



4.
Zey
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
"ARAGON"

Diseño de un Amplificador
de Potencia para Audio

TESIS PROFESIONAL
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO - ELECTRICISTA

PRESENTA
JORGE LUIS GONZALEZ CASTILLO

MEXICO, D. F.

1987



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INDICE

	pág.
INTRODUCCION	i
CAPITULO I	
PROPIEDADES DE LOS TRANSISTORES	1
I.1 Valores característicos. (Datos límites)	1
I.2 Comportamiento de temperatura	5
I.3 Comportamiento de frecuencia	6
I.4 Propiedades de conmutación	
I.5 El transistor como cuádrupolo	11
I.6 Ruido en transistores	16
CAPITULO II	
CIRCUITOS AMPLIFICADORES	20
II.1 Ajuste y estabilización del punto de trabajo	20
II.2 Amplificadores clase A	29
II.2.1 Amplificadores clase A push-pull	33
II.3 Amplificadores clase AB y clase B	36
II.4 Amplificadores especiales	42
II.4.1 Etapa amplificadora con conexión en cascada	43
II.4.2 Amplificador diferencial	44
II.4.3 Circuitos Darlington	46

CAPITULO III

	CIRCUITOS BASICOS EN LOS AMPLIFICADORES	48
III.1	Circuito de polarización	48
III.2	Acoplamiento de condensadores	52
III.3	Uso de una etapa de Seguidor de Emisor	59
III.4	Acoplamiento en corriente continua	65
III.5	Métodos apropiados para obtener valores elevados de impedancia de entrada	69
III.5.1	Entrada al amplificador de realimentación negativa	70
III.6	Ganancia total de un circuito	72
III.7	Realimentación negativa	74
III.8	Controles de volumen y de tono	78
III.9	Preamplificadores de tocadiscos	92
III.9.1	Cápsulas cerámicas y de cristal	99
III.9.2	Cápsulas magnéticas	100
III.10	Preamplificadores de grabadora o cinta	101

CAPITULO IV

	DISÑO DE UN AMPLIFICADOR DE POTENCIA	111
IV.1	Introducción	111
IV.2	Diseño de un preamplificador para tocadiscos	113
IV.3	Diseño de un preamplificador para el control de volumen	124
IV.4	Diseño de un preamplificador para los controles de tono agudos y graves, mediante un circuito activo	129

IV.5	Amplificador de potencia	136
IV.5.1	Respuesta en frecuencia y distorsión	136
IV.5.2	Slew Rate	140
IV.5.3	Etapas de salida	141
IV.5.4	Circuito de protección de salida	144
IV.5.5	Utilización de un Amplificador de Potencia de CI	146

CAPITULO V

OBSERVACIONES SOBRE EL DISEÑO	154
-------------------------------	-----

V.1	Observaciones generales	154
V.2	Alimentación y protección de los circuitos	160
V.3	Medidas de Alta Fidelidad normalizadas	164

CONCLUSIONES	168
--------------	-----

REFERENCIAS	171
-------------	-----

BIBLIOGRAFIA	173
--------------	-----

INTRODUCCION

El presente trabajo se realiza con el fin de presentar un proyecto de diseño de un amplificador de potencia para audio, tomando algunos aspectos cualitativos de los dispositivos, - según su adaptación en un circuito en particular y tratando de generalizar su utilización. No se pretende presentar un trabajo original por completo y para abarcar todo lo relacionado con el tema tan específico se citan las referencias y la bibliografía al final de este trabajo.

Se tratan los transistores como los dispositivos principales para realizar el diseño; sin embargo, al final se diseña utilizando también Circuitos Integrados (CI), debido a que los transistores forman la parte esencial de un CI y éstos - aumentan las mejoras de las características que si se diseñara con solo dispositivos discretos.

En el Cap. I se presentan las propiedades de los transistores, tales como la temperatura, la frecuencia, conmutación y ruido. El Cap. II se refiere a los circuitos amplificadores, en donde se tratan las variedades de tipos de amplificadores, así como sus características. En el Cap. III se muestran los circuitos básicos en los amplificadores, los cuales se refieren a los elementos de polarización, de acoplamiento y desacoplamiento, además de tratar los elementos de estabilización y respuesta del dispositivo, ya sea transistor o CI. El Cap. IV que se refiere al diseño de un amplificador de potencia,

es la parte principal de este trabajo y se relaciona con los capítulos anteriores, ya que se utilizan algunos de los circuitos tratados en ellos, o tal vez todos, ya que de alguna forma los circuitos se encuentran incluidos en los diseños de los circuitos integrados utilizados aquí. Como se observa, en este capítulo se diseña utilizando dispositivos discretos e integrados. Se diseñan los circuitos de polarización y estabilización, utilizando métodos de realimentación para disminuir los fenómenos indeseables, tales como el ruido, distorsión, etc., así como mejorar la respuesta en frecuencia a expensas de disminuir algunos factores, tales como la ganancia, p.e. En el Cap. V, que se refiere a las observaciones sobre el diseño, se tratan, en forma general cuestiones que hayan faltado en los capítulos anteriores, p.e., calcular ecuaciones, generalmente prácticas y algunas veces particulares, según sea el circuito utilizado. Se tratan también la alimentación que se sugiere para este diseño en particular, citando la importancia de la utilización de los componentes que intervienen en la fuente, así como la protección del diseño.

Por último se dan las conclusiones y las fallas que se pudieran presentar durante la prueba o el funcionamiento del diseño.

I.- PROPIEDADES DE LOS TRANSISTORES.

I.1 Valores característicos. (Datos límites).

Los fabricantes dan para cada tipo de transistor datos límites, que representan los valores máximos admisibles de servicio que no han de ser sobrepasados. Un funcionamiento con valores superiores a estos datos límites lleva, en la mayoría de los casos, a la destrucción del componente.

Para la determinación de las rectas de trabajo resultan -tes de la resistencia de carga hay que tener en cuenta los valores máximos admisibles para la corriente de colector (I_c), y la potencia de colector (P_c), ya que esto puede producir la destrucción de la capa barrera de colector (C.B.C.).

Si en una determinada clase de servicio del transistor no se pudieran evitar con seguridad "los límites" de tensión en el colector, éstos pueden ser absorbidos, siempre que el circuito lo permita, mediante un condensador o un diodo zener conectados en paralelo con la C.B.C. El punto de ruptura de la tensión del diodo zener debe estar aquí por debajo de la ten-sión máxima admisible de colector. En la fig. I.1 se han representado valores supuestos para la tensión e intensidad máximas de colector.

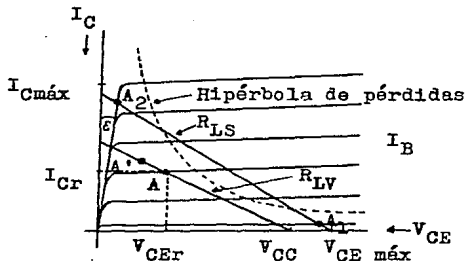


Fig. I.1 Familia de curvas características de salida en el montaje de emisor común con datos límites.

R_{LV} = Recta de resistencia en servicio como amplificador.

R_{LS} = Recta de resistencia en servicio como interruptor.

La potencia eléctrica de pérdidas transformada en el transistor se produce fundamentalmente en la C.B.C. La potencia máxima de pérdidas en el colector ($V_{CE} \cdot I_C$) máx se entiende para las prescripciones de montaje y refrigeración dadas por el fabricante. En base a la potencia máxima de pérdidas del colector puede obtenerse la hipérbola de pérdidas representada en la fig. I.1.

En el servicio de amplificadores hay que cuidar que la recta de trabajo esté dentro de la superficie determinada por la hipérbola de pérdidas, por la intensidad y la tensión máxima de colector.

La recta de trabajo se obtiene, p.e., en la forma siguiente: el pie coincide con el valor de la tensión de la batería del colector. Por medio del valor, generalmente de libre elección, de la corriente de reposo del colector se determina la caída de tensión en la resistencia de carga y se resta de la

tensión de batería del colector. El par de valores obtenidos a base de la tensión e intensidad de reposo del colector determina el punto de trabajo.

Si el transistor se emplea en servicio como interruptor, en este caso la recta de trabajo puede estar a la derecha de la hipérbola de pérdidas, siempre y cuando los puntos de conmutación estén por debajo de los valores límites.

Además de los datos eléctricos límites hay que considerar todavía la temperatura máxima admisible de la C.B.C. En transistores de germanio viene a ser de 80°C y en los de silicio de 150°C . La temperatura se establece de acuerdo con la potencia eléctrica de pérdidas y de la cantidad de calor que disipa al exterior. Para la representación de estas relaciones se utiliza el circuito equivalente mostrado en la fig. I.2.

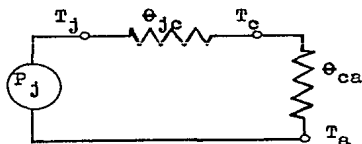


Fig. I.2 Esquema térmico equivalente.

La potencia de pérdidas de la C.B.C. produce la corriente P_j a disipar. Para una corriente térmica y una temperatura ambiente prefijadas, la temperatura de las C.B. se obtiene en base a la resistencia térmica entre la C.B.C. y el ambiente. Esta resistencia térmica se subdivide en:

Θ_{jc} = Resistencia térmica interna que va entre la capa barrera del colector y la base de la carcasa en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Θ_{ca} = Resistencia térmica externa, que es responsable de la desipación de calor del fondo de la carcasa al ambiente.

La resistencia térmica interna la da el fabricante y, por lo general, viene a ser de 2 a $5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ con la temperatura de la capa barrera T_j , la temperatura de base de la carcasa T_c y la temperatura ambiente T_a se obtienen, en analogía a la ley de Ohm, las siguientes ecuaciones:

$$P_j = \frac{T_j - T_a}{\Theta_{jc} + \Theta_{ca}} \quad (\text{I.1})$$

$$P_j = \frac{T_j - T_c}{\Theta_{jc}} \quad (\text{I.2})$$

En el circuito equivalente, la diferencia de temperatura que aparece en la respectiva resistencia térmica corresponde a la tensión eléctrica de excitación. La máxima potencia de pérdidas del colector está referida a las normas de montaje y refrigeración prescritas y a una temperatura ambiente de 25°C .

Si la temperatura ambiente es bastante superior a los 25°C , para no sobrepasar la temperatura máxima de las C.B. hay que reducir la potencia de pérdidas según las ecuaciones dadas. Por otra parte, procurando una disipación intensa de calor, p.e., por medio de una refrigeración forzada con ayuda de un ventilador, se puede aumentar la máxima potencia de pérdidas correspondiente. Puesto que la resistencia térmica externa, a menudo, no se conoce o no es fácil de determinar, en

estos casos es aconsejable medir la temperatura y con la resistencia térmica interna determinar la potencia de pérdidas admisible en el colector.

I.2 Comportamiento de temperatura.

Al contrario de las válvulas, los valores característicos del transistor dependen de la temperatura. De todas maneras en la práctica sólo tiene importancia la dependencia de temperatura del factor de amplificación de corriente h_{FE} en el montaje de emisor. Mientras que la dependencia de temperatura de h_{FE} es despreciable en el montaje de base. En el de emisor común pueden producirse variaciones de h_{FE} , de cuatro a seis veces, entre la temperatura ambiente y la temperatura máxima admisible de trabajo del transistor, según sea su tipo de construcción.

La influencia más importante de la temperatura sobre las propiedades del transistor se refiere a la influencia de temperatura del punto de trabajo. A través del desplazamiento del punto de trabajo se influyen indirectamente también las magnitudes características de la corriente alterna. El desplazamiento se basa esencialmente en la dependencia de temperatura de la corriente inversa residual del colector. Dado que la corriente inversa y residual está contenida en forma adicional en cada curva característica, con temperatura creciente todo el conjunto de la familia de curvas se desplaza hacia arriba (indicado en la fig. I.1 por medio del -

desplazamiento del punto de trabajo de A a A').

Puesto que en el montaje de emisor la misma corriente inversa de colector controla el transistor, el crecimiento de ésta con la temperatura y el desplazamiento del punto de trabajo, que con ello se produce, son bastante más intensos que en el montaje de base. Por tanto, en el circuito de emisor - hay que tomar las medidas precisas para una buena estabilización del punto de trabajo.

Para dar un juicio aproximado sobre el comportamiento de la temperatura, como fórmula empírica puede decirse, que en transistores de germanio la corriente inversa de colector - I_{CBO} se duplica para un aumento de la temperatura de unos $10^{\circ}C$, y en transistores de silicio se triplica. De todos modos, las condiciones más desfavorables en transistores de silicio se suavizan por el hecho de que las corrientes inversas son aproximadamente 10^3 inferiores que en transistores de germanio de igual tipo.

I.3 Comportamiento de frecuencia.

Las propiedades de frecuencia del transistor vienen definidas por dos magnitudes características:

- a) La frecuencia máxima.
- b) La frecuencia límite.

La frecuencia Máxima (llamada frecuencia máxima de oscilación) $f_{\text{máx}}$ expresa la frecuencia para la cual el transis - tor puede aún oscilar. Las propiedades de amplificación vienen determinadas por la frecuencia límite dependiente del -

tipo de circuito básico. La frecuencia límite, a semejanza - de la frecuencia límite superior de un amplificador, viene definida como la frecuencia a la que el factor de amplificación de corriente h_{FE} desciende al valor $1/\sqrt{2}$ de h_{FE} o, prácticamente, de h_{FE} a 1 000 Hz. La más alta frecuencia límite f_{ω} se tiene en el montaje de base, por lo que, para la utilización plena de un transistor en lo que respecta a la frecuencia, hay que acudir a dicho montaje a pesar de su pequeña resistencia de entrada.

En el montaje de emisor la frecuencia límite f_{β} se obtiene para $f_{\beta} = (1 - \alpha) f_{\omega}$. En la fig. I.3 se representa el curso del factor de amplificación de corriente en dependencia de la frecuencia, para las tres clases de circuito básico.

La dependencia de frecuencia del factor de amplificación de corriente se basa, por una parte, en la influencia de las capacidades de las capas barrera y, por otra, viene condicionada por el tiempo de circulación de los portadores de carga hacia la base. El descenso del valor absoluto del factor de amplificación de corriente va asociado a un giro de fase entre la corriente de entrada y la de salida. Simultáneamente con este giro de fase, las resistencias de entrada y salida del transistor se transforman en impedancias, mientras que para frecuencias suficientemente bajas actúan como simples resistencias óhmicas.

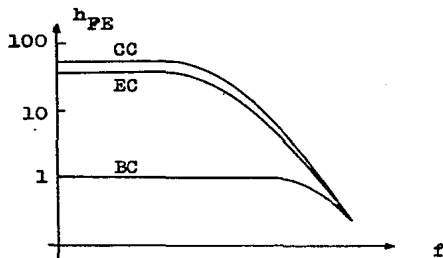


Fig. I.3 Dependencia de frecuencia de los factores de ampli-
ficación de corriente.

CC = Montaje de Colector Común.

EC = Montaje de Emisor Común.

BC = Montaje de Base Común.

I.4 Propiedades de conmutación.

En servicio como interruptor, el transistor es mandado - desde un punto de trabajo situado en el grupo de curvas ca - racterísticas de salida próximo al eje de tensiones, hasta un punto de trabajo próximo al eje de intensidades (fig. I.1) La zona delimitada por las rectas tangentes de las curvas características, bajo un ángulo ξ , con el eje de intensida - des, se designa como zona de saturación del transistor. En la zona de saturación, un aumento de la corriente de mando - no origina prácticamente ninguna elevación de la corriente de colector. La curva de corriente residual y la recta de sa - turación limitan el margen de amplificación del transistor. Si el transistor se manda hasta la zona de saturación se ob - tiene un curso temporal de la corriente de colector distinto

al de la zona de amplificación.

Se va a suponer primeramente, que el impulso de la corriente de base se eleva de tal forma que el punto de trabajo se establece en el límite entre el amplificador y la zona de saturación (fig. I.4 a la izquierda).

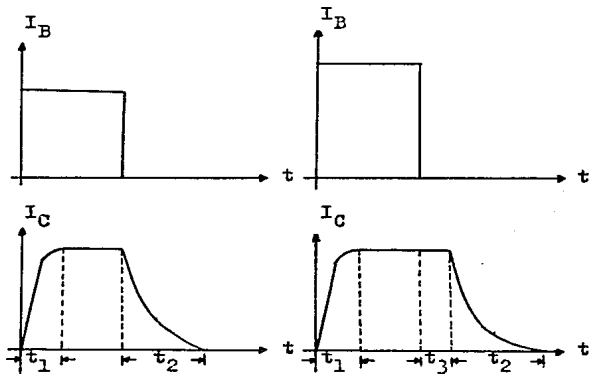


Fig. I.4 Curso temporal de la corriente de colector en el servicio como interruptor; activación a la izquierda: en el margen de amplificación.

A la derecha: en el margen de saturación.

t_1 = Tiempo de Ascenso.

t_2 = Tiempo de Atenuación.

t_3 = Tiempo de Acumulación.

Correspondiente al tiempo de ascenso necesario para la incorporación de los portadores de carga a la base, la corriente de colector alcanza su valor máximo con retardo.

Tras la desconexión de la corriente de base, los portadores de carga acumulados en la base han de ser eliminados, principalmente, por recombinación. La eliminación temporal de los portadores de carga en exceso impone el tiempo de atenuación de la corriente de colector. Si el punto de trabajo está situado sobre las rectas de saturación, la tensión de difusión cae en la capa barrera. En caso de un aumento progresivo de la corriente de base desciende la tensión en la capa barrera de colector hasta un valor por debajo de la tensión de difusión, y el colector pasa a la dirección de conducción.

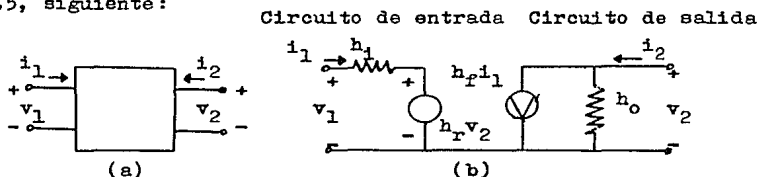
Los portadores de carga inyectados por el colector en la base son compensados por una corriente de emisor de crecimiento correspondiente. En este comportamiento se basa el hecho de que un aumento de la corriente de mando no admite ya prácticamente ninguna elevación de la corriente de colector.

Para los tiempos de ascenso y atenuación de la corriente de colector se obtienen en este caso las relaciones representadas en la fig. I.4, a la derecha. Debido a los portadores de carga inyectados por el colector, son incorporados éstos en la base y, con ello, el tiempo de atenuación se acorta en comparación con la zona de amplificación. En la base hay un exceso tal de portadores de carga que, tras la desconexión de la corriente de mando, la corriente de colector se mantiene durante el llamado tiempo de acumulación, para descender luego a su valor original. En el montaje de base, en caso de

excitación con una corriente de emisor correspondiente a la corriente de base se obtienen intervalos cortos para los tiempos de ascenso y atenuación.

I.5 El transistor como cuadripolo.

Como elemento amplificador, el transistor es un cuadripolo activo, cuyo esquema general viene representado en la fig.



De las cuatro magnitudes, la corriente de entrada i_1 y la tensión de salida v_2 , en cada caso, dos son de libre elección, mientras que las dos restantes se determinan por dos ecuaciones lineales. De esta forma, en dependencia de las magnitudes de libre elección son posibles seis ecuaciones cuadrupolares diferentes.

Para el caso del transistor se van a indicar a continuación las tres fórmulas cuadripolares más importantes. Los coeficientes que aparecen en las ecuaciones se designan como parámetros del cuadripolo o valores característicos del transistor. El transistor puede ser sustituido por un cuadripolo lineal, con limitación de pequeñas señales de excitación.

El cálculo cuadripolar se emplea fundamentalmente cuando, en el margen de altas frecuencias, las resistencias internas de los transistores, así como los valores de servicio, como p.e., la amplificación o ganancia son compuestos. En base al cálculo cuadripolar no sólo se pueden determinar las amplificaciones de corriente y tensión o las impedancias de entrada y salida compuestas, sino que se puede calcular también la influencia de las realimentaciones.

Ecuación de impedancia.

Las ecuaciones de resistencia se emplean cuando se indican los valores de i_1 e i_2 , y se trata de hallar las tensiones v_1 y v_2 . Así, para las ecuaciones de resistencia se obtiene:

$$v_1 = z_{11}i_1 + z_{12}i_2 \quad (I.3)$$

$$v_2 = z_{21}i_1 + z_{22}i_2 \quad (I.4)$$

Los parámetros z tienen la dimensión de una resistencia.

Ecuaciones de admitancia.

Las ecuaciones de admitancia, en las que se indican las tensiones v_1 y v_2 y se trata de hallar las correspondientes intensidades i_1 e i_2 , son las que con mayor frecuencia se emplean. Las ecuaciones cuadripolares son:

$$i_1 = y_{11}v_1 + y_{12}v_2 \quad (I.5)$$

$$i_2 = y_{21}v_1 + y_{22}v_2 \quad (I.6)$$

Los parámetros y tienen la dimensión de una conductancia y, por lo general, se dan en las hojas de características de los transistores.

Ecuaciones híbridas.

Las ecuaciones híbridas se emplean en circuitos serie-paralelo, es decir, circuitos en serie a las entradas y circuitos en paralelo a las salidas. En este caso, i_1 y v_2 son conocidas, y para v_1 e i_2 se obtiene el sistema de ecuaciones:

$$v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2 \quad (I.7)$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2 \quad (I.8)$$

Los parámetros h tienen la dimensión de una resistencia o de una conductancia.

En base a las ecuaciones de admitancia y a las de los parámetros híbridos se van a dar algunas aclaraciones adicionales. Tanto en la práctica como en las hojas de características, los coeficientes cuadripolares no van provistos de números, sino de índices alfabéticos. Aquí el segundo índice se refiere al circuito básico considerado, mientras que el primer índice está tomado de la escritura anglosajona. Así, p.e., para el circuito de base, las ecuaciones de admitancia son las siguientes:

$$i_1 = y_i v_1 + y_r v_2 \quad (I.9)$$

$$i_2 = y_f v_1 + y_o v_2 \quad (I.10)$$

en donde el primer índice significa lo siguiente:

i = Input (entrada).

r = Reverse (efecto retroactivo).

f = Forward (adelante).

o = Output (salida).

De la solución del sistema de ecuaciones se obtiene para los parámetros "y" las expresiones siguientes:

$$y_{11} = y_i = \frac{i_1}{v_1} \quad (I.11)$$

$$y_{21} = y_f = \frac{i_2}{v_2} \quad (I.12)$$

Las ecuaciones (I.11) y (I.12) se obtienen con alimentación primaria y cortocircuito secundario.

En caso de realimentación, se tiene cortocircuito primario y las expresiones son:

$$y_{12} = y_r = \frac{i_1}{v_2} \quad (I.13)$$

$$y_{22} = y_o = \frac{i_2}{v_2} \quad (I.14)$$

De la misma manera que para las expresiones de admitancia, tomando en cuenta las ecuaciones (I.7) y (I.8) y sustituyendo los subíndices numéricos por letras se tienen las expresiones que siguen:

$$v_1 = h_i i_1 + h_r v_2 \quad (I.15)$$

$$i_2 = h_f i_1 + h_o v_2 \quad (I.16)$$

Con respecto al circuito equivalente de la fig. I.5b, el circuito de entrada se obtiene de (I.15), usando la ley de Kirchhoff de tensiones, y el circuito de salida de (I.16) utilizando la ley de Kirchhoff de corrientes. El significado físico de los parámetros h puede obtenerse de las ecuaciones que los definen o del circuito, p.e., de (I.15) indica que h_i es dimensionalmente una impedancia. Con respecto al circuito de la fig. I.5b, se ve que es la impedancia de entrada con la salida cortocircuitada ($v_2 = 0$). Normalmente, h_r no tiene dimensiones y representa la inversa de la relación de tensión en circuito abierto.

Las definiciones de los cuatro parámetros son las siguientes:

$$h_i = \frac{v_1}{i_1} = \text{impedancia de entrada en cortocircuito (I.17)}$$

$$h_r = \frac{v_1}{v_2} = \text{ganancia de tensión inversa en circuito abierto (I.18)}$$

$$h_f = \frac{i_2}{i_1} = \text{ganancia de corriente directa en cortocircuito (I.19)}$$

$$h_o = \frac{i_2}{v_2} = \text{admitancia de salida con circuito abierto (I.20)}$$

El circuito equivalente de la fig. I.5b es muy útil por numerosas razones: Primera, aísla los circuitos de entrada y salida, siendo considerada su interacción por dos fuentes

controladas; segunda, las dos partes del circuito tienen una forma tal que es fácil distinguir los circuitos de alimentación y carga. El circuito de entrada es un circuito equivalente de Thévenin y el de salida un circuito equivalente de Norton.

El circuito equivalente y las definiciones de las ecuaciones (I.17) a la (I.20) son métodos para medir los diversos parámetros.

I.6 Ruido en transistores.

Al igual que en las válvulas electrónicas, la posibilidad de amplificación viene limitada por el propio nivel de ruido del transistor. Lo característico del ruido de los transistores es una distribución de la energía de ruido sobre distintos márgenes de frecuencia, tal como viene representado en la fig. I.6.

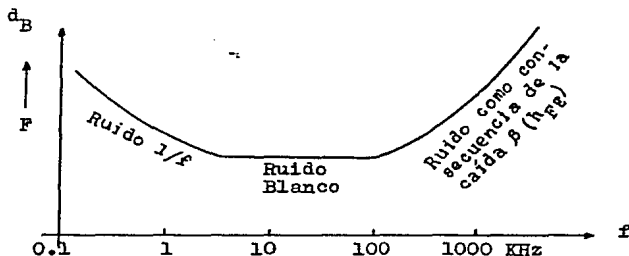


Fig. I.6 Curso típico del factor de ruido en función de la frecuencia.

En un margen medio de frecuencias, el ruido es prácticamente independiente de ésta y, por ello, se designa como ruido blanco. Este ruido está compuesto por los factores siguientes:

Ruido de granalla de la corriente de emisor.

Ruido de granalla de la corriente inversa de colector.

Ruido térmico de la resistencia de la base.

Ruido de distribución de corriente.

Este último es causado por las fluctuaciones estáticas de la distribución de la corriente de emisor sobre las corrientes de colector y de base.

En el margen de bajas frecuencias, la energía de ruido se eleva con frecuencia decreciente. Este margen se designa como ruido $1/f$, cuyas causas, según los conocimientos actuales, están basadas en procesos sobre la superficie del semiconductor. La calidad y duración de un transistor hay que estimarla tanto o más elevada cuanto menor es la frecuencia para la que el ruido $1/f$ se transforma en ruido térmico, y cuanto menor es el nivel de ruidos en el margen de bajas frecuencias. En transistores planares de silicio no aparece casi ninguna componente de ruido $1/f$, en comparación con el transistor mesa de germanio.

Para frecuencias excesivamente elevadas, en conexión con el margen de ruido blanco, tiene lugar también un aumento del nivel de ruidos. En este margen de frecuencias, el factor creciente de ruido viene condicionado fundamentalmente por

la reducción del factor de amplificación de corriente. El ruido del transistor se caracteriza, casi exclusivamente, por el factor de ruido, que se mide en decibeles (dB).

En la definición del factor de ruido se parte de la base de que en la resistencia de entrada aparece una tensión de ruido de algunos μV y en la resistencia de salida una tensión de ruido de 50 a 100 μV . El factor de ruido se determina por la relación entre la potencia total de ruido P_L a la salida del transistor y la potencia de ruido P_g a la entrada del transistor, transformada a la salida, y puede representarse por la siguiente expresión:

$$NF = \frac{P_L}{P_g \cdot A_P} \quad (I.21)$$

$$NF = \frac{\overline{V_c^2}}{4KT \cdot R_g \cdot \Delta f \cdot A_v^2} \quad (I.22)$$

P_L = Potencia total de ruido a la salida del transistor.

P_g = Potencia de ruido a la entrada del transistor.

A_P = Amplificación de potencia.

$\overline{V_c^2}$ = Media cuadrática de la tensión de ruido en el colector dentro del margen de frecuencias f .

Δf = Margen de frecuencias.

R_g = Resistencia de entrada.

A_v^2 = Amplificación de tensión.

La segunda ecuación rige sólo cuando la anchura de banda en la salida y entrada son iguales, (ecuación I.22).

En este caso, el factor de ruido se da en decibels a 20°C , 1000 Hz. y $\Delta f = 1$ Hz y provisto del índice cero; en transistores buenos este factor (NF), es de unos 2 a 5 dB.

Es preciso indicar aún que el factor de ruido depende del punto de trabajo y de la resistencia del generador en la parte de la entrada.

II.- CIRCUITOS AMPLIFICADORES.

II.1 Ajuste y estabilización del punto de trabajo.

En caso de emplear transistores para la amplificación de señales débiles en las etapas previas de amplificación se tiene en cuenta la exigencia de un bajo consumo de corriente mediante una elección adecuada del punto de reposo o de trabajo. En este caso la resistencia de carga se dimensiona de modo tal, que la recta de carga sea tangente a la hipérbola de pérdidas en su rama superior (fig. I.1). Para pequeñas señales de entrada, la desalineación de las curvas características de entrada es menos crítica. Sin embargo, hay que tener en cuenta que el factor de amplificación de corriente se reduce a partir de pequeñas intensidades de colector fig.

II.1.

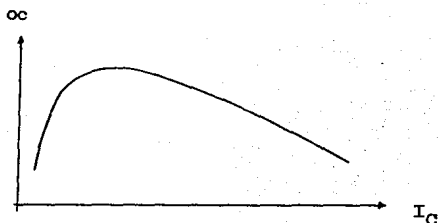


Fig. II.1 Factor de amplificación de intensidad oc en dependencia de la corriente de colector I_C .

Por otra parte, se pretende lograr una amplificación con

pequeña proporción en ruidos. La posición más favorable del punto de trabajo para una amplificación pobre en ruidos se ha de tomar de las hojas de características. Para la amplificación de mayores señales en las llamadas etapas de excitación se fija de tal modo la recta de carga y el punto de trabajo, en base a la familia de curvas características, que se mantengan lo más reducidas posibles las distorsiones no lineales en el margen de mando. Se logra la máxima potencia de salida cuando la recta de carga es tangente a la hipérbola de pérdidas en la zona de su valor de cresta.

Por lo general, el ajuste del punto de trabajo deseado se realiza o combina por medio de medidas técnicas de montaje, que eviten en lo posible un desplazamiento del punto de trabajo en dependencia de la temperatura. En la parte (a) de la fig. II.2, la corriente de base se obtiene mediante la conexión de una resistencia de base R_B entre la base y la batería del colector.

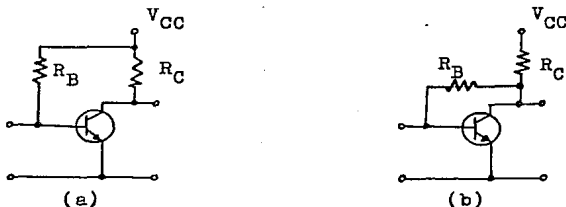


Fig. II.2 Ajuste de la corriente de la base. (a) Corriente previa fija; (b) corriente previa automática.

Esta corriente fija de la base permanece aunque tenga lugar un desplazamiento del punto de trabajo, y por ello, no tiene ninguna influencia estabilizadora. Si la resistencia de base se aplica, por el contrario, al colector del transistor, fig. II.2 (b), como consecuencia de una realimentación negativa de corriente continua, se reduce sensiblemente el desplazamiento del punto de trabajo. Si la corriente de colector aumenta con temperatura creciente, la tensión de colector y, con ello, la corriente de base disminuyen.

Según la clase del medio de conexión empleado, se hace una diferenciación entre estabilización lineal y no lineal del punto de trabajo. A continuación se aclaran las causas del desplazamiento del punto de trabajo en función de la temperatura. Este desplazamiento del punto de trabajo es provocado por la dependencia de temperatura de la resistencia interna del emisor y de la corriente inversa del colector. Con temperatura creciente desciende la resistencia de emisor y aumenta la corriente inversa de colector, lo que en ambos casos lleva a una elevación de la corriente de colector. La influencia de la resistencia interna del emisor puede reducirse mediante la conexión de una resistencia en la derivación del emisor.

Por otra parte, la tensión del colector variará tanto menos, en relación con la corriente inversa de colector. En caso de emplear un divisor de tensión de base para el ajuste -

del punto de trabajo se llega a la conexión de puente de la fig. II.3. La relación entre las dos resistencias R_1 y R_2 de termina el punto de trabajo. Un cálculo exacto muestra que la estabilización es tanto mejor cuanto más pequeña es la resistencia del divisor de tensión respecto a R_E .

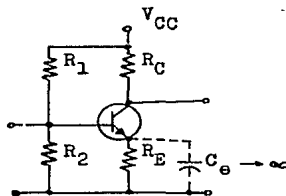


Fig. II.3 Conexión de puente para la estabilización del punto de trabajo.

En la práctica, el valor de la resistencia de emisor R_E depende de la fuente de tensión de que se disponga, mientras que las resistencias del divisor de tensión no se pueden elegir todo lo pequeñas que se quiera, debido a la carga de la batería y a la señal de entrada. El efecto de la resistencia R_E consiste en una realimentación negativa de corriente. Con corriente creciente de colector aumenta la caída de tensión en R_E , con lo que la tensión de base-emisor disminuye y la - corriente de colector desciende nuevamente. Para evitar una realimentación negativa de corriente alterna puede puentearse capacitivamente la resistencia de emisor. El condensador se supone de capacidad infinita, aunque se puede calcular su valor para reducir el tamaño y el costo del mismo.

Si bien el circuito (b) de la fig. II.2, ya descrito, es más simple, no es tan eficaz como la conexión de puente. La realimentación negativa de corriente alterna puede reducirse subdividiendo la resistencia de la base y poniendo a tierra el punto de subdivisión a través de un condensador en la parte de alterna, como se muestra en la fig. II.4.

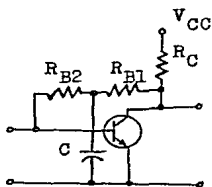


Fig. II.4 Realimentación negativa de corriente continua para la estabilización del punto de trabajo.

Se pueden obtener otros circuitos de estabilización lineal; p.e., en base a una combinación del procedimiento del puente y de realimentación negativa.

El método de estabilización no lineal consiste en el empleo de elementos de conexión dependientes de la temperatura, tales como resistencias especiales, un diodo o un transistor adicional.

Estos elementos de conexión se eligen de tal manera, en cuanto a su característica de resistencia, pudiendo modificar además ésta última si fuera necesario mediante la intercalación de resistencias normales, para que tenga lugar una

amplia adaptación al curso de la temperatura del transistor a estabilizar. Este procedimiento se emplea fundamentalmente cuando es necesaria una compensación de las variaciones de la corriente de colector, causadas por la temperatura, en un amplio margen de ésta.

Otro punto de vista es que en etapas finales con baja tensión de batería, la caída de tensión en una resistencia de estabilización en la derivación de emisor es considerada, a menudo, como inaceptable. En amplificadores de corriente continua se utiliza además, esencialmente, otro transistor para la estabilización.

Las figs. II.5 y II.6, muestran dos ejemplos dentro del gran número de circuitos conocidos de estabilización. En ambos casos la tensión previa de base se obtiene a través de un divisor de tensión dependiente de la temperatura.

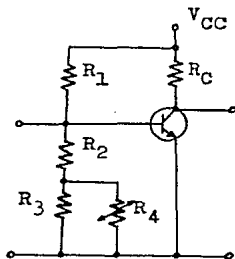


Fig. II.5 Estabilización del punto de trabajo mediante resistencia (NTC), que depende de la temperatura.

Las resistencias R_2 y R_3 sirven para la adaptación de la resistencia R_4 (NTC) al curso de la temperatura del transistor. El divisor de tensión puede dimensionarse con alto valor óhmico, con lo cual prácticamente no desciende la amplificación. Para el funcionamiento es necesario un buen contacto térmico entre la resistencia R_4 y el transistor. Con temperatura creciente el valor de la resistencia R_4 y, con ello, la tensión de base-emisor se reduce, y de esta manera se compensa el ascenso de la corriente de colector.

En la fig. II.6, la parte no lineal del divisor de tensión está representada por un diodo conectado en dirección de bloqueo. Cuando el curso de temperatura del diodo y del transistor concuerdan entre sí, se puede renunciar a resistencias adicionales de alineación.

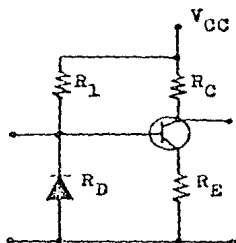


Fig. II.6 Estabilización del punto de reposo o de trabajo mediante un diodo (R_D).

Para obtener un proyecto óptimo de un amplificador de potencia, se deben considerar varias condiciones; tales como - asegurar la integridad del diseño ante un exceso de temperatura, otras condiciones como son las limitaciones de tamaño, peso, tensión de alimentación de corriente continua, distorsión, etc. Y lo más importante, que el suministro de potencia necesaria sea tan económica como se pueda.

A continuación se dará una clasificación sobre los tipos de amplificadores que existen. Se debe de tomar en cuenta lo siguiente; el término clase del tipo de amplificador de que se trate, nos describe la operación especificando las condiciones del flujo de la corriente del colector para un ciclo de c-a de la señal u onda senoidal de entrada durante la cual circula corriente de carga.

CLASE A: La corriente de colector circula en un ciclo - de c-a completo (360°). Fig. II.7.

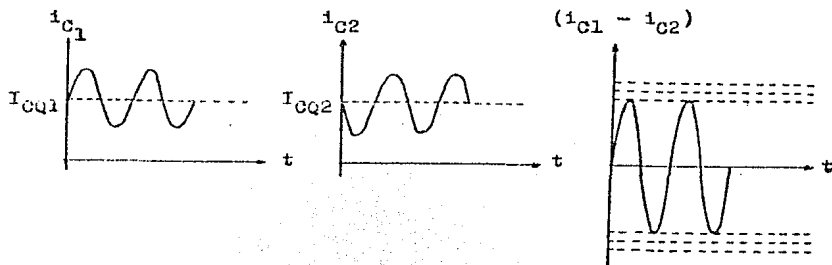


Fig. II.7

CLASE AB: La corriente de colector circula por más de medio ciclo pero menos de un ciclo completo de c-a. Fig. II.8.

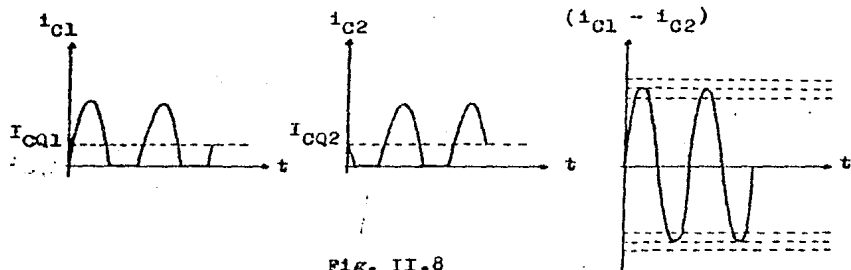


Fig. II.8

CLASE B: La corriente circula durante un semiciclo del ciclo completo de c-a, o sea 180° . Fig. II.9.

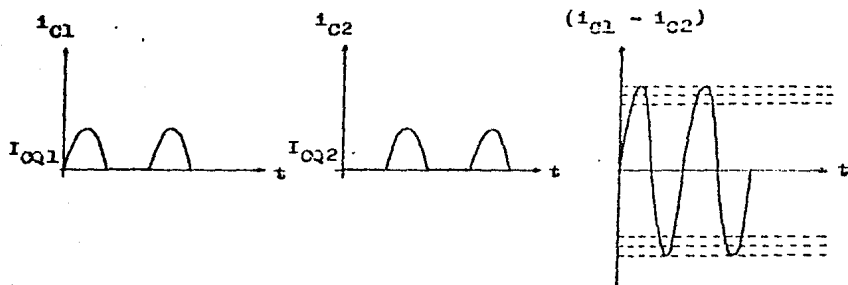


Fig. II.9

CLASE C: La corriente circula durante menos de un semiciclo del ciclo completo de c-a. Fig. II.10.

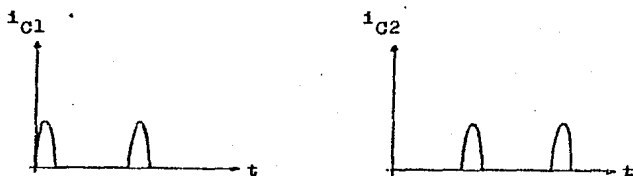


Fig. II.10

Para conseguir una amplificación con pequeña distorsión de las señales de audiofrecuencia, se observa que sólo pueda aplicarse la clase A. Sin embargo, si se utiliza una conexión en push-pull, que se verá después; los amplificadores de clase AB y de clase B dan también una amplificación prácticamente lineal. La amplificación de clase C se usa en radiofrecuencia, en la cual los circuitos sintonizados eliminan la distorsión resultante del funcionamiento no lineal del circuito. Esta última clase no se estudiará en este reporte.

II.2 Amplificadores clase A:

Este tipo de amplificadores es el más común utilizado como excitador para una etapa de salida de clase B; aunque también se utiliza en etapas de salida.

A título de ejemplo, se presenta en la Fig. II.11 un —

sencillo amplificador clase A, con acoplamiento RC a la entrada y acoplamiento por transformador a la salida.

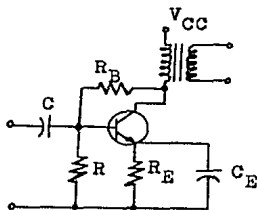


Fig. II.11 Ejemplo de un amplificador simple clase A.

La corriente de reposo de la base se ajusta por medio de la resistencia de base R_B , en forma de corriente previa fija. La estabilización del punto de reposo tiene lugar mediante la resistencia de emisor R_E , cuyo efecto se acentúa a través de la pequeña resistencia de corriente continua del devanado primario del transformador de salida. Para evitar una realimentación negativa de corriente alterna, la resistencia de emisor va puenteada en forma capacitiva.

El rendimiento, es decir, la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada, suministrada por la batería, puede ser como máximo el 50%, en caso de adaptación y falta de la resistencia de estabilización. Para la estabilización se considera, en general, como aceptable un porcentaje del 5 al 10% de la potencia de corriente continua $I_o V_{CE}$.

La frecuencia límite inferior viene determinada por el condensador de acoplamiento de la entrada y por el condensa-

por de mando de la derivación del emisor, y el límite superior por la frecuencia límite del transistor.

La Fig. II.12 muestra un amplificador clase A de dos etapas acopladas mediante un circuito RC.

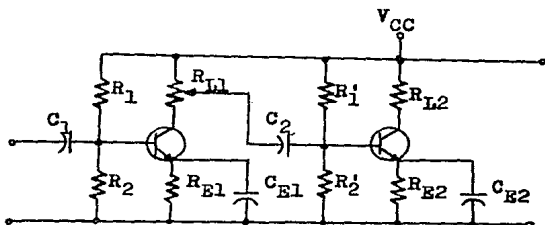


Fig. II.12 Ejemplo de un amplificador clase A de doble etapa.

El ajuste y estabilización del punto de trabajo tienen lugar, por separado para cada transistor, en un circuito con divisor de tensión de base. Por ejemplo, se prevé una regulación de la amplificación a través del potenciómetro R_{L1} . Una señal de entrada en la base del primer transistor produce una señal de salida en la toma del potenciómetro, que se lleva a la base del siguiente transistor para ser amplificada de nuevo.

En general, por motivos de ahorro de espacio y de simplificación se da preferencia al acoplamiento RC, empleándose para ello el montaje de emisor común, a causa de su mayor

impedancia de entrada. De todos modos, una adaptación de dos etapas transistorizadas sólo es posible mediante un acoplamiento a transformador, sin embargo, una desventaja es el espacio necesario para transformadores con buena respuesta de frecuencia.

Como es sabido la característica de amplificación, como p.e., la respuesta de frecuencia, el ancho de banda y el factor de distorsión no lineal de una etapa de amplificación se pueden influenciar favorablemente por medio de una realimentación negativa que actúe desde la salida sobre la entrada, debe entenderse que será a costa del grado de amplificación. En un transistor se pueden variar también a deseo las impedancias de entrada y de salida mediante una realimentación negativa.

A la vista del circuito equivalente híbrido, definido de la fig. I.5b, en su forma más sencilla Fig. II.13 puede comprobarse que en el transistor, al contrario de las válvulas, existe un acoplamiento interno entre la salida y la entrada, a través de la resistencia interna de base h_{ib} .

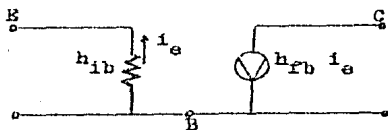


Fig. II.13 Circuito equivalente para bajas frecuencias (señal débil), en configuración de base común.

Puesto, que una caída de tensión en la resistencia de base R_{ib} , proporcional a la corriente de salida, se opone a la tensión de emisor-base, existe una realimentación negativa con las características ya citadas. Como ya se ha indicado en el apartado anterior, en caso necesario puede lograrse una realimentación negativa de corriente alterna mediante una resistencia de emisor, sin puentear capacitivamente, o por medio de una resistencia de base (Fig. II.2b).

Es preciso indicar aún, que a través de la resistencia interna de la batería puede tener lugar una realimentación positiva a la entrada del transistor. En amplificadores de varias etapas con una amplificación total superior a los 60 dB puede producirse un avivamiento de oscilaciones no deseadas, como consecuencia de esta realimentación. Para evitar un funcionamiento inestable de amplificación, es necesario un desacoplamiento por medio de circuitos RC, de conexión y dimensionado adecuados.

Cabe indicar que el tipo más común de excitador para una etapa de salida clase B es el amplificador clase A con acoplamiento de transformador

II.2.1 Amplificadores clase A push-pull.

En tanto sea posible, para las etapas finales se emplearán amplificadores push-pull. Las ventajas especiales de estos amplificadores estriban en el hecho de que en la resistencia de carga se suprime la componente de corriente continua y

se eliminan los armónicos pares. Con ello, cualquiera de los transistores puede excitarse más intensamente de lo que es posible en el amplificador simple, debido a las distorsiones crecientes..

A fin de que puedan aprovecharse las ventajas en forma plena de la amplificación push-pull, las curvas características de ambos transistores deben concordar lo más posible. Las pequeñas desviaciones se pueden corregir mediante variación mutua de los puntos de trabajo. En este caso el ajuste del punto de trabajo y la estabilización se realizan por separado para cada transistor.

La Fig. II.14 muestra un amplificador clase A push-pull con dos transistores NPN. Ambos transistores se mandan en contrafase a través del transformador de entrada con toma central.

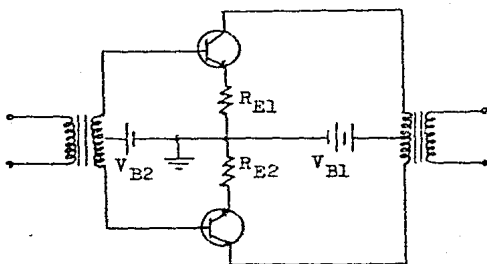


Fig. II.14 Amplificador clase A push-pull con dos transistores NPN.

En el ejemplo representado, el punto de trabajo se ajusta conjuntamente para ambos transistores mediante la tensión V_{B2} . La eliminación de distorsiones de la señal de salida puede producirse, además de por la estabilización de temperatura, por las resistencias de emisor puenteadas de forma no capacitiva. A una semionda positiva de corriente en uno de los transistores corresponde una corriente negativa en el segundo transistor. Las corrientes alternas opuestas circulan por el bobinado primario del transformador de salida en sentido inverso, con lo cual apoyan en su acción al bobinado secundario.

Mediante el empleo de transistores simétricos complementarios se ha desarrollado una serie de circuitos, que no son realizables con válvulas. Como ejemplo, se ha reproducido en la fig. II.15 un amplificador clase A push-pull en ejecución simétrica complementaria. La ventaja de este circuito consiste en que ya no se precisa de un transformador de entrada, ni de salida.

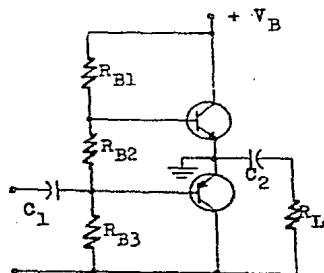


Fig. II.15 Amplificador clase A push-pull con transistores si métricos complementarios.

El funcionamiento de los transistores complementarios se explicará mediante la familia de curvas características de la fig. II.16.

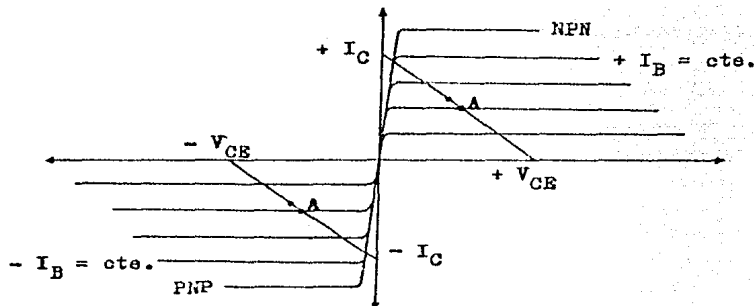


Fig. II.16 Curvas características de salida para los transistores simétricos complementarios.

Para ambos transistores (sin tomar en cuenta el signo) se ajusta igual punto de trabajo. Si, por ejemplo, se aplica simultáneamente una señal positiva de entrada a la base de ambos transistores, asciende la corriente de colector del transistor NPN, mientras que en el transistor PNP descende la corriente de colector en el mismo valor. Las señales de salida presentan, por consiguiente, un defasamiento de 180° , es decir, que ambos transistores trabajan en push-pull.

II.3 Amplificadores clase AB y clase B.

Los amplificadores clase AB y clase B se usan a menudo para etapas de salida de amplificadores de potencia transistori-

zados. Las formas de onda de las figs. II.7, II.8 y II.9; muestran las corrientes en el colector en dos transistores de salida. El valor pico de la corriente es igual para las clases A, AB y B; pero se observa que la diferencia, $(i_{C1} - i_{C2})$, de la forma de onda de salida compuesta hacia la carga, p.e., la forma de onda de la clase A tiene un valor pico más pequeño. Como la potencia de salida pico es $(i_{C1} - i_{C2})^2 R_L$; entonces, un aumento en la amplitud pico a pico, produce un aumento en la potencia de salida pico. Por lo tanto, los amplificadores clase AB y clase B se usan en amplificadores de alta potencia, p.e., en los amplificadores de estéreo populares.

Como se dijo anteriormente, el rendimiento máximo en clase A es del 50%, debido a que el valor de pico de la componente alterna no excede nunca el valor de la corriente de reposo del colector. En el amplificador clase B, la corriente continua de colector es menor que el valor de cresta de la componente alterna. esto da lugar a una menor disipación del colector, y un aumento del rendimiento.

Una importante desventaja de los amplificadores clase A ha de verse en que, en la posición de listo para servicio sin señal de entrada, la batería viene cargada con la corriente de reposo del colector, con lo que un amplificador clase A podría requerir un severo desgaste de c-c constante sobre la batería.

Siempre que no sea preciso satisfacer las máximas exigencias en lo que se refiere al factor de distorsión no lineal se tenderá al servicio clase B, en el que el punto de trabajo va

prácticamente sobre la curva característica I_{CEO} . Puesto que , p.e., en un transistor NPN una semionda negativa en la base bloquea al transistor, mientras que la semionda positiva ocasiona una corriente proporcional de colector, los amplificadores clase B para la amplificación exenta de distorsiones sólo pueden emplearse en conexión push-pull.

El amplificador push-pull, clase B de la fig. II.17 tiene un rendimiento máximo del 78.5% y por lo tanto un aumento del 28.5% sobre los amplificadores clase A.

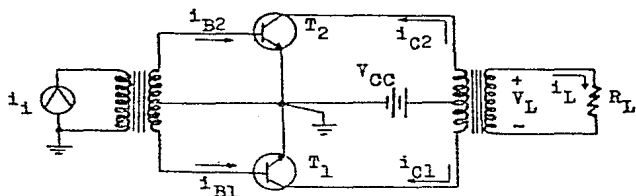


Fig. II.17 Amplificador de potencia simétrico clase B push-pull.

El funcionamiento del circuito se explica mediante las formas de onda de la fig. II.18. El transformador de entrada con toma central suministra dos corrientes de base de amplitudes iguales, pero defasadas 180° , fig. II.18b y c. En el primer semiciclo i_{B1} es cero, y como T_1 está polarizado en la región de corte o bloqueo, i_{C1} es cero como en la gráfica (d) de la figura. Sin embargo, en este mismo intervalo de tiempo, i_{B2} es positivo, T_2 conduce, y la corriente de colector i_{C2} es la indicada en (e).

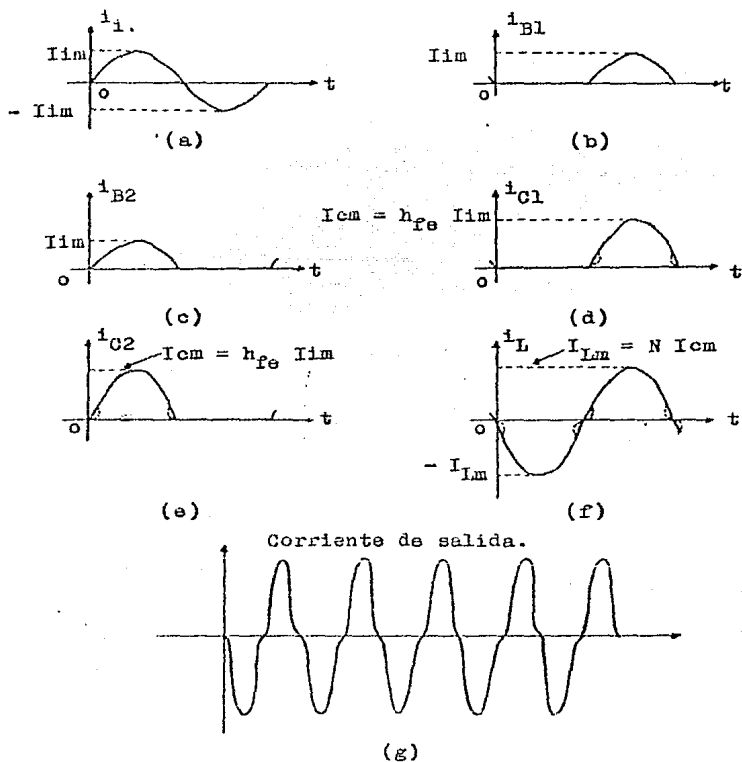


Fig. 11.18 Formas de onda en el amplificador push-pull. (a) - Corriente de entrada; (b) corriente de base en T_1 ; (c) corriente de base de T_2 ; (d) corriente de co-lector de T_1 ; (e) corriente de colector de T_2 ; (f) corriente de carga; (g) forma de onda de la co- rriente de carga mostrando la distorsión de cruce.

Por lo tanto, un transistor está en corte mientras que el otro conduce. En el segundo semiciclo, es a la inversa: T_2 está en corte y T_1 conduce. Cuando T_2 conduce, la corriente representada en (e) circula a través de la parte superior del arrollamiento primario y el flujo resultante variable con el tiempo en el núcleo del transformador induce una tensión en el devanado secundario. Esta tensión a su vez, produce el primer semiciclo de corriente a través de la carga (f). Cuando T_1 conduce, la corriente i_{C1} induce un flujo en el núcleo en dirección opuesta al flujo del semiciclo anterior, dando lugar al segundo semiciclo de corriente de carga. La corriente de carga final bajo estas condiciones (ideales) es por lo tanto directamente proporcional a la corriente de señal i_1 . En la fig. II.17 se ve que la corriente de carga i_L está relacionada con las corrientes individuales por la expresión

$$i_L = N (i_{C1} - i_{C2}) \quad (\text{II.1})$$

La corriente de corte en el colector crea un problema en circuitos clase B de transistores. Las corrientes de colector individuales de los dos transistores de la fig. II.17 nunca son cero durante los ciclos completos de la señal. La diferencia de las dos corrientes de colector, que es la salida, muestra una irregularidad o desviación ligera de la onda al cruzar por cero, a esta desviación se le llama distorsión de cruce.

Esta distorsión está representada con línea de puntos en la fig. II.18d a f, y es perfectamente visible en (g).

Para eliminar esta distorsión, las uniones base-emisor se

polarizan aproximadamente a 0.7 V, (que es la tensión de umbral de v_{BE} para el silicio). El resultado es un funcionamiento en clase AB en vez de clase B aunque está tan cercano a éste que generalmente se llama, también, clase B. Este tipo de polarización se denomina polarización de disparo o de conducción. En la práctica, a menudo se permite la existencia de la distorsión de cruce y se confía en el transformador y capacidades internas y parásitas para eliminarla.

Como en el caso de amplificadores de clase A complementarios, también es posible realizar circuitos amplificadores que usen la simetría complementaria en clase B push-pull; p.e., utilizando el circuito de la fig. II.15, se puede utilizar en clase B mediante el correspondiente ajuste del punto de trabajo, o mediante el siguiente circuito, fig. II.19.

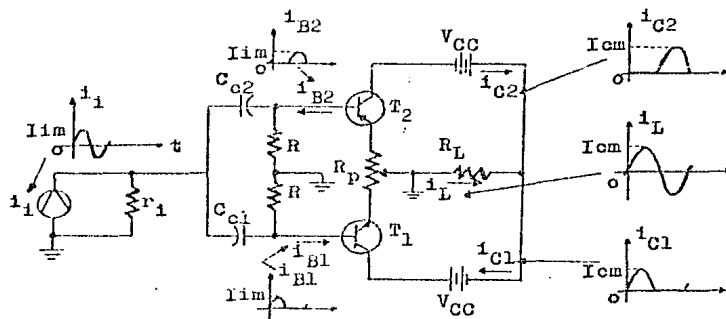


Fig. II.19 Amplificador simétrico complementario clase B push-pull.

II.4 Amplificadores especiales.

En los problemas usuales de cálculo, las necesidades de ganancia, potencia de salida y respuesta en frecuencia son tales que un solo transistor no es suficiente. El proyectista tiene por tanto que utilizar más de un transistor para satisfacer las necesidades del proyecto.

Como ya se vió en la pág. 35 el concepto de "simetría - complementaria" es único en su aplicación a transistores, y es un método que permite el arreglo en cascada de etapas de transistores mientras usan una fuente de potencia de bajo voltaje.

Existen dos clasificaciones de circuitos, desde el punto de vista de su comportamiento frente a la componente de c.c. y a las señales débiles; estos son, los que emplean acoplamiento directo entre etapas llamados amplificadores de corriente continua porque pueden amplificar señales desde la corriente continua (frecuencia cero) hasta el límite superior de su gama de frecuencias. Los otros son llamados amplificadores de corriente alterna y utilizan el acoplamiento capacitivo entre etapas, y como consecuencia, el límite inferior de su gama de frecuencias útiles es generalmente del orden de algunos Hertz. Para muchas aplicaciones la gama de - frecuencias desde la corriente continua hasta este límite inferior carece de importancia, y en estos casos es ventajoso utilizar un acoplamiento para corriente alterna.

Una desventaja del amplificador de corriente continua es que cualquier desplazamiento del punto de reposo (debido a una variación de temperatura, p.e.) es amplificada en etapas sucesivas a causa del acoplamiento directo. Así una pequeña variación de corriente continua en la primera etapa puede - provocar la saturación o el corte de la etapa final. Todos los circuitos amplificadores integrados son de acoplamiento directo debido a la dificultad de fabricar condensadores integrados suficientemente grandes. Esto da lugar a problemas peculiares al proyectista.

II.4.1 Etapa amplificadora con conexión en cascada.

En este punto y los siguientes se dará como ejemplo los circuitos que más comunmente se utilizan en los amplificadores de circuito integrado.

Cuando la ganancia que se desea obtener de un amplificador es superior a la que suministra un transistor, se puedan conectar dos o más transistores individuales. Es decir, que parte de la salida de la primera etapa se utiliza como entrada de la segunda y así sucesivamente.

La figura II.20 muestra la conexión en cascada de dos etapas amplificadoras de emisor común acopladas para las componentes de c.a. Se pueden conectar diversos tipos de etapas en cascada; p.e., comunmente se utilizan dos etapas, de emisor común y colector común, conectadas en cascada.

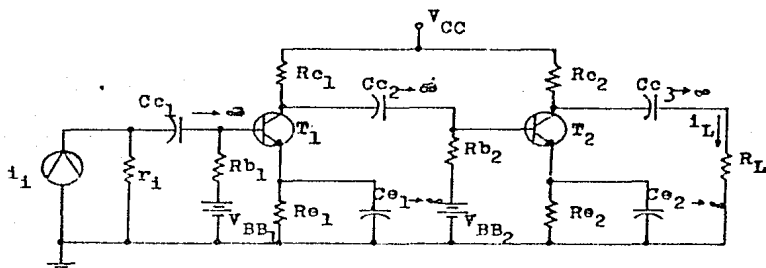


Fig. II.20 Etapas de emisor común con conexión en cascada acopladas para las componentes de c.a.

En la práctica, el problema del cálculo de un amplificador puede incluir datos sobre ganancia, impedancia de entrada y de salida, excursión de la corriente de salida y otros factores. Generalmente existen limitaciones tales como los tipos de transistores disponibles, las tensiones de las fuentes de alimentación disponibles, las resistencias de la fuente de señal y de la carga y limitaciones de tamaño y peso, etc. Debido a estas limitaciones, casi nunca existe un solo diseño que satisfaga un tipo de características dado. Es el proyectista quien determinará cuál es el diseño óptimo para la aplicación en cuestión.

II.4.2 Amplificador diferencial.

El amplificador diferencial es muy importante por cuanto se utiliza como elemento básico de muchos amplificadores realimentados y de la mayor parte de amplificadores lineales de

circuito integrado (CI). La figura II.21 representa el cir
cuito básico del amplificador diferencial.

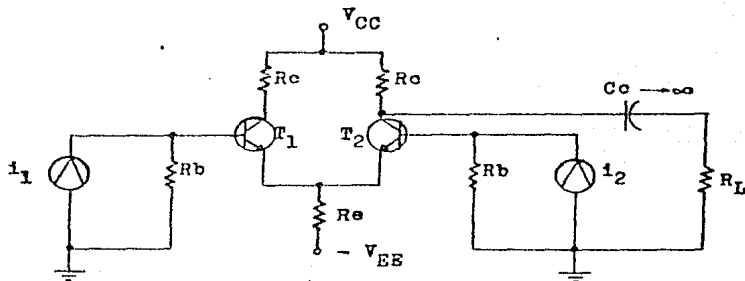


Fig. II.21 Amplificador diferencial básico.

Este circuito tiene la particularidad de que la corriente de carga (por lo tanto la tensión de carga) es proporcional a la "diferencia" entre las dos señales de entrada (i_1 e i_2).

En circuitos integrados es algo difícil mezclar transistores NPN y PNP en el mismo disco. Así el concepto de simetría complementaria no se usa para producir amplificadores de etapas múltiples. En la práctica se conectan directamente las etapas sucesivas de los amplificadores diferenciales para formar un amplificador de etapas múltiples. Primero el acoplamiento directo entre etapas evita la disminución de baja frecuencia causado por el condensador de acoplamiento. Segundo, el gran tamaño físico de los condensadores de acoplamiento se oponen a la ventaja de la capacidad de tamaño reducido

del circuito integrado (CI).

Los amplificadores diferenciales se usan extensamente en instrumentación para generar la diferencia entre dos entradas. Una aplicación directa es la conexión de entrada diferencial en los osciloscopios más avanzados.

II.4.3 Circuito Darlington.

El circuito Darlington representa una combinación simple y plenamente eficaz de dos transistores de igual tipo, figura II.22.

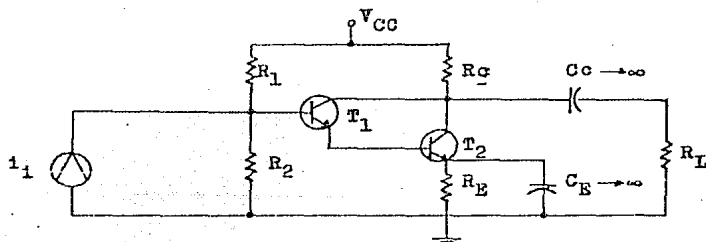


Fig. II.22 Amplificador compuesto Darlington.

Si se prescinde de la caída de tensión en la resistencia de emisor R_E del transistor T_2 , la tensión proporcionada por el divisor de tensión formado por R_1 y R_2 se distribuye uniformemente en ambos transistores para el ajuste del punto de trabajo; en caso de curvas características de entrada concordantes. Dado que la línea de colector-emisor del transistor T_1 manda directamente la base del transistor T_2 ($i_{E1} = i_{B2}$), se obtiene en la combinación un factor total de amplificación

de corriente. Esto es para $R_L \gg R_c$.

El circuito se distingue por un bajo factor de distorsión no lineal y por una gran capacidad de sobrecarga. Además, en el circuito de emisor la resistencia de entrada es unas 100 veces mayor que en una etapa de amplificación con un sólo transistor.

Puesto que la combinación de ambos transistores forma una unidad de tres terminales y sólo hay que dotarla como un transistor individual; generalmente el fabricante ofrece dos transistores en una carcasa común, como transistores de potencia.

III.- CIRCUITOS BASICOS EN LOS AMPLIFICADORES.

III.1 Circuito de polarización.

Hasta ahora no se ha intentado realizar ningún cálculo - para diseñar los circuitos necesarios, que han de conformar el amplificador de potencia para audio. A continuación se presenta un método sencillo y económico, cuyas ventajas se obtienen a expensas de los parámetros de los transistores.

Estos circuitos se utilizan en etapas intermedias, llamadas etapas preamplificadoras. Una vez satisfechos los resultados con los parámetros de los transistores con una etapa sencilla amplificadora, el problema se hace presente al intentar aplicar la misma a un sistema amplificador, de forma que la etapa no altere los circuitos posteriores o anteriores del sistema amplificador. A veces es posible efectuar el acoplamiento directo, pero con frecuencia se precisa la utilización de condensadores de bloqueo. El valor de este componente debe ser tal que pueda mantener el ancho de banda requerido por el conjunto.

El circuito de la figura II.2b es conocido como de "polarización mediante realimentación de colector a base" y precisa solo una resistencia en lugar de dos como el divisor de tensión mostrado en la figura II.3, formado por las resistencias R_1 y R_2 . A este circuito se le suele llamar "circuito - universal".

A pesar de que este sistema parece muy sencillo y económico, existen ciertas posibilidades que se deben dar a conocer: (a) La realimentación se haya en paralelo con la señal de entrada, por lo que se precisa de una mayor corriente para su mando, es decir que la resistencia de entrada de la etapa, r_{IN} , queda disminuida. De hecho, la resistencia de entrada está constituida por dos resistencias montadas en paralelo, siendo una de ellas la correspondiente a $r_{IN} = h_{FE} \cdot r_e$ y la otra, igual a R_B dividida por el valor de la ganancia A . Esto se comprende fácilmente cuando se observa que la tensión de la señal se haya aplicada a un extremo de la resistencia R_B y que la tensión de salida (a veces la tensión de la señal de entrada) está aplicada al otro extremo. Así, la señal debe entregar también A veces la cantidad de corriente, lo que equivale a considerar que R_B se comporta como si fuera $A + 1$ veces menor y estuviera montada en paralelo con la señal de entrada.

(b) No existe reducción real en el valor de la ganancia de tensión en lo que se refiere a la ganancia existente en la señal de entrada aplicada a la base, con respecto a la señal de salida del colector.

La ganancia de tensión es:

$$A = R_c / r_e \quad (III.1)$$

o

$$A = R_c / (r_e + R_B) \quad (III.2)$$

la última ecuación es, en el caso de que R_B se encuentre en

el circuito.

Sin embargo, la menor resistencia de entrada reduce el valor de la ganancia que existe entre las tensiones de las señales de entrada y salida del transistor. La resistencia de la fuente de la señal R_s , junto con R_B , forman una especie de Amplificador Operacional; fig. III.1.

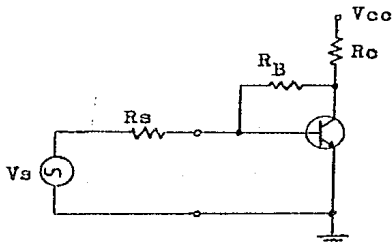


Figura III.1 La resistencia de realimentación debe considerarse como un parámetro importante en la ganancia del circuito.

En el caso de que A fuera de un valor muy elevado, la ganancia total entre V_{in} y V_{out} sería aproximadamente igual a :

$$A' = R_B / R_s \quad (III.3)$$

donde A' queda definida como la ganancia con realimentación. En tal caso, la ganancia obtenida es independiente del tipo de transistor utilizado.

Esta es, sin embargo, una gran simplificación de la situación real, puesto que la ganancia del transistor en esta simple etapa no sería muy elevada y la ecuación (III.3) podría resultar totalmente incorrecta.

Esta analogía con un amplificador operacional se ha indicado sólo como elemento de ayuda para una mejor comprensión del fenómeno, puesto que siempre resulta útil analizar las ideas de los circuitos desde diversos ángulos de visión.

El circuito anterior no consta de la resistencia de emisor R_E , por ello la ganancia A de la etapa resulta tan elevada. Si bien una elevada ganancia puede resultar a menudo una condición deseable, existen dos importantes razones que se oponen al efecto de omitir la resistencia R_E del circuito, - puesto que:

a) La ganancia del circuito no es previsible en absoluto, debido a su dependencia de r_e , (resistencia interna del emisor de un transistor). Ya sea por un análisis matemático o por determinación experimental, se puede demostrar que a la temperatura normal, el valor de $c-a$ de la resistencia r_e está situado entre los límites dados por:

$$\frac{25 \text{ mv}}{I_E} \leq r_e \leq \frac{50 \text{ mv}}{I_E} \quad (\text{III.4})$$

Un símbolo alternativo para r_e es h_{1b} (fig. II.13).

Cuando se operan los amplificadores a frecuencias bajas, se puede suponer que esta resistencia está completamente dentro del emisor del transistor y, se puede considerar que la resistencia de $c-a$ dentro de la base misma es cero. Se debe modificar ligeramente este concepto cuando se usan o se tratan los amplificadores a frecuencias altas.

Si se incluye la resistencia R_E disminuye el valor de la

ganancia (especialmente si $R_E \gg r_e$).

b) Otra importante razón es el remarcable giro de la ecuación de la ganancia cuando la polarización se fija de tal forma que el colector permanezca situado al valor medio de su tensión de alimentación, es decir:

Si $V_{out} = (1/2)(V_{cc})$; $R_C = (1/2)(V_{cc})/I_C$, en tal caso la amplificación $A = R_C/r_e$ y $I_E \approx I_C$, además tomando el valor de $r_e = 25/I_C$; sustituyendo en la amplificación:

$$A = \frac{(1/2)(V_{cc})}{I_C} \div \frac{25}{I_C} = V_{cc}/50$$

Observando que la ecuación III.4, tiene el valor de 25 - expresado en mv, entonces debemos multiplicar el resultado - de A por 1000, es decir:

$$A = V_{cc}(1000)/50, \text{ entonces } A = 20 V_{cc}.$$

Lo que significa que la ganancia de cualquier etapa en montaje de emisor común trabajando sin resistencia de emisor, es igual a 20 veces el valor de su tensión de alimentación.

Lo dicho es válido para cualquier valor de corriente de colector que se utilice, por lo que es imposible fijar la ganancia a cualquier otro valor que no sea el de 20 Vcc (a no ser que se utilice realimentación negativa).

Es por este motivo comprensible que R_E se halle presente en casi todos los amplificadores con emisor a tierra.

III.2 Acoplamiento de condensadores.

Son muchas las ocasiones en que se precisa conectar dos

etapas amplificadoras entre sí, de forma que la señal de salida de una etapa pase a ser la señal de entrada de la otra.

Algunas veces, este acoplamiento puede realizarse sin alterar las condiciones de polarización de la corriente continua; pero en algunas ocasiones esto resulta imposible. Esta dificultad puede resolverse mediante la utilización de condensadores de acoplamiento, que permiten un paso relativamente fácil a través de la señal, pero impiden cualquier paso de corriente continua que pueda afectar la etapa siguiente.

El problema que se plantea ahora es el de decidir cuál debe ser el valor del condensador a utilizar. La respuesta - depende de dos factores: 1) El correspondiente a la menor frecuencia que puede presentar la señal y 2) La resistencia de entrada de la etapa que debe alimentar el condensador.

Una ecuación sencilla, tomando en cuenta el circuito siguiente (fig. III.2); determina el valor del condensador de acoplamiento.

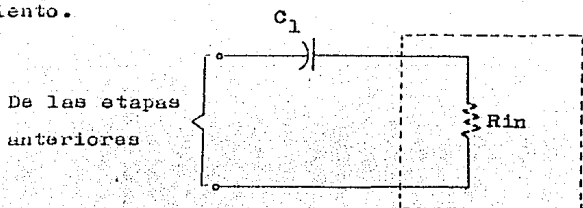


Figura III.2 El cálculo del condensador de acoplamiento se halla determinado por el valor de la resistencia de entrada R_{in} de la etapa siguiente. Se hace notar que la resistencia de entrada de la otra etapa puede estar compuesta por otros parámetros, o ser una impedancia compleja.

Para que $X_C = R_{in}$, debemos hacer que:

$$1 / 2 \pi f C_1 = R_{in}$$

por lo que

$$C_1 = \frac{1}{2 \pi f R_{in}} \quad (III.5)$$

Donde: f en KHz, R_{in} en K , C_1 en μF

El valor de C_1 no es crítico, teniendo en cuenta que el cálculo debe considerarse como el mínimo utilizable. El que a la práctica resulte dos o diez veces superior al indicado por el cálculo, no será importante en el funcionamiento, aun que sí lo será en el precio del condensador.

La ecuación cambia al analizar el circuito de la figura siguiente, con el valor real obtenido de R_{in} :

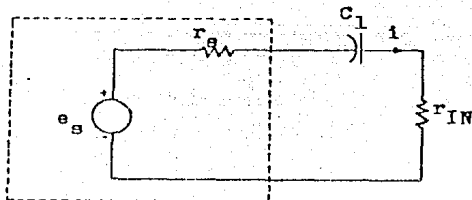


Figura III.3 En este circuito simplificado, r_{IN} representa la resistencia de entrada del amplificador undo, por medio del condensador C_1 , al generador o fuente de alimentación.

Para una frecuencia $\omega_1 = 2 \pi f_1$, la ecuación queda:

$$\omega_1 = \frac{1}{(r_{IN} + r_s) C_1}, \text{ despejando } C_1, \text{ obtenemos:}$$

$$C_1 = \frac{1}{(r_{IN} + r_B) \omega_1} \quad (\text{III.6})$$

En la figura III.4 se representa al amplificador por un triángulo para hacer la explicación siguiente, tan general - como sea posible y poder aplicarla a dispositivos amplificadores, ya sea de estado sólido o válvulas electrónicas.

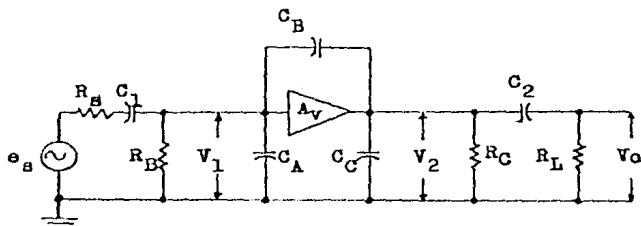


Figura III.4 Circuito general que representa el efecto de las capacitancias en los amplificadores.

La capacitancia C_A no es una componente, sino que representa el valor combinado de la capacitancia del alambrado del circuito de entrada a tierra más la capacitancia de entrada del dispositivo amplificador. C_C es la suma de la capacitancia de salida del dispositivo amplificador más la capacitancia del alambrado del circuito de salida a tierra. Existe una capacitancia C_B entre las terminales de entrada y salida del dispositivo amplificador. R_C es la resistencia de carga del dispositivo amplificador. C_2 es el condensador de bloqueo, - que aísla cualquier potencial de c-c en R_C de cualquier potencial de c-c en R_L (generalmente, R_L es la combinación en

paralelo de la resistencia de polarización y la resistencia de entrada de la etapa siguiente). Se puede aplicar un análisis similar para determinar el valor de C_2 al aplicado anteriormente para calcular C_1 . Aquí el factor de reducción de la ganancia se determina por $(R_C + R_L)$ y C_2 .

A continuación se representa la respuesta en frecuencia típica de un amplificador, fig. III.5.

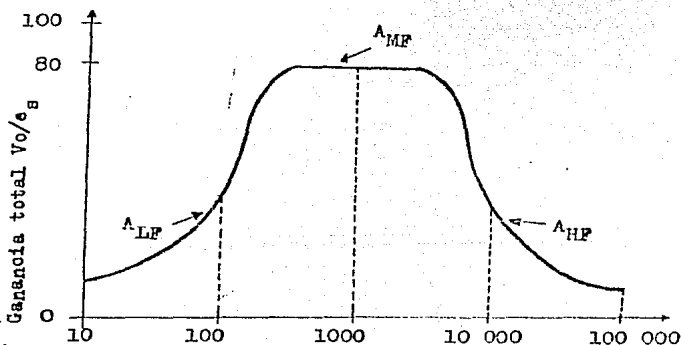


Figura III.5 Respuesta en frecuencia del amplificador.

A bajas frecuencias, las reactancias de los condensadores de acoplamiento se hacen grandes, y ocurre la acción de un divisor de voltaje a través de los condensadores de acoplamiento que reduce el voltaje de salida.

A altas frecuencias, la reactancia pequeña del condensador C_{in} de la fig. III.6; actúa en paralelo con R_B y reduce V_1 . También, la reactancia pequeña, de la misma figura, C_{out} reduce la impedancia de la carga sobre el amplificador,

causando a su vez disminución de la ganancia.

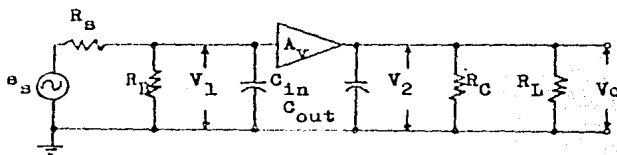


Figura III.6 Circuito equivalente de alta frecuencia, mostrando el efecto de las capacitancias.

Cuando se incrementa el tamaño de los condensadores de acoplamiento hay menos disminución o atenuación a bajas frecuencias. Sin embargo, como se incrementan estos valores de capacitancia, también se incrementa el tamaño físico y el costo de los condensadores. Los componentes de gran tamaño en los circuitos aumentan la capacitancia del alambrado que puede afectar en forma adversa la respuesta de alta frecuencia. Las pérdidas a altas frecuencias son causadas por los condensadores en paralelo C_{in} y C_{out} . Utilizando técnicas de alambrado convenientes y conexiones cortas reducen las capacitancias del alambrado.

Resumiendo: 1) Las bajas frecuencias, menores de 300 Hz aproximadamente, cubren el rango de frecuencia abajo de las frecuencias intermedias donde las reactancias de los condensadores de acoplamiento, C_1 y C_2 , no se pueden despreciar. Si C_A , C_B y C_C no afectan la ganancia de frecuencia intermedia, entonces no pueden afectar la ganancia de baja frecuencia. Por lo que desaparecen estos condensadores de la figura

III.4, quedando sólo los condensadores; ya analizados, C_1 y C_2 .

2) Las frecuencias intermedias, aproximadamente de 300 a 3 000 Hz, cubren el rango de frecuencia donde se ignoran todos los condensadores. En la figura III.4 las reactancias de los condensadores de acoplamiento, C_1 y C_2 , son pequeñas comparadas con R_B y R_L . Las reactancias de C_A , C_B y C_C son suficientemente grandes que cualquier corriente fluyendo a través de ellas son despreciables, comparadas a las corrientes normales de la señal en el circuito; por lo que en la figura III.4, desaparecen todos los condensadores para su análisis matemático.

3) Las altas frecuencias superiores a 3 000 Hz aproximadamente, cubren el rango de frecuencia arriba de las frecuencias intermedias donde las corrientes en C_A , C_B y C_C son apreciables y no se pueden despreciar. Los tres condensadores pueden tratarse como dos condensadores, C_{in} y C_{out} , como se muestra en la figura III.6.

El resumen anterior se encuentra representado totalmente en la figura III.5, donde: A_{LF} es la ganancia de voltaje a baja frecuencia; A_{MF} es la ganancia de voltaje sobre el rango de frecuencia intermedia; y, A_{HF} es la ganancia de voltaje del circuito en el rango de alta frecuencia.

III.3 Uso de una etapa de Seguidor de Emisor.

La utilización de una etapa en montaje de seguidor de emisor o colector común, ofrece una fácil solución al problema de adaptar a cargas de baja impedancia las distintas impedancias existentes entre las señales procedentes de fuentes de resistencia elevada.

Al revés que para las etapas de emisor común, el seguidor de emisor no ofrece ganancia de tensión, sino que más bien produce un pequeño valor de pérdida. Sin embargo, existe una sustancial ganancia de corriente cuando se le aplica una determinada señal, debido al aparente cambio de la resistencia de la fuente.

Considerando a la etapa seguidora de emisor como una caja cerrada, el efecto de la señal de entrada es como se muestra en la fig. III.7.

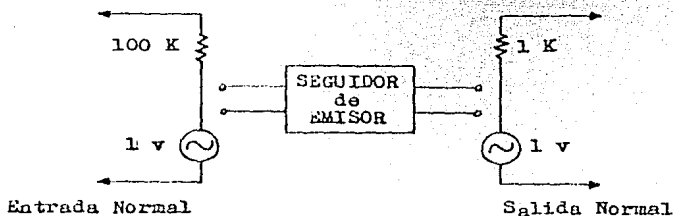


Figura III.7 La etapa del seguidor de emisor (o colector común), transforma una alta impedancia de entrada en una impedancia de salida baja.

Las cifras indicadas en la figura son arbitrarias y se

han elegido solamente para mostrar la forma en que la resistencia de la fuente de alimentación puede quedar reducida en forma muy apreciable, por el sólo hecho de asociarla a una etapa de seguidor de emisor.

III.3.1 Circuito típico y ecuaciones.

En la fig. III.8 (a) y (b), se muestran dos versiones de la etapa amplificadora del seguidor de emisor. Los circuitos diferentes afectan sólo los cálculos de c-c.

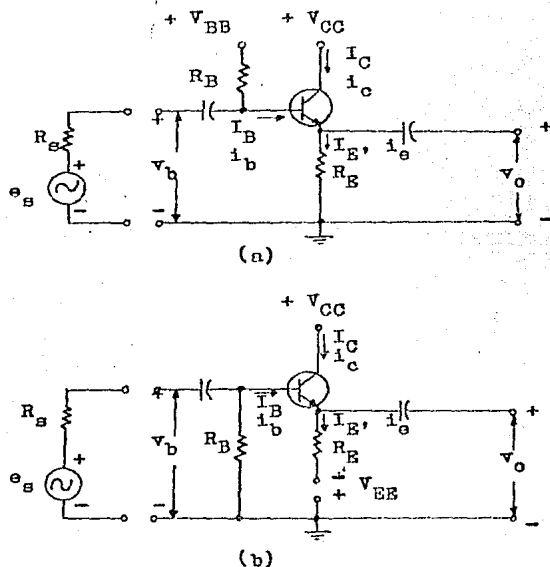


Figura III.8 Circuitos de Seguidor de Emisor reales.

El modelo siguiente, de la fig. III.9, es el mismo para analizar los arreglos de la figura III.8 (a) y (b).

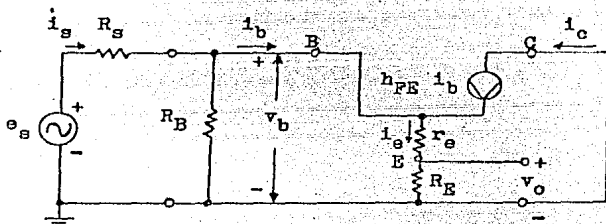


Figura III.9 Modelo útil para analizar los circuitos de seguidor de emisor.

1) Ganancia de corriente:

Una inspección al modelo muestra que la ganancia de corriente es:

$$A_i = (1 + h_{FE}) \quad (\text{III.7})$$

2) Del modelo se observa que v_b es el voltaje de la base a tierra y que v_o se deriva de r_e y R_E , actuando como un divisor de voltaje. Entonces:

$$v_o = \frac{R_E}{r_e + R_E} v_b$$

De la ecuación anterior, se tiene:

$$A_v = \frac{v_o}{v_b} = \frac{R_E}{r_e + R_E} \quad (\text{III.8})$$

$$\text{Si y sólo si } R_E \gg r_e, \text{ entonces } A_v \approx 1 \quad (\text{III.9})$$

Se observa que la tensión de salida sigue muy de cerca a

la tensión (señal) de entrada. Generalmente, se considera que el seguidor de emisor tiene una ganancia de voltaje de 1. Sin embargo, se usan circuitos en los cuales R_E es de la misma magnitud que r_e , (donde r_e es la resistencia interna del emisor, como ya se vió en la pág. 51). En esta situación la ganancia es menor que 1. Por lo tanto, el valor de R_E , mostrado por inspección del circuito, es el factor determinante si se toma la aproximación.

3) Ganancia de potencia:

$$A_P = (1 + h_{FE}) \frac{R_E}{r_e + R_E} \approx (1 + h_{FE}) \quad (\text{III.10})$$

4) Resistencia de entrada al circuito (r_{IN}):

$$r_{IN} = \frac{v_b}{i_b} = (1 + h_{FE}) (r_e + R_E) \quad (\text{III.11})$$

Se puede observar el efecto de la resistencia de la fuente R_S sobre el circuito de la fig. III.10. La acción del divisor de voltaje atenúa la entrada de e_s a v_b .

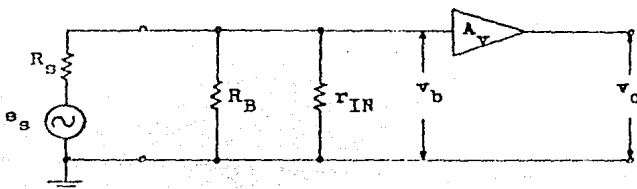


Figura III.10 Modelo de entrada del seguidor de emisor.

La ecuación de lo anterior es;

$$v_b = \frac{\frac{R_B r_{IN}}{R_B + r_{IN}}}{R_s + \frac{R_B r_{IN}}{R_B + r_{IN}}} e_s = \frac{R_B r_{IN}}{R_B R_s + R_s r_{IN} + R_B r_{IN}} e_s$$

$$v_b = \frac{1}{1 + (R_s / R_B) + (R_s / r_{IN})} e_s$$

Como $v_o = A_v v_b$ y $A_o = v_o / e_s$, entonces:

$$A_o = \frac{1}{1 + (R_s / R_B) + (R_s / r_{IN})} A_v \quad (\text{III.12})$$

Comunmente en un circuito $R_B \gg R_s$ y se puede hacer una primera aproximación de la ec. III.12, esto es:

$$A_o = \frac{1}{1 + (R_s / r_{IN})} A_v = \frac{r_{IN}}{R_s + r_{IN}} A_v$$

Sustituyendo la ec. III.8, en la ec. anterior, se tiene:

$$A_o = \frac{r_{IN} R_E}{(R_s + r_{IN}) (r_o + R_E)} \quad (\text{III.13})$$

Un circuito en particular determina los valores de r_{IN} y R_s y estos valores determinan si el valor del factor $r_{IN} / (R_s + r_{IN})$ se puede aproximar a 1. También los valores particulares del circuito para r_o y R_E determinan si el factor $R_E / (r_o + R_E)$ se puede aproximar a 1. Cuando se pueden efectuar ambas aproximaciones, entonces la ec. III.13 se transforma a:

$$A_o \approx 1 \quad (\text{III.14})$$

5) Resistencia de salida:

Para determinar la impedancia de salida del seguidor de emisor, se aplica un voltaje de excitación e_o a través de la resistencia de carga R_B . El voltaje de la fuente e_s se coloca en corto circuito, reteniéndose la resistencia de la fuente R_E . Se muestra en la fig. III.11 el modelo para este análisis.

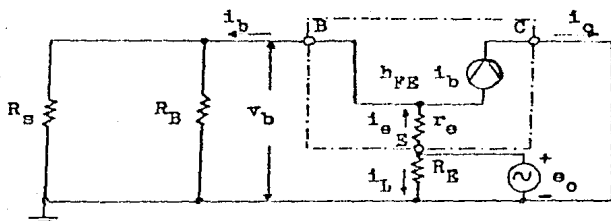


Figura III.11 Modelo utilizado para determinar la impedancia de salida del Seguidor de Emisor.

La inspección del modelo indica que la corriente i_o producida por este voltaje de excitación, se divide hacia las dos ramas i_L e i_e . En consecuencia, la carga sobre la fuente de excitación es de dos resistencias en paralelo. Una de estas resistencias es R_E . El otro valor de resistencia es el visto hacia el transistor y su valor debe obtenerse del análisis del circuito.

El voltaje de la base al colector v_b se obtiene de la ley de ohm como la caída de voltaje de i_b en el circuito paralelo de R_s y R_B :

$$v_b = \frac{R_s R_B}{R_s + R_B} i_b$$

Entonces, $e_o = r_e i_e + v_b$, esto es:

$$e_o = r_e i_e + \frac{R_s R_B}{R_s + R_B} i_b$$

Reemplazando i_b por $i_e / (1 + h_{FE})$

$$e_o = r_e i_e + \frac{R_s R_B}{R_s + R_B} \left(\frac{i_e}{1 + h_{FE}} \right), \text{ factorizando } i_e:$$

$$e_o = \left[r_e + \left(\frac{R_s R_B}{R_s + R_B} \right) / (1 + h_{FE}) \right] i_e$$

Así, la resistencia r_o viendo hacia el transistor es:

$$r_o = r_e + \left(\frac{R_s R_B}{R_s + R_B} \right) \left(\frac{1}{1 + h_{FE}} \right) \quad (\text{III.15})$$

Por lo tanto, la resistencia r_e vista por e_o , es la combinación es paralelo de r_o y R_E :

$$R_o = \frac{r_o R_E}{r_o + R_E} \quad (\text{III.16})$$

III.4 Acoplamiento en corriente continua.

Dos etapas pueden acoplarse entre sí, con la condición de que la tensión de corriente continua de salida de la primera etapa sea compatible con el valor de la polarización de

corriente continua precisada por la segunda etapa. Un ejemplo típico que puede ilustrar este tipo de montaje se muestra en la figura III.12 que contiene un circuito amplificador normal, en montaje de emisor común que alimenta a otra etapa en montaje de seguidor de emisor.

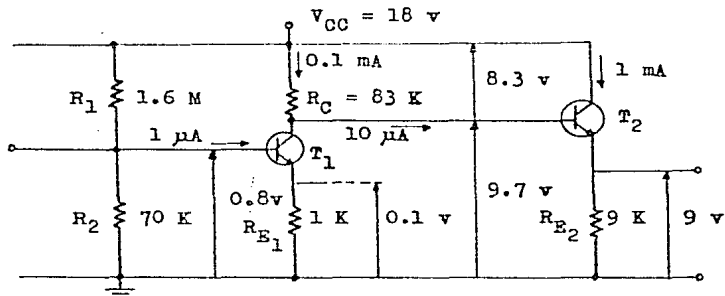


Figura III.12 Circuito amplificador de dos etapas acopladas en corriente continua, mostrando valores normales de sus componentes.

El transistor T_1 , suministra la ganancia de tensión, mientras que T_2 ofrece una salida de baja resistencia y corriente elevada.

III.4.1 Lazos de realimentación en corriente continua.

Hasta ahora se ha considerado el único ejemplo de realimentación, consistente en el hecho de dejar sin derivación a la resistencia del emisor. Otro ejemplo, frecuentemente utilizado en etapas acopladas directamente, consiste en modificar el circuito comentado con anterioridad de forma que se incluya en el mismo un lazo de realimentación negativa.

alimentar un divisor.

Puesto que R_2 debe hacer caer 0.8 v, la resistencia R_1 debe provocar una caída de los 8.2 volts restantes; lo que significa que si por las resistencias circula una corriente de 10 μA , los valores de R_1 y R_2 se pueden calcular por la Ley de Ohm:

$$R_1 = \frac{8.2 \text{ v}}{10 \mu\text{A}} = 820 \text{ K}$$

$$R_2 = \frac{0.8 \text{ v}}{10 \mu\text{A}} = 80 \text{ K}$$

Este circuito dispone de muy buena estabilidad a pesar de utilizar amplias tolerancias en los valores de las resistencias R_1 y R_2 . De hecho es asombroso observar cómo queda fija la tensión de salida en 9 volts.

Supóngase que la tensión de salida tiende a disminuir; esto haría que disminuyera también el valor de la tensión de base de T_1 , lo que produciría un incremento en los valores de la tensión de colector de T_1 y de la base de T_2 . La tendencia de la tensión de salida es a crecer, por lo que debido al lazo de realimentación utilizado ejerce una influencia correctora sobre la disminución de la tensión de entrada. Sin embargo, debe tenerse presente que la ganancia original de que se disponía antes de utilizar el circuito de realimentación no se alcanza ahora, siendo éste el precio que se debe pagar por la utilización del circuito de realimentación negativa.

La figura III.13 muestra este ejemplo.

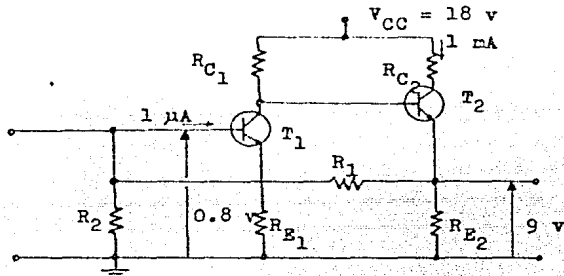


Figura III.13 La realimentación negativa estabiliza el valor de la tensión de salida, pero reduce su ganancia.

El circuito, incluyendo las tensiones y corrientes, con la excepción del sistema de polarización, es el mismo de la primera etapa. En vez del acostumbrado divisor a través del cable de alimentación, la alimentación de la polarización se extrae de la resistencia de salida.

Este no es un cambio tan importante como puede parecer a primera vista. Después de todo, debe de existir allí un voltaje adecuado y disponible para ser utilizado y obtener la ventaja adicional de un lazo de realimentación de corriente continua.

Al seleccionar los valores para las resistencias R_1 y R_2 , debe cuidarse de no alterar excesivamente el circuito de salida. Si éste tomara una corriente de 1 mA, no quedará muy alterado si se le extraen 10 μ A de la corriente de R_{E2} para

III.5 Métodos apropiados para obtener valores elevados de impedancia de entrada.

Ya se han descrito ejemplos para obtener altas impedancias de entrada, tal es el caso del circuito Darlington presentado en la pág. 46. Considerando su aplicación a una etapa o a una serie de etapas, se logra aumentar la estabilidad, se reduce la distorsión y el ruido, además de aumentar la impedancia de entrada.

Algunas fuentes de señal (tales como los micrófonos de cristal, fotodiodos, etc.) entregan a su salida valores muy pequeños de corriente, debido al valor elevado de su resistencia de entrada. Para amplificar tales señales, se puede realizar con éxito si la resistencia de entrada del amplificador es también de valor muy elevado.

Aunque los seguidores de emisor ofrecen esta propiedad, la posibilidad de alcanzar valores de resistencia de entrada de $1\text{ M}\Omega$, resulta muy difícil. En la figura II.22, de la pág. 46 se muestra el circuito básico de una pareja de transistores en circuito Darlington.

Recordando la ecuación III.11, $r_{IN} = (1 + h_{FE})(r_e + R_E)$ y considerando despreciable el valor de r_e cuando se compara su valor con el de R_E , se simplifica la ecuación a :

$r_{IN} = (1 + h_{FE})R_E$ si h_{FE} es muy grande, la ec. queda:

$$r_{IN} = h_{FE} R_E$$

Sin embargo, este circuito utiliza dos etapas de amplifi

cación, de forma que la ec. anterior se convierte en:

$$r_{IN} = (h_{FE1} h_{FE2}) R_E \quad (\text{III.17})$$

donde h_{FE1} y h_{FE2} corresponden a las ganancias respectivas de los dos transistores utilizados. Considerando que los dos transistores sean iguales, entonces la ecuación se convierte en:

$$r_{IN} = (h_{FE}^2) R_E \quad (\text{III.18})$$

Si, por ejemplo, $R_E = 5 \text{ K}\Omega$ y $h_{FE} = 100$, $r_{IN} = 50 \text{ M}\Omega$, que resulta ser lo bastante elevado, al compararlo con los correspondientes de las resistencias R_1 y R_2 , por lo que estas pueden ser despreciadas en el cálculo de R_{IN} .

La resistencia R_E sirve para completar la cadena divisora por la base del transistor T_2 y también para elevar un poco más la corriente del colector en T_1 , que podría reducir mucho su valor de h_{FE} .

III.5.1 Entrada al amplificador de realimentación negativa.

Este es otro método para incrementar el valor de la resistencia de entrada de una etapa seguidora de emisor. Su finalidad consiste en incrementar R_{IN} eliminando en forma real las resistencias de polarización del circuito de la señal.

Se precisan para este circuito dos componentes adicionales, como se muestra en la fig. III.14.

El funcionamiento de la etapa amplificadora es como si -

que:

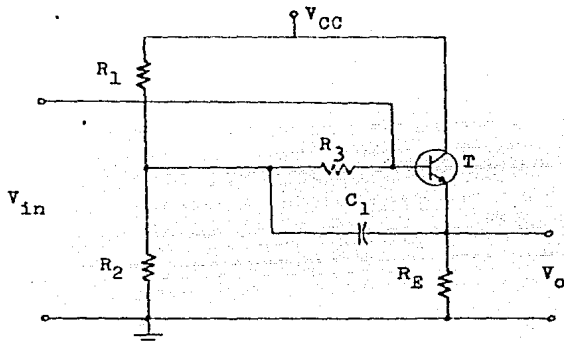


Figura III.14 El circuito mostrado se le llama "Bootstrap", amplificador de realimentación o circuito de un sólo paso amplificador, según su significado. Se incorpora el condensador C_1 y la resistencia R_3 a un circuito seguidor de emisor básico y se obtiene la muy elevada impedancia de entrada.

Explicación del funcionamiento de la etapa amplificadora: la resistencia R_3 se hace lo suficientemente pequeña para que no se altere el valor de la polarización de corriente continua. Obsérvese que la tensión de la señal de entrada, V_{in} , se halla aplicada a uno de los extremos de R_3 , mientras que la de salida lo está al otro, a través del condensador C_1 .

La tensión de salida V_o (V_{out}), se halla en fase con la de entrada y tiene casi su misma amplitud ($G_v = 1$).

De esta forma resulta que los dos extremos de la resistencia R_3 se hallan sometidos al mismo potencial, por lo que por ella no existiría circulación de corriente de la señal.

Ello significa que la señal podrá realizar su función de hacer variar el valor de la corriente de base del transistor, sin que para ello sea preciso que se disipe la mitad de su energía, al circular a través de R_1 y R_2 .

El circuito del amplificador elimina en forma real las resistencias R_1 y R_2 de la fórmula correspondiente a la resistencia de entrada de la etapa. De esta forma, R_{IN} pasa a ser de igual valor que r_{IN} , pudiéndose hacer a ésta muy alta.

La elección de R_3 no es muy crítica, teniendo en cuenta que la corriente de base no produce una caída de tensión apreciable (comúnmente se considera mucho menor que 0.7 v).

La reactancia X_C del condensador C_1 deberá ser menor que la resistencia óhmica de R_3 , incluso para la menor frecuencia que se considere utilizada por el amplificador. Ello asegura que se mantenga un alto valor de la resistencia de entrada, para todas las frecuencias de la señal utilizada.

III.6 Ganancia total de un circuito.

Si por ejemplo, la amplificación o ganancia de una etapa amplificadora sea igual a 100 y a la salida de ésta se acopla otra etapa de amplificación cuya ganancia sea de 50, teóricamente podría obtenerse a la salida de la segunda etapa una ganancia de 5 000, sólo que en la realidad esto no se cumple.

La resistencia de salida de la etapa primera y la resistencia de entrada de la segunda forman un divisor de tensión del que deben tenerse presentes las llamadas "pérdidas de acoplamiento" que se originan entre las dos etapas.

En el proceso de cálculo de la ganancia total que se origina entre la tensión de la señal aplicada a la entrada de un circuito y la de salida del mismo, se acostumbra considerar las pérdidas por acoplamiento, como si se tratara con valores de ganancia.

Así, por ejemplo, en el caso de que debido a unas determinadas pérdidas por acoplamiento se origine la pérdida de la mitad de la señal aplicada a la entrada, se dice que la ganancia del acoplamiento es de 0.5. De esta forma puede trabajarse metódicamente a través de un amplificador formado por diversas etapas, como si estuviera constituido por varios bloques independientes entre sí. Multiplicando los valores de sus ganancias individuales, puede obtenerse el valor de su ganancia total. Obsérvese la fig. III.15, siguiente.

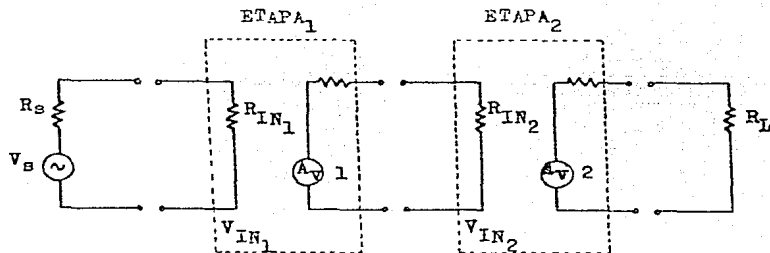


Figura III.15 Un amplificador multietapa, puede ser considerado como una serie de bloques de ganancia G_i para cada uno de ellos.

Para reducir las pérdidas se deben de tener en cuenta las siguientes reglas:

A) Mantener bajos los valores de la resistencia de salida y altos los de la resistencia de entrada.

B) El valor de R_{IN} (resistencia de entrada), tiende a crecer cuando I_C disminuye. R_o (resistencia de salida), disminuye al incrementarse el valor de I_C .

Como se observa, se hace presente un conflicto entre las condiciones que se imponen para satisfacer los requisitos de R_{IN} y R_o .

Mediante un correcto análisis matemático se llega a la conclusión de que las pérdidas siempre son mínimas si las pérdidas por acoplamiento de entrada y salida se disponen de forma que sean de igual magnitud.

Para ello existe una solución rápida: disponer de un seguidor de emisor por cada etapa, aunque ello resultaría una solución gravosa si se adopta como un principio general.

III.7 Realimentación Negativa.

Quando en una etapa amplificadora con transistores se le realimenta en la base del transistor una parte de la corriente recogida en el circuito del colector-emisor, se obtiene un aumento o disminución de la ganancia, según sea el valor de fase de la señal realimentada.

Si la realimentación se hace de tal forma que la señal se opone a la señal de entrada, se obtiene una ~~contrarrea~~ coación.

En los circuitos de realimentación en serie de la tensión de ésta se halla en serie con la señal de entrada, lo que

produce un aumento del valor de la resistencia de entrada R_{IN}^*

Si la ganancia de un circuito se designa con la letra A, llamada ganancia de malla abierta; el valor correspondiente a la ganancia del mismo circuito cuando se somete a realimentación, se designa con la letra G, llamada también ganancia de malla cerrada; por último, se designa con la letra H a la fracción en porcentaje de la señal de salida que se aplica como realimentación.

De esta forma, la ecuación que indica el valor de la ganancia de un circuito realimentado será:

$$G = \frac{A}{1 + HA} \quad (III.19)$$

De la ecuación anterior, el término HA se define como el factor de realimentación.

La ecuación anterior incluye a H como un valor de signo algebraico negativo y por lo tanto, disminuye el valor de la ganancia G, pero también disminuye la distorsión; haciendo - mediante el uso de la realimentación negativa, un circuito más estable.

En el caso de que H se considere como un valor positivo, entonces la ganancia de realimentación aumenta, pero la desventaja es de que aumenta también la distorsión en un circuito y la ecuación para este tipo de realimentación es la siguiente:

$$G = \frac{A}{1 - HA} \quad (III.20)$$

No se le encuentra uso a la realimentación positiva en el diseño de un amplificador, debido a la desventaja de aumentar la distorsión y el ruido interno generado por el propio amplificador. En la aplicación en la cual el circuito de realimentación es selectivo en frecuencia, se usa la realimentación positiva, ya sea para reforzar los tonos altos o bajos.

A medida que el factor de realimentación HA se aproxima a la unidad, matemáticamente la ganancia se vuelve infinita, pero en realidad, esto no sucede, lo que pasa es que el circuito oscila. Siendo la ganancia infinita, el oscilador alimenta a su propia señal para sostener su propia operación.

La fig. III.16 muestra un circuito en donde se utiliza la realimentación negativa.

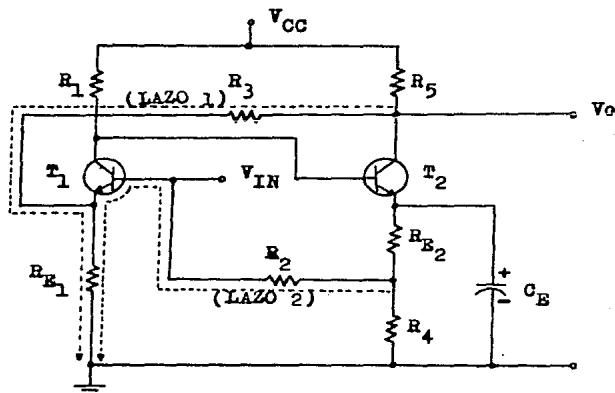


Figura III.16 Ejemplo de amplificador diseñado para mostrar la realimentación negativa.

El circuito anterior contiene dos lazos de realimentación, que ejercen las funciones de estabilización de la corriente continua y de realimentación negativa de la señal.

Si el valor de $R_3 = 12 \text{ K}$ y $R_{E1} = 4.7 \text{ K}$ y HA es muy grande, la ecuación III.19 se convierte en:

$$G = \frac{1}{H} \quad (\text{III.21})$$

Lo anterior significa que la ganancia de un amplificador puede hacerse independiente de los componentes que lo forman, incluyendo entre ellos a los propios transistores.

Volviendo a la figura, se tiene que el lazo 1 provoca la realimentación negativa de la señal, y la fracción de realimentación H, es la siguiente:

$$H = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_3} \quad (\text{III.22})$$

Sustituyendo III.22 en III.21, se tiene:

$$G = \frac{R_{E1} + R_3}{R_{E1}} \quad (\text{III.23})$$

Utilizando la ecuación anterior con los valores supuestos se obtiene una ganancia total de lazo cerrado $G = 3.4$; la ganancia de lazo abierto debe ser mucho mayor, debido a que básicamente se trata de dos amplificadores en montaje de emisor común, montados en cascada.

Se observa que el tipo de realimentación aplicada es del tipo serie, puesto que se aplica al emisor de T_1 .

El lazo 2 no ejerce ninguna acción sobre la señal, puesto que el condensador C_E deriva a tierra al emisor del transistor T_2 . Sin embargo, este lazo estabiliza los valores de la corriente del montaje.

III.8 Controles de volumen y de tono.

Generalmente se equipa a un amplificador con un potenciómetro que se opera en forma manual, el cual sirve como un divisor de voltaje para controlar el nivel de la señal. La figura III.17 muestra un circuito de control de volumen como ejemplo.

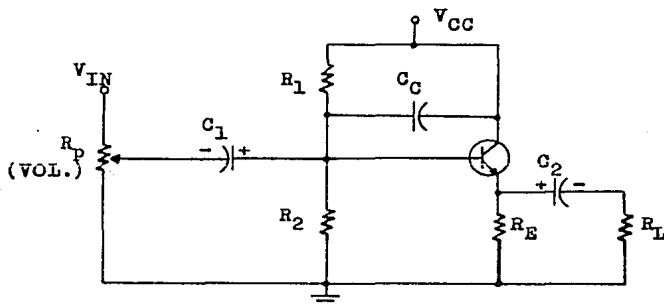


Figura III.17 Ejemplo de cómo colocar un control de volumen en un circuito.

La práctica convencional de alambrado requiere que una rotación a la derecha de los controles de volumen produzca un aumento en el nivel de salida. Como el nivel auditivo es logarítmico, la resistencia piramidal del control de audio no puede ser lineal sino que debe ser logarítmico, con el fin de

obtener el aumento de nivel de percepción deseado y suave, - con una rotación uniforme de la flecha de control hacia la derecha. En muchas aplicaciones de circuitos amplificadores, se requieren controles de nivel con variación lineal.

Los controles de tono han sido utilizados desde hace mucho tiempo también en los equipos de sonido y se ha hecho costumbre incluir por lo menos dos de estos dispositivos, uno para los graves y otro para los agudos, de esta manera se puede regular al gusto de cada persona la música que se escucha.

Por otra parte los equipos electrónicos, por muy bien diseñados que estén, provocan deformaciones por frecuencias que motivan pérdidas o énfasis de ciertas notas. Fallas en el diseño del amplificador, defectos del conexionado, mala elección de las bocinas y bafles, y, hasta el lugar donde se encuentra ubicado el amplificador; contribuyen a provocar los problemas que se han mencionado.

Es por lo anterior que el diseñador se ve en la necesidad de agregar sistemas de compensación de frecuencias, tales como los controles de tono, compensadores de frecuencias, controles de contorno, de brillantez, de presencia, ecualizadores, etc.; de esta forma se trata de lograr que los equipos de sonido respondan en forma plana a toda la gama de frecuencias del espectro de audio.

La figura III.18 muestra el espectro en frecuencia la cual es la respuesta en frecuencia de un amplificador ideal.

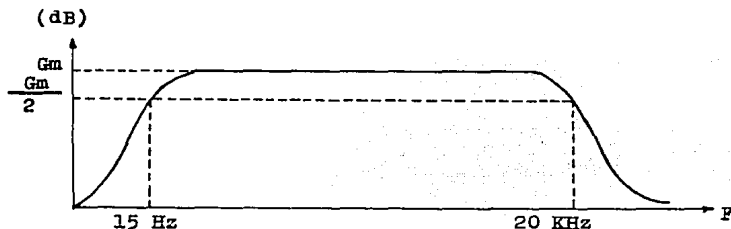


Figura III.18 Respuesta ideal de un amplificador.

De la gráfica se observa que no tendría caso obtener una respuesta plana desde los 15 Hz hasta los 20 KHz, ya que el oído humano responde más o menos entre los 40 Hz y los 12 KHz. Si se maneja un mayor rango de frecuencias, el amplificador de audio diseñado producirá sonidos más reales y más agradables para el oído. Los agregados técnicos que se han mencionado, logran, en forma bastante aceptable cumplir con el propósito, ya que respuestas malas las transforman en algo bastante aceptable.

Comúnmente los controles de tono se conectan en las etapas preamplificadoras, debido a que el control de las frecuencias se hace más fácilmente en las mismas.

Es muy importante determinar la frecuencia de transición cuando se usan los controles de tono separados, para que los graves se controlen adecuadamente y los agudos también, sin que se interfieran unos a otros. Esto quiere decir que al accionar el control de graves, no se modifiquen los agudos y viceversa.

En los diseños más modernos de amplificadores, se utilizan los controles de tono llamados "combinados", en los cuales existe una posición neutra que no produce ningún efecto sobre la gama de frecuencias de audio.

Los controles de tono pasivos tienen la ventaja de utilizar un mínimo de partes, que se refleja en el bajo costo del diseño; pero tienen una pérdida severa, la cual muchas veces crea la necesidad de que el amplificador tenga un recobro de tono. Las pérdidas son aproximadamente igual a la cantidad de aumento disponible, p.e., si el control tiene +20 dB de ganancia, entonces tendrá cerca de -20 dB de pérdidas, esto es porque los controles de tono pasivos funcionan como divisores de voltaje de ac y realmente sólo cortan la señal.

A) CONTROL DE GRAVES.

El control de graves o bajos más popular aparece en la fig. III.19 junto con su curva de respuesta en frecuencia.

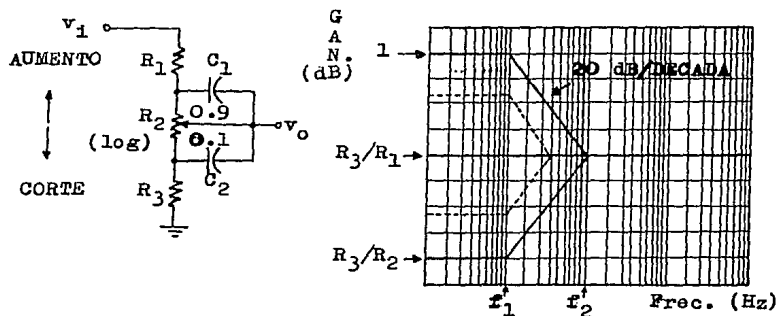


Figura III.19 Control de tono grave, con su gráfica ideal.

La curva es un caso ideal aproximado. Las frecuencias de corte f_1 y f_2 representan la magnitud relativa de la señal a la que ésta ha sido reducida (o incrementada) por 3 dB.

Los controles de tono pasivos usan potenciómetros logarítmicos, esto es, al 50 % del punto de rotación el deslizador divide al elemento resistivo en dos porciones iguales a 90% y 10% del valor total o 0.9 y 0.1; para el aumento y corte o disminución, respectivamente, cerca del brazo cursor.

Para un diseño satisfactorio $R_2 \gg R_1 \gg R_3$, la cantidad de aumento disponible o de corte de la señal dado por la figura III.19 es fijada por las relaciones de los componentes siguientes:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} = \frac{C_1}{C_2} = \begin{matrix} \text{AMPLIFICACION DE GRAVES} \\ \text{O VALOR DE REDUCCION.} \end{matrix} \quad (\text{III.24})$$

El cambio de frecuencia f_2 ocurre cuando la reactancia de C_1 es igual a R_1 y la reactancia de C_2 es igual a R_3 , para esto se considera que $R_2 \gg R_1 \gg R_3$. Por lo tanto:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_2 R_1} \quad (\text{III.25})$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 R_3} \quad (\text{III.26})$$

La respuesta en frecuencia será realizada o atenuada a la razón de ± 20 dB / década = ± 6 dB / octava, hasta que f_1 sea alcanzada. Esto ocurre cuando el límite de la impedancia es dominante, esto es, cuando la reactancia de C_1 es igual a

R_2 y la reactancia de C_2 es igual a R_1 , esto es:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} \quad (\text{III.27})$$

Se observa que las ecs. de la (III.24) a la (III.27), no son independientes unas de otras y la selección del aumento/ el valor de reducción y la frecuencia de corte f_2 , fijan el conjunto de parámetros que intervienen en el diseño. Es de interés conocer que f_2 es dependiente de la posición del cursor de R_2 . La respuesta de la línea firme de la gráfica, es válida sólo en los extremos del potenciómetro R_2 , ya que hacia otras posiciones los cambios de respuesta son como los representados por la línea punteada.

El tiempo implicado es $(1 - \alpha)R_2C_1$ y $(\alpha)R_2C_2$, donde α es igual a la rotación fraccional del cursor y :

$$\alpha = 0.9 \quad \text{y, por lo tanto; } 1 - \alpha = 0.1.$$

Si bien este efecto pudiera parecer ser indeseable, en la práctica es bastante aceptable y este diseño continúa dominando a otros.

B) CONTROL DE AGUDOS.

El circuito de este control se representa en la fig. III.20. Se observa que es análoga a la fig. III.19, esto es, resistencias y capacitores intercambiados. Dada su analogía, la cantidad de aumento o corte (disminución), se representa por las relaciones siguientes:

$$R_3 / R_1 = C_1 / C_2 = \text{Aumento (amplificación) de agudos o valor de corte} \quad (\text{III.28})$$

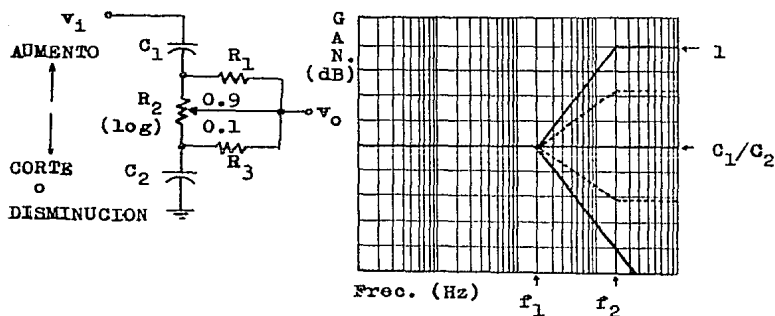


Figura III.20 Control de tono agudo, circuito general y su gráfica ideal.

Se considera también que $R_2 \gg R_1 \gg R_3$.

El cambio de frecuencia f_1 de agudos ocurre cuando la reactancia de C_1 es igual a R_1 y la reactancia de C_2 es igual a R_3 :

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 R_1} \quad (\text{III.29})$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_1 R_3} \quad (\text{III.30})$$

La cantidad del aumento o amplificación disponible se alcanza a la frecuencia f_2 y se determina cuando la reactancia de C_1 es igual a R_3 :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \quad (\text{III.31})$$

Para que las ecuaciones (III.29) y (III.30) sean válidas,

es necesario, como ya se estableció anteriormente, que el valor de R_2 se designe de tal manera que sea mucho más grande que R_1 o R_3 . Para diseños en los que no se permita esta condición, las ecuaciones mencionadas deben ser modificadas reemplazando los términos R_1 y R_3 por R_1/R_2 y R_3/R_2 respectivamente.

A diferencia del control de graves, f_1 no depende de la posición del cursor de R_2 , como es indicado en la gráfica por la línea punteada en la fig. III.20. Se hace notar que en la posición o línea llena de corte o disminución la atenuación tiende a cero, sin olvidar el efecto de la pendiente de la característica del aumento o amplificación.

C) SONORIDAD (LOUDNESS).

H. Fletcher y W. A. Munson presentaron en el "Journal of the Acoustical Society of America", Vol. 5, pag. 82 de octubre de 1933; los resultados de su extensa investigación sobre sonido, "Sonoridad, su Definición, Medida y Cálculo". En este artículo presentan una gráfica la cual relaciona la frecuencia al nivel de intensidad del sonido en decibales sobre un nivel de referencia de 0 dB. La intensidad del sonido se expresa en Watts por cm^2 y se compara al nivel de referencia de 10^{-16} W/cm^2 a 1000 Hz. Esta referencia cero corresponde a un valor eficaz de la presión sonora de 2×10^{-4} Dn/cm^2 . Esta referencia de nivel de presión sonora también se define como 2×10^{-4} μbar . La gráfica se representa en la fig. III.21.

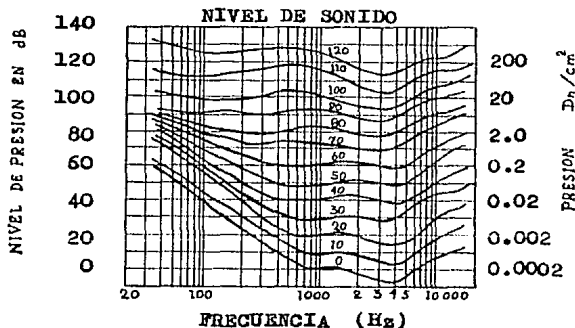


Figura III.21 Gráfica que relaciona la frecuencia al nivel de intensidad del sonido. (Fletcher y Munson).

Sin la corrección de la sonoridad, al escuchar se experimenta una pérdida pronunciada de respuesta a los sonidos graves o bajos acompañada por una ligera pérdida de respuesta a los sonidos agudos o altos, según el nivel de volumen se decrece. La compensación consiste en aumentar los extremos altos y bajos de la banda de frecuencia de audio como una función inversa ajustando el control de volumen.

Un circuito comúnmente usado se representa en la figura III.22. Utiliza un control de volumen derivado de disparo, (llave o toma @ 10% de resistencia). El circuito R-C produce la respuesta en frecuencia, mostrada en la figura III.23. -- cuando el cursor está en la posición del punto de disparo, -- esto es, media posición para un disparo cónico.

Si el cursor se mueve más alejado del punto de disparo,

el circuito paralelo tendrá cada vez menos efecto, resultan-
do en un esquema de compensación de volumen sensitivo.

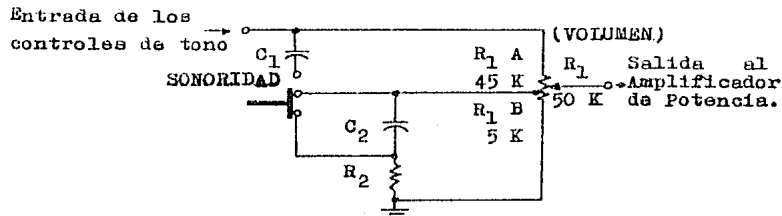


Figura III.22 Control de sonoridad acompañado de un control de volumen derivado de disparo.

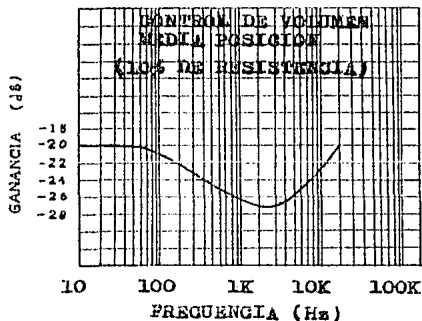


Figura III.23 Respuesta en frecuencia del control de sonoridad.

D) CONTROL DE TONOS ACTIVO.

Los controles de tono activos ofrecen muchas ventajas a comparación de los controles de tono pasivos; por ejemplo,

son inherentemente simétricos cerca de los ejes en aumento y en disminución. Tienen muy baja "Distorsión Armónica Total" (THD) siendo incorporada en el lazo de realimentación negativa de la ganancia del bloque, contrario al relativamente alto THD presentado por un transistor de tono recobrado; y la componente ampliada, o sea el rango de valores es bajo.

El circuito más común de control de tonos activo es el llamado versión del barandall término "americanizado", que es un control de tonos de realimentación negativa. Un circuito de este tipo se representa en la figura III.24 y su gráfica en la figura III.25.

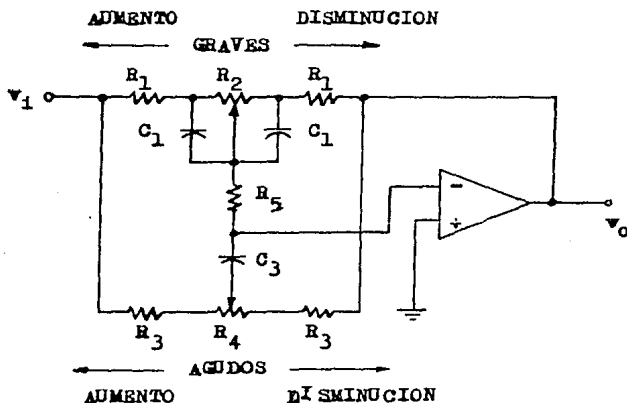


Figura III.24 Control de tonos graves y agudos activo de realimentación negativa.

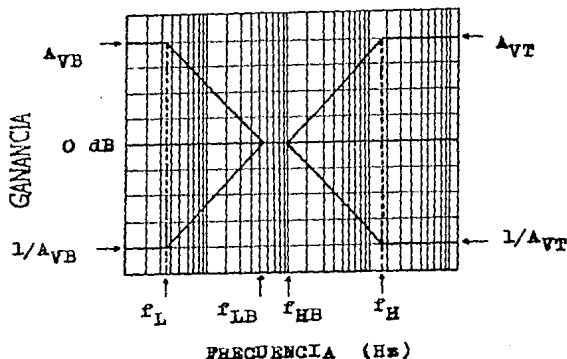


Figura III.25 Respuesta en frecuencia ideal del circuito del control de tonos activo.

A muy bajas frecuencias la impedancia de los capacitores es lo suficientemente grande que se pueden considerar circuitos abiertos, y la ganancia es controlada por el potenciómetro de graves, siendo igual a las ecuaciones siguientes:

$$|A_{VB}| = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \text{ (Máx. Amplif. de graves)} \quad (\text{III.32})$$

$$\left| \frac{1}{A_{VB}} \right| = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \text{ (Máx. Dismin. de graves)} \quad (\text{III.33})$$

Las ecuaciones anteriores se refieren a los extremos finales del viaje del cursor de graves.

A muy altas frecuencias la impedancia de los capacitores

es lo suficientemente pequeña que se pueden considerar como corto circuitos, y la ganancia es controlada por el potenciómetro de agudos, siendo igual a las ecuaciones que siguen:

$$|A_{VT}| = \frac{R_3 + R_1 + 2R_5}{R_3} \quad (\text{Máx. Amplif. de agudos}) \quad (\text{III.34})$$

$$\left| \frac{1}{A_{VT}} \right| = \frac{R_3}{R_3 + R_1 + 2R_5} \quad (\text{Máx. Disminución de agudos}) \quad (\text{III.35})$$

Las ecuaciones anteriores se derivan de los circuitos de graves a altas frecuencias, ya que forman una carga en conexión estrella a través del circuito de agudos. De hecho, es una transformación estrella-delta, el resistor de carga efectiva es $(R_1 + 2R_5)$; el cual está en paralelo con $(R_3 + R_4)$ y domina la expresión, según la fig. III.26b.

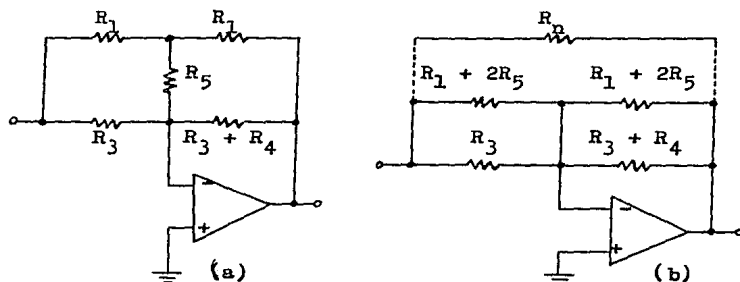


Figura III.26 (a) Circuito equivalente de máxima amplificación de agudos a alta freq. (b) Circuito equivalente, después de la transformación Y- Δ .

Del circuito de la fig. III.26b, R_n no afecta en la ganancia si la impedancia de la fuente es baja, por lo que el valor de esta resistencia es:

$$R_n = 2 R_1 + \frac{R_1^2}{R_5} \quad (\text{III.36})$$

El valor de la máxima ganancia es:

$$A_v = \frac{(R_1 + 2 R_5) // (R_3 + R_4)}{(R_1 + 2 R_5) // (R_3)} \quad (\text{III.37})$$

La ecuación anterior es válida para el valor de R_4 si tomamos en cuenta la fig. III.26b; por lo que definimos la siguiente ecuación:

$$R_4 \approx (R_1 + R_3 + 2 R_5) \quad (\text{III.38})$$

De las bajas a las medianas frecuencias, la impedancia de C_1 disminuye a razón de -6 dB/octava y está en paralelo con R_2 , tal que la resistencia efectiva se reduce, reduciendo también de ese modo la ganancia. Este proceso continúa hasta que la resistencia de R_1 llega a ser dominante y la ganancia tiende a la unidad. Esto es para el circuito de graves.

La acción del circuito de agudos es similar y se detiene cuando la resistencia de R_3 llega a ser dominante.

Las ecuaciones de diseño se deducen directamente de los circuitos de tonos por separado y también de su gráfica real parecida a la de la fig. III.25; de allí se deducen las frecuencias f_L , f_{LB} , f_H y f_{HB} .

Las ecuaciones son las siguientes:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{LB} R_1} \quad \text{Considere } R_2 \gg R_1 \quad (\text{III.39})$$

$$R_2 = \frac{1}{2\pi f_L C_1} \quad (\text{III.40})$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_H R_3} \quad (\text{III.41})$$

$$R_5 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2\pi f_{HB} C_3} - R_1 - R_3 \right) \quad (\text{III.42})$$

La relación entre f_L y f_{LB} y entre f_H y f_{HB} no es tan clara como puede parecer al principio. Según el uso que se les da aquí, esas frecuencias representan los ± 3 dB que son los puntos relativos de la ganancia a media banda y a los ex tr e m os.

III.9 Preamplificadores de Tocabiscos.

Los preamplificadores de tocabiscos difieren de otros preamplificadores sólo en su respuesta en frecuencia, la cual es extremada de una forma especial para compensar o equalizar, las características de reproducción. Si una señal de entrada de amplitud fija es utilizada para reproducir un disco fonográfico, el cual a la frecuencia de la señal varía de 20 Hz a 20 KHz, da como resultado la curva de respuesta de la fi g u r a III.27 del aparato reproductor.

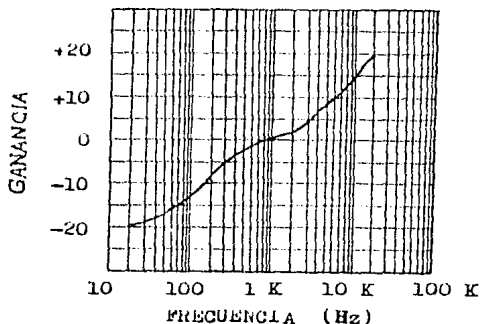


Figura III.27 Característica típica de un reproductor fonográfico para una amplitud fija de una señal - reproducida.

La figura muestra una gráfica de la amplitud de salida de una cápsula de tocadiscos contra la frecuencia e indica una alteración rigurosa para la aplicación de la amplitud fija de la señal. La ecualización del aparato reproductor corrige es ta alteración y recrea la aplicación de la amplitud plana de la respuesta en frecuencia.

Utilizando la norma de diseño RIAA que significa "Record Industry Association of America", en el proceso de registro; los surcos en un disco fonográfico estéreo son cortados por una especie de escopelo perfilador dado por dos sistemas de vibración los cuales se arreglan para que corten en ángulos a cada lado del surco. El mecanismo vibra con una aguja cortando de lado a lado en armonía con la señal impresa en el cortador, esto es terminado por un corte "lateral", opuesto

al método antiguo de corte "vertical". El movimiento resultante en el interior del surco y cerca del centro es conocido como modulación de surco. La amplitud de esta modulación no debe exceder una cierta cantidad o se presenta un sobre corte (cutover). El sobrecorte o modulación, describe la abertura o falla a través de la pared de un surco dentro de la pared de los surcos anteriores. La razón de la máxima amplitud de la señal del surco, posible, antes del sobrecorte, a la amplitud efectiva de ruido del surco causado por la superficie del material del disco, determina el rango dinámico de un disco (típicamente 58 dB). Esto resulta de la característica áspera de la superficie del disco actuando como un generador de ruido. La aguja de corte es excitada en el registro y se comunica a una pared lisa para minimizar el ruido, es importante saber que en el diseño de un preamplificador de fono, la reproducción de ruido tiende a ser diez veces peor que el del mismo preamplificador, con niveles típicos de media banda igual a 10 μ V.

La amplitud y frecuencia caracterizan a una señal en audio, ambas deben ser registradas y recuperadas exactamente por reproducción de música de alta calidad. La información de amplitud en audio transforma a la modulación de la amplitud del surco, en el cual la frecuencia de la señal de audio aparece como la razón de cambio de las modulaciones del surco. Si la gráfica anterior fuera una línea recta horizontal centrada en 0 dB, ya que representa una señal de entrada fija, los resultados serán molestos, según las características

de la pastilla o cápsula reproductora, fig. III.28.

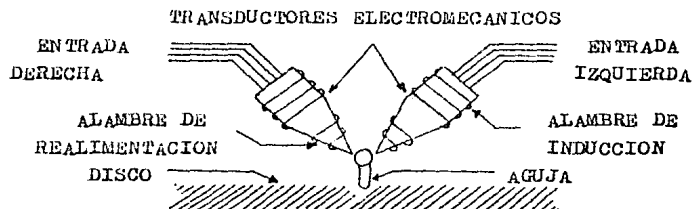


Figura III.28 Cápsula reproductora de discos estereó, mostrando las partes más importantes.

Sin la realimentación negativa del espiral de alambre la velocidad de respuesta en frecuencia tendrá un pico a 700 Hz según la construcción de la cápsula. Agregando la realimentación del espiral se producirá una velocidad de salida independiente; por esto, el mecanismo de la aguja reproductora - se conoce como de velocidad constante, fig. III.29.

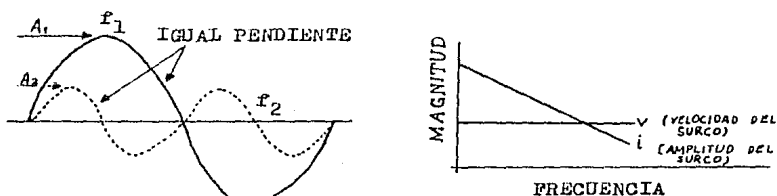


Figura III.29 Velocidad constante de reproducción. Gráfica que reproduce el mecanismo de la aguja reproductora.

La figura III.29 muestra dos características: la amplitud varía inversamente con la frecuencia y su pendiente máxima se mantiene constante con la frecuencia; la segunda característica es ideal, debido a que los fonocaptadores magnéticos (del tipo más común) son sistemas de velocidad constante, ya que constan de un generador activo, tal como un elemento magnético movido en un enrollamiento de alambre (o viceversa), siendo la entrada proporcional a la rapidez del movimiento al del campo magnético, es decir, proporcional a la velocidad del surco.

Si una señal de entrada de amplitud fija se transforma en una corriente fija, es decir, amplitud de vibración fija, entonces se utiliza un inductor llamado "de amplitud constante" y el voltaje resultante se hace dependiente de la frecuencia, fig. III.30.

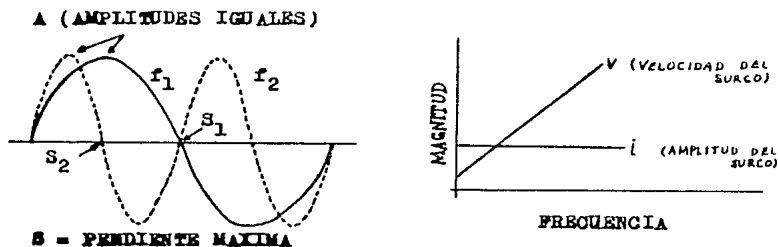


Figura III.30 Gráfica mostrando la amplitud constante de reproducción.

Con respecto a la frecuencia para una amplitud de entrada dada, la pastilla reproductora tiene sólo un grado de

libertad: razón de vibración (velocidad constante = voltaje inducido) o distancia de vibración (amplitud constante = corriente inducida).

La diferencia entre las gráficas de las figuras III.29 y III.30 es, que la amplitud variable crea serios problemas a ambos extremos de la banda de frecuencia comprendida de 20 Hz a 20 KHz. Si se toma como referencia 1 KHz para estabilizar el corte nominal de modulación en amplitud, a bajas frecuencias las amplitudes serán más grandes que al ocurrir el sobre corte; a altas frecuencias la amplitud se vuelve tan pequeña que las razones de señal a ruido aceptables no son posibles. Cuando la amplitud es constante con la frecuencia, la máxima pendiente variará directamente con la frecuencia, es decir, la velocidad del surco es directamente proporcional a la frecuencia.

Recordando que las cápsulas magnéticas son sistemas de - velocidad constante, la amplitud, por lo tanto, no es constante, así la salida aumentará a razón de +6 dB/octava. (6 dB se incrementa igual al doble de la amplitud). Para ecualizar tal sistema, se requerirán 60 dB de espacio en el preamplificador, lo cual no es demasiado práctico. La solución es intentar conseguir lo mejor de ambos sistemas, la cual resultará de una amplificación modificada, donde en la región de la media banda se permitirá operar a velocidad constante, para esto se modificará la curva.

La curva de reproducción ecualizada, fig. III.31, muestra

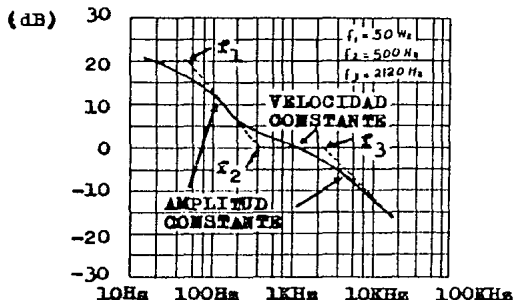


Figura III.31 Gráfica que muestra la equalización de un tocadiscos bajo la norma RIAA.

el caso ideal con puntos y el caso real con línea remarcada. Se anotan tres frecuencias como norma de diseño, siendo puntos de referencia y son algunas veces referidos como constantes de tiempo, esto es en la práctica un transporte de frecuencias de corte dadas por el circuito equivalente RC ($t = RC$). La conversión se hace simplemente con la expresión del inverso de la frecuencia, esto es: $t = 1/2\pi f$, y resulta en valores de $f_1 \Rightarrow 3180 \mu\text{seg.}$, $f_2 \Rightarrow 318 \mu\text{seg.}$ y $f_3 \Rightarrow 75 \mu\text{seg.}$

La frecuencia f_2 se refiere al cambio de frecuencia, ya que este es el punto donde el sistema cambia de una amplitud constante a una velocidad constante; también f_3 es otra frecuencia de cambio.

Se puede representar la constante de tiempo como:

$$t = \frac{1}{2\pi f_1} \quad (\text{Constante de tiempo para una frecuencia específica}) \quad (\text{III.43})$$

La tabla III.1 se incluye como conveniencia para observar la respuesta bajo la norma RIAA del preamplificador de sonido.

Hz	dB	Hz	dB
20	+19.3	800	+0.7
30	+18.6	1000	0.0 * Frec. de Ref.
40	+17.8	1500	-1.4
50	+17.0	2000	-2.6
60	+16.1	3000	-4.8
80	+14.5	4000	-6.6
100	+13.1	5000	-8.2
150	+10.3	6000	-9.6
200	+8.2	8000	-11.9
300	+5.5	10 000	-13.7
400	+3.8	15 000	-17.2
500	+2.6	20 000	-19.6

Tabla III.1 Norma de respuesta RIAA.

III.9.1 Cápsulas cerámicas y de cristal.

Las cápsulas o pastillas cerámicas y de cristal son mecanismos de amplitud constante y por lo tanto, no requieren de equalización, ya que sus salidas son planas. Si observamos la gráfica de la fig. III.31, se vería que no es verdadera para este tipo de cápsulas, ya que la región entre f_2 y f_3 es velocidad constante y la salida de un mecanismo cerámico o de cristal descenderá 12 dB entre 500 Hz y 2000 Hz. Aún cuando esto parece ser un serio problema, no lo es y la gráfica es verdadera, debido a la mala respuesta en frecuencia de la cerámica. Como los niveles de salida son tan grandes -

(100 mV - 2 V), no se necesita de un preamplificador para fonocaptadores cerámicos o de cristal, ya que la salida se alimentará directamente al amplificador de potencia por medio de un control de tono pasivo (si se utiliza en el diseño) y un control de volumen.

III.9.2 Cápsulas magnéticas.

Las cápsulas o pastillas magnéticas tienen muy bajos niveles de salida y requieren de diseños de sistemas de bajo ruido para amplificar sus señales sin un descenso apreciable del sistema de función de ruido. Sin embargo se nota comúnmente que el ruido de la cápsula y el resistor de carga, se compara a un sistema activo y puede ser incluido en los cálculos. Los niveles de salida típicos de estas cápsulas, se dan en la tabla III.2.

MODELOS	SALIDA A 5 cm/seg.
999	5 mV
888	8 mV
V - 15	3.5 mV
M 91	5 mV
V - 15 AT 3	5 mV

Tabla III.2 Niveles típicos de salida, como ejemplos de algunos modelos de fonocaptadores cerámicos.

El voltaje de salida está especificado por una modulación de velocidad dada. El fonocaptor magnético es un sistema de velocidad y por lo tanto, la salida es proporcional a la

velocidad. Por ejemplo, una cápsula que produce 5 mV a 5 cm/seg. producirá 1 mV a 1 cm/seg y se especifica que tiene una sensibilidad de 1 mV/cm/seg debido a lo anterior. Con el fin de transformar la sensibilidad de la cápsula dentro del diseño del preamplificador, en una información útil, necesitamos conocer los límites de la velocidad típica y máxima de reproductores (fonocaptores) estéreo. Las características de reproducción RIAA establecen una velocidad de reproducción máxima de 25 cm/seg. en el rango de 800 a 2 500 Hz. Típicamente, una buena calidad en discos y fonocaptores son reproducidos a una velocidad de 3 cm/seg a 5 cm/seg.

Por lo anterior, se debe de diseñar por medio de elementos discretos o integrados, circuitos que cumplan con las especificaciones de la norma RIAA; ya que también comprende la fabricación de tocadiscos, discos y fonocaptores o pastillas magnéticas y cerámicas o de cristal.

III.10 Preamplificadores de grabadora o cinta.

El diagrama simplificado de un sistema reproductor de grabadora se muestra en la fig. III.32. La grabadora consiste de un apoyo o cabeza básico revestido con un material ferromagnético. Tanto la cabeza grabadora o reproductora y la cabeza borradora son esencialmente inductores con un núcleo de metal circular que tienen una abertura estrecha en el punto de contacto con la cinta. El revestimiento de la cinta forma entonces una trayectoria de reluctancia, para completar el circuito magnético.

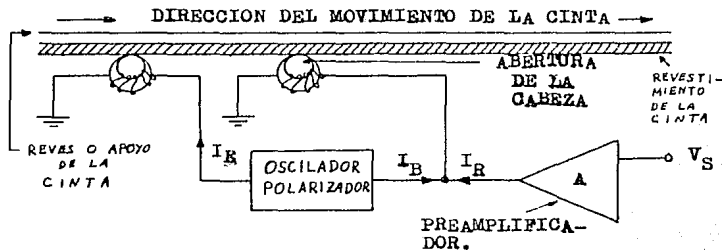


Figura III.32 Sistema simplificado de un reproductor de cinta.

Como la cinta se mueve a través de la abertura de la cabeza reproductora, el campo magnético rastreado por la orilla de la abertura, deja la cinta revestida, permanentemente magnetizada con un nivel de flujo remanente (ϕ_R) proporcional a la señal de corriente en el devanado de la cabeza reproductora.

La corriente de polarización y de borrar (I_B e I_R), son formas de onda de amplitud y de frecuencia constante (entre 50 KHz y 200 KHz) generadas por el oscilador polarizador. En la cabeza borradora, la amplitud de la forma de onda (de 30 volts a 150 volts típicamente), determinará el grado al cual previamente las señales reproducidas son "borradas" de la cinta (en un mecanismo bueno esto será de 60 dB a 75 dB más abajo del nivel normal de grabación). Esta misma forma de onda, reducida en amplitud entre 5 y 25 veces el máximo nivel de señal grabada, es utilizada en la cabeza reproductora para determinar el "punto de operación" del proceso de graba -

ción magnética. La máxima distorsión del nivel de salida y la sensibilidad son funciones bien marcadas del nivel de polarización.

La figura III.33(a), muestra la magnetización permanente (o flujo remanente) de una sección corta de cinta magnética, o sea B_r , obtenido por aplicación de un campo magnético H , producido por una corriente de d-c en el devanado de la cabeza grabadora.

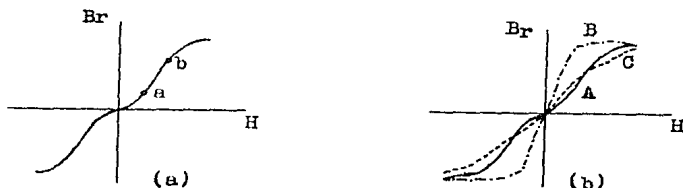


Figura III.33 (a) Curva $B_r - H$ para mostrar la reproducción de cinta; B_r = flujo remanente (magnético). - (b) Curva $B_r - H$ para mostrar la polarización de a-c; A = no polarizada, B = polarización - de a-c, C = sobrepolarización.

Esta curva es no lineal y si se utiliza una señal de corriente de a-c en el devanado de la cabeza, se creará una alta distorsión. Debe ser aplicada una solución para fijar la polarización de d-c en la cabeza grabadora, junto con la señal de a-c, así la cinta estará siempre magnetizada en una región lineal de la curva, p.e., entre los puntos a y b. Este método, llamado de polarización de d-c, utiliza sólo una parte de la curva y reduce la distorsión, pero tiene muy baja

relación señal a ruido (S/N).

Para altas relaciones S/N y baja distorsión, se utiliza otro método llamado polarización de a-c. La fig. III.33(b) - muestra las características del flujo remanente cuando se aplica un nivel alto de campo magnético junto con la señal. - La sensibilidad de la cinta (curva B) se incrementa y la magnetización es una función lineal de la señal sobre un rango amplio. Se nota que de cualquier modo, la señal polarizada, si se incrementa aún más (curva C), la sensibilidad de la cinta cae fuera y la no linealidad incrementa la ganancia. - La selección de un mejor nivel de corriente de polarización dependerá de varios factores incluyendo las características de la cinta y de la cabeza de grabación o reproducción. Esto es p.e., la abertura de la cabeza grabadora, el revestimiento de la cinta y la rapidez de la misma, así como el espesor debido a que contribuyen a pérdidas a altas frecuencias. '

La cinta magnética es grabada a "corriente constante", es decir, grabación de corriente constante con frecuencia, implicando un nivel de grabación de flujo magnético para una - señal de amplitud dada a todas las frecuencias. Como las cabezas pueden ser consideradas elementos inductivos, la impedancia aumenta a razón de 60 dB/octava con respecto al incremento de la frecuencia; por lo tanto, la señal de voltaje de la cabeza grabadora al preamplificador reproductor, no tiene una respuesta en frecuencia plana, pero en su lugar muestra un incremento de nivel constante con un incremento de la fre

cuencia, fig. III.34.

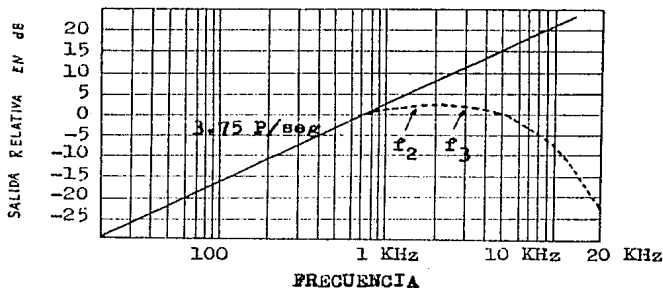


Figura III.34 Gráfica de voltaje de salida vs. frecuencia de una cabeza reproductora de cinta.

Para cabezas reproductoras reales existe un cambio abrupto en la respuesta a altas frecuencias que resulta en un marcado decremento de amplitud con un continuo incremento en la frecuencia (línea oculta). La primer área de descenso se debe al decremento de la longitud de onda de grabación en las altas frecuencias y está dada por:

$$\lambda = \frac{\text{Rapidez de la cinta (P/seg)}}{\text{Frecuencia (Hz)}} \quad (\text{III.44})$$

Son importantes dos factores en la mínima longitud de onda de grabación: la rapidez de grabación de la cinta y el ancho (en micropulgadas) de la abertura de la cabeza grabadora.

Para un número de líneas de flujo dado por unidad de una

sección transversal de área de la cinta (correspondiendo a una fuerza magnética dada) la más alta rapidez de la cinta - incrementa el valor total de flujo en la cabeza grabadora. - Para la cabeza reproductora, cuando la longitud de la abertura es igual a la longitud de onda grabada (100 μ pulgadas o 0.0001 pulgadas), no es posible la salida de la señal, debido a que ambos bordes de la abertura estarán a potenciales magnéticos iguales. La pérdida de la abertura, de algunos reproductores dados y la longitud de la onda reproducidos, pueden ser calculados de la forma siguiente:

$$\text{Pérdida de Abertura (dB)} = 20 \log \frac{\sin \pi R}{\pi R} \quad (\text{III.45})$$

donde: $R = \frac{\text{Ancho de la Abertura}}{\lambda}$

La siguiente tabla da el cálculo de la pérdida por la abertura, para anchos de abertura reales dados.

Rapidez de la cinta (P/seg)	Ancho de Abertura (μ pulg.)	Pérdida por abertura con señal de frecuencia (dB)				
		1 KHz	2 KHz	4 KHz	8 KHz	16 KHz
1.875	50	-0.01	-0.04	-0.16	-0.66	-2.78
	100	-0.04	-0.16	-0.66	-2.78	-15.61
3.75	100	-0.01	-0.09	-0.16	-0.66	-0.278
	160	-0.03	-0.10	-0.42	-1.73	-8.14

Tabla III.3 Pérdida por la abertura de un sistema de reproducción.

Otras áreas de serias pérdidas de alta frecuencia son las relacionadas al espesor y a la formulación utilizada en el

material de revestimiento de la cinta, ya que sólo la superficie de la capa de revestimiento contribuye a la pérdida de grabación de las pequeñas longitudes de ondas; como la frecuencia de la señal se incrementa, este efecto llega a ser más pronunciado y puede tener aproximadamente -6 dB/octava de reducción con una frecuencia de corte equivalente a la constante de tiempo T dada por:

$$T = \frac{\text{Espesor del revestimiento magnético}}{\text{Velocidad de la cinta}} \quad (\text{III.46})$$

La corriente de polarización de a-c utilizada evita la distorsión en la cinta, que contribuiría a la pérdida de alta frecuencia (el término técnico es polarización de borrado y puede ser significativo).

Debido a que las diversas pérdidas son bien marcadas en un sistema grabador-reproductor real, se hace necesaria la ecualización adicional en ambos preamplificadores: grabador y reproductor.

Existen internacionalmente normas reconocidas de ecualización de frecuencias (similares a las normas RIAA), para formatos de cintas de cassette y cápsulas o cabezas para grabación o reproducción de cintas magnéticas. Estas normas son las llamadas N.A.B., que significan "National Association of Broadcasters".

Estas normas dan el margen para la formulación y densidad de las cintas, la abertura de la cabeza grabadora y reproductora y la ecualización del sistema reproductor y grabador.

La figura siguiente muestra las características de la norma.

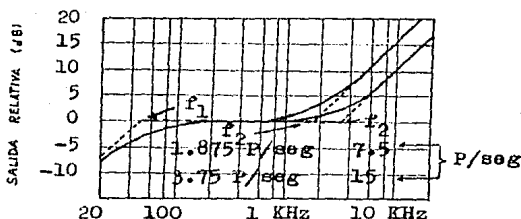


Figura III.35 Reproducción de características normalizadas (N.A.B.).

La velocidad de la cinta menos considerada a la más baja frecuencia de corte (f_1), está 50 Hz más abajo, en la cual la salida del amplificador (para un flujo constante en la cabeza) caería fuera a razón de -6 dB/octava. Para la rapidez de cinta de 1.875 p/seg y 3.75 p/seg, la frecuencia de corte más arriba (f_2), es 1.77 KHz, en la cual la amplitud de salida se incrementa a razón de +6 dB/octava. Para 7.5 p/seg y 15 p/seg de rapidez de cinta, la frecuencia de corte (f_2) más arriba, es de 3.18 KHz.

Los formatos de cintas para cassette son ecualizados un poco diferentes a la norma N.A.B., por conveniencia.

Ignorando las pérdidas en la cabeza y en la cinta y si se toma la respuesta de la norma N.A.B. y agregando la función integral necesaria para compensar la característica de $d\phi/dt$ de la cabeza reproductora, se llega a la respuesta -

total del preamplificador reproductor mostrada en la figura III.36.

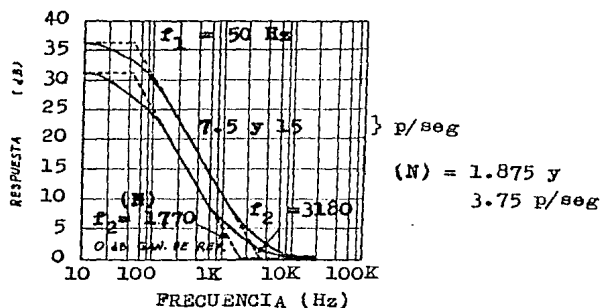


Figura III.36 Ecualización (N.A.B.) de un reproductor incluyendo integración.

La amplitud de referencia de 0 dB se define a la frecuencia de corte f_2 más arriba.

En la misma trayectoria, la característica de grabación, será el complemento de la característica de reproducción, (fig. III.35).

La característica de grabación se muestra en la figura III.37, donde la corriente grabada es aumentada a +6 dB por abajo de 1.77 KHz o 3.18 KHz, dependiendo de la rapidez de la cinta.

Tanto la respuesta del preamplificador grabador y la del reproductor, pueden ser modificadas, para acomodar las pérdidas ya descritas, para garantizar la compatibilidad de cintas

grabadas, a las normas N.A.B. en un mecanismo reproductor "X" que en un mecanismo diferente. La ecualización necesaria para pérdidas se obtiene en una trayectoria específica.

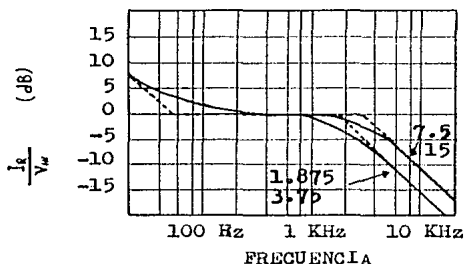


Figura III.37 Ecualización de grabación, bajo la norma internacional N.A.B.

En el preamplificador grabador se hace la compensación para las pérdidas en la cabeza grabadora y para las pérdidas en alta frecuencia causadas por la formulación de una cinta en particular y el grosor del revestimiento. También provee las características inversas N.A.B. del reproductor y un manejo de la corriente en la cabeza grabadora.

El preamplificador reproductor se utiliza para proveer la característica de reproducción N.A.B., para compensar las pérdidas en la abertura de la cabeza reproductora e integrar el voltaje de la cabeza reproductora.

IV.- DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE POTENCIA.

IV.1 Introducción.

El diseño de un proyecto, que se muestra en la figura IV.1, da el camino que se debe seguir; como sugerencia, para diseñar por medio de módulos (bloques en la figura), desde donde se recibe la señal de la fuente generadora, hasta donde se entrega al oyente.

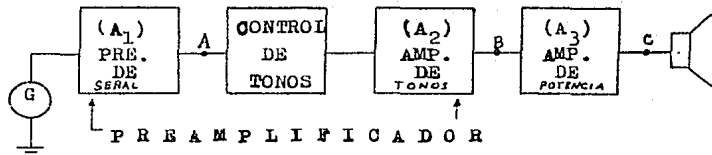


Figura IV.1 Proyecto de diseño de un amplificador de potencia por medio de bloques.

El primer bloque, marcado por A₁, son los preamplificadores que reciben la señal de la fuente generadora, esto es: el mecanismo del tocadiscos con su fonocaptor o fuente de señal cerámico, de cristal o magnético; el mecanismo de la grabadora con su fonocaptor o cabeza grabadora, reproductora y borradora; el sintonizador AM y/o FM; micrófono; etc.

El segundo bloque se refiere al diseño del control de volumen, de sonoridad (loudness) y al de los tonos activos o

pasivos; el segundo bloque puede estar por separado y colocado en el punto A, es decir, el control de volumen y sonoridad y el tercer bloque sería el del control de tonos. De la figura se observa solo el punto A y en seguida el bloque que corresponde al control de tonos. Como tercer bloque, marcado con la letra A_2 , se refiere al amplificador de tonos; este es el que se observa representado por medio de un triángulo en la figura III.24, pág. 88.

Siguiendo con la explicación de la figura IV.1, se observa el punto B, aquí se puede colocar el control de volumen y el de sonoridad (Loudness), solo si no se ha colocado en el punto A. También en el punto B se puede colocar un circuito ecualizador, si se desea. En seguida de éste punto se observa el bloque A_3 , que corresponde al amplificador de potencia de salida de audio, y es ésta la última etapa encargada de entregar la potencia requerida para excitar a la carga, (Bocina o Baffle). El punto C es en donde se coloca el circuito del medidor de nivel del sonido producido por el sistema amplificador, también en este punto se colocan las cargas de los sistemas de baffles, como ya se dijo y puede o no colocarse un circuito de crossover antes del baffle; aunque generalmente el crossover se coloca dentro de la caja acústica del baffle.

Como se puede apreciar, el diseño de un amplificador de potencia de alta fidelidad se puede hacer tan complicado como se quiera, así como para satisfacer las necesidades de

espacio, costo, potencia, etc.. Se proyectará el diseño con una potencia de salida de 12.5 Watts (RMS) por canal.

IV.2 Diseño de un preamplificador para tocadiscos.

A) DISEÑO DE UN PREAMPLIFICADOR PARA FONOCAPTOR CERAMICO.

Se utilizará el circuito de la siguiente figura para realizar este diseño.

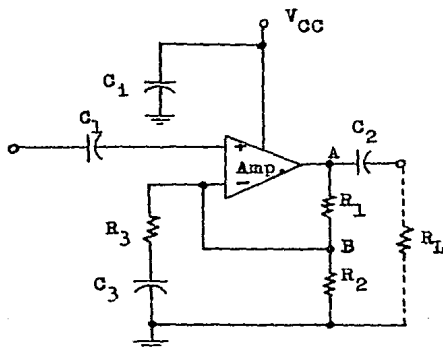


Figura IV.2 Amplificador de a-c no inversor, utilizado para diseñar un preamplificador para fonocaptor cerámico, mediante circuitos de estabilización.

a) El punto de reposo de la salida está estabilizado por la realimentación negativa de d-c a través del divisor R_1 y R_2 (consúltese el punto III.7, pág. 74).

b) El punto A se encuentra a $1/3$ de V_{CC} .

c) Como amplificador se utilizará un circuito integrado (CI), en el cual generalmente, la entrada es un circuito de

amplificador diferencial, como el mostrado en la fig. II.21, pág. 45. La entrada inversora se conecta al punto B; con esto se refiere la entrada no inversora de T_2 a una fuente de voltaje doble ($2 V_{BE}$). Según las especificaciones del CI que se utilice V_{BE} se encontrará en los siguientes límites:

$$0.6 \leq V_{BE} \leq 0.7 \quad (\text{volts})$$

Consultando algunos manuales de fabricación de componentes discretos e integrados; observando los preamplificadores de CI y entre estos los Amplificadores Operacionales (Amp. Op.), llegué a la conclusión de que cumplen con el circuito - de la fig. IV.2, una gran variedad de CI's; p.e., RC 4558 es un Amp. Op. doble, RC 4136 es cuádruple, NE 542 o NTE 824 son Amp. Op. dobles, o también el JA 747.

De acuerdo a las características de Ruido, Ganancia, Suministro de energía (voltaje y corriente), es decir la fuente de suministro (V_{CC}), ancho de Banda, espacio, costo, etc. Se optó por el CI NE 542, debido al espacio reducido que este o cupa, ya que consta de 8 patas, a diferencia de otros que tie nen 14 patas, también se eligió porque no necesita de dos - fuentes de polarización ($\pm V_{CC}$), sólo necesita de una ($+V_{CC}$); además existen bastantes marcas para reemplazo de este compo nente, uno de ellos es el NTE 824. Las características son las siguientes: (Ver el Cap. I).

- 1) Es un CI doble, cada circuito es independiente.
- 2) Señal de ruido total de entrada = $0.8 \mu V$.

- 3) Suministro de voltaje (V_{CC}): de 9 V a 40 V.
- 4) Corriente estática: 10 mA.
- 5) Resistencias de entrada en lazo abierto:
 - a) Entrada positiva: $R_{IN} = 100\text{ K}$
 - b) Entrada negativa: $R_{IN} = 200\text{ K}$
- 6) Resistencia de salida en lazo abierto: $R_{OUT} = 150\Omega$.
- 7) Corriente de salida de fuente: 8 mA.
- 8) Relación de rechazo de suministro:

(Entrada referida a 1 KHz): 110 dB.
- 9) Distorsión Armónica Total ($f = 1\text{ KHz}$): THD = 60 dB.
- 10) Slew Rate ($A_v = 40\text{ dB}$): $S_r = 4.7\text{ V}/\mu\text{seg}$.

Además tiene compensación interna y está protegido contra corto circuito. El diagrama de conexión es el siguiente:

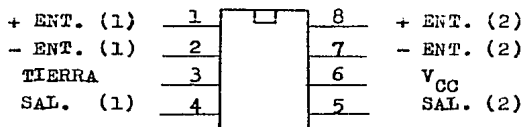


Figura IV.3 Preamplificador NE 542 visto de arriba. Muestra las entradas y salidas, alimentación y tierra.

Debido a que son dos circuitos idénticos, dentro del mismo integrado, se puede utilizar uno para cada canal.

El cálculo se realiza para un sólo canal, ya que los valores obtenidos son, por lo regular; idénticos para el otro.

Volviendo a tratar el inciso c); el voltaje base-emisor

es $V_{BE} = 0.65$ V, por lo que el punto B, de la fig. IV.2, es igual a 1.3 V.

Para estabilizar la polarización, la corriente a través de R_2 se hace igual a 10 veces la corriente de entrada de T_2 , esto es:

$$I_{T_2} = \frac{2 V_{BE}}{10 R_2} \quad (IV.1)$$

La caída de tensión en el punto A es:

$$\frac{1}{3} V_{CC} = 2 V_{BE} \frac{R_1 + R_2}{R_2}, \text{ de aquí}$$

$$\frac{1}{6 V_{BE}} V_{CC} R_2 = R_1 + R_2, \text{ por lo que finalmente:}$$

$$R_1 = \left(\frac{V_{CC}}{3.9} - 1 \right) R_2 \quad (IV.2)$$

Los resistores R_1 y R_2 proveen la polarización necesaria y la estabilidad de ganancia de C.D., y viene dada por la ecuación siguiente:

$$A_{V_{CD}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (IV.3)$$

La ganancia de C.A. está fijada por el resistor R_3 con baja frecuencia reducida a f_0 , estando esta frecuencia determinada por el capacitor C_3

$$A_{V_{CA}} = \frac{R_1 + R_3}{R_3} \quad (IV.4)$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_0 R_3} \quad (\text{IV.5})$$

La ecuación anterior será válida para $C_2 R_L \gg C_3 R_3$.

El capacitor C_1 actúa como una entrada de c-a acoplando el capacitor al block de potenciales de c-d en ambas direcciones y su valor puede ser igual a $0.1 \mu\text{F}$ o más grande.

La salida se acopla con el capacitor C_2 a la carga R_L y se determina por ésta y la baja frecuencia de corte f , por medio de la siguiente ecuación:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f R_L} \quad (\text{IV.6})$$

Para evitar el efecto de f_0 , se hace $f \ll f_0$.

Debido a la alta ganancia del amplificador, se requiere de desacoplar la alimentación, y se utiliza el capacitor $C_4 = 0.1 \mu\text{F}$, con sus patas cortas y situado próximo al CI (a la distancia de 2.5 cm es suficiente).

DISEÑO:

Se diseña un preamplificador para fonocaptor cerámico, - tiene una salida de 3.5 cm/seg, por lo que su sensibilidad - es de 0.35 mV/cm/seg y le transmite una potencia al amplificador con una sobrecarga de entrada de 0.37 V.

Los datos de la salida de 3.5 cm/seg fueron tomados de un fonocaptor cerámico específico, ya que esta es la forma - como se diseña. La sensibilidad se toma en la misma forma de como se trató en la pág. 101.

La frecuencia $f_0 = 20 \text{ Hz}$.

1) La máxima salida de la cápsula a 3.5 cm/seg es:

$$(0.35 \text{ mV/cm/seg})(3.5 \text{ cm/seg}) = 1.225 \text{ mV}.$$

2) La ganancia es: $G_V = (0.37 \text{ V})/(1.225 \text{ mV}) = 302$

3) Fijando $R_1 = 100 \text{ K}$, de la ec. (IV.2), tenemos que:

$$R_2 = \frac{3.9 R_1}{V_{CC} - 3.9} = \frac{(3.9)(100 \text{ K})}{15 - 3.9} = 35 \text{ K}$$

Valores comerciales de R_2 , son: $R_2 = 33 \text{ K}$ o $R_2 = 39 \text{ K}$.

4) De la ec. (IV.1), la corriente es:

$$I_{T_2} = \frac{(2)(0.65)}{(10)(33 \text{ K})} = 3.9 \text{ } \mu\text{A} \text{ o de } 3.3 \text{ } \mu\text{A}, \text{ para } R_2 = 39 \text{ K}.$$

5) La ganancia de C.D. es; de la ec. (IV.3), con $R_2 = 39 \text{ K}$.

$$A_{V_{CD}} = \frac{100 + 39}{39} = 3.56$$

6) De la ec. (IV.4) y con el valor de la ganancia obtenido anteriormente, tenemos que:

$$R_3 = \frac{R_1}{A_{V_{CA}} - 1} = \frac{100 \text{ K}}{302 - 1} = 0.332 \text{ K}$$

Valor comercial: $R_3 = 330 \text{ } \Omega$

7) Para una frecuencia de $f_0 = 20 \text{ Hz}$, aplicamos la ecuación (IV.5) y calculamos el valor de C_3 como sigue:

$$C_3 = \frac{1}{2\pi (20)(330)} = 2.4 \times 10^{-5} = 24 \times 10^{-6}$$

Valor comercial es:

$$C_3 = 22 \text{ } \mu\text{F}.$$

8) Como se estableció en la pág. 117. $f \gg f_0$, por lo que

$$0.10 f_0 \leq f \leq 0.25 f_0$$

Tomando el valor de $f = 0.10 f_0 = 0.10 (20 \text{ Hz}) = 2 \text{ Hz}$ y

$R_L = 100 \text{ K}$, de la ec. (IV.6) tenemos:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi (2)(100 \text{ 000})} = 7.9 \times 10^{-7} = 0.79 \times 10^{-6}$$

Valor comercial del capacitor: $C_2 = 1 \mu\text{F}$.

B) DISEÑO DE UN PREAMPLIFICADOR PARA FONOCAPTOR MAGNÉTICO.

Para obtener la ecualización que especifica la norma RIA A; la función de transferencia para el diseño, es la siguiente; (La F.T. se toma de la fig. III.31, pág. 98):

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A (s + 1/T_2)}{(s + 1/T_1)(s + 1/T_3)} \quad (\text{IV.7})$$

El circuito de la siguiente figura, cumple con lo anterior.

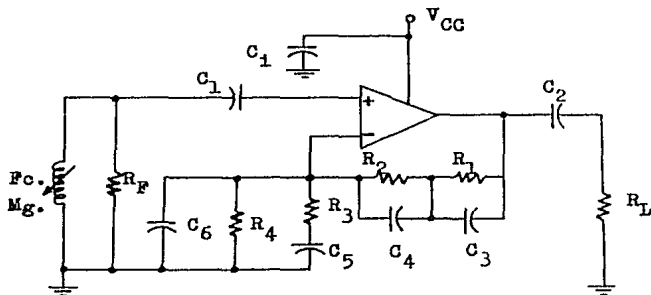


Figura IV.4 Preamplificador para fonocaptor magnético.

La función de transferencia de la figura IV.4, es la siguiente:

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{K \left[s + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 (C_3 + C_4)} \right]}{R_3 \left(s + \frac{1}{R_2 C_4} \right) \left(s + \frac{1}{R_1 C_3} \right)} \quad (\text{IV.8})$$

Relacionando los coeficientes de las ecs. (IV.7) y (IV.8) y además de la ec. (III.43), para f_1 , f_2 y f_3 , pág. 98; se tiene lo siguiente:

$$T_3 = R_1 C_3 = 75 \mu\text{seg} \quad (\text{IV.9})$$

$$T_1 = R_2 C_4 = 3180 \mu\text{seg} \quad (\text{IV.10})$$

$$T_2 = \frac{R_1 R_2 (C_3 + C_4)}{R_1 + R_2} = 318 \mu\text{seg} \quad (\text{IV.11})$$

Sustituyendo las ecs. (IV.9) y (IV.10) en la ec. (IV.11), se obtiene la siguiente relación:

$$R_2 = 11.78 R_1 \quad (\text{IV.12})$$

La ganancia de referencia a 0 dB de la red de realimentación (R_1 , C_3 , R_2 , C_4 y R_3), se relaciona por medio de la impedancia (z), de la forma siguiente:

$$G_{\text{Ref.}} (0 \text{ dB}) = \frac{z + R_3}{R_3} \quad (\text{IV.13})$$

Siendo la impedancia (z) igual a la siguiente ecuación:

$$z = (R_1 // \frac{1}{2\pi f C_3}) + (R_2 // \frac{1}{2\pi f C_4}) \quad (IV.14)$$

El resistor R_4 , junto con R_1 y R_2 ; fijan la polarización de α -d y el capacitor C_3 estabiliza al amplificador del circuito de realimentación a altas frecuencias; esto es, cuando el CI utilizado no está compensado para ganancia unitaria.

El resistor R_F se incluye para proveer la carga de la cápsula magnética.

El slew rate se define como:

$$S_r = 2\pi f_{M\acute{a}x.} V_p \quad (IV.15)$$

Donde: V_p = Voltaje pico de salida = $V_{RMS} \sqrt{2}$.

DISEÑO:

La alimentación para el preamplificador mostrado en la fig. IV.4 es de 15 V, se utiliza una cápsula magnética de sensibilidad igual a 0.5 mV/cm/seg para transmitirle potencia al amplificador con una entrada de sobrecarga límite de 1.25 V_{RMS} .

1) La máxima salida de la cápsula de 25 cm/seg es:

$(0.5 \text{ mV/cm/seg})(25 \text{ cm/seg}) = 12.5 \text{ mV}_{RMS}$; por lo que la ganancia requerida (de media banda) es:

$$1.25 \text{ V}/12.5 \text{ mV} = 100, \text{ esto es: } G_v = 100.$$

2) Considerando que la salida del amplificador debe ser capaz de mandar la ecualización de la red de realimentación al valor de la salida a 20 KHz, el slew rate requerido es:

$$S_r = 2\pi (20 \text{ 000 Hz})(1.25 \text{ V}_{RMS})(\sqrt{2}) = 0.22 \text{ V}/\mu\text{seg}.$$

Del valor obtenido del S_r , se le da un margen de seguridad, p.e., de 1 V/ μ seg; además como la corriente de carga para el CI NE 542 es de 2 mA, la capacitancia C_T de la red de realimentación debe ser:

$$C_T \leq \frac{2 \times 10^{-3}}{1 \times 10^6} \leq 0.002 \mu F.$$

Debido a que C_3 dominará el arreglo en serie de C_3 y C_4 , ponemos:

$$C_3 = 0.0027 \mu F.$$

3) Sustituyendo C_3 en la ec. (IV.9), obtenemos:

$$R_1 = \frac{75 \mu \text{seg}}{0.0027 \mu F} = 27.7 K$$

Valor comercial de R_1 : $R_1 = 30 K$ o $R_1 = 33 K$.

4) De la relación (IV.12) tenemos que:

$$R_2 = 11.78 (33 K) = 388.74 K$$

Valor comercial: $R_2 = 390 K$.

5) De la ec. (IV.10) y sustituyendo R_2 , tenemos que:

$$C_4 = \frac{3180 \times 10^{-6}}{390 \times 10^3} = 8.15 \times 10^{-9} = 0.008 \times 10^{-6}$$

Valor comercial: $C_4 = 0.01 \mu F$.

6) De la ec. (IV.14) y a 1 KHz, la impedancia de la red de realimentación es la siguiente:

$$\frac{1}{2\pi(1000)(0.0027 \times 10^{-6})} = 59 K$$

$$\frac{1}{2\pi (1000)(0.01 \times 10^{-6})} = 16 \text{ K}$$

Sustituyendo, se tiene:

$$z = \frac{(33 \text{ K})(59 \text{ K})}{33 \text{ K} + 59 \text{ K}} + \frac{(390 \text{ K})(16 \text{ K})}{390 \text{ K} + 16 \text{ K}} = 36.53 \text{ K}$$

7) De la ec. (IV.13) y con las características del fonocaptor magnético, vistas en el punto 1), tenemos lo siguiente:

$$R_3 = \frac{z}{G_{\text{Ref.}} (0 \text{ dB}) - 1} = \frac{36.53 \text{ K}}{100 - 1} = 0.369 \text{ K}$$

Valor comercial: $R_3 = 390 \Omega$.

8) Tomando la frecuencia mínima de la fig. III.31, es decir, $f_0 = 10 \text{ Hz}$ y aplicando la ec. (IV.5), tenemos que:

$$C_5 = \frac{1}{2\pi f_0 R_3} = \frac{1}{2\pi (10)(390)} = 4.08 \times 10^{-5} = 40 \times 10^{-6}$$

Valor comercial: $C_5 = 47 \mu\text{F}$.

9) Para obtener el valor de R_4 se hace uso de la ecuación (IV.2), modificando ésta para $1/2 V_{CC}$, como una aproximación, de la siguiente forma:

$$R_1 + R_2 = \left(\frac{V_{CC}}{2.6} - 1 \right) R_4 \Rightarrow 33 + 390 = 4.77 R_4$$

$$R_4 = \frac{423}{4.77} = 88.67 \text{ K}$$

Valor comercial: $R_4 = 100 \text{ K}$.

El capacitor C_6 estabiliza al amplificador para eliminar zumbidos debidos a la realimentación a las más altas frecuencias. Un valor de $C_6 = 0.01 \mu F$ es suficiente.

El resistor R_P a la entrada provee la carga de la cápsula magnética y su valor puede ser $R_P = 47 K$, más o menos.

Así como se realizó el diseño de los dos preamplificadores anteriores; sin entrar en detalles, se pueden diseñar preamplificadores para grabadora/reproductora o bien para sintetizador de AM - FM, o para cualquier otra fuente de señal.

IV.3 Diseño de un preamplificador para el control de volumen.

Del circuito de la fig. III.17, pág. 78; se analiza el control de volumen; figura IV.5.

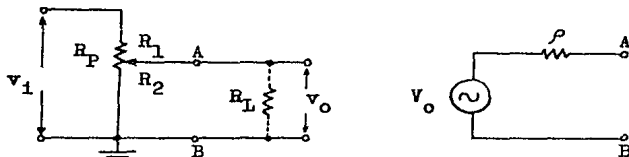


Figura IV.5 Circuito de control de volumen, mostrando el potenciómetro utilizado como un divisor de voltaje, y su circuito equivalente de Thévenin.

De la figura se observa que:

$$R_P = R_1 + R_2 \quad (IV.16)$$

Con salida en vacío R_P es un divisor de voltaje en la relación siguiente:

$$\frac{v_o}{v_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{IV.17})$$

Esta relación varía prácticamente de 0 a 1. Siendo la relación de voltajes una ganancia de voltaje parecida a las ecuaciones (III.8), (III.9), (III.13) o (III.14), las cuales corresponden a un amplificador seguidor de emisor con su ganancia de 1; por lo que el circuito del control de volumen de la fig. III.17 es un seguidor de emisor y su diseño se muestra en la fig. IV.6.

La ec. (IV.17) se deduce del circuito de R_p cuando las terminales A y B están en vacío, sin R_L . Cuando se coloca la carga R_L , se puede considerar entre A y B como un generador de Thévenin con una fem igual a:

$$v_o = v \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{IV.18})$$

Del circuito de Thévenin, la resistencia interna ρ , es:

$$\rho = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{IV.19})$$

De las ecs. (IV.17) y (IV.18), $v_1 = v$.

El potenciómetro R_p puede ser regulable en forma continua.

El circuito para el diseño del control de volumen se muestra en la fig. IV.6. El transistor es del tipo 2A 237C, con una alta h_{FE} (su valor típico es de 500).

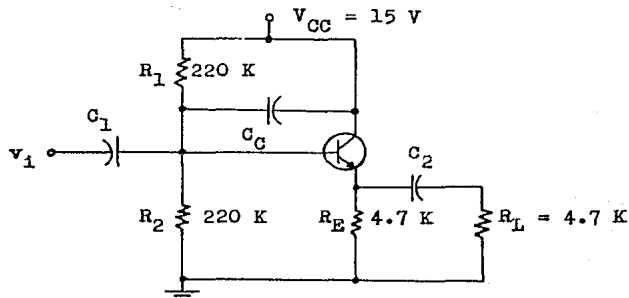


Figura IV.6 Circuito en montaje de seguidor de emisor, utilizado para un control de volumen.

Se utilizará el transistor tipo 2A 237 C y sus características son las siguientes:

1) Es un transistor de bajo ruido y baja a mediana corriente para usar en amplificadores de audio de alta fidelidad.

2) Corriente continua de colector: $I_C = 200 \text{ mA}$.

3) Disipación continua a (o bajo) 25°C de T_A : $P_d = 360 \text{ mW}$.

4) Ganancia de corriente estática: $h_{FE} = \beta = 500$ (típ.)

5) Ganancia de corriente en señal pequeña: $h_{fe} = \beta_o = 600$.

6) Caída de tensión B-E: $V_{BE} = \pm 0.55 \text{ V}$ (mín.) o $\pm 0.7 \text{ V}$ (máx.).

El valor de las resistencias se aplica por tanteo, tomando en cuenta la potencia disipada por el dispositivo y las corrientes, así como los voltajes.

De la transformación del circuito por su equivalente de Thévenin (no se llevará a cabo en este reporte):

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{220 \text{ K}}{2} = 110 \text{ K}$$

El voltaje o tensión es el siguiente:

$$V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 15 \text{ V} \frac{220 \text{ K}}{440 \text{ K}} = 7.5 \text{ V}$$

Del circuito de la fig. IV.6, para Condiciones Estáticas:

$$V_{CE} = V_{CC} - R_E I_E \quad (\text{IV.20})$$

Del circuito de Thévenin, la ecuación de la red es:

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E$$

De la ecuación siguiente (Referencia 2 de la bibliografía o cualquier otro libro "Montajes BC, EC y CC"):

$$I_E = (\beta + 1) I_B \quad (\text{IV.21})$$

Como β es muy grande la ec. anterior se puede aproximar a $I_E \approx \beta I_B \approx I_C$

Sustituyendo la consideración anterior en la ec. V_{BB} y despejando I_B , llegamos al siguiente resultado:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + \beta R_E} = \frac{7.5 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{110 \text{ K} + (500)(4.7 \text{ K})} \approx 2.8 \mu\text{A}.$$

De la aproximación encontramos que:

$$I_E \approx \beta I_B = (500)(2.8 \mu\text{A}) \approx 1.4 \text{ mA}.$$

Sustituyendo el valor de I_E en la ec. (IV.20), tenemos:

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (4.7 \text{ K})(1.4 \text{ mA}) = 8.42 \text{ V}.$$

El voltaje o tensión en el emisor es:

$$V_E = R_E I_E = (4.7 \text{ K})(1.4 \text{ mA}) = 6.58 \text{ V}.$$

La tensión en la base es:

$$V_B = V_{BE} + V_E = 0.7 \text{ V} + 6.58 \text{ V} = 7.28 \text{ V}.$$

De la relación III.4 el valor de r_e puede ser de:

$$r_e = 18 \Omega \quad \text{o} \quad r_e = 36 \Omega.$$

De la ec. (III.7), la ganancia de corriente es:

$$A_i = 601.$$

Aplicando la ec. (III.8) y con cualquier valor de r_e , se tiene lo siguiente:

$$\left. \begin{array}{l} A_v = 0.996, \text{ con } r_e = 18 \Omega \\ A_v = 0.992, \text{ con } r_e = 36 \Omega. \end{array} \right\} \text{ Esto es: } A_v \approx 1$$

De la ec. (III.10), la ganancia de potencia es de:

$$A_P = 499 \text{ o } A_P = 497, \text{ es decir; } A_P \approx 500.$$

De la ec. (III.11), la resistencia de entrada es:

$$r_{IN} = 2.36 \text{ M}\Omega, \text{ para } r_e = 18 \Omega.$$

De la ec. (III.15), con $R_B = 1 \text{ K}$, tenemos:

$$r_o = 37.6 \Omega, \text{ con } r_e = 36 \Omega.$$

De la ec. (III.16), la resistencia de salida es de:

$$R_o = 37.3 \Omega.$$

De la ec. (IV.19), la variación de la resistencia inter na (ρ) varía de la siguiente forma:

$$0 \leq \rho \leq 25 \text{ K, para un valor de } R_p = 100 \text{ K.}$$

De la fig. IV.5, V_o es la señal que hay que amplificar y la resistencia de entrada del amplificador (fig. IV.6), R_{IN} debe adaptarse al generador de Thévenin. El valor de R_{IN} se obtiene de la fig. III.10; pág. 62, y se determina de la siguiente forma:

$$R_{IN} = \frac{R_B r_{IN}}{R_B + r_{IN}} \quad (IV.22)$$

De la ecuación anterior tenemos que:

$$R_{IN} = 201 \text{ K.}$$

El valor anterior se obtiene de la consideración de que el capacitor C_o es un corto circuito para el análisis de señal pequeña, por lo que en este caso $R_B = 220 \text{ K}$.

Como se observa que $R_{IN} > \rho$, v es máxima y muy cercana a V_o ; en estas condiciones, el generador de Thévenin se convierte en un generador de voltaje prácticamente independiente de R_{IN} .

IV.4 Diseño de un preamplificador para los controles de tono agudos y graves, mediante un circuito activo.

Se utilizará el circuito mostrado en la fig. III.24, se supone que la frecuencia de corte (f_L) superior a 3 dB es de 25 Hz, es una frecuencia baja; y la frecuencia de corte alta

(f_H) es de 30 KHz.

Las otras frecuencias se relacionan de la siguiente forma:

$$\frac{f_{LB}}{f_L} = \frac{f_H}{f_{HB}} \pm 20 \quad (\text{IV.23})$$

SOLUCION:

A) DISEÑO DEL CONTROL DE GRAVES.

1) Seleccionamos el valor de $R_2 = 100 \text{ K}$, sustituimos este valor en la ec. (III.40) y al de la frecuencia f_L , para encontrar el valor de C_1 como sigue:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi (25)(100\ 000)} = 6.36 \times 10^{-8} = 63.6 \times 10^{-9}$$

Valor comercial: $C_1 = 68 \text{ nF}$.

2) De la relación (IV.23), $f_{LB} = 500 \text{ Hz}$; por lo que sustituimos este valor en la ec. (III.39); para encontrar el valor de R_1 como sigue:

$$R_1 = \frac{1}{2\pi (500)(68 \times 10^{-9})} = 4.68 \text{ K}$$

Valor comercial: $R_1 = 4.7 \text{ K}$.

3) De la ec. (III.32), la máxima amplificación de graves, es la siguiente:

$$|A_{VB}| = \frac{4.7 + 100}{4.7} = 22, \text{ por lo que su valor en dB es:}$$

$$|A_{VB}| = 27 \text{ dB.}$$

El diseño de tonos graves y agudos tiene una ganancia de ± 27 dB.

B) DISEÑO DEL CONTROL DE AGUDOS.

1) Utilizando la ec. (III.36) y dando un valor arbitrario de $R_H = 10$ K, encontramos el valor de R_5 , como sigue:

$$R_5 = \frac{R_1^2}{R_H - 2 R_1} = \frac{(4.7)^2}{10 - 2 (4.7)} = 6.8 \text{ K}$$

Valor comercial de R_5 , es de: $R_5 = 39$ K o $R_5 = 33$ K.

2) Utilizando la ec. (III.34), con el valor de R_5 y el valor de $A_{VT} = 22$; tenemos lo siguiente:

$$R_3 = \frac{R_1 + 2 R_5}{A_{VT} - 1} = \frac{4.7 + 2 (33)}{22 - 1} = 3.36 \text{ K}$$

Valor comercial: $R_3 = 3.3$ K o $R_3 = 3.9$ K.

3) De la ec. (III.41), con el valor de $f_H = 30$ KHz y el valor de $R_3 = 3.3$ K, tenemos lo siguiente:

$$C_3 = \frac{1}{2\pi (30\ 000)(3300)} = 1.6 \times 10^{-9}$$

Valor comercial: $C_3 = 1.5$ nF.

4) De la ec. (III.38), obtenemos el valor de R_4 como sigue:

$$R_4 \approx R_1 + R_3 + 2R_5 \approx 4.7 + 3.3 + 2 (33) \approx 74 \text{ K}$$

Valor comercial: $R_4 = 100$ K.

C) DISEÑO DEL AMPLIFICADOR PARA EL CONTROL DE TONOS.

Para este diseño se utilizará el mismo transistor, tipo 2A 237 C, en configuración de emisor común, como se muestra en la siguiente figura:

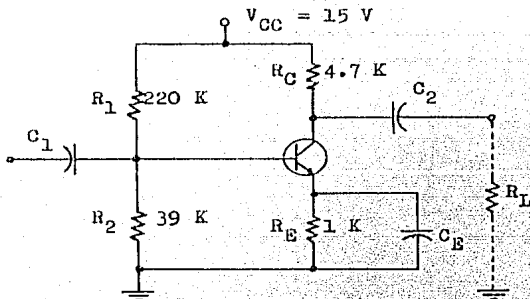


Figura IV.7 Amplificador para el circuito de tonos, utilizando un transistor en configuración de emisor común.

De la transformación del circuito por su equivalente de Thévenin (el cual no se analiza en este reporte), se tiene:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(220)(39)}{220 + 39} = 33 \text{ K}$$

El voltaje V_{BB} es el siguiente:

$$V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 15 \text{ V} \frac{39 \text{ K}}{259 \text{ K}} = 2.26 \text{ V.}$$

Del circuito se tiene para condiciones estáticas lo siguiente:

$$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) I_C \quad (\text{IV.24})$$

Se considera que $I_E \approx I_C$. también que $I_C = \beta I_B$.

Del circuito de Thávenin, la ecuación de la red es la siguiente, (tomando en cuenta las consideraciones anteriores):

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + \beta R_E} = \frac{2.26 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{33 \text{ K} + (500)(1 \text{ K})} = 2.9 \mu\text{A}.$$

De la aproximación encontramos lo siguiente:

$$I_E \approx I_C = \beta I_B = (500)(2.9 \mu\text{A}) = 1.45 \text{ mA}.$$

Sustituyendo el valor anterior en la ec. (IV.24), tenemos que:

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (4.7 \text{ K} + 1 \text{ K})(1.45 \text{ mA}) = 6.735 \text{ V}.$$

El voltaje en el emisor es:

$$V_E = R_E I_E = (1 \text{ K})(1.45 \text{ mA}) = 1.45 \text{ V}.$$

El voltaje en la base es:

$$V_B = V_{BE} + V_E = 0.7 \text{ V} + 1.45 \text{ V} = 2.15 \text{ V}.$$

Realizando la inspección de señal pequeña y utilizando el circuito mostrado en la fig. I.5b, adaptándolo a un circuito en configuración de emisor común, llegamos a la figura IV.8. De la figura, $h_{ie} = r_e = r_{\pi}$, etc. y la variación es la misma; por lo que h_{ie} en el punto de operación es:

$$h_{ie} \approx h_{fe} \left(\frac{V_T}{I_{BQ}} \right). \quad @ 25^\circ\text{C}, V_T = 25 \text{ mV} \quad (\text{IV.25})$$

El valor inverso de 25 mV es 40, por lo que también se

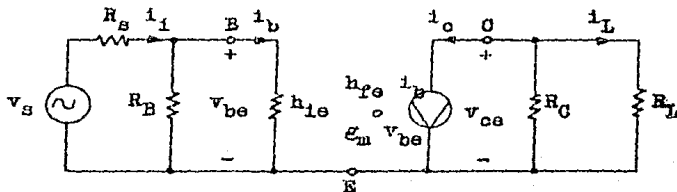


Figura IV.8 Circuito equivalente para la configuración de emisor común.

puede representar la ecuación anterior como:

$$r_{\pi} = \frac{\beta_o}{40 I_{CQ}} \quad , \text{ para } I_{EQ} \approx I_{CQ} \quad (\text{IV.26})$$

Como se vió anteriormente, el voltaje térmico (V_T) varía de 25 mV a 50 mV, aproximadamente, y al valor de $40 I_{CQ}$ se le llama transconductancia o conductancia de entrada (g_m), o sea:

$$g_m \approx 40 I_{CQ} \quad (\text{IV.27})$$

Para realizar un análisis en condiciones dinámicas, se puede utilizar $h_{fe} i_b$ y la corriente i_L dependerá de este valor, pero $i_b \neq i_1$. O se puede utilizar $g_m v_{be}$, e i_L dependerá de este valor, pero $v_{be} \neq r_{\pi} i_1$.

Calculando el valor de r_{π} , utilizando la fig.IV.8 con $g_m v_{be}$, tenemos que:

$$r_{\pi} = \frac{\beta_o}{g_m} = \frac{600}{40 (1.45)} = 10.34 \text{ K}$$

La resistencia de salida, tomando en cuenta R_L es:

$$R_O = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \approx 3.2 \text{ K, con } R_L = 10 \text{ K.}$$

La ganancia de voltaje v_o/v_i es:

$$A_v = -g_m R_O = -185.6 \text{ o bien: } |A_v| = 185.6$$

Generalmente se considera a la admitancia de entrada h_{oe} = 0 cuando $R_L \ll 1/h_{oe}$. Lo mismo ocurre con la ganancia de tensión inversa h_{re} = 0, cuando $r_{\pi} i_b = h_{ie} i_b \gg h_{re} v_{ce}$; ya que $h_{re} = 10^{-4}$.

Cálculo de la ganancia de corriente:

La resistencia de salida es $R_O = R_C = 4.7 \text{ K}$. Y $v_{be} = r_{\pi} i_b$, es decir:

$$r_{\pi} i_b = \frac{R_B r_{\pi}}{R_B + r_{\pi}} i_1$$

La ecuación anterior se transforma en:

$$\frac{i_b}{i_1} = \frac{R_B}{R_B + r_{\pi}}$$

De la salida se tiene:

$$\frac{-i_L}{\beta_o i_b} = \frac{R_O}{R_O + R_L}$$

Multiplicando las dos ecuaciones anteriores, se tiene:

$$A_i = -\beta_o \left(\frac{R_B}{R_B + r_{\pi}} \right) \left(\frac{R_O}{R_O + R_L} \right) \quad (\text{IV.28})$$

$$A_1 = - 600 \left(\frac{33 \text{ K}}{33 \text{ K} + 10.34 \text{ K}} \right) \left(\frac{4.7 \text{ K}}{4.7 \text{ K} + 10 \text{ K}} \right)$$

$$A_1 = 146.$$

IV.5 Amplificador de Potencia.

El material presentado en las hojas siguientes, sirve como una breve introducción para ver en forma general las técnicas de diseño utilizadas en los circuitos integrados de potencia para audio. Estos diseños no difieren en forma significativa en el diseño de Amp. Op. tradicionales, ya que predominan, el uso de fuentes de corriente, cargas activas y diferenciales balanceados, permitiendo la creación de alta ganancia, amplio ancho de banda y dispositivos de baja distorsión. Como las diferencias de un mejor diseño aparecen solo en la clase AB, es por esto que se escogerá un CI de potencia de este tipo.

IV.5.1 Respuesta en frecuencia y distorsión.

La mayor parte de los diseños de amplificadores de audio son similares a la fig. IV.9. Un bloque de transconductancia de entrada ($g_m = i_o/v_i$) da una alta ganancia en el amplificador inversor con realimentación capacitiva. Para esto se agrega un separador a la salida con una alta ganancia de corriente, pero con ganancia de voltaje unitaria. El resultado de la señal de salida se define por:

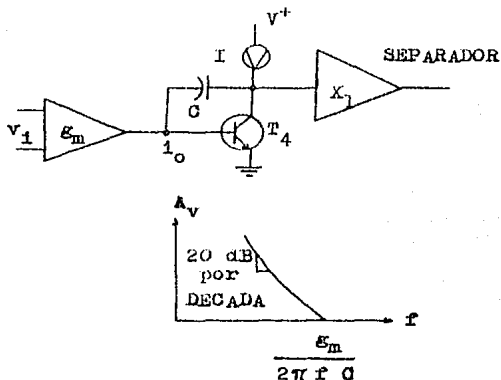


Figura IV.9 Modelo de señal pequeña de un amplificador de audio y su curva de ganancia.

$$v_o = v_i \epsilon_m X_c \quad (\text{IV.29})$$

Escribiendo la ec. anterior en términos de la ganancia:

$$A_v = \epsilon_m X_c = \frac{\epsilon_m}{j \omega C} \quad (\text{IV.30})$$

Fijando la ec. (IV.30) igual a la unidad para permitir la solución de ganancia unitaria del amplificador y la frecuencia de cruce, esto es:

$$A_v = 1 = \frac{\epsilon_m}{j 2\pi f C} \quad (\text{IV.31})$$

$$f_{\text{unidad}} = \frac{\epsilon_m}{2\pi C} \quad (\text{IV.32})$$

La ec. (IV.30) indica una respuesta de un solo polo que

da por resultado 20 dB/década en la pendiente del plano de ganancia - frecuencia, fig. IV.9. Hay, por supuesto, una baja frecuencia, la cual es determinada por el capacitor de compensación y la resistencia a tierra, a esa frecuencia hay un polo, determinado también por el capacitor y la resistencia, vista a la entrada del amplificador inversor. Comúnmente este polo está abajo de 100 Hz, tanto que desempeña solo un pequeño papel en la determinación del funcionamiento del amplificador en arreglos usuales de realimentación.

Para un amplificador de este tipo es estable con circuitos de realimentación de ganancia unitaria, para esto es necesario arreglar g_m y C de tal forma que la ganancia unitaria cruce la frecuencia que está cerca de 1 MHz. Esto es, en resumen, debido a unos cuantos cambios de fase indeseables que son difíciles de evitar cuando se utilizan transistores laterales PNP en realizaciones monolíticas de bloques de transconductancia y también de separadores "BUFFER". La fig. IV.9 muestra que si $f_{unitaria}$ está a 1 MHz, entonces solo 34 dB de ganancia está disponible a 20 KHz, ya que la mayor parte de los CI de audio requieren de más ganancia, es por esto que la mayoría de CI no están compensados para ganancia unitaria. Es por esto que la evaluación de un CI de audio se debe de estabilizar por las perturbaciones existentes en los lazos de realimentación de dispositivos de atraso por menos de 20 dB de ganancia de lazo cerrado.

Como el separador es esencialmente un emisor seguidor,

(NPN durante el medio ciclo positivo y PNP durante el medio ciclo negativo, debido a la operación en clase B). El amplificador separador muchas veces contribuye en la forma de distorsión de cruce; fig. II.18, pág. 39, también se muestra en la figura siguiente.

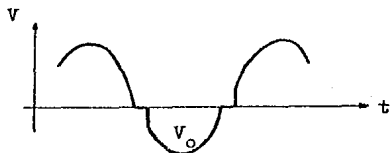


Figura IV.10 Forma de onda del amplificador separador mostrando la distorsión de cruce.

Suponiendo que el amplificador se utiliza en lazo abierto, es decir, sin realimentación de c-a y que la señal de salida está distorsionada 10% a 10 KHz; además, considerando que el lazo abierto (Ganancia - Frecuencia), es como se muestra en la siguiente figura.

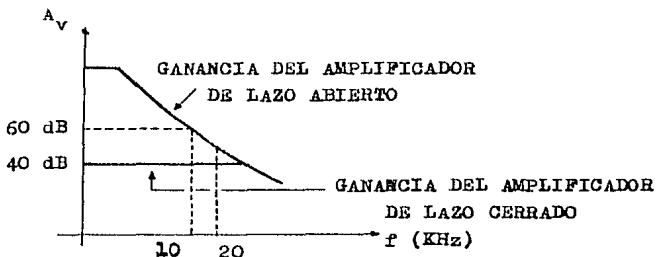


Figura IV.11 Gráfica mostrando las ganancias de lazo y la realimentación.

Se nota en la fig. IV.11 que el amplificador es manejado a 60 dB de ganancia. Si se agrega realimentación negativa para fijar la ganancia en 40 dB, se observa que la ganancia de voltaje permanece plana en toda la banda de frecuencia de audio, de esta forma hay 20 dB de ganancia de lazo, la cual funciona para corregir la distorsión en la forma de onda de salida por cerca de 20 dB, reduciendo el valor de la distorsión de lazo abierto del 10% hasta el 1%.

IV.5.2 Slew Rate.

Aparte de que los CI de amplificadores de audio tienen - más ancho de banda, también tienen altos slew rate; éste es una medida de la capacidad que tienen los amplificadores de señal grande para igualar su propia respuesta de señal pequeña. El bloque de transconductancia de la fig. IV.9 entrega - una corriente de salida para una entrada dada de señal pequeña de voltaje. La fig. IV.12 muestra una entrada típica - utilizada en amplificadores de audio. Una gran entrada de voltaje diferencial impulsa las bases de los transistores PNP, por lo que la corriente disponible nunca debe exceder el valor de I . Esta corriente constante carga al capacitor de compensación C , lo que resulta en una rampa en el colector de T_7 . La pendiente de esta rampa se define como el Slew Rate y comúnmente se expresa en unidades de Volts/useg. Incrementando el valor de la corriente de la fuente, se incrementa el valor del Slew Rate, pero a costa del incremento de la corriente - de polarización de entrada y del valor de g_m y valores altos

de \mathcal{E}_m requieren de capacitores de muy alta compensación, los cuales son muy costosos en diseños de CI, para amplificadores de audio.

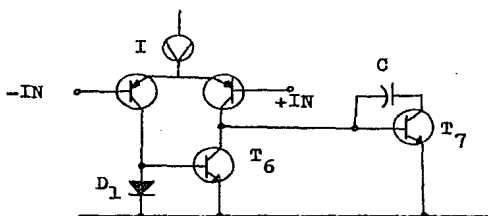


Figura IV.12 Etapa de entrada típica mostrando el bloque de \mathcal{E}_m .

El slew rate puede ser calculado conociendo solo los valores de I y C, en la forma siguiente:

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{I}{C} \quad (\text{IV.33})$$

También una expresión general para una sinusoides dada, el slew rate se puede calcular con la siguiente expresión (ver ec. IV.15, pág. 121):

$$S_r = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \pi f V_{pp} \quad (\text{IV.34})$$

IV.5.3 Etapas de salida.

La diferencia principal en el diseño de un Amp. Op. y un Amp. de audio, es el análisis de la etapa de separador que entrega amperes de corriente de carga. La etapa Clase B olá-

sico es simplemente un PNP y un NPN de suficiente corriente alta; pero los diseños de CI carecen de PNP's de buena calidad, y es por esto que resultan varios compromisos. La siguiente figura muestra fundamentalmente un PNP reemplazado con un arreglo compuesto PNP/NPN.

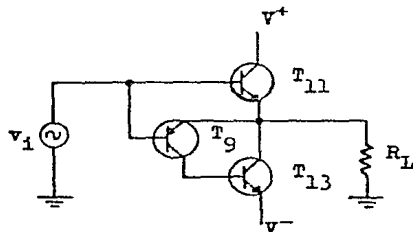


Figura IV.13 Salida de conducción clase B básica.

Desafortunadamente, T_{13}/T_9 forman un lazo de realimentación el cual puede oscilar casi siempre en el rango de 2 a 5 MHz; aunque la frecuencia de oscilación está muy por encima del rango audible, puede ser molesto cuando el CI está colocado próximo a un receptor de RF. Para evitar esto existen técnicas que están en uso para la estabilización y son:

- 1) Conectar un circuito externo (RC) desde la pata de salida a tierra para disminuir la ganancia del NPN. Esta operación es muy común y aparece con valores en la hoja de datos como un remedio externo.

- 2) La adición de resistencias en serie, ya sea en el emisor o en la base del transistor T_9 .

- 3) Haciendo que T_9 tenga una ganancia controlada de 1, la

cual tiene la ventaja de conservar la ganancia más cerca para cada ciclo.

Las técnicas de estabilización anteriores algunas veces requieren de un poco más de corriente.

La fig. IV.11 ilustra la distorsión de cruce, tal como resultaría en el circuito de la fig. IV.13, esto es un poco distorsionado en la forma de onda y esto repercute en un desagradable sonido. Realmente el lazo realimentador o la composición PNP algunas veces resuena por el intento de superar la no linealidad, generando armónicas que pueden perturbar al receptor, sobre todo en aplicaciones de radio. Para evitar esto, se utiliza comúnmente el tipo de circuito siguiente:

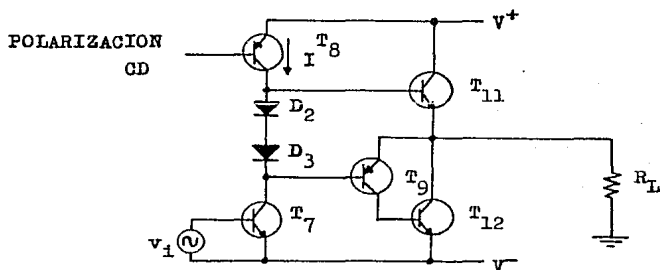


Figura IV.14 Salida para conducción clase B, que agrega polarización AB.

Debido al flujo de corriente a través de D_2 y D_3 , las salidas de los transistores son puestas ligeramente en "conducción" para permitir al amplificador atravesar con facilidad la región de cero Volts eliminando en un alto grado la distor -

sión. Algunos amplificadores tienen un poco más distorsión - que otros a altas frecuencias (digamos a 10 KHz) cuando parten de negativo que cuando parten de positivo cruzando por -cero, debido a que la formación de los PNP's es lenta y tardan para conducir. A bajas frecuencias (abajo de 100 Hz) tienen problemas térmicos que también pueden causar distorsión.

A pesar de las muchas restricciones que existen en el diseño de CI de audio, estos dispositivos se diseñan de tal forma que tengan 1% de DAT, en el rango de frecuencia de 20 Hz a 20 KHz.

IV.5.4 Circuito de Protección de Salida.

Debido a la naturaleza de los sistemas de audio, el amplificador muchas veces maneja un transductor (o altavoz) apartado de los componentes electrónicos del sistema. Es por esto que muchos CI's de audio son diseñados para limitar su corriente de salida por sí mismos a un valor seguro. La fig. IV.15 es un circuito que reduce los valores de R_E para limitar la corriente, solo que se utiliza en configuraciones Darlingtón.

Es posible agregar voltaje para limitar la corriente de base de los transistores, esto es, para lograr una operación segura del área de protección.

Es muy común incluir circuitos que perciben la temperatura del CI amplificador de audio. Debido a las grandes cantidades de disipación de potencia en el CI que causan ascensos de temperatura, los circuitos que la perciben paran el

[illegible]

145

El voltaje en el emisor del transistor T_C aumenta con la temperatura, debido al Coeficiente de Temperatura (TC) del zener D_Z y al voltaje base-emisor de T_C ; así, el voltaje en la unión de R_1 y R_2 aumenta a medida que el voltaje requerido en la entrada de la juntura BE de T_D baja con la temperatura. En la mayoría de los diseños el resistor de proporción se fija al umbral de T_D por cerca de 165°C , por lo que la corriente del colector de T_D se utiliza entonces para inutilizar al amplificador. Si el descenso de calor es inadecuado en un diseño discreto, entonces el dispositivo se quema (Cap. I) en cambio con protección térmica, el amplificador de CI, reduce la temperatura a un valor seguro.

IV.5.5 Utilización de un Amplificador de Potencia de CI.

Se utilizará el CI tipo TDA 2040, cuyo diagrama de conexión se muestra en la figura IV.17.

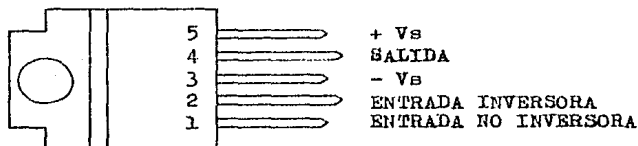


Figura IV.17 Diagrama de conexión mostrando la numeración de las patas, del Amplificador de Potencia para salida de Audio. La oreja metálica está conectada a la pata No. 3 internamente.

Los rangos máximos absolutos de funcionamiento son:

- 1) Voltaje de suministro: $V_s = \pm 20 \text{ V}$. ($V_{CC} = \sqrt{2} V_s$).

- 2) Voltaje de entrada diferencial: $V_i = \pm 15 \text{ V}$.
- 3) Corriente de salida pico: $I_o = 4 \text{ Amp}$.
- 4) Disipación de potencia @ $T_{\text{cub}} = 75^\circ\text{C}$: $P_{\text{tot}} = 25 \text{ W}$.
- 5) Temp. de almacenam. y la unión: $T_{\text{stg}}, T_j = -40 \text{ a } 150^\circ\text{C}$.
- 6) Resistencia térmica de unión-cubierta: $R_{\text{th}} = 3^\circ\text{C/W}$.

Características eléctricas:

- 1) Voltaje de suministro (mín.): $V_s = \pm 2.5 \text{ V}$.
- 2) Corriente estática de consumo, para $V_s = \pm 4.5 \text{ V}$:
 $I_d = 30 \text{ mA}$ (máx.).
- 3) Corriente de polarización de entrada: $I_b = 0.3 \mu\text{A}$ (típ.),
 $I_b = 1 \mu\text{A}$ (máx.).
- 4) Voltaje de entrada balanceado: $V_{os} = \pm 2 \text{ mV}$ (típ.),
 $V_{os} = \pm 20 \text{ mV}$ (máx.).
- 5) Potencia de salida ($d = 0.5\%$, $T_{\text{cub}} = 60^\circ\text{C}$, $f = 1 \text{ KHz}$ y
 $R_L = 8 \Omega$: $P_o = 12 \text{ W}$.
- 6) Ancho de banda de potencia ($P_o = 1 \text{ W}$ y $R_L = 4 \Omega$):
 $\text{BW} = 100 \text{ KHz}$.
- 7) Ganancia de voltaje de lazo abierto ($f = 1 \text{ KHz}$):
 $G_v = 80 \text{ dB}$.
- 8) Ganancia de voltaje de lazo cerrado ($f = 1 \text{ KHz}$):
 $G_v = 30 \text{ dB}$ (típ.), $G_v = 30.5 \text{ dB}$ (máx.).
- 9) Voltaje de entrada de ruido ($B = 22 \text{ Hz a } 22 \text{ KHz}$):
 $e_N = 3 \mu\text{V}$.
- 10) Corriente de ruido de entrada ($B = 22 \text{ Hz a } 22 \text{ KHz}$):
 $i_N = 80 \text{ pA}$.
- 11) Eficiencia ($f = 1 \text{ KHz}$, $P_o = 12 \text{ W}$ y $R_L = 8 \Omega$): $\eta = 66\%$.
- 12) Resistencia de entrada (para No. 1): $R_i = 500 \text{ K}$ (mín.),
 $R_i = 5 \text{ M}\Omega$ (típ.).

Tomando en cuenta, de las especificaciones típicas, que $R_i = 5 \text{ M}\Omega$; se puede utilizar un circuito como amplificador aislador y su configuración puede ser la de un seguidor de voltaje, ya que puede aplicarse en una etapa de salida de audio; con un medidor de decibeles ($\text{VU} = \text{Unidad de Volumen}$), - donde el VU no tiene ningún efecto de carga y la carga de salida puede ser tan baja como se especifica ($R_L = 4\Omega$ o $R_L = 8\Omega$).

El circuito que se utilizará se muestra en la figura IV.18 siguiente:

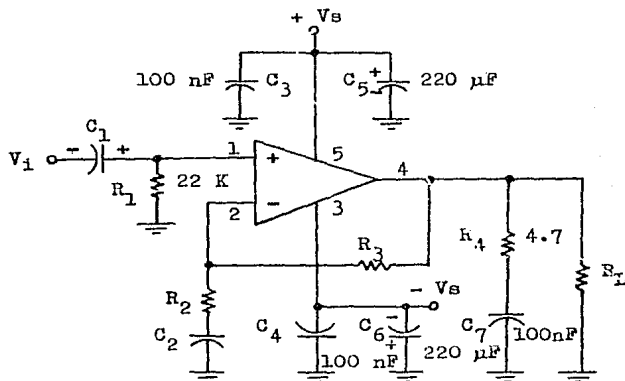


Figura IV.18 Amplificador de potencia de salida para audio mostrando las redes estabilizadoras.

El circuito se utiliza como un no inversor, debido a que la señal de entrada al circuito (V_i), se inyecta a la entrada no inversora o positiva del CI y la realimentación de la señal de salida se inyecta a la entrada inversora o negativa

Los capacitores C_3 , C_4 , C_5 y C_6 dependerán de la resistencia interna de la fuente de alimentación o suministro (en el manual se especifica $V_s = \pm 16$ V, o sea $V_{CC} = \pm 23$ V). El amplificador requiere que $C_3 = C_4 = 100$ nF para reducir la impedancia de la fuente a señales de alta frecuencia, por lo que para desacoplar la alimentación en alta frecuencia, éstos capacitores se colocan lo más cercano al CI (ver página 117 para C_1). Si la fuente tiene mala regulación o está distante, se hace necesario el uso de $C_5 = C_6$ de alto valor, p. e. 220 μ F o más grandes.

La parte del circuito formada por el capacitor C_1 y R_1 constituyen un circuito RC colocado entre la fuente V_i y la entrada al amplificador de CI y se le denomina "circuito de polarización fija", la polaridad del capacitor se debe a que la entrada al CI es en la base de un transistor PNP y el voltaje continuo será positivo. C_1 se ajusta a un valor de la frecuencia más baja, digamos $f = 10$ Hz; por lo que de la siguiente ecuación:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f R_1} = \frac{1}{2\pi (10)(22\ 000)} = 7.23 \times 10^{-7}, \text{ se}$$

tiene que $C_1 = 0.723 \times 10^{-6}$ y su valor comercial puede ser de $C_1 = 1$ μ F, o más grande.

R_4 y C_7 en la salida, es un requisito común para amplificadores clase AB que manejan cargas inductivas, ya que el capacitor C_7 compensa la inductancia del parlante y la resistencia R_4 limita los picos de corriente en el capacitor.

Los componentes R_4 y C_7 suprimen la pequeña amplitud de oscilación a una alta frecuencia de 340 KHz, la cual puede - ocurrir durante la ondulación negativa en una carga, la cual consume alta corriente y mediante estos componentes se prote
ge al altavoz; es decir, estabilizan al sistema para altas - corrientes de carga.

Para elegir los componentes R_2 , C_2 y R_3 , se observa que se trata de un circuito de estabilización llamado "Red de R_a tardo". La característica de esta red es que puede reducir la frecuencia de cruce y el ancho de banda, pero sin reducción de la ganancia de lazo en baja frecuencia; estabiliza al am - plificador, ya que la característica de ganancia de lazo-fre - cuencia, debe ser conformada de modo que el desplazamiento de fase en la frecuencia de cruce de ganancia se separe del va - lor crítico de 180° en el margen de fase necesario.

Considerando la alta resistencia de entrada (valor fini - to), $V_i = 0$; por lo que la corriente de entrada al amplifica - dor es aproximadamente cero, por lo que, cualquier flujo de corriente en R_2 y R_3 , en la fig. IV.18 es un circuito serie, esto es:

$$V_o = I (R_2 + R_3) \quad (IV.35)$$

Como la pata No. 1 es la entrada no inversora, el volta - je en la pata No. 2 es:

$$V_2 = I R_2 \quad (IV.36)$$

Dividiendo las ecs. (IV.35) y (IV.36), se obtiene la ga - nancia del amplificador como sigue:

$$G_v = \frac{V_o}{V_2} = \frac{R_2 + R_3}{R_2} \quad (\text{IV.37})$$

Se observa que la ec. anterior es parecida a la ec. III-23, pág. 77. Y es el valor sustituido en la ec. III,19, la cual se deduce del diagrama a bloques que se muestra en la figura siguiente:

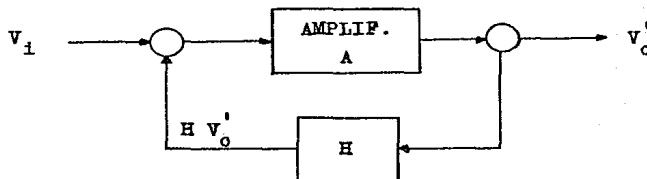


Figura IV.19 Diagrama de bloques típico de un circuito realimentado.

La realimentación negativa se expresa del divisor de voltaje R_2 y R_3 de la fig. IV.18, y la fracción de la señal de salida que se aplica como realimentación, de la fig. IV.19 y es la siguiente:

$$H = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \times 100\% \quad (\text{IV.38})$$

De los datos del CI, tenemos que la ganancia de lazo cerrado es $G_v = 30 \text{ dB} = 31.623 \text{ V/V}$ y la ganancia de lazo abierto es $G_v = A = 80 \text{ dB} = 10\,000 \text{ V/V}$; por lo que despejando H de la ec. III.19, pág. 74, se tiene que: $H = 3\%$.

Haciendo $R_1 = R_3 = 22 \text{ K}$, sustituyendo en la ec. IV.38 y despejando R_2 , se tiene que: $R_2 = 680 \Omega$. También se puede encontrar el valor de R_2 de la ec. IV.37.

Para determinar el valor de C_2 se analiza la red de retardo, como se muestra en la figura siguiente:

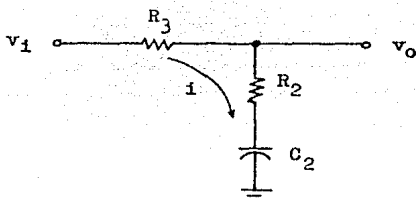


Figura IV.20 Red de retardo, para calcular el valor del capacitor C_2 .

La función de transferencia de la red es:

$$\frac{V_0(s)}{V_1(s)} = \frac{R_2 C_2 s + 1}{(R_2 + R_3) C_2 s + 1} \quad (\text{IV.39})$$

Definiendo:

$$T_1 = (R_2 + R_3) C_2 \quad (\text{IV.40})$$

$$T_2 = R_2 C_2 \quad (\text{IV.41})$$

De la ec. III.43, pág. 98, se tiene que; de (IV.41):

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f R_2}$$

Calculando el valor para $f = 10 \text{ Hz}$, se tiene:

$$C_2 = 22 \mu F.$$

Analizando la fig. IV.11, el CI utilizado tiene una ganancia de voltaje de lazo abierto de 80 dB, mientras que la ganancia de voltaje de lazo cerrado es de 30 dB, entonces se tienen 50 dB de ganancia de lazo, con lo que se reduce la distorsión.

A continuación se calculará el máximo atraso de fase que produce el compensador de la fig. IV.20:

$$\omega_m = \sqrt{\omega_1 \omega_2} = \sqrt{2 (66.845)} = 11.56 \text{ rad/seg.}$$

El valor anterior es donde ocurre el máximo, y el máximo atraso de fase es en:

$$\phi_m = 2 \tan^{-1} \sqrt{\omega_2 / \omega_1} - 90^\circ$$

$$\phi_m = 2 \tan^{-1} \sqrt{66.845/2} - 90^\circ = 70.37^\circ.$$

La función de transferencia de lazo abierto es:

$$20 \log |H A| = 20 \log |300| = 49.5 \text{ dB.}$$

Como se observa las redes de retardo son esencialmente - filtros pasa-bajas o de paso bajo, por lo que la compensación en retardo permite una ganancia elevada a bajas frecuencias, lo que mejora el error estacionario y reduce la ganancia en el rango alto crítico de frecuencias de modo que se evita la inestabilidad del sistema.

V.- OBSERVACIONES SOBRE EL DISEÑO.

V.1 Observaciones generales.

Las ventajas de diseñar utilizando CI's son bastantes, - destacando entre ellas, que sólo se analizan los componentes externos para estabilizar al circuito con ayuda de los datos de los dispositivos que ofrecen los fabricantes y de los circuitos bajo prueba; por lo que el CI sólo se adapta a las necesidades del diseñador.

A continuación se enumeran algunas de las características de los circuitos ya tratados en el diseño.

1) El circuito de la fig. IV.2 se estabiliza con una red de retardo formada por R_1 , R_3 y C_3 . Como los diseños son particulares, sólo se podrá utilizar un cierto número de fono-capteros cerámicos, la ventaja es que se puede mejorar el diseño. La red mencionada es similar a la de la fig. IV.20, por lo que se puede analizar en forma similar.

Se debe tener cuidado al conectar la señal de la cápsula al preamplificador, debido a la alta salida de la cápsula y a la sobrecarga de la misma, para ello se agrega un capacitor y una resistencia, ambos en paralelo, a la salida del fono-captor, fig. V.1. Por ejemplo, si se utiliza una pastilla que tenga una capacitancia de 2000 pF y se colocara una resistencía $R_L = 820 \text{ K}$, dará un corte de baja frecuencia en/o abajo de 100 Hz, por lo que agregando un capacitor de 1 200 pF en paralelo, como ya se dijo anteriormente, y haciendo $C_C - C_L$,

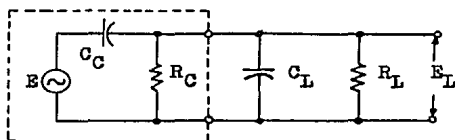


Figura V.1 Circuito equivalente de cápsulas cerámicas y de cristal.

se obtiene una ganancia de:

$$\frac{800}{800 + 1200} = 0.4 \text{ u } 8 \text{ dB.}$$

Del circuito C_C es la capacitancia del elemento piezo-eléctrico (cerámica o cristal), R_C es la resistencia del elemento (como es de varios cientos de Megaohms, generalmente se desprecia en los cálculos); C_L y R_L son la capacitancia y la resistencia de carga externos a la cápsula. Cualquier capacitancia de carga reduce la salida a todas las frecuencias arriba del corte, y esta frecuencia es:

$$f_C = \frac{1}{2\pi C_T R_L} \quad (\text{V.1})$$

Donde $C_T = C_C \parallel C_L$.

2) La realimentación del circuito de la fig. IV.4 muestra una red de retardo-adelanto para estabilización del amplificador, según la función de transferencia de la ecuación (IV.7), la red contiene un cero en $s = -1/T_2$, un polo en $s = -1/T_1$ y un polo en $s = -1/T_3$ y este último es un polo dominante.

3) Del circuito de la fig. IV.6, se puede calcular C_C de la ec. IV.32 para frecuencias muy altas; p.e., para $f_{\text{unidad}} = 100 \text{ MHz}$, se encuentra el valor de C_C como sigue:

$$C_C = \frac{58 \times 10^{-3}}{2 (100 \times 10^6)} = 92 \times 10^{-12}$$

Valor comercial: $C_C = 100 \text{ pF}$.

El capacitor C_C hace que se aumente la impedancia de entrada del circuito seguidor de emisor hasta $Z_{im} = 1.4 \text{ M}\Omega$.

Para las frecuencias bajas se calculan los capacitores - de acoplamiento C_1 y C_2 como sigue:

Para C_1 , con una frecuencia de corte en bajas de $\omega_1 = 1.5 \text{ rad/seg}$ y como $R_{IN} \gg R_B$, se tiene que:

$$C_1 = \frac{1}{R_{IN} \omega_1} = \frac{1}{(201\ 000)(1.5)} = 3.3 \times 10^{-6}$$

Por lo que: $C_1 = 3.3 \text{ }\mu\text{F}$.

Para C_2 , con una frecuencia de corte en bajas de $\omega_2 = 25 \text{ rad/seg}$ y con $R_L = 4.7 \text{ K}$, se tiene que:

$$C_2 = \frac{1}{(R_B + R_L) \omega_2} = \frac{1}{(9400)(25)} = 4.25 \times 10^{-6}$$

Por lo que un valor comercial es: $C_2 = 4.7 \text{ }\mu\text{F}$.

4) Del circuito de la fig. IV.7, se calcula C_E aplicando la siguiente ecuación, con una frecuencia de corte en bajas de $\omega_1 = 10 \text{ rad/seg}$:

$$C_E = \frac{1}{\omega_1 R_E} = \frac{1}{(10)(1000)} = 1 \times 10^{-4}$$

El valor del capacitor de desacoplo de emisor es:

$$C_E = 100 \mu F.$$

De la fig. III.26b, reduciendo las resistencias en paralelo, sin tomar en cuenta el efecto de R_n ; se tiene que, la resistencia de entrada $R_g = 3.153 K$ y la resistencia de ~~rea~~alimentación es $R = 42 K$. Calculando el valor del capacitor de acoplamiento C_1 , se tiene que; para $\omega_1 = 20 \text{ rad/seg}$:

$$C_1 = \frac{1}{(R_{IN} + R_g) \omega_1} = \frac{1}{(7870 + 3153)(20)} = 4.53 \times 10^{-6}$$

El valor comercial es: $C_1 = 4.7 \mu F$.

La ganancia con realimentación del circuito de la figura IV.7 es la siguiente:

$$A_v = - \frac{R}{R_g} = - \frac{42}{3.153} = - 13.32 \quad (22.5 \text{ dB }).$$

Colocando una resistencia de $10 K$ después del nodo de ~~rea~~alimentación en el amplificador de tonos y antes del capacitor C_2 , esto es a la salida del amplificador. Después del capacitor se coloca una resistencia variable (para el control de balance de $100 K$), desacoplada para altas frecuencias con un capacitor en paralelo de valor igual a $1000 \mu F$; este arreglo se muestra en la figura V.2. Con esto se tiene que la frecuencia varía de 2 rad/seg a 20 rad/seg , este último valor es el que se determina cuando la reactancia de C_2 es igual a la resistencia de $10 K$, por lo que el valor del capacitor C_2 es:

$$C_2 = \frac{1}{(10\ 000)(20)} = 5 \times 10^{-6}$$

Valor comercial: $C_2 = 4.7\ \mu\text{F}$.

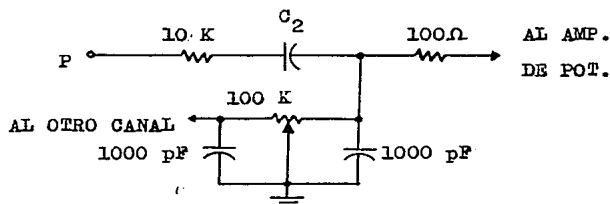


Figura V.2 Circuito que muestra los componentes de salida - del amplificador de tonos activo y el potenciómetro de balance para cada canal.

En el punto medio del potenciómetro de balance, esto es en 50 K, la frecuencia de resonancia (lineal) del circuito RC es $f = 3.2\ \text{KHz}$ y cuando en un extremo del cursor de la resistencia, la reactancia del capacitor es igual al valor total de dicha resistencia, el valor de la frecuencia en este punto es: $f = 1.6\ \text{KHz}$. Estas dos frecuencias se encuentran en el rango que comprenden las frecuencias medias, según lo expuesto en el capítulo III, págs. 55 a 58.

El punto P del circuito se refiere al punto de salida del amplificador y el punto de conexión de la realimentación del circuito de tonos de la fig. III.24.

La gráfica real del control de tonos se muestra en la figura V.3, en donde del diseño de los controles de graves y agudos las frecuencias son $f_L = 25\ \text{Hz}$, $f_{LB} = 500\ \text{Hz}$, para los

los graves y $f_H = 30 \text{ KHz}$, $f_{HB} = 1.5 \text{ KHz}$, para los agudos.

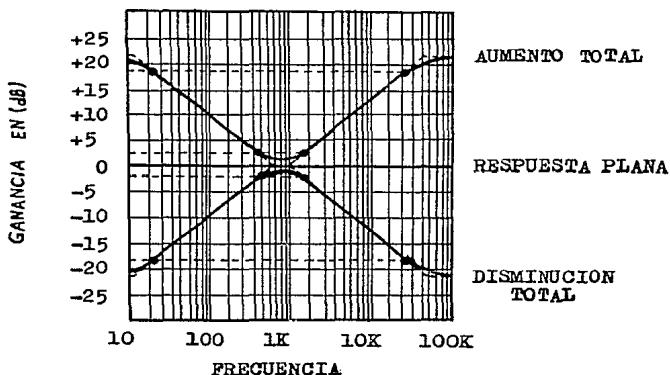


Figura V.3 Respuesta en frecuencia del circuito de control de tonos activo mostrando la gráfica real.

Se observa que la ganancia total, de aumento o disminución, no alcanza los $\pm 27 \text{ dB}$ esperados, ya que realmente alcanza los $\pm 22 \text{ dB}$ de ganancia, esto se debe al valor de R_4 en la ec. (III.38) y se observa que afecta a la ganancia en la ec. (III.37), debido a que R_4 se encuentra en el numerador, por lo que comunmente se agrega un factor de 10 a la ec. (III.38) para que la ec. de la ganancia sea correcta.

Aplicando los valores reales comerciales de los componentes se obtienen las frecuencias de quiebre reales observadas con puntos en la gráfica, teniendo en cuenta que estos puntos son relativos a la ganancia de media banda y a los extremos y las frecuencias representan los $\pm 3 \text{ dB}$ en estos puntos.

V.2 Alimentación y protección para los circuitos.

La figura V.4 muestra la fuente de alimentación de los diferentes circuitos diseñados.

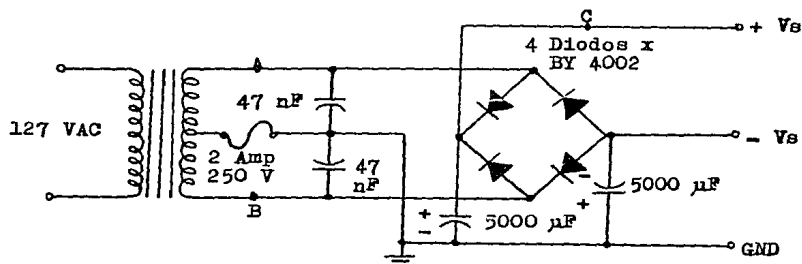


Figura V.4 Fuente de alimentación sugerida para alimentar - los amplificadores de salida y a un regulador de CI, para los preamplificadores.

De la fórmula siguiente, para $P_o = 25 \text{ W}$, $R_L = 8\Omega$, se tiene:

$$V_s = \pm \sqrt{2 P_o R_L} \quad (V.2)$$

Sustituyendo los valores resulta que:

$$V_s = \pm 20 \text{ Volts.}$$

De la fórmula siguiente y con los valores anteriores, se tiene:

$$I_P = \sqrt{2 P_o / R_L} \quad (V.3)$$

Sustituyendo, se tiene que:

$$I_P = 2.5 \text{ Amp.}$$

Como se observa en la fig. V.4 y de la ec. (V.3). el valor máximo permitido del fusible es de 2.5 Amp, pero para mayor protección se utiliza un fusible de 2.0 Amp o menor. De la ec. (V.2) el valor para V_s fué de ± 20 Volts, pero como se deben de alimentar los amplificadores de salida con aproximadamente ± 23 Volts, entonces se necesita un transformador que tenga entre los puntos A y B un voltaje de 46 Volts y así tener entre cualquiera de los puntos A o B y tierra (GND) los 23 Volts requeridos; estos son los voltajes para alimentar - el circuito de la fig. IV.18, pág. 148.

El transformador debe ser diseñado para alta potencia, digamos de 25 Watts eficaces. Debido a esto es necesario utilizar los condensadores de 47 nF para las altas frecuencias de aproximadamente 450 KHz y $R_L = 8\Omega$, aproximadamente de resistencia de salida del transformador. Los diodos del puente deben ser de alta corriente y alto voltaje de ruptura, p.e., 4x BY 4002 con $V_r = 100$ V (máx.) y corriente de 1 Amp.

En el punto C se puede conectar un regulador de CI con un voltaje fijo de alimentación a la salida del mismo, de 15 V., p.e., el CI LM 7815; ya que éste dispositivo no necesita de ningún circuito externo y suministra a la salida una corriente de 1.0 Amp, está protegido contra corto circuito, etc.

Los capacitores de 5000 μ F, se eligieron a partir de la teoría de la disminución del factor de rizo, a un valor de - 0.48, para $\omega = 25$ rad/seg y $R_L = 8\Omega$; con lo que $\omega R_L C = 1$. También la elección está basada en la teoría del filtro paso

-bajas, según el valor de τ y para evitar un incremento en la resistencia R_T , que afectaría al capacitor, esto es, para adquirir su carga máxima en el tiempo de conducción de los diodos, que generalmente es menor que el tiempo de la onda rectificada. En este caso el tiempo de la onda rectificada es $\tau = 0.04$ seg, y es función de la capacidad máxima C .

Los diodos se eligen a través de la máxima corriente de ondulación, que no debe excederse, ya que si C es grande y el ángulo de conducción del diodo es pequeño, la corriente de ondulación puede exceder la corriente máxima de conducción del diodo. Por lo anterior se puede elegir un diodo que tenga una corriente con una relación de 4 : 1, entre la corriente máxima de la fuente y la corriente máxima de conducción del diodo.

Para proteger los CI's de los amplificadores de salida y al regulador se eligen los disipadores de calor utilizando las ecuaciones I.1 y I.2 del Cap. I y con los datos térmicos de los dispositivos; para ello se agrega una resistencia térmica del disipador al ambiente (comunmente se designa por el símbolo θ_{sa}) y la temperatura del disipador (T_g) en el circuito equivalente de la fig. I.2.

De la ec. (I.1), el valor de la resistencia térmica efectiva de la cubierta al ambiente y sustituyendo los datos del amplificador de salida, pág. 146 y 147, se tiene que:

$$\theta_{sa} = 2 \text{ } ^\circ\text{C/W}.$$

Colocando un disipador de calor y con los valores de las

resistencias térmicas, $\theta_{jc} = R_{th} = 3^{\circ}\text{C/W}$ y θ_{ca} , el valor total de la resistencia térmica con $\theta_{sa} = 2^{\circ}\text{C/W}$, se tiene:

$$\theta_{ja} = 7^{\circ}\text{C/W}.$$

Con lo anterior existe una disminución de la potencia, - que es la máxima potencia disipada por el disipador de calor y su valor se calcula como sigue:

$$P_{\text{Dis. máx.}} = \frac{T_j - T_a}{\theta_{ja}} = \frac{150^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C}}{7^{\circ}\text{C/W}} \approx 18 \text{ Watts}.$$

En la práctica se utilizan los disipadores montados con una pequeña área de mica, cuya resistividad térmica depende del área, comúnmente su valor es de 0.25°C/W .

Se utiliza también grasa de silicio para llenar los espacios y raspaduras existentes entre la superficie de la aleta del CI y la superficie de la mica, posteriormente se monta el disipador. Para mejorar la transferencia de calor se provee al disipador con perforaciones para la circulación del aire.

Se eligió un disipador con un área efectiva de 22 in^2 , ya que el área sin ventilación es de 24 in^2 , su resistencia típica es de 0.19, que corresponde al aluminio. Se hace notar que el área del disipador es para un sólo amplificador de salida.

El disipador del regulador de CI, tiene un área de 2 in^2 , por lo que se eligió de $1.0 \text{ in} \times 2.0 \text{ in}$, menos $1/8" \varnothing$ de la perforación para el tornillo.

V.3 Medidas de Alta Fidelidad normalizadas.

1) POTENCIA DE SALIDA: Las normas IHFM especifican las potencias Eficaz y Dinámica.

A) Potencia Eficaz, también llamada RMS, senoidal o nominal; es la máxima potencia que puede entregar un determinado amplificador cuando a su entrada se aplica una señal senoidal pura. Su especificación debe acompañarse de la Banda de Frecuencia sobre la cual se obtiene la cifra de Distorsión Total que puede esperarse y la Impedancia de carga (Z_L) del alta voz sobre el que se aplica la potencia mencionada, fig. V.5.

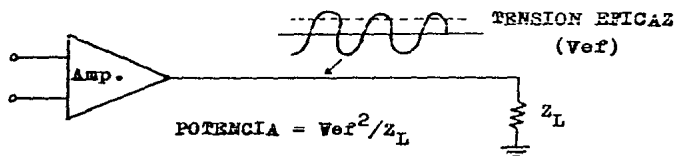


Figura V.5 Potencia eficaz o RMS, la cual se obtiene con una onda senoidal pura aplicada sobre una carga cono cida.

B) Potencia Dinámica. Expresa la capacidad de respuesta del equipo ante determinados picos de potencia de alto nivel y corta duración. La medida se realiza aplicando una señal de prueba, especificada por la norma, a una frecuencia de 1 KHz y se observa el comportamiento del amplificador ante la

señal y se especifica la Impedancia de carga, fig. V.6.

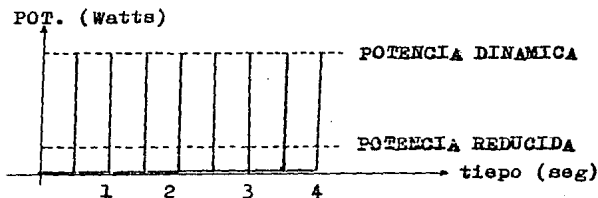


Figura V.6 Potencia Dinámica, ejemplo de respuesta del amplificador.

2) RESPUESTA EN FRECUENCIA:

La norma IHFM, especifica una banda de frecuencia comprendida entre 20 Hz y 20 KHz y considera que en toda la banda existe una respuesta en Potencia que varía en un máximo de ± 1.5 dB con respecto a la Potencia Nominal, la figura es parecida a la fig. III.18, pág. 80, con los límites de frecuencia mencionados.

La norma DIN especifica una disminución máxima de 3 dB en la potencia de salida, medida a las frecuencias extremas de la banda, comprendidas entre 40 Hz y 12.5 KHz que considera mínimo y todo lo extiende desde la potencia de salida nominal hasta un valor de 20 dB por debajo de la misma, lo que corresponde a un 1% de la Potencia Nominal.

3) SENSIBILIDAD DE ENTRADA: Corresponde a la tensión eficaz que aplicada a la entrada del amplificador le permitirá dar la cifra de Potencia Eficaz.

4) RELACION SEÑAL A RUIDO: En IHFM se mide para una

potencia de salida de 1 Watt eficaz, colocando entre las terminales de entrada una resistencia de 1 K . La medida se es específica en dB. Para realizar la medida se emplea un filtro que pondera el ruido y se tiene en cuenta que algunas frecuencias de ruido resultan más molestas que otras.

La norma DIN admite una cifra mínima de 50 dB referida a una señal de 1 KHz y para una potencia nominal de 50 mW por canal. El esquema del filtro se muestra en la fig. V.7.

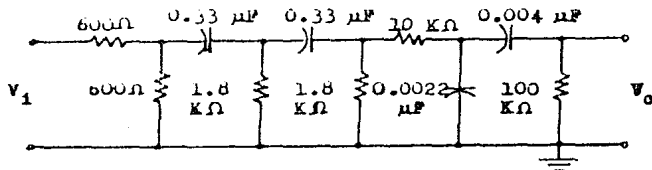


Figura V.7 Filtro de ponderación para la medida de la Relación Señal a Ruido.

5) Distorsión Armónica Total (THD) o (DAT): La norma IHFM establece que el factor se debe medir en toda la banda de respuesta en frecuencia y a la potencia nominal.

La norma DIN, establece un máximo del 1% para todas las potencias de salida comprendidas entre la nominal y otra inferior a 20 dB a ésta.

6) Distorsión de Intermodulación: IHFM recomienda que se mida empleando dos señales de 60 Hz y 7 KHz, respectivamente con una relación de amplitud de 4 a 1, para una potencia de salida igual a la nominal y con una impedancia de carga especificada.

La norma DIN admite una distorsión máxima del 3% para las señales senoidales de prueba (f_1 y f_2) de 250 Hz y 8 KHz y la misma relación de amplitudes anteriores. Esto se ejemplifica en la siguiente figura.

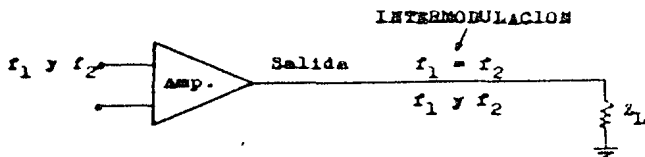


Figura V.8 Medición de la distorsión por intermodulación, empleando las señales de prueba, a las frecuencias f_1 y f_2 , según la norma utilizada.

7) SEPARACION ENTRE CANALES (DIAPONIA): Se aplica sólo a equipos con más de un canal. IHPM indica que se debe medir en dB, indicando la frecuencia o la banda de frecuencias en que se mide.

La norma DIN indica un valor mínimo de 40 dB a 1 KHz o de 30 dB para cualquier valor de frecuencia comprendido entre 250 Hz y 10 KHz. La señal de entrada que se aplica debe producir la potencia nominal de salida. Siguiente figura.

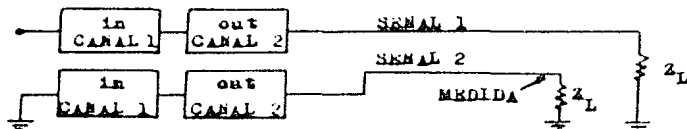


Figura V.9 Para medir la separación entre canales, se aplica una señal por uno de ellos y se mide el nivel resultante en el otro.

CONCLUSIONES.

Se utiliza en este reporte de seminario, la técnica basada en el manejo de manuales para llevar a cabo el diseño, mezclando dispositivos discretos e integrados, con el fin de obtener la economía necesaria con la utilización de un mínimo de componentes. Además para mostrar lo aprendido durante la carrera de Ingeniería, de materias tales como, Electricidad y magnetismo, Control y Electrónica y Comunicaciones.

Se utilizan también técnicas matemáticas en la reducción de una ecuación, en ecuaciones prácticas de circuitos básicos ya establecidas.

Se hace notar que faltaron bastantes detalles, debido a que se trata de un tema muy específico y muy complejo, además de extenso.

No se diseñaron en sí los circuitos de los preamplificadores o de los amplificadores de potencia de salida, sino más bien, se diseñaron los circuitos externos de polarización y los de estabilización, como se hace con un transistor, ya que, se trata éste como una caja cerrada, utilizando sólo los datos que proporciona el fabricante y en lo anterior existe una similitud con el diseño de los componentes externos de un circuito integrado, utilizando sus propiedades. En base a esto, se utilizaron los CI's para diseñar los preamplificadores de tocadiscos, debido al reducido espacio que ocupan y conjugando también el costo, no así para el diseño de los tonos y

del volumen, donde se utilizaron transistores, también para economizar, por una parte, y lo más importante, para mostrar la forma de polarizar, utilizando conceptos aprendidos en la materia de Electrónica I, y para estabilizar un circuito, mediante lo aprendido en Electrónica III y Control. Lo mismo se realizó con el Amplificador de Potencia de salida, pero tratando de explicar la utilidad de cada componente, externo al CI. Se pudo haber explicado el funcionamiento del circuito interno del CI, pero creí más conveniente generalizar la función de cada etapa que pueda contener un CI común y corriente de amplificador de potencia de salida para audio.

Existen partes confusas en la elección de algunos componentes, ya sea en su explicación teórica o en su análisis temático para la obtención de su valor, tal es el caso de los capacitores de acoplamiento o desacoplamiento, o bien, en los componentes que forman la fuente de alimentación sugerida y en la elección del potenciómetro de balance, etc.; esto es debido, a que en la práctica se utilizan métodos de intercalación de componentes y eligiendo los valores que más cumplan con las exigencias del diseño; por lo anterior, cualquier diseño siempre se puede mejorar, ya que nada es perfecto o exacto en la realidad, puesto que siempre se utilizan idealizaciones para diseñar.

En cuanto a la utilidad del diseño, puede servir para la enseñanza de la electrónica en el laboratorio, en la enseñanza de control, etc., haciendo que el alumno diseñe uno de los

módulos o etapas de los circuitos de estabilización, etc, y que se obtengan sus mediciones prácticas, mediante valores y gráficas; por ejemplo, así como su interpretación.

REFERENCIAS

CAPITULO I

- 1) Kurt Lertes "Técnica de Semiconductores" (Transistores, AEG TELEFUNKEN), 1974, pp. 78 - 96.
- 2) B. P. Lathi "Introducción a la Teoría y Sistemas de Comunicación", 1978, pp. 257 - 300.
- 3) Meyer, R. G. "Notes on Noise", EECS Department, University of California, Berkeley, 1973.

CAPITULO II

- 1) Redacción de Editec "Iniciación al Diseño de Circuitos de Audio", 1980, pp. 68 - 70 y 88.
- 2) Kurt Lertes "Transistores" (AEG, TELEFUNKEN), 1974, pp. 86 - 92.
- 3) E. Norman L. "Fundamentos de Electrónica", 1984, pp. 528 - 530.
- 4) Schilling - Belove "Circuitos Electrónicos, Discretos e Integrados", 1982, pp. 115, 116, 143, 144, 158 - 160, 166 - 169, 174 - 179, 206 - 207 y 218.

CAPITULO III

- 1) REDE "Iniciación al Diseño de Circuitos de Audio", 1980, pp. 52 - 67.
- 2) E. Norman L. "Fundamentos de Electrónica", 1984, pp. 228 - 230, 323 - 328, 348 - 351, 410, 426, 435 y 437.
- 3) Revista Técnica "Radio - Gráfica" No. 186, Oct. 1985, pp. 23 - 25.

- 4) BAXANDAL, P. J. "Negative Feedback Tone Control - Independent Variation of Bass and Treble Without Switches", Vol. 58, No. 10 Oct. 1952, pp. 402.
- 5) AUDIO/RADIO Handbook, 1980, pp. 2-12 - 2-53.

CAPITULO IV

- 1) Manual "Technical Guide and Cross Reference" 1985/1986.
- 2) Data Book "Linear Integrated Circuits" 2nd Edition, SGS Ates, 1980.
- 3) Manual "Semiconductores de Silicio" Texas Instrument, 1980.
- 4) Martin Giles "Power Amplifiers and Floobydust" AUDIO/RADIO Handbook, 1980.
- 5) Manual "Regulators C. I. " National Semiconductors, 1980.

CAPITULO V

- 1) Martin Giles "Power Amplifiers, Ceramic, and Crystal Cartridge Phonographs", 1980, Sect. 4, pp. 4-34.
- 2) J. C. Duez y G. Auclerc "Electrónica Aplicada 2", 1979, pp. 11 - 30, 33 - 40, 43 - 73, 77 - 86.
- 3) J. C. Duez "Electrónica Aplicada I", 1979, pp. 49 - 62.
- 4) Enciclopedia Práctica "ELECTRONICA" No. 41, 1982, Ediciones Nueva Lente.

BIBLIOGRAFIA

- 1) Circuitos Electrónicos. Discretos e Integrados.
Donald L. Schilling y Charles Belove.
Mc. Graw-Hill, 1982.
- 2) Electrónica Aplicada 1 y 2.
J. C. Duez y G. Auclerc.
Ed. Trillas, 1979.
- 3) Transistores. Circuitos-Diseño.
T. J. Huffington, R. T. Windecker, E. C. Wilson, etc.
Texas Instrument. Ed. C.E.C.S.A., 1984.
- 4) Analisis and Design of Analog Integrated Circuits.
Paul R. Gray y Robert G. Meyer.
Ed. John Wiley Sons, 1977.
- 5) Operational Amplifiers. Design and Applications.
Graeme, J. G., Tobey, G. E., and Huelsman, L. P.
Ed. Mc. Graw-Hill, 1971.
- 6) Integrated Circuits. Analog and Digital Circuits and
Sistems.
Millman and Halkias, C. C.
Ed. Mc. Graw-Hill, 1972.
- 7) Ingenieria de Control Moderna.
Katsuhiko Ogata.
Ed. Prentice Hall, 1980.
- 8) Electronics BJT's, FET's, and Microcircuits
E. James Angelo, Jr.
- 9) Amplificadores Magnéticos de Autosaturación.
Gordon E. Lynn, Tadeus J. Pula, John F. Ringelman y
Frederick G. Timmel.
Ed. Paraninfo, 1971.