



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

Facultad de Estudios Superiores Cuautitlán

DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE AUDIO ESTEREO DE POTENCIA MEDIA CON CONTROLES DIGITALES

T E S I S

Que para obtener el Título de.

Ingeniero Mecánico Electricista

P r e s e n t a n:

Marciano García Rodríguez

Eduardo Lechuga Curiel

Manuel Othón Urcid Aguilar

Gabriel Zarate García

Director de Tesis: I. M. E SERGIO SALES REYES

México, D. F.

1980.



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

	PAGINA
I INTRODUCCION	
1) Historia de los amplificadores de audio	3
2) Aplicación de los semiconductores en la electrónica	20
3) Funcionamiento de los semiconductores como dispositivos electrónicos	27
4) Aplicación de transistores y diodos en los amplificadores de audio	42
II CRITERIO DE DISEÑO DE AMPLIFICADORES	
1) Selección de la clase de amplificador	56
2) Selección de componentes	61
3) Referencia (características principales)	69
III DISEÑO PRELIMINAR DEL AMPLIFICADOR	
1) Procedimiento de diseño de etapas de salida clase AB y su etapa de excitación. Entrada acoplada a R-C y salida directamente acoplada	73
2) Procedimiento de diseño de preamplificadores	84
3) Medidores de tiempo	142
4) Contadores	171
5) Decodificadores	176
6) Fuentes de alimentación con semiconductores	178
IV DESARROLLO	
1) Diseño de los preamplificadores	186

	PAGINA
2) Diseño de los controles digitales	199
3) Diseño del amplificador	218
4) Diseño de la fuente de alimentación	224
 V ANALISIS DE MERCADO	
1) Costo de los componentes utilizados	230
2) Cotización de aparatos semejantes	235
3) Cotización estimada del diseño	237
 VI RESULTADOS Y CONCLUSIONES	
1) Superación de los problemas presentados durante el diseño	243
2) Experiencias adquiridas	253
3) Características que deben cumplir los equipos auxiliares y accesorios para la implementación de un sistema modular	257
 VII APENDICES	
1) Simbología general	260
2) Bibliografía	262

I - 1 HISTORIA DE LOS AMPLIFICADORES DE AUDIO.

Esta facultad de amplificar tanto como sea necesaria la potencia de una señal interesante, pero demasiado débil en su estado natural, es sin duda alguna la característica principal de la electrónica. Es imposible oponerle ningún otro procedimiento mecánico, químico o incluso eléctrico. Ante todo ha debido esta supremacía al tubo electrónico, a esta lámpara de 3 electrodos y a sus derivados cuyo funcionamiento es en el fondo tan sencillo, luego a los transistores, advenedizos, de características análogas con ventajas suplementarias.

De tubos electrónicos los hay en todos los tamaños, en todas las potencias desde minúsculas miniaturas a grandes tubos de emisión que suministran centenas o millares de kilovatios. Todos se basan en el mismo principio de un haz de electrones que transportan energía dentro de una envoltura (de vidrio, metal, cerámica) donde un bombeo cuidadoso ha hecho el vacío; este vacío es indispensable, porque, de lo contrario, los electrones, al chocar con las moléculas del aire, las cargarían eléctricamente, las ionizarían y todo el proceso se vería por ello alterado.

Los electrones son suministrados por un filamento de Tungsteno o una mezcla de óxidos de Calcio, Bario, Estroncio, calentados por

una corriente eléctrica. Los electrones, al ser expulsados de la materia, al salir del filamento solamente llevan una velocidad bastante débil. Para formar el haz de electrones, es preciso acelerar los montando frente al filamento una placa llevada a un potencial positivo, es decir, haciendo pasar frente al filamento y la placa una fuente continua, hallándose el polo positivo en la placa referida. Los electrones que se propagan en el vacío transportan realmente corriente, y visto desde el exterior todo sucede como si el filamento estuviera unido a la placa por medio de un hilo conductor. La corriente así transportada puede ser importante, basta para ello dimensionar los electrodos y elegir convenientemente las corrientes y las diferencias de potencial. Ciertos tubos funcionan así bajo 100 000 voltios y aún más, o bien transportan corrientes de decenas de amperios.

Debido a que la conducción de la corriente se efectúa en realidad sin soporte material, por los electrones libres, disciplinados pero liberados de las trabas del hilo metálico, llega a ser posible actuar sobre ellos sometiéndoles a la influencia de un campo eléctrico. Es el papel desempeñado por la rejilla, colocada en el tercer electrodo del tubo de 3 electrodos. Esta rejilla, colocada en el trayecto de los electrones entre el filamento y la placa, puede ser llevada a un potencial negativo. Va, pues, a rechazar los elec

trones; que serán frenados y finalmente conducidos de nuevo al filamento bajo la influencia del campo eléctrico negativo, puesto - que los electrones son partículas negativas y las cargas del mismo signo se repelan. Al disminuir progresivamente el valor del campo negativo de la rejilla, se podrá lograr que los electrones, que -- permanecen sometidos a la atracción, que sobre ellos ejerce el campo positivo de la placa, empiecen de nuevo a desplazarse hacia ésta y restablezcan de este modo la conducción. Se concibe que según - los valores dados al potencial negativo de la rejilla, puede dosificarse esta conducción, de la misma manera que la abertura más o menos grande de la válvula de un carburador deja entrar una cantidad más o menos grande de mezcla en los cilindros del motor. Ahora bien en esto consiste la explicación del mecanismo de la amplificación, hacer variar el potencial de la rejilla no exige prácticamente energía; el trabajo eléctrico que ha de suministrarse es relativamente muy débil y, sin embargo, estas variaciones de potencial - de la rejilla provocan variaciones de la corriente entre el filamento y la placa que vuelven a encontrarse en el circuito exterior de utilización, y pueden ser importantes, de la misma manera que - un ligero movimiento del pie sobre el acelerador provoca el desencadenamiento de los caballos del motor.

Así, a cambio de un pequeño esfuerzo sobre la rejilla, se obtiene un efecto considerable sobre la placa. La amplificación de una señal radioeléctrica consiste, pues, esencialmente en hacerle controlar, con escaso gasto de energía, una fuerte corriente electrónica suministrada por una fuente independiente de la señal; el coeficiente de amplificación o ganancia de un tubo electrónico viene expresado por la variación de la corriente filamento-placa dividida por la variación del potencial-rejilla que la provoca. Fluctuará entre algunas unidades y centenas de millar.

Pero un instrumento de amplificación tan potente como un tubo electrónico apenas tendría utilidad si los fenómenos a amplificar no pudieran ser detectados es decir, traducidos por unos sistemas de medida o señalización como el oído o el ojo humano. Todavía se prestará a ello la compensación o complacencia de los electrones.

Por otra parte, cuando Lee de Forest inventó el tubo de 3 electrodos no perseguía tanto un sistema de amplificación como un sistema de detección más sensible que los cohesores de limaduras, los sistemas electrolíticos o incluso la lámpara de 2 electrodos. Fue lo bastante afortunado como para encontrar las 2 cosas a la vez.

Finalmente, un aparato sensible, un amplificador potente puede que

no sean fieles. No es muy interesante poder detectar, luego amplificar un fenómeno complicado, rápidamente variable, si al propio tiempo no se está seguro de obtener al extremo de la cadena de aparatos la imagen exacta, aunque muy ampliada, del microfenómeno mismo. Y precisamente el electrón se revela como servidor muy fiel. - Gracias a su ligereza, a su escasa masa, apenas ofrece inercia y - obedece casi instantáneamente las órdenes que le son dadas por los campos electrónicos o magnéticos.

Estamos acostumbrados a estos rápidos movimientos del electrón que describen nuestras imágenes de televisión, con todos sus matices, al ritmo de 6 millones de puntos por segundo.

Una aplicación de la electrónica es la de amplificación, no importa que las señales amplificadas sean de radio, audio, video, información de computador, puesto que cada aplicación requiere que estas señales sean amplificadas en alguna parte del sistema.

El más primitivo de los dispositivos amplificadores fue el tubo al vacío o triodo, en éste tubo, mediante el mantenimiento de un voltaje negativo en la rejilla, por comparación en el cátodo, las fluctuaciones en el voltaje negativo de la rejilla variarán el flujo de corriente, desde el cátodo a la placa. La rejilla no requie-

re corriente porque está en condición no conductora. Consecuente--
mente, las fluctuaciones de corriente de entrada a la rejilla pro-
ducen fluctuaciones de corriente de salida en la placa.

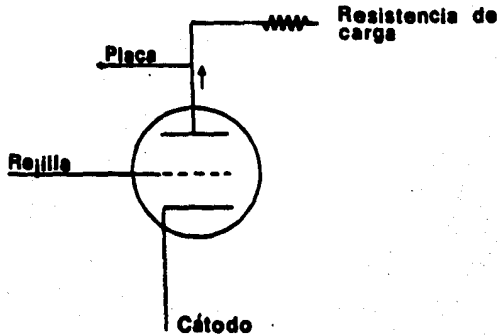


FIG.1.1.1

Esto, en sí no es amplificación. El voltaje aplicado a una resis--
tencia hace que la corriente fluya y un voltaje fluctuante aplica--
do a una resistencia produce una corriente fluctuante. Por lo tan--
to las fluctuaciones de corriente debidas a las de voltaje no son
amplificación, no importa que el elemento sea una resistencia o un
tubo.

Antes de que un tubo esté en condiciones de amplificar, deben exis--
tir algunos medios de convertir las variaciones de corriente en co--
rriente de placa (producida por las variaciones de voltaje en la -
rejilla) en variaciones de voltaje de placa. El medio más sencillo
de llevar esto a cabo es conectar una resistencia en serie con la

placa como se ve en la figura. Suponiendo que el voltaje de placa es de 200V y sólo necesita 100 voltios en la placa para producir el necesario control de la corriente de placa por el voltaje de rejilla. Esto quiere decir que la resistencia de carga puede desprenderse de los otros 100 voltios. Un valor de voltaje de rejilla se aplica de forma tal que la corriente absorbida por el tubo a 100 voltios será tanta que la resistencia de carga de la placa desprenderá los otros 100. Mediante este procedimiento se consigue un funcionamiento perfecto.

Ahora, suponiendo que el voltaje de rejilla, motivado por la aplicación de la señal, se hace momentáneamente un poco más positivo que esta condición permanente o voltaje de polarización de rejilla. Esto dará como resultado una corriente de placa aumentada, la cual provocará que el voltaje a través de la resistencia de acoplamiento aumente por encima de 100V. Al mismo tiempo, el voltaje en la placa del tubo debe caer por debajo de 100V.

Recíprocamente, si el voltaje de rejilla se hace más negativo, la corriente de placa caerá, con el resultado de que el voltaje a través de la resistencia de carga descenderá por debajo de 100V y el voltaje de placa ascenderá por encima de 100V. Es evidente que -- ahora tenemos una posibilidad de amplificación, mediante la cual una pequeña fluctuación de voltaje aplicado a la rejilla dará como

resultado una mayor fluctuación de voltaje aplicado en la placa.

Ahora, teniendo una situación donde la variación del voltaje de rejilla cambia no solo la corriente de placa sino también su voltaje. La relación entre el voltaje y la variación de la corriente de placa está determinada por la resistencia de carga conectada en serie con la placa. Pero la realidad es que los cambios de voltaje de placa también influenciarán el flujo de corriente debido a la diferencia en el campo producida en el cátodo del tubo.

Al hacerse positivo el voltaje de rejilla, éste aumenta el número de electrones que van del cátodo hacia la placa. Esto tiende a incrementar la corriente de placa lo cual hace que el voltaje de la misma se haga menos positivo, reduciendo así el campo positivo en el cátodo, debido a la placa.

Esto quiere decir que el aumento en la corriente de placa, motivado por el cambio positivo en la rejilla, no es tan grande como podía haber sido de permanecer constante el voltaje de placa.

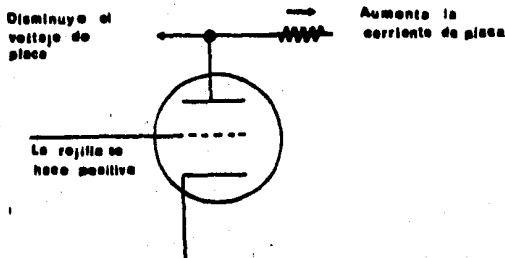


FIG. 1.1.2

En la dirección opuesta un voltaje de rejilla provocaría el aumento del voltaje de placa hasta 150V mientras que la corriente de ésta descendería a 8.5 mA.

Se puede ver perfectamente que se está logrando una oscilación de 100 voltios, 50 positivos y 50 negativos con un solo cambio de -- ± 0.5 mA en el promedio de corriente de placa de 9 mA. Se ha lograda un gran cambio de voltaje con uno considerablemente pequeño en la corriente. El factor de amplificación de un tubo implica una condición ficticia en la cual la corriente de placa se mantiene constante con un voltaje de rejilla variante. El circuito tiene algún dispositivo de corriente constante que mantiene rígidamente la corriente, sin permitir siquiera una variación de 0.5 mA, de tal manera que el voltaje de placa se ajusta automáticamente para neutralizar por completo el campo en el cátodo, manteniendo así la corriente constante.

En esta condición ficticia, si el cambio de un voltio en la rejilla produce un cambio de 100 voltios en la placa se dice, que el tubo tiene un factor de amplificación de 100. Este es un factor de amplificación extremadamente alto para un triodo promedio. Muchos triodos tienen un factor de amplificación de alrededor de 20.

Aquí es donde los tipos de tetrodos y pentodos entran por derecho

propio. Con los triodos no importa cuan elevada se haga la resistencia de acoplamiento, ya que nunca se puede alcanzar completamente el factor de amplificación del tubo. Usualmente la amplificación práctica, debida a otras varias limitaciones del circuito, es sólo de 2 tercios, aproximadamente, del factor de amplificación teórica.

Hasta aquí se han tratado 2 factores que contribuyen a la amplificación la conductancia mutua del tubo que es cambio en la corriente de placa para un voltaje de rejilla dado con el voltaje mantenido constante y el factor de amplificación del tubo. Usualmente la amplificación práctica, debida a otras varias limitaciones del circuito, es sólo de 2 tercios, aproximadamente, del factor de amplificación teórica.

Los valores típicos para un triodo pueden ser una conductancia mutua de 2 mA por voltio, a veces llamados 2000 microohmios, con un factor de amplificación de 20. Si se pudiera mantener este valor de conductancia mutua al cambiar el voltaje de placa y la corriente, podríamos obtener mucha mayor amplificación. Esto es lo que realmente logran los pentodos y tetrodos.

Ejemplo; suponiendo que la condición de polarización da como resul

tado una corriente total de 4 mA, de los cuales 3.5 son de corriente de placa y 0.5 de pantalla. Haciendo la rejilla un voltio más negativo reduce la corriente a 2mA, de los cuales 1.75 mA serían de corriente de placa y 0.25 de pantalla. Un voltio en la otra dirección aumentará la corriente total a 6 mA de los cuales 5.25 mA serán de corriente de placa y 0.75 de pantalla.

Puesto que $7/8$ siempre van a la placa, sin considerar el valor de la resistencia que se inserte en el circuito de la misma como en la resistencia de carga, la conductancia se mantiene a $7/8$ de su valor cuando el voltaje de placa es constante, el cual es de 2 mA por voltio. Por lo tanto el valor más bajo de conductancia mutua independientemente de las fluctuaciones del voltaje de placa, es de 1.75 mA por voltio.

Empleando un tubo pentodo o tetrodo, con 100 000 ohmios de resistencia de carga, dará automáticamente como resultado una amplificación de por lo menos 175. Utilizando una resistencia de carga de 200 000 ohmios se duplicará esta amplificación a 350. En teoría la amplificación que puede lograrse por un pentodo o un tetrodo está limitada solamente por el valor de la resistencia que pueda colocarse en el circuito. Existen desde luego, limitaciones prácticas implicadas en el mantenimiento del voltaje de funcionamiento den--

tro de los límites de seguridad.

Cuando se habla de amplificación se forma la base de la mayoría de las aplicaciones de los tubos en la electrónica. Ya que el voltaje es la cantidad básica de la entrada y salida, esta clase de circuito se conoce como un aplicador de voltaje. El circuito asociado al tubo tiene que:

- 1) Suministrar el voltaje y la corriente correctos para la placa
- 2) Proporcionar la polarización necesaria para la rejilla
- 3) Acoplar el voltaje de entrada a la rejilla
- 4) El voltaje de salida a la placa.

Cuando se introdujeron los transistores y otros elementos de amplificación, hubo que asimilar conceptos nuevos. El hecho de que el funcionamiento del tubo sea independiente de la corriente en el circuito de entrada hizo el diseño muy conveniente. La salida de un amplificador que emplee un tubo depende solamente del voltaje aplicado a la rejilla. No es necesario considerar la corriente que fluye en este circuito porque la rejilla no la necesita. Sin embargo, cualquier corriente semejante debe aislarse de manera tal que pueda fluir en el circuito de entrada, de acuerdo con otros requisitos sin interferir con el voltaje de rejilla aplicado al tubo. Con el circuito de transistor, es necesario tener en cuenta tanto

la corriente como el voltaje en ambos circuitos de entrada y salida, desde el punto de vista de las condiciones de funcionamiento del propio transistor. Ni el voltaje ni la corriente, lo mismo en la entrada que en la salida, pueden ignorarse tan convenientemente como fue el caso en el diseño de los circuitos de tubo. A primera vista esto puede parecer que complica el diseño del circuito del transistor. Sin embargo no es precisamente así.

En algunos casos los transistores realizan un trabajo menor que el de los tubos, debido a este completo aislamiento, que aunque ventajoso en los tubos, no se produce en los transistores.

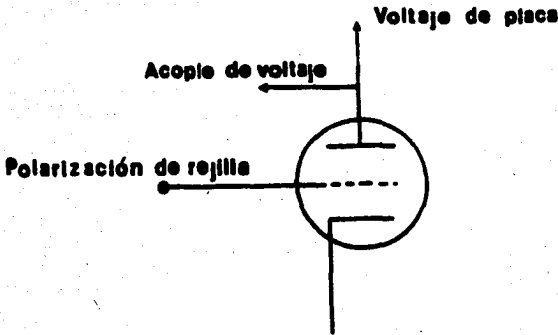


FIG. 1.1.3

En el triodo podemos considerar que la relación básica es el voltaje de entrada con respecto al de salida, como regidos por factor de amplificación del tubo. El hecho de que la resistencia de acopla--

miento de valor infinitamente alto no puede emplearse, significa - que el valor teórico del factor de amplificación nunca se alcanzará por completo. En pentodos o tetrodos la relación básica es la - salida de corriente con respecto a la entrada de voltaje, o conducción mutua. Esta es la cantidad que menos varía al cambiarse los - parámetros del circuito, tal como la resistencia de carga.

En los circuitos de transistores la relación básica es la salida - de corriente con respecto a la entrada. Así, esto es similar a los pentodos o tetrodos excepto que consideremos la entrada de corriente en vez de la de voltaje. Pero mientras que en los tubos se considera la entrada de voltaje sin tener en cuenta la corriente, porque el tubo no absorbe corriente en su circuito de rejilla, en el circuito de transistor no se puede considerar la corriente sin tener en cuenta el voltaje, ambos se deben considerar conjuntamente. El problema en el diseño del circuito de transistor es como obte--ner la corriente correcta para la entrada del transistor con las - combinaciones de voltaje y corriente disponibles a la entrada.

Al diseñar un amplificador de tubo el objetivo es obtener el máxi--mo de salida de voltaje de una etapa para introducirlo como voltaje de entrada en la etapa subsiguiente. Esto también es cierto si los pentodos o tetrodos se emplean en las etapas sucesivas. Pero -

en la amplificación de transistor lo que hay que tener en cuenta - no es el voltaje que se pueda obtener de una etapa de transistor - para alimentar la próxima, sino la corriente que se halla disponi- ble. Por lo tanto, mientras una etapa de tubo alimentando a otra - opera con un mínimo de variación de corriente y variación máxima - de voltaje un transistor usualmente invierte un proceso. Un tran- sistor alimentando a otra etapa de transistor proporciona fluctua- ción de corriente máxima con un voltaje mínimo.

En una etapa del tubo, la condición ideal sería una fluctuación má- xima de voltaje con cero fluctuación de corriente, pero en un cir- cuito de transistor esto no es posible. Si hubiera cero fluctua- ción de voltaje no podría haberla de corriente también, porque la etapa siguiente tiene un valor de resistencia de entrada que re- quiere esta fluctuación de voltaje para forzar la fluctuación de - corriente necesaria.

Los transistores tienen una forma actual de superar el problema. - Cuando no se toma fluctuación de corriente de la etapa, el voltaje fluctúa ampliamente. Tan pronto como se acoplan las 2 etapas, la - resistencia relativamente baja proporciona por medio de los corto- circuitos de la etapa siguiente el voltaje disponible y toma la -

fluctuación de corriente máxima que puede ofrecer la etapa precedente.

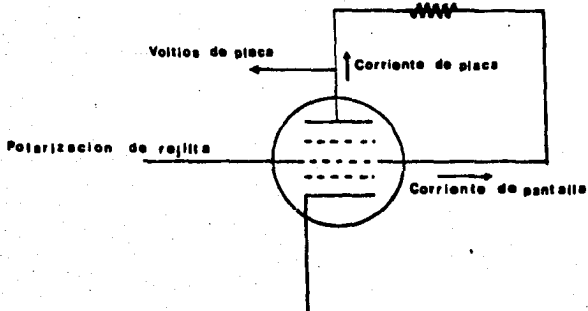


FIG. I.1.4

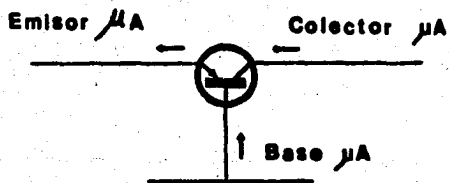


FIG. I.1.5

I-2 APLICACION DE LOS SEMICONDUCTORES EN LA ELECTRONICA

El propósito de esta sección es de describir en términos generales algunas de las propiedades de la teoría de los semiconductores que son de suma importancia en la electrónica y que como Ingenieros se debe tener conocimiento de estas bases para poder hacer aplicaciones con los elementos adecuados.

Los semiconductores son materiales sólidos que no son ni buenos conductores ni buenos aisladores. Un material semiconductor es aquél que tiene la característica de que si sus lazos interatómicos se rompen fácilmente, entonces visiblemente ocurre una magnitud de conducción hasta con la temperatura ambiente. La conducción eléctrica en los aisladores se realiza a temperaturas elevadas, pero cuando hay electrones que se liberen térmicamente de sus lazos y llegan a moverse en el sólido, entonces conducen electricidad. Por lo tanto al aislador se le ha dado el nombre de semiconductor intrínseco.

Un ejemplo de material semiconductor es el de Germanio, su celosía de diamantes cúbicos necesita cuatro lazos apareados de electrón por átomo, tomando en cuenta de esta forma todos los electrones posibles o sea que el Germanio puro sería un aislador si no es porque sus lazos son fácil de romper térmicamente, produciendo la con

ducción intrínseca.

Cuando en la celosía entran átomos con electrones de cinco valencias (P, As, Sb, o sea, Fósforo, Arsénico y Antimonio), en lugar de los átomos del Germanio, tienen que dejar cuatro de sus electrones en la celosía porque son solicitados por los lazos de ésta y el quinto electrón queda entonces muy poco sujeto, se puede decir que libre para conducir a la temperatura ambiente, a éstas se les llama impurezas y tales impurezas reciben el nombre de donadores y la conducción del electrón se le llama tipo N.

Cuando los átomos del Germanio con tres valencias (B, Al, Ga, In, o sea, Boro, Aluminio, Galio e Indio), entran sustitucionalmente en la celosía, interrumpen la función de los lazos, y un electrón de la región contigua de la celosía pueden pasar al lazo que quedó incompleto dejando esto un hueco, y así sucesivamente conforme -- pasan los electrones para llenar los huecos bajo la influencia de un campo eléctrico, puede decirse que el hueco se ha movido en dirección opuesta. A todas las impurezas que acogen electrones, se les denomina aceptoras y a este tipo de conducción se le denomina tipo P.

Cuando la conducción se hace por huecos el semiconductor se le de-

nomina tipo P y cuando la conducción es por medio de electrones se le llama tipo N. Y cuando en un mismo cristal existen regiones tipo P y N, el límite entre ellas se le llama empalme P-N. Cuando la región tipo P se hace positiva con respecto a la región tipo N, -- los huecos y los electrones se dirigen uno hacia otro, entendiéndose se como dirección positiva el lado donde existan o más electrones, o más huecos, según sea el caso. Si las ondas portadoras tipo P - son más numerosas, la mayoría de la corriente que cruza el empalme es llevada por los huecos. Pueden circular corrientes altas, pero sólo se necesita que el voltaje sea suficiente para mantener los - huecos y los electrones moviéndose uno hacia el otro, a esto se le llama dirección inversa, fluye muy poca corriente, a menos que se introduzcan ondas portadoras de carga en esta región de barrera -- aislante.

El transistor de bijuntura es una combinación de dos empalmes P-N, espalda con espalda en forma de sandwich.

Si el conductor está cargado negativamente con respecto a la base, será muy poca la corriente que circulará a menos que el emisor esté cargado positivamente. Algunos de los huecos que son inyectados por el emisor se difundirán a través de la base y serán atraídos - al colector aumentándole así su corriente.

que la conducción debido a las impurezas puede no tomarse en cuenta. A ésta se le da el nombre de temperatura intrínseca y es más alta para el Germanio de baja resistividad (el contaminado en mayor grado).

Debido a que los electrones tienen mayor movilidad que los huecos, domina su conductividad, y el Germanio intrínseco es realmente del tipo N como lo dan a conocer las mediciones termoeléctricas o de efecto Hall.

En ciertas ocasiones se da el caso que los empalmes P-N se dan solos como resultado de la cristalización de un material no homogéneo. También se pueden provocar a placer ya sea aumentando la cristalización o después de la misma. Los empalmes también se pueden hacer por otros métodos, ya sean en cristales simples homogéneos de Germanio mediante el daño de la radiación local causado por el bombardeo de partículas o ya sea por conversión térmica o por el contacto de la aleación y la difusión sólida de las impurezas.

La región de la barrera en un empalme cargado inversamente es casi un aislador, sólo porque hay escasez de ondas portadoras en dicha región. La corriente inversa consiste, principalmente, de

una minoría de ondas portadoras generadas térmicamente que aumentan rápidamente con la temperatura. La corriente inversa se puede controlar por temperatura y sirve para indicar la temperatura de empalme.

La acción del transistor se basa en el control de la corriente en un empalme (colector) cargado inversamente por la inyección de ondas portadoras en la región de la barrera desde las cercanías de otro empalme.

Hay diferencias entre un transistor PNP y uno NPN, debido a que el movimiento de los huecos es menor al de los electrones. Sin embargo, los mecanismos de inyección de difusión y de colección controlan la operación de ambos tipos en la misma forma. El control de la corriente en el colector está dada por:

$$\alpha = \left| \frac{\partial I_c}{\partial I_e} \right|_{V_c}$$

Si la totalidad de la corriente que hay en el emisor fuera inyectada como la minoría de ondas portadoras en la base sin recombinarse y fueran colectadas, α valdría la unidad. α también puede escribirse como:

$$\alpha = \gamma \beta \alpha^*$$

γ = fracción de corriente del emisor inyectada en la región de la base como minoría de las ondas portadoras.

β = fracción de éstas que subsiste al proceso de difusión en la región de la base, llegando al empalme colector

α^* = multiplicación de la onda portadora intrínseca en el colector.

I-3 FUNCIONAMIENTO DE LOS SEMICONDUCTORES COMO DISPOSITIVO ELECTRONICO.

Diodo de juntura P-N:

Este tipo de diodo se forma con la unión de un material tipo P con un material tipo N.

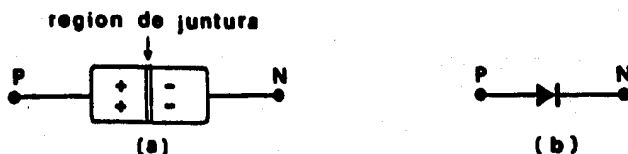


FIG.1.3.1

En la región de la juntura existe una recombinación de electrón--- hueco dejando una pequeña región vacía de portadores llamada re--- gión de transición, cuya anchura típica es 1×10^{-6} micras. La re--- gión de transición P tiene una pequeña porción de portadores negativos y N tiene portadores positivos y se dice que estas cargas -- están descubiertas. Entre estas cargas aparece un campo eléctrico cuya dirección se opone a la difusión de huecos y electrones creando una barrera de potencial conocida como voltaje de arranque del diodo. $V_d = 0.7$ Silicio y $V_d = 0.2$ Germanio.

Polarización directa del diodo:

Cuando se aplica a un diodo una fuente de alimentación cuya polaridad coincida con la polaridad del diodo, por simple regulación de cargas los huecos de la región P pasará a través de la unión a la

región N y los electrones de la región N pasarán a la región P. Y posteriormente circula una corriente a través de la unión P-N.

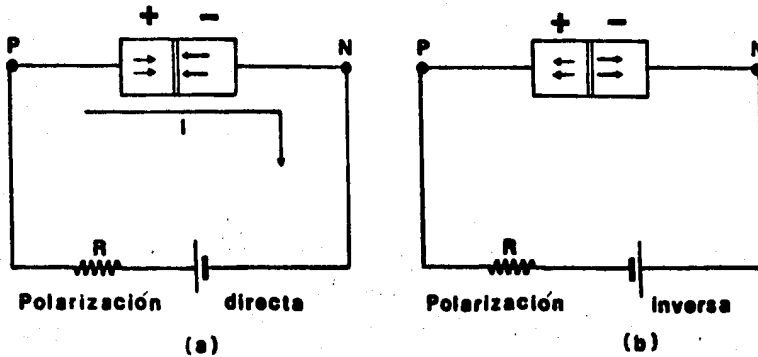


FIG. 1.3.2

Polarización inversa del diodo:

Cuando se aplica a un diodo una fuente cuya polaridad es invertida con respecto a la polaridad del diodo (ver fig.1.3.2b) los huecos de la región P y los electrones de la región N se separan de la unión por atracción elevando la barrera de potencial y por lo tanto no habrá flujo de corriente a través del diodo.

Si la tensión inversa aplicada al diodo es muy elevada, se elevará la temperatura y se generarán pares de electrón-hueco por ionización térmica asignando una corriente inversa de saturación I_S . Esta agitación térmica origina que exista un voltaje máximo que el diodo puede soportar, este es llamado voltaje de ruptura. La co---

corriente I_S va aumentando lentamente y cuando el voltaje aplicado alcanza la tensión de ruptura, la corriente I_S inversa, se incrementa notablemente produciendo el efecto de avalancha o efecto Zener.

Esta corriente I_S depende de la geometría del material, grado de dopado, anchura de la región de transición, etc.

Diodo real:

El análisis físico de un diodo en un laboratorio demuestra que

$I_d = I_S \left(e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1 \right)$ que es la ecuación fundamental del diodo donde:

I_S = corriente inversa

q = carga del electrón

V_d = voltaje del diodo

M = masa del electrón

K = constante de Boltzmann

T = temperatura absoluta

Todos los elementos electrónicos reales representan una resistencia alta o baja al paso de la corriente, es decir no existe ni el conductor ni el aislador perfecto. Así pues el diodo real tiene una resistencia directa baja y un voltaje de arranque como se observa su curva en la (fig. I.3.3)

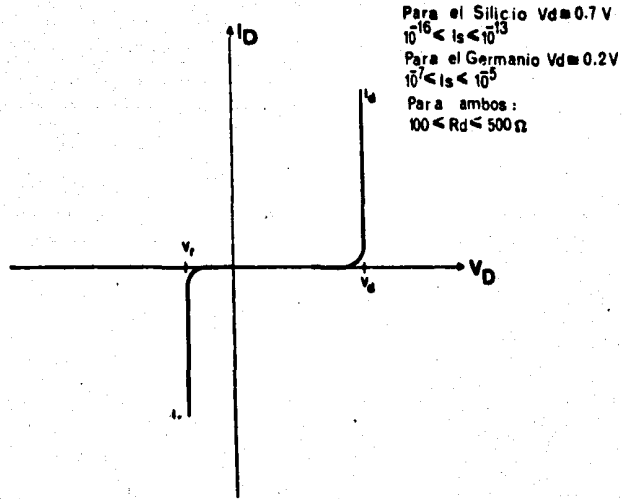
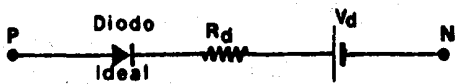


FIG. 1.3.3

De acuerdo con los datos anteriores y si se hace $MKT = V_d$ entonces

$$I_d = I_s e^{v_d/v_t}$$

Así para cualesquier análisis es bueno sustituir el diodo por su modelo piezo lineal.



Modelo Piezo Lineal

EL TRANSISTOR

El transistor bipolar de juntura TBJ consiste de la unión de 3 materiales semiconductores, 2 iguales entre sí y uno diferente, ordenados P-N-P ó N-P-N, donde el material de enmedio es diferente a los otros 2 iguales entre sí y es físicamente el más delgado de los 3.

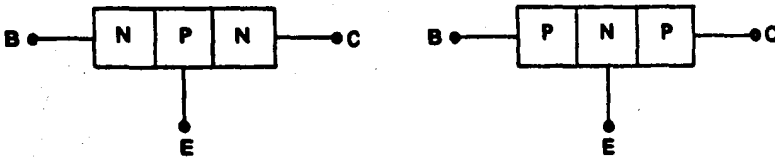


FIG. 1.3.4

El voltaje en el colector C es más positivo que el voltaje en la base B. El voltaje en la base es más positivo que el voltaje en el emisor E. La batería V_{CC} polariza el diodo BC en sentido inverso y este diodo no conduce, por lo que la juntura colector-base representa una alta impedancia. La batería V_{BB} polariza el diodo BE en sentido directo y este diodo sí conduce, por lo que la juntura base-emisor representa una baja impedancia y una baja caída de voltaje (0.7 ó 0.2 Volts). De la teoría de diodos se sabe que existe un movimiento de cargas a través de la juntura PN del diodo BE. Los electrones de la región N del emisor son atraídos hacia la región P de la base. Los huecos de la base son atraídos hacia el emisor. Como la base es muy delgada, algunos electrones alcanzan a llegar hasta la segunda juntura PN y llegan al colector por efecto de su

propia energía cinética y de la atracción que ejerce sobre ellos - el sentido de la batería V_{CC} . Estos electrones originan la corriente I_C en el colector y su valor o cantidad depende del grado de do pado del emisor siendo esta emisión casi constante para el transistor en particular, pero variable de un transistor a otro, aunque - sean del mismo tipo. Siendo:

α = eficiencia de emisión electrónica, con rango típico de valores de aproximadamente 0.9 a 0.999.

Así la corriente I_C en el colector es I_E más la corriente inversa de saturación del diodo BC que es I_{SC} .

$$I_C = \alpha I_E + I_{SC}$$

Como I_{SC} tiende a cero, entonces $I_C = \alpha I_E$

Los electrones del emisor van a la base y al colector, entonces - I_C menor que I_E . El porcentaje de la eficiencia de emisión elec- trónica α que es el valor de cuanta corriente de emisor alcanza a llegar al colector y es siempre menor de uno.

$$I_C = I_E \quad \dots\dots(1.3.1)$$

por las leyes de Kirchoff:

$$I_E = I_B + I_C \quad \dots\dots(1.3.2)$$

CIRCUITO REAL

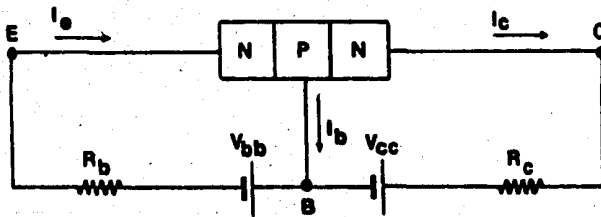


FIG. 1.3.5

Polarización directa-inversa

sustituyendo (I.3.1) en (I.3.2):

$$I_C/\alpha = I_B + I_C \quad \dots\dots (I.3.3)$$

despejando I_B y realizando las operaciones correspondientes:

$$I_B = ((1 - \alpha)/\alpha) (I_C) \quad \dots\dots (I.3.4)$$

si hacemos $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ donde β es la ganancia de amplificación de corriente del TBJ entonces:

$$I_C = \beta I_B \quad \dots\dots (I.3.5)$$

se sustituye en (I.3.2):

$$I_E = (\beta + 1) I_B \quad \dots\dots (I.3.6)$$

El valor de β es siempre proporcionado por el fabricante.

Con el uso del símbolo del transistor el circuito quedaría:

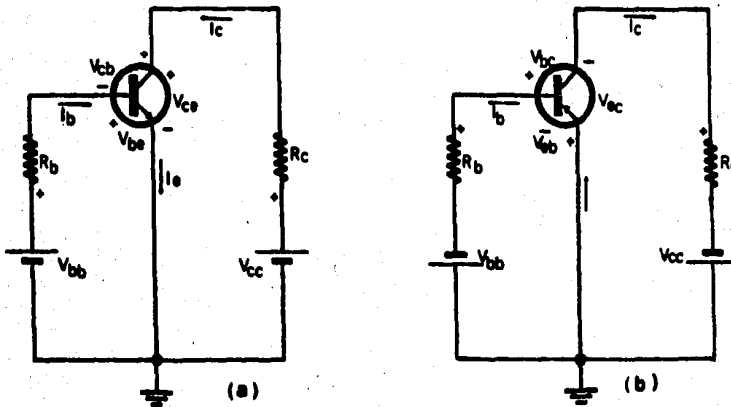


FIG.1.3.6

en estos circuitos es notorio que:

- 1) I_e lleva la dirección de la flecha del emisor
- 2) I_c e I_b llevan la dirección adecuada para que se cumpla que:

$$I_E = I_B + I_C$$

- 3) Los voltajes en el transistor se miden de la primera letra a la segunda. Por ejemplo V_{be} es el voltaje de la base con respecto al emisor o sea $V_{be} = V_b + V_e$. En donde V_b y V_e están medidos con respecto a tierra o potencial cero.
- 4) Los signos de tensión en un NPN son opuestos a los de un PNP. -
 $V_{be} = -V_{eb}$ $V_{bc} = -V_{cb}$ $V_{ce} = -V_{ec}$
- 5) Entre las terminales del transistor se cumple que: $V_{ce} = V_{cb} + V_{be}$.

En conclusión:

- a) El transistor es en esencia un amplificador de corriente. La corriente de entrada es I_b , la corriente de salida es I_c .
- b) Se llama transistor bipolar de juntura TBJ porque se necesitan 2 baterías de polarización, V_{BB} y V_{CC} o por ser necesario polarizar 2 terminales del transistor B y E y por ser la unión o juntura de 3 materiales semiconductores ordenados PNP o NPN.
- c) Emisor es el semiconductor fuertemente dopado que emite portadores de carga. Base es el semiconductor de enmedio y es físicamente muy delgado. Colector es el semiconductor físicamente mayor y colecta portadores de carga. Su dopado es menor con res--

pecto al emisor.

El diodo BE polarizado en sentido inverso (no conduce) y el diodo BC polarizado en sentido directo (si conduce). Es la región de activo reversa. Pero como el TBJ no es simétrico en su construcción, los parámetros en esta región no tienen el mismo valor que los de la región activa directa. El TBJ nunca debe usarse como tal. En esta circunstancia se tiene que:

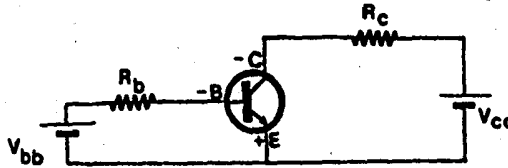


FIG. 1.3.7

α_r = eficiencia de colector o alfa reversa

β_r = ganancia de corriente reversa

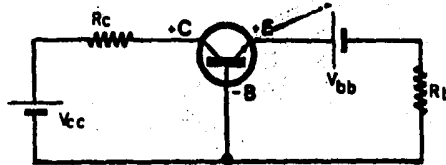


FIG. 1.3.8

Los 2 diodos BE y BC polarizados en sentido inverso (no conducción) Ningún diodo conduce, por lo tanto, no hay circulación de corriente en el TBJ. Se dice que el transistor está cortado. Esta región es la que se usa en sistemas digitales.

Los 2 diodos BE y BC polarizados en sentido directo (conducción). Los 2 diodos conducen, hay exceso de corriente en el TBJ, porque I_e depende de 2 voltajes, V_{be} y V_{bc} , mientras que antes dependía sólo de V_{be} . Puede decirse que I_c depende más de las resistencias R_{be} y R_{bc} que de cualquier otro parámetro. Por lo tanto la β ya no existe y no hay ganancia de corriente, se dice que el transistor está saturado. Esta región también se usa en sistemas digitales.

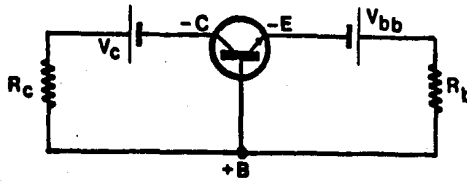


FIG.1.3.9

Polarización del transistor:

Para el ejemplo de la figura I.3.11 se forman 2 mallas; Malla I de entrada, se calcula I_{CQ} . Malla II de salida, se calcula V_{CBQ} . Aplicando las (LVK) a la malla I de entrada: $V_{bb} = R_b I_b + V_{be} + R_e I_e$, y como $I_e = (\beta + 1) I_b$ entonces: $V_{bb} = (R_b + (\beta + 1) R_e) I_b + V_{be}$. Que es la ecuación de una línea recta dentro de los ejes -- coordenados característicos BE.

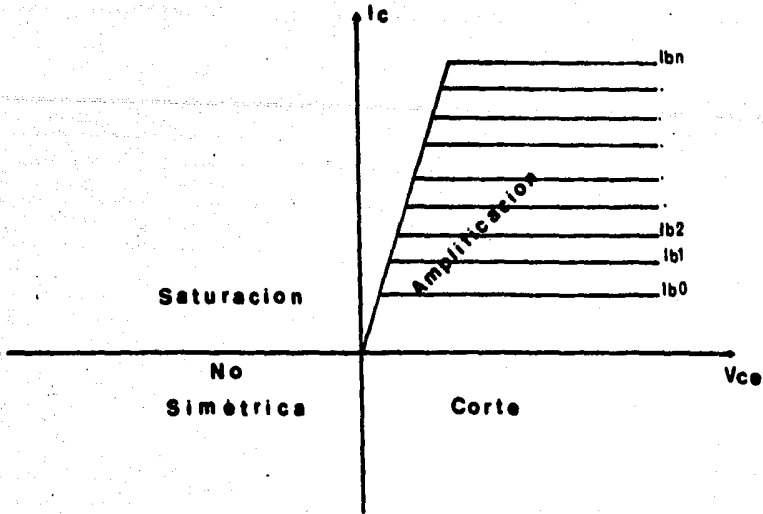


FIG. I.3.10

Intersecciones con los ejes: (figura I.3.12)

$$I_b = 0 \quad V_{be} = V_{bb}$$

$$V_{be} = 0 \quad I_{b0} = V_{bb} / R_b + (\beta + 1) R_e$$

La intersección de esta línea con la curva de operación del diodo BE da el punto de operación Q para las condiciones de entrada. Al igual que en diodos, si se estandariza la caída de tensión en el diodo BE como $V_{beQ} = 0.7$ Volts para transistores de Silicio o de Germanio, se tiene un punto de operación Q:

$$I_b = I_{bQ} \quad \text{y} \quad V_{be} = V_{beQ}$$

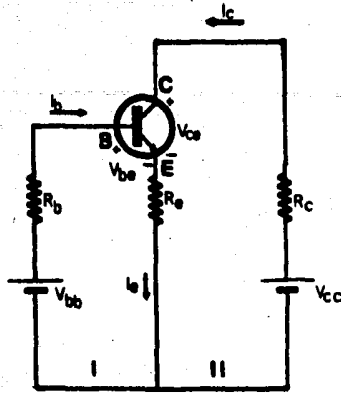


FIG. 1.3.11

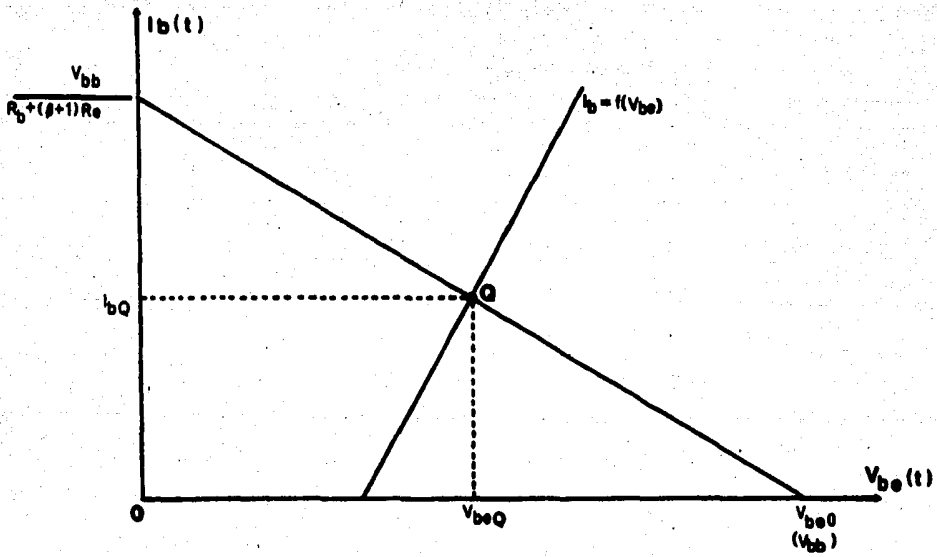


FIG. 1.3.12

y la ecuación de la línea BE es:

$$V_{bb} = (R_b + (\beta + 1) R_e) I_{bQ} + V_{beQ}$$

despejando I_{bQ} :

$$I_{bQ} = \frac{V_{bb} - V_{beQ}}{R_b + (\beta + 1) R_e} ; I_{cQ} = (\beta + 1) I_{bQ}$$

Aplicación de las (LVK) a la malla II de salida:

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

que es la ecuación de una línea recta dentro de los ejes coordenados característicos CE.

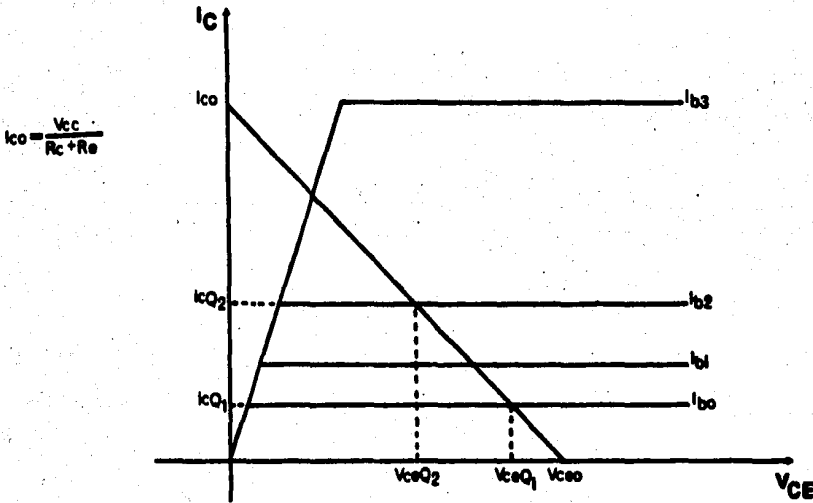


FIG. J.3.13

Intersecciones con los ejes

$$I_c = 0 \quad V_{ce} = V_{cc}$$

$$V_{ce} = 0 \quad I_{c0} = V_{cc} / (R_e + R_c)$$

Las intersecciones de esta línea con la curva característica de -- corriente de base I_{bQ} calculada anteriormente, da el punto Q de - operación para las condiciones de salida. En el punto Q de opera-- ción $I_c = I_{cQ}$ y $V_{ce} = V_{ceQ}$ y la ecuación de la línea CE es:

$$V_{cc} = (R_c + R_c) I_{cQ} + V_{cQ}$$

$$V_{ceQ} = V_{cc} - (R_c + R_e) I_{cQ}$$

Si al hacer el cálculo de las condiciones de entrada resulta que - I_{bQ} es negativa, entonces I_{cQ} es negativa y el transistor está - cortado. La salida de este circuito se toma en el colector:

$$V_S = V_c = V_{cc} - R_c I_{cQ} - R_c I_{cQ} = V_{ceQ} + R_e I_{cQ}$$

I-4 APLICACION DE TRANSISTORES Y DIODOS EN LOS AMPLIFICADORES DE AUDIO.

Diodo

El diodo tiene una resistencia directa baja y un voltaje de arranque. Su gráfica es:

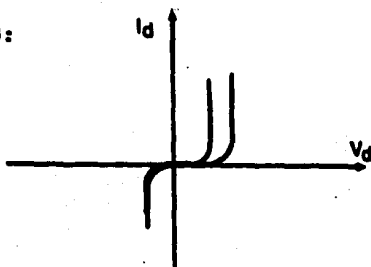


FIG.1.4.1

Para diodos de silicio $V_d = 0.7 \text{ V}$, $10^{-16} \leq I_S \leq 10^{-13}$. Para diodos de Germanio $10^{-7} \leq I_S \leq 10^{-5}$, $V_d = 0.2 \text{ V}$. Dadas las características reales del diodo es conveniente sustituirlo por un modelo piezo-lineal que abarque sus componentes tal que:

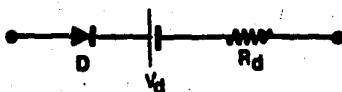
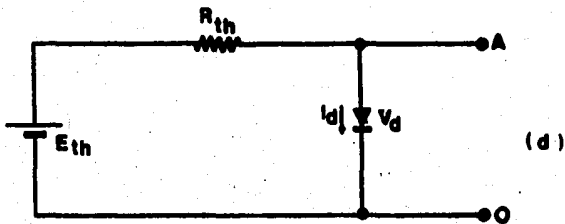
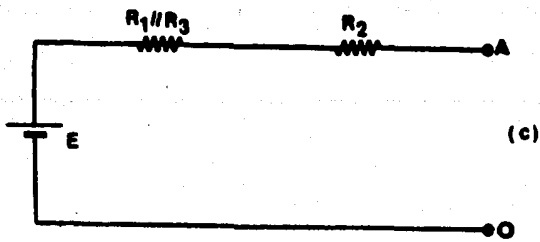


FIG.1.4.2

La característica no lineal del diodo implica métodos particulares de solución a sus circuitos, pero en general, los teoremas de Thevenin y Norton son los más fuertes auxiliares en el análisis de circuitos con diodos. Por ejemplo:



$$E_{th} = \frac{E}{R_1} (R_1 // R_2) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E = \frac{2}{2 + 3} \text{ K} (20\text{V.}) = 8.0 \text{ V}$$

$$R_{th} = (R_1 // R_2) + R_3 = \frac{3 \times 2 \text{ K}}{3 + 2} + 2 \text{ K} = 3.2 \text{ K}$$

Del circuito Thevening equivalente:

$$I_d = (E_{th} - V_d) / R_{th}$$

de la ecuación fundamental:

$$I_d = I_s e^{V_d / V_t} \quad \text{6} \quad V_d = V_t \ln I_d / I_s$$

sustituyendo en el circuito Thevening:

$$I_d = \frac{E_{th}}{R_{th}} - \frac{V_d}{R_{th}} \quad \text{h} \quad \frac{I_d}{I_s}$$

Es una ecuación implícita (no está despejada la incógnita) y trascendental (incluye funciones logarítmicas) que solo puede resolverse por medio de iteraciones. Como $M = 1$ y $T = 300^\circ\text{K}$ entonces $V_{th} = 25\text{mV}$ y acomodando la ecuación:

$$I_d = \frac{E_{th} - V_d}{R_{th}} \quad \dots \quad (I.4.1) \quad V_d = V_t \ln \frac{I_s}{I_d} \quad \dots \quad (I.4.2)$$

Método iterativo:

- a) Suponer un V_d cualquiera y calcular I_d usando la ecuación ---
(I.4.1)
- b) Sustituir I_d y calcular el valor de V_d real en la ecuación --
(I.4.2)
- c) Si V_d real de la ecuación 3.4.2 es diferente de V_d supuesto en
en la ecuación 3.4.1 hacer otra iteración partiendo de V_d real
- d) Terminar usando V_d real = V_d supuesto.

ejemplo:

supongamos $V_{d1} = 2 \text{ V}$

$$I_{d1} = \frac{E_{th} - V_{d1}}{R_{th}} = \frac{8 - 2 \text{ V}}{3.2 \text{ K}} = 1.87 \text{ mA} = 1.87 \times 10^{-3} \text{ A}$$

comprobemos que V_d real = V_d supuesto

$$V_{d1} = V_T L_n \frac{I_{d1}}{I_s} = 25 \times 10^{-3} L_n \frac{1.87 \times 10^{-3}}{10^{-4}}$$

$$V_{d1} = 25 \times 10^{-3} L_n 1.87 \times 10^{11} = 25 \times 10^{-3} (L_n 1.87 \times 11 L_n 10)$$

$$V_{d1} = 0.65 \text{ Vo} \neq 2 \text{ Vo} \quad V_d \text{ real} \neq V_d \text{ supuesto}$$

ahora supongamos $V_{d2} = 0.65 \text{ V}$ para hacer una 2o iteración.

$$I_{d2} = \frac{8 - .65}{3.2} \frac{\text{V}}{\text{K}} = 2.5 \times 10^{-3} \text{ A}$$

Se comprueba que $V_d \text{ real} = V_d \text{ supuesto}$

$$V_{d2} = 25 \times 10^{-3} L_n \frac{2.3 \times 10^{-3}}{10^{-14}} = (25 \times 10^{-3}) (26.11)$$

$$V_{d2} = 652 \times 10^{-3}, \quad V_o \approx 650 \times 10^{-3} \text{ V.}$$

$$V_{d2} = .652 \text{ V} \quad V_d \text{ real} \approx V_d \text{ supuesto}$$

Se harán tantas iteraciones como sean necesarias.

CIRCUITO RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA TIPO PUENTE:

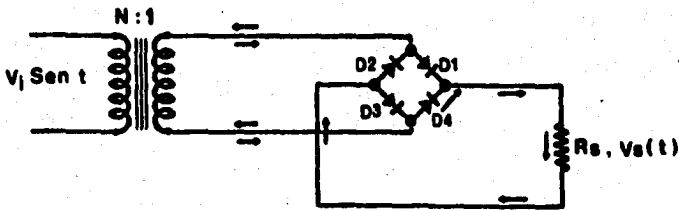


FIG. 1.4.5

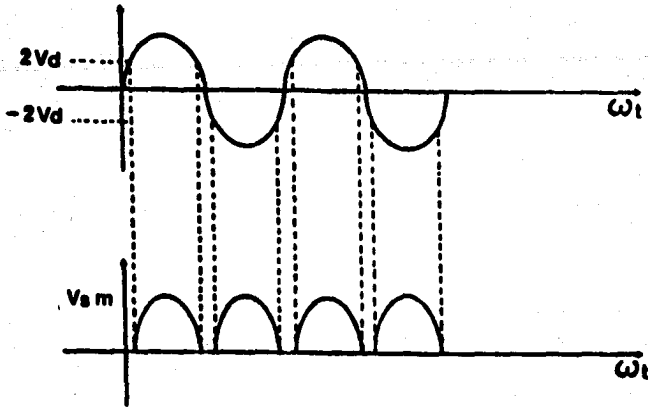


FIG. 1.4.6

Durante el semiciclo positivo de la tensión $V_i(t)$ la corriente pasa a través de D_1 , R_S y D_3 .

Durante el semiciclo negativo de la tensión $V_i(t)$ la corriente pasa a través de D_4 , R_S y D_2 .

En ambos casos la corriente pasa a través de R_S en la misma dirección.

Datos:

$$D_1 = D_2 = D_3 = D_4$$

$$R_d = 0.250 \text{ K}\Omega$$

$$V_d = 0.7 \text{ V.}$$

$$N = 10$$

$$V_i(t) = 114 \text{ Sen } \omega t \text{ V.}$$

$$R_S = 9.5 \text{ K}\Omega$$

para $V_i(t)$ positivo y menor de $2 V_d$ no hay circulación de corriente. Para $V_i(t)$ positivo y mayor que $2 V_d$, D_1 , D_3 conducen el valor de I_d en cada instante de tiempo es :

$$I_d = \frac{V_i(t) - 2 V_d}{R_s + 2 R_d}$$

En $t = \frac{T}{4}$, $V_i(t)$ alcanza su máximo valor positivo

$$I_d \text{ máx} = \frac{V_{im} - 2 V_d}{R_s + 2 R_d} = \frac{11.4 - 1.4}{9.5 + 0.5} = 1 \text{ mA}$$

$$V_s \text{ máx} = R_s I_d \text{ máx} = (9.5) (1) = 9.5 \text{ Volts}$$

El transistor consiste en la unión de 3 materiales semiconductores ordenados PNP o NPN donde el material de enmedio es diferente de los otros 2 iguales entre si y es físicamente más delgado de todos .

Casos de polarización (ver fig I.4.7) :

- 1) Región de amplificación en directa
- 2) Región de amplificación en inversa
- 3) Región de corte
- 4) Región de saturación

Ejemplo :

$$V_{CC} = 10 \text{ V}$$

$$V_{bb} = 2 \text{ V}$$

$$I_{bQ} = \frac{2 - 0.2}{1.6 + 101 (1.6)} \frac{\text{V}}{\text{K}} = 0.011 \text{ ma}$$

$$I_{cQ} = 100 (0.011 \text{ ma}) = 1.1 \text{ ma}$$

$$V_{ceQ} = 10 \text{ V} - 6.6 \text{ K} (1.1 \text{ ma}) = 2.74 \text{ V}_0$$

\therefore T está amplificando

$$V_s = 10 \text{ V} - 5 \text{ K} (1.1 \text{ ma}) = 4.5 \text{ V}_0$$

$$V_{CC} = 10 \text{ V.}$$

$$V_{bb} = 2 \text{ V.}$$

$$I_{bQ} = \frac{2 - 0.2}{2 + 101 (0.1)} \frac{\text{V}}{\text{K}} = 0.145 \text{ ma}$$

$$I_{cQ} = 100 (0.148) = 14.8 \text{ ma}$$

$$V_{ceQ} = 10 \text{ V} - (1.3 \text{ K})(14.8 \text{ ma}) = -9.2 \text{ V.}$$

\therefore T está saturado

$$V_s \approx V_{cesat} = 0.1 \text{ V.}$$

Análisis de C-D se hace $V_i(t) = 0$; y los condensadores se consideran como circuito abierto.

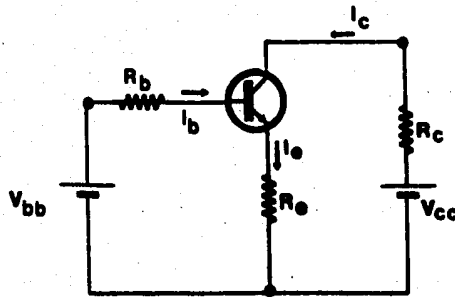


FIG. 1.4.12

$$I_{cQ} = \frac{V_{bb} - V_{be}}{\frac{R_b + R_e}{\beta + 1}} = \frac{3.3 - 0.7}{\frac{3.33 + 1}{100}}$$

$$I_{cQ} = 2.54 \text{ ma}$$

$$V_{ceQ} = V_{cc} - (R_c + R_e) I_{cQ}$$

$$= 20 \text{ V} - 2 \text{ K} (2.54 \text{ ma})$$

$$V_{ceQ} = 14.92 \text{ V}_0$$

ANALISIS A LA SALIDA:

$$V_{cc} = (R_c + R_e) I_c + V_{ce} \quad \text{--- L.c.c.d.}$$

$$I_c = \frac{-1}{R_c + R_e} (V_{ce} - V_{cc})$$

Ec. de línea de carga de C-d con pendiente $m = \frac{-1}{R_e + R_c}$

Intersección con los ejes

si $I_c = 0$ $V_{ce} = V_{cc} = 20 \text{ V}$

SI $V_{ce} = 0$ $I_{co} = V_{cc}/R_c + R_e = 20/2 = 10 \text{ ma}$

Estudio de corriente alterna; se hace $V_{cc} = 0$ y los condensadores se comportan como C.C.

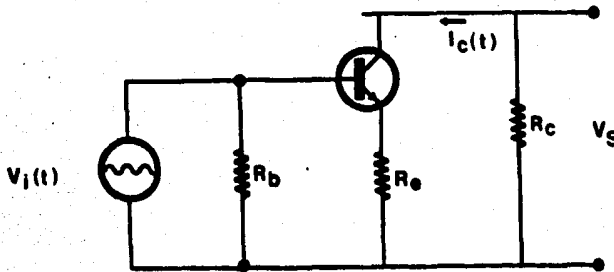


FIG. 1.4.13

Para la salida

$(R_c + R_e) i_c(t) + V_{cet} = 0$ ---- despejando $i_c(t)$

$i_c(t) = - \frac{1}{R_c + R_e} V_{cet}(t)$ ---- la corriente total del circuito es

$I_{ct} = I_{co} + i_c(t)$

$V_{ce}(t) = V_{ceo} + V_{cet}(t)$

Total = $C_d + C_a$

Total = $C_d + C_a$

Despejando

$i_c(t) = I_{ct} + I_{co}$

$V_{cet} = V_{cet} - V_{ceo} . .$

$I_{ct} - I_{co} = - \frac{1}{R_c + R_e} (V_{cet} - V_{ceo})$ ---- L.c.c.at que es una

ecuación de una línea recta, llamada línea de carga corriente al--

terna total con pendiente $M/c.a. = -1/R_C + R_E$. Intersecciones con los ejes coordenados.

$$V_{ceto} = 0 \quad I_{cto} = \frac{V_{ceQ} + I_{cQ}}{R_C + R_E}$$

$$\therefore I_{cto} = \frac{14.92}{2} + 2.54 = 10 \text{ ma}$$

$$I_{cto} = 0 \quad V_{ceto} = V_{ceQ} + (R_C + R_E) I_{cQ}$$

$$I_{ct} = 14.92 + 2 (2.54) = 20 \text{ v}$$

En este caso las intersecciones de las dos líneas de c.a y C-d son las mismas, es decir L.c.c.d. = L.c.c.a.t. porque tienen la misma pendiente $M_{cd} = M_{c-a}$ y el mismo punto de operación.

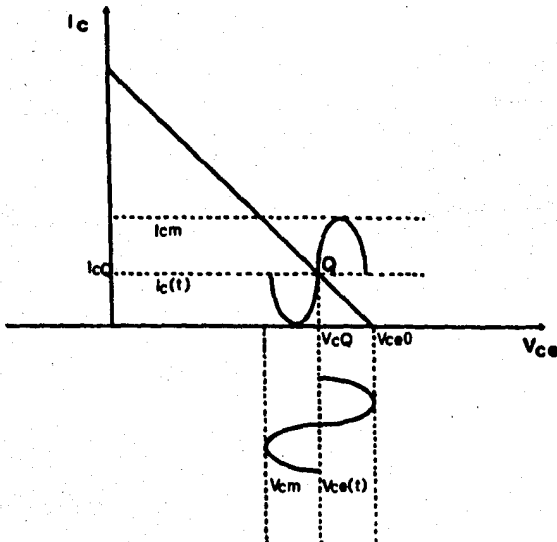


FIG. 1.4.14

Swing:

Es la máxima variación Pico-Pico de la señal de corriente de carga

$$i_C(t)$$

Máximo swing simétrico:

Es la máxima variación pico-pico de la señal de corriente de carga

$i_C(t)$ en el punto medio de la línea de carga de corriente alterna.

Para el circuito en estudio:

$$i_C(t) = I_{cn} \text{ Sen } Wt \text{ ma . de la gráfica } I_{cm} = 2.54$$

$$i_C(t) = 2.54 \text{ Sen } Wt \text{ ma . de la gráfica } V_{com} = 5.08$$

$$V_{Ce}(t) = 5.08 \text{ Sen } Wt \text{ V Se comprueba que}$$

$$V_{Ce}(t) = (R_C + R_e) i_C(t) = 2 (2.54) = 5.08 \text{ Sen } Wt \text{ V.}$$

En este circuito no se tiene el máximo swing simétrico porque R_1 y R_2 no son los valores adecuados para ello. Para M.S.S. debe cumplirse:

$$I_{CQ} = \frac{1}{2} I_{cto} \quad \cdot \cdot \quad I_{cto} = 2 I_{CQ}$$

$$V_{Ceq} = \frac{1}{2} V_{ceto} \quad \cdot \cdot \quad V_{ceto} = 2 V_{Ceq}$$

II-1 SELECCION DE LA CLASE DE AMPLIFICADOR

Los amplificadores de potencia de audio-frecuencia se clasifican de acuerdo a la porción del ciclo de la onda senoidal de entrada durante la cual fluye la corriente $i_c(t)$ a través de la carga, es decir, de acuerdo a la posición del punto de operación (Q), ésta clasificación es:

Amplificador clase A

Amplificador clase B

Amplificador clase C

Amplificador clase AB

En el amplificador clase A, la corriente fluye a través de la carga durante el ciclo completo, es decir durante los 360° del ciclo senoidal.

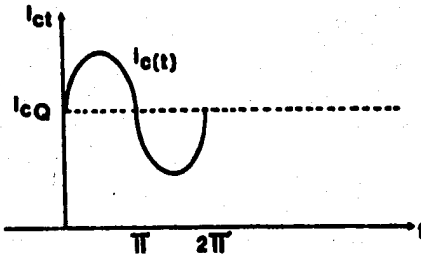


FIG. II.1.1

Las tensiones de polarización se escogen de modo que nunca se corte la corriente de colector con o sin señal aplicada.

de 180° es decir menos de medio ciclo de la onda senoidal.

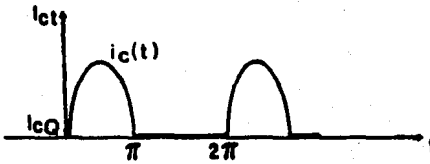


FIG. II.1.4

Las tensiones de polarización se escogen tal que el punto de operación esté abajo de corte.

En este caso se consideran los 2 tipos más comerciales que son el clase A y el B.

Clase A contra clase B:

Los amplificadores clase A generalmente proporcionan una menor distorsión, pero a su vez presentan menos potencia de salida con respecto a los amplificadores clase B. Los clase A proporcionan mayor ganancia por etapa, pero tienen pobre eficiencia en potencia. Esta baja eficiencia limita seriamente la aplicación de los amplificadores clase A, donde el consumo de potencia es un factor limitador; por ejemplo en los radios portátiles. El diseño clase B proporciona una mayor eficiencia en potencia que los clase A, pero requiere más componentes por etapa. La clase B es adecuada para la salida de alta potencia y en aplicaciones en donde el consumo de potencia es un factor limitador.

Tomando en cuenta las consideraciones anteriores y seleccionar el tipo de amplificador se debe tomar en cuenta el tipo de arreglo - del acoplamiento.

Para la selección del circuito de acoplamiento se debe tomar en cuenta el funcionamiento y la economía requerida.

Ahora bién se expondrán algunas de las características de acoplamiento, las cuales no se consideran inflexibles sino como guías - para tener un criterio de apreciación sobre los diferentes acoplamientos.

Características de acoplamiento de los amplificadores clase A:

Entrada acoplada a transformador, salida acoplada a transformador.

Este diseño proporciona una respuesta a frecuencia y distorsión - aceptable. La estabilidad de polarización es muy buena y se obtiene fácilmente y el diseño es relativamente económico dentro de -- una potencia hasta dentro de 3 Watts.

Entrada acoplada a RC, salida acoplada a transformador, este tipo proporciona respuesta de frecuencia y distorsión adecuada. La estabilidad de polarización se obtiene tan fácilmente como el del - diseño de entrada a transformador. El diseño presenta menos costo debido a la sustitución del transformador por un capacitor.

$V_{(BR)CER}$ voltaje inverso de ruptura colector emisor con una resistencia R terminada entre la base y el emisor. Este parámetro es de importancia en circuitos que tienen terminaciones de resistencia emisor-base. Para valores grandes de R , $V_{(BR)CER}$ se aproxima a --

$V_{(BR)CEV}$ voltaje inverso de ruptura colector-emisor con la base conectada de regreso a una polarización negativa a la terminal del emisor. $V_{(BR)CEV}$ se aproxima a $V_{(BR)CBO}$ en la mayoría de los dispositivos con unos cuantos volts de polarización inversa.

El valor estático de la ganancia de corriente en corto circuito con emisor-común h_{FE} se puede suponer usualmente como igual a h_{FE} para frecuencias de audio. Esta aproximación no es verdadera a bajos niveles de corriente en donde la corriente de saturación inversa se hace apreciable. A corrientes superiores de colector, la eficiencia del emisor reduce h_{FE} del dispositivo a corrientes superiores. A medida que la temperatura de la unión aumenta. Sin embargo la β normalmente empieza a caer a un nivel inferior de corriente de colector con un incremento en la temperatura debido a que están presentes varios efectos, el cálculo de las relaciones de corrientes de colector-base deberá llevarse a cabo utilizando el valor --

$h_{FE(min)}$.

Esto asegura suficiente ganancia bajo todas las condiciones de operación.

La gráfica de V_{BE} contra I_C se llama curva de Y_{FE} . Para las corrientes de colector arriba de un miliampere, la curva Y_{FE} es aproximadamente lineal V_{BE} varía con los dispositivos individuales así como con los materiales semiconductores.

El voltaje V_{BE} cae con incremento de temperatura. Para el Silicio la reducción es de aproximadamente 2 milivolts por $^{\circ}C$, para el Germanio es aproximadamente 1.3 milivolts por $^{\circ}C$. La curva Y_{FE} es muy útil para seleccionar el punto Q de operación. Los requerimientos de voltaje de excitación de base y de linealidad de corriente pico de colector se pueden evaluar también.

En operación clase A, el punto Q se escoge de manera que la excursión pico de corriente del colector esté dentro de la región de la curva. En operación clase B, la curva Y_{FE} se utiliza para determinar V_{BEQ} seleccionando un V_{BEQ} apropiado, se requiere la distorsión de cruce y la disipación de potencia quiescente estará al minuto.

$V_{CE(sat)}$ el voltaje de saturación de colector a emisor con las unidades emisor-base y colector-base con polarización hacia adelante. Este parámetro se mide generalmente con varias veces la cantidad mínima de corriente requerida por el h_{FE} del dispositivo para la corriente requerida de colector, ésta sobre excitación de corrien-

te de base asegura la saturación del dispositivo. El valor ideal de $V_{CE(sat)}$ sería cero, permitiendo oscilaciones máximas de voltaje sobre la línea de carga de C-A y máxima potencia de salida. Este voltaje ideal nunca se logra en la práctica y los voltajes reales usualmente son desde 0.2 hasta 2 Volts medidos con excitación utilizable de base. Esto puede ser un problema considerable en los circuitos clase B directamente acoplados en donde uno de los pares debe saturarse a un valor muy bajo con objeto de excitar la etapa de salida a la oscilación máxima de colector .

Fuente de alimentación :

2 transformadores

8 diodos

3 capacitores electrolíticos

1 diodo zener

Características :

1 transformador de 127 VC-A a 40 VC-A con tap central de 7 Amp.

1 transformador de 127 VC-A a 6 VC-A con tap central de 250 mA

4 diodos IN80 para 35 Amp

2 capacitores electrolíticos de 5000 microfarads a 50 VC-D

1 capacitor electrolítico de 1000 microfarads a 16 VC-D

4 diodos IN4001 para 1Amp

1 diodo zener de 4.7 V a 1 Watt

La salida de corriente directa es la siguiente :

+ 40 V C-D

+ 4.7 V C-D

Se regula un voltaje de (+) 30 V C-D con un transistor MJ 3055, 2 resistencias 1.5 K y 1 K, 1 resistencia variable (preset) de ajuste de voltaje de base de 10 K

Preamplificadores :

4 circuitos integrados LM 387

36 resistencias (valores varios) a 1/2 Watt

18 capacitores electrolíticos (varios valores)

12 capacitores de poliéster (varios valores)

Controles digitales :

40 circuitos integrados ; (6) LM 555, (10) CD 4016, (6) SN 74LS00,
(4) SN 74LS04, (6) LM 3900, (4) SN 74LS192, (4) SN 7445

112 resistencias (diversos valores)

60 capacitores de poliéster (diversos valores)

2 capacitores electrolíticos

Características :

Los LM 3900 son amplificadores operacionales cuádruples

Los SN 74LS192 son contadores universales Low Scotky

Los SN74LS04 son inversores sextuples

Los CD 4016 son interruptores MOS cuádruples

Los SN 74LS00 son compuertas NAND cuádruples

Los LM 555 son bases de tiempo (TIMER'S)

Los SN 7445 son decodificadores de 4 a 10

Amplificador de potencia :

2 circuitos integrados excitadores (DRIVER'S)

8 transistores

30 resistencias (valores varios) a 1/2 Watt

4 resistencias a 5 Watts

2 resistencias variables (presets) de 10 K

8 capacitores electrolíticos (varios valores)

10 capacitores de poliéster (varios valores)

Características :

Los LM 391-80 son circuitos excitadores (DRIVER'S) 80 Watts

Los transistores son ; (2) TIP 41C NPN, (2) TIP 42C PNP,

(2) MJ 3055 NPN, (2) MJ 2955 PNP .

II-3 REFERENCIAS (CARACTERISTICAS PRINCIPALES)

1) Fuente de alimentación general

$$V_{out} = \pm 40 \text{ V (80 V Tap central) C-D}$$

$$V_{in} = 127 \text{ V C-A}$$

$$I = 7 \text{ Amp}$$

$$V_{out2} = 5 \text{ V C-D}$$

$$I_2 = 250 \text{ mA}$$

$$V_{out3} = 30 \text{ V C-D}$$

$$f = 50/60 \text{ Hz}$$

2) Preamplificadores

$$V_{CC} = 30 \text{ V C-D}$$

$$V_{in1} = 5 \text{ mV C-A}$$

$$V_{in2} = 3 \text{ mV C-A}$$

$$V_{in3} = 8 \text{ mV C-A}$$

$$V_{in4} = 12 \text{ mV C-A}$$

$$Z_{in} = 100 \text{ K}$$

$$Z_{out} = 100 \text{ K}$$

$$V_{out} (1,2,3,4) = 1.5 \text{ V C-A}$$

$$BW = 20 \text{ Hz} - 20 \text{ 000 Hz}$$

3) Controles digitales

$$f_{sw} = 1 \text{ Hz}$$

$$V_{CC1} = 5 \text{ V C-D}$$

$$V_{CC2} = 30 \text{ V C-D}$$

$$V_{in} = 1.5 \text{ V C-A}$$

$$V_{out} = 1.5 \text{ V C-A}$$

BW = depende de la frecuencia a la que se fijan los controles -
de tonos y puede ir desde 20 - 20 000 Hz

10 niveles de volumen

10 niveles de tono

$$Z_{in} = Z_{out} = 100 \text{ K}$$

4) Amplificación de potencia

$$V_{CC} = 40 \text{ V C-D}$$

$$V_{CC} = - 40 \text{ V C-D}$$

$$I = 7 \text{ Amp}$$

$$V_{in} = 1.5 \text{ V C-A}$$

$$V_{out} = 28 \text{ V C-A}$$

$$BW = 20 - 20 \text{ 000 Hz}$$

$$P_o = 40 \text{ W, } 8 \text{ ohms}$$

$$P_o = 70 \text{ W, } 4 \text{ ohms}$$

$$Z_{in} = 100 \text{ K}$$

$$Z_{out} = 8 \Omega \text{ y } 4 \Omega$$

$$T = 25^\circ\text{C} - 75^\circ\text{C}$$

$$\text{Distorsión} = 1\% \text{ a } 70 \text{ W}$$

$$I_{out} = 3.5 \text{ Amp}$$

PROLOGO AL CAPITULO III :

Primero se hace el diseño del amplificador porque en base a este se diseñaran las demás etapas del equipo porque se deben cumplir las características, tanto en impedancias de entrada y salida al amplificador, así como sus voltajes y corrientes también de entrada y salida .

Posteriormente se diseñarán los preamplificadores porque es la etapa excitadora del amplificador y están basados en las características del amplificador. De acuerdo a la sofisticación de los preamplificadores serán las posibilidades que se tengan, o sea, si se desean más entradas se requerirán más preamplificadores y si se desean salidas preamplificadas extras se necesitarán las modificaciones de los mismos preamplificadores de entrada para que funcionen como salidas.

A continuación se diseñarán los controles digitales porque esta etapa no interfiere en el diseño de las etapas anteriores ya que el único requerimiento es que cumplan con las impedancias de entrada y salida solamente y ésta etapa se puede hacer de varias maneras y nunca intervendrán con el diseño de las demás etapas .

Y por último se diseña la fuente de alimentación porque ésta debe suministrar el o los voltajes y corrientes que se requieren en las tres etapas anteriores previamente diseñadas y en ésta parte del diseño ya se conoce la carga que tendrá el equipo y los consumos que se necesitarán .

III-1 PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DE ETAPAS DE SALIDA CLASE AB SIMETRÍA CUASICOMPLEMENTARIO, ETAPA DE EXCITACION. ENTRADA ACOPLADA A R-C Y SALIDA ACOPLADA DIRECTAMENTE.

Procedimiento de diseño de etapa clase B simetría complementaria:

Observándose la (figura III.1.1) de un simple circuito de audio, - donde la potencia liberada en la carga será:

$$P_o = V_o^2 / R_L = I_o^2 R_L \quad \dots\dots(III.1.1)$$

donde:

P_o = potencia de salida

V_o = voltaje de salida R.M.S.

I_o = corriente de salida R.M.S.

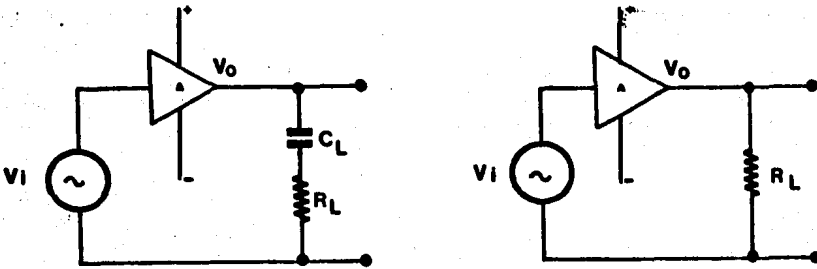


FIG. III.1.1

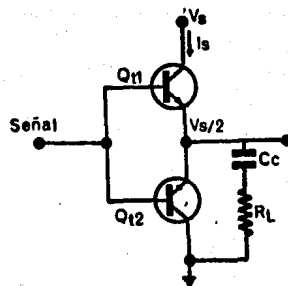
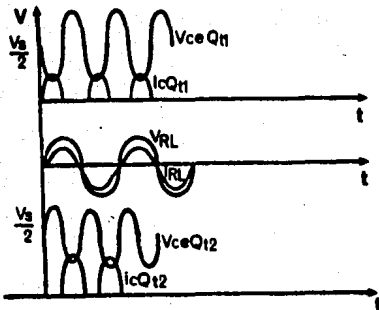


FIG. III.1.2

transformando la ecuación (III.1.1) por sus cantidades pico-pico - se tendrá:

$$P_o = V_{O_{pp}}^2 / 8R_L = R_L I_{O_{pp}}^2 / 8 \quad \dots\dots(III.1.2)$$

Como se sabe la etapa de salida clase B conduce alternativamente durante cada medio ciclo y si se observa, la señal de salida será (figura III.1.2)

La disipación en el transistor Q_{t1} , es el producto del voltaje colector-emisor ($V_{CE} Q_{T1}$) y la corriente. Ciertamente el transistor Q_{t1} no disipa potencia cuando no tenga señal aplicada y por lo tanto la corriente de colector será cero.

Por otra parte si la forma de onda será muy elevada su forma a la salida será cuadrada, Q_{t1} liberará una gran corriente pero el voltaje que lo cruce será cero resultando otra vez una potencia igual a cero.

El rango de potencia de salida nunca llegará a tales extremos, -- pues Q_{t1} tendrá un punto de máxima disipación. Los puntos mencionados ocurren cuando el voltaje de salida pico-pico es 0.637 veces - la potencia suministrada asumiendo que en toda clase B la potencia es disipada por los 2 transistores, estos disipan:

$$P_D \text{ máx} = \frac{V_S^2}{2 \pi^2 R_L} = \frac{V_S^2}{20 R_L} \quad \dots\dots (III.1.3)$$

Derivando la máxima P_D :

La derivación de la ecuación III.1.3 para máxima potencia disipada, conociendo y observando la (figura III.1.2) y aplicando las fórmulas standard de potencia.

Eliminando X_C y teniendo V_L' = voltaje a través de la carga resistiva se tendrá:

$$V_L' = V_L \text{ Sen } wt$$

$$V_{CE} = V_S - (V_S / 2 + V_L \text{ Sen } wt) = V_S / 2 - V_L \text{ Sen } wt$$

$$I_C = V_L \text{ Sen } wt / R_L$$

Por lo tanto:

$$P_D = \frac{1}{2 \pi} (*) \cdot \int_0^{\pi} P_d \, d(wt)$$

P_d = potencia instantánea

* = 2 transistores a la salida

$$P_D = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left(\frac{V_S}{2} - V_L \text{ Sen } wt \right) \left(\frac{V_L}{R_L} \text{ Sen } wt \right) \, d(wt)$$

$$P_D = \frac{V_S V_L}{2 \pi R_L} \int_0^{\pi} \text{Sen } wt \, d(wt) - \frac{V_L^2}{2 \pi R_L} \int_0^{\pi} (1 - \cos 2 wt) \, d(wt)$$

$$P_D = \frac{V_S V_L (2)}{2 \pi R_L} - \frac{V_L^2}{2 \pi R_L}$$

$$P_D = \frac{V_S V_L}{\pi R_L} - \frac{V_L^2}{2 R_L} \quad \dots (III.1.4)$$

La ecuación (III.1.4) es la potencia promedio disipada, la máxima potencia promedio disipada ocurrirá para el valor de V_L en que el valor de la primera derivada de la ecuación sea cero:

$$\frac{d P_D}{d V_L} = \frac{V_S}{\pi R_L} - \frac{V_L}{R_L} = 0 \quad \text{para máxima potencia}$$

$$\dots V_{LP} = \frac{V_S}{\pi} \quad \dots (III.1.5)$$

La ecuación (III.1.5) es el valor pico de V_L que resulta en la - Máx P_D ; multiplicando por 2 para obtener el valor pico-pico para máx P_D :

$$V_{Lpp} = 2 \frac{V_S}{\pi} = 0.637 V \quad \dots (III.1.6)$$

sustituyendo la ecuación III.1.5 en ecuación III.1.4 se obtiene el valor final de máx P_D :

$$\text{Max } P_D = \frac{V_S^2}{2 \pi^2 R_L} \approx \frac{V_S^2}{20 R_L} \quad \dots (III.1.7)$$

Amplificador de potencia configuración simetría Cuasicomplementaria

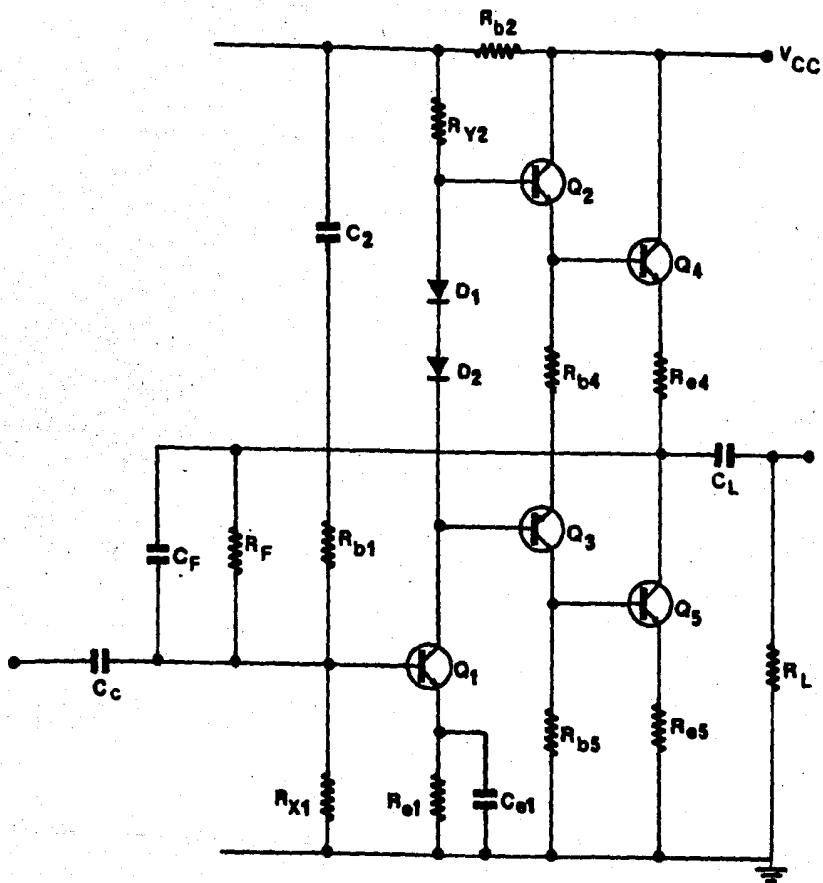
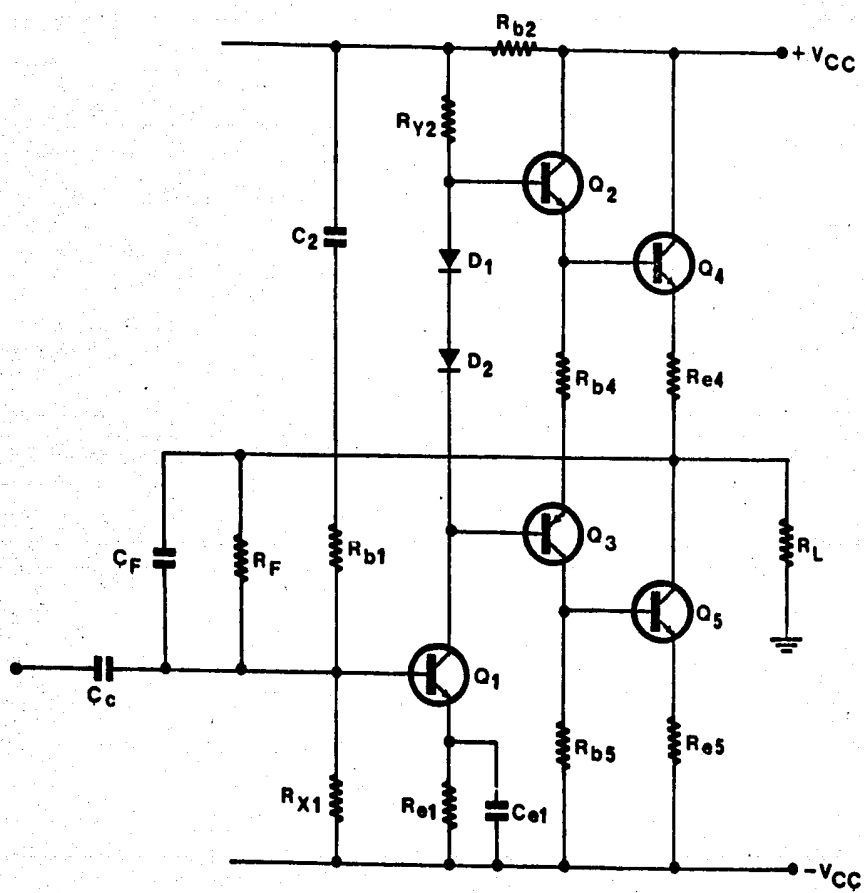


FIG. III.1.3

Amplificador de potencia simetria cuasicomplementaria con acoplamiento directo.



otra forma de la ecuación III.1.7 es usando la ecuación (III.1.2)

$$\text{Max } P_D = \frac{4}{\pi^2} P_O \quad (\text{max}) .$$

En este circuito el voltaje de señal de entrada es amplificada por Q_1 y después se aplica a el par compuesto por Q_2 y Q_3 que vienen siendo una simetría complementaria cuyo comportamiento fue descrito anteriormente, así los medios ciclos ya amplificados por Q_2 y Q_3 son alimentados a Q_4 y Q_5 que son los transistores de salida, ambas porciones de señal pasan a través de C_L y R_L y la señal de entrada es reconstruida a través de la resistencia de carga.

La realimentación negativa se lleva a cabo de la combinación paralela $R_F - C_F$.

La condición de C-D en esta configuración es dada para que la mitad del voltaje alimentado pueda ser presentado como punto del diagrama $V_{CC} / 2$. La corriente de polarización (bias) está determinada por las resistencias R_{b1} y R_{x1} y la corriente de polarización sobre Q_1 esencialmente estabilizada.

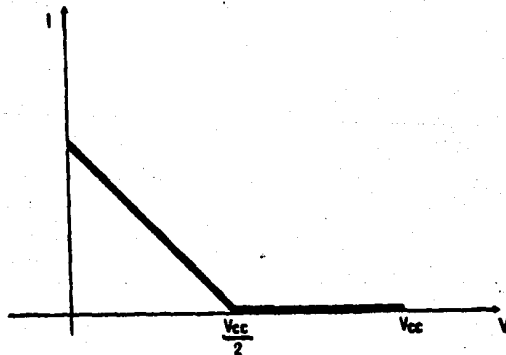


FIG. III.14

La carga para el colector de Q_1 consiste básicamente de ----

$R_{b2} + R_{y2} + D_1 + D_2$ estos diodos son utilizados para fijar y mantener la corriente ideal en el circuito de salida a el valor original del punto de operación, eliminando los cambios de temperatura.

De cualquier manera el circuito de audio puede tener otros tipos de partes sensitivas a la temperatura. Y si la compensación de temperatura no es esencial, ellos pueden ser reemplazados por resistencias. Se observa que el capacitor C_2 es incluido en una realimentación positiva limpiando (eliminando) en el circuito de ramas. Asimismo las resistencias en el circuito de polarización de Q_2 se divide dentro de los componentes de R_{b2} y R_{y2} esto es previendo la unión para la conexión de C_2 .

Cuando la señal de entrada es comparativamente de gran amplitud, la polarización (bias) sobre los transistores (drivers) tiende a cambiar el punto de operación en una clase B, y por lo tanto introduce la distorsión de cruce. Para compensar el cambio del punto de operación, por este motivo se necesita una malla de realimentación sobre el circuito. La ganancia puede ser muy grande y de acuerdo a esta es la realimentación requerida.

La realimentación positiva a través de C_2 incrementa la impedancia

de carga que el par complementario presenta a Q_1 e incrementa la ganancia del circuito.

La gran amplitud del pico positivo de la señal tiende al corte de Q_2 por la conducción de las terminales de base y emisor al potencial positivo (+) V_{CC} .

De cualquier manera éste es el voltaje sobre C_2 y como resultado es cargado cuando el circuito está apagado. Este voltaje mantiene la base con potencial positivo con respecto al emisor, para que Q_2 continúe conduciendo sobre el ciclo completo de la señal.

El diseño del circuito Bootstrap es comparativamente simple. Considerando que R_{b2} y R_{y2} son esencialmente conectados a través de la carga vía C_2 , éstas resistencias son elegidas suficientemente grandes y en relación con la corriente de base requerida por Q_2 , los valores de estas resistencias son iguales. Bajo las condiciones de operación la pendiente de $V_{CC}/2$, cruza las series formadas por R_{b2} y R_{y2} , también cruza el circuito formado por R_{b2} y C_2 , ya que el voltaje a través de C_2 es la mitad de $V_{CC}/2$, o sea igual a $V_{CC}/4$, y este es el nivel de voltaje a que éste se carga y mantiene una corriente constante sobre R_{y2} y la unión base emisor C_2 debe elegirse lo suficientemente grande para que pueda mantener su carga durante la operación a bajas frecuencias.

Carga acoplada directamente:

Un gran capacitor electrolítico es utilizado en las configuraciones anteriores al acoplar la carga a los transistores de salida. Este componente tiene algunas desventajas entre otras características no lineales, resonancia a bajas frecuencias en combinación con R_L , y el corte de frecuencia creado por la resonancia tiene consideraciones. La inestabilidad puede ser encontrada cuando la realimentación negativa sea aplicada alrededor del circuito. Además este capacitor de acoplamiento puede ser una carga continua para los transistores de salida. Esto puede conducir a demandar de los transistores una potencia y exceder la clasificación máxima de los transistores. En referencia a la figura III.1.3 un extremo de R_L es conectado a tierra. Cuando el circuito está apagado (sin funcionar), el otro lado de R_L puede estar a un potencial sobre tierra, y por tanto cualquier flujo de C-D se hará a través de la bocina de carga. Un capacitor de acoplamiento es requerido para eliminar este flujo.

En la ausencia de un capacitor de acoplamiento C_L , el flujo de C-D puede ser eliminado colocando la unión de Q_4 y Q_5 a el potencial cero con respecto a tierra con el circuito desocupado. Para completar la acción de este circuito, un voltaje positivo con respecto a

tierra (+) V_{CC} , es aplicado a los colectores de Q_4 y un voltaje similar y negativo (-) V_{CC} es aplicado a los emisores de Q_5 ó más precisamente al extremo bajo del resistor R_{e5} . Si ambos de estos transistores conducen iguales valores de corriente durante el período ideal, esto es, cero volts a la unión de los dos componentes a los que la carga es conectada. Con una señal de voltaje aplicada, la porción positiva de la onda al cruzar R_L tendrá un swing -- desde cero hasta (-) V_{CC} .

Un problema es el de mantener constante la corriente del punto de operación en cualquier tiempo, aunque el voltaje a través de R_L -- sea cero. De cualquier modo la corriente a través de Q_1 producirá cambios en la temperatura. Cualquier cambio en las corrientes de colector de Q_1 transformaría el balance a la salida, más cambio en la corriente en cualquier punto elevará el cambio. El cambio de corriente que opera el excitador y los transistores de salida se minimiza, manteniendo las partes inferiores y superiores a la misma temperatura sobre el disipador o al aire libre. Esta desviación, -- llevada a una mitad del circuito excitador y salida está desbalanceado por la otra mitad de la configuración. Nótese que Q_1 no corresponde a balancear la corriente de colector a cualquier cambio que resulte en la corriente, sino que el circuito que proporciona el balance es llamado circuito de Bootstrap.

III-2 PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DE PREAMPLIFICADORES

Amplificador inversor :

La versión fundamental del circuito de un amplificador operacional inversor es mostrado en la fig III.2.1. Se debe considerar cada una de las dos reglas básicas para ver como fácilmente estas son aplicadas .

Regla básica # 1 ; no pasará corriente por las terminales de entrada positiva o negativa .

Esta medida hace que la corriente pase a través de R_1 , puede ser identificado con la corriente que pasa a través de R_f . Dos ecuaciones pueden por eso ser desarrolladas, por el uso justo de la ley de Ohm :

$$v_i - v_x = iR_1 \quad \text{.....(III.2.1)}$$

$$v_x - v_0 = iR_f \quad \text{.....(III.2.2)}$$

Regla básica # 2 ; cuando el voltaje que cruza la terminal de entrada es cero .

Cuando la terminal de entrada positiva es aterrizada (el voltaje es cero), la terminal de entrada negativa podría ser cero volts tomando $v_x = 0$ y las ecuaciones III.2.1 y III.2.2 se vuelven :

$$v_i = iR_1$$

$$-v_o = iR_f$$

o por manipuleo de álgebra sobre estas dos ecuaciones, se tiene:

$$i = v_i/R_1$$

$$i = -v_o/R_f$$

tomando estas dos ecuaciones e igualándolas, el resultado final -
es:

$$i = v_i/R_1 = -v_o/R_f$$

$$\text{ó } v_o/v_i = -R_f/R_1 \quad \dots\dots \text{(III.2.3)}$$

La ecuación III.2.3 es la ecuación fundamental de la ganancia para
amplificadores inversores.

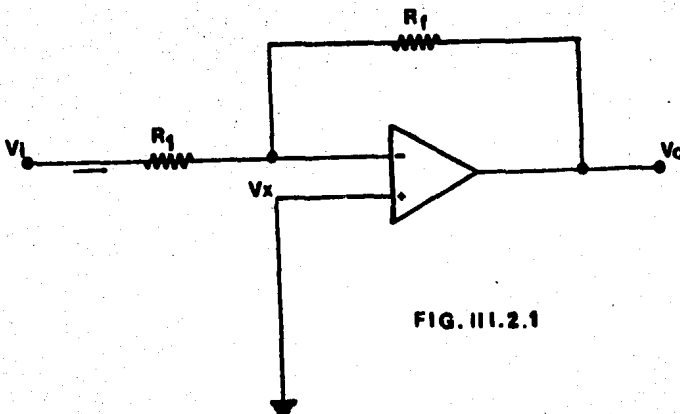


FIG. III.2.1

Amplificador no inversor:

El circuito fundamental del amplificador no inversor es mostrado - en la (figura III.2.2).

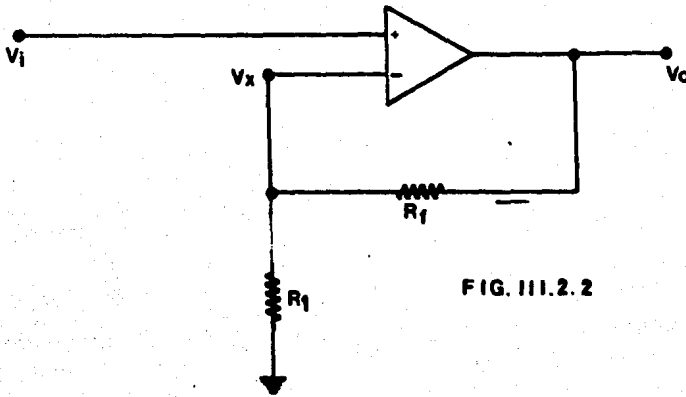


FIG. III.2.2

Regla básica # 1, no hay corriente entre las terminales de entrada positiva y negativa.

Por eso algunos flujos de corriente I en R_1 y R_f . Se pueden desarrollar 2 ecuaciones por el uso justo de la ley de Ohm:

$$V_o - v_x = iR_f \quad \dots (III.2.4)$$

$$v_x - 0 = iR_1 \quad \dots (III.2.5)$$

Regla básica # 2; cuando el voltaje cruza la terminal de entrada - es cero.

Esta medida hace $v_i = v_x$. Incorporando esto en las ecuaciones --

III.2.4 y III.2.5 se tiene:

$$v_0 - v_i = iR_f$$

$$v_i - 0 = iR_1$$

resolviendo para i en cada caso:

$$i = v_0 - v_i / R_f = v_0 / R_f - v_i / R_f$$

$$i = v_i / R_1$$

surtiendo esto igual a cada uno:

$$i = v_0 / R_f - v_i / R_f - v_i / R_1$$

resolviendo para v_0 / v_i , se tiene el resultado final:

$$v_0 / v_i = 1 + R_f / R_1$$

esta es la ecuación fundamental de un amplificador no inversor.

En la discusión a seguir se tendrá que usar ambos casos, por arriba y por abajo de los voltajes y corrientes V_i , v_i , I_b , i_0 , etc. - El caso por arriba representa la notación compleja de señal C-A ó C-D. El caso por abajo su notación es reservada para incrementos - instantáneos de señal donde se podría incluir no lineales C-A y/o señales C-D.

Entrada equivalente de ruido (V_n e I_n):

Este parámetro afecta las características tanto de C-A como de C-D

de los circuitos del amplificador operacional. El amplificador operacional (A.O.) tiene sus datos especificados y tabulados en hojas de datos (tablas), sobre el equivalente de ruido a la entrada, va de 0.01 Hz a más allá de 1 MHz. El ruido en los A.O. es especificado por el uso de una entrada equivalente-voltaje de ruido y una entrada equivalente-corriente de ruido. El actual ruido en el A.O. es creado en un número de lugares, en el primero pocos periodos en el amplificador operacional. Para simplificar los cálculos de ruido todas estas fuentes de ruido son asumidas para ser tomadas en pedazos para una simple entrada-equivalente-corriente de ruido y una simple entrada equivalente-voltaje de ruido. La (figura III.2.3) muestra el funcionamiento del circuito de esta fuente de ruido frente a un A.O. de bajo ruido.

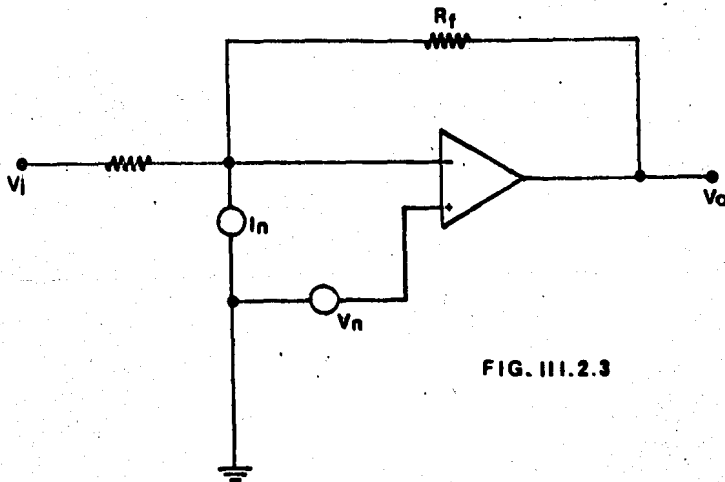


FIG. III.2.3

frecuencia de operación es usado. El número obtenido en esta forma es entonces dividida por la raíz cuadrada del ancho de banda. Esto - convierte el número $\geq \frac{\text{Volts.}}{\sqrt{\text{HZ}}}$

Como un ejemplo, supóngase que se mide la mancha de ruido de algún artefacto a 10KHz usando un voltímetro r.m.s., teniendo un ancho - de banda de 100 Hz. El equivalente de la entrada-voltaje de ruido medido es de 300nv.

La mancha de ruido es entonces:

$$V_n = \frac{300 \text{ nV}}{\sqrt{100 \text{ HZ}}} = \frac{300 \text{ nV}}{10 \sqrt{\text{HZ}}} = \frac{30 \text{ nV}}{\sqrt{\text{HZ}}} \text{ a } 10 \text{ KHz}$$

Algunos tipos de cálculos podrían ser verificados usando datos me- didos de una corriente de ruido.

Algunas hojas de datos previenen datos de ruido en unidades de - Volts²/Hz ó Amp²/Hz. Para obtener $\frac{\text{Volts}}{\sqrt{\text{HZ}}}$ y $\frac{\text{Amp}}{\sqrt{\text{HZ}}}$ se necesita sencii- llamente tomar la raíz cuadrada de estos números. Por ejemplo el - Fairchild μ A741 tiene un voltaje de ruido de 4×10^{-16} volts/Hz a - 10 KHz. La mancha de ruido a 10 KHz es entonces 2×10^{-8} volts/ $\sqrt{\text{HZ}}$.

El ruido a muy baja frecuencia, tal como en la región de 0.01 a - 1 Hz, es difícil medirlo con un medidor r.m.s. Una aproximación a

a este problema es pasar la señal a través de un filtro pasa bajos teniendo 1 Hz arriba de la frecuencia de corte. La salida del filtro es aplicada a un osciloscopio y la investigación pico a pico es estimada. El voltaje r.m.s. es entonces 0.707 de un cuarto de la amplitud pico a pico medido. Los números obtenidos con esta medición pico a pico es solo una estimación áspera, siendo la amplitud del ruido a baja frecuencia en incrementos del período como la frecuencia que baja. Como un resultado, si la estimación baja pico a pico es hecha una vez, esto sería siempre excedido por una larga señal si una larga espera basta. La lectura correcta pico a pico es la amplitud donde está excedido solo 10 a 15% del tiempo.

El cuarto tipo de la información de ruido a menudo es mostrada en hojas de datos es la "figura ruido" expresado en Db. La figura ruido es una medida de ruido adicional que es contribuido por el amplificador sobre este ruido ya en la señal de entrada. Si la señal de entrada es solo esto debido a la resistencia de la fuente de ruido, el voltaje equivalente r.m.s. es:

$$V_R = \sqrt{4K + R_S} \frac{V}{\sqrt{Hz}}$$

donde:

K = constante de Boltzmann = 1.374×10^{-23} J/K

T = temperatura

R_s = resistencia de la fuente (ohms)

Para un cuarto de temperatura de la resistencia de ruido es:

$$V_R = 0.13 \sqrt{R_s} \quad nV / \sqrt{\text{Hz}}$$

Si el amplificador contribuye con una equivalente de entrada de -- voltaje a ruido de V_n y una equivalente entrada-corriente de ruido de I_n , la figura ruido es definida como:

$$NF = \frac{10 \log_{10} V_n^2 + I_n^2 R_s^2 + 4KTR_s}{4 KTR_s} \quad \text{Db} \dots\dots (\text{III.2.6})$$

Para encontrar V_n e I_n en algunas frecuencias dadas, se usarán -- hojas de datos de curvas, tal como lo muestra la (figura III.2.4) que relaciona NF a R_s y la frecuencia. La ecuación sería resuelta para 2 NF_s en la frecuencia dada, puesto que V_n e I_n son desconoci-- dos.

Substrayendo de la ecuación base de la cima, se tiene:

$$I_n \left((18000)^2 - (1300)^2 \right) = 4 Kt \left(18000 \left(\text{Antilog} \left(\frac{1\text{db}}{10} \right) - 1 \right) - 130 \left(\text{Antilog} \left(\frac{5\text{db}}{10} \right) - 1 \right) \right)$$

Ahora solo se necesita sustituir en K y T, entonces resolviendo -- para I_n el resultado final será:

$$I_n = 0.307 \frac{\text{PA}}{\text{HZ}}$$

Este valor de I_n es sustituido en la otra ecuación III.2.7 6 -- III.2.8 para resolver V_n , después de estos cálculos se tiene:

$$V_n = 6.77 \frac{\text{nv}}{\text{HZ}}$$

Se mostrará ahora como minimizar el A.O. su salida ruido, teniendo curvas de V_n e I_n contra frecuencia. La salida-voltaje ruido debido a V_n es:

$$V_{\text{onv}} = (R_1 + R_f/R_1) V_n \quad \dots \text{III.2.9}$$

6

$$V_{\text{onv}} = (Z_1 + Z_f/Z_1) V \quad \dots \text{III.2.10}$$

La relación $(Z_1 + Z_f)/Z_1$ es llamada ganancia voltaje-ruido del circuito. Note que esta ganancia voltaje-ruido es grande, entonces la ganancia para la entrada de voltajes es normal. Para un amplificador no inversor las ganancias serán idénticas. La salida voltaje -

ruido del A.O. debido a I_n es:

$$V_{oni} = R_f I_n \quad \dots (III.2.11)$$

ó

$$V_{oni} = Z_f I_n \quad \dots (III.2.12)$$

La salida-ruido total es el r.m.s. de la suma de V_{onv} y V_{oni} :

$$V_{on} = \sqrt{V_{onv}^2 + V_{oni}^2}$$

Por eso el valor mínimo de V_{on} es realizado cuando $V_{onv} = V_{oni}$. Para satisfacer esto, se hará (III.2.9) igual a (III.2.11) ó (III.2.10) igual a (III.2.12), esto resulta lo siguiente:

$$\frac{R_l + R_f}{R_l} V_n = R_f I_n$$

volviendo a arreglar se tiene:

$$V_n / I_n = R_l R_f / (R_l + R_f) \quad \dots (III.2.13)$$

El mínimo ruido es por eso realizado cuando la resistencia paralelo de R_l y R_f es hecha igual al radio V_n / I_n . El último radio es apropiadamente llamado la resistencia de ruido del A.O.

Resistencia de entrada R_{id} y R_{ic} :

En las ecuaciones fue mostrado el efecto de R_{id} (resistencia de entrada diferencial) y R_{ic} (resistencia de entrada modo-común) sobre

la ganancia del circuito A_{vc} . El efecto de R_{ic} sobre la ganancia del circuito es pequeña esto es usualmente descuidado. El efecto de R_{id} es extremadamente pequeño y es negado a menos que esté en el orden de 10Kohms o menos. Puesto que el A.O. monolítico tiene una R_{id} más grande que 10Kohms, el efecto de la resistencia de entrada puede ser negado en todo, a menos de tener aplicaciones muy especializadas.

Capacitancia de entrada C_{id} y C_{ic} :

Estos dos parámetros son raramente encontrados en las hojas de datos de los A.O. Estos efectos sobre ganancia de malla cerrada de la configuración del amplificador inversor es despreciable. Tanto C_{id} y C_{ic} tienen valores típicos de 1 a 2 pfd y valores máximos de 3 pfd para A.O. monolíticos. La capacitancia de entrada a modo-común C_{ic} de cualquier modo, tiene algún efecto nocivo sobre el amplificador no inversor en altas frecuencias. Siendo que estos tipos de amplificadores son a menudo manejados por una fuente de impedancia alta, una capacitancia a tierra en la entrada positiva del A.O. atenuará frecuencias altas. Un solo camino alrededor de este problema es para uso cuidadoso en procedimientos para poner fuera y para escoger A.O. con bajo C_{ic} .

Resistencia de salida R_o :

A frecuencias mucho muy bajas la ganancia de malla unitaria cruza el parámetro R_{out} que es muy pequeño. Como se muestra en la (figura III.2.5) se puede representar R_{out} como una resistencia en serie con la carga R_L . El actual circuito de voltaje de salida V_o sería ligeramente más abajo que V_o porque el divisor de voltaje -- formado por R_{out} y R_L , así:

$$V'_o = \frac{R_L}{R_L + R_{out}} V_o$$

En frecuencias bajas donde βA_v es grande y R_o es pequeña, R_{out} sería pequeña. Como ejemplo se considerará el A.O. 748. En frecuencias arriba de 50KHz, R_o es aproximadamente 70 ohms. En 50 KHz la ganancia de malla abierta es 200. Si $\beta = 1/4$, $\beta A_v = 50$ la resistencia de salida del circuito en esta frecuencia es:

$$R_{out} = 70/50 = 1.4 \text{ ohms}$$

si $R_L = 1 \text{ Kohm}$ y $V_o = 10 \text{ V}$, la reducción de voltaje de salida debido a R_{out} es:

$$\begin{aligned} V_o - V'_o &= \left[1 - \frac{R_L}{R_L + R_{out}} \right] V_o \\ &= \left[1 - \frac{1000}{1000 + 1.4} \right] 10 \\ &= 14 \text{ mV} \end{aligned}$$

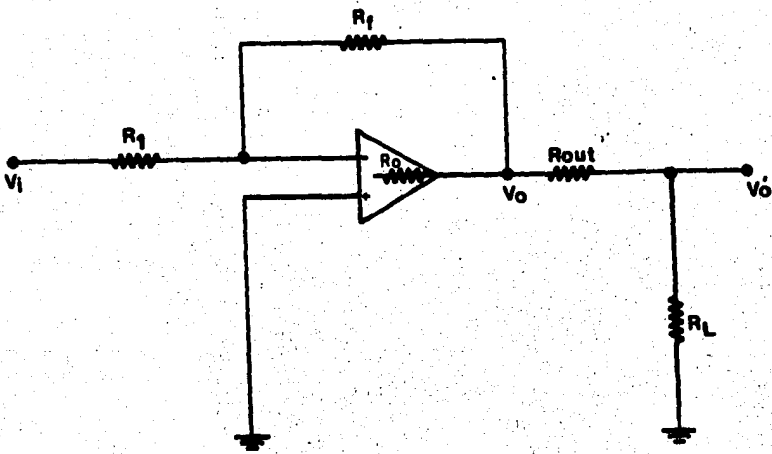


FIG. III.2.5

En frecuencias bajas de reducción de voltaje sería igualmente pequeño. Este error probablemente iría denotado. Ahora se considera que pasa en la ganancia de malla unitaria ($\beta_{Av} = +1$), donde, - en algún tiempo R_o se incrementó a 120 ohms (esto pasa en $f = 100$ KHz).

$$R_{out} (100 \text{ KHz}) = \frac{R_o}{\beta_{Av}} = \frac{120}{1} = 120 \Omega$$

La reducción de voltaje de salida sería:

$$V_o = V_o' = \left[1 - \frac{R_L}{R_L + R_{Lout}} \right] V_o$$

$$= \left[1 - \frac{1000}{1000 + 20} \right] 10 = 1.07 \text{ v}$$

El error en este caso es más que el 10%. ¿Cómo se hará para reducir este error causado por R_o ? Las más obvias sugerencias son:

- 1) No requiere operación en frecuencias donde $\beta_{Av} = 10$ ó menos
- 2) Conservando R_L grande
- 3) Colocando un emisor seguidor entre el A.O. y R_L .

La última sugerencia haría la resistencia de carga R_L muy grande - vista por el A.O. Así la acción del divisor de voltaje entre R_{out} y R_L sería muy pequeña.

ganancia de malla abierta A_v y ganancia C-D de malla abierta A_{VO} :
 Estos parámetros son llamados ganancias diferenciales C-A y C-D, -
 puesto que éstos son el rango del voltaje de salida V_O del A.O. a
 la diferencia entre las terminales de entrada $v_p - v_n$. Se estable-
 ció esta ganancia que fue reducida 1% o más (de la ganancia ideal)
 si A_{VO}/A_{VCO} fue 100 ó menos. Si se puede garantizar A_{VO}/A_{VCO} mayor
 que 100 para todas las temperaturas, entonces como A_{VO} varía con -
 la temperatura la ganancia del circuito sería estable dentro de --
 1%. Asimismo, si .1% es requerido por el amplificador se estaría -
 garantizando A_{VO}/A_{VCO} mayor a 1000 bajo todas las condiciones.

La degradación a A_{VCO} por un finito A_{VO} sigue más allá de las re-
 glas sólo para frecuencias arriba del primer polo del A.O. Entre -
 la frecuencia del primer polo y la frecuencia del segundo polo, la
 ganancia segura del circuito es:

$$A_{vc} \text{ (inversor)} = - A_v R_f / R_1$$

$$A_v^2 + (1 + \frac{R_f}{R_1})^2$$

Y

$$A_{vc} \text{ (no inversor)} = (A_v R_f) / (R_1 + R_f)$$

$$A_v^2 + ((1 + R_f) / (R_1 + R_f))^2$$

Puesto que A_v es 90° fuera de fase con A_{vC} el efecto de A_v en precisión y estabilidad de A_{vC} es mucho más baja que el efecto de A_{vO} sobre A_{vCO} .

Suponiendo que se desea encontrar la máxima frecuencia con que se puede esperar 1% de precisión para un amplificador X10 usando el Fairchild 741. Primero se refiere a la hoja de datos y se determina la mínima ganancia de malla abierta y el mínimo ancho de banda de ganancia unitaria en 25°C . Como se muestra en la (figura --- III.2.6), se usarán más datos para hacer un plano de A_v como una función de la frecuencia. El mínimo valor de A_v está dado para ser 50 000. Se dibuja una línea horizontal en éste valor. La ganancia unitaria cruza la frecuencia (llamado ancho de banda en esta hoja de datos) de 0.44 MHz. Entonces dibujando una línea teniendo una pendiente de (-) 20 Db/dec. Tal como, esto pasa a través de $A_v = 1$ en 0.44 MHz. Esta línea es extendida arriba y a la izquierda hasta que esta intersekte la línea de $A_v=50000$. Se define el resultado del plano como el peor de los casos, la curva mínima de A_v en 25°C . Ahora para determinar el peor caso A_v más allá de la temperatura, se tiene que asumir dos cosas:

- 1) El primer polo en 8.5Hz no aprecia cambio de frecuencia con la temperatura.

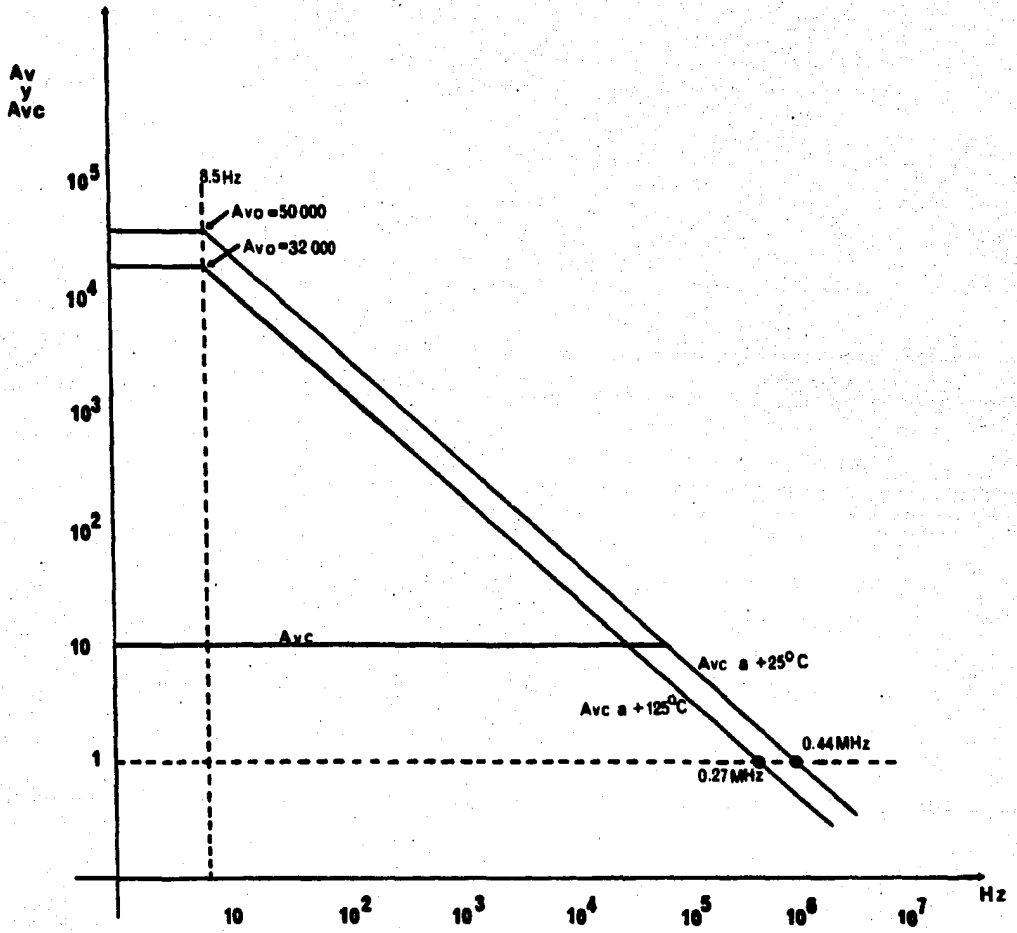


FIG. III.2.6

dor de los 3 000 Hz y más allá del rango de temperatura de (-) 55a 125°C.

Los métodos sugeridos pra reducir los errores causados por cambios en A_V Y A_{VO} son:

- 1) Escoger un A.O. con una alta ganancia de C-D y/o doble ancho de banda.
- 2) Conservar las variaciones de temperatura a un mínimo.
- 3) Hacer segura la relación A_V/A_{VC} Y A_{VO}/A_{VCO} .

Ancho de banda f_u , f_{cp} , f_f :

El ancho de banda es la frecuencia donde el A.O. tiene ganancia 1. Esto puede ser determinado por medición del tiempo de rizo del A.O. cuando éste es conectado como un amplificador no inversor de ganancia unitaria. El ancho de banda es computado desde:

$$f_u = 0.35/t_r \quad \dots \quad (\text{III.2.14})$$

donde t_r es el 10 al 90% del tiempo de respuesta.

Hay usualmente más interés en el ancho de banda de malla cerrada - que en el ancho de banda de malla abierta. Fuera del texto se usará f_{cp} como la frecuencia en que la ganancia de malla cerrada es - abajo de 3 Db. Este es el polo dominante de la frecuencia del cir-

cuito de malla cerrada. Refiriéndonos a la (figura III.2.6), el ancho de banda de malla cerrada es la frecuencia donde abre e interseca la curva de malla cerrada. Así en la (figura III.2.4) el ancho de banda de malla cerrada es 44 KHz en 25° C y 27 KHz en 125°C. El peor caso para el mínimo ancho de banda de malla cerrada, más allá de la temperatura sería mucho más abajo que el que implica la gráfica. El método sobrelineado fuera sería probablemente más exacto que el dato del peor caso. Dependiendo del tamaño del pico de voltaje de salida, el ancho de banda podría solo ser 1/10 ó 1/100 de f_u . Este nivel alto del ancho de banda es llamado f_f , puesto -- que ésta es la máxima frecuencia en que la máxima potencia puede ser contada en la respuesta de salida. Muchas gráficas previenen curvas mostrando el máximo voltaje de salida pico a pico como una función de la frecuencia. La (figura III.2.7) es una curva del A.O. -- del tipo LM 101, la curva fue obtenida por notación en que el voltaje en cada frecuencia donde ocurre \leq 5% de distorsión. Si más que el 5% de distorsión es aceptable, los voltajes ligeramente altos podrían ser permitidos.

La fuerte relación entre la respuesta de máxima potencia y la compensación del capacitor es inmediatamente obvio. También esto se--

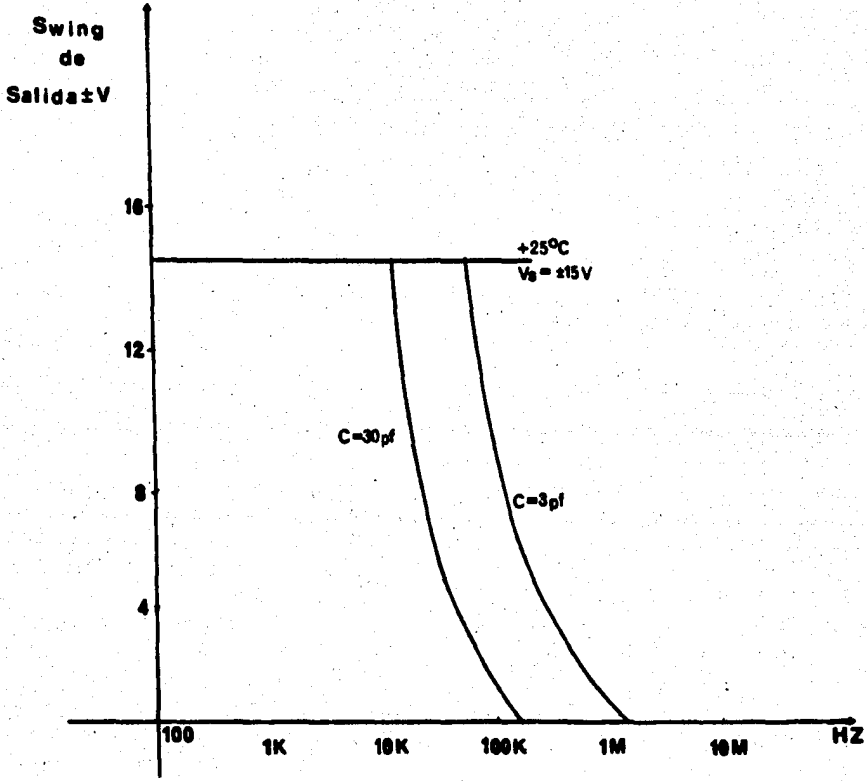


FIG. III. 2. 7

ría notado antes de que las curvas se achaten abruptamente en el tope, porque los datos fueron tomados usando ± 15 V de la fuente de alimentación. Así uno sería esperando la limitación abrupta como rápidamente la amplitud pico a pico aproxima a 30 V.

El ancho de banda podría ser extenso con los siguientes métodos:

- 1) Conservando la amplitud de salida baja como esta arma de res--- puesta de potencia máxima no está aproximada.
- 2) Usando la mínima compensación sobre el ancho de banda.
- 3) Permitir ligeramente más distorsión en la señal de salida.

Slew-Rate (S):

El máximo Slew Rate, es el valor máximo en que un sobremanejo del A.O. puede cambiar el voltaje a la salida. Esta acción limitada no toma colocación repentinamente. Esto es observado al comienzo en una onda senoidal como la frecuencia o amplitud es incrementada y entonces ensancha para incluir la onda senoidal. La exacta índole de este complicado fenómeno depende del tipo del A.O. La compensación usada y la capacitancia de carga. Se puede ilustrar más como el Slew Rate, depende de la amplitud y frecuencia con un ejemplo específico. La (figura III.2.8) muestra la forma de onda de salida de un LM 101 con una entrada de onda senoidal. El circuito probado











$V_{in\ p-p}$ \nrightarrow F	3 KHz	10 KHz	30 KHz	100 KHz
1 Volt	Sin Distorsion	Sin Distorsion	Sin Distorsion	Sin Distorsion
5 Volts	Sin Distorsion	Sin Distorsion		
10 Volts	Sin Distorsion	Sin Distorsion		
15 Volts	Sin Distorsion			
20 Volts	Sin Distorsion			

FIG. III.2.8

fue un no inversor de ganancia unitaria con un capacitor de compensación de 30 pfd. La figura mostrada toma frecuencias altas y voltajes grandes para causar máxima distorsión. Si el voltaje pico a pico es pequeño, el LM 101 puede prevenir distorsiones bajas para una ganancia arriba de 200 KHz. Si el capacitor de compensación es sólo 3 pfd, la ganancia de distorsión baja es posible arriba de 1 MHz. La forma de onda de salida es posible arriba de 20 V o más (para frecuencias debajo de 20 KHz).

Slew Rate limitado, es caracterizado por un definido achatado sobre una porción de la onda senoidal. Esta porción chata es debido a fuentes de corriente constante cargando una capacitancia. Los generadores rampa de precisión son construidos con el mismo principio. Si la corriente constante es I, la pendiente de este límite (Slew Rate) es:

$$\frac{\Delta v}{\Delta t} = \frac{I}{C}$$

Las capacitancias y los generadores de corriente causando (Slew Rate) limitado podrían ser diversas locaciones.

- 1) A menudo un capacitor C_c de compensación es colocado entre los colectores de la entrada del escalafón diferencial. El límite

del (Slew Rate) en este punto es entonces:

$$\frac{\Delta v}{\Delta t} = \frac{2I_C}{C_C}$$

donde I_C es la corriente del colector en el punto Q de la entrada de uno a otro transistor.

- 2) Si una carga grande del capacitor C_L es conectada al A.O. El máximo (Slew Rate) es:

$$\frac{\Delta v}{\Delta t} = \frac{I_O}{C_L}$$

donde I_O es la máxima corriente útil de salida del A.O. La fundamental limitación del (Slew Rate) del circuito sería una pequeña I/C del A.O. Si la limitación del (Slew Rate) es un problema, el diseñador podría considerar las siguientes sugerencias:

- a) Slew Rate es grande para circuitos de alta ganancia. Quizá la señal de entrada puede ser reducida y la ganancia del circuito se incrementaría.
- b) El tamaño del capacitor de compensación podría ser muy grande. Algunos A.O. tienen varios métodos de compensación para escoger.
- c) Si una capacitancia de carga grande es la causa de limitación de Slew Rate quizá un seguidor emisor podría ayudar a separar el A.O. de C_L .

A_{VO} = ganancia en C-D del A.O.

A_V = ganancia diferencial del A.O. como una función de la frecuencia.

A_{CMO} = ganancia en C-D de modo común del A.O.

A_{CM} = ganancia en modo común del A.O. como una función de la frecuencia.

La (figura III.2.9) clarifica la definición de A_V y A_{CM} (ó A_{VO} y A_{CMO}) que son solo componentes de C-D de A_V y A_{CM} .

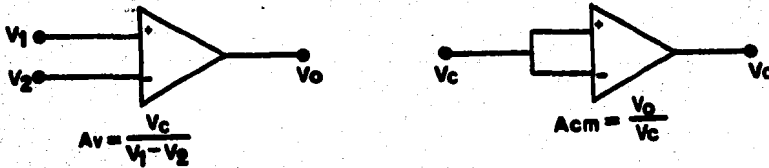


FIG. III.2.9

Razón de rechazo a una fuente de alimentación (PSRR):

Este parámetro es definido como el rechazo de un cambio en la entrada de un voltaje de offset a un cambio de voltaje en la fuente

cia Z o una admitancia Y . La admitancia es una parte real de G (conductancia) y una parte imaginaria W (susceptancia). Esta admitancia es expresada como:

$$Y = G + jW$$

justamente como impedancia es expresada como:

$$Z = R + jX$$

donde R es la resistencia y X es la reactancia. Se convierte de un sistema a otro por:

$$Z = 1/Y \quad \text{ó} \quad R + jX = 1/(G + jW)$$

los componentes individuales son expresados como sigue:

$$\text{resistencia } R = 1/G \quad \text{ó} \quad G = 1/R$$

$$\text{inductancia } X = SL = 1/W \quad \text{ó} \quad W = 1/SL$$

$$\text{capacitancia } X = 1/SC = 1/W \quad \text{ó} \quad W = SC$$

y C pueden ser obtenidos de 4 parámetros Y . Si la salida es cortada a tierra, tenemos:

$$Y_{11} = \text{corto circuito admitancia de entrada } I_1/V_1$$

$$Y_{21} = I_2/V_2$$

si la entrada es entonces cortada a tierra los otros 2 parámetros son:

$$Y_{12} = \text{corto circuito admitancia de transferencia en reversa} = I_1/V_2$$

$$Y_{22} = \text{corto circuito en la admitancia de salida} = I_2/V_2$$

si el circuito de 3 terminales es construido de elementos pasivos,

$$Y_{12} = Y_{21}. \text{ Estos se simplifican grandemente.}$$

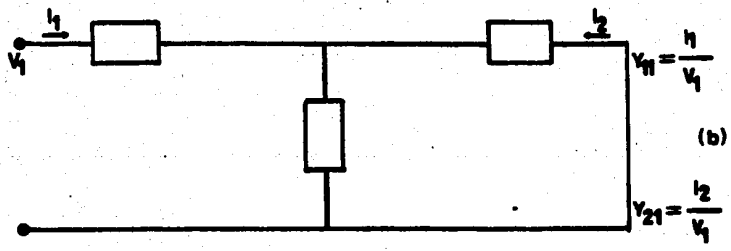
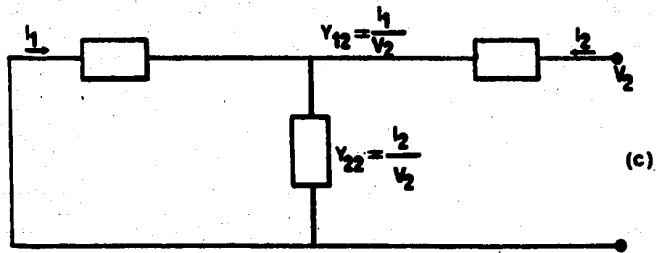
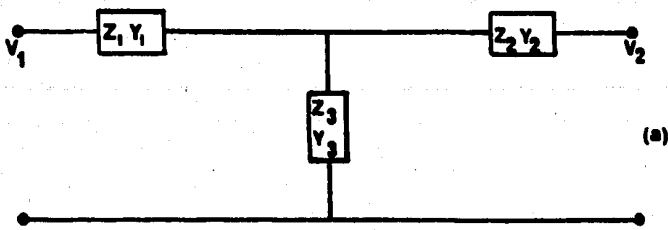


FIG. III. 2. 10

Teoría de realimentación:

La retroalimentación del circuito de salida al circuito de entrada es requerido para más aplicaciones de los A.O. La realimentación de malla domina totalmente el circuito característico. El A.O. sólo provee ganancia usualmente de órdenes de magnitud mayor a la requerida. La realimentación de malla determina que está ejecutado con todas estas ganancias. Esta realimentación podría ser negativa, que es usualmente hecho con la entrada negativa del A.O. La realimentación podría también ser positiva por la utilización de la entrada positiva del A.O. O una combinación de realimentación positiva y negativa es a menudo usada. Otras variaciones son posibles. Si la realimentación de malla fue un corrimiento de fase, la realimentación a la entrada negativa podría regresar positiva. Así mismo, la realimentación a la entrada positiva puede regresar una realimentación negativa bajo condiciones similares. Varias cosas pueden causar esta innecesitada realimentación positiva. Estas varias razones para realimentación positiva se llaman las 7 causas de inestabilidad del A.O. Estas causas (7) pueden no ser causas obvias de inestabilidad del A.O. en el circuito. Estas 7 causas son:

- 1) No usar la compensación recomendada por las gráficas de los A.O.

- 2) Ganancia de malla cerrada muy baja para tipos de compensación - usada.
- 3) Excesiva capacitancia de carga sobre el A.O.
- 4) Fase incorrecta en la malla de realimentación.
- 5) Excesiva resistencia entre tierra y la entrada positiva del - A.O.
- 6) Excesiva pérdida de capacitancia entre la salida del A.O. y el balance de las terminales.
- 7) Inadecuado filtraje de paso (bypass) en la fuente de alimenta-- ción.

Sobre las 7 causas de inestabilidad en el A.O., caen 2 categorías:

- 1) Diseño de errores en el circuito de realimentación y la carga.
- 2) Elementos del circuito inesperados.

La primera categoría es evitada por cuidadosa consideración de las primeras 5 causas de inestabilidad. La segunda categoría es maneja da asumiendo el peor caso con los elementos del circuito (tal como capacitancias perdidas en la entrada del A.O.) y por el previo uso de técnicas de contrucción.

El más importante parámetro en un A.O. es el análisis de estabili- dad en ganancia de malla. Ganancia de malla es meramente el produc

to de la ganancia de malla del A.O. y la realimentación de ganancia de malla. Si la verdadera ganancia de malla de un circuito realimentado es conocido el margen de estabilidad de este circuito es fácilmente determinado. Esto es ejecutado haciendo trazos de la ganancia de malla y esta fase como una función de la frecuencia. Esto toma sólo unos pocos segundos para determinar la estabilidad -- del circuito con estos trazos. Si los trazos muestran una estabilidad marginada, la ecuación de la ganancia de malla será llamado al diseño donde los componentes son responsables.

Resultados de realimentación positiva y negativa:

Esto será una buena idea en estos puntos para comparar brevemente la realimentación positiva con la negativa. Algunas veces la diferencia entre estos son como ingeniosos esto es difícil en primera vista para determinar qué tipo de realimentación es usada en un -- circuito. Muchos circuitos son diseñados para usar un tipo de realimentación. Unos pocos son diseñados para usar ambos tipos de realimentación. En realidad, todos los circuitos tienen ambos tipos - de circuitos de realimentación presentes en una frecuencia o en -- otra.

La realimentación positiva es usada para circuitos de los siguientes tipos:

ganancia de realimentación del A.O. su ganancia del circuito sea igual a $1/2$.

La realimentación negativa es usada por las siguientes razones :

- 1) Para ensanchar el ancho de banda del amplificador
- 2) Para reducir la distorsión del amplificador
- 3) Para minimizar el corrimiento de fase y derribar la respuesta en frecuencia
- 4) Para minimizar las variaciones de ganancia de temperatura inducida
- 5) Para permitir partes intercambiables sin afectar el desempeño del circuito
- 6) Para reducir o incrementar la resistencia de salida, dependiendo de la configuración del circuito .

Sobre esta lista se nota que ; a) la función esencial de la realimentación negativa es generar formas de onda y b) permitir control exacto de formas de onda existentes. Puesto que estas funciones son diferentes, no se puede decir que un tipo de realimentación tenga alguna ventaja o desventaja sobre el otro .

La realimentación negativa tiene 2 problemas :

- 1) Todas las ventajas de realimentación negativa son obtenidas en el gasto de ganancia. Si en 1000:1 mejora algunos parámetros (como son ancho de banda y distorsión) es requerido la ganancia de malla abierta sería reducida por 1000 para obtener esto. Por estas muchas razones los A.O. típicamente tienen ganancia de malla abierta de 10 000 o más allá de

1 millón .

- 2) La realimentación negativa algunas veces regresa como realimentación positiva en ciertas frecuencias, causando así que el circuito oscile.

La realimentación positiva es usada sin realimentación negativa, la generación de formas de onda deseadas, no podría ser estable con temperatura, carga, etc. La función del circuito no debía ser dependiente sobre la magnitud de la ganancia del A.O.

DISEÑO DE PREAMPLIFICADORES CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES

AMPLIFICADOR BASICO INVERSOR

En la figura A se asumió que v_i maneja a v_n y tiene la misma dirección de v_i ($v_n - v_p$). La salida del amplificador operacional $A_{VO} - v_p - v_n$ enviado en sentido opuesto a v_i . Esto es a causa de una corriente realimentada a través de R_f que pretende enviar a ($v_n - v_p$) de regreso a cero.

Si A_{VO} es muy grande, ($v_n - v_p$) es enviado casi a cero y la corriente dentro del amp. op. y la terminal de entrada negativa será -- aproximadamente cero. Toda la corriente de entrada a través de R_1 deberá de fluir a través de R_f . La corriente a través de R_p es aproximadamente cero. Por lo tanto la ganancia A_{VO} será muy grande.

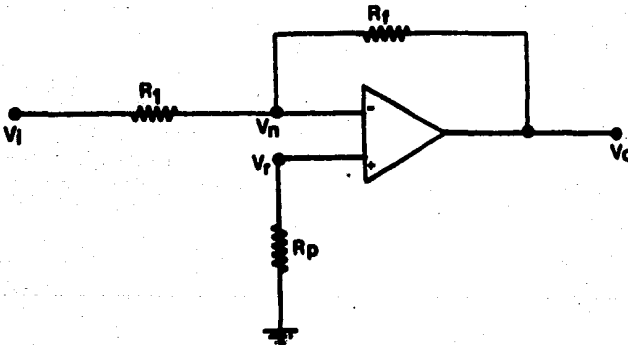


FIG. A

El voltaje v_n puede asumirse como cero, y marca el cálculo de la ganancia del circuito de una manera muy fácil. Puesto que la misma

corriente i_i fluye en R_i y R_f .

$$i_i = \frac{v_i}{R_f} = \frac{-v_o}{R_f}$$

La ganancia de voltaje de malla cerrada de C-D es:

$$A_{VCO} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_f}{R_i}$$

En las ecuaciones de diseño y proceso de diseño que se verán se conocerá el efecto de varios parámetros del amp. op. en la exactitud y estabilidad de A_{VCO} .

Asimismo se examinará la ganancia de voltaje de malla cerrada en función de la frecuencia A_{VC} .

El efecto de los parámetros de un amp. op. no ideal son sumariados a continuación:

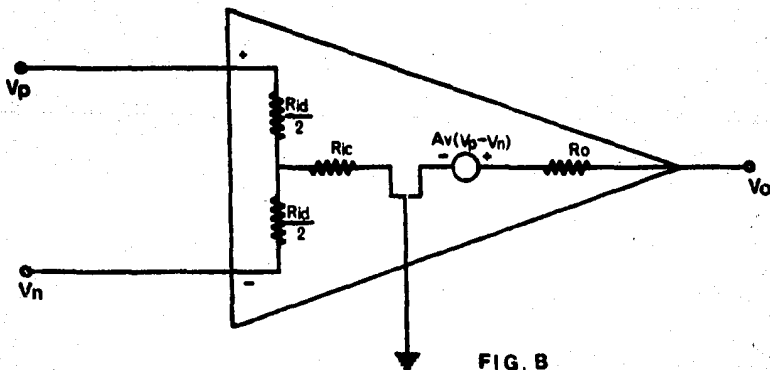


FIG. B

PARAMETROS DE DISEÑO

Parámetro	Descripción
A_v	Ganancia de malla abierta de un amp. op. en función de la frecuencia.
A_{vO}	Ganancia de voltaje de C-D de un amp. op.
A_{vC}	Ganancia de malla cerrada del circuito en función de la frecuencia.
A_{vCO}	Ganancia de voltaje de malla cerrada de C-D en el circuito.
β	Proporción de voltaje realimentado en R_1 y R_f $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$
f_{cp}	Frecuencia del primer polo del circuito (a - 3dB del ancho de banda).
f_{op}	Frecuencia del primer polo del amp. op.
I_b	Corriente de polarización del amp. op. a la <u>entra</u> da.
I_{iO}	Corriente de compensación del amp. op. a la <u>entra</u> da.
I_n	Ruido equivalente en la corriente de entrada del amp. op.
R_1	Resistencia de entrada.
R_f	Resistencia de realimentación.
R_{iC}	Resistencia de entrada a modo común del amp. op.
R_{id}	Resistencia diferencial de entrada del amp. op.

PARAMETROS DE DISEÑO

Parámetro	Descripción
R_{in}	Resistencia de entrada del circuito.
R_L	Resistencia de carga.
R_{out}	Resistencia de salida del circuito.
R_o	Resistencia de salida del amp. op.
t_r	Tiempo de respuesta del circuito (10 a 90%)
V_{io}	Comparador del voltaje de entrada del amp. op.
V_n	Ruido equivalente del amp. op. en el voltaje de -- entrada.
V_{on}	Ruido en el voltaje de salida del circuito.
V_o	Voltaje de salida del amp. op. en el circuito.

Ecuaciones de Diseño:

1) Ganancia de voltaje de malla cerrada, asumiendo A.O. ideal

$$AVC = \frac{-R_f}{R_1}$$

2) Ganancia de voltaje de malla cerrada si la ganancia finita A_v es incluida.

$$AVC = \frac{-R_f / R_1}{1 + 1/(\beta A_v)}$$

3) Ganancia de voltaje de malla cerrada incluyendo la resistencia diferencial de entrada.

$$AVC = \frac{-R_f / R_1}{1 + 1/(\beta A_v) + \frac{R_f}{AVR_{id}}}$$

4) Ganancia de voltaje de malla cerrada incluyendo la resistencia de salida.

$$AVC = \frac{-R_f / R_1}{1 + (R_f + R_o) / (\beta AVR_f)}$$

5) Valor de R_f para minimizar el error en la ganancia debido a A_v , R_{id} y R_o .

$$R_f (\text{opt}) = \left[\frac{R_{id} R_o}{2\beta} \right]^{1/2}$$

6) Resistencia de entrada del circuito asumiendo un A.O. ideal.

$$R_{in} = R_1$$

7) Resistencia de entrada al circuito asumiendo A_{vo} finita

$$R_{in} = R_1 \left[1 + \frac{R_f}{A_{vo} R_1} \right]$$

8) Resistencia de salida asumiendo A.O. ideal

$$R_{out} = 0$$

9) Resistencia de salida considerando A_v finita y R_o

$$R_{out} = \frac{R_o}{1 + (\beta A_v)}$$

10) Ancho de banda del circuito asumiendo ancho de banda (-3 db) - del A.O.

$$F_{cp} = \frac{F_{op} A_{vo} R_1}{R_f}$$

11) Tiempo de respuesta a pequeña señal del circuito 10 a 90 %

$$T_r = \frac{0.35 R_f}{F_{op} A_{vo} R_1}$$

12) Cambio de voltaje de C-D debido al cambio de voltaje del comparador de entrada del A.O. (asumiendo I_b y $I_{io} = 0$)

$$A_{vo} = \pm A_{vio} \frac{R_1 + R_f}{R_1}$$

13) Voltaje de salida debido a la corriente de polarización del A.O. asumiendo $R_p = 0$ y $V_{io} = 0$

$$V_o = I_b R_f$$

14) Cambio del voltaje de salida de C-D debido al cambio de la corriente de comparación del A.O. asumiendo $R_p = R_1 R_f / (R_1 + R_f)$ y $V_{io} = 0$

$$A_{vo} = \pm A I_{io} R_f$$

15) Ruido en el voltaje de salida debido a un ruido equivalente en la entrada del A.O. en Volts/√Hz.

$$V_{on} = V_n \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \frac{V}{\sqrt{\text{Hz}}}$$

16) Voltaje de ruido a la salida debido a ambos voltajes y corrientes de entrada (V/ Hz) y (A/ Hz)

$$V_{on} = v_n^2 \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)^2 + I_n^2 R_f^2 \quad 1/2$$

17) Optimo valor de R_p para minimizar el voltaje de comparación de salida debido a I_b

$$R_p = \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f}$$

Procedimiento de Diseño:

Paso 1

Cálculo de la R_f óptima con la ecuación (5) $R_f \text{ (opt)} = \frac{R_{id} R_o}{2B} \quad 1/2$

donde $\frac{1}{2B} = 1/(1-A_{vco})$ puede ser usada como un primer paso.

Paso 2

Determinación del valor de R usando la ecuación (1) y los resultados del paso 1 se tiene $R_1 = \frac{-R_f}{A_{vco}}$. Si este cálculo de R_1 es infe---

rrior que el mínimo especificado por la resistencia de entrada, un arreglo entre las ecuaciones (1), (5) y (6) sería necesario. Asumiendo que las ecuaciones (1) y (6) son las más importantes, se calcula el error causado por una R_f no óptima en el paso siguiente.

Esta supuesta aproximación sería $R_1 = R_{in}$ y $R_f = -A_{vco} R_1$

Paso 3

Teniendo el rango de temperatura con el que el circuito es operado la variación de A_{VO} ; R_{id} , R_1 , R_f , V_{io} e I_{io} , se determinan por los datos del A.O.

Paso 4

Asumiendo que se tiene el rango de frecuencia que será amplificado con el mínimo de error y ruido. Los siguientes parámetros que están en función de la frecuencia son también determinados en la hoja de datos del A.O. A_v , R_o , V_n e I_n .

Paso 5

Cálculo de la variación de ganancia de voltaje de C-D (A_{VCO}) de malla cerrada usando los datos del paso 2 y las ecuaciones (2), (3) y (4). Repitiendo este paso usando A_v seleccionado a las frecuencias de interés.

Paso 6

Cálculo de la resistencia de salida del circuito (R_{out}) seleccionando la frecuencia usando la ecuación (9). Se calcula la reducción de A_{VC} usando R_{out} y R_L con la teoría del divisor de voltaje. La ganancia de voltaje A_{VC} efectiva con R_L anexada es :

$$A_{VC} \text{ (con } R_L) = \frac{A_{VC} \text{ (sin carga)} R_L}{R_L + R_{out}}$$

Paso 7

Determine el valor real de la resistencia de entrada usando la ecuación (7). Si la resistencia de entrada es crítica y esos cálculos revelan un diseño deficiente, R_1 tendrá que ser incrementada, los pasos 2, 5, 6 y 7 deberán ser repetidos.

Paso 8

Calcule la variación en A_{VCO} debido a los cambios de las resistencias R_1 y R_f . Ya que $A_{VC} = - R_f / R_1$, en $\pm 1\%$ de cambio en cualquiera de R_f ó R_1 tendrá por resultado en $\pm 1\%$ de cambio en A_{VC} . Si R_1 se incrementa 1% y R_f decrece 1% , A_{VC} decrece 2% . La variación de resistencias es impredecible con algunos tipos y el signo \pm puede ser usado.

Paso 9

Calcule R_p de acuerdo a la ecuación 17.

Paso 10

Si R_p fue determinado de acuerdo a la ecuación 17, la ecuación 13, no tendrá necesidad de ser calculado. La componente de C-D (offset) que lleva el voltaje de salida podrá ser controlado unicamente por AV_{i0} y AI_{i0} . Se determina el cambio total del voltaje de offset a la salida con las ecuaciones 12 y 14. Si la temperatura depende de

V_{i0} e I_{i0} son conocidos en ambos magnitud y dirección, el actual-
AV₀ puede ser determinado. De cualquier manera el símbolo \pm deberá
ser usado en muchos casos, cuando cualquiera de las 2 terminales -
de entrada del A.O. pueda requerir mas voltaje de polarización ó -
más corriente de polarización que la otra.

El voltaje de error de C-D a la salida causando por el valor de -
 V_{i0} a (+) 25 °C puede ser nulificado usando las terminales especia-
les en la mayoría de los A.O.

Paso 11

Use la ecuación 10 para calcular el ancho de banda de la pequeña -
señal y la ecuación 11 para el tiempo de respuesta a pequeña señal.

Paso 12

Si el equivalente del ruido en la corriente y el voltaje de entra-
da es disponible como una función de frecuencia el voltaje de rui-
do de salida es una función de la frecuencia que puede ser determi-
nada. La ecuación 16 requiere que V_n esté en unidades de $V/\sqrt{\text{Hz}}$ ó
 V^2/Hz e I_n esté en A^2/Hz ó $A/\sqrt{\text{Hz}}$. Esta ecuación tendrá que
ser resuelta en 5 ó 10 frecuencias usando V_n e I_n de los datos de
las mismas frecuencias.

Ejemplo de diseño de un amplificador inversor:

Este diseño es de un amplificador inversor con ganancia = -100. -

Requisitos para el diseño:

$$A_{V_{CO}} = -100$$

$$R_{in} > 1000 \text{ ohms}$$

$$A.O. = \mu A 741$$

$$R_L > 2000 \text{ ohms}$$

además los datos del A.O.

Paso 1

El valor de β , la razón del voltaje de retroalimentación es:

$$\beta = \frac{1}{1 - A_{V_{CO}}} = \frac{1}{1 + 100} = 0.0099$$

la óptima R_f será:

$$R_f (\text{opt.}) = \left[\frac{R_{id} R_o}{2\beta} \right]^{1/2} = \left[\frac{6 \times 10^6 \times 70}{2 \times 0.0099} \right]^{1/2} = 145,600 \Omega$$

$R_{id} = 6 \times 10^6$ de la hoja de datos del A.O.

Paso 2

El valor de R_1 será:

$$R_1 = \frac{-R_f(\text{opt})}{A_{V_{CO}}} = \frac{-1.456 \times 10^5}{-100} = 1456 \Omega$$

esta resistencia satisface el requisito de diseño

Paso 3

La variación de los parámetros conocidos con la temperatura en el rango de -55°C --- $+125^{\circ}\text{C}$, como referencia 25°C

<u>Parámetro</u>	<u>-55°C</u>	<u>$+25^{\circ}\text{C}$</u>	<u>125°C</u>
AV_{CO}	3.2×10^4	5×10^4	
R_{id}	0.5×10^6	6×10^6	
AV_{id}	$\pm 2 \text{ mV}$	$\pm 0.8 \text{ mV}$	$\pm 2.3 \text{ mV}$
AI_{10}	$\pm \text{ nanoAmp}$	$\pm 3 \text{ nanoAmp}$	$\pm 53 \text{ nanoAmp}$
R_1	$1456 \pm 11.6 \text{ ohms}$	1456 ohms	$1456 \pm 14.6 \text{ ohms}$
R_f	$145\ 000 \pm 1\ 160 \text{ Ohms}$	$145\ 600 \text{ ohms}$	$145\ 600 \pm 1\ 456 \text{ ohms}$

Paso 4

La variación de los parámetros conocidos con la frecuencia desde - C-D de hasta 1 MHz son:

<u>Parámetro</u>	<u>C-D</u>	<u>10Hz</u>	<u>100Hz</u>	<u>1KHz</u>	<u>10KHz</u>	<u>1MHz</u>
A_v	5×10	4×10	$4\ 000$	400	40	0.4
R_o	70	70	70	70	70	280
$V_n^2, V^2/\text{Hz}$		5×10^{-15}	10^{-16}	5×10^{-16}	5×10^{-16}	
$I_n^2, I^2/\text{Hz}$		5×10^{-24}	5×10^{-25}	8×10^{-25}	3×10^{-25}	

Paso 5

La ganancia ideal será:

$$A_{vco}(\text{ideal}) = - \frac{R_f}{R_1} = - \frac{145600}{1456} = -100$$

Únicamente la ganancia de malla abierta de C-D A_{V_O} es 5×10^4 en este caso de 25°C, la ganancia actual es (considerando que los valores de R_1 y R_f son ideales):

$$A_{V_O} (A_{V_O} \neq \infty) = \frac{-R_f/R_1}{1+1/(\beta A_{V_O})} = \frac{-145600/1456}{1+1/(0.0099 \times 5 \times 10^4)} = -99.79$$

Si A_{V_O} decrece a 3.2×10^4 a 125°C la ganancia de C-D de malla cerrada se reduce a:

$$A_{VCO} = (A_{V_O} = 3.2 \times 10^4) = \frac{(-145600) / 1456}{1+1/(0.0099 \times 32 \times 10^4)} = -99.685$$

Esta ganancia es aproximadamente el 0.1 % abajo de la ganancia de malla cerrada a 25°C. La caída causada por la resistencia típica de entrada R_{id} a 25°C es:

$$A_{VCO}(R_{id} = 6M) = \frac{-R_f / R_1}{1+1/(A_{V_O}) + 2 R_f/A_{V_O}R_{id}}$$

$$A_{VCO}(R_{id} = 6M) = (-145600/1456)/[(1+1)/(0.0099 \times 5 \times 10^4) + (2 \times 145600)/(5 \times 10^4 \times 0.5 \times 10^6)] = -99.79$$

Para $R_{id} = 0.5M$ (R_{id} mínima)

$$A_{VCO}(R_{id} = 0.5M) = (-145600/1456)/[(1+1)/(0.0099 \times 5 \times 10^4) + (2 \times 145600)/(5 \times 10^4 \times 0.5 \times 10^6)] = -99.79$$

Para $R_O = 70 \Omega$

$$A_{VCO}(R_O = 70 \Omega) = \frac{R_f / R_1}{1+(R_f+R_O) / \beta A_{V_O} R_f} = \frac{-145600 / 1456}{1+(145600 + 70) / (0.0099 \times 5 \times 10^4 \times 145600)}$$

$$A_{VCO} (R = 70) = -99.798$$

Para los efectos de la frecuencia sobre R_o sabiendo que el primer polo de un A.O. es aproximadamente 8Hz. Considerando que $A_v = -j400$

$$\text{a 1KHz} \quad A_{VCO} = (a f = 1\text{KHz}, R_o = 70) =$$

$$\frac{-100}{1+(145600 + 70)/(0.0099) \times (-j400) \times 145600} = 96.96 \angle -14^\circ$$

sin considerar el ángulo de fase

$$A_{VC} = \frac{-100}{1+(145600+70)/(0.0099 \times 400 \times 145600)} = -79.83$$

suponga que la reducción de este cálculo se debe a 2 causas que --

son:

$$R_o = 70 \quad (\text{a C-D}) \quad \text{Y} \quad R_{id} = 0.5 \text{ M}$$

haciéndose como se sabe:

$$A_{VCO} = -100 \left[\frac{99.78}{100} \right] \left[\frac{99.79}{100} \right] = -99.595$$

Paso 6

Como en el paso anterior el defasamiento de A_v puede ser considerado si la frecuencia del primer polo del A.O. es excedida.

$$R_{out} (CD) = \frac{R_o}{1 + \beta A_v} = \frac{70}{1 + (0.0099 \times 5 \times 10^4)} = 0.1411$$

$$R_{out} (1\text{KHz}) = \frac{70}{1 + (0.0099) (-j400)} = 17.14 \angle +36^\circ$$

$$R_{out} (100 \text{ KHz}) = \frac{90}{1 + (0.0099) (-4j)} = 89.93$$

La reducción de la ganancia de malla cerrada A_{VC} debida a la interacción de R_{out} y R_L , es calculada por la teoría del divisor de voltaje. Si $R_{out} = 17.14$ ohms (1KHz) y $R_L = 2$ Kohms, la ganancia efectiva de malla cerrada A_{VC} es:

$$A_{VC}(\text{con } R_L) = \frac{-A_{VCO}(\text{sin carga}) R_L}{R_L + R_{out}} = \frac{-96.95 \times 2000}{2000 + 17.14} = -96.12$$

Paso 7

La verdadera resistencia de entrada a C-D es:

$$R_{in} = R_1 \left(1 + \frac{R_f}{A_{VO}R_1} \right) = 1456 \left(1 + \frac{145600}{5 \times 10^4 \times 1456} \right) = 1459$$

Paso 8

Si se usa 25°C como referencia, la variación de la ganancia de malla cerrada debido a los cambios de resistencia por efecto de temperatura es (25 a 125°C)

$$A_{VCO} = \frac{R_f \pm \Delta R_f}{R_1 \pm \Delta R_1} = \frac{-145600 \pm 145600 \times 10^{-4} \times 100}{1456 \pm 1456 \times 10^{-4} \times 100} = \begin{matrix} -98.02 \text{ a} \\ -102.02 \end{matrix}$$

Paso 9

El valor de R_p que se requiere es:

$$R_p = \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f} = \frac{(1456)(145,600)}{1456 + 145,600} = 1442$$

Paso 10

El cambio en el voltaje de salida de C-D debido al cambio de V_{iO} - sobre 100°C es (25 a 125°C):

$$AV_O = \pm V_{iO} \frac{R_1 + R_f}{R_1} = \pm \frac{15 \times 10^6 \times 100^{\circ}\text{C}}{^{\circ}\text{C}} \frac{1456 + 145600}{1456} = \pm 0.1515\text{V}$$

El cambio en el voltaje de salida de C-D debido al cambio de I_{iO} - sobre 100°C es:

$$AV_O = \pm AI_{iO} R_f = \frac{0.5 \times 10^6 \times 100^{\circ}\text{C} \times 145600}{^{\circ}\text{C}} = 7.28 \text{ mv}$$

Paso 11

El ancho de banda para pequeña señal es:

$$f_{cp} = \frac{f_{op} A_{vo} R_1}{R_f} = \frac{8.0\text{Hz} \times 5 \times 10^4 (1456)}{145600} = 4\text{KHz}$$

el tiempo de respuesta para pequeña señal es:

$$tr = \frac{0.35 R_f}{f_{op} A_{vo} R_1} = \frac{0.35 (145,600)}{8 \times 5 \times 10^4 \times 1456} = 87.5 \mu\text{S}$$

Paso 12

El ruido de salida a 10 Hz se calcula de:

$$\begin{aligned} V_{on} (10\text{Hz}) &= \left[V_n^2 \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)^2 + I_n^2 R_f^2 \right]^{1/2} \\ &= \left[5 \times 10^{-15} \left(1 + \frac{145600}{1456}\right)^2 + 5 \times 10^{-23} (145600)^2 \right]^{1/2} \\ &= 7.2 \mu\text{V rms a } 10 \text{ Hz} \end{aligned}$$

$$V_{on}(100\text{Hz}) = [10^{-15} \times 101^2 + 5 \times 10^{-24} (145600)^2]^{1/2} = 3.2 \mu\text{Vrms a } 100 \text{ Hz}$$

$$V_{on}(1\text{KHz}) = [5 \times 10^{-16} (101)^2 + 8 \times 10^{-25} (145600)^2]^{1/2} = 2.3 \mu\text{Vrms a } 1\text{KHz}$$

$$V_{on}(100\text{KHz}) = [5 \times 10^{-16} \times 101^2 + 8 \times 10^{-25} \times 5 (145600)^2]^{1/2} = 2.3 \mu\text{Vrms a } 100\text{KHz}$$

AMPLIFICADOR BASICO NO INVERSOR:

La operación de este circuito es similar a la del amplificador inversor excepto por lo siguiente (ver Fig. 2A):

- 1) La señal de entrada se aplica directamente a la entrada no inversora por lo tanto la salida está en fase con la entrada.
- 2) La resistencia R_1 es conectada a tierra en vez de ser conectada a la entrada de voltaje.
- 3) La ganancia de voltaje de malla cerrada de un amplificador no inversor es:

$$A_{vc} = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

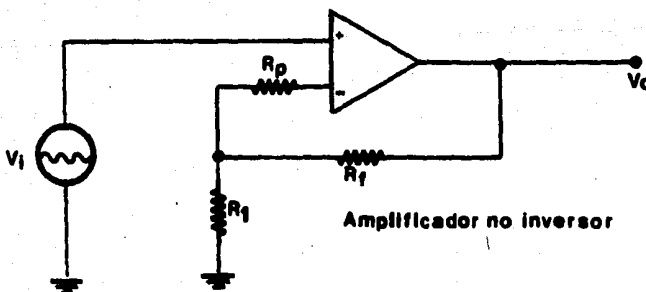


FIG. 2A

Parámetros de diseño:

Estos son idénticos a los del amplificador inversor excepto que R_1 no es igual a la resistencia de entrada.

Ecuaciones de diseño:

- 1) Ganancia de voltaje de malla cerrada asumiendo un A.O. ideal:

$$A_{VC} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

- 2) Ganancia de voltaje de malla cerrada si la ganancia del A.O. es finita A_V es incluida:

$$A_{VC} = \frac{1 + \frac{R_f}{R_1}}{1 + 1/(A_V)}$$

- 3) Ganancia de voltaje de malla cerrada si la resistencia diferencial de entrada R_{id} y la resistencia de entrada a modo común -- R_{ic} son incluidas (A_V puede también ser incluida)

$$A_{VC} = \frac{1 + R_f/R_1}{1 + 1/(A_V + 2R_f)/(A_V R_{id})}$$

- 4) Ganancia de voltaje de malla cerrada si la resistencia de salida del A.O. es incluida (A puede también ser incluida)

$$A_{VC} = \frac{1 + R_f/R_1}{1 + (R_1 + R_f + R_o)/A_V R_1}$$

- 5) El valor (tamaño) de R_f para un mínimo error en la ganancia debido a A_V , R_{id} y R_o .

$$R_f(\text{out}) = \left(\frac{R_{id} R_o \times R_f}{2R_1} \right)^{1/2}$$

6) La resistencia de entrada pensando en un A.O. ideal (R_{on}).

$$R_{in} = \infty$$

7) La resistencia de entrada del circuito asumiendo una A_v finita,

R_{id} finita y $R_o \neq 0$ (R_{in})

$$R_{in} = \frac{\beta A_v R_{id}^2 R_f}{(R_f + R_o) (R_{id} + 2\beta R_f)} \approx \beta A_v R_{id}$$

8) Resistencia de salida del circuito asumiendo un A.O. ideal:

$$R_{out} = 0$$

9) Resistencia de salida del circuito asumiendo una resistencia de salida del A.O. finita y una A_v finita:

$$R_{out} = \frac{R_o (R_f + R_o) (R_{id} + \beta R_f)}{\beta A_v R_f R_{id}} \approx \frac{R_o}{\beta A_v}$$

10) Ancho de banda del circuito considerando el ancho de banda del

A.O. (-3 db) es a f_{op} (f_{op} = 1er. polo del A.O.)

$$f_{cp} = \frac{f_{op} A_{vo} R_1}{R_1 + R_f}$$

11) Tiempo de respuesta del circuito a pequeña señal (10 a 90 %)

$$t_r = \frac{0.35 (R_1 + R_f)}{f_{op} A_{vo} R_1}$$

12) Cambio en el voltaje de salida debido a un voltaje de

(offset) en la entrada cambiante del A.O. (considerando I_p e -

$$I_{io} = 0) \quad \Delta V_o = \pm \Delta V_{io} \frac{R_1 + R_f}{R_1}$$

13) Voltaje de C-D de salida debido a una corriente de polariza---

ción de entrada del A.O. considerando $R_p = 0$ y $V_{io} = 0$

III-3 MEDIDORES DE TIEMPO (TIMERS)

EL MONOESTABLE (TIMER RC):

La operación básica de un circuito monoestable es ilustrado en el diagrama de bloques de la (figura III.3.I). Que se forma de 4 componentes que se mencionan a continuación; una resistencia de regulación R_t , un capacitor regulador C_t un interruptor S_1 y una entrada al circuito de control. El circuito es operado como seguidor.

Esto es unidisparrado en condición de reposo. La salida del medidor de tiempo bajo o cerca de cero y el interruptor S_1 hace contacto - haciendo descargar al capacitor a tierra, sobre la llegada de un pulso de disparo a la entrada, la entrada causa que el interruptor S_1 se abra y también causa que el interruptor de salida suba el nivel. Ahora el medidor de tiempo está en un sólo estado y la regulación es empezada.

Cuando S_1 se abra C_t estará empezando a cargarse a través de la resistencia R_t , causa que el voltaje a través de C_t suba exponencialmente formando una regulación de tiempo rampa (ver la regulación - en la figura III.3.1)

Este voltaje de rizo continúa hasta alcanzar el V_{th} , el control -- del circuito es alguna fracción de V_T . Cuando el voltaje de regula

ción de tiempo rampa alcance V_{th} , el control del circuito es borrado y la salida cae a cero y el circuito monoestable se sale de --- tiempo. Ahora el circuito regresa a su estado estable. El pulso de salida de un monoestable es citado a regular teniendo un ancho de pulso T , el cual regula el período. El período regulado es relativo a R_t , C_t , voltaje de carga el cual en general es V_C en lugar de V_T y la entrada de voltaje V_{th} . La expresión general de T es simple:

$$T = R_t C_t \log_e \frac{V_C - V_i}{V_C - V_{th}} \quad \dots \text{III.3.1.}$$

donde V_C es el voltaje de carga y V_i es el voltaje inicial en C_t . Moviendo C_t desde un voltaje inicial de cero. Simplificando la expresión por un caso específico y sustituyendo V_T por V_C , la expresión queda:

$$T = R_t C_t \log_e \frac{V +}{(V+) - V_{th}} \quad \dots \text{III.3.2}$$

Generalizando el ejemplo podemos tomar cualquier valor del capacitor o resistencia. Y aunque un ejemplo de una fuente de voltaje positiva.

Como lo ilustra la (figura III.3.2) un circuito real puede ser conectado como un medidor de tiempo monoestable, aquí R_t y C_t están en la (figura III.3.1) sin embargo S_1 es cambiado por un interrup-

tor transistor Q_1 . La función de Q_1 es la de cortar C_t al estado de reposo y abrir mientras el estado o período de tiempo. La función del control es instrumentado por un flip-flop. En la salida el monoestable regula el ancho del pulso de T . También el flip-flop controla los transistores, Q_1 funciona cuando la salida es baja y deja de funcionar cuando la salida es alta. La función del control del circuito es hecha por el comparador y el divisor de voltaje $R_1 - R_2$. Este divisor de voltaje es conectado otra vez a $(+) V$ y la salida de voltaje es V_{th} . La salida del comparador determina el cambio de estado cuando la regulación de tiempo rampa es igual a V_{th} .

La secuencia de operación de este circuito es precisamente el descrito enseguida, sin embargo, una apreciación de ello puede ser lo grado de un ejemplo de operación. Para ejemplificar, si son escogidos R_2 y R_1 para tener un radio dos a uno ($R_2 = 2R_1$), el divisor de voltaje de salida V_{th} será $2/3$ de $(+) V$. Este ancho de acción en mente puede describir una ecuación específica por período T . Todos los voltajes pueden ser expresados en términos de $(+) V$ ya que $V_{th} = 2/3 (+) V$ se escribe entonces:

$$T = R_t C_t \log \frac{V+}{(V+) - 2/3(V+)} \quad \dots \text{III.3.3}$$

simplificando se tiene:

$$T = R_t C_t \log_e \frac{1}{1 - 2/3}$$

$$T = R_t C_t \log_e 3$$

$$T = 1.0986 R_t C_t$$

..... III.3.4.

redondeando esto a $T = 1.1 R_t C_t$ que es la ecuación básica del período de un medidor de tiempo monoestable teniendo una entrada de voltaje el cual es $2/3$ del voltaje de carga.

Un hecho interesante alrededor de la nota de este tipo de circuito es cuando el período no es dependiente sobre el nivel de (+) V porque el V_{th} es derivado una fracción de (+) V. Hablando matemáticamente el (+) V puede ser despejado. Hablando eléctricamente, puede ser llamado del capacitor cargando y comparando una fracción fijada del mismo voltaje. Cualquier camino es una ventaja importante a tener una ecuación básica de regulación el cual no es críticamente dependiente sobre el voltaje suplente.

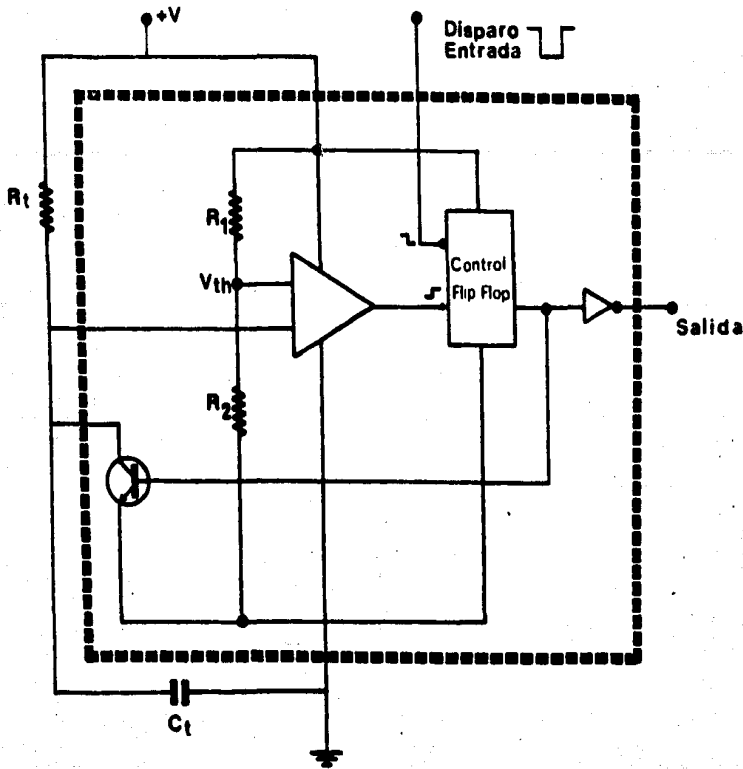


Figura III.3.2

En la (figura III.3.3), nótese el divisor de resistencias a través del voltaje positivo siendo las resistencias R_7 , R_8 , y R_9 iguales. Este divisor de voltaje suministra voltajes de referencia superiores y bajos comparando $2/3 (+) V$ y $1/3 (+) V$ respectivamente, en el esquema de la (figura III.3.4) este divisor permite ser notado también tendiendo Q_4 y Q_{13} . Los transistores Q_1 y Q_8 marcan arriba del comparador superior, Q_{13} y Q_{10} forman el comparador inferior. En ambos comparadores la entrada de corriente en el diferencial --

Pata # 1 (tierra):

La tierra o común, esta pata es el potencial más negativo de la transmisión, el cual conectado normalmente es como circuito común.

Pata # 3 (salida):

La salida del 555 forma una corriente alta, etapa hecha por los transistores Q_{20} y Q_{24} . Los transistores Q_{21} y Q_{22} proveen la transmisión de un tipo de carga, la conexión Darlington provee un alto voltaje de salida cerca de 1.7 V más que el (+) V. El transistor Q_{24} provee una corriente con una capacidad de un alto estado de carga referido a (+) V (igual a un TTL de entrada). El transistor Q_{24} tiene un alto voltaje de saturación el cual admite la interfase directa con un buen margen de ruido. Cuando la transmisión de corriente es lógica.

La salida exacta de saturación varía el nivel marcado con un periodo de voltaje suplente. Aún (+) V de 5 V por instante. El estado bajo de V_{ce} (sat) es típico 0.25 V a 5 mA operando a 15 V por lo menos esto puede ser un escape de 100 mA si el nivel de salida de 2 V es admisible. Estado alto, el nivel típico es de 3.3 V a (+) V = 5 V 13.3 V a (+) V = 15 V. En los 2 el rizo y la caída de tiempo de la forma de onda de salida es absolutamente rápida interrumpido un estado típico de tiempo de 100 nSeg. El estado de la pata

de salida determina las líneas reflejadas al inverso de este estado lógico de cerrojo y este factor se puede ver en la (figura --- III.3.3). Entonces el mismo cerrojo no es accesible esto se explica mejor en términos de las condiciones del disparo entrada-cerrojo.

Con el disparo de salida a una condición alta, el disparo de entrada es momentáneamente admitido formando una subida o una bajada de nivel. Esto cruza el cerrojo en serie y que la salida se vaya a altas. La actuación del compara-abajo es la única manera que la salida puede ser citada en el estado alto. La salida puede ser regresada a un estado bajo, por causas de la entrada. El nivel se puede ir aumentando de bajo a alto cuando se acciona el cerrojo. La salida también puede ser que se vaya a bajos por el regreso de un estado bajo cerca de tierra.

Pata # 5 (control de voltaje):

Esta pata permite el acceso directo a los $2/3 (+) V$ por encima del nivel de referencia del comparador, también admite indirectamente el acceso al comparador bajo, es un divisor 2:1 (R_8 y R_9) éstas resistencias forman el punto más bajo del comparador referido a la entrada Q_{13} . El servicio de esta entrada es opcional, sin embargo

admite una flexibilidad extrema permitiendo la modificación de la regulación del período.

Cuando el 555 es usado en un control de voltaje esta operación es de un rango cerca de 1 V menor que el (+) V abajo 2 V de tierra.

En estos límites exteriores el voltaje es seguramente aplicado en un punto límite de (+) V y rehabilitado por tierra. En este acontecimiento la pata de control de voltaje no es usada, ésta es encomendada a ser un doble paso con un capacitor de aproximadamente -- 0.01 microfarad con inmunidad al ruido, entonces es un comparador de salida.

Pata # 2 (disparador):

Esta pata es la entrada al comparador de bajas y es usado en serie con el cerrojo el cual a su vez causa que la salida se vaya a altas. En la operación del monoestable es el principio de la secuencia de regulación. Por efecto de disparo sobre la pata forma un -- voltaje del nivel bajo de $1/3(+)$ V. La acción del disparo de entrada es un nivel sensitivo, admitiendo formas de onda lentas, fuentes, pulsos, siendo usadas como fuentes de disparo. Una precaución que se puede ser observada con la entrada del disparo es aquella - señal que no permanece a $1/3 (+)$ V bajo por período de tiempo.

configuración estable operando a (+) V = 5V, la resistencia es de 3 M ohms esta puede ser grande por los niveles de voltaje.

Pata # 6 (entrada):

Esta pata es una entrada al comparador superior y es usada reengarzando el cerrojo, lo cual causa que la salida se vaya a bajas, que es llevado a cabo por la vía del reengarse por efecto de bajas aún sobre nivel de voltaje de $2/3 (+) V$. El efecto de la pata de entrada es el nivel sensitivo admitiendo lentas formas de onda. El rango de voltaje puede ser aplicado a la pata de entrada entre (+) V y tierra. Una corriente directa limita la corriente de entrada. -- Siendo necesario seguir también la forma del circuito externo. Esta corriente es de 100 nA y define el límite superior de la resistencia total permitida. Cada una de las configuraciones de regulación parecen a (+) V = 5 V y las resistencias son 16 Mohms.

Pata # 4 (regreso):

Esta pata también es usada como regreso del cerrojo y retorno a -- una salida de estado bajo. El nivel de regreso del voltaje de 0.1 mA formando esta pata la división de regreso requerida. Estos niveles son relativamente independientes de un nivel de voltaje de operación. Así el regreso de operación de entrada es un TTL compati--

ble con cualquier voltaje suplente.

La entrada del regreso es una función fatigosa aquello es, fuerza - la salida a un estado bajo indiferente de cualquier estado de otra entrada formando oscilaciones apagado o encendido etc., formando - un tiempo de atraso la salida es típicamente regresada en el orden de 0.5 microseg y el enganche de pulso mínimo de regreso es 0.5 microseg. Ninguna de estas formas son garantizadas en todo caso.

Pata # 7 (descarga):

Esta pata es el colector abierto de un transistor NPN (Q₁₄, figura III.3.4) el emisor es mandado a tierra. El estado de conducción de este transistor es idéntico a un regulador. Esto es encendido (baja resistencia a tierra) y apagado cuando la salida es baja (alta resistencia a tierra) cuando la salida es alta, en ambos modos el medidor de tiempo como monoestable y estable, estos transistores son usados como interruptores, son empalmados a la propiedad de no dos de la regulación del trabajo neto a tierra. El voltaje de saturación es inferior a 100mV por corrientes de 5mA o menos y apagado hay una pérdida de corriente alrededor de 20nA. Por condiciones de diseño el límite de corriente en el colector es máximo de estas - restricciones el tamaño del capacitor a dimensiones exactas al -

pulso de corriente de pico de descarga. En aplicaciones certeras, esta salida de colector abierto puede ser usada como una terminal de salida auxiliar.

Modos básicos de operación:

Apenas habiendo completado las funciones y descripciones del medidor de tiempo LM 555 se ha llegado al punto donde los puntos básicos de operación de las divisiones pueden ser discutidos con más detalle. En esencia estas cantidades tienen solamente 2 niveles; el monoestable (que es de un disparo) y el astable (de carrera libre). Ambas fases de operación han sido discutidas a lo largo de los términos conceptivos. Esto relaciona la práctica de operación del LM 555 al material previo.

Estos 2 modos básicos de operación tienen gran número de variaciones. El LM 555 siendo un invento tan versátil también tiene virtualmente un número ilimitado de opciones de operación que no es necesariamente y directamente relacionado con los modos monoestable y astable. Estas son más difíciles de categorizar pero también dependerá de algún modo de la estructura interna apenas descrita. Estos modos eléctricos de operar más complejos también están tratados como diseños específicos.

En la (figura III.3.5) el LM 555 está conectado a un disparador - monoestable que es uno de sus modos básicos de operación.

Fase o Modo Monoestable:

En la (figura III.3.5) el LM 555 se muestra conectado en su modo - básico de operación, a un disparador monoestable. Una observación inmediata a ser hecha es la increíble simplicidad de este circuito consistiendo solamente de 2 componentes tomadores de tiempo R_t y C_t . El tomador de tiempo mismo y el doble paso del capacitor C_1 -- (C_1 no es absolutamente esencial para la operación pero es reco-- mendado para inmunizarlo del ruido).

Cuando la terminal del disparador es sostenida más arriba de $1/3$ - (+) V el medidor de tiempo está sostenido y la salida es baja, -- cuando el pulso de disparo aparece más bajo de $1/3$ (+) V, el medidor de tiempo se tendrá que disparar para empezar el ciclo. La salida sube a un nivel alto cerca de (+) V y al mismo tiempo C_t empieza a cargarse hasta llegar a (+) V. Cuando el voltaje de C_t pasa de $2/3$ de (+) V el período de tiempo termina.

Con la salida cayendo una vez más hasta cero y queda listo para - otro disparo de entrada. Esta acción es gráficamente ilustrada en el diagrama de tiempo de la (figura III.3.5).

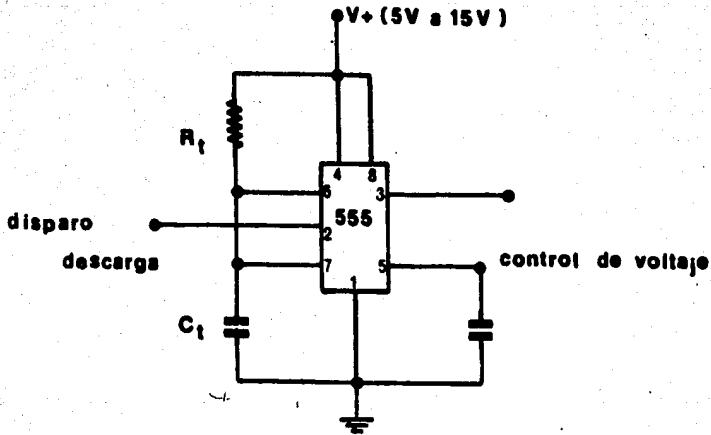
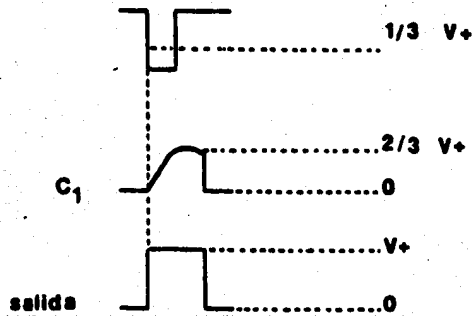


DIAGRAMA REGULADOR

disparo de entrada



Con el pulso de salida = T

$$T = 1.1RC$$

$$R_1 = 10K \text{ a } 14M$$

$$C_1 = 100pf \text{ a } 1000\mu f$$

FIG III.3.5

En este circuito tan simple se nota que no hay componentes usados en disparos de entrada. La implicación de esto es que el recurso de manejo mismo debe de tener la capacidad de satisfacer los disparos de los requisitos de voltaje. Si el tomador de tiempo es operado de (+) 5 V en un sistema TTL por ejemplo el manejo de la entrada va automáticamente a ser TTL compatible porque $1/3 (+) V = 1.6 V$ el cual está centrado en los TTL de salida de oscilación. Bajo este tipo de condición no hay restricciones del pulso de entrada más que el ancho que debe ser menos que T (otras formas de manejo también pueden ser usadas).

Debido al mecanismo interno el medidor de tiempo siempre contará en ascenso una vez disparado no importando el ruido subsecuente -- (así como el balanceo) del disparo de entrada. Este factor es un asentamiento grande dentro de la faceta del LM 555 de los recursos de ruido. El ancho de pulso es definido como $1.1. R_t C_t$ con unas pocas restricciones relativamente R_t, C_t pueden tener un valor con un ancho rango de arranque. No hay teóricamente un límite arriba de T sóloamente en las prácticas. El límite más bajo es de 10 microsegundos. Se puede entonces el rango de T hacer 10 microsegundos hasta el infinito siendo limitado únicamente por R y C. Las técnicas han descubierto como T puede ser multiplicada virtuosamente por cual--

quier número y archivar periodos de días, semanas y aún meses si es deseado. Para R_t el límite más razonable (bajo) es del orden de 10K principalmente del punto de partida, hasta la economía de potencia, aunque R_t pueda ser más bajo que 10 K, está sin ningún peligro no hay necesidad para esta forma el archivar un pulso de longitud cortada del punto de partida. Un número práctico de partida para C_t es de 100 pFd.

Desde el punto de partida debe ser obvio que el límite real debe de ser colocado en C_t en su pequeña pérdida de corriente y no en el valor de capacidad. En prácticas de todos modos esto llega a ser un valor de capacitancia porque el valor alargado de los capacitores tienen pequeñas pérdidas de corriente. Estas pequeñas pérdidas de corriente son útiles en valores arriba de 10 microfarads. Así entonces se les dá la preferencia en los periodos de tiempo en tiempo si una pequeña fuga es más alta que la unidad, puede ser en contrada entonces, no hay límite de un circuito desde el punto de partida hasta usarlos completamente aún más de 1000 microfarads -- los últimos componentes selector para R_t y C_t son de un grado de precisión deseada (o esperada) en general la selección de R_t y C_t no son una tarea fácil porque la precisión inherente del LM 555 es mejor que la mayoría de las resistencias y de sus capacidades.

Un disparo de entrada en las condiciones disponibles que pueden existir y puede necesitar más de un tipo de señales que acondicionen para asegurar la compatibilidad entre el disparador y sus requisitos del LM 555. Un ejemplo tal como acondicionador es mostrado en la (figura III.3.6). Aquí la entrada y sus componentes C_1 , R_1 , D_1 , han sido agregados por 2 razones C_1 y R_1 formando un pulso de diferencia cortando así el disparo de entrada con un ancho de pulso menor de 10 microsegundos (en general menor que T). Sus valores y su cualidad relativa no son críticas, el principal resultado del ancho de pulso resultante es diferenciado después de C_1 y debe de ser menor que el deseado en la salida porque el período del tiempo es menor a $1/3 (+) V$ del de disparo.

Algún ajuste del circuito de disparo de entrada más tarde puede necesitar el pulso de disparo como una amplitud que es menor que el voltaje que se supe al LM 555 por ejemplo, el circuito de la (figura III.3.6) no trabajará aún cuando sea manejado con un TTL, cuando la fuente del medidor de tiempo (+) V es de 15 V, puesto que el voltaje y la amplitud son de 5V y es menor que las $2/3 (+) V$ (10V). En este tipo de situación, el disparo de entrada puede ser llevado hasta un nivel cerca de $1/3 (+) V$ desde un principio, acrecentando así la sensibilidad. La (figura III.3.7) ilustra la solu-

ción al problema. Aquí la resistencia R_2 ha sido agregado previamente al diferenciador descrito, formando un divisor de voltaje -- que tendrá una línea base de $1/2$ V. Teniendo el disparo de entrada a este nivel, por lo tanto, la amplitud del pulso de disparo necesitará únicamente la diferencia de este nivel y de $1/3$ (+) V ó simplemente $1/6$ (+) V. En el ejemplo mencionado, con una fuente de 5 V TTL y un medidor de tiempo con (+) V 15 V trabajará satisfactoriamente, y la amplitud será más grande de $5 V_{pp}$.

Modo Astable:

El LM 555 como Astable ha sido conectado a un medidor de tiempo como lo indica el diagrama de la (figura III.3.8). Este circuito también usa un mínimo de número de partes, hay 3 componentes más importantes en el medidor de tiempo y son R_{ta} y R_{tb} y C_t ; el medidor de tiempo mismo; y sobrepasando por el capacitor C_1 . Antes de arrancar el voltaje de C_t será bajo lo cual causará que el medidor de tiempo sea disparado a través de una pata la # 2. Esto fuerza una salida alta, el transistor se descarga y produce una corriente cargando C_t por vía de R_t . Las cargas van hacia (+) V hasta que el voltaje alcance el nivel de $1/3$ (+) V donde la entrada superior es alcanzando que la salida se vaya a bajas. El capacitor C_t entonces se descarga hacia tierra por vía de R_{th} hasta que el voltaje alcan

za $1/3 (+) V$, y el disparo va hacia un punto bajo comenzando un -- nuevo ciclo con otros disparos. El medidor de tiempo continúa osci-- lando entre $2/3 (+) V$ y $1/3 (+) V$ comparando los niveles de entra-- da, formando una regulación rampa triangular. El tiempo de dura--- ción del periodo de salida alta es T_1 y el periodo bajo de salida es T_2 . Entonces la suma total del periodo es T . La frecuencia de - operación es simplemente recíproca a T . Y el factor de durabilidad de cualquiera de los estados bajo o alto de salida es simplemente la división del periodo por el periodo total.

Las restricciones para operarse del modo estable son pocas y algu-- nas son similares a la operación del monoestable.

El límite superior de la frecuencia es del orden de 100 KHz, teóri-- camente no hay límite inferior de frecuencia solo cuando es impues-- ta por los límites de R_t y C_t .

Los límites de C_t son idénticos a los del modo monoestable.

El valor máximo de R_{ta} y R_{tb} es el mismo que R_t del modo estable, así estos funcionamientos son equivalentes. Estos límites son de - 14 Mehachms o menos. Muchas de estas aplicaciones pueden estar en demanda específica debido a sus factores los cuales pueden ser pro

gramados dentro de sus límites por los radios de R_{ta} y R_{tb} . Así - como R_{tb} llega a ser más grande con respecto a R_{ta} , el factor de durabilidad llega y alcanza un 50% de la operación, convirtiendo - a R_{ta} o alargando llega a ser más grande con respecto a R_{tb} debido a que el factor aumenta hacia la unidad.

III - 4 CONTADORES

En la mayoría de los equipos digitales se encuentran flip-flops --- programados o conectados como contadores, usándose no solamente como contadores sino como equipos para dar la secuencia de operación, división de frecuencias, así como para manipulación matemática. En el sentido más elemental, los contadores son sistemas de memoria -- que recuerdan cuantos pulsos de reloj han sido aplicados en la entrada. Muchos de los contadores más comunes se encuentran disponibles en paquetes de circuitos integrados.

El contador tipo rizado es un contador básico comúnmente implementado con circuitos integrados. Este contador está limitado por su velocidad de operación. Puesto que los flip-flops en el contador rizado no están bajo el mando de un solo pulso de reloj, este contador es asíncrono. Al principio todos los flip-flops están en el estado lógico 0. ($Q_A = Q_B = Q_C = Q_D = 0$). Se aplica un pulso de reloj A -- causando que Q_A cambie de 0 a 1 lógico, el flip-flop B no cambia de estado ya que es disparado por la transición negativa del pulso necesaria para disparar el flip-flop B y por lo tanto, Q_B cambia de 0 a 1. Antes de la llegada del decimosexto pulso del reloj todos los flip-flops están en el estado 1, y el pulso número 16 causa que -- Q_A, Q_B, Q_C y Q_D cambien a 0 lógico.

El contador binario de 4 dígitos repite el ciclo cada 2^n ($n =$ número de flip-flop) pulsos de reloj. Este contador establece la secuencia en un sistema de números base 16 y tiene 16 estados discretos - que van desde 0 hasta $n-1$. Los 16 estados binarios se muestran a continuación:

Estado	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1
0	0	0	0	0

En la decodificación de los estados de un contador tipo rizado ocurren estados erráticos en las salidas de la matriz de decodificación en el momento en que los flip-flops cambian de estado. El retraso en la propagación de los flip-flops crea estos estados falsos sólo por pequeños períodos de tiempo. Estos estados erróneos en la decodificación se presentan en casi todos los contadores, a menos que todos los flip-flops cambien de estado exactamente al mismo tiempo o que solo un flip-flop cambie de estado para cada uno de los pulsos del reloj. Para eliminar los estados erráticos en las salidas de la matriz de decodificación, se hace uso de un pulso (strobe) de compuerta. El pulso de compuerta permite que la decodificación ocurra sólo después que todos los flip-flops del contador obtienen su estado estable.

La frecuencia máxima del reloj para un contador está dada por:

$$1/F \leq N (T_p) + T_s$$

donde:

N = número de etapas de flip-flops

T_p = tiempo de propagación de un flip-flop

T_s = tiempo de compuerta, ancho del pulso de la salida decodificada

Un contador de 4 etapas puede usarse para dividir entre 16 (2ⁿ, n = número de flip-flops), se pueden agregar más etapas si se re---

quiere dividir entre una potencia de 2 más alta. Para dividir entre cualquier entero, se puede usar el siguiente método:

- 1) Encontrar el número n de flip-flops requeridos

$$2^{n-1} \leq N \leq 2^n$$

donde N = longitud del ciclo del contador. Si N no es una potencia de 2, se usa la siguiente potencia superior de 2.

- 2) Conecte todos los flip-flops como contador tipo rizado.
- 3) Encuentre el número binario $N-1$
- 4) Conecte todas las salidas de los flip-flops que son 1 en la cuenta $N-1$ como entradas en el bloque Nand. También conecte el pulso de reloj al bloque Nand.
- 5) Conecte la salida del bloque Nand a las entradas de preenergización (preset) de todos los flip-flops para los cuales $Q=0$ en la cuenta de $N-1$.

CONTADORES SINCRONOS:

El contador síncrono elimina los retrasos acumulativos de los flip-flops que se ven en los contadores tipo rizado. Todos los flip-flops en el contador síncrono están bajo el control del mismo pulso de reloj. La velocidad de repetición está limitada solo por el retraso de uno de los flip-flops más el retraso introducido por los bloques de control. El diseño de contadores síncronos para cual

quier base numérica diferente de alguna potencia de 2 se dificulta más que los contadores tipo rizado, pero el diseño se simplifica mediante el uso de la técnica de mapas de Karnaugh .

III-5 DECODIFICADORES.

Código 8421 ó BCD:

Este código es el más utilizado y consiste en traducir los números del sistema decimal a potencia de 2. Así se tiene la siguiente ta--

bla:

Decimal	Código 8421 (BCD)
0	0000
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111
8	1000
9	1001

Este código se representa por bit es decir, cada cifra es un bit.

Para representar cualquier cantidad se necesitan 4 bits por número decimal, ejemplo:

148 -----	<u>0001</u>	<u>0100</u>	<u>1000</u>	
	1	4	8	
963 -----	<u>1001</u>	<u>0110</u>	<u>0011</u>	BCD
	9	6	3	DECIMAL

El código BCD es el utilizado por los contadores en el diseño por lo que se hace necesaria la utilización de decodificadores los cuales cumplen la función de trasladar del código BCD al sistema decimal. Existen varios tipos de decodificadores, pero los que más nos interesan en este momento son :

de BCD a decimal

de BCD a 7 segmentos

De la misma manera existen otros tipos de códigos BCD como son:

8421 BCD

2421 BCD

Excess 3

Gray Code

Esto por lo que refiere a BCD, pero también existen otros códigos por ejemplo :

ASCII

Hollerith

Baudot

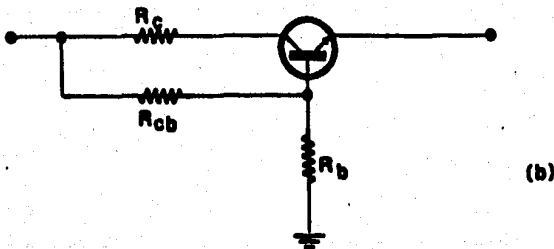
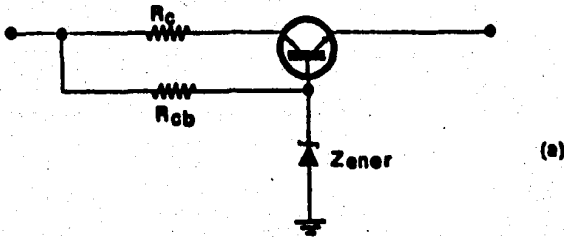
EBCDIC

Donde todos ellos necesitan de algún tipo de decodificador para trasladarlo al sistema decimal .

III-6 FUENTES DE ALIMENTACION CON SEMICONDUCTORES

El regulador de voltaje es un dispositivo que proporciona un voltaje constante, dentro de un rango limitado de acuerdo al voltaje de entrada. Dentro de los reguladores de voltaje se utilizan 3 configuraciones que son:

- 1) Usando un transistor y un diodo Zener
- 2) Utilizando sólo un transistor como emisor seguidor
- 3) Con la aplicación del Zener y una resistencia limitadora



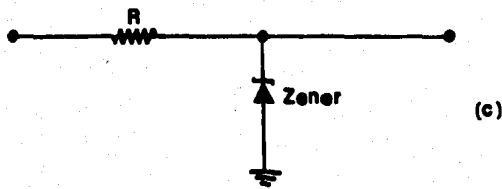


FIG. III.6.1

Dentro de las 3 configuraciones se debe de elegir la que más resulte económica que en todo caso, la que sea más fácil de construir - debido a la detención de cualquiera de los dispositivos de acuerdo a los voltajes y corrientes que se manejen.

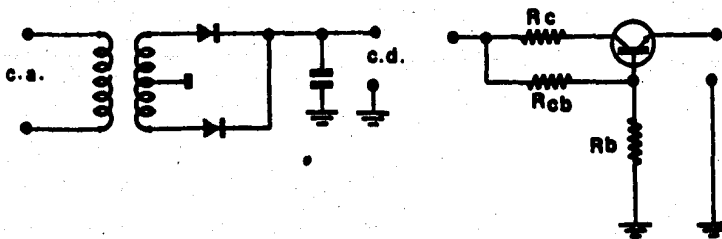
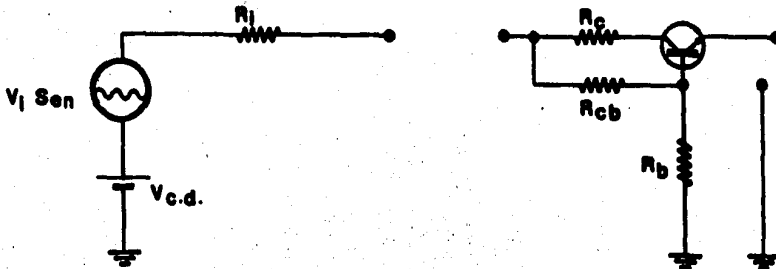


FIG. III.6.2

y representando (a) como una fuente de corriente directa y una --
fuente senoidal debido al rizo se representa de la siguiente mane-
ra:



dos fuentes que son; una de V_{CO} y una variable V_{isen} .

El transistor es conectado como un emisor seguidor cuyo voltaje de base es mantenido relativamente constante, por una resistencia de base o de diodo Zener.

Considerando que R_b es un voltaje constante se supone o se conside-
ra como una batería. Y sustituyendo a R_b como la batería aplicada
a la base la corriente de emisor es aproximadamente constante.

$$I_E = \frac{V_{batería} - V_{BE}}{R_L}$$

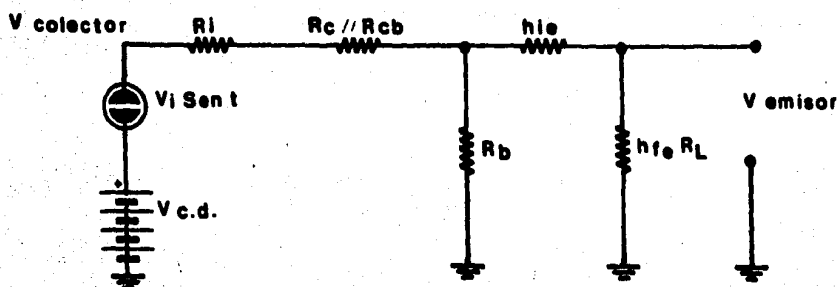


FIG. III.6.4

y considerando que:

$$R_B \approx R_L // R_{CB}$$

$$R_{BB} \approx h_{ie} + h_{fe} R_L$$

y $h_{ie} \approx h_{fe} R_L$ y por inspección:

$$V_E/V_C = R_B/(R_C // R_{CB})$$

si la resistencia R_B fuera tomada como batería, en el voltaje del colector V_C no afectaría al voltaje del emisor, por lo tanto:

$$V_E = V_B - V_{BE} = \text{cte}$$

al determinar el voltaje V_E con respecto a los cambios producidos

por la fuente variable $V_{i\text{sent}}$ se calculan los cambios en las corrientes

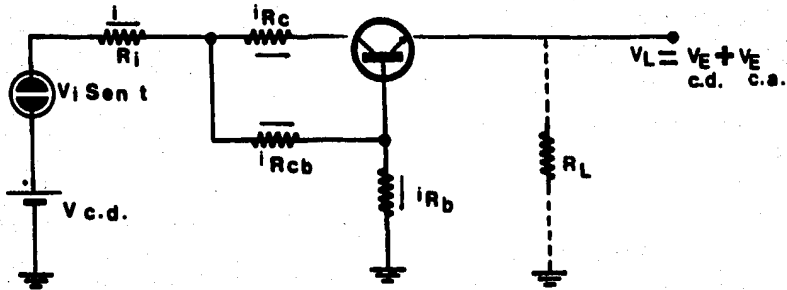


FIG. III.6.5

$$V_L = V_{E\text{c-d}} + V_{E\text{c-a}}$$

$$i_1 = i_c + i_{R_{cb}}$$

$$i_{R_{cb}} \approx \frac{V_c}{R_{cb} + R_b} \approx \frac{V_c}{R_{cb}}$$

$$y \quad i_c \approx i_e = \left(\frac{V_i}{R_L} \right) \approx \left(\frac{1}{R_L} \right) \cdot \left(\frac{R_b}{R_{cb}} \right) \cdot V_c$$

$$y \text{ con } \begin{aligned} V_c &= V_i - R_{ic} i_1 \\ &= V_i - R_i \left(1 + \frac{R_b}{R_L} \right) \left(\frac{V_c}{R_{cb}} \right) \end{aligned}$$

y considerando el voltaje de colector entre el voltaje de variación se tiene:

$$\frac{V_c}{V_i} = \frac{1}{1 + (R_i/R_{cb}) (1+R_D/R_L)}$$

refiriendo el voltaje de salida entre el de entrada se tiene:

$$\frac{V_e}{V_i} = \frac{R_D/R_{cb}}{1 + (R_i/R_{cb}) (1 + R_D/R_L)}$$

En donde la última relación de V_e/V_i da una buena regulación, siendo las variaciones lo más pequeñas posibles, esto es por comodidad realizando por cualquier valor de R_{CB} lo más grande posible como sea.

El efecto de variación de la resistencia de carga:

Este efecto permite determinar el cambio que sufre la salida del voltaje V_E ocasionado por la resistencia de carga R_L este efecto dentro del diseño es a menudo grande.

Si se toma en cuenta que el regulador ha sido diseñado de tal forma que las variaciones son mínimas o con una muy buena respuesta a las variaciones cuando se iguala a la resistencia de carga R_L por una de gran valor y se considera que el voltaje V_E tiene muy poca variación.

$$V_{Bl} = V_{bel} + I_{el} R_{Ll}$$

$$V_{B2} = V_{be2} + I_{e2}R_{L2}$$

siendo R_{L1} y R_{L2} las resistencias de carga y cuando R_{L1} y R_{L2} están en los valores inicial y final, o sea, el valor mínimo y máximo del valor de la carga e I_{e1} , I_{e2} , V_{be1} , V_{be2} representan los valores finales e iniciales de la corriente de emisor y voltaje de base emisor. El voltaje de base y la corriente de emisor están determinadas por $I_E = V_E/R_L$ de donde:

$$V_e = I_{E2}R_{L2} - I_{E1}R_{L1}$$

y si se asume que las variaciones son pequeñas

$$V_{E2} = I_{E2}R_{L2} = I_{E1}R_{L1} = V_{E1}$$

de donde

$$I_{E1}/I_{E2} = R_{L2}/R_{L1}$$

siendo:

$$V_e = V_{tot} (I_{E1}/I_{E2})$$

las variaciones que puede permitir.

IV-1 DISEÑO DE LOS PREAMPLIFICADORES

Preamplificador para fonocaptor magnético:

Las pastillas magnéticas tienen un bajo nivel de salida y requiere de una gran amplificación.

El voltaje de salida está especificado por una modulación de velocidad. La aguja magnética es una pieza de velocidad, por lo tanto la salida es proporcional a la velocidad, por ejemplo una pastilla produce 5 mV a 5 cm/seg. Producirá 1 mV a 1 cm/seg y estará especificada como 1mV/cm/seg de sensibilidad. En base a la sensibilidad se usará la información para el diseño de preamplificadores.

Se necesita conocer la típica y máxima modulación de velocidad de las grabaciones.

Las características de grabación RIAA establecen un máximo de velocidad de grabación de 25 cm/seg en el rango de 800 a 2 500 Hz. Típicamente una grabación buena es grabada a una velocidad de 3 a 5 cm/seg.

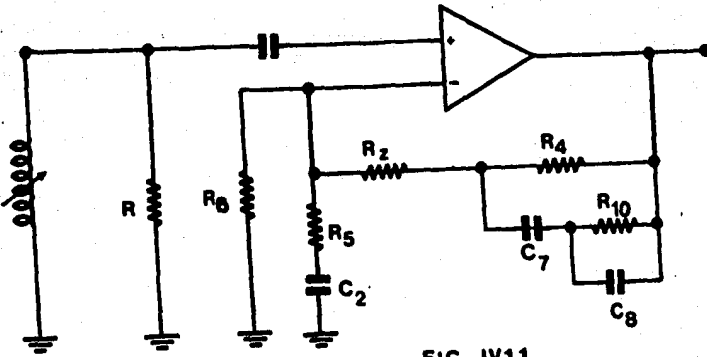


FIG. IV.1.1

ganancia referencia Odb = $\frac{R_{10} + R_6}{R_6}$

la frecuencia de corte f_1 está establecida cuando $X_{C7} = R_4$

$$C_7 = \frac{1}{2 \pi f_1 R_4}$$

asimismo la frecuencia f_2 ocurre cuando $X_{C7} = R_{10}$ ó

$$C_7 = \frac{1}{2 \pi f_2 R_{10}}$$

La tercer frecuencia de corte f_3 está determinada cuando $V_{C8} = R_{10}$

$$C_8 = \frac{1}{2 \pi f_2 R_{10}}$$

La resistencia R_2 es utilizada para introducir un cero en la malla de realimentación para ganancias mayores de 20 Db. $R_2 = 10 R_6$.

Diseño:

Se selecciona $R_5 = 100$ Kohms

$$R_4 = \left[\frac{V_{cc}}{2.6} - 1 \right] R_5 = \left[\frac{28}{2.6} - 1 \right] 100 K \approx 1 M\Omega$$

$$C_7 = \frac{1}{2 \pi f_1 R_4}$$

$$C_7 = \frac{1}{2 \pi \times 20 \times 1 M\Omega} \approx 3.1 \times 10^{-4} = 0.0031 \mu f \text{ se usará } 0.003 \mu f.$$

$$C_7 = \frac{1}{2 \pi \times f_2 R_{10}} \approx \frac{1}{2 \pi \times 500 \times R_{10}} = 0.003 \mu f$$

$$R_{10} = \frac{1}{6.28 \times 500 \times 0.003 \mu f} \approx 1.06 \times 10^5 \approx 100 K\Omega$$

se utilizará una pastilla "SHURE" M74C que tiene una sensibilidad de 0.5 mV/cm/seg; la máxima salida a 25 cm/seg es; 0.5 mV/cm/seg x 25 cm/seg que es igual a 12.5 mV, la ganancia requerida a media banda es:

$$\frac{V_{RMS} \text{ requerido}}{\text{Max salida a 25 cm/seg}} = \frac{1.5 V_{RMS}}{12.5 mV} = 120$$

$$\text{Odb gan Ref} = \frac{R_{10} + R_6}{R_6} = 120$$

$$R_6 = \frac{100K}{119} = 840.33 \text{ se usará } 820 \text{ ohms}$$

$$R_z = 10 R_6 = 8200 \text{ ohms}$$

$$C_2 = \frac{1}{2 f_o R_6} = \frac{1}{2 (20) (820)} = 9.7 \text{ fd se usará } 10 \text{ fd}$$

$$C_8 = \frac{1}{2 f_3 R_{10}} = \frac{1}{2 (2120) (100000)} = 8 \times 10^{-10} \text{ se usará } .001 \text{ fd}$$

La impedancia de carga de la pastilla debe ser 47 Kohms se usará

$R = 47 \text{ Kohms}$ y $c = 1 \text{ fd}$.

Preamplificador para cinta y sujetador de ecualización:

Los preamplificadores para reproductores de cinta requieren un elemento en la malla de realimentación para corregir la señal entregada por la cinta a la cabeza reproductora. La cinta magnética es -- grabada a corriente constante y la cabeza reproductora es primeramente inducida. La impedancia de la cabeza, por consiguiente riza a unos 6 Db/octava, rango con respecto a incremento de frecuencias, resultando un rizo correspondiente en la amplitud del voltaje de salida. El voltaje de salida varía en proporción directa a la frecuencia. Como la señal alimentada a el preamplificador reproductor de cinta no tiene una respuesta a frecuencia media, pero en lugar de observar una estabilidad, incrementa el nivel cuando aumenta la frecuencia.

Los dos factores importantes para inducción de este efecto son:

- 1) velocidad de grabado
- 2) cabeza

El primero de éstos es contado por el factor de rapidez de la cinta al pasar por la cabeza de grabación, exige determinada cantidad de material magnético en la cinta para el adecuado cambio del campo sobre ella.

El segundo es que la cabeza de reproducción tenga la misma característica que la de grabado.

Preamplificador para grabado:

La curva característica de grabado dada por la NAB está dada en la (figura IV.1.2)

Esta respuesta es obtenida con el circuito de la (figura IV.1.3)

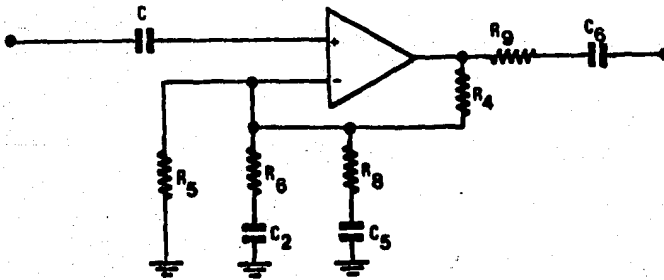


FIG. IV.1.3

Las resistencias R_4 y R_5 son las del (bias) C-D. Los capacitores C_6 y C_2 son la ganancia de banda media. El capacitor C_5 es para altas frecuencias así:

$$f_3 = \frac{1}{2 C_5 R_6}$$

La ganancia del preamplificador se incrementa a 6 Db/octava antes de f_3 cuando $R_8 = X_{C_5}$:

$$R_8 = \frac{1}{2 f_4 C_5}$$

donde f_4 = corte de frecuencia alta deseado. El resistor R_9 es escogido para proveer la corriente a la cabeza de grabado.

Cálculo del preamplificador de grabado:

$$V_{CC} = 28 \text{ V} \quad I = 30 \text{ } \mu\text{Amp C-A} \quad V_i = 10 \text{ mV}$$

$$R_5 = 1.2 \text{ K} \Omega \quad R_4 = \left[\frac{V_{CC}}{1.3} - 1 \right] \quad R_5 = \left[\frac{28}{1.3} - 1 \right] (1.2) = 24.64 \text{ K}$$

usando 27 K :

$$V_o = 1.5 \text{ Vr.m.s.} \quad R_9 = \frac{V_o}{I_{\text{Head}}} = \frac{1.5}{30 \text{ } \mu\text{Amp}} = 50 \text{ K, se usará } 56 \text{ K}$$

la ganancia debe ser:

$$\frac{1.5 \text{ V}}{10 \text{ mV}} = \frac{1.5}{.010} = 150 \quad \text{la ganancia media es } 100$$

$$\frac{R_4 + R_6}{R_6} = 100 \Rightarrow R_6 = \frac{R_4}{99} = \frac{27}{99} = 272, \text{ se usará } 270 \text{ } \Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_0 R_6} = \frac{1}{6.28(50)(270)} = 11.79 \mu\text{fd.}, \text{ se usará } 22 \mu\text{fd}$$

$$C_5 = \frac{1}{2\pi f_3 R_6} = \frac{1}{6.28(4000)(270)} = .1474 \mu\text{fd.}, \text{ se usará } 0.18 \mu\text{fd}$$

$$R_8 = \frac{1}{2\pi f_4 C_5} = \frac{1}{6.28(16000)(.18 \times 10^{-6})} = 55.29 \Omega, \text{ se usará } 56 \Omega$$

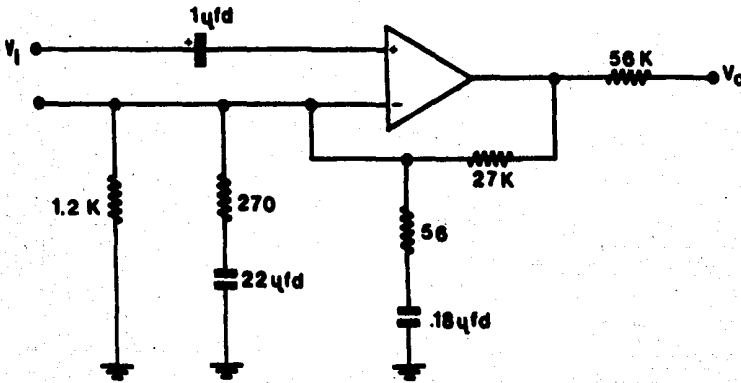


FIG. IV.1.4

Cálculos del preamplificador reproductor de cinta:

El circuito descrito en la figura cumple con las normas prescrites por la NAB.

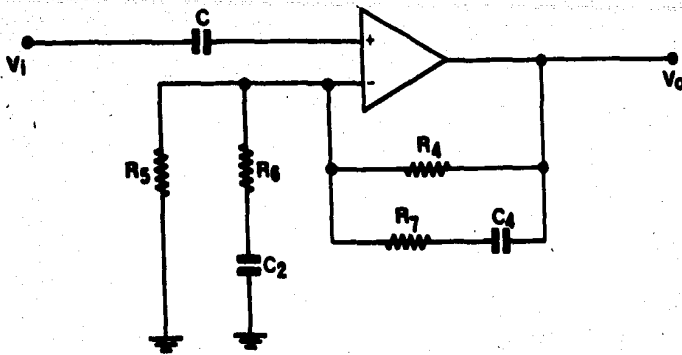


FIG. IV.1.5

Las resistencias R_4 y R_5 son las (bias) de C-D. La referencia de ganancia del preamplificador es sobre la frecuencia de corte f_2 .

$$\text{Odb (Referencia de ganancia)} = \frac{R_7 + R_6}{R_6}$$

La frecuencia f_2 está determinada cuando

$$X_{C4} = R_7 \text{ y tenemos}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_4 R_7}$$

La frecuencia de corte f_1 se determina cuando

$$X_{C4} = R_4$$

$$f_1 = \frac{1}{2 C_4 R_7}$$

y la frecuencia baja a -3 db del punto de corte, f_0 se obtiene --

cuando $X_{c2} = R_6$

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi C_2 R_6}$$

se requiere

1.5 V_{RMS} de salida

sensibilidad de la cabeza

800 μ v.

1 KHz y 3 3/4 pulgadas por segundo

28 V. de alimentación

$R_5 = 240000$ Ohms

$$R_4 = \left[\frac{V_{cc}}{2.6} - 1 \right] \cdot R_5 = \left[\frac{28}{2.6} - 1 \right] 240000 = 2.34 \times 10^6 \text{ ohms}$$

se usará 2.7 Mohms

Para $f_1 = 50$ Hz

$$C_4 = \frac{1}{2 \pi f_1 R_4} = \frac{1}{2 \pi \times 50 \times 0.7 \times 10^6} = 1.179 \times 10^{-9}$$

se usará 1200 pf. ó .0012 μ f.

$$R_7 = \frac{1}{2 \pi f_2 C_4} = \frac{1}{2 \pi \times 1770 \times 1.2 \times 10^{-9}} = 74969 \Omega$$

se usará 82 K Ω

$$A_V = \frac{1.5 \text{ V}_{\text{RMS}}}{800 \mu\text{V}_{\text{RMS}}} = 1875$$

$$\text{Odb Ref. gzn} = \frac{R_7 + R_6}{R_6} = 1500$$

$$1500 = \frac{R_7 + R_6}{R_6} ; R_6 = \frac{R_7}{1499} = \frac{82000}{1499} = 54.7 \Omega$$

$$R_6 = 56 \Omega$$

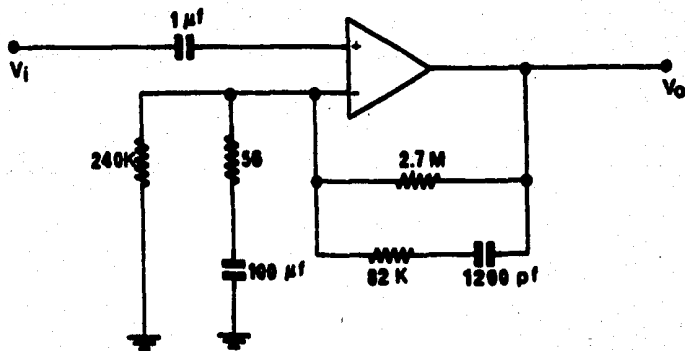
$$f_0 = 40 \text{ Hz}$$

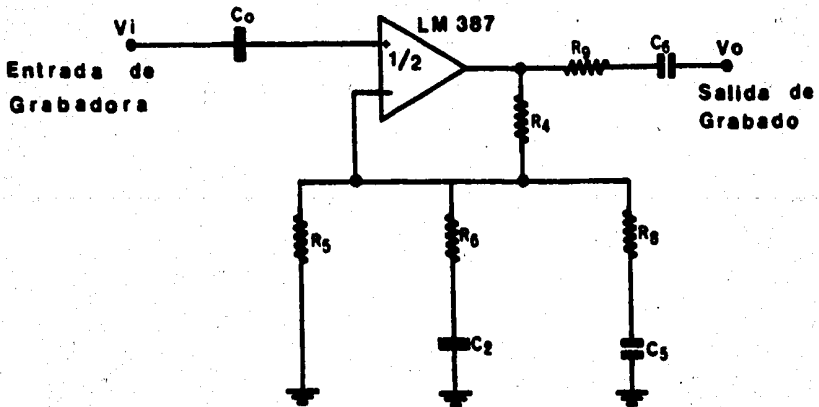
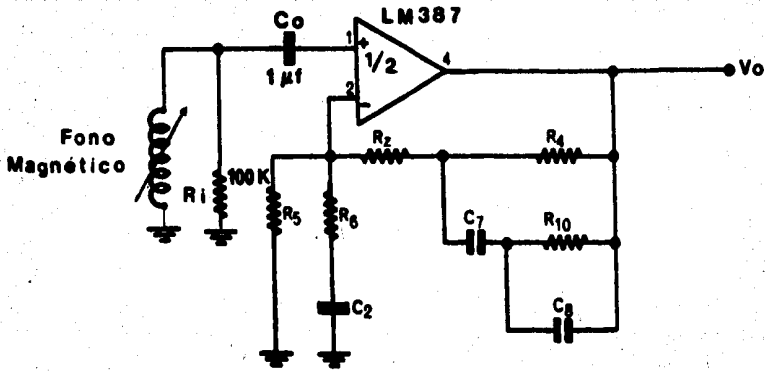
$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 \times R_6} = \frac{1}{2\pi \times 40 \times 56}$$

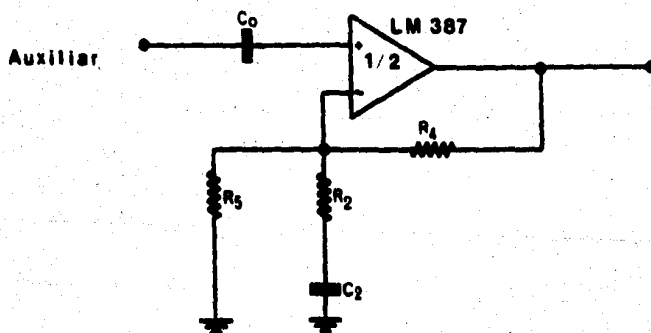
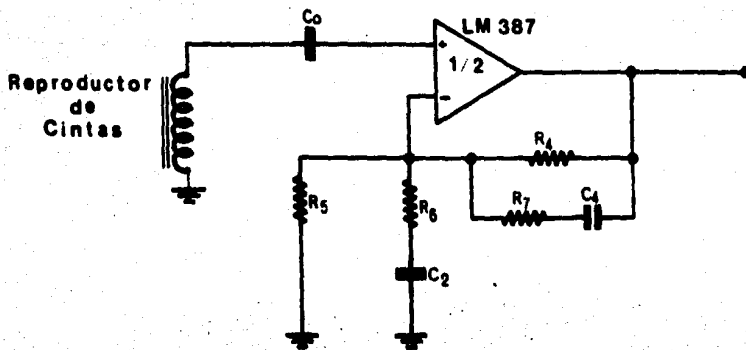
$$C_2 = 71.08 \mu\text{fd}$$

se usará :

$$C_2 = 100 \mu\text{fd.}$$







IV-2 DISEÑO DE LOS CONTROLES DIGITALES.

Filtros pasa banda:

Un filtro pasa banda, pasa una banda de frecuencias de banda media B centrandó aproximadamente sobre una frecuencia central $\omega_0 \neq 0$ y atenúa todas las frecuencias. Aunque B y ω_0 pueden ser expresadas en radianes por segundo o B puede ser dada en Hz con una frecuencia centro $f_0 = \omega_0/2$ Hz. El radio $Q = \omega_0/B$ pero si B está en Hz $Q = f_0/B$, es el factor de calidad y es una expresión de la selectividad del filtro. Una Q grande, por ejemplo, indica únicamente un filtro muy selecto, en este caso, la banda de frecuencias que pasa es estrecha comparada a la frecuencia centro. La ganancia del filtro está definida como la amplitud de la función de transferencia a la frecuencia centro.

Un filtro pasa banda ideal está representado en la figura por las líneas rectas, éstas son 2 puntos de corte, ω_1 y ω_2 también vistas en la (figura IV.2.1) y como en los pasa altos y bajos los cortes están definidos u ocurren cuando el punto $H(j\omega)$ baja $1/\sqrt{2}$ --- veces el máximo valor. Para una buena proximación el ancho de banda debe ser $B = \omega_1 - \omega_2$.

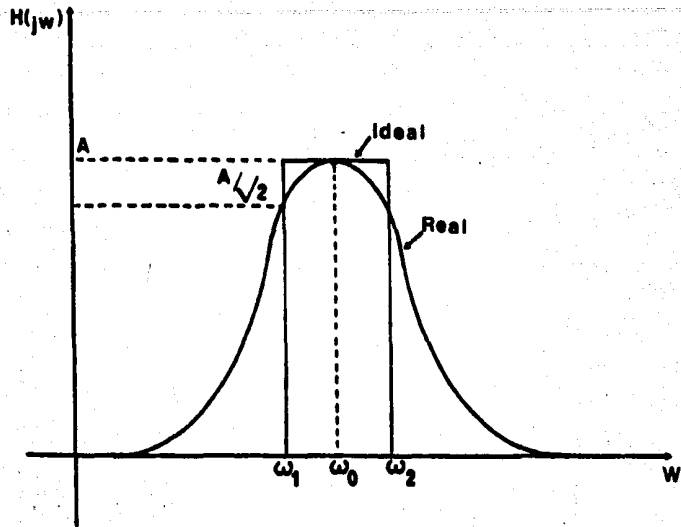


FIG. IV.2.1

Como para los pasa altos, la función de transferencia del filtro -
 pasa banda puede ser obtenida de la transformación al prototipo de
 pasa bajas. La función de transferencia del pasa banda obtenida de
 esta manera está expresada en forma general por:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{G b_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad \Bigg| \quad s = \frac{(s^2 + w_0^2)}{Bs} \dots (\text{IV.2.1})$$

Pero cuando la sustitución indicada es mucha, la función de trans-

ferencia es de un filtro pasa bajas de enésimo orden, evidentemente una función de un pasa banda de 2o. orden, será una función de enésimo orden para un pasa bajas. Para el caso en que un pasa bajas - tenga una ganancia G ($S = j\omega_0$ corresponda a $S = 0$). Entonces el -- filtro es un Butterworth ó Chevyshev pasa banda.

Un filtro pasa banda Butterworth tiene una sola amplitud con res-- puesta máxima hacia la mitad del pasa banda. En el caso del filtro pasa banda Chebyshev el pasa banda tiene Ripples, esto en el caso pasa bajas y el rango de atenuación es el puente de corte y es mu-- cho más grande que el del Butterworth, otra vez excepto en el caso de 3 Db de Ripple, las frecuencias w_1 y w_2 son las frecuencias ter-- minales del pasa banda de Ripple y son el convencional punto de -- corte del filtro Butterworth. En general de la ecuación (IV.2.1) - el centro de frecuencias es el centro geométrico dado de la fre--- cuencia w_1 y w_2 esto es:

$$w_0 = \sqrt{w_1 w_2} \quad \text{ó} \quad \text{en Hertz} \quad f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$$

Unicamente para primer orden y pasa bajas la respuesta de amplitud será la misma con excepción del escalón, la función de un pasa ban-- da de 2o. orden en cualquier orden está dado en la ecuación ---

(IV.2.1) pero teniendo $b_0 = 1$ y $n = 1$. El resultado es:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{6 B_s}{S^2 + B_s + \omega_0^2} \quad \dots (IV.2.2)$$

Respuesta a otros órdenes; para que el Butterworth y el Chebyshev sean diferentes serán dadas en la ec. (IV.2.1) y $n = 2, 3, \dots$ etc.

La respuesta y amplitud de un Chebyshev y un Butterworth de cuarto orden son comparados en las figuras (IV.2.2 (a) y IV.2.2 (b))

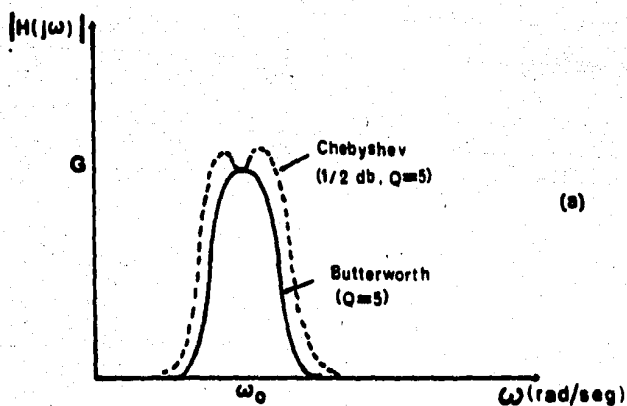
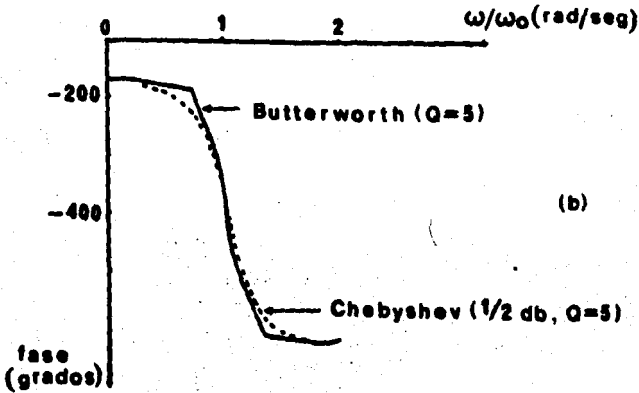


FIG. IV.2.2

Respuesta en amplitud de un filtro pasa banda de cuarto orden

Respuesta de fase de un filtro pasa banda de cuarto orden :



Filtro pasa banda $V_C V_S$:

Este es un circuito que cumple con la ecuación (IV.2.2) y uno de los que se puede obtener un filtro pasa banda de 2o. orden, este circuito está visto en la figura y es acreditado a Kerwin y Huelsman. El análisis de este circuito es el siguiente:

$$B = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{2}{R_2} + \frac{1 - \mu}{R_3} \right)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_2 C^2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right)$$

$$G = \frac{\mu}{R_1 C B}$$

$$\mu = 1 + \frac{R_5}{R_4}$$

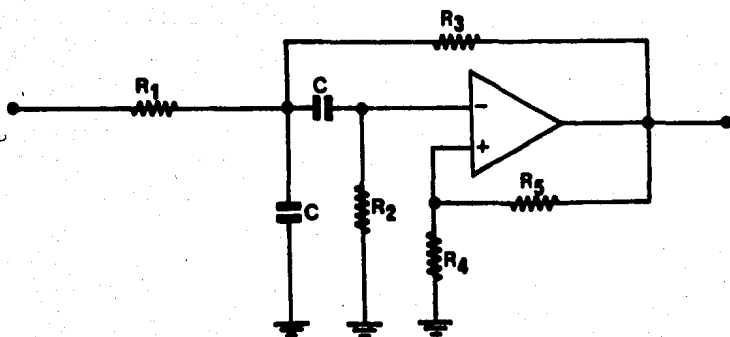


FIG. IV.2.3

El filtro pasa banda $V_C V_S$ permite tener los valores de Q 10. La desventaja que presentan este tipo de filtros es que el ancho de banda (BW) puede ser variado cuando cambia μ quedando afectada por el ajuste de R_2 por la desviación w_0 y esta puede ser por el ajuste de μ por la desviación de BW.

Filtro pasa banda de ganancia infinita y realimentación múltiple:
 Otro circuito que realiza la función de un filtro pasa banda de segundo orden es el filtro de ganancia infinita y múltiple realimentación (ganancia infinita MFB), y su análisis es el que sigue:

$$A_{VC} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-A_B}{s^2 + B_s + C} \quad \text{donde } A = G = \frac{1}{R_1 C}$$

$$B = \frac{2}{R_3 C} \quad C = \frac{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}{2R_3 C}$$

Parámetros de diseño:

$A_V (f_0)$ = ganancia de malla abierta del A.O, a la frecuencia f_0

A_{VC} = ganancia de malla cerrada del circuito

C = valor de los capacitores

AC/C = función de cambio de un capacitor en la capacitancia por --
temperatura

f_0 = frecuencia de resonancia del circuito

A_f = diferencia de frecuencia a (-) 3 Db en la curva

G = ganancia de voltaje a f

V_i = voltaje de entrada

V_o = voltaje de salida

R_1, R_2, R_3, \dots = valor de las resistencias

Ecuaciones de diseño :

$$A_{VC} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-A_B}{s^2 + B_s + C}$$

$$s = 2\pi f$$

$$G = \frac{R_2 C}{2 R_1 C}$$

1) Seleccionar A_0 y Q

$$A_0 = 4 \text{ (12db)}$$

$$Q = 2$$

2) Seleccionar R_1 para impedancia de entrada

$$Z_{in} = R_1 + R_2$$

$$R_1 = 120 \text{ Kohms}$$

3) Calcular R_2

$$R_2 = \frac{Q}{(2 \cdot Q^2 - A_0) 2 \pi f_0 C}$$

$$R_2 = \frac{Q}{(4) 2 \pi f_0 C}$$

$$R_2 = \frac{Q}{A_0 2 \pi f_0 C}$$

$$\therefore R_2 = R_1 \quad 120 \text{ K}\Omega$$

4) Calculando R_3

$$A_0 = \frac{R_3}{2R_1}$$

$$R_3 = A_0 \times 2 R_1$$

$$R_3 = 4 \times 2 \times 120 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 960 \text{ K}\Omega$$

5) Cálculo de C

$$C = \frac{Q}{2 \pi f_0 A_0 R_1}$$

$$C = \frac{2}{(2 \pi f_0) (4) (120)}$$

$$C = \frac{6.63 \times 10^{-7}}{f_0}$$

como se utilizan 10 secciones se hará un ecualizador de octava.

Valores de f_0 :

32 Hz

64 Hz

125 Hz

250 Hz

500 Hz

1 K Hz

2 K Hz

4 K Hz

8 K Hz

16 K Hz

Cálculo de los condensadores para cada sección:

$$C = \frac{6.63 \times 10^{-7}}{f_0}$$

$$C_1 = \frac{6.63 \times 10^{-7}}{32} = 0.02 \mu f$$

$$C_2 = \frac{6.63 \times 10^{-7}}{64} = 0.01 \mu f$$

$$R_1 = 120 \text{ Kohms}$$

$$R_2 = 120 \text{ Kohms}$$

$$R_3 = 1 \text{ Mohms}$$

El valor de C varía con el valor de la frecuencia f.

Diseño de control de tonos:

Utilizando las propiedades de los filtros pasa banda que como ya se describió anteriormente su funcionamiento, sólo dejan pasar a través de ellos un rango de frecuencias determinado, lo cual los transforma en apropiados para realizar un control de tonos de -- acuerdo a las necesidades del sistema a diseñar.

Así por ejemplo un ecualizador utiliza filtros pasa banda, para obtener las frecuencias deseadas en la salida del mismo, si se realiza un ecualizador con filtros pasa banda que actúen independientemente el uno del otro, se tendrá un control de tonos que -- funcionará perfectamente.

La manera de otorgar rangos a este control de tonos se hace de -- la siguiente manera:

se construyen 10 filtros pasa banda, los cuales tendrán las si-- guientes frecuencias f_0 de operación:

Acoplamiento de los circuitos:

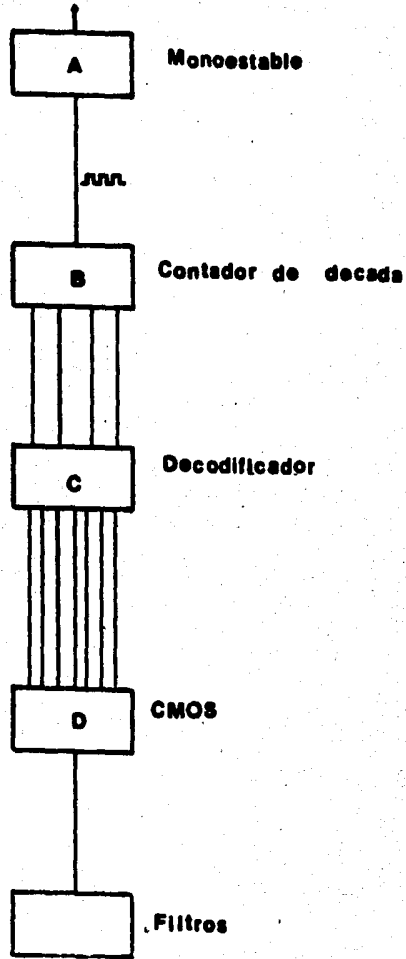


FIG. IV.2.7

Control de volúmen:

El control de volúmen consiste en un conjunto de resistores utilizados como divisiones de voltaje cuyo funcionamiento se describe - después.

Además del divisor se utilizan los siguientes circuitos:

- a) Monoestable
- b) Contador binario de 0-10
- c) Interruptores analógicos con Mosfet.

El modo de operación de este circuito para controlar volúmen es - idéntico al control de tono con la diferencia de que el tono utiliza filtros pasa banda y el del volúmen un divisor de voltaje.

Descripción del circuito:

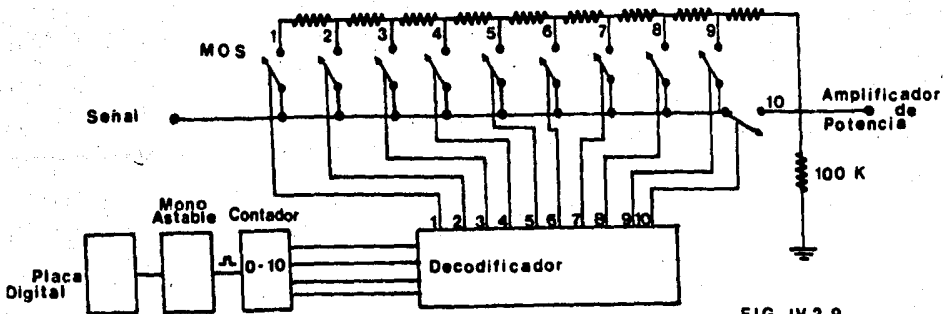


FIG. IV.2.9

CONTROL DE VOLUMEN

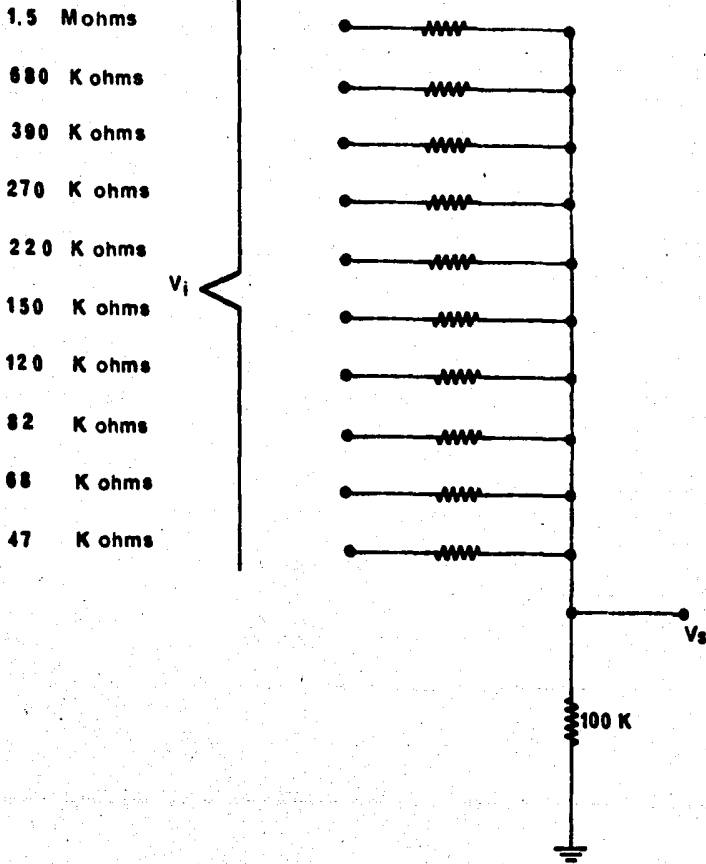


FIG. IV. 2.10

IV-3 DISEÑO DEL AMPLIFICADOR.

Cálculos del amplificador:

$$P_o = 50 \text{ W} \quad R_L = 8 \Omega$$

$$P_o = 70 \text{ W} \quad R_L = 4 \Omega$$

$$Z_{in} = 100 \text{ K}\Omega$$

$$BW = 20 - 20\,000 \text{ Hz}$$

$$\text{Distorsión} = .25 \text{ db.}$$

$$V_{in} \text{ máx} = 1.5 \text{ V.}$$

$$V_{opico_1} = \sqrt{2 R_L P_o} = \sqrt{2 (8) (50)} = 28.28 \text{ V}$$

$$V_{opico_2} = \sqrt{2 (4) (70)} = 23.66 \text{ V}$$

$$I_{opico_1} = \sqrt{\frac{2 P_o}{R_L}} = \sqrt{\frac{2(50)}{8}} = 3.536 \text{ Amp.}$$

$$I_{opico_2} = \sqrt{\frac{2 (70)}{4}} = 5.9 \text{ Amp.}$$

fuentes requeridas:

$$23.66 + 4 = 27.66 \text{ V. se usará } 28 \text{ V. } 5.9 \text{ Amp.}$$

Cálculos para la ganancia de voltaje:

$$A_{V1} \geq \frac{\sqrt{P_o R_L}}{V_{in}} = \frac{\sqrt{50 (8)}}{1.5} = 13.33$$

$$A_{V2} \geq \frac{\sqrt{70 (4)}}{1.5} = 11.15$$

Como se utiliza una ganancia de 20. la sensibilidad es :

$$V_{in1} = \sqrt{\frac{P_o R_L}{A}} = \sqrt{\frac{50 (8)}{20}} = 1 \text{ V.}$$

$$V_{in2} = \sqrt{\frac{70(4)}{20}} = .83 \text{ V.}$$

Con el objeto de minimizar el voltaje de (offset) de C-D en la salida se hace $R_4 = R_9 = 100 \text{ K}$

$$A_v = 1 + \frac{R_4}{R_5} \quad R_5 = \frac{100}{20-1} = \frac{100}{19} = 5.26 \text{ K se usará } 4.7 \text{ Kohms}$$

$$f_A = \frac{f_{\min}}{5} = \frac{20}{5} = 4 \text{ Hz}$$

$$f_H = f_{\max} (5) = 20 \text{ 000} (5) = 100 \text{ 000 Hz} = 100 \text{ KHz}$$

esto se realiza para obtener mejor resultado

$$C_3 \geq \frac{1}{2\pi f_L R_5} = \frac{1}{6.28(4)(4.7)} = 8.4 \text{ } \mu\text{fd se usará } 10 \text{ } \mu\text{fd}$$

$$C_4 \geq \frac{1}{2\pi R_9 f_A} = \frac{1}{6.28(100 \text{ 000})(4)} = .4 \text{ } \mu\text{fd se usará } 1 \text{ } \mu\text{fd}$$

Para el capacitor de compensación C_2 :

$$(G \text{ BW}) = \frac{1}{2\pi (f_m) C_2} = f_H A_v = 100 \text{ 000} (20) = 2 \text{ 000 KHz}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi (5000)(2000 \text{ KHz})} = 1.59 \times 10^{-11} = 159 \text{ pFd.}$$

La potencia disipada en cada transistor de salida

$$P_d = .4 P_o = 0.4(70) = 28 \text{ W.}$$

La potencia máxima disipada por los excitadores:

$$P_{DR} = \frac{P_D \text{ máx}}{\beta \text{ mín}} = \frac{28}{20} = 1.4 \text{ Watts}$$

$$R_1 = R'_1 = \frac{\phi}{I_2} = \frac{.65}{3.8} = .17 \Omega \text{ se usará } .5 \text{ ohms}$$

$$P_{ODR} = \frac{1.4}{0.4} = 3.5 \text{ W}$$

$$P_O = \frac{V_o^2}{2R_L} \quad R_L = R'_2 = \frac{28^2}{2(3.5)} = 112 \Omega \text{ se usará } R_2 = 200 \text{ ohms}$$

La corriente en el excitador :

$$I_{bDR} = \frac{I_{co}}{hfe_{\min}} = \frac{5.9}{20} = .295 \text{ Amp.} = 295 \text{ mA.}$$

La máxima corriente de base requerida

$$I_{CDR} = \frac{295}{\frac{hfe D(hfe \text{ máx})}{120}} = \frac{295}{30} \frac{(150)}{120} = 7.86 \text{ mA.}$$

Cálculo :

$$R_3 = R'_3 = \frac{2 \beta (R_2)}{4} = \frac{2(120)(220)}{4} = 13 \text{ 200 ohms}$$

se usará 15 Kohms

cálculo de C_1 :

$$C_1 = \frac{2 R_L C_C}{R_3}$$

como no se usa capacitor de acoplamiento

$$C_1 = \frac{2 R_L}{R_3} = \frac{2(220)}{15000} = 29 \mu\text{fd} \text{ se usará } 25 \mu\text{fd.}$$

Para proteger este circuito se utilizan 4 diodos en serie, esto --

es $V_D = 0.7$ $4V_D = 4 \times 0.7 = 2.8$ V. Como $V_D = V_{BE}$ se mantiene fijo este voltaje.

Para el transistor excitador:

$$I_C = 2I_{BD} = 2(7.86) \text{ mA} = 15.72 \text{ mA.}$$

Para el par diferencial:

$$I_C = 2.5 \text{ mA cuando } \frac{V_{t1}}{2} = V$$

$$\frac{V_{t1}}{2} = \frac{V_{CC}}{4} = \frac{56}{4} = 14 \text{ v.}$$

el voltaje de emisor = $14 - 0.7 = 13.3$ v.

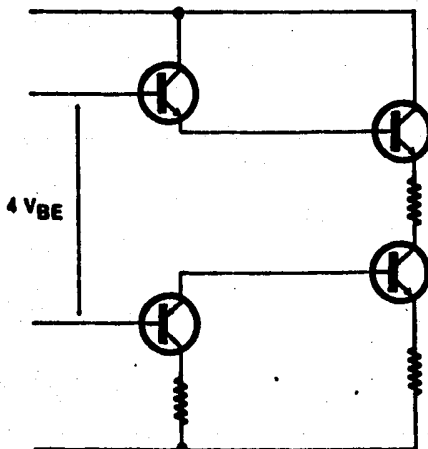
$$R_8 = \frac{13.3}{2.5} = 5.32 \text{ K se usará } 5.6 \text{ K}$$

$$\text{para } R_6 \text{ y } R_7 = \frac{(V_{CC} \times 2 \times R_5)}{3 V_e}$$

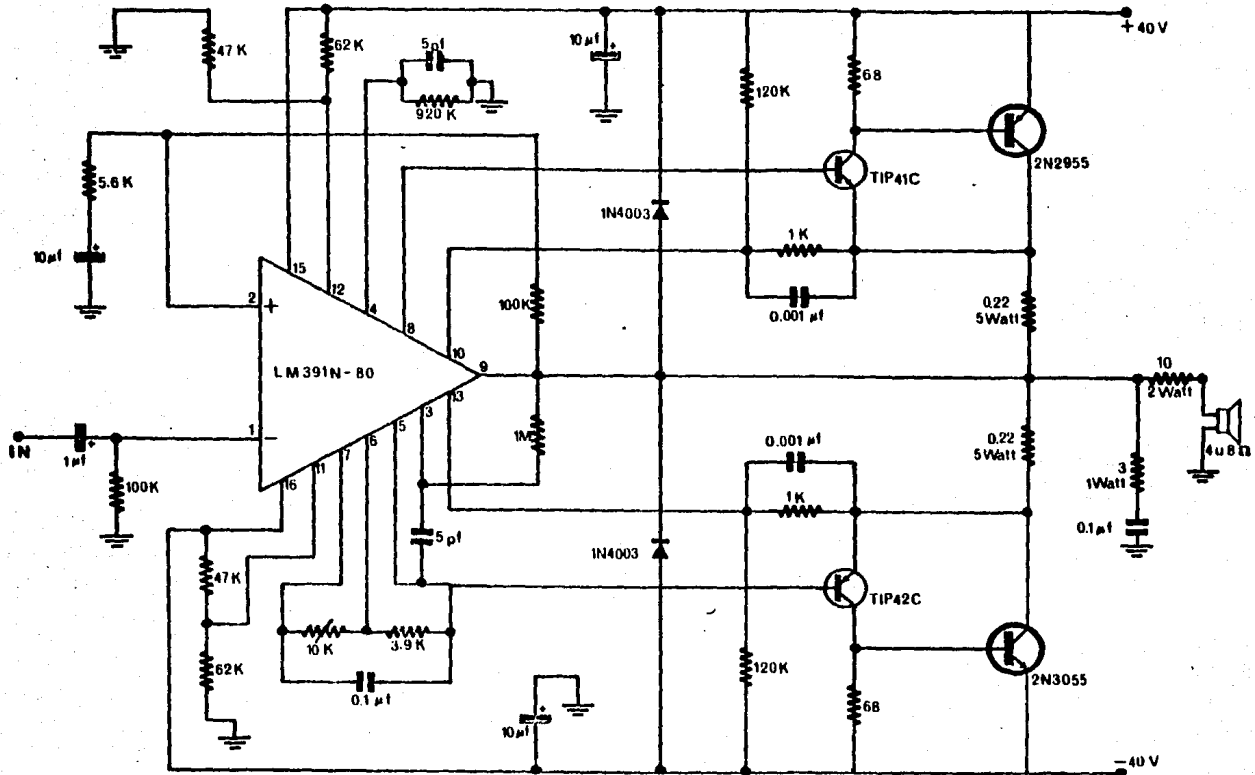
$$= \frac{56}{3} \frac{(2)(5.6)}{13.3} = 14.87 \text{ K}$$

se usará 15 Kohms

$$V_C = (R \times V) / (R_8 \times 2) = \frac{15(13.3)}{5.6(2)} = 17.8 \text{ v.}$$



AMPLIFICADOR DE AUDIOFRECUENCIA HIBRIDO



IV-4 DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION

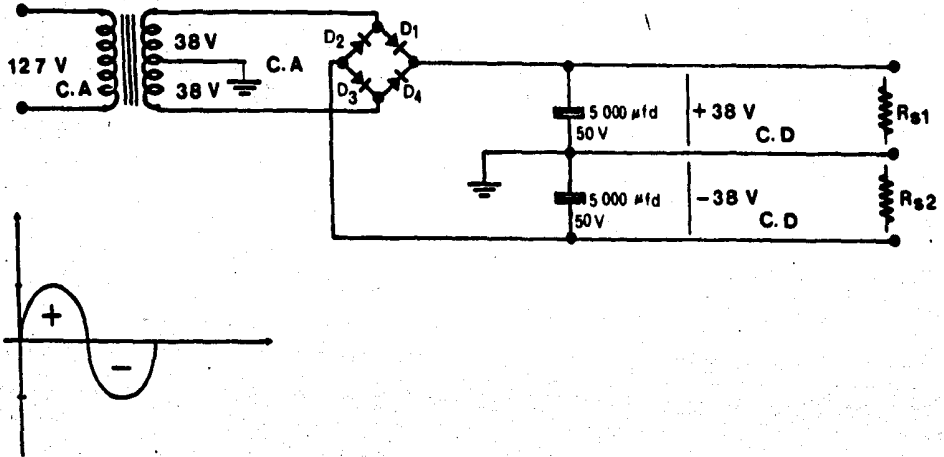


FIG. IV.4.1

Durante el semiciclo positivo de la onda senoidal la corriente fluye a través de D_1 , D_3 , R_{S1} y R_{S2} .

Durante el semiciclo negativo de la onda senoidal la corriente fluye a través de D_4 , R_S , R_{S2} , y D_2 .

En ambos casos la corriente que fluye en la carga la hace en la misma dirección:

Datos:

$$D_1 \text{ a } D_4 = 1N3492$$

$$R_d = 100 \text{ ohms}$$

$$V_d = 0.7 \text{ V}$$

$$R_c = R_{S1} + R_{S2} \text{ aproximadamente } 10 \text{ ohms}$$

Como máx $V_S = 76 \text{ V C-D}$

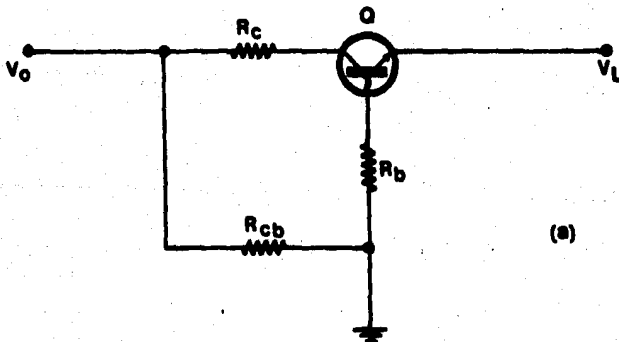
$$I_D \text{ máx} = \frac{\text{máx } V_S - 2 V_d}{R_c + 2 R_d} = \frac{76 - 1.4}{10 + 2(100)} = \frac{74.6 \text{ V}}{210} = 355 \text{ mA.}$$

Esta es la corriente en los diodos sin carga.

Con carga:

$$I_{Lt} = \frac{V_S}{R_L} = \frac{76 \text{ V}}{10} = 7.6 \text{ Amp.}$$

Para la regulación a 30 V C-D se utilizará un emisor seguidor.



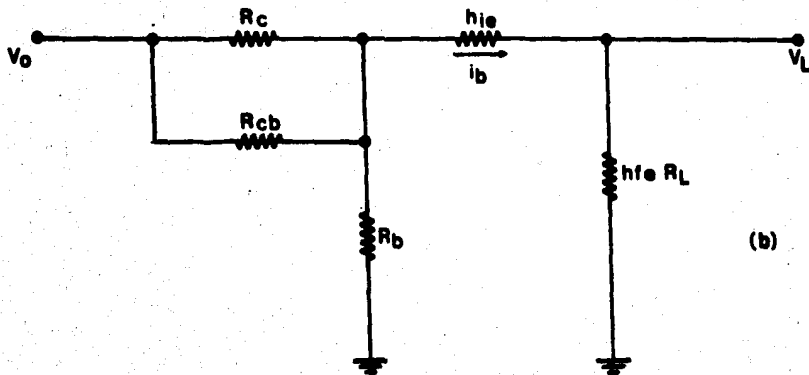


FIG. IV.4.2

$$R_C = 1.5 \text{ K}$$

$$R_{cb} = 1 \text{ K}$$

$$R_L = 2 \text{ K}$$

$$V_O = \pm 38 \text{ V C-D}$$

$$V_L = 30 \text{ V C-D}$$

Se usará un potenciómetro de 4.7 K para el ajuste deseado de V_L . -

El circuito lo describe en la (figura IV.4.3)

$$\frac{V_L}{V_o} = \frac{\frac{R_b}{R_{cb}}}{1 + (1 + \frac{R_b}{R_L})} = \frac{30}{38} = \frac{1 \text{ K}}{1 + 1 + \frac{R_b}{2 \text{ K}}}$$

$$\Rightarrow \frac{30}{38} (2 + \frac{R_b}{2}) = \frac{R_b}{1}$$

$$\Rightarrow \frac{60}{38} + \frac{15}{38} R_b = \frac{1}{1} R_b$$

$$\therefore 61 R_b = 1.78 \text{ K}\Omega$$

$$R_b = \frac{1.78}{.61} \text{ K}\Omega$$

$$R_b = 2.96 \text{ K}\Omega$$

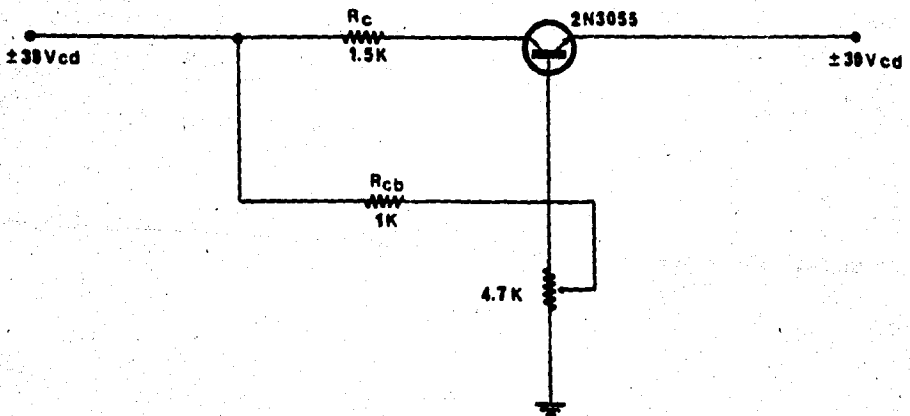


FIG. IV.4.3

DIAGRAMA A BLOQUES DEL AUDIOAMPLIFICADOR

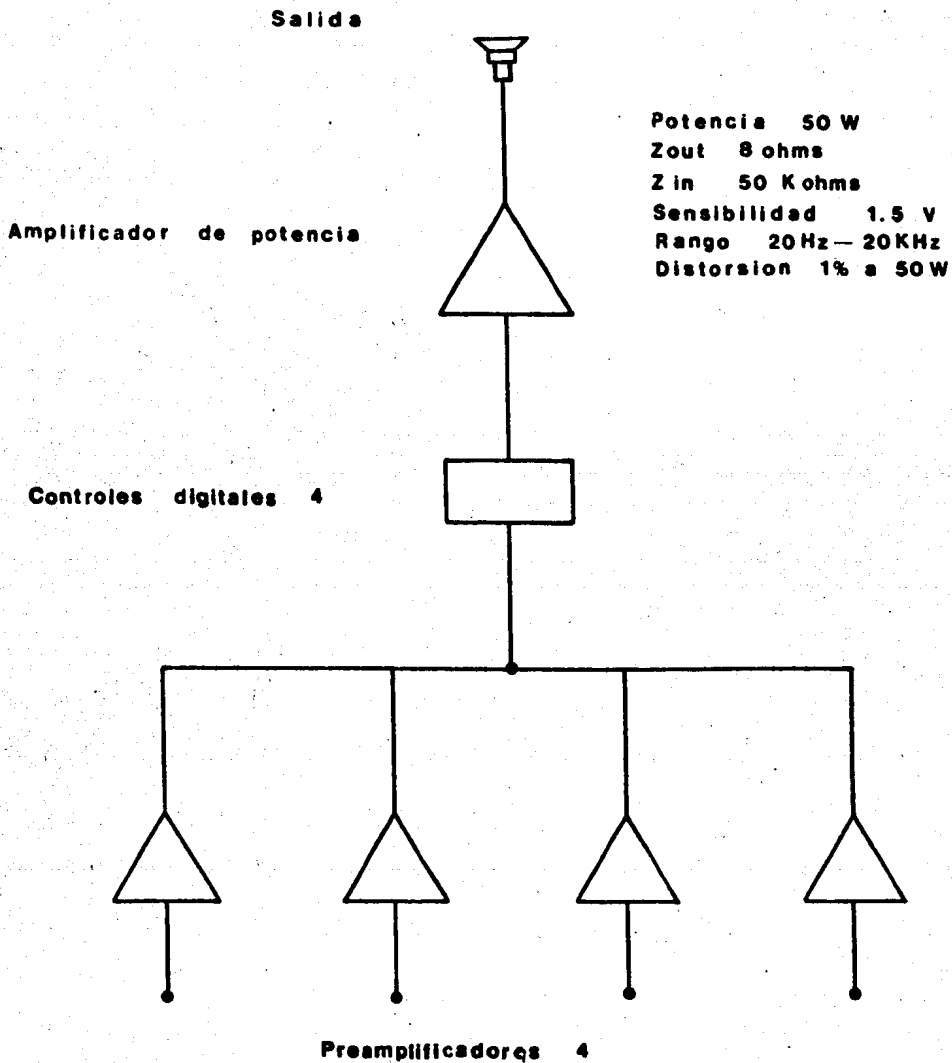
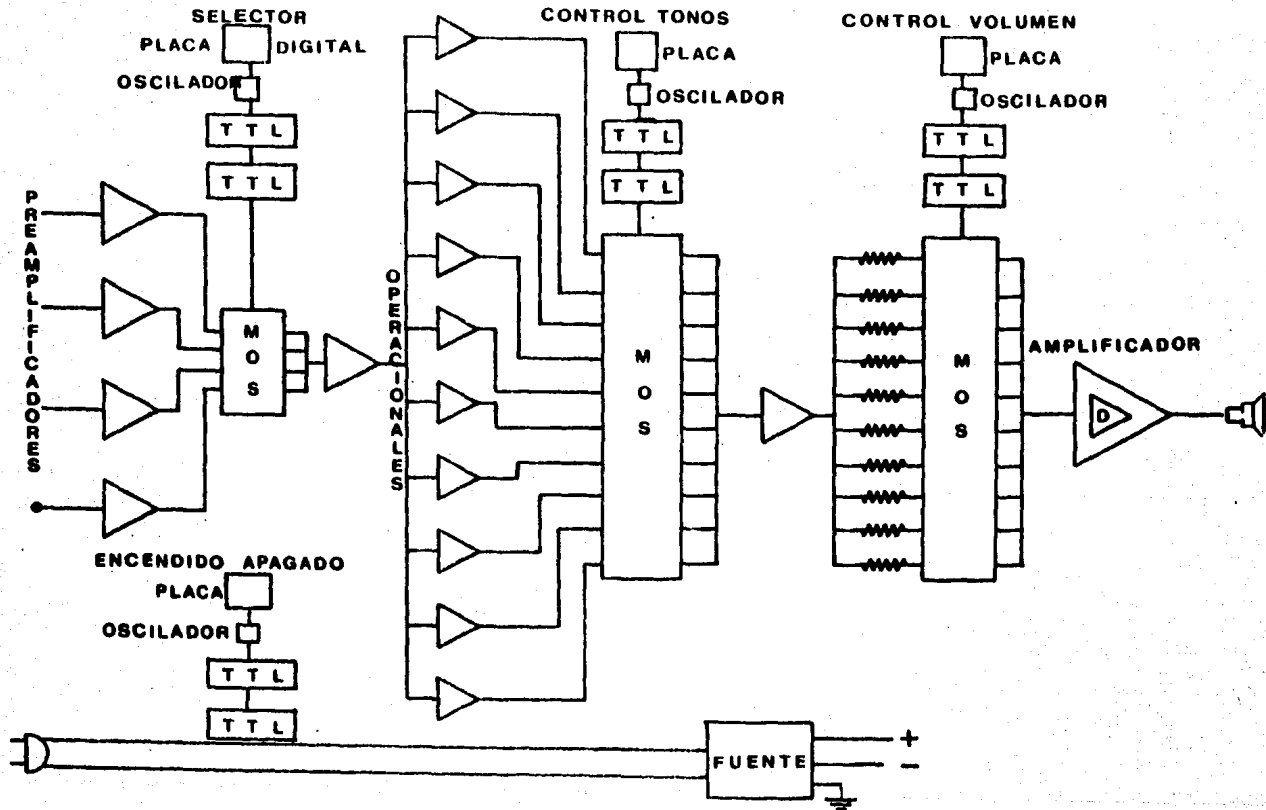


DIAGRAMA A BLOQUES GENERAL



V-1 COSTO DE LOS COMPONENTES UTILIZADOS.

Se dan a continuación todos los precios de las partes, así como su descripción comercial para su fácil localización, el listado de las partes sigue un orden que es el siguiente; primero las partes de la fuente de alimentación enseguida la etapa de encendido, posteriormente etapa de preamplificadores, control de volúmen y por último - amplificador de potencia. Esta clasificación no es de acuerdo a la importancia de las etapas sino de acuerdo al orden de funcionamiento que tienen, porque algunas etapas tienen cierta prioridad, por ejemplo para que haya amplificación se necesita de circuitos excitadores o preamplificadores y para que exista esta excitación se requiere de una fuente de alimentación y así sucesivamente. Porque no se puede decir que tal o cual etapa es más importante, porque de hecho todas lo son.

Todos estos precios aquí expuestos están supeditados a variaciones, ya sea del cambio de moneda o cualquier otra circunstancia. Estos precios eran los que regían al momento de hacerse este estudio de mercado. Además a estos precios se les puede descontar hasta un 30% del precio total en el caso de que se adquieran por mayoreo o más de 100 piezas de cada componente.

<u>PZAS.</u>	<u>DESCRIPCION</u>	<u>PRECIO M/N c/u</u>	<u>I.V.A.</u>	<u>PRECIO TOTAL</u>
1	Transformador de potencia 38V-7 Amp	480.00	48.00	528.00
1	Transofrmador 6V-200mAmp	32.00	3.20	35.20
4	Diodos 1N3492	15.00	1.50	66.00
4	Diodos 1N4001	4.20	.42	18.48
1	Diodo Zenner 4.7 V - 1 Watt	7.80	.78	8.58
1	Transistor 2N3055	37.20	3.72	40.90
1	Resistencia 1.5 K - 5 Watts	4.80	.48	5.28
1	Resistencia 1/2W	.80	.08	.88
1	Preset 4.7K	5.20	.52	5.72
1	Capacitor 1000 microfarad - 16 V	8.00	.80	8.80
2	Capacitores 5000 microfarad - 50V	55.50	5.55	122.10
.....				
1	Circuito integrado LM555	15.00	1.50	16.50
1	Circuito integrado SN74LS107	17.00	1.70	18.70
1	Transistor BC547	7.60	.76	8.36
1	Triac TIC236	40.00	4.00	44.00
3	Resistencias 1/2W	.80	.08	2.64
2	Capacitores 400V	2.10	.21	4.62
.....				
2	Circuitos integrados LM387	80.00	8.00	176.00
18	Resistencias 1/2W	.80	.08	15.84
12	Capacitores 400 V	2.10	.21	27.72

<u>PZAS.</u>	<u>DESCRIPCION</u>	<u>PRECIO M/N c/u</u>	<u>I.V.A.</u>	<u>PRECIO TOTAL</u>
3	Circuitos integrados LM3900	50.00	5.00	165.00
54	Resistencias 1/2W	.80	.08	47.52
42	Capacitores 400V	2.10	.21	97.02
2	Circuitos integrados SN7400	15.00	1.50	33.00
2	Circuitos integrados LM555	15.00	1.50	33.00
3	Circuitos integrados MOS MC4016	22.20	2.22	73.26
1	Circuito integrado SN7404	15.00	1.50	16.50
1	Circuito integrado SN74192	33.70	3.37	37.07
1	Circuito integrado SN7445	34.30	3.43	37.73
10	LED rojos	8.50	.85	93.50
14	Resistencias 1/2W	.80	.08	12.32
4	Capacitores 400V	2.10	.21	9.24
o o o o o				
2	Circuitos integrados MOS MC4016	22.20	2.22	48.84
2	Circuitos integrados LM555	15.00	1.50	33.00
2	Circuitos integrados SN7400	15.00	1.50	33.00
1	Circuito integrado SN74192	33.70	3.37	37.07
1	Circuito integrado SN7445	34.30	3.43	37.73
1	Circuito integrado SN7404	15.00	1.50	16.50
10	LED rojos	8.50	.85	93.50
25	Resistencias 1/2W	.80	.08	22.00
4	Capacitores 400V	2.10	.21	9.24

o o o o o o

<u>PZAS.</u>	<u>DESCRIPCION</u>	<u>PRECIO</u> <u>M/N c/u</u>	<u>I.V.A.</u>	<u>PRECIO</u> <u>TOTAL</u>
2	Transistores BC547	8.20	.82	18.04
2	Transistores TIP41C	48.45	4.84	106.60
1	Transistor TIP42C	56.75	5.67	62.43
1	Transistor MJ3055	41.70	4.17	45.87
1	Transistor MJ2955	47.00	4.70	51.70
11	Resistencias 1/2W	.80	.08	9.60
2	Resistencias 5W	4.80	.48	10.56
4	Diodos 1N4001	4.20	.42	18.48
2	Capacitores 25 microfarad-50V	8.00	.80	17.60
1	Capacitor 10 microfarad-50v	8.00	.80	8.80
1	Capacitor 1.5 microfarad-6.4V	4.00	.40	4.40
1	Capacitor 150pF-50V	1.60	.16	1.76

Miscelánea:

<u>PZAS.</u>	<u>DESCRIPCION</u>	<u>PRECIO M/N c/u</u>	<u>I.V.A.</u>	<u>PRECIO TOTAL</u>
5	Contactos hembra RCA	9.00	.90	49.50
10	Postes	2.00	.20	22.00
26	Bases para integrados	13.85	1.38	396.00
1	Disipador de calor	550.00	55.00	605.00
1	Chasis	650.00	65.00	715.00
2	Mts. soldadura	6.00	6.00	13.20
2	Mts. cable blindado	14.00	1.40	30.80
40	Conectores	1.00	.10	44.00
5	Aislantes (mica)	.60	.06	3.30
	Grasa de silicón			3.00
1	Circuito impreso			1100.00

V-2 COTIZACION DE APARATOS SEMEJANTES.

La cotización de aparatos semejantes al de este diseño es un poco compleja, dado que equipos de construcción netamente nacional no los hay ni siquiera similares en alguna de sus etapas, porque los de fabricación nacional no son amplificadores exclusivamente, sino que son amplificadores sintonizadores con grabadora reproductora y tornamesa integrada, etc., y no utilizan el sistema digital para sus controles.

Ahora, comparado este diseño con los extranjeros, encontramos que sí existen en el mercado equipos similares por ejemplo el Sony, que aparte de ser amplificador tiene sintonizador, AM, FM, FM estereo, grabadora, reproductora y tornamesa magnética, pero no es de la misma potencia o sea que este aparato tiene una potencia de 30 watts - R.M.S. por canal y sí tiene partes de sus controles con sistema digital. Este equipo es el más similar y tiene un costo en el mercado de aproximadamente \$ 22,500.00 ya puesto en México.

También hay otros equipos amplificadores que no tienen sistema digital y su potencia es más alta, como por ejemplo el Pioneer que utiliza 80 ó 100 watts por canal y su precio es de \$ 26,700.00 puesto en México. O el Gradiente de manufactura brasileña de 80 watts por canal pero no R.M.S. y analógico que tiene un precio de \$ 18,950.00

en México. Y así como este hay otros equipos como el Crown de --
\$ 16,500.00, el Radson de \$ 9,500.00 (120 watts pero no son R.M.S.)

Todos los equipos anteriores no son ni similares por 2 razones, primero porque no utilizan potencia media y segundo porque no son digitales, lo único que tienen en común es que son puramente amplificadores. Pero es conveniente anotarlo para hacer una comparación con el de este diseño y que se vea que es el primer equipo con estas características de diseño nacional cien por ciento.

V-3 COTIZACION ESTIMADA DEL DISEÑO.

Para poder obtener un resultado exacto del costo real del aparato - en el caso de su construcción, se deberán tomar varios factores importantes, tales como:

- a) Costo de los componentes a utilizar.
- b) Desgaste de herramienta y equipo.
- c) Compra de herramienta o alquiler de la misma en caso necesario.
- d) Gasto o consumo de material a utilizar.
- e) Energía eléctrica.
- f) Mano de obra.
- g) Tiempo-hora-Ingeniero (costo del diseño exclusivamente).
- h) Calidad que se quiera en componentes y material a utilizar.
- i) Otros.

Todo esto se debe tomar en consideración porque se trataría de una construcción "prototipo de laboratorio", puesto que no se tendría a disposición equipos y laboratorios de las dimensiones y calidades - con los que cuentan las grandes industrias que se dedican a la manufactura de equipos similares. Por lo tanto, en caso de construirse obviamente resultará más costoso económicamente y sería más el tiempo requerido para su elaboración en comparación con lo que costaría y el tiempo que tomaría a una industria en poner a la venta uno si-milar. Además otro punto importante es que la industria los elabora

en serie por consiguiente necesita más partes y requieren hacer compras al mayoreo redituándoles un ahorro bastante fuerte de divisas.

Y como se mencionó anteriormente el descuento que se hace en la compra por mayoreo es aproximadamente de un 30 hasta un 40% en componentes.

Ahora los gastos de mano de obra, tiempo-hora-Ingeniero, energía eléctrica, desgaste de herramienta y compra o alquiler de equipo se eliminan, ya que su producción no es unitaria.

Volviendo al diseño particular, dentro de los factores a tomar en cuenta es necesario hacer algunos comentarios del porqué se hace un recargo especial. Por ejemplo en desgaste de herramienta y equipo se considera que al hacer uso de un equipo determinado deja de ser nuevo, por lo tanto tiene una cierta devaluación, la cual debe ser recuperada al momento de venderse el aparato que se construyó haciendo uso de ese equipo, es por eso que tiene que tener un recargo en el precio del aparato. Por otro lado si no se cuenta con la herramienta necesaria y el equipo a utilizar, ya sea que se compre o que se rente, en el caso de este diseño en particular, en los laboratorios de la escuela se cuenta con el equipo y la mayor parte de la herramienta necesaria para su construcción, es por eso que en este caso no se hace el recargo, pero fuera de esto tendrá que hacer-

se el recargo correspondiente. Para este caso no se haría con fines lucrativos sino con el afán de hacer un donativo a la escuela, quedándose ahí para que sirva de elemento de laboratorio y los demás compañeros practiquen en él.

Por lo que respecta a gasto de material se especificará en qué consiste; primero si se supone que el constructor tiene el material necesario, es lógico pensar que al hacer uso de él, porque ya se tenía y no tuvo que comprarse llegará el momento en que se termine, entonces también el aparato deberá llevar un costo adicional para reponer el material que se consume o el que se tenga que adquirir -- cuando se haya terminado o que no se tenga a la mano y requiera su compra, un ejemplo de dicho material consumible sería:

- a) Rapid circuit
- b) Cinta adhesiva
- c) Cinta aislante
- d) Gomas y lacas
- e) Tinta indeleble
- f) Puntillas y minas
- g) Equipo de dibujo (para formato de diseño)
- h) Hojas de papel ya sea especiales o comunes
- i) Pasta para soldar
- j) Otros (tornillos, clavos, tuercas, rondanas)

k) Letrasett

l) Otros.

Sobre esto no se haría el recargo como si fuera nuevo el material, sino que sólo se toma un porcentaje de qué tanto se consumiría y de qué precio tiene de nuevo y se hace la diferencia correspondiente.

A la parte que se refiere al consumo de energía eléctrica, se toma en cuenta los KW-Hr, en iluminación del local, consumo de la herramienta eléctrica, equipo eléctrico y consumo extra debido a las --- pruebas que se tengan que hacer al aparato. Aquí cabe hacer una especificación de lo que es equipo y lo que se le ha llamado herra--- mienta. Se le ha dado el nombre de equipo a todo aquel instrumento de medición o a todo aquel instrumento que sirve para hacer pruebas al aparato y sirva para verificar el diseño (multímetros, osciloscopios, generadores de ondas, frecuencímetros, fuentes de C-D, etc.) Se ha denominado herramienta a todo aquel artefacto que sirva para ayudar a la construcción misma, ya sean taladros, brocas, seguetas, serrotes, cautines, soldadura, limas, martillos, prensas, pinzas, - desarmadores, etc.

Otro factor importante es este de la energía eléctrica donde el recargo se hará al consumo extra que se tenga del consumo nominal, esto es, si se sabe que bimestralmente llega un recibo de pago de luz,

la experiencia ha determinado que se tiene un gasto promedio normal, pero si el próximo recibo de pago que se reciba está alterado de lo que es el promedio, entonces se verá qué tantos KW-Hr se consumieron de "más" para así poder hacer el recargo correspondiente (en estos casos es mínimo, pero se debe tomar en cuenta).

El recargo que se hace por mano de obra es considerando el tiempo - que un obrero calificado (técnico) tardaría en construir el aparato y a cuánto ascendería su salario, tomando en cuenta que el salario de un técnico es de aproximadamente \$ 9,000.00 mensuales (un técnico de esta rama), por 8 horas de trabajo diario. Y el tiempo que se llevaría en construirlo es de aproximadamente 29 días laborables. - Aquí también para este caso particular se tendría un ahorro porque la construcción la llevarían a cabo los integrantes del equipo del diseño de este proyecto, entonces esto se dividiría entre 4 que es el número de integrantes.

El recargo que se debe hacer por el tiempo-hora-Ingeniero, es tomando en cuenta los honorarios de un Ingeniero de esta especialidad, - diseñando y seleccionando las técnicas de construcción. Al decir diseñando es porque el diseño tiene un precio que no es comercial porque va de acuerdo a lo complejo de sus sistema, que tan novedoso es en el mercado, la calidad que tenga y la presentación que se le dé,

VI-1 SUPERACION DE LOS PROBLEMAS PRESENTADOS DURANTE EL DISEÑO.

Uno de los primeros problemas presentados fue que las etapas originalmente debían tener un acoplamiento directo, y al momento de diseñar una etapa y hacer el acoplamiento a otra, se constató que no era adecuado para protección de las etapas enlazadas, es decir, eliminar al máximo el voltaje de offset, el cual produce una distorsión muy elevada.

El siguiente problema se suscitó en la etapa de los preamplificadores ya que se tenían 2 alternativas, el uso de transistores una, o el uso de circuitos integrados, y la decisión fue de hacer uso de circuitos integrados porque éstos son inmunes en mayor grado que los transistores al ruido, por su forma de construcción, por su C.M.R.R. (razón de rechazo a modo común), por el espacio ocupado, por la economía de energía y porque en un "chip" se cuenta con varias etapas, en cambio con varios transistores apenas constituirían una etapa.

Otro problema presentado fue en la etapa de controles, ya que en el control se presentaron 2 opciones, el uso de switcheo de resistencias o el uso de filtros pasa banda. Debido a que trabaja cada uno con diferentes características, pero el fin es el mismo. El switcheo de resistencias tiene una sola ventaja, que es más económico,

aunque su calidad no sea muy buena, dá un servicio aceptable. Y es por esto que se decidió a usar filtros pasa banda o sea formar algo similar a un ecualizador de 12 Db con 10 bandas en un rango que va de 10 Hz a 24 KHz, cumpliéndose el ancho de banda requerido por el diseño y hasta más.

Otra característica que se encontró con el uso de filtros, es que se puede ajustar el voltaje a la salida del control de tonos, y además el filtro se puede armar con uso de circuitos integrados, en este caso, amplificadores operacionales los cuales tienen muchas ventajas de todos conocidas.

Ahora en los controles digitales se presentaban 3 opciones a utilizar.

- A) Utilizando FETs (transistores de efecto de campo), como interruptor.
- B) Utilizando circuitos integrados lineales (ya sea el LM97C11 u otro).
- C) Era utilizando circuitos MOS (semiconductores de óxido de metal) como interruptores para la señal alterna. Este problema se superó haciendo uso de la tercera alternativa, o sea, los MOS, porque estos circuitos integrados tienen bajo consumo de energía, manejan voltajes altos y tienen una respuesta bastante rápida, además de que son de operación segura.

En la etapa amplificadora se presentaban 3 alternativas a utilizar, las cuales eran:

- A) Toda la etapa con elementos discretos.
- B) Etapa híbrida con circuitos integrados y etapa de salida con elementos discretos.
- C) Toda la etapa con elementos lineales.

Y se optó por el inciso (B), ya que es más eficiente el sistema híbrido, porque los C.I. como preamplificadores son muy seguros y tienen bastante inmunidad al ruido y por el espacio ocupado, así como sus características de manejo de corriente. Y a la salida los transistores porque éstos resisten más el calentamiento a voltajes mayores y se fabrican para gran capacidad de potencia. Esto es porque se tuvo que hacer pruebas en el peor de los casos y resultaron más seguros los transistores además por la gran ventaja de conseguirlos en México, uno de los peores casos sería que el aparato trabajara durante horas a su máxima potencia (o sea a todo volumen), esto es, consumiendo gran corriente, y sucedió que los integrados, en primera no los hay en México y segunda se calentaban y se dañaban, en cambio los transistores con la ayuda de un buen disipador, llega el momento en que se estabilizan, o sea que llegan a un grado máximo de temperatura y de ahí no pasan, manteniendo así su eficiencia. Por último el costo de los transistores comparado con C.I. es mucho más bajo.

$$P_{Dm\acute{a}x}(\text{disponible}) = \frac{T_J(\text{m\acute{a}x}) - T_A}{\theta_{JA}} \text{ y despejando queda :}$$

$$\theta_{JA} = \frac{T_J(\text{m\acute{a}x}) - T_A}{P_{Dm\acute{a}x}} \dots\dots\dots \text{VI.1.2}$$

$T_{Jm\acute{a}x}$ = m\acute{a}xima temperatura de junci3n del dispositivo. Para el 2N3055 su rango es de -65 a +200 °C, como se considera la m\acute{a}xima, entonces ser\acute{a} igual a 200 °C.

θ_{SA} = resistencia t\acute{e}rmica del disipador a la temperatura ambiente

Este se encuentra de la ecuaci3n :

$$\theta_{SA} = \theta_{JA} - \theta_{JL} - \theta_{LS} \dots\dots\dots \text{VI.1.3}$$

Realizando los c\acute{a}lculos para el 2N3055 y el MJ2955 se tiene :

$$P_{Dm\acute{a}x} = \frac{V_S^2 (2)}{20 R_L}$$

$$V_S = \pm 40 \text{ V}$$

$$R_L = 8 \text{ ohms}$$

estos datos son propios del dise\~no y se multiplica por 2 porque es estereo. Entonces de la ecuaci3n VI.1.1 :

$$P_{Dm\acute{a}x} = \frac{40^2 (2)}{20 (8)} = 20 \text{ Watts}$$

$$\theta_{LS} = 0.25 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$\theta_{JL} = 1.52 \text{ }^\circ\text{C/W}$ o si se quisiera calcular (porque este dato viene de las especificaciones del fabricante), ser\acute{a} :

$$\theta_{JL} = \frac{T_{Jm\acute{a}x} - T_A}{P_{Dm\acute{a}x}(\text{admisible})} = \frac{200 - 25}{115} = 1.52 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

de la ecuaci3n (VI.1.2) :

$$\theta_{JA} = \frac{200 - 25}{20} = 8.75 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

entonces de la ecuaci3n (VI.1.3) queda :

$$\theta_{SA} = 8.75 - 1.52 - 0.25 = 6.98 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Todo esto quiere decir que un disipador con una resistencia térmica de 6.98 °C/W es requerido .

Ahora ya teniendo la resistencia térmica del disipador se procede a calcular la resistencia térmica de las aletas, así como su ancho largo y el material que se va a utilizar como medio disipador .

Para ayuda de esto se anexa una copia de un nomograma para facilitar este cálculo.

Dependiendo del tipo de aleta que se seleccione, ya sea cuadrada o circular se puede comenzar calculando :

$$\theta_{SA} = \frac{1}{(2)H^2 (h_C + h_r)} \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad \text{..... VI.1.4}$$

donde :

H = altura de la placa vertical en pulgadas

η = factor de efectividad de las aletas

h_C = coeficiente de transferencia de calor por convección

h_r = coeficiente de transferencia de calor por radiación

entonces :

$$h_C = 2.21 \times 10^{-3} \left(\frac{T_S - T_{A1}}{H} \right)^{1/4} \text{ W/}^\circ\text{C in}^2 \quad \text{..... VI.1.5}$$

$$h_r = 1.47 \times 10^{-10} E \left(\frac{T_S - T_A}{2} + 273 \right)^3 \text{ W/}^\circ\text{C in}^2 \quad \text{..... VI.1.6}$$

de donde :

T_S = temperatura del disipador para transistores montados, en °C

T_A = temperatura ambiente en °C

E = emisividad de la superficie (dependiendo del material seleccionado como medio disipador), en este caso es aluminio negro anodizado su factor de emisividad es de 0.7 a 0.9 (de tablas)

NOMOGRAMA

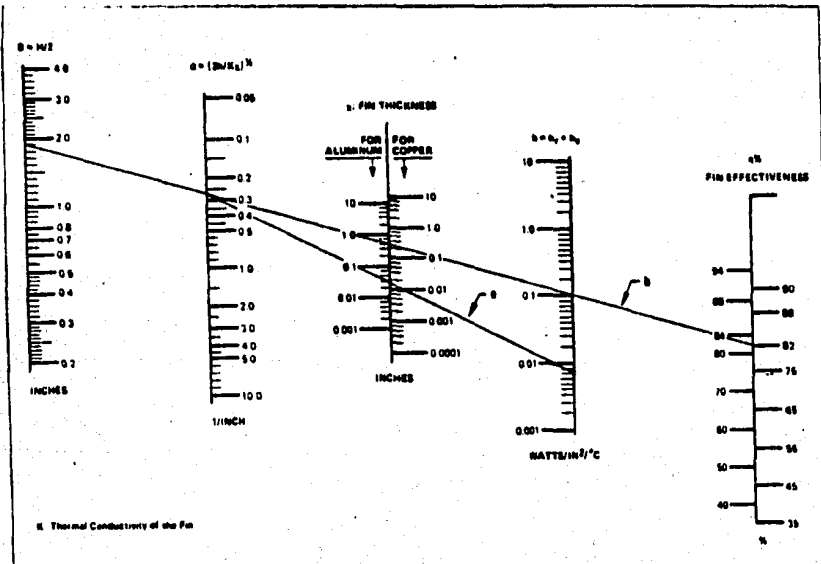


FIG. VI.1.1

El factor de efectividad de las aletas puede ser determinado del nomograma de la fig VI.1.1. El procedimiento para el uso de este nomograma es el siguiente :

- 1) Especificar la altura H de las aletas como primera aproximación
- 2) Calcular $h = h_r + h_c$ de las ecuaciones (VI.1.5) y (VI.1.6)
- 3) Determinar α de los valores de h y el espesor de la aleta x (línea a)
- 4) Determinar η de los valores de B (de la fig VI.1.2) y α (línea b)



FIG. VI.1.2

Para $H \gg d$, usando $B = \frac{H}{2}$, es una aproximación satisfactoria ya sea para aletas cuadradas o circulares .

El valor de η así determinado es válido para aletas simétricas montadas verticalmente cuadradas o circulares (con $H \gg d$) con aire quieto (sin flujo de aire, tal como, un ventilador, etc).

Para otras condiciones η debe ser modificado como sigue :

Montado horizontal - multiplicar h_c por 0.7

Montado horizontal donde solo un lado es efectivo - multiplicar por 0.5 y h_c por 0.94

Para aletas rectangulares 2:1 - multiplicar h por 0.8

Para aletas no simétricas donde el transistor es montado en la parte baja de una aleta vertical - multiplicar por 0.7

Para el diseño de las aletas :

- 1) Establecer condiciones iniciales, T_A Y θ_{SA}

- 2) Determinar T_S para puntos en contacto con el transistor y reescribiendo la ecuación (VI.1.2) :

$$\theta_{JL} + \theta_{LS} = \frac{T_J - T_S}{P_D} \quad \dots \text{VI.1.7}$$

$$T_S = T_J - (\theta_{JL} + \theta_{LS}) P_D \quad \dots \text{VI.1.8}$$

$$T_S \approx T_J - \theta_{JL} P_D$$

- 3) Seleccionar el grosor de las aletas, $X > 0.0625$ y la altura H de las aletas

- 4) Determinar h_c y h_r de las ecuaciones VI.1.5 y VI.1.6

- 5) Encontrar el factor de efectividad de las aletas η del nomograma

- 6) Calcular θ_{SA} de la ecuación VI.1.4

- 7) Si θ_{SA} es mucho muy grande, seleccionar una altura diferente y repetir del paso (3) al (6)

Cálculos para una aleta simétrica vertical cuadrada del aluminio anodizado negro del 1/16" de grosor :

$$1) T_J = 200 \text{ } ^\circ\text{C} , T_A = 250 \text{ } ^\circ\text{C} , P_D = 20 \text{ W} , \theta_{JL} = 1.52 \text{ } ^\circ\text{C/W} ,$$

$$\theta_{LS} = 0.25 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$2) T_S = 200 - (1.52 + 0.25)(20) = 174.6 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$3) X = 0.0625 = 1/16" \text{ y } E = 0.9 \text{ y } H = 3.5" \text{ como aproximación}$$

$$4) h_c = 2.21 \times 10^{-3} \left(\frac{174.6 - 25}{3.5} \right)^{1/4}$$

$$= 5.65 \times 10^{-3} \text{ W/}^\circ\text{C in}^2$$

$$h_r = 1.47 \times 10^{-10} (0.9) \left(\frac{174.6 - 25}{2} + 273 \right)^3$$

$$= 5.56 \times 10^{-3} \text{ W/}^\circ\text{C in}^2$$

$$h = 5.65 \times 10^{-3} + 5.56 \times 10^{-3} = 1.12 \times 10^{-2} = .0112 \text{ W/}^\circ\text{C in}^2$$

$$5) \eta = 0.67 \text{ del nomograma}$$

$$6) \theta_{SA} = \frac{1}{(2)(3.5)^2(0.67)(.0112)} = 5.43 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

VI-2 EXPERIENCIAS ADQUIRIDAS

La primera experiencia adquirida, es en base a saber decidir qué o cuál parte de lo que se va a diseñar debe ser primero y cual posterior, esto es importante en diseño, porque todo diseño debe tener un cierto orden, es entonces que se llega a la primera conclusión - que es, establecer el orden del diseño.

La siguiente experiencia tomada es que para evitar distorsión por voltajes de offset es válido recurrir al acoplamiento entre etapas mediante capacitores, los cuales tienen la particularidad de evitar el paso de voltaje de C-D.

Otra experiencia que se quedó grabada, es en la etapa preamplificadora específicamente en el "ecualizador", después de haberse hecho el diseño se llegó a la conclusión de que no solamente en la forma en que estaba diseñado el "ecualizador" podría funcionar, sino que también con otro arreglo y eliminando partes se provoca un ahorro, y se mantienen las mismas características, esta modificación es por switcheo de capacitores, en vez de switchar todo el filtro completo y la diferencia estriba en que en lugar de hacer uso de los 4 circuitos integrados como se establece en el diseño, con un solo CI se logra hacer los mismos 10 filtros, pero aquí solo se cambian valores de capacitores. Más explícitamente es esto; si se hace uso del diseño establecido es necesario contar con 10 amplificadores opera-

cionales para lograr los 10 filtros pasa banda que serían las 10 --
bandas del "ecualizador", esto se logró utilizando 3 circuitos inte-
grados, los cuales cada uno consta de 4 amplificadores operaciona--
les en "chip" (o bloque) para poder cubrir el rango. Este "ecualiza-
dor" solo operará cuando se haga contacto con el control de tonos,
para que se seleccione la frecuencia que se desee, para luego poder
filtrarla.

Ahora la modificación que se puede hacer a este sistema, es que en
vez de hacer uso de 10 operacionales para el rango de 10 bandas, se
utiliza un solo operacional y ahora lo que va hacer el filtraje o -
el switcheo van a ser los capacitores solo que conectados en tal --
forma que no se utilicen ni más ni menos que los que tenía el dise-
ño original y resulta más económico que el establecido porque se --
ahorran 2 circuitos integrados sin alterar ninguna condición de di-
seño y operan exactamente igual con las mismas características, con
las mismas ventajas y cubren el mismo rango. Se llega a esta conclu-
sión debido a la experiencia adquirida en el diseño establecido a -
estudios y pruebas que se efectuaron posteriores a la elaboración -
del diseño, o sea, que esta es una modificación que se puede apli--
car si se desea en su construcción.

Otra conclusión y al parecer la más importante es que una cosa es -
pensar algo a hacerlo, porque el diseño se hizo en papel y todo pa-

recía muy factible y sencillo de hacer, sólo que en la práctica todo fue muy diferente, ya que no concordaban las cosas calculadas a las reales y como este diseño ante todo está elaborado para que se construya y funcione en cualquier circunstancia (que de hecho se armó porque hubo la necesidad de probar etapa por etapa del diseño y corregir en base a la realidad el diseño), además todo fue tomado de hechos reales comprobados prácticamente en laboratorio. Y hubo que corregir deficiencias del diseño original para que funcionara en la práctica, y aquí la experiencia adquirida fue bastante, ya -- que se topó con cosas que jamás se vieron en la escuela y que hubo necesidad de investigar y profundizar en ellas para obtener un resultado óptimo. Muchos de los fenómenos encontrados durante la experimentación no se encuentran en los libros, sino que son hechos tomados de la experiencia de personas y revistas especializadas en la materia, que a su vez basados en hechos prácticos han llegado a una conclusión. Esto no significa que muchas cosas sean ficticias, sino que son hechos comprobados físicamente que han dejado un standard práctico de cómo resolver tal o cual problema.

O sea que no todo lo que se diga teóricamente es verdad, hay que -- comprobarlo prácticamente para que en realidad sea un diseño.

Y es aquí donde se concluye que debe estar balanceado el conocimiento teórico con el práctico, porque los fenómenos se presentan físicamente

camente pero hay que saber el porqué de ellos.

Y por último la sensación que se siente al ver los fenómenos que se suscitan. Y la experiencia que se obtiene al poder describir lo que está pasando, dejándolo plasmado en un lenguaje que se entiende al leerlo. Que aunque al escribirlo nos faltan palabras para poder describir lo que estamos viendo.

<u>Marca</u>	<u>Modelo</u>	<u>Salida a 5 cm/seg.</u>
Empire	999	5 mV
Scientific	888	8 mV
Shure	V-15	3.5 mV
Shure	M-74C	5 mV
Pickering	V-15AT3	5 mV

el diseño en particular se realizó para una pastilla Shure M-74C

c) Grabadora y reproductora de cinta magnética

máximo voltaje de salida en la cabeza reproductora de cinta --
 8 mV y 30 μ A cualquier equipo que reúna estos requisitos podrá
 ser utilizado para el preamplificador reproductor. El voltaje de
 salida máximo del preamplificador de grabado es de 1.5 Vp.p. y -
 una corriente de 90 mA cualquier equipo de grabado para estas ca
 racterísticas podrá ser utilizado.

d) Micrófono o fonocaptor cerámico

tiene los siguientes datos de entrada:

10 mV 100 Kohms

las salidas máximas para el micrófono o fonocaptor cerámico debe
 rá ser de 10 mV.

Los micrófonos a usar son aquellos de baja impedancia (ya sean
 direccionales, unidireccionales u otros).

e) Características de la carga en el amplificador de potencia

bocinas de 8 ohms 50 Watts mínimo

bocinas de 4 ohms 70 Watts mínimo

si se utilizan 2 bocinas de 8 ohms en paralelo para cargar con 4 ohms, la potencia mínima que debe soportar cada una sería de 35 Watts.

NOTA: La calidad y fidelidad del sonido en las cargas dependerá en gran escala de las características de los equipos auxiliares, ya que si estos equipos distorsionan el amplificador reproducirá dicha distorsión. Las características de los circuitos están dadas con anterioridad.

Para un sistema modular los accesorios anexos al aparato pueden ser (dependiendo de lo completo que se desee):

- a) Tornamesa de pastilla magnética.
- b) Sintonizador de radio AM-FM
- c) Grabadora - reproductora de cintas magnéticas en cassetts o cartuchos.
- d) Grabadora de cinta magnética de 1/2 pulgada o sea de carrete.
- e) Un micrófono u otra tornamesa pero de pastilla cerámica.
- f) Mezclador (mixer) para poder combinar o seleccionar cualquiera de los aparatos en función.
- g) Baffles.

VII-1 SIMBOLOGIA GENERAL

Abreviaturas usadas en este diseño:

A.O	=	Amplificador operacional
BW	=	Ancho de banda
C-A.	=	Corriente alterna
C-D.	=	Corriente directa
h_{fe}	=	Ganancia de corriente directa
I.B	=	Corriente de base
I_{bQ}	=	Corriente de base en el punto de operación
I_{c_m}	=	Corriente máxima de operación
I_c	=	Corriente de colector
$I_c(t)$	=	Corriente de colector por señal alterna
I_{cQ}	=	Corriente de colector en el punto de operación
I_E	=	Corriente de emisor
I_n	=	Corriente de ruido
I_{OUT}	=	Corriente de salida
I_{s_c}	=	Corriente inversa
L.c.c.a.	=	Línea de carga de corriente alterna
L.c.c.d.	=	Línea de carga de corriente directa
L.c.c.a.t.	=	Línea de carga de corriente alterna total
m.s.s.	=	Máximo swing simétrico
P_D	=	Potencia instantánea
$P(\text{dis})$	=	Potencia disipada

<u>TITULO</u>	<u>AUTOR</u>	<u>EDITORIAL</u>
Optoelectronics data book	Texas Instruments	Texas. I
Power transistors and TTL.C.I. aplicaciones	Texas Instruments	Texas. I
Teoría y problemas de circuitos electrónicos	Edwin. C. Lowenberg	Mc Graw Hill
Timer's		CECSA
Transistores circuitos y diseño	Texas Instruments	CECSA
TTL handbook	Texas Instruments	Texas. I
Rapid practical design of active filters	J. Hilburn	Willey