor conectado al tweeter y una bobina en serie con el woofer, las curvas de respuesta serán complementarias. Los elementos pasivos se eligen de forma tal que el comportamiento de los filtros sea perfectamente complementario (figura 36).

Al considerar ambos circuitos en conjunto, se busca obtener una respuesta plana en todo el espectro, es decir, que la tensión de salida del conjunto se mantenga siempre por encima del 70,7% de la tensión máxima (figura 37).

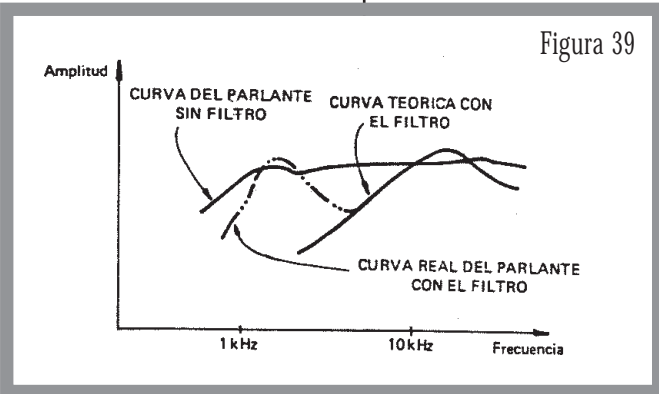


Al valor de frecuencia para el cual se cruzan ambas curvas se la denomina FRECUENCIA DE CRUCE y en ese momento la mitad de potencia que suministra el

amplificador cae en el woofer e inductor y la otra mitad en el tweeter y capacitor (recuerde que $0,707 \cdot V_{max}$ equivale a un punto de potencia mitad). Cuando se utiliza un divisor de frecuencias de tres vías hay dos frecuencias de cruce: la correspondiente a la vía de graves con la de medios y la debida a la vía de medios con la de agudos (figura 38). Ahora bien, cuando se coloca un divisor de frecuencias a un parlante, su curva de respuesta en frecuencias puede verse seriamente afectada a causa de la frecuencia de resonancia del parlante, o de la frecuencia de resonancia entre elementos del filtro y bobina móvil. Veamos un caso en la figura 39.



En la curva real del parlante acoplado al divisor resistivo se ven dos máximos: uno coincide con la frecuencia de resonancia del parlante y el otro se debe a la frecuencia de resonancia entre el capacitor del filtro y la bobina móvil (figura 40).

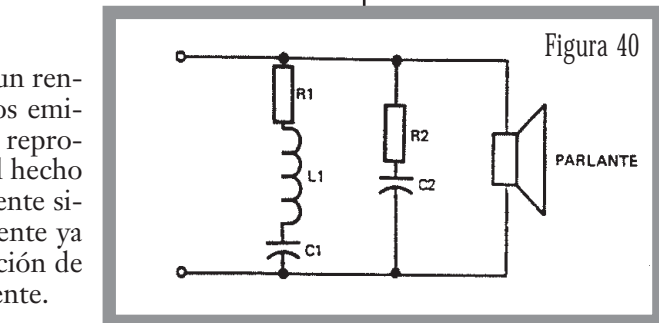


El circuito R1-L1-C1 elimina el pico de resonancia del parlante y se utiliza en la conexión de parlantes reproductores de medios y agudos.

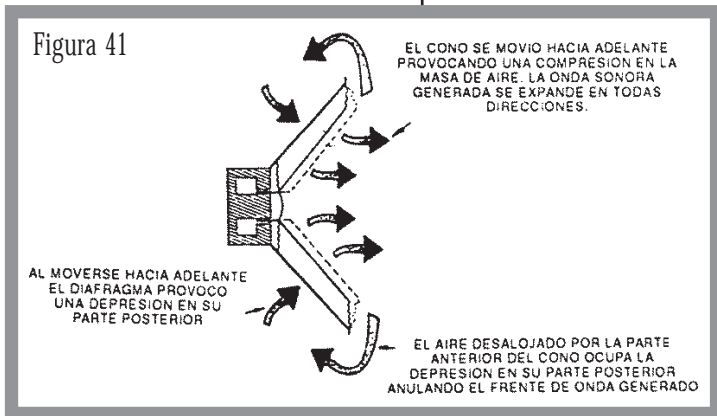
El filtro R2-C2 elimina el pico debido a la resonancia del capacitor de filtro con la bobina móvil y se conecta en cualquier parlante (WOOFER, SQUAWKER y/o TWEETER).

BAFFLES O CAJAS ACUSTICAS

Todos los parlantes, sin su recinto acústico tienen un rendimiento muy pobre; esto se debe a que los mismos emiten sonido en todas direcciones (especialmente los reproductores de bajos), incluso por su parte posterior. El hecho de que un parlante irradie energía no sólo por el frente sino también por su parte posterior es contraproducente ya que las dos ondas sonoras generadas están en oposición de fase, lo que hace que sus efectos se anulen parcialmente.



Para entender esto supongamos que el diafragma se desplaza hacia adelante; el aire situado frente a él será comprimido mientras que la masa de aire situada en la parte posterior del diafragma sufre una depresión.



El frente de ondas que se genera en la parte anterior del cono avanza en todas direcciones alcanzando la parte posterior; en ese momento "llena" la depresión causada por el movimiento del cono y así se anula la onda sonora generada (figura 41).

El efecto causado explica la diferencia de fase entre las ondas generadas por la parte anterior y posterior del diafragma.

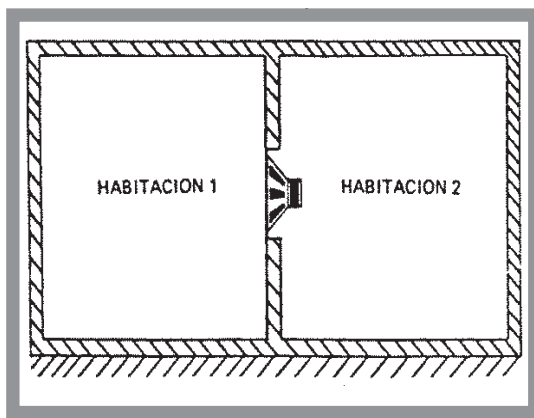


Figura 42

Para evitar este efecto se coloca al parlante en una caja acústica que impida la acción de una onda sobre la otra; para ello debe aislarse la masa de aire que se encuentra en el frente del diafragma con la situada en la parte posterior.

El efecto de "aislación" que produce una caja acústica se conoce con el nombre de "BAFFLE" (del inglés: deflector), nombre con el cual generalmente se lo conoce.

El propósito del "baffle", además, es lograr una adaptación del parlante con el aire; elimina fenómenos estacionarios y de resonancia, etc.

Baffles infinitos

Como se dijo, el propósito de una caja acústica es el de eliminar la interacción entre las ondas sonoras generadas por la parte anterior y posterior del cono del parlante.

El recinto acústico perfecto consistirá en colocar el parlante en la pared divisoria de dos habitaciones perfectamente iguales para que ambas caras del diafragma puedan desplazar la misma masa de aire (figura 42).

De esta manera se logra que ambos frentes de onda, generados en contrafase, no interfieran, recibiendo una habitación las ondas generadas en la parte anterior del cono y la otra las generadas en la parte posterior.

Sin embargo, esta solución es generalmente impracticable ya que se requieren dos habitaciones parecidas y en ambas se escuchará el sonido simultáneamente.

La pantalla acústica más empleada en los equipos domésticos utiliza una caja cerrada de suspensión neumática. En esta caja, la membrana del parlante cierra herméticamente la caja, y el aire contenido en su interior amortigua su movimiento. De esta manera, el frente de onda posterior no puede salir del interior de la caja e interactuar con el otro frente de ondas. Este efecto se logra a costa de empeorar las condiciones de trabajo del parlante elevando su frecuencia de resonancia, ya que la masa de aire encerrada en la caja estará sometida a compresiones y depresiones muy grandes haciendo que la suspensión del cono se comporte como si fuese más rígida (figura 43).

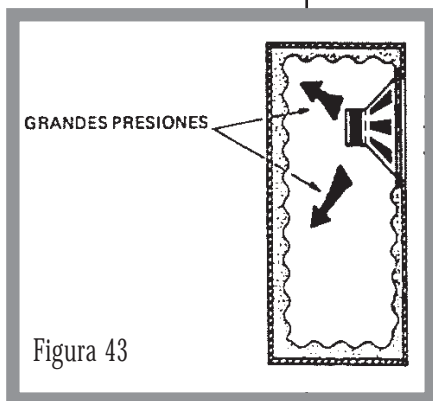


Figura 43

Por lo tanto, no conviene que el volumen de la caja sea pequeño, pues cuanto menor sea el volumen de aire encerrado en la caja, mayor será la frecuencia de resonancia del parlante, disminuyendo su respuesta en la zona de graves (figura 44).

Por supuesto, para que la pantalla acústica tenga buen rendimiento el parlante debe poseer alta elasticidad; es decir, la fuerza de retorno del cono debe ser muy débil. El elemento móvil debe tener una floja suspensión y el sistema magnético debe permitir grandes desplazamientos del cono sin que la bobina móvil abandone la región de flujo constante.

El interior de la caja debe rellenarse con algún material absorbente del sonido, como pueden ser diversos plásticos tales como el poliuretano, lana de vidrio, o por cartón corrugado, etc. Esto im-

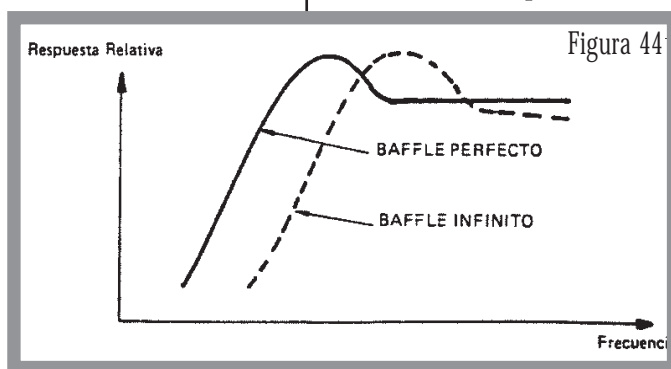


Figura 44

pedirá que las paredes de la caja puedan vibrar y transmitir parte de la energía del frente de ondas posterior al exterior de la caja.

El inconveniente del baffle infinito es que la totalidad del frente de onda emitido por la cara posterior del cono se elimina en el interior del recinto, razón por la cual el rendimiento del parlante, que es el de menor rendimiento en la cadena audiofrecuente, se reduce a la mitad (figura 45).

Este sistema, si bien permite mejorar la calidad del sonido por impedir la mezcla de las ondas acústicas de baja frecuencia, presenta el inconveniente de aumentar la frecuencia de resonancia del altavoz y ocasionar una pérdida considerable del nivel sonoro.

La solución a este último problema consiste en aprovechar la onda trasera del parlante de forma que no perjudique la calidad del sonido. Se debe hacer recorrer a la onda posterior un determinado camino acústico para que pueda mezclarse con la emitida por la parte frontal del parlante con la misma fase. Es decir, debemos lograr que la onda posterior invierta su fase para que pueda sumarse con la frontal con el objeto de obtener el óptimo rendimiento del parlante (se aprovecha toda la energía que el parlante irradia).

En la práctica, entonces, se debe hacer que la onda posterior recorra un camino cuya longitud sea igual a la mitad de la longitud de onda de la frecuencia más baja que se desea reproducir, con el objeto de ponerla en fase con la onda frontal.

Esto no se puede lograr directamente ya que la caja debería ser de enormes dimensiones (figura 46).

En realidad, la puesta en fase de la onda posterior se pondrá sólo para una frecuencia teniendo un efecto aceptable para una pequeña gama de frecuencias en torno a aquella que cumple dicha condición; pero como son las notas graves las que se desplazan en todas direcciones, son las únicas que pueden mezclarse y así producir distorsiones si es que no están en fase.

Las notas medias y agudas son más direccionales y es muy problemático hacerlas recorrer un camino que no sea rectilíneo.

Con lo dicho, puede resumirse que se aprovecha de un 90 a un 100% de las notas graves reproducidas debido a la suma en fase de las ondas frontal y posterior mientras que solamente se reproduce un 50% de las notas medias y agudas. Pero esto no es un problema si se tiene en cuenta que el mayor contenido energético de las grabaciones sonoras corresponde en general a la gama de las frecuencias bajas.

Caja reflectora de bajos

Consiste en una caja cerrada, provista de una abertura para “escape de graves”, comúnmente llamada ventana, por la cual sale la onda posterior invertida en fase. Generalmente se la llama REFLEX o “BASS REFLEX”.

Hay muchas formas de construir una caja réflex; la más sencilla consiste en practicar sobre la caja una abertura para el parlante y otra para el escape de graves. La inversión de fase se consigue para una distancia adecuada entre ambas aberturas. Este tipo de caja resulta muy voluminosa y comúnmente no se usa.

Otro sistema réflex muy utilizado para reducir el pico de resonancia del parlante y disminuir su frecuencia de resonancia consiste en practicar una o dos aberturas rectangulares denominadas ventanas.

Su funcionamiento se basa en la resonancia mecánica del baffle cuya frecuen-

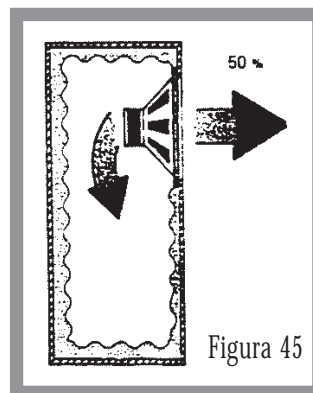


Figura 45

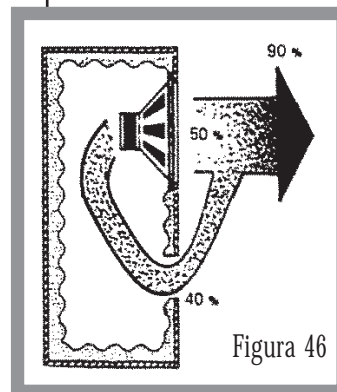


Figura 46

cia depende del volumen de la caja y del área de la ventana. Cuando nos acercamos a la frecuencia de resonancia de la caja, la carga que el aire dentro de la caja ofrece al parlante es mayor que para otras frecuencias, haciendo que las oscilaciones del cono a esta frecuencia sean leves.

Si se hace coincidir la frecuencia de resonancia del baffle con la de la caja, se amortigua el “pico” de la onda sonora en su frecuencia de resonancia, aumentando así el rango de frecuencias reproducibles por el conjunto debido a la radiación sonora proveniente de la ventana.

Cuanto menor es el volumen de la caja, mayor es su frecuencia de resonancia, mientras que cuanto menor sea la superficie de la ventana menor será la frecuencia de resonancia. En otras palabras: “La frecuencia de resonancia de una caja ‘bass reflex’ es directamente proporcional al área de la abertura e inversamente proporcional a su volumen”.

Si el estudiante analiza el camino que debe recorrer la onda posterior para provocar la inversión de fase en 180°, entenderá que el mismo es muy grande e impracticable; sin embargo en este tipo de cajas la inversión se produce cuando las frecuencias de resonancia del parlante y caja se igualan y en este caso la distancia que debe recorrer la onda sonora para sumarse con la señal frontal es mucho menor.

De todos modos, esta caja es de grandes dimensiones y sólo se usa para espectáculos y por profesionales (figura 47).

En síntesis, está técnica aprovecha el hecho de que el volumen de aire contenido en el interior de la caja posee su propia frecuencia de resonancia, lo que significa que habrá una frecuencia para la cual el escape de graves se hace máximo; este máximo escape de graves se hace coincidir con la frecuencia de resonancia del parlante, que es la mínima frecuencia capaz de ser reproducida por el altavoz.

Como dijimos, la frecuencia de resonancia mecánica del conjunto depende de las dimensiones de la caja y de la forma y dimensiones del escape de graves (ventana).

Generalmente, a la ventana (cuando es cilíndrica) se le acopla un tubo montado hacia su interior, tal que variando su longitud puede ajustarse la frecuencia de resonancia de la caja por lo que muchas veces se lo conoce como “tubo de sintonía” (figura 48).

Para lograr la máxima efectividad de un bass reflex (igualar su frecuencia de resonancia con la del parlante) se pueden utilizar tres métodos:

- Elegir la frecuencia de resonancia del parlante igual a la de la caja acústica.
- Variar el volumen de aire contenido en la caja.
- Variar la superficie de la ventana o la longitud del tubo de sintonía.

Analizando las alternativas presentadas se deduce que el tercer método es el más rápido, fácil de implementar y económico. La forma de implementarlo es la siguiente:

1°. Se intercala entre amplificador y caja una resistencia cuyo valor sea aproximadamente 10 veces el valor de la impedancia del parlante.

2°. Se coloca un voltímetro de buena sensibilidad (1 ó 2 volt a fondo de escala) en paralelo con el parlante.

3°. Se aplica a la entrada del amplificador un tono senoidal cuya frecuencia sea 3 veces superior a la frecuencia de resonancia del parlante.

4°. Se cierra totalmente la ventana o se quita el tubo de sintonía, según el método de

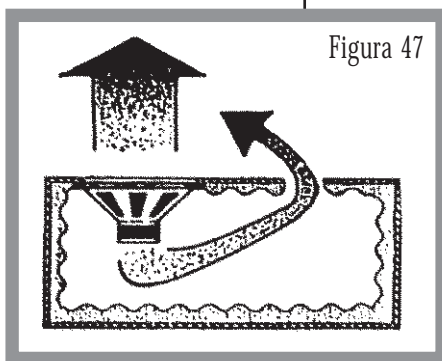


Figura 47



Figura 48

ajuste que utilice la caja bass reflex.

5º. Se ajusta el volumen del amplificador hasta que la aguja del voltímetro deflexione aproximadamente a media escala (figura 49).

Una vez armado el sistema se disminuye la frecuencia proporcionada por el generador, hasta que la aguja del voltímetro se desvíe hasta su posición máxima, lo cual nos indicará que nos encontramos frente a la frecuencia de resonancia del parlante.

Hecho esto, se regula la ventana abriéndola lentamente con lo cual comenzará a descender la aguja del voltímetro hasta alcanzar un valor mínimo. En ese momento se está en presencia de la sintonía del bass reflex (coincidente con la frecuencia del parlante); por lo tanto, bastará con asegurarse que no variará la superficie de la ventana para que el baffle esté ajustado. Es de suponer que la curva de respuesta de una caja bass reflex varía con la abertura de la ventana o con la posición del tubo de sintonía, según el caso.

En el gráfico de la figura 50 puede observarse que el baffle sintonizado presenta una mejor respuesta a las bajas frecuencias.

Existen otros tipos de baffles sintonizados similares a los que poseen tubos de sintonía pero que poseen una división interna para que la distancia entre el parlante y la ventana no sea tan pequeña que pueda perjudicar la respuesta de la caja para las frecuencias altas.

De esta manera la abertura quedará prácticamente en el fondo de la caja y permitirá reducir el tamaño final del baffle (figura 51).

Para disminuir aún más el tamaño de los gabinetes se suelen utilizar "laberintos sonoros" que permiten que el camino a recorrer por la onda sonora sea de la longitud adecuada.

Por supuesto, la puesta a punto de este baffle es más complicada y la atenuación de la onda también es mayor, por lo que su rendimiento decrece considerablemente (figura 52).

En la actualidad es muy común escuchar hablar de las líneas de transmisión acústicas cuya misión es la de absorber la totalidad de la potencia generada por el amplificador y conducirla inalterada a través del aire.

Esto trae aparejado un alto rendimiento y la ventaja de que el amplificador trabaje siempre con una impedancia inalterable.

Muchos de los recintos que aparecen con la denominación de "líneas de transmisión" no son otra cosa que versiones muy elaboradas de recintos tipo laberintos sonoros, en los cuales la su-

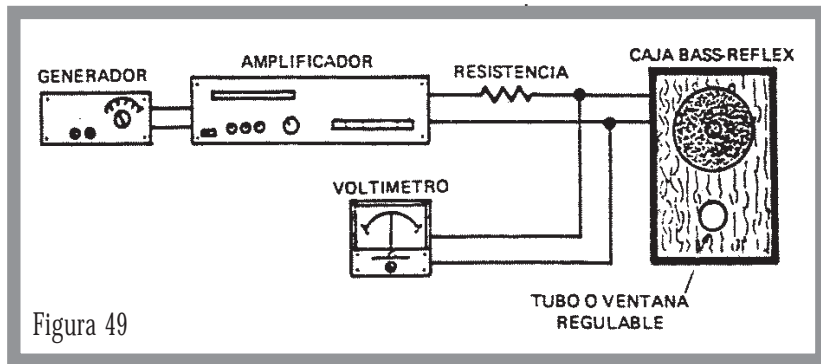


Figura 49

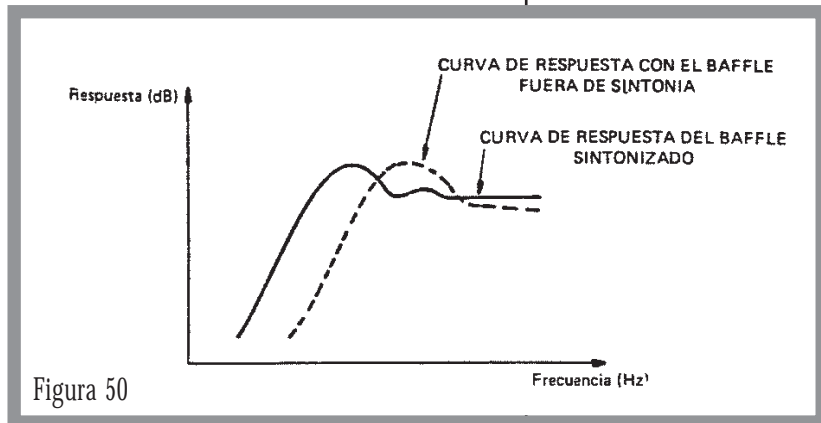


Figura 50

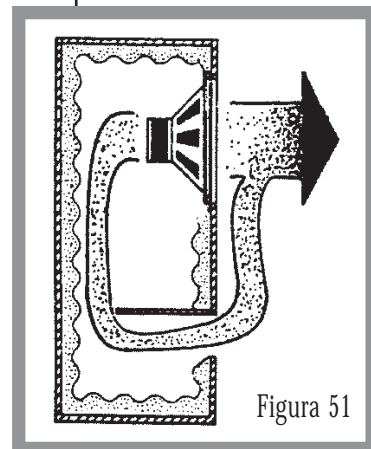


Figura 51

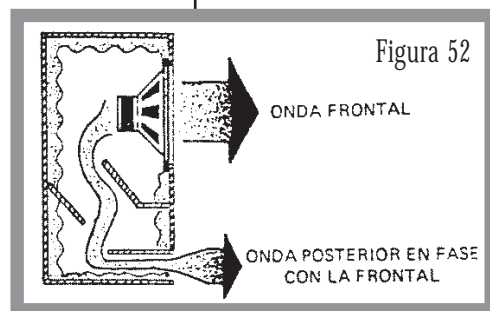


Figura 52

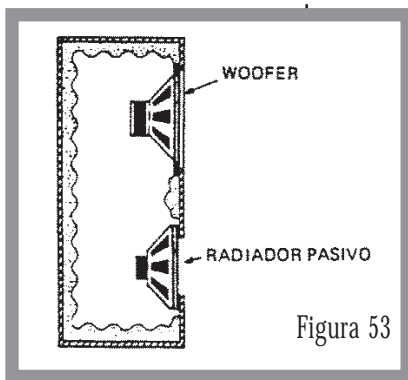


Figura 53

puesta línea de transmisión sirve para absorber sonido, en lugar de transmitirlo.

Tal vez, cuando se consiga fabricar los materiales apropiados, el parlante tipo línea de transmisión será muy utilizado por su gran calidad y alto rendimiento.

El radiador pasivo

Cuando en el bass reflex se coloca un parlante sin excitación eléctrica o “radiador pasivo” tapando la ventana, se consiguen algunas ventajas. Este parlante se coloca en lugar de la ventana y no es excitado por la señal emitida por el amplificador sino por las variaciones de presión del aire encerrado en el interior de la caja.

La frecuencia de resonancia del parlante pasivo (que suele ser sólo un diafragma con masa) está cerca de la frecuencia de resonancia del parlante principal para que pueda reforzar los frentes de onda emitidos por este último.

La ventaja principal de este sistema sobre el de ventana o tubo de sintonía es que su funcionamiento, semejante al del baffle infinito pero con dimensiones inferiores, puede responder a frecuencias más bajas y con menores dimensiones.

En el bass reflex, si la ventana no está bien calibrada, las ondas acústicas que salen por ella no estarán en “fase” con la onda frontal emitida por el parlante y esta diferencia de fase dependerá de las frecuencias de las componentes que la forman. De esta manera las componentes de los frentes de onda posterior y trasero (este último sale por la ventana) se sumarán algunos y restarán otros, provocando distorsiones en la señal reproducida, lo que obliga a realizar la calibración con instrumental. En la caja que posee pasivo esto no ocurre (figura 53). Una variante de este sistema es el gabinete de “suspensión acústica”, el cual se construye con un baffle infinito pequeño pero con un parlante cuya suspensión del sistema Cono-Bobina Móvil se hace muy débil, para compensar el aumento de la frecuencia de resonancia que provoca el hecho de utilizar una caja cerrada. De esta manera, el parlante sin su caja está muy blando, pero el aire encerrado en la caja le devolverá la suspensión adecuada.

Una ventaja del baffle con suspensión acústica es que para pequeñas excursiones de la bobina móvil no se producen distorsiones por la vibración del cono, pues el aire interior de la caja actúa como suspensión que oficia de fuerza restauradora en la totalidad de la superficie del cono.

Construcción de baffles

En la actualidad, la tendencia es la construcción de cajas acústicas que incorporan dos, tres o más parlantes que reproducen una gama de frecuencias determinadas, separadas por los correspondientes divisores. Es muy difícil construir un parlante que pueda responder a todas las frecuencias desde 20Hz hasta 20kHz según lo hemos visto en la lección anterior.

Hagamos memoria: un parlante de 10 pulgadas de diámetro (25 cm aproximadamente) que posee gran masa se comporta bien a bajas frecuencias porque la bobina móvil no tiene inconvenientes en desplazar el cono alternativamente hacia adelante y hacia atrás. En la medida en que aumenta la frecuencia la inercia que presenta la masa de la membrana impide su movimiento. Es muy raro que un parlante de 25 cm de diámetro reproduzca señales por encima de los 3kHz. En contraposición, un parlante de 3 pulgadas (7,6 cm de diámetro) reproduce señales de altas frecuencias porque el cono se puede desplazar con

mayor rapidez, pero como el cono es de pequeño diámetro, el parlante no puede imprimir la suficiente energía al aire para reproducir notas de tonos bajos.

De los párrafos expuestos se deduce que los parlantes de distinto diámetro se complementan, razón por la cual una caja acústica debe poseer más de un altavoz para su correcto funcionamiento.

La construcción de una pantalla acústica puede ser muy complicada si no se conoce el tema, pues debe poseer un cuidadoso diseño, el cual debe respetarse si se desea obtener un buen rendimiento de la misma. Cuando no se está en tema, es aconsejable comprar cajas prefabricadas por empresas de reconocida solvencia en la materia.

Como norma, debe tenerse en cuenta la rigidez de la caja; ésta debe ser lo suficientemente compacta como para que las ondas de presión que se ejercen contra las paredes de la caja no las hagan vibrar.

Para obtener una buena rigidez debe emplearse una madera de 2 centímetros de espesor o más; las uniones deben ser perfectas, de modo que no pueda haber escape de aire; incluso debe aislarse el cable de unión de los parlantes. Para aumentar la rigidez pueden colocarse listones unidos a las paredes de la caja. Interiormente debe poseer una capa de por lo menos 3 cm de espesor de lana de vidrio o algún otro material amortiguador. Las caras externas de la caja deben pintarse para que las torne a la vez impermeables y no se deformen con el tiempo.

Bocinas

Se ha visto, al estudiar los TWEETER, que una bocina es un adaptador o transformador acústico que permite incrementar el rendimiento de los parlantes. Veamos en la figura 54 el esquema general de una bocina.

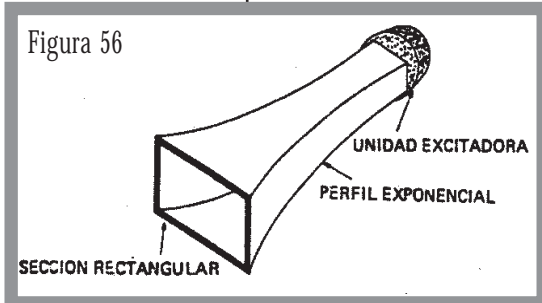
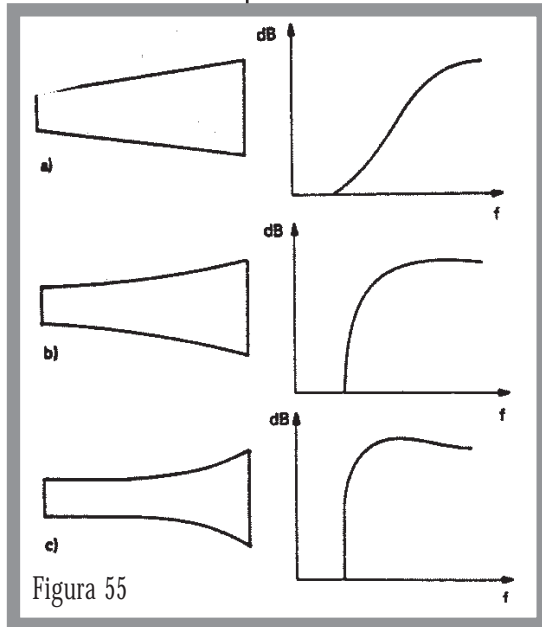
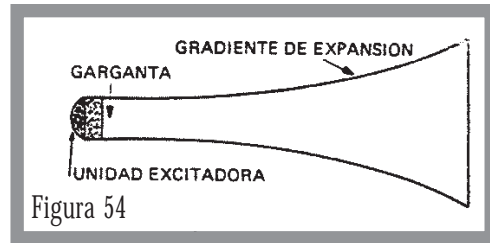
La masa de aire encerrada en la garganta va desplazándose y expandiéndose gradualmente, de modo tal que la poca masa de aire excitada con energía recibe una gran presión, la cual al llegar a la boca de la bocina, disminuye, ya que hubo un aumento considerable de la superficie (aumentó la masa de aire que debe ser excitada). En un parlante común se consiguen rendimientos del orden del 5% mientras que con una bocina se consiguen rendimientos de hasta el 50%.

La curva de respuesta en frecuencia depende de su forma constructiva (figura 55) y por tal motivo se las fabrica a partir de tres formas básicas:

- a) *Bocina de Perfil Cónico.*
- b) *Bocina de Perfil Exponencial.*
- c) *Bocina de Perfil Hiperbólico.*

En las cajas acústicas suelen utilizarse bocinas de sección transversal rectangular y no circular como se las construía en un principio. Se las usa como reproductor de tonos altos y además en estadios o locales públicos (figura 56).

El problema principal que presentan las bocinas es su gran tamaño que, aunque en parte se ha disminuido, siguen presentando un gran volumen.





Amplificadores con Circuitos Integrados

La disponibilidad de una línea de circuitos integrados para amplificadores de audio, en una banda amplia de potencias, no sólo significa la reducción de la cantidad de periféricos en cualquier proyecto, sino también la posibilidad de encontrar con mayor facilidad el tipo ideal para una determinada aplicación, con un costo de producción mucho menor. La línea de integrados que describimos en este capítulo, puede contener la solución que usted busca para un nuevo proyecto o, simplemente, un conjunto de datos sumamente útiles para encarar la reparación de TV color, videocaseteras, reproductores de CD, o cualquier otro dispositivo que emplee amplificadores de audio integrados.

Tal vez la mayoría de nuestros lectores no sepa que el primer circuito integrado del mundo fue producido por Philips y era justamente un amplificador de audio. El OM200, como se lo denominó, contenía 3 transistores y dos resistores en una pastilla de silicio de apenas 1,5 x 1,5 mm y proporcionaba una potencia de 25 mW a un audífono.

Hoy podemos contar con diversas líneas de integrados para audio, destinados a aplicaciones específicas, lo que posibilita su utilización profesional con enormes ventajas. Conteniendo el máximo posible de partes funcionales integradas, el número de componentes periféricos es reducido enormemente y eso trae innumerables ventajas a los proyectos como:

** Costos menores en el desarrollo de un proyecto (la mayor parte del servicio ya ha sido hecha por proyectistas del integrado).*

** Equipo desarrollado de menor tamaño.*

** Menos problemas de producción.*

** Menor costo de producción.*

Por otro lado, la existencia de protección interna contra cortocircuitos, deriva térmica y descargas electrostáticas aumenta la confiabilidad, lo que garantiza una excelente calidad en el producto final desarrollado.

Encararemos el desarrollo de este artículo de un modo especial, sin describir directamente el componente sino a través de circuitos de aplicación, dado que dar un panorama completo requeriría de un espacio amplio, lo cual escapa del objeto de esta obra.

Amplificador de 6,5W con TDA 1011

Este amplificador está proyectado específicamente para radios y grabadores portátiles con carga de 4Ω. Sin embargo, como admite una tensión de alimentación de hasta 24V, también puede usarse en equipos de alimentación por la red local. También, teniendo en cuenta que su tensión mínima de alimentación es de 3,6V, puede ser usado en equipos alimentados por batería. Viene en cubierta SIL (Single in Line, o sea en línea simple) de 9 pines.

Entre las ventajas ofrecidas por este integrado destacamos:

** Preamplificador y amplificador de potencia separados*

** Protección térmica interna*

- * Alta impedancia de entrada (mayor que 100 kΩ)
- * Baja corriente de reposo (14mA a 12V tip)
- * Limitación para ruidos de RF

La tabla 1 indica las potencias que puede suministrar el circuito de la figura 1 en función de la tensión de alimentación para una distorsión total de 10%. En la figura 2 se da el encapsulado de este componente.

Potencia de salida (W)	Tensión de alimentación (V)	Impedancia de carga (ohm)
con bootstrapping (sobretensión)		
1	6	4
2,3	9	4
4,2	12	4
6,5	16	4
sin bootstrapping		
3	12	4

Tabla 1

Amplificador de 1 a 4 W con TDA1015

Este es un integrado recomendado para amplificadores portátiles, grabadores y radios alimentados por baterías. El otorga una potencia de alrededor de 4,2W en una carga de 4Ω y puede alimentárselo con tensiones en la banda de 3,6V a 18V. Como el TDA1011, con el cual es compatible, es presentado con una cubierta SIL de 9 pines.

Las ventajas de este circuito integrado, el circuito eléctrico de aplicación y la tabla con sus potencias, en función de la tensión, son las mismas del amplificador anterior.

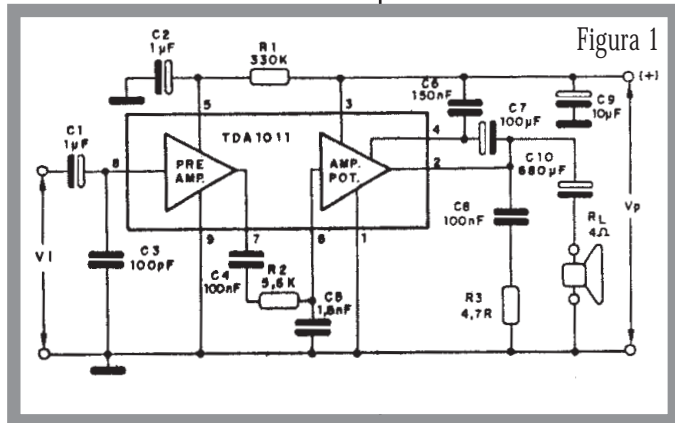


Figura 1

Amplificador de 2W con el TDA 1016

Se trata de un amplificador para grabador y retorno que contiene preamplificador y amplificador de potencia con control automático de nivel, proyectado para grabadores y radiograbadores.

Su banda de tensiones de operación va de 3,6 a 15V lo que permite su utilización en equipos, tanto alimentados por batería como por la red local. Dos integrados de éstos pueden ser usados en un sistema estéreo.

El TDA1016 se provee en cubierta DIL de 16 pines con disipador interno de calor.

Entre las ventajas ofrecidas por este integrado destacamos:

- * Preamplificador y amplificador separados.
- * Incorpora un ALC (automático level control, o sea control de nivel automático) para grabación.
- * Estabilización de tensión en 2,6V.
- * Protección contra cortocircuito.
- * Protección térmica incorporada.

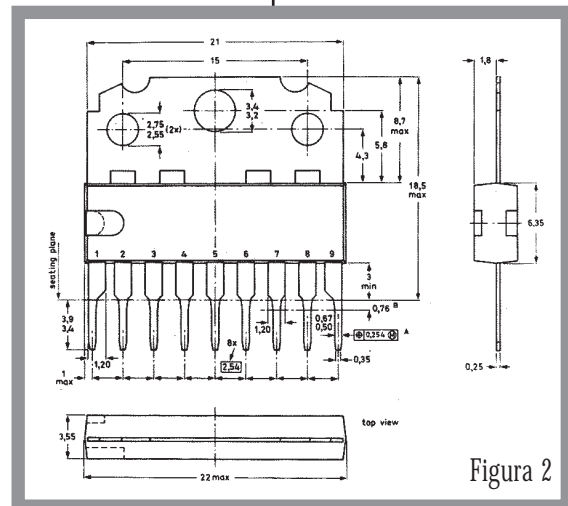


Figura 2

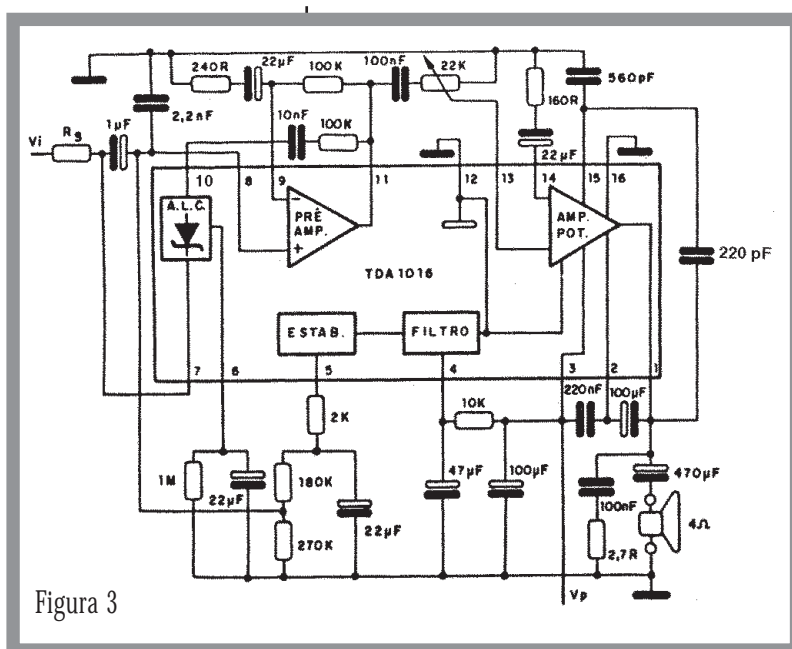


Figura 3

Potencia de salida (mW)	Tensión de alimentación (V)	Impedancia de carga (ohm)
a) Mono BTL		
150	4,5	64
140	3	32
b) Estéreo		
2 x 75	4,5	32
2 x 35	3	32

Tabla 2

26dB en la configuración estéreo ó 32dB en la configuración mono en puente (BTL - Bridge Tied Load).

Para una distorsión total de 10% la Tabla 2 da las distintas relaciones de potencias.

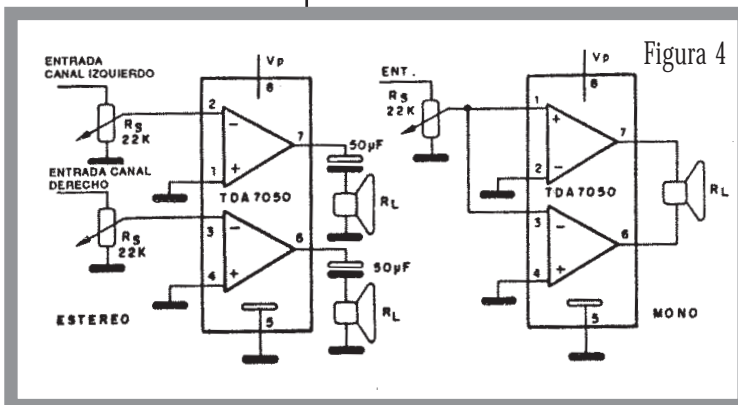


Figura 4

* Posibilidad de conmutación a condición de reposo (stand-by) con la reducción del consumo de corriente.

La potencia de salida es de 2W en carga de 4Ω con alimentación de 9V. Con bootstrapping la distorsión máxima es de 10%.

En la figura 3 se da un circuito de aplicación, en el que se aprecia la poca cantidad de componentes periféricos necesarios.

Amplificador Mono/Estéreo de Baja Tensión y Baja Potencia

El circuito integrado TDA 7050 es indicado para aplicaciones con baja tensión de alimentación (como, por ejemplo, en pequeños aparatos de alta fidelidad que utilizan audífono solamente). Es presentado en cubierta DIL de 8 pines.

Podemos destacar las siguientes ventajas en este integrado:

- * No necesita ningún componente externo.
- * Puede operar con alimentación de batería en la banda de tensiones de 1,6 a 6,0V.
- * Corriente en reposo muy baja (típicamente de 3,2mA con alimentación de 3V)
- * Ganancia con realimentación fijada en

En la figura 4 se da un circuito de aplicación tanto en la versión mono como en la estéreo, en la cual se puede observar que prácticamente no requiere de componentes externos para su funcionamiento.

Amplificador de 1W con TDA 7052

Este integrado consiste en un amplificador mono alimentado por batería. La conexión en puente de la carga permite la operación con bajas tensiones sin perjuicio para la potencia final.

El proyecto también reduce el nivel de ruido de RF y garantiza una excelente estabilidad. La disipación, no es mayor de 1W y por otro lado permite su operación sin necesidad de disipador de calor.

Este integrado viene presentado en cubierta DIL de 8 pines. Ventajas de este integrado, son las siguientes:

- * Excelente estabilidad
- * Protección en la salida contra cortocircuito
- * No necesita disipador de calor
- * Bajo consumo de potencia
- * No se producen chasquidos al conectar o desconectar
- * Banda de tensiones de alimentación de 3 a 15V
- * Ganancia con realimentación fijada en 40dB (6V de alimentación y carga de 8 Ω)

Para una potencia de salida de 1,2W en carga de 8 ohm se usa una alimentación de 6V.

En la figura 5 se dan las características mecánicas del componente y, en la figura 6, el circuito comúnmente utilizado, que no requiere de componentes externos para su funcionamiento.

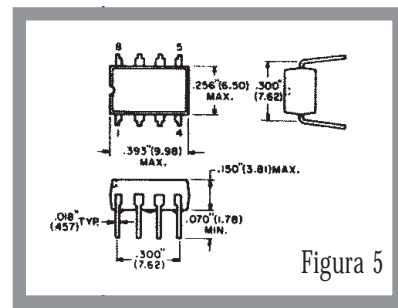


Figura 5

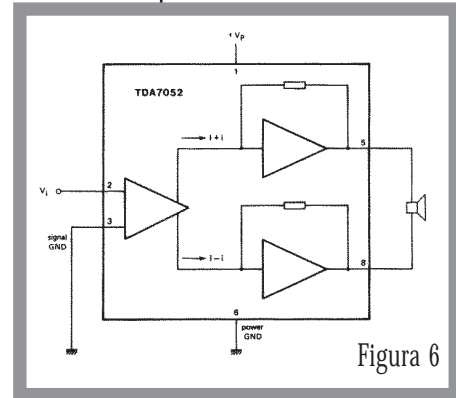


Figura 6

Amplificador Estéreo de 2 x 1W en Puente con el TDA 7053A

El TDA7053A consiste en un amplificador clase B estéreo, formado por dos amplificadores conectados en puente (Bridge Tied Load o BTL) para operación con baja tensión de alimentación (de 15V a menos de 3V), y está indicado para aplicación en equipos portátiles de audio. Se lo presenta en cubierta DIL de 16 pines.

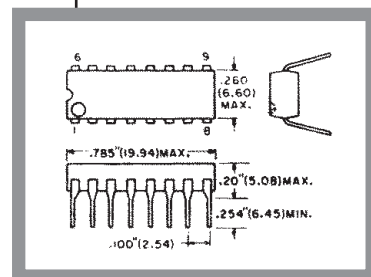
Entre las principales ventajas de este integrado destacamos:

- * No necesita ningún componente externo
- * Baja tensión de offset de salida (100mV)
- * Distorsión de cross-over muy baja
- * Baja radiación (factor muy importante para eliminar la realimentación en radios con antenas de ferrite)
- * Llave "stand-by" ("mute") con un drenaje de corriente de sólo 1µA (TDA7053A).
- * Excelente rechazo de "ripple" (típicamente 40dB entre 100Hz y 10kHz, $R_s = 0 \Omega$)
- * Ganancia de tensión con realimentación fijada en 40dB (6V de alimentación y carga como muestra el diagrama), cuyo resultado es un equilibrio excelente entre los canales.
- * Protección térmica interna.

Tabla 3

P de salida (W)	V de alimentación (V)	Z de carga (ohm)
2 x 1W	9	16
2 x 1W	6	8
2 x 160mW	3,6	8

Figura 7



Para una distorsión total de 10% tenemos las características de la tabla 3.

En la figura 7 se dan las características mecánicas del TDA 1053, y en la figura 8 el circuito de aplicación.

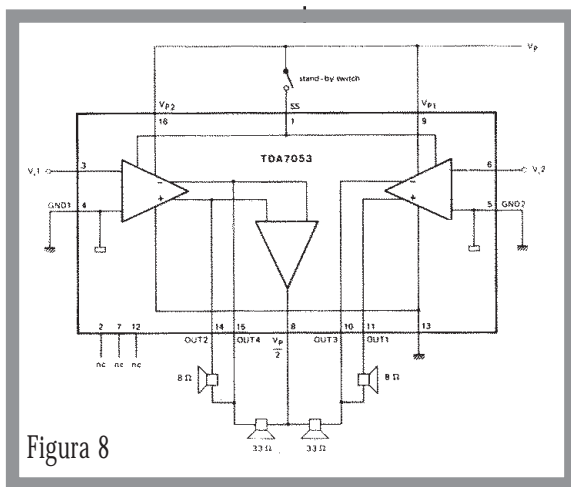


Figura 8

Amplificador de 9,5W con TDA 1010A

Este integrado contiene un circuito en clase B, desarrollado originalmente para proveer 6W en una etapa de audio de autorradio, que puede operar con cargas de 2 a 4 ohm. Su amplia banda de tensiones de alimentaci3n entre 6 a 24V tambi3n permite aplicaciones alternativas como, por ejemplo, en radios y grabadores alimentados por la red, con potencias hasta 9,5W. Este integrado viene en cubierta SIL de 9 pines.

Entre los principales puntos sobresalientes de este componente tenemos:

- * Amplificador y preamplificador separados
- * Bajo costo de los componentes externos

- * Buen rechazo de "ripple"
- * Protecci3n t3rmica interna
- * Protecci3n en la salida contra cortocircuitos en relaci3n a la tierra

Potencia de salida (W)	Tensi3n de alimentaci3n (V)	Impedancia de carga (ohm)
a) Con capacitor de bootstrap (sobretensi3n)		
3,4	14,4	8
6,2	14,4	4
6,4	14,4	2
5	18	8
7,5	18	4
9,5	18	2
b) Sin capacitor de bootstrap		
5,7	14,4	4
c) Con resistor adicional de bootstrap de 220 ohm y entre los pines 3 y 4		
9	14,4	2
10,5	18	2

Para una distorsi3n de salida de 10% tenemos las caracteristicas de la Tabla 4, mientras que en la figura 9 se da un circuito t3pico de aplicaci3n.

Amplificador de 12W con TDA 1020

Este circuito entrega de 7 a 12W de potencia a cargas entre 2 y 8Ω.

Posee limitador de alta frecuencia fuera de la banda audible, en el preamplificador y en el amplificador, de modo de suprimir interferencias o ruidos de sistemas de encendido de autom3viles. Admite una tensi3n m3xima de alimentaci3n de 18V; el TDA1020 tambi3n est3 indicado para radios, grabadores y decks que operen con alimentaci3n a partir de la red.

Es presentado en cubierta SIL de 9 pines, con disposici3n de pines compatible con el TDA1010A. Entre las caracteristicas destacables de este circuito integrado tenemos las siguientes:

- * Amplificador y preamplificador separados

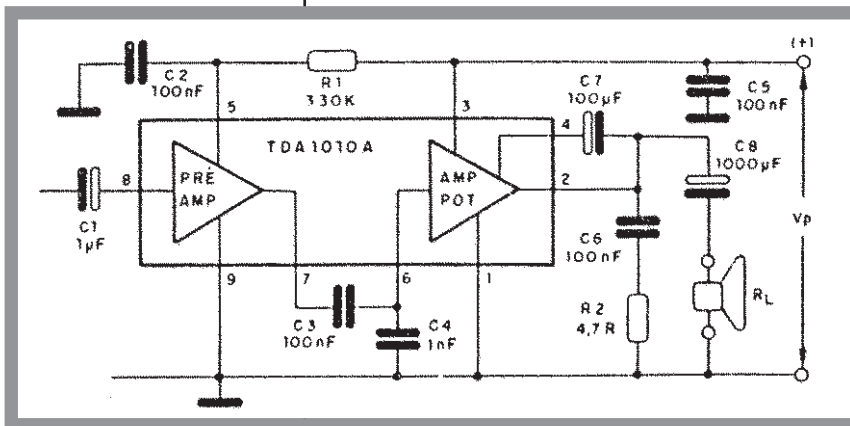


Figura 9

* Carga de "alivio" y protección SOAR internas que permiten que el circuito tolere tensiones de hasta 45V sin peligro de daño.

* Protección contra cortocircuitos en la salida en relación a la tierra.

* Protección térmica interna

* Conmutador de stand-by para corriente de consumo (menor de 1mA).

Para una distorsión de 10% tenemos las potencias en función de la tensión de alimentación, en la tabla 5, mientras que el circuito de aplicación se da en la figura 10 y las características mecánicas del componente en la figura 11.

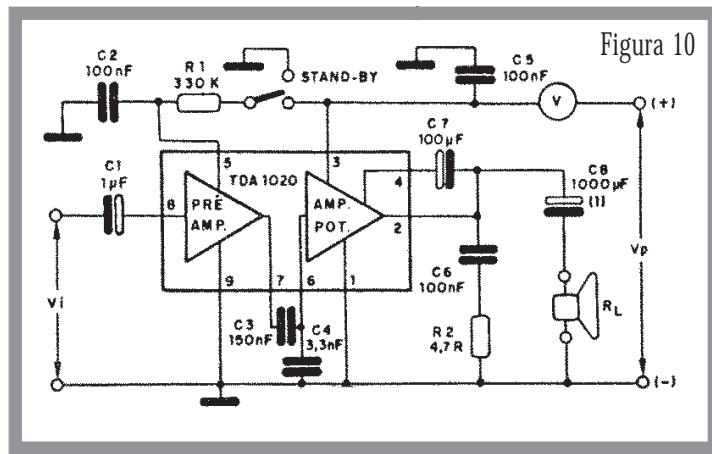


Figura 10

Amplificador Estéreo de 12W por canal con TDA1510 y/o TDA1515

Estos circuitos son amplificadores en clase B que pueden ser usados en la excitación de cargas hasta 16 ohm. Cada uno puede operar como para estéreo o mono en puente (BTL). Vienen en cubierta plástica SIL de 13 pines con los pines doblados para el formato DIL, tal como se aprecia en la figura 12. Entre las características comunes a los dos integrados (TDA 1510 y TDA 1515), destacamos:

1) Para ambos ICs:

* Baja tensión de offset en la salida (menor de 50mV), importante para la configuración en puente (BTL)

* Ganancia de tensión en la banda de 32dB a 56dB en la configuración BTL y de 26 a 50dB en la configuración estéreo (14,4V de alimentación y 4 ohm de carga).

* Excelente rechazo de "ripple" (50dB para 1kHz, Rs = 0 ohm).

* Deriva de carga y protección SOAR.

* Protección contra cortocircuito entre la salida y la tierra.

* Protección contra deriva térmica.

* Banda de operación internamente limitada para rechazo de interferencias de alta frecuencia.

* Baja corriente de reposo (menor que 2 mA) de modo de simplificar la conmutación.

* Pocos componentes externos necesarios.

2) Adicionales para el TDA1515A:

* Corriente de "stand-by" (reposo) extremadamente baja (100µA) que permite su conmutación vía circuitos TTL.

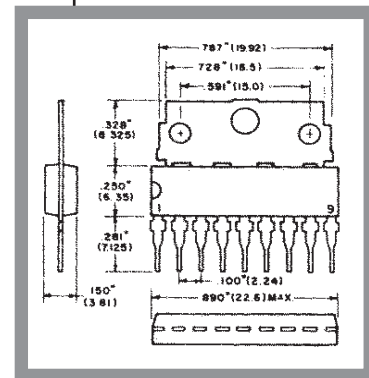
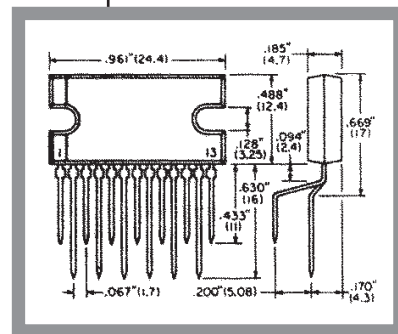


Figura 11

Potencia de salida (W)	Tensión de alimentación (V)	Impedancia de carga (ohm)
a) Con capacitor de bootstrap (sobretensión)		
12	14,4	2
7	14,4	4
3,5	14,4	8
b) Sin capacitor de bootstrap		
4,5	14,4	4

Figura 12



Potencia de salida (W)	Tensión de alimentación (V)	Impedancia de carga (ohm)
BTL con capacitores de bootstrap (sobretensión)		
24	14,4	4
Estéreo con capacitores de bootstrap		
2 x 7	14,4	4
2 x 12	14,4	2
Estéreo sin capacitores de bootstrap		
2 x 6	14,4	4

* Salidas protegidas contra cortocircuitos AC y DC en relación a la tierra.

* Protección para el parlante en la configuración TTL.

* Salidas protegidas contra cortocircuitos, en relación a la tierra, para la configuración BTL.

* Protección contra inversión de la polaridad de la alimentación.

Tabla 6

Para una distorsión total máxima de 10%, tenemos en la tabla 6 las características obtenidas con alimentación y cargas diferentes.

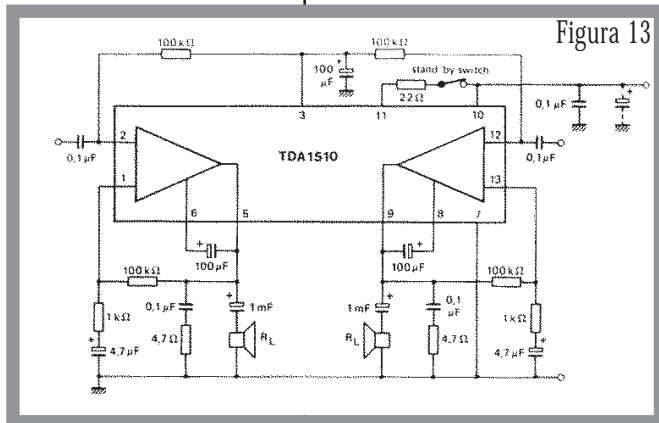


Figura 13

Por otro lado, en la figura 13, se da el circuito eléctrico en la versión estéreo de un amplificador de 12W por canal con TDA 1510 que puede utilizarse con un preamplificador del tipo universal; en la figura 14 se reproduce el circuito de un amplificador de 24W y en las figuras 15 y 16 se vuelven a repetir las dos configuraciones anteriores pero con el TDA1515A.

Resta comentarles sobre estos integrados que, en la actualidad, el TDA 1510 prácticamente no se utiliza, tiene como reemplazante el TDA 1515.

Amplificador con TDA1516 o TDA 1518

Estos integrados consisten en amplificadores clase B, con ganancia fijada internamente para mejor equilibrio entre los canales (menor que 1dB).

Los dos tipos son virtualmente idénticos, excepto en la ganancia, están presentados en cubierta SIL de 13 pines doblados para el formato DIL.

Entre las ventajas presentadas por estos integrados destacamos:

* No necesita componentes externos en la configuración BTL.

* Baja tensión de "off-set" en la salida (100mV), factor importante para la conexión BTL.

* Ganancia de tensión fija (14,4V en carga de 4 ohm) de 26dB para BTL y 20dB para estéreo (TDA1516Q). Los valores para el TDA1518Q son de 46dB (BTL) y 40dB (estéreo).

* Excelente rechazo de "ripple" de la fuente de alimentación (40dB entre 100Hz y 10kHz, $R_s = 0$ ohm).

* Salida protegida contra cortocircuito con la tierra o línea de alimentación.

* Protección térmica.

* Protección contra inversión de polaridad.

* Posee entrada de "stand-by", con conmutación de 0V a 2V en el pin 11, y una corriente de conmutación

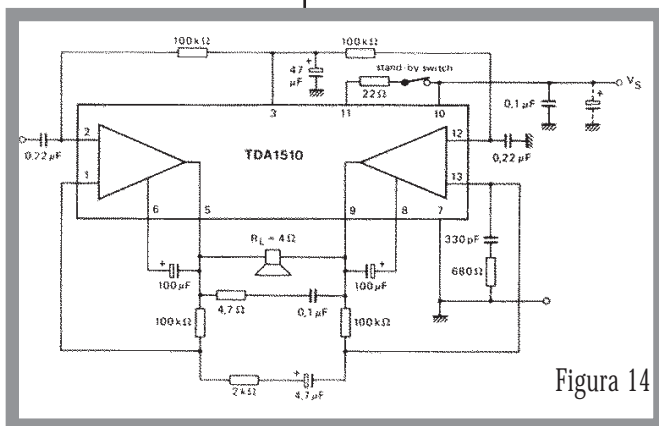


Figura 14

de apenas $12\mu A$ para permitir llaves de bajo costo. La corriente, en la condición de "stand-by", es menor que $100\mu A$. La tensión en el pin 11 para operación normal es mayor que $8,1V$.

* Posee "mute" con conmutación entre 3 y 6,4V en el pin 11 para eliminar los clics cuando se conecta y desconecta. La corriente de alimentación en la condición de "mute" es de $40mA$.

* Entradas iguales (inversora y no inversora).

* Son necesarios pocos componentes externos para la configuración estéreo.

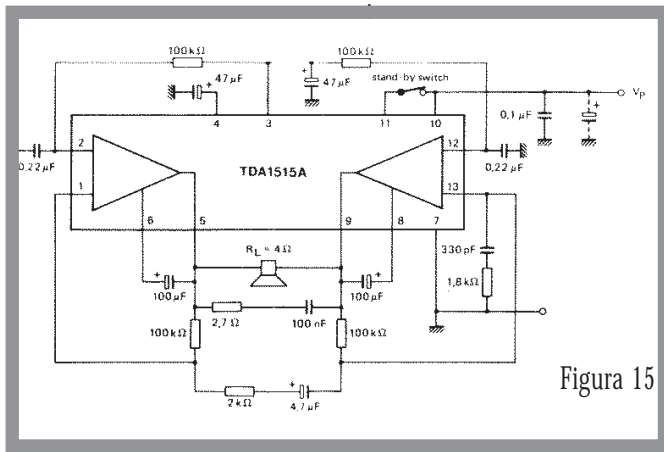


Figura 15

Para una distorsión máxima total de 10% tenemos las características de la tabla 7.

Las figuras 17 y 18 reproducen sendos circuitos de aplicación para las versiones mono y estéreo. Debe tener en cuenta que estos amplificadores funcionan correctamente con los circuitos propuestos y que podrá emplearlos con pre-amplificadores del tipo universal.

Amplificador Estéreo de 6W + 6W con TDA 1517 o TDA 1519

Los TDA1517 y TDA1519 consisten en amplificadores estéreo, siendo virtualmente iguales, excepto por la ganancia. Hay disponibles en cubiertas SIL de 9 pines.

Presentan las siguientes ventajas:

* Ganancia de tensión con realimentación fijada típicamente en 20dB para el TDA1517 y 40dB para el TDA1519 (alimentación de 14,4V y carga de 4 ohm).

* Excelente equilibrio entre los canales (alrededor de 1dB).

* Excelente rechazo de "ripple" (48dB entre 100Hz y 10kHz para $R_s = 0\text{ ohm}$).

* Protección con carga de derivación

* Salida protegida contra cortocircuitos AC

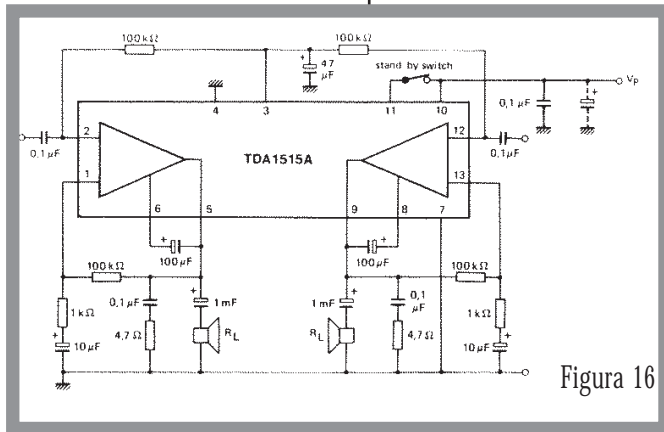


Figura 16

Figura 17

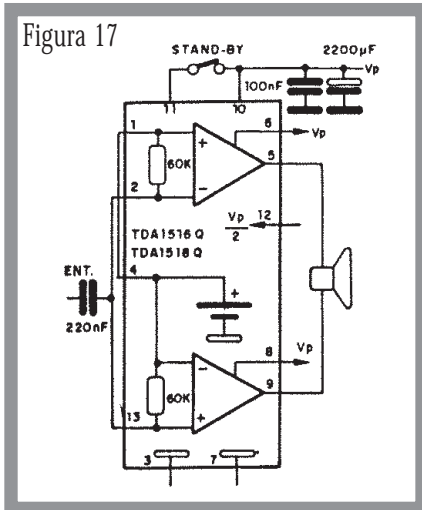
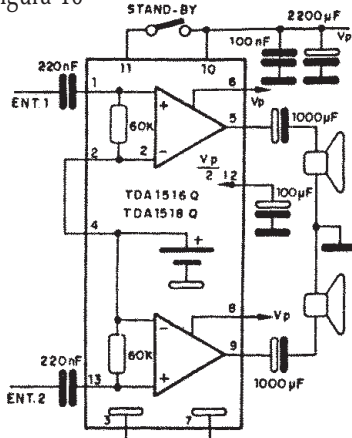


Tabla 7

Potencia de salida (W)	Tensión de alimentación (V)	Impedancia de carga (ohm)
BTL con bootstrapping (capacitor de sobretensión)		
24	14,4	4
BTL sin bootstrapping		
22	14,4	4
Estéreo con Bootstrapping		
2 x 7	14,4	4
2 x 12	14,4	2
Estéreo sin bootstrapping		
2 x 6	14,4	4
2 x 11	14,4	2

Figura 18



y CD en relación a tierra o alimentación.

* Seguro contra inversiones de polaridad.

* Protegido contra descargas electrostáticas

* Necesita pocos componentes externos.

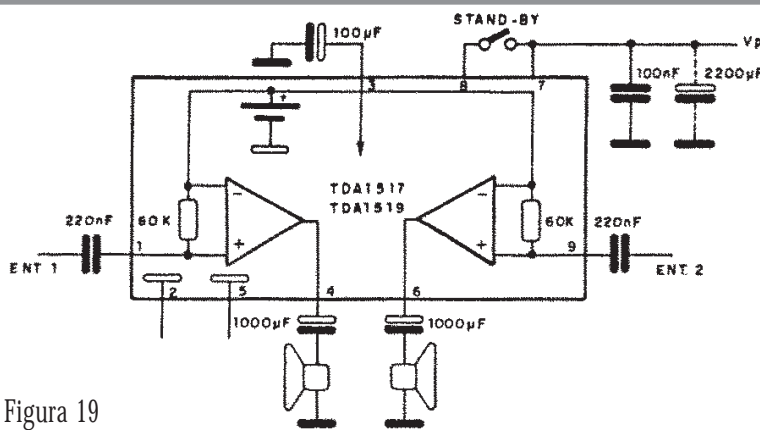
* Posee el recurso del "stand-by", con tensión de conmutación de 0 a 2V en el pin 8, y una corriente de conmutación de sólo 12µA para permitir el uso de sistemas de conmutación baratos. La corriente drenada en la condición de "stand-by" es menor que 100µA. La tensión en el pin 8 para operación normal es mayor que 8,1V.

* Recurso del "mute", con una tensión de conmutación de 3V a 6,4V en el pin 8 para eliminar los chasquidos al conectar y desconectar. La corriente drenada de la fuente en la condición de "mute" es de 40 mA.

Para una distorsión total de 10% y alimentación de 14,4V, con carga de 4 ohm, la potencia de salida es de 6W por canal.

El circuito de aplicación se muestra en la figura 19.

Figura 19



Amplificador con Control de Volumen Accionado por Tensión

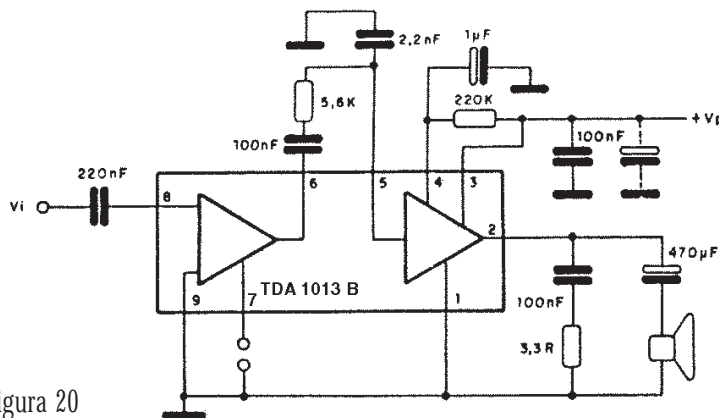
Este amplificador de audio posee un control de volumen interno variable, con diferentes niveles de tensiones continuas, características logarítmicas y capacidad para proporcionar un control en una banda de más de 80dB.

Su banda de tensiones de alimentación muy amplia (10V a 40V) lo vuelve ideal para el proyecto de equipos alimentados por la red local como televisores y equipos de sonido. Se lo

presenta en cubierta SIL de 9 pines.

Entre las ventajas presentadas por este integrado tenemos:

Figura 20



* Amplificador y preamplificador separados.

* Incorpora un control de volumen DC con una banda de control mayor que 80dB (tensión de control entre 2V y 6V).

* Ganancia sin realimentación bien definida y ganancia fija con realimentación de 38dB (alimentación de 18V, carga de 8Ω).

* Disipador simple y de bajo costo para instalación.

* No produce chasquidos al conectarlo o desconectarlo.

* El nivel de ruido disminuye con el volumen.

Para una distorsión total de 10% la potencia de salida es de 4,3W en carga de 8 ohm con 18V de alimentación. En la figura 20 se da el circuito de aplicación.

Amplificador de Alta Fidelidad con TDA 1512

Este amplificador de audio con etapas de entrada diferenciales está proyectado para funcionar con fuentes asimétricas a partir de la red local (15 a 35V). El TDA1512 viene en cubierta SIL de 9 pines pero también puede obtenerse con los terminales doblados en forma DIL.

Entre las ventajas indicadas por el fabricante tenemos:

* *Baja distorsión por intermodulación (0,1% a $P_o = 10W$).*

* *Baja distorsión por transitorio de intermodulación.*

* *Protección térmica interna y limitador de corriente de salida.*

* *Salida protegida contra cortocircuitos AC y DC en relación a la tierra.*

* *Baja tensión de "offset" de entrada (15mV).*

* *Etapas de salida con baja distorsión por "crossover".*

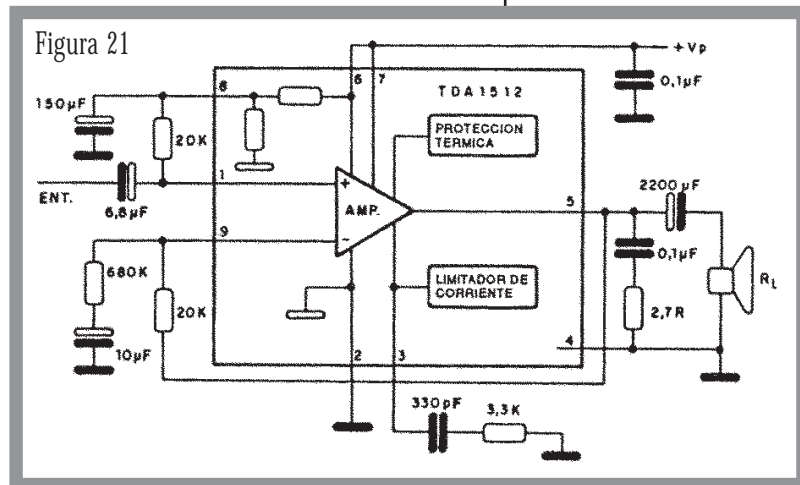
Potencia de salida (W)	Tensión de alimentación (V)	Impedancia de carga (ohm)
13	25	4
7	25	8

Tabla 8

Para una distorsión total de 0,7% tenemos las características de la tabla 8.

En la figura 21 se reproduce el circuito eléctrico de este amplificador.

Evidentemente, los descriptos, son sólo algunos de los circuitos integrados a partir de los cuales se pueden construir amplificadores de audio. En otras ediciones, continuaremos con el tema, dando los integrados comúnmente empleados en amplificadores de potencia.



Amplificador con el TDA2002

El TDA2002 es un circuito integrado de audio de potencia, especialmente diseñado para aplicaciones en autorradios con gran capacidad de manejo de corriente que llega a los 3,5A. Una propiedad interesante es que permite el manejo de cargas de bajo valor (desde 1,6Ω), con lo cual se consigue una potencia de salida superior a 15W en configuración puente.

Con una carga de 2Ω se consigue una potencia de 6W por canal cuando se lo alimenta con una tensión de 12V, teniendo una distorsión inferior al 10%. Cuando la carga es de 4Ω, con la misma tensión de alimentación y en configuración puente, la potencia supera los 12W. Es un circuito integrado de alta confiabilidad que ofrece, además, alta seguridad durante la operación dado que posee protección contra:

- Cortocircuitos entre salidas y masa.
- Sobrecalentamiento del chip.

Sigla	Denominación	Valor	Unidad
Vs	Tensión de operación	18	V
Vsc	Tensión DC de alimentación	28	V
Vsp	Tensión de pico máx. (para 50ms)	40	V
Io	Corriente de pico no repetitiva	4.5	A
Io*	Corriente de pico repet. (f > 10Hz)	3.5	A
Ptot	Disipación de potencia para t=60°C	15	W
Tstg, Tj	Rango de temperatura	-40 a 150	°C
Rth j-c	Resis. térmica de unión a carcasa máx.	4	°C/W

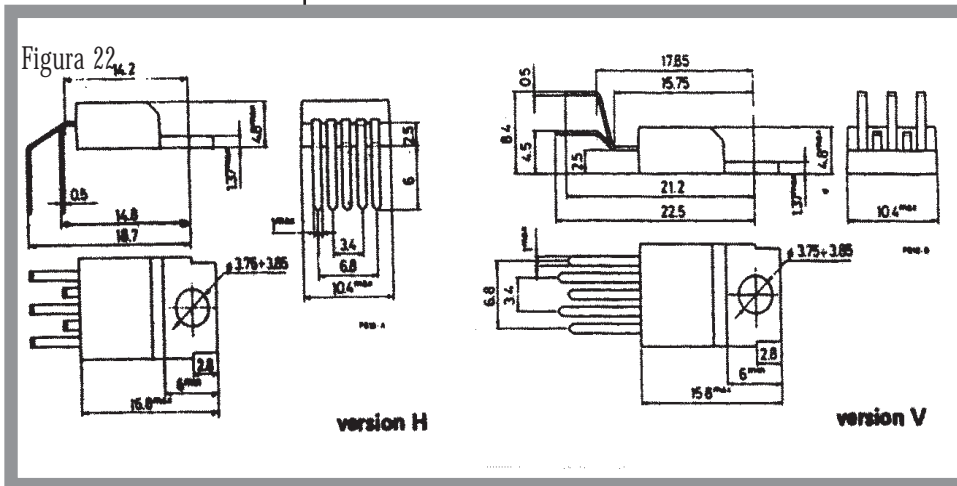
- Circuito abierto.
 - Inversión de polaridad.
 - Excesiva tensión de alimentación (máximo = 30V).

Este circuito integrado posee un uso muy flexible, dado permite el uso o no de un circuito bootstrap, se puede ajustar la ganancia y programar el ancho de banda de operación.

Otra ventaja adicional es que puede construirse un dispositivo compacto con bajo costo dada la poca cantidad de componentes externos necesarios, permitiendo un montaje sencillo por no necesitar una conexión eléctrica entre el disipador del encapsulado y la placa de circuito impreso (el montaje se realiza con un tornillo).

Tabla 9

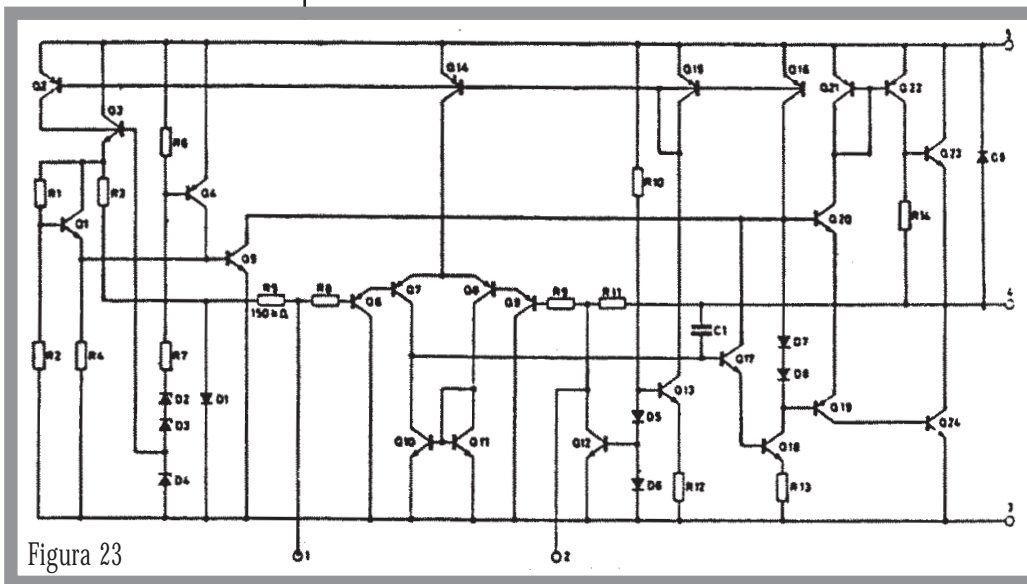
construirse un dispositivo compacto con bajo costo dada la poca cantidad de componentes externos necesarios, permitiendo un montaje sencillo por no necesitar una conexión eléctrica entre el disipador del encapsulado y la placa de circuito impreso (el montaje se realiza con un tornillo).

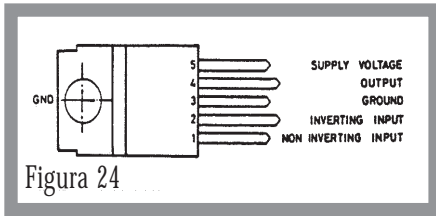


Características Máximas:

En la tabla 9 se dan los valores absolutos máximos que puede manejar el TDA2002, teniendo en cuenta que en todos los casos, la corriente máxima de salida es limitada internamente y que los datos son válidos para la reproducción de señales a partir de los 10Hz.

En la figura 22 puede observarse el aspecto físico y el conexionado de este circuito integrado, tanto para la versión en montaje vertical (TDA2002V), como para montaje horizontal (TDA2002H), mientras que en la figura 23 se reproduce su circuito interno. Note que el circuito de entrada corresponde a un amplificador diferencial polarizado con una fuente espejo que permite reducir la





amplificación en modo común y disminuir el ruido. En la figura 24 se da el detalle de conexión de las patas del TDA2002.

Características Eléctricas: En la tabla 10 se dan las características eléctricas del circuito integrado que estamos analizando para una temperatura ambiente de 25°C y una tensión de alimentación de 14,4V, salvo que se indique lo contrario.

El circuito de prueba de corriente continua, con el cual se obtuvieron los valores dados en la tabla 10, se muestra en la figura 25, en la cual se aprecia que se trata de un circuito amplificador con sólo tres resistores y 4 capacitores externos.

El circuito de prueba para obtener las características eléctricas para alterna, que se muestran en la tabla 11, se da en la figura 26, donde se puede apreciar el agregado de filtros como lazos de realimentación para mejorar el desempeño del amplificador.

Sugerencias de Diseño

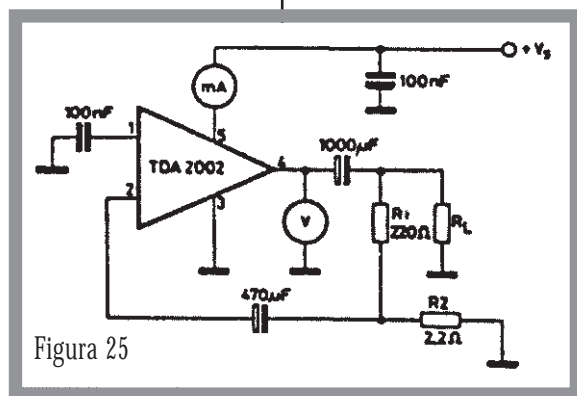
Si bien en la figura 26 se dan los valores recomendados para los componentes que forman un sistema amplificador monoaural, pueden ser empleados otros valores para optimizar determinadas características. A continuación damos algunas sugerencias de valores para el circuito.

- **R1:** Junto con R2, R3, y la realimentación, definen la ganancia de lazo cerrado del sistema. El valor recomendado es de 220Ω.
- **R2:** Idem R1, con un valor recomendado de 2,2.
- **R3:** Define la estabilidad en frecuencia del sistema. Si se aumenta el valor se corre el riesgo de generar oscilaciones en alta frecuencia, especialmente si se utilizan cargas inductivas.

Parámetro	Condic. de prueba	Mín.	Típ.	Máx.	Unidad	
Vs	Tensión de alimentación	8		18	V	
Vos	V de salida de polarización	en pata 4	6,4	7,2	8	V
Id	Corriente total de polariz.	en pata 5	45	80	mA	

Parámetro	Condic. de prueba	Mín.	Típ.	Máx.	Unidad	
Po	Potencia de salida	d - 10%, f= 1kHz Vs = 14,4V, RL = 4Ω Vs = 16V, RL = 4Ω	4,8	5,2 6,5		W W
d	Distorsión	f = 1kHz, Po de 50mW a 3,5W RL=4Ω RL=2Ω		0,2 0,2		% %
Vi	Sensibilidad de entrada	f = 1kHz, Po = 0,5W RL = 4Ω RL = 2Ω		15 11		mV mV
Ri	Resistencia de entrada	f = 1kHz	70	150		kΩ
fl	Frecuencia mínima (-3dB)	RL = 4Ω			40	Hz
fh	Frecuencia máxima (-3dB)	RL = 4Ω	15			kHz
Gv	Ganancia de lazo cerrado	f = 1kHz		40		dB
eN	Ruido total de entrada	Rg = 10kΩ, de 22Hz a 20kHz		4		μV
SVR	Rechazo a la tensión de aliment.	Rg = 10kΩ, fr = 100Hz,	30	35		dB
η	Eficiencia	f = 1kHz Po = 5,2W, RL = 4Ω Po=8W, RL=2Ω		68 58		% %

Tabla 10 (arriba)
Tabla 11 (abajo)



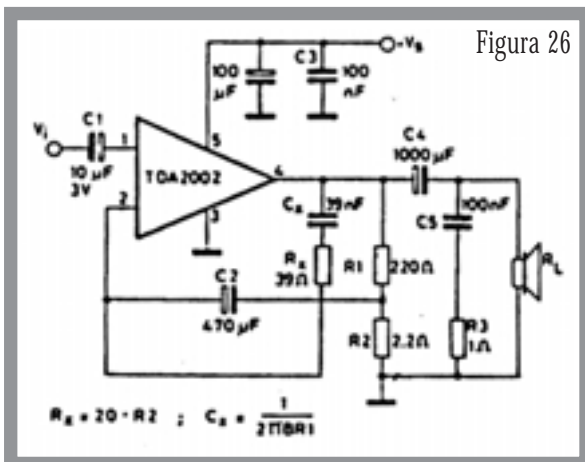


Figura 26

El valor recomendado es 1Ω.

- **C1:** Desacopla la corriente continua de entrada. Un valor muy grande puede provocar diferencias de fase apreciables, mientras que un valor pequeño limita la respuesta en baja frecuencia e incrementa el ruido. El valor recomendado es de 2,2µF.

- **C3:** Es un capacitor de paso que evita que las señales de alta frecuencia se desarrollen en la fuente de alimentación. Un valor muy pequeño podría ocasionar oscilaciones. El valor recomendado es de 0,1µF.

- **C2:** Es un capacitor de rechazo de ripple. Si es chico incrementa el ripple y si es grande produce una degradación del mismo. El valor recomendado es de 100µF.

- **C4:** Acoplamiento de la carga y limitador de la tensión continua sobre el parlante. El valor recomendado es

de 100µF, si es muy chico se limita el ancho de banda.

- **C2:** Es un capacitor de realimentación que además desacopla la corriente continua y limita la respuesta del amplificador en baja frecuencia. El valor recomendado es de 470µF.

- **C5:** Junto con R3 conforman una red de zoobel que determinan la estabilidad en frecuencia del circuito. Una alteración en este valor podría producir oscilaciones. El valor recomendado es de 0,1µF.

Amplificador de 7W con TDA2002

En nuestro país, el TDA2002 comenzó a cobrar popularidad hace algo más de una década, pero aún en la actualidad no se lo ha explotado en todas sus posibilidades.

En la figura 27 se muestra el circuito eléctrico de un amplificador de 7 watt, apto para uso en automotores, ya que se alimenta con una tensión de 12 volt.

Requiere de un disipador de reducido tamaño (no más de 14 cm² de superficie) debido a que posee no sólo protección contra cortocircuitos sino que también posee una protección por sobretemperatura; cuando esta protección actúa, la señal de salida es muy distorsionada, a tal punto que no se puede escuchar. Para reestablecer el circuito se debe desconectar la alimentación, esperar unos minutos y volver a conectar la fuente.

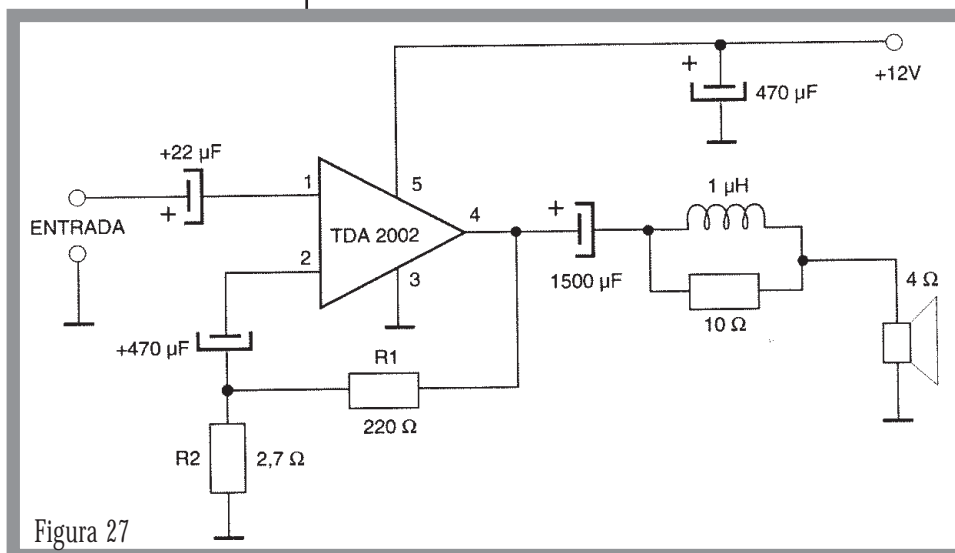


Figura 27

La señal ingresa por la pata 1 a través de un capacitor de desacople de

continua de 22μF. La señal amplificada está presente en el terminal 4 y se aplica al parlante por medio de un capacitor de 1000μF. Note que el circuito está provisto de una red de Zoobel de compensación. R1, R2 y C forman un lazo de realimentación negativa que determina la amplificación (ganancia) del sistema, de igual forma que un amplificador operacional.

$$G = \frac{R1}{R2}$$

La ganancia del circuito es menor que 100 ya que este valor es el máximo admisible para este circuito integrado.

Para su funcionamiento se puede utilizar un preamplificador del tipo universal pero si hace R1 variable (Pre-set de 250Ω) puede conectar la entrada a la salida de un autoestéreo u otro equipo y regular la ganancia hasta obtener el sonido óptimo amplificado. Aquí convendrá colocar en serie con el capacitor de entrada un resistor de unos 1000 ohm.

Amplificador de Buen Rendimiento

En la figura 28 se reproduce el circuito eléctrico de otro amplificador con TDA2002, en el cual se puede calcular el valor de Cx apropiado, en función de la frecuencia de corte (B) elegida.

En el lazo de realimentación, tanto Cx como Rx se calculan:

$$C_x = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot B \cdot R1}$$

$$R_x = 20 \cdot R2$$

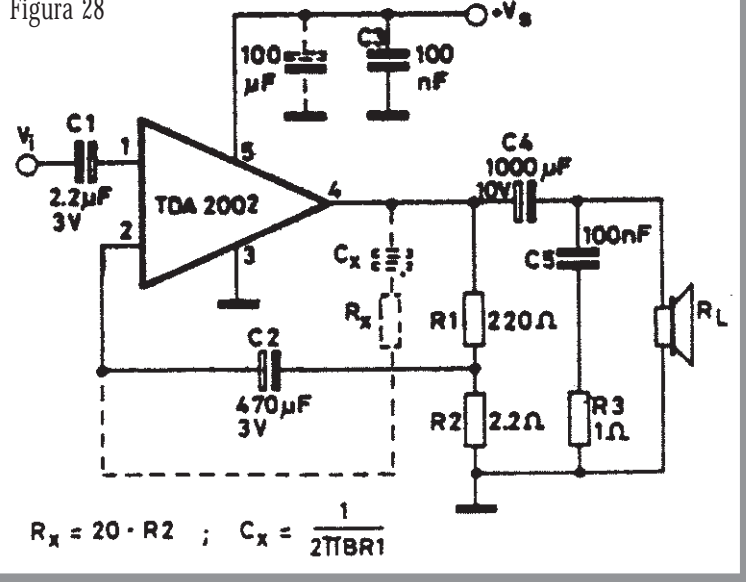
Donde es posible calcular los valores de estos componentes y luego elegir los valores comerciales más aproximados.

Amplificador de Bajo Costo

En la figura 29 se da el circuito eléctrico de un amplificador que puede ocupar un espacio muy reducido debido a que posee pocos componentes externos, lo que lo hace económico.

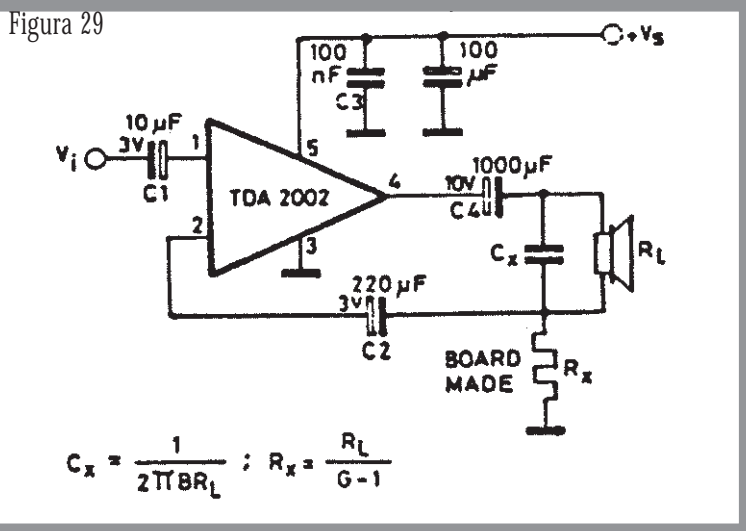
Si bien no hay componentes críticos, se deben calcular tanto Cx como Rx para obtener buena estabilidad con eficiencia

Figura 28



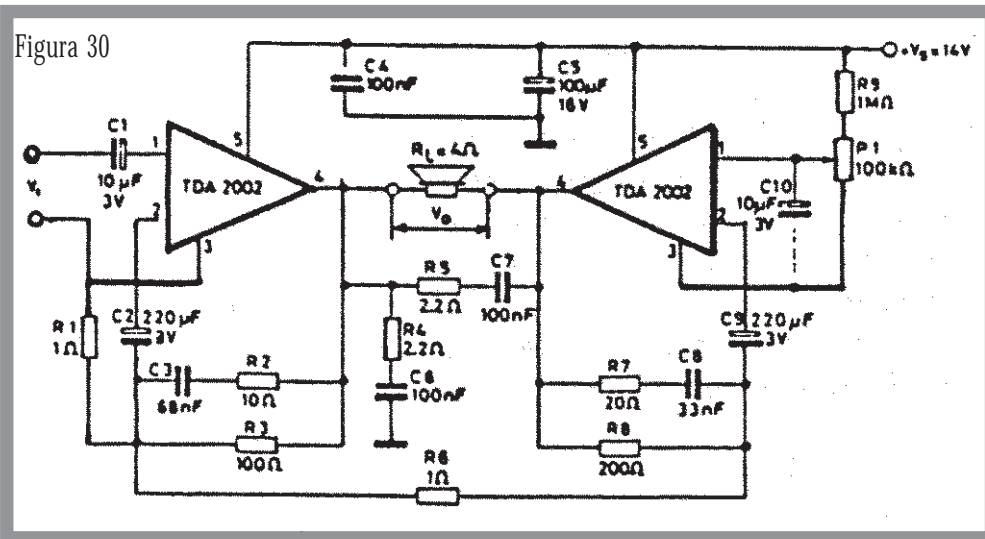
$$R_x = 20 \cdot R2 ; C_x = \frac{1}{2\pi B R1}$$

Figura 29



$$C_x = \frac{1}{2\pi B R_L} ; R_x = \frac{R_L}{G-1}$$

Figura 30



para una ganancia de tensión determinada. Para conocer el valor de estos componentes, se deben hacer los siguientes cálculos:

$$C_x = \frac{1}{2 \cdot p \cdot B \cdot R_L}$$

$$R_x = \frac{R_L}{G - 1}$$

Donde B es la frecuencia de corte del equipo y G la ganancia de tensión deseada.

de tensión deseada.

R_x se suele construir manualmente utilizando alambre comercial para la construcción de resistencias. Como es un valor muy bajo, se suele bobinar el alambre de resistencia sobre un resistor comercial de 1MΩ.

Si así lo prefiere, puede emplear un resistor de precisión.

Amplificador Puente

En la figura 30 se ha dibujado un amplificador de 15W que emplea dos TDA2002 con disipadores apropiados y varios filtros RC para un óptimo funcionamiento.

Como podrá observar, la carga (parlante) no posee capacitor de acoplamiento, dado que sin señal aplicada a la entrada, la salida de ambos amplificadores está al mismo potencial y, por lo tanto, la diferencia de potencial entre bornes del traductor acústico será nula (en realidad muy pequeña).

Cabe aclarar que la eliminación de dicho condensador permitirá aumentar el ancho de banda de respuesta del circuito, dado que ahora reproducirá con fidelidad las señales de frecuencias menores. El valor apropiado de tensión continua sobre el parlante debe ser ajustado por intermedio de P1 (dicho ajuste debe efectuarse para conseguir el menor valor posible).

De esta manera, hemos dado un somero enfoque de este circuito integrado, que puede brindar satisfacciones para el armado de pequeños amplificadores para sustituir etapas de audio en televisores, amplificar el sonido de sirenas, etc. Recuerde que el consumo es mínimo.

Sistema de Control de Sonido Estéreo

En la actualidad, existen muchos circuitos que contemplan la posibilidad de amplificar una señal de audio y modificar sus características (ecualizar), con el objeto de que el sonido sea más agradable para nuestros oídos. Es más, en esta misma edición de Circuitos Integrados, presentamos un amplificador de hasta 7 u 8W que requiere muy pocos componentes externos para su funcionamiento. La desventaja de ese integrado es que no permite la variación controlada de su respuesta en frecuencia, con lo cual requiere de un preamplificador con buenas

prestaciones para obtener un sistema de alta fidelidad.

Es precisamente esto, lo que se consigue con el circuito integrado TCA5550, que es un chip simple que posee un circuito de control de volumen, balance, graves y agudos. Fue pensado para funcionar en autorradios, sistemas de TV, equipos de control remoto, etc.

Los controles son comandados por una tensión de corriente continua inferior a la de alimentación y puede aplicarse un sistema de "carga de tensión" sobre capacitores, con el objeto de evitar el uso de potenciómetros en dichos controles.

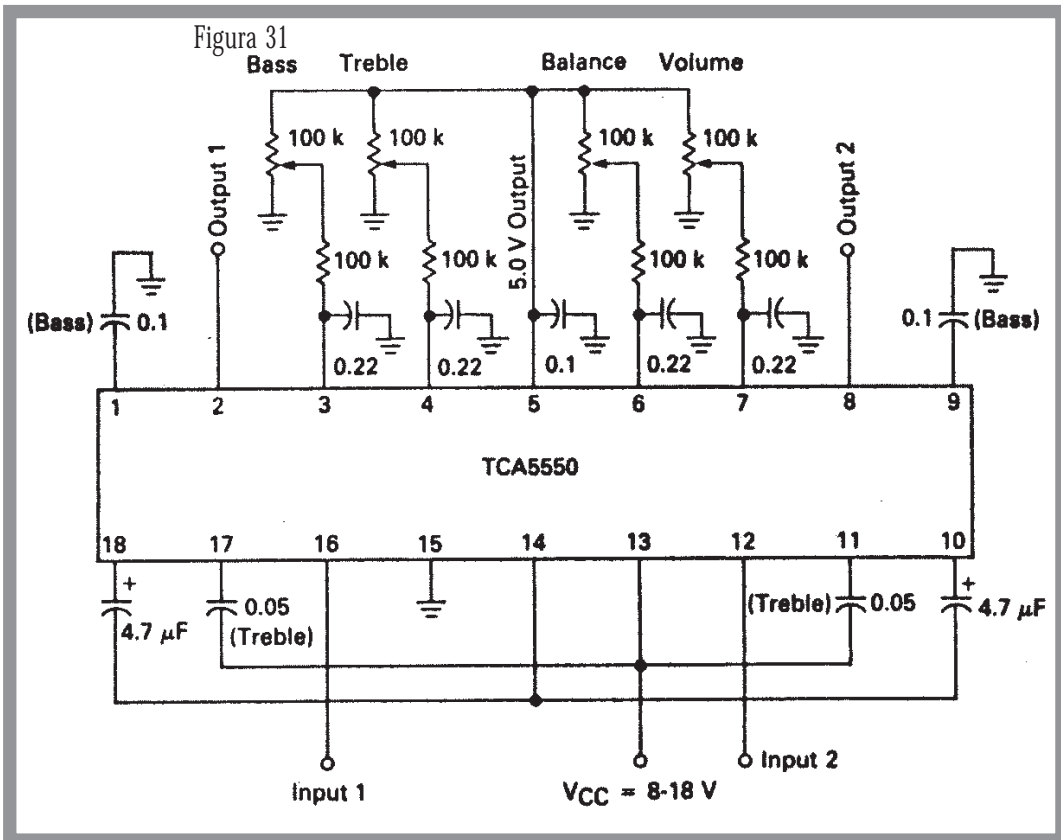
Damos a continuación, los valores máximos absolutos con que opera el TCA5550:

- * Tensión de alimentación (V_{cc}):.....18V
- * Disipación de potencia.....1,25W
- * Deriva térmica.....10mW/°C
- * Rango de Temp. de operación.....-40 a +85°C
- * Rango de Temp. de almacenam.....-65 a +150°C

Un circuito de aplicación con el valor de los componentes externos se muestra en la figura 31. En él se observa que son necesarios pocos componentes externos y si bien aquí se han incluido potenciómetros para regular el funcionamiento de los controles, pueden ser empleados otros dispositivos con operación al tacto. Las salidas pueden manejar cualquier etapa de potencia, incluso el amplificador con CA2002, dado en esta misma edición de Circuitos Integrados.

Indicador de Potencia con UAA170

El UAA170 es un circuito integrado capaz de manejar una escala luminosa formada por 16 Leds, que puede ser empleada en numerosos proyectos, tales como: vómetros, termómetros, cuentavueeltas, instrumentos de medidas,



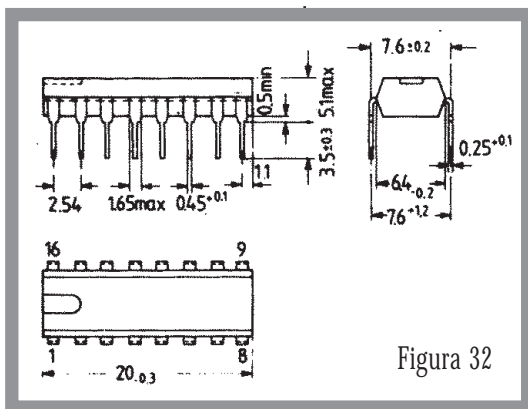


Figura 32

circuitos secuenciales, luces rítmicas, etc. Es utilizado donde se requiere un posicionamiento en una escala, del tipo luminoso móvil, pudiendo accionar hasta 16 Leds individualmente. También es posible la realización de "conexiones-serie" para controlar hasta 30 Leds con dos CI, 44 con 3 CI y, así, sucesivamente.

En el accionamiento de los elementos luminosos, los Leds son encendidos de a uno. El Led que será encendido dependerá de la tensión de entrada, cuyos límites se pueden ajustar fácilmente por medio de dos trimpots.

El UAA170 puede ser alimentado con tensiones comprendidas entre 11 y 18V. Trabajando en la mayoría de los proyectos con 12V, en cuyo caso el consumo medio de la "placa base" será de 25mA.

El límite superior para la tensión de entrada es del orden de 6V y los trimpots deben ajustarse siempre de modo que el límite superior sea mayor que el límite inferior.

En la figura 32, se dan las características mecánicas, mientras que en la figura 33 se reproduce el diagrama en bloques interno de la unidad. En la figura 34 damos dos gráficos que muestran las gamas de transición lenta y de transición rápida, obtenidas con la variación de los ajustes de máximo y mínimo.

Por el diagrama equivalente con el circuito-base, el accionamiento de los Leds se hace a partir de una matriz de 4 x 4.

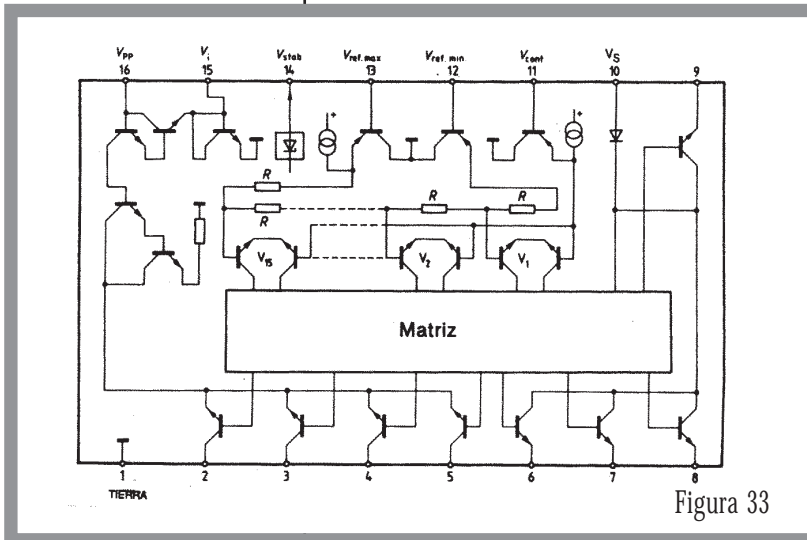


Figura 33

Así, en el primer cuarto de la gama de operación, la salida 2 va al nivel LO, mientras que las cuatro salidas 6, 7, 8 y 9 van, sucesivamente, al nivel HI. En el

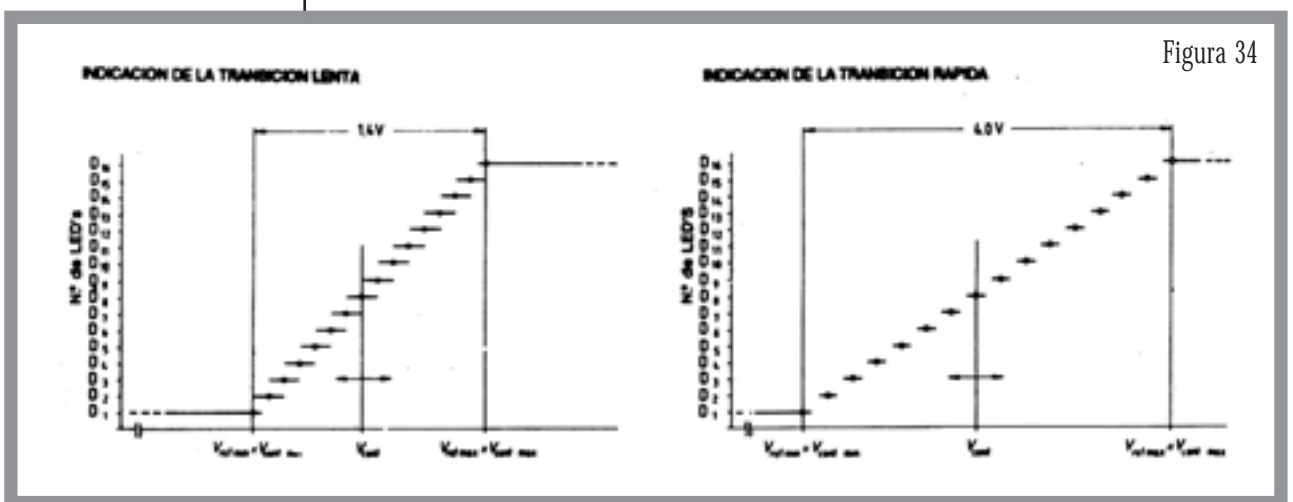


Figura 34

segundo cuarto de la gama, la salida 3 es la que va al nivel LO cuando, sucesivamente, las salidas 6 a 9 van al nivel HI. Este sistema reduce el número de conexiones necesarias a la alimentación de los Leds, simplificando considerablemente el circuito. Note que, para accionar 16 Leds, no necesitamos disponer de 16 pins del integrado, sino solamente de la mitad.

El UA170 está disponible en cubierta DIL de sólo 16 pins y sus características son:

Valores máximos

- tensiones de alimentación (Vs) -18V
- tensión de entrada (V11, V12, V13) -6V
- corriente de carga (I14) -5mA
- temp. de almacenamiento (Ts) - 40° a +125°C
- temperatura de unión (Tj) -150°C
- resistencia térmica (sistema-ambiente) (Rthsa) -90kΩ/W
- tensión de alimentación(Vs) - 11 a 18V
- temp. amb. de operación (Tamb) - 25°C a +85°C

Modo de Uso

Es muy simple montar su placa base y, a partir de ella, los proyectos, después de estudiar las instrucciones.

En la figura 35 se da el circuito de prueba, con el cual se han obtenido las características de la tabla 11, que sirve, además, para montar la placa base, la cual requiere de una fuente de alimentación, de la que damos dos versiones de armado.

a) Fuente Integrada: La base para alimentación es un integrado 7812 y la ventaja de este circuito es que la tensión de entrada puede quedar entre 16,7 y 35V (figura 36-a), lo que posibilita utilizar las etapas rectificadoras de otros aparatos, con los cuales debe funcionar en conjunto.

Observe que separamos el circuito rectificador del circuito regulador, pues en algunos casos, uno podrá usarse separado del otro.

El integrado debe dotarse de un pequeño disipador de calor y, esta misma fuente, puede alimentar diversas unidades de escala de Leds (UAA170).

Cada placa consume una corriente de aproximadamente 25mA, lo que significa que ¡con estas fuentes puede alimentar hasta 40 de las mismas!

b) Fuente transistorizada: Esta fuente permite alimentar hasta unos 20 módulos y usa un transformador de 500mA (figura 36-b).

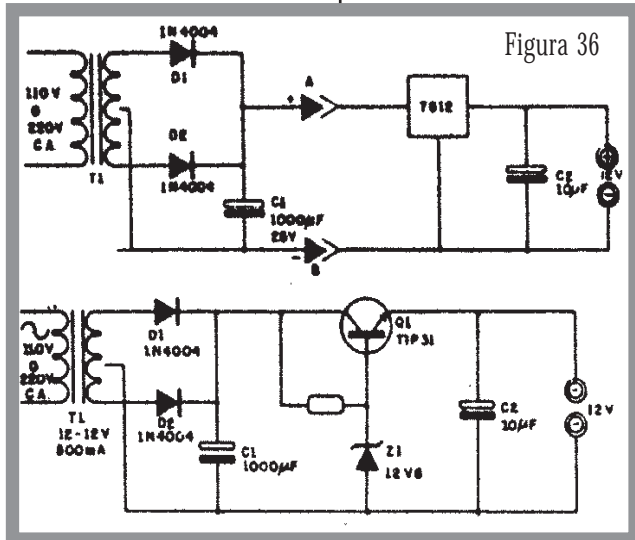
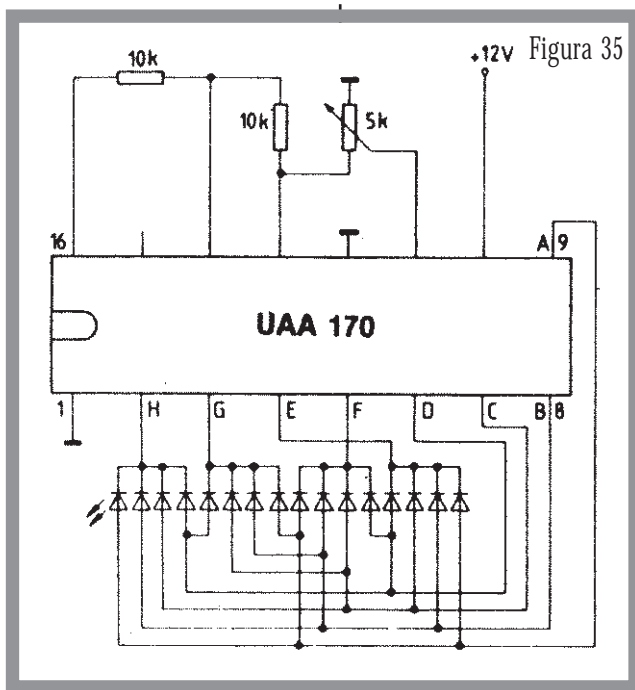


TABLA 11 - Características Eléctricas del UAA170

Características	Mín	Típ	Máx	Unidad
Consumo de corriente para I14=0, I16=0 (Is)	2	4	10	mA
Corriente de control de entrada (I11)	-2			μA
Corriente de referencia de entrada (I12, I13)	-2			μA
Diferencia de tensión (ΔV12/13)	1,4			V
Diferencia de tensión para una transición suave de luz (ΔV12/13)	1,4			V
Diferencia de tensión para una transición abrupta de luz (ΔV12/13)	4			V
Tensión de estabilización para I14=300μA (V14)		5	6	V
Tensión de estabilización para I14=5mA (V14)	4,5			V
Tensión de referencia de entrada máxima (Vref máx.)	1,4		6	V
Tensión de referencia de entrada mínima (Vref mín.)	0		4,6	V
Tensión de tolerancia entre Leds (ΔVD)			0,5	V
Corriente de salida para iluminar los Leds (Σ Io)		25		mA

El transistor TIP31 debe montarse en un disipador pequeño, principalmente si se deben alimentar más de dos módulos, así como eventuales circuitos de interfase.

Daremos las corrientes de cada proyecto, para que cada lector sepa las posibilidades de usar su fuente. Los diodos son IN4002, o equivalentes, y el transformador es de 12 +12 con 500mA de corriente.

Para esta versión no es conveniente usar solamente el módulo de regulación, a partir de tensiones muy por encima de 15V de otros equipos, con los que la escala debe funcionar en conjunto.

Para probar el funcionamiento de la placa base, necesita una fuente de 12V.

Debe actuar sobre el potenciómetro para lograr el encendido de cada uno de los leds para distintas tensiones de entrada, así por ejemplo, para una tensión de entrada muy pequeña deberá encender el primer Led, mientras que al aplicar una tensión de aproximadamente 6V, deberá encender el último Led.

Circuitos de unvúmetro a Leds

El primer proyecto que, con seguridad, va a merecer la atención especial de los lectores que gustan de completar sus equipos de audio, es un VU (vúmetro) de Leds de tipo "punto luminoso móvil", en el cual un Led encendido recorre la escala de 16 elementos, de acuerdo con la intensidad de la música ejecutada en su aparato de audio. Para el montaje de este sistema no es necesario casi ningún componente adicional, quedando este esquema, como circuito base para futuros proyectos.

El circuito permite no sólo un efecto decorativo sino también una evaluación del nivel de la señal, lo que es importante en el caso de grabaciones o de sistemas estereofónicos.

Como el sistema es alimentado por una tensión de 12 volt, nada impide que sea instalado en el automóvil, como un excelente recurso de decoración (figu-

ra 37). Para aplicaciones en sistemas de audio fijos se debe usar una fuente de 12V, como la sugerida en la introducción, utilizando el regulador 7812 o, incluso, zener.

Un hecho importante, que debe tenerse en cuenta en esta aplicación, es que la potencia de excitación, exigida para el circuito, es tan pequeña que hasta, incluso, las radiecitas de pilas y los grabadores de cassettes pueden ser acoplados al VU de Leds ¡con excelentes resultados!

Y, si tiene un sistema estereofónico, lo ideal será montar una unidad para cada canal, como se sugiere en la figura 38.

El circuito de entrada tiene un resistor Rx que será elegido de acuerdo con la potencia de su equipamiento de audio, conforme a la siguiente tabla:

Potencia	Rx
Hasta 5 watts	1k
5 a 12W	2k2
Por arriba de 25W	4k7

La inercia del sistema; o sea, la velocidad con que los Leds responden a las variaciones de intensidad del sonido, son determinadas por el capacitor C1. El lector deberá experimentar, pues el "gusto" visual de cada uno puede variar.

Para responder a variaciones rápidas, C1 debe tener valores entre 4,7µF y 22µF.

Para ajustar el sistema, conecte su aparato de audio a un volumen medio y alimente el VU de Leds. Accione después sobre P1 y P2 determinando el nivel inferior y superior de encendido.

Si tiene dificultades para conseguir el ajuste en vista del exceso de sensibilidad o, también, una respuesta muy rápida, altere en primer lugar a R3, reduciendo su valor a 5k6 o, incluso, 4k7 (este componente depende de la potencia en que normalmente usted usa su amplificador).

Figura 37

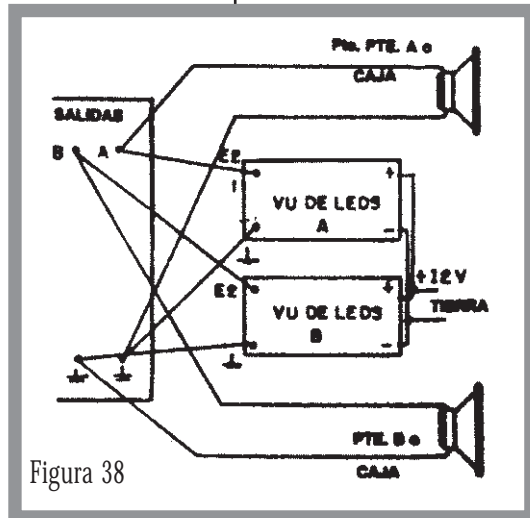
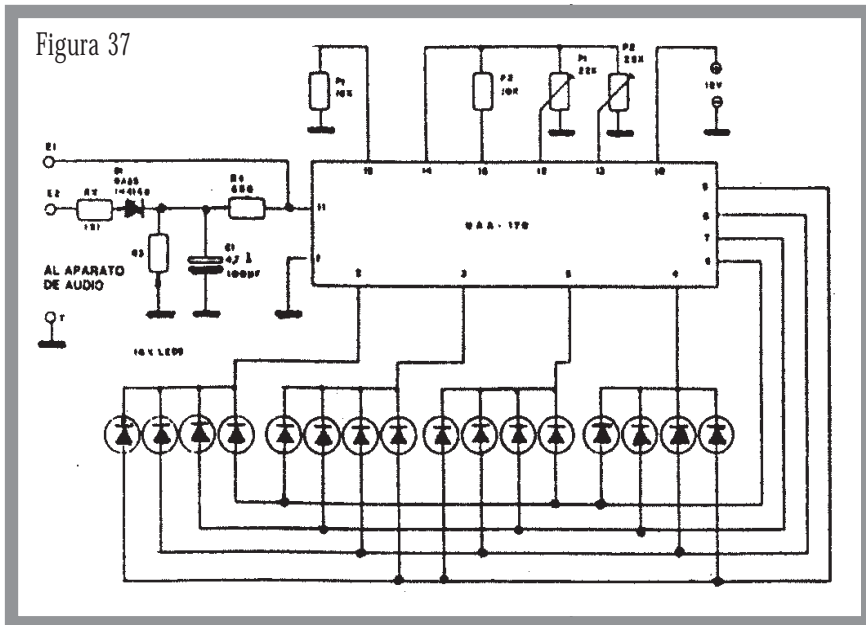
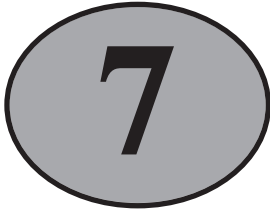


Figura 38



Los Reproductores de CD

La mayoría de los sistemas de audio para el hogar moderno, incluyen, desde hace unos años, un reproductor de discos compactos (CD). Por tal motivo, el técnico reparador seguramente ya se habrá encontrado con estos dispositivos para solucionar probables fallas, tarea que se vería facilitada con bibliografía específica sobre el tema.

Lo expuesto me ha impulsado a incluir en esta obra, un capítulo sobre los reproductores de Discos Compactos (CD), para lo cual me he basado en artículos publicados en Saber Electrónica, redactados por el Profesor Egon Strauss.

Conscientes de que es probable que no conozca el funcionamiento de un reproductor de CD, daremos una breve explicación sobre el mismo.

Generalidades sobre Reproductores de CD

Las señales grabadas en un CD tienen un formato digital que conforman verdaderos bloques de pulsos binarios de dos niveles de tensión ("1" y "0").

Estas palabras digitales se graban en el medio utilizado como soporte, tal como se muestra en la figura 1.

La información se graba en forma de espiral desde el centro hacia el borde con pequeños "pocitos" de $0,11\mu\text{m}$ de profundidad y $0,5\mu\text{m}$ de ancho.

La capacidad de información de datos supera ampliamente la capacidad que posee el oído humano para distinguir distintas frecuencias y niveles, aun grabadas en forma estéreo.

La información se graba y lee una cantidad lineal de bits por segundo, lo que hace que la velocidad del disco varíe desde unas 500 revoluciones por minuto, cuando se lee en el centro, hasta 200 revoluciones por minuto, cuando la lectura se efectúa en el borde del CD.

Como es fácil suponer, al variar la velocidad variará también la longitud de los pocitos de información, que va desde algo más de $0,8\mu\text{m}$ en el centro hasta casi $1\text{m}\mu$ en el borde.

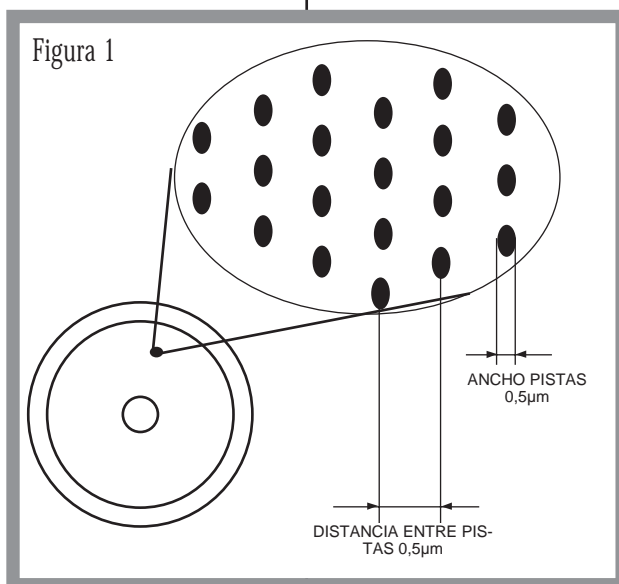
Para la lectura de esta información digital se utiliza un rayo láser que posee una longitud de onda de 780nm .

Todos los datos dados hasta aquí son normalizados, de modo que todos los reproductores del mundo puedan leer cualquier CD de audio.

Antes de comenzar la descripción de los circuitos integrados, objetivo de esta nota, vamos a explicar conceptualmente el diagrama en bloques de un reproductor de CD.

Diagrama en Bloques de un Reproductor de CD

El equipo encargado de convertir la información digital presente en un CD en una señal de audio posee como elemento de lectura a un rayo láser. En la figura 2 se da el diagrama en bloques de un dispositivo típico.



En él se ve que el láser entrega una señal digital que será procesada convenientemente. Normalmente, el rayo láser es captado por un fotodiodo infrarrojo que convierte la luz recibida en una señal eléctrica digital.

Dicha señal debe ser demodulada para conseguir la información originalmente grabada, donde la palabra tiene una longitud de 8 bits.

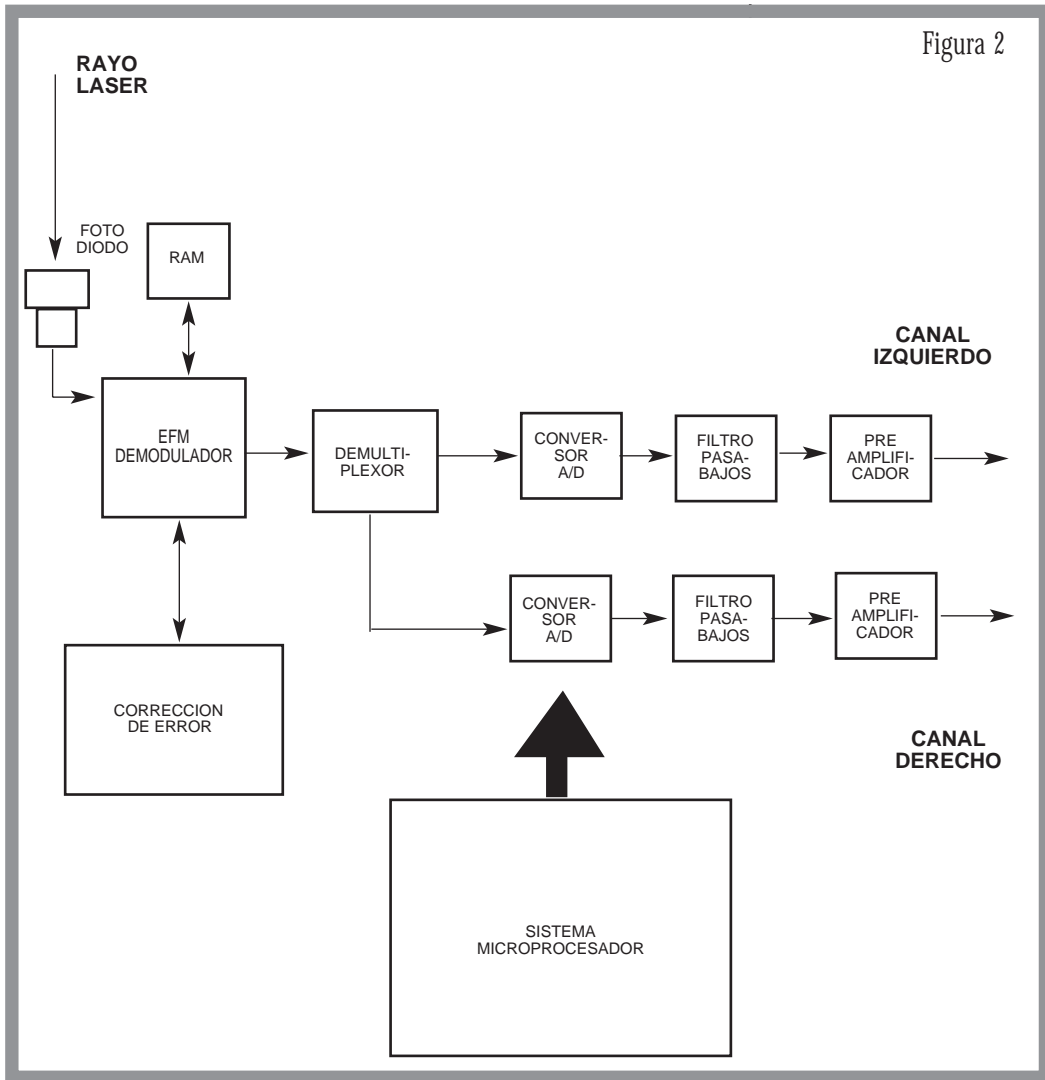
En este bloque se realiza la función principal correspondiente al tratamiento de la señal, es por ello que funciona junto con una memoria del tipo RAM y con el circuito corrector de errores.

A la salida del demodulador se tiene la información digital pura y corregida, pero aun con una secuencia estereofónica. Para separar las señales de cada canal se la debe demultiplexar, función que (como todas las analizadas hasta el momento) es controlada por un microprocesador, dado que las señales del canal izquierdo y del canal derecho se deben reproducir simultáneamente.

A la salida del demultiplexor, la señal es de forma estereofónica pero aún sigue siendo digital; es decir, se han separado las informaciones pero se las debe convertir en analógicas para que puedan ser procesadas por un amplificador de audio.

Quien se encarga de este proceso es un convertor digital-analógico que se encuentra en el camino de cada canal. Como no hay establecido un método específico para esta función, cada reproductor comercial puede poseer un método particular, pero el resultado debe ser similar en todos los casos.

Para el proceso de conversión D/A, se debe tener en cuenta que, en todos los casos, la frecuencia utilizada para digitalizar es como mínimo, el doble de la máxima frecuencia de audio (teorema de Nyquist).



Si no se cumple este postulado en el proceso de reproducción, se produce un fenómeno denominado "aliasing", que corresponde a una limitación en la fidelidad del sistema, dado que aparecen a la salida del sistema, señales espúreas (indeseadas) que pueden producir sonidos bastante desagradables.

Este efecto se soluciona colocando filtros pasabajo antes de realizar la conversión. Como la máxima frecuencia capaz de ser escuchada por el oído humano es de 20.000Hz, se utiliza, normalmente, una frecuencia de muestreo de 44.100Hz; es decir, más del doble de la máxima frecuencia de audio.

Los equipos de buena calidad suelen emplear una frecuencia superior, con lo cual el riesgo de distorsiones disminuye considerablemente.

Se suele emplear filtros digitales con una frecuencia de muestreo de 176.400Hz o aun superiores.

La señal de salida de los conversores posee componentes de alta frecuencia, algunos de los cuales pueden perjudicar la información que debe ser reproducida. Para evitar su continuidad en el camino de la señal, se colocan filtros pasabajos.

Por último, las componentes analógicas de audio son preamplificadas, con el objeto de presentar salidas con un nivel de unos 2V de pico a pico.

Algunos modelos incluyen una etapa de amplificación mayor, lo cual es especificado para poder realizar una perfecta ecualización con el amplificador con el cual será utilizado. De todos modos, con 2Vpp es posible escuchar el sonido con auriculares.

A modo de ejemplo, vamos a describir un modelo portátil de reproductor de discos compactos de la empresa Philips.

El modelo AZ6815 de Philips

Algunas de las especificaciones más importantes del modelo AZ6815 son las siguientes:

- * Respuesta en frecuencia 20 a 20.000Hz dentro de un margen de 3dB.
- * Nivel de salida del CD: 1,2V rmas, -2dB con un nivel de grabación de 0 dB.
- * Relación señal-ruido ponderada ≥ 80 dB en 1kHz.
- * Distorsión: $\leq 0,5\%$ en 1kHz y 1 mW, $< 0,2\%$ en 1kHz en "CD OUT".
- * Diferencia entre canales ≤ 2 dB en 1kHz.
- * Diafonía entre canales - 50 dB, valor máximo en 1 kHz.
- * Desénfasis conmutable automáticamente mediante subcódigo en el disco: 0,15 ó 50 μ s.
- * El láser posee una potencia de 5 mW como máximo (valor típico 3 mW).
- * Longitud de onda 780 nm.
- * Alimentación 6 volt de tensión continua provenientes de 4 pilas AA colocadas dentro del equipo o 4 pilas alcalinas LR6 o adaptador de tensión de 220 volt alterna a 6,5 volt $\pm 0,5$ volt de salida de tensión continua, o un acumulador especial de plomo-ácido sellado herméticamente, tipo SBC6411.

A continuación describiremos los controles y las funciones que cumplen.

OPEN: se activa esta tecla para abrir el compartimiento del compact disc.

HOLD: el accionamiento de esta tecla anula el funcionamiento de las teclas del reproductor de CD, dejando activo sólo el control remoto. Además bloquea la tapa del reproductor.

REMOTE: zócalo para la conexión del control remoto optativo, tipo SBC6211.

PREVIOUS: el reproductor salta a la pista previa, anterior a la que se encuentra en ejecución.

NEXT: el reproductor salta a la pista siguiente, posterior a la que se encuentra en ejecución.

Si se activan las teclas PREVIOUS o NEXT durante PLAY, la ejecución de la música se produce en forma acelerada.

DYNAMIC COMPRESSION: al activar esta tecla se produce la compresión del rango dinámico del sonido. Esta posición es muy útil durante la audición en ambientes ruidosos, por ejemplo, en el habitáculo de un automóvil en plena marcha, ya que los pasajes débiles son reproducidos con mayor volumen y los pasajes de mucho volumen con menor intensidad.

DISPLAY: el display de cristal líquido tiene las siguientes indicaciones:

TRACK: indica el número de la pista en ejecución.

PAUSE: se enciende al activar la tecla PAUSE.

SHUFFLE REPEAT: repite el CD continuamente en el modo de SHUFFLE.

HOLD: indica que la tecla HOLD está activada y que todas las teclas del reproductor son inactivas y el compartimiento del disco queda cerrado.

RESUME: indica que está activada esta tecla.

BATT: los destellos de este signo indican que la tensión de la batería es baja y que el reproductor se detendrá en breve.

SHUFFLE: esta tecla produce la reproducción de las pistas en forma aleatoria. Oprima nuevamente esta tecla para anular este modo.

REPEAT: repite continuamente todo el CD. Oprima nuevamente esta tecla para anular este modo.

STOP: tecla de detención. En esta posición el reproductor se apaga dentro de los diez segundos del último comando.

VOLUME: control de volumen.

PLAY/PAUSE: tecla de reproducción y pausa.

PHONES: conector para auricular o mini-parlante.

RESUME: si se activa la función RESUME y se oprime PLAY, el reproductor de CD comienza con el último título ejecutado, salvo que se haya abierto el compartimiento del CD o apagado el equipo. En el modo de SHUFFLE, la orden de RESUME es ignorada.

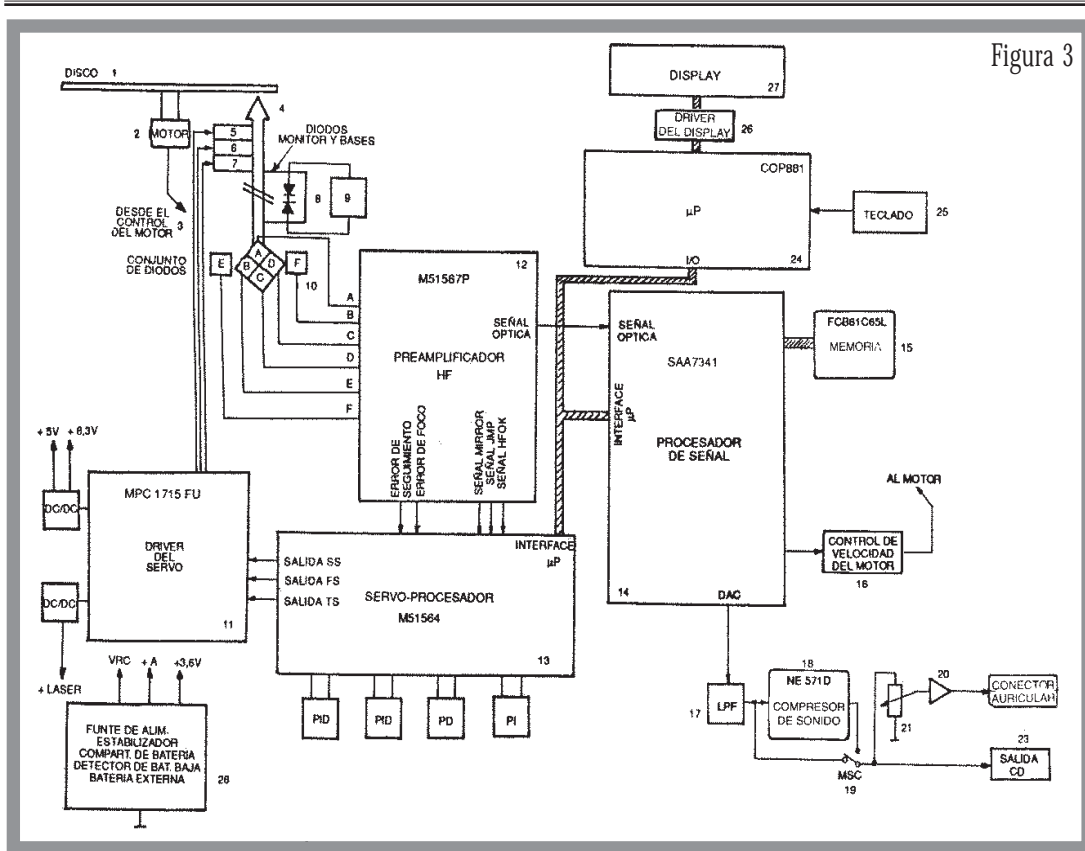
CD OUT: salida de la señal del CD para su reproducción a través de un sistema estereofónico externo.

6V DC: zócalo para una fuente externa de 6 volt DC. El positivo es interno y el negativo es externo en este conector.

BATTERY: compartimiento de batería.

En el caso de alimentar el equipo mediante el zócalo de "6V DC", se activa la iluminación del compartimiento del CD, el display y las teclas PLAY, PAUSE, STOP, avance y retroceso.

Para poder analizar mejor el funcionamiento del reproductor de CD vemos en la figura 3 un esquema en bloques. Se observa en este esquema como punto de partida el disco Cd (1) que gira impulsado por el motor (2) con su sistema de control (3).



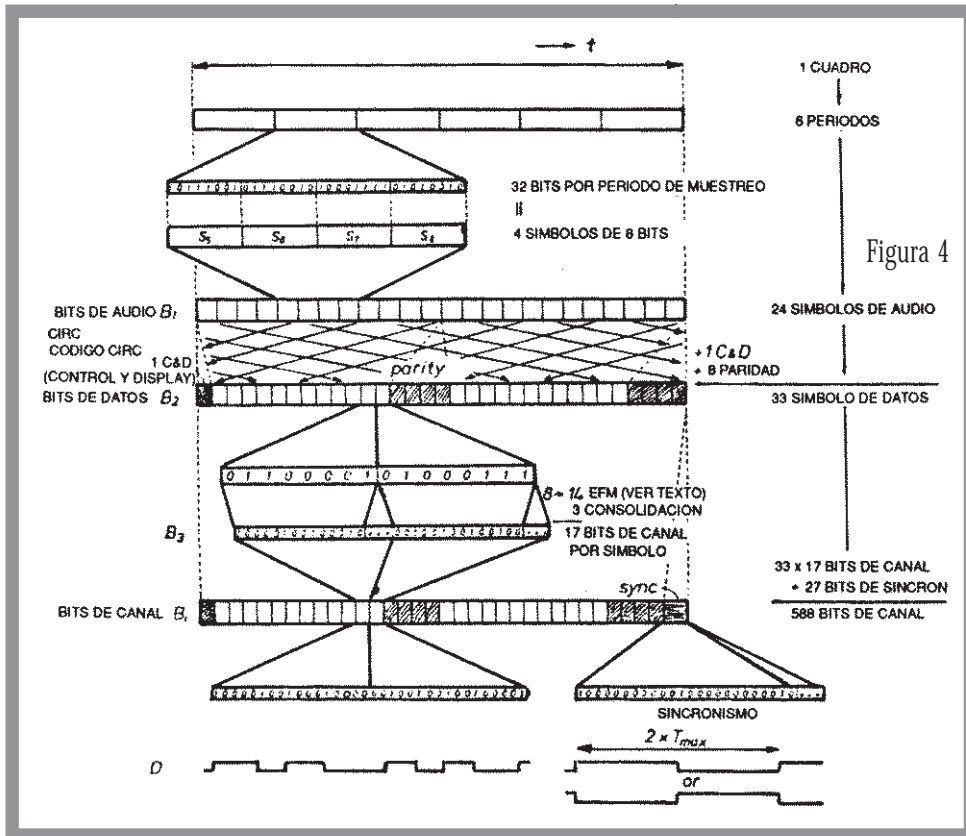
A continuación se observa el pick-up óptico (4) con su servo de seguimiento (TRACKING) (5), servo de foco (6) y servo lateral (7). El diodo láser y el correspondiente diodo monitor se encuentran en el bloque (8), controlados por el control del láser (9). Los servos (5), (6) y (7) son controlados por el driver de servo MPC1715FU (11). Este integrado posee

un oscilador y un convertor de tensión continua a tensión continua que provee la tensión de 6,3 volt para el compresor de música NE571D. También posee cuatro circuitos puente, tres de los cuales se usan para los servos de tracking (5), foco (6) y lateral (7), ya mencionados. El cuarto circuito puente se usa para obtener la tensión de alimentación del láser (+ láser). La presencia del circuito puente permite una regulación de tensión que estabiliza su valor para lograr un funcionamiento estable del láser.

El rayo láser que es emitido por el bloque (8), hace impacto en el disco (1) y es reflejado para llegar al conjunto de los diodos (10). Estos seis diodos permiten lograr la información digital existente en el disco y al mismo tiempo también las tensiones de error para los servos de foco y TRACKING. Este procesamiento de la señal de RF se logra en el preamplificador M51567P (12). Las señales elaboradas para el servo se aplican al procesador de servo (13) que es del tipo M51564. Las señales de este procesador se aplican al driver de servo (11) que ya vimos más arriba.

La señal de RF propiamente dicha que contiene la información digital grabada en el disco CD es aplicada al procesador de señal (14) del tipo SAA7341GP. Este decodificador de CD es del tipo de demodulación de 1 bit (BITSTREAM) y usa un clock de $384 \times 44,1 = 16,9344$ MHz. En el interior de este procesador se producen los pasos de EFM (EIGHT TO FOURTEEN MODULATION = modulación de ocho a catorce) y CIRC (CROSS INTERLEAVE REED SOLOMON CODE = código de entrelazado cruzado Reed Solomon). Como se sabe, este último paso se utiliza para la corrección de los errores y fallas que pueden presentarse en la señal digital. En la figura 4 obser-

vamos los pasos que se siguen en la elaboración de la señal digital recuperada desde el disco CD. Se aprecia la estructura de cada cuadro (FRAME) y dentro de él de cada periodo de muestreo. Los bits de audio B₁ y su transformación en bits de datos B₂ mediante el proceso CIRC. Finalmente se observa la modulación EFM que transforma los ocho bits originales en 17 bits por cada símbolo. En el procesador SAA7341GP el proceso es invertido, ya que la señal final es la de audio demodulada.



Para poder efectuar estas operaciones es necesario almacenar la señal transitoriamente en una memoria. En el modelo AZ6815 se usa una memoria RAM estática (bloque 15) del tipo FCB61C65L que funciona en conjunto con el procesador de señal SAA7341 y posee una capacidad de 8K por 8 bits. Este procesador posee también el servo CLV (CONSTANT LINEAR VELOCITY = velocidad lineal constante) que es un control fino de la velocidad del motor de impulsión (16) que actúa sobre el motor (2) propiamente dicho.

Al final del proceso dentro del SAA7341 se encuentra el convertor digital-analógico (DAC) que transforma la señal digital en una señal analógica de audio. Los postulados del teorema de Nyquist exigen que en la salida del DAC debe encontrarse un filtro pasabajos (17) para evitar el fenómeno llamado aliasado o ALIASING, en inglés. El aliasado se define como la aparición de frecuencias espúreas en la salida de un sistema digital que no estaban presentes en la entrada. Se debe al plegado de frecuencias altas que no cumplen con el teorema de Nyquist de $f_s \geq 2B$. Si el ancho de banda BW es mayor que la mitad de la frecuencia de muestreo f_s , se producen batidos entre esta frecuencia f_s y las frecuencias más altas que las permitidas. El filtro pasabajos (17) es usado para eliminar estas componentes de frecuencias altas.

A continuación se aplica la señal de audio analógica simultáneamente al compresor de señal NE571D (18) y a la llave MSC (19). En una posición de la llave (19) la señal pasa directamente a un pequeño amplificador (20) a través del control de volumen (21) para ser aplicada a los auriculares por medio del conector (22). También puede ser extraída mediante el conector (23) que no pasa por el control de volumen, para ser aplicada a un equipo estereofónico externo

para su amplificación. Las señales en los conectores (22) y (23) son desde luego estereofónicas con canal de izquierda y canal de derecha.

El procesador de compresión (18) efectúa una compresión del rango dinámico de la señal para lograr que los pasajes de poco volumen se acentúen y los pasajes de música de mucho volumen se atenúen. De esta manera la diferencia entre sonidos más fuertes y sonidos más débiles es menor que el rango dinámico original del CD, pero esto puede mejorar la audición en un ambiente de mucho ruido de fondo, por ejemplo, en un automóvil en movimiento en el tráfico.

Las diferentes señales de audio digital y de servo son aplicadas también al bloque (24) que es un microcontrolador. Este pequeño μP establece el nexo con el procesador de servo (13), el procesador de señal (14) y el teclado (25).

Todas las informaciones recibidas de estas tres fuentes son elaboradas y se aplican al driver (26) del display LCD (LIQUID CRYSTAL DISPLAY = display de cristal líquido) (27). Este display posee las seis indicaciones que ya fueron tratadas al comienzo de esta nota, y que se observan también en el bloque (27) de la fig. 3.

Las diferentes fuentes de alimentación (pilas o acumulador interno o adaptador de la red eléctrica externa) exigen un conjunto de conectores y conexiones que se observan en el bloque (28). En este sector se encuentran también los circuitos para la iluminación de los controles y para la carga del acumulador optativo SBC6411 que es del tipo plomo-ácido en una construcción herméticamente sellada. En el próximo número proseguiremos con el desarrollo de este equipo, otorgando el circuito eléctrico real y los detalles necesarios para facilitar la tarea del técnico.

De esta manera, hemos dado un panorama bastante sintético de los diferentes bloques constituyentes de un reproductor de discos compactos; por lo tanto, a modo de ejemplo, vamos ahora a describir algunos circuitos integrados que cumplen funciones específicas en equipos comerciales.

Los integrados propuestos para esta nota son:

- AN7678S
- AN8327S
- CXA1081M

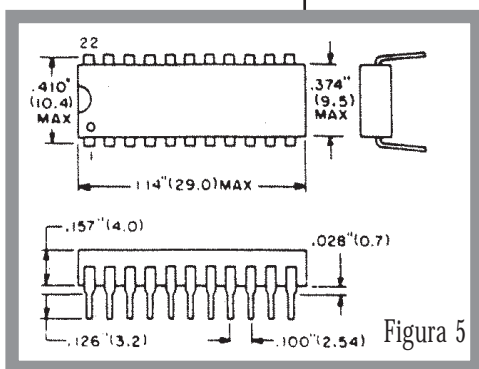
El circuito integrado AN7678S

El circuito integrado AN7678S es un servo de seguimiento de pistas (tracking) utilizado en reproductores de CD.

La tensión de operación es de 5V y permite un ajuste sencillo para cada control de tracking.

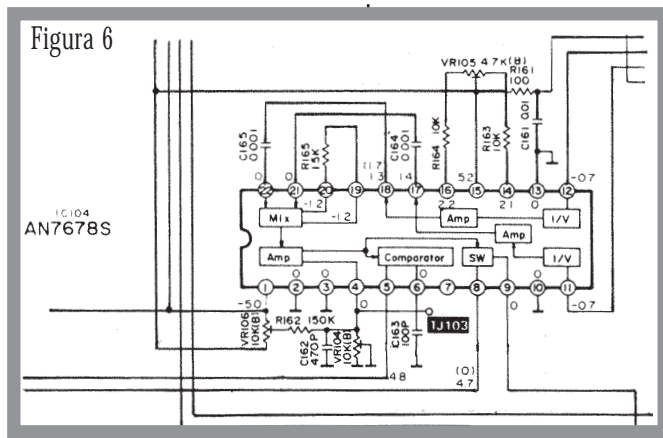
En la figura 5 se muestra el disgrama correspondiente al encapsulado DIL de 22 patas con sus características mecánicas.

La función que cumple cada terminal es la siguiente:



- | | |
|----------------|---------------------------------------|
| <i>Pata 1:</i> | <i>Tensión de alimentación - Vcc.</i> |
| <i>Pata 2:</i> | <i>Masa.</i> |
| <i>Pata 3:</i> | <i>Masa.</i> |
| <i>Pata 4:</i> | <i>Terminal de ajuste de off-set.</i> |
| <i>Pata 5:</i> | <i>Salida del comparador.</i> |

- Pata 6: Terminal de desacople del comparador.*
- Pata 7:.....Señal de entrada del buffer.*
- Pata 8:.....Entrada de la llave de búsqueda (search).*
- Pata 9:.....Señal de control de tracking.*
- Pata 10:.....Terminal de masa del comparador (referencia).*
- Pata 11:Entrada B2 para el convertor V/I.*
- Pata 12:.....Entrada B1 para el convertor V/I.*
- Pata 13:Masa.*
- Pata 14:.....Ajuste del balance para el tracking 1.*
- Pata 15:.....Tensión de alimentación - Vcc.*
- Pata 16:.....Ajuste del balance para el tracking 2.*
- Pata 17:.....Salida del amplificador de entrada 2.*
- Pata 18:.....Salida del amplificador de entrada 1.*
- Pata 19:.....Referencia del mezclador.*
- Pata 20:.....Referencia del mezclador.*
- Pata 21:.....Entrada del mezclador correspondiente a B1.*
- Pata 22:.....Entrada del mezclador correspondiente a B2.*



Pasamos ahora, a describir un circuito típico de aplicación de este componente; para ello, en la figura 6, se da una sugerencia realizada por el fabricante, en la que se puede apreciar el diagrama en bloques interno.

Note que los ajustes de ganancia de tracking (pata 4 respecto de masa), offset (pata 4 respecto de Vcc) y balance (tracking 1 y 2 respecto de Vcc) se efectúan con pre-set comunes.

En líneas generales, este circuito integrado compara las señales ingresantes por los terminales 11 y 12 y elabora en forma interna una señal de error que se obtiene a la salida del comparador, cuando se recepciona una señal de control por el terminal 9.

En dicha figura se menciona los valores de tensión que deben estar presentes en determinados terminales para que el servo funcione correctamente en estado de reposo, es decir, cuando no está presente una señal de control que haga funcionar el tracking.

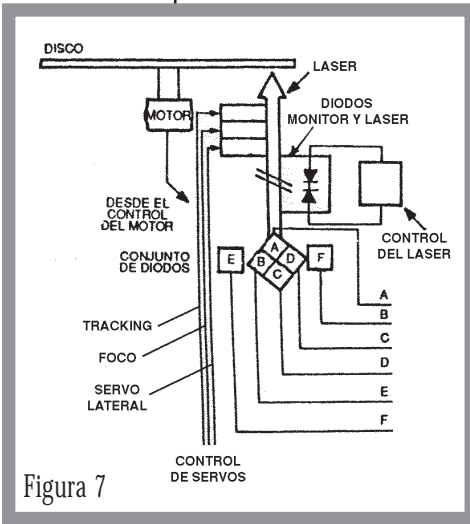
Estos datos son válidos al efectuar una reparación.

El circuito integrado AN8327S

El circuito integrado AN8327S es un amplificador de cabezas para fotodiodos utilizado en receptores de CD y LD. Opera con una tensión de alimentación de 5V y suele utilizarse en conjunto con un fotodetector del tipo HPI-3661.

Para que pueda tener mayores datos que le permitan conocer el funcionamiento del integrado, en la figura 7 se da un esquema en bloques de la etapa encargada de realizar la lectura del CD y convertir los impulsos ópticos en señales eléctricas.

El CD gira impulsado por el motor que es comandado por un sistema de control. El giro del disco permite la lectura del láser,



que es supervisada por un conjunto de servos (traking, foco y servo lateral). Precisamente, el láser es un diodo que generalmente es monitoreado por otro diodo y controlado por un sistema que garantiza la lectura. De esta manera el diodo láser emite un rayo hacia el disco, donde se refleja con un ángulo que dependerá de la información encontrada en el disco.

El rayo láser es reflejado hacia un conjunto de seis fotodiodos que permiten obtener la información digital captada desde el CD y la información de "error" para los servos de foco y traking.

El procesamiento de la señal se efectúa en un amplificador de cabezas como el circuito integrado que estamos analizando (AN8327S), cuyo encapsulado, con el diagrama con detalles mecánicos, se muestra en la figura 8. Este integrado se presenta en encapsulado DIL de 18 terminales donde la función que cumple cada patita es la siguiente:

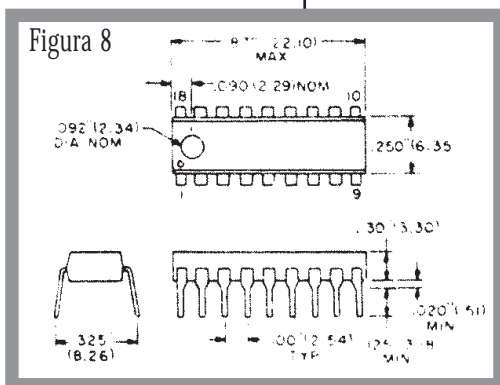
- | | |
|--|--------------------------------|
| <i>Pata 1:Entrada A1.</i> | <i>Pata 2: ...Entrada A3.</i> |
| <i>Pata 3:Tensión de alimentación Vcc.</i> | <i>Pata 4: ...Entrada B1.</i> |
| <i>Pata 5:Entrada B2.</i> | <i>Pata 6: ...Entrada A2.</i> |
| <i>Pata 7:Entrada A4.</i> | <i>Pata 8: ...Masa.</i> |
| <i>Pata 9:EFB.</i> | <i>Pata 10: .EFM.</i> |
| <i>Pata 11:Vee.</i> | <i>Pata 12: .Salida de RF.</i> |
| <i>Pata 13:Salida B2.</i> | <i>Pata 14: .Salida B1.</i> |
| <i>Pata 15:Salida A4.</i> | <i>Pata 16: .Salida A3.</i> |
| <i>Pata 17:Salida A2.</i> | <i>Pata 18: .Salida A1.</i> |

En la figura 9 se da el diagrama interno de este integrado, el cual amplifica la señal digital convertida por el conjunto fotodetector descrito anteriormente.

Como puede apreciar, constructivamente es una configuración sencilla, basada en la amplificación de señal por parte de amplificadores operacionales.

Analizaremos ahora, un circuito integrado procesador de señales de RF (preamplificador), que nuclea varias etapas asociadas con el diagrama en bloques de la figura 2, que recibe la información del conjunto de fotodiodos y la envía a otras etapas para procesamientos posteriores. Nos referimos al componente CXA1081M.

Los seis diodos encargados de obtener la señal digital del disco óptico y las correspondientes informaciones de error para los servos de traking y de foco, son conectados con una etapa preamplificadora de RF que elabora el tren de pulsos recibidos y los envía al procesador de servo por un lado, y al procesador de señal de audio, por el otro.



El Circuito Integrado CXA 1081M

El CXA 1081M es un circuito integrado procesador y amplificador de la señal de RF para reproductores de discos digitales (CD y LD), que posee en su interior etapas de amplificación de señal, control de error de foco, control de error de traking, control de asimetría, comparador de EFM, fuentes de tensión de referencia, buffers, comparador espejo, etc.

En la figura 10 se da el encapsulado DIL de 30 terminales correspondiente a este integrado con las características mecánicas;

mientras que en la figura 11 se da el diagrama interno que nos permite comprender mejor su funcionamiento.

La función que cumple cada terminal del integrado es la siguiente:

- | | |
|-----------------------------|--------------------------------|
| Pata 1:RF1 | Pata 2:.....RF 0 |
| Pata 3:.....RF (-) | Pata 4:.....P/N |
| Pata 5:.....LD | Pata 6:.....PD |
| Pata 7:.....PD1 | Pata 8:.....PD2 |
| Pata 9:.....Vc | Pata 10:.....F |
| Pata 11:.....E | Pata 12:.....E0 |
| Pata 13:.....E1 | Pata 14:.....VR |
| Pata15:.....CC2 | Pata 16:.....CC1 |
| Pata 17:.....Vee | Pata 18:.....Polarización FE |
| Pata 19:.....Error de foco | Pata 20:.....Error de tracking |
| Pata 21:.....Defecto | Pata 22:.....Espejo |
| Pata 23:.....CP | Pata 24:.....CB |
| Pata 25:.....DGND | Pata 26:.....ASY |
| Pata 27:.....EFM | Pata 28:.....FOK |
| Pata 29:.....LD ON (negado) | Pata 30:.....VCC |

De esta manera, hemos dado un panorama simplificado sobre los reproductores de discos compactos, dando por concluidos los temas a tratar en esta obra.

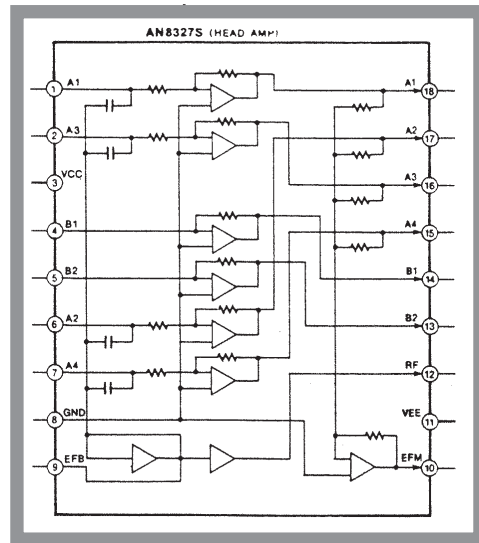


Figura 9

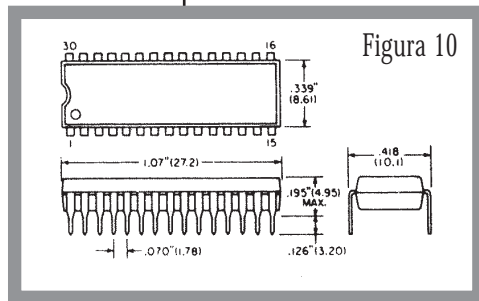


Figura 10

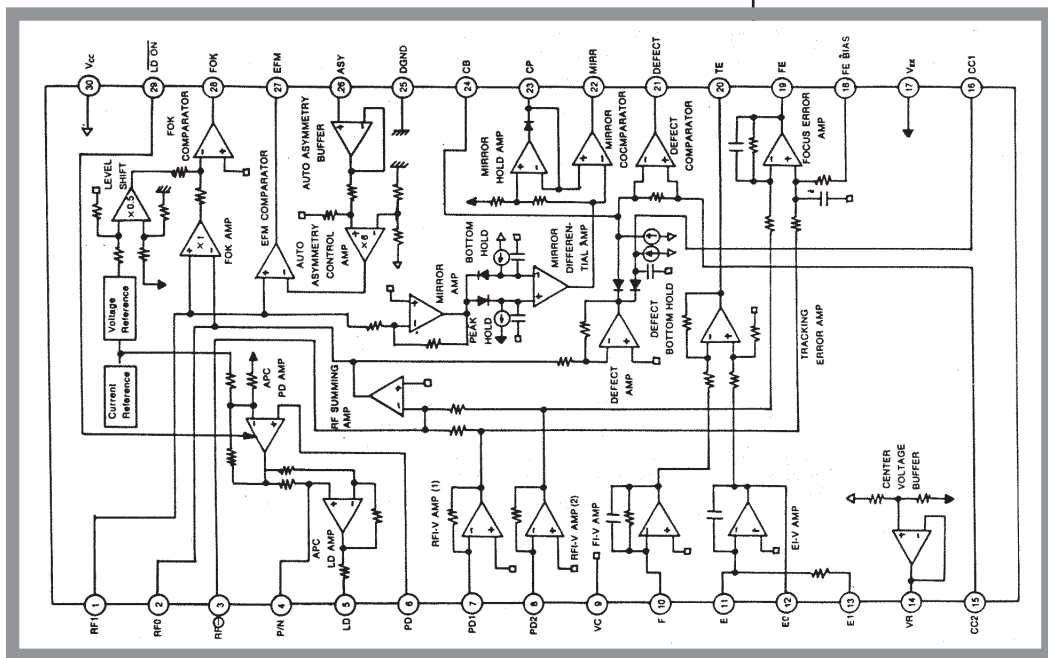


Figura 11