

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE GUADALAJARA

Incorporada a la Universidad Nacional Autónoma de México

FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA ELECTRICA



192 Egr 100

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

DISEÑO DE UN MODEM ASINCRONO

TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

AREA: ELECTRICA Y ELECTRONICA

PRESENTA:

JOSE ANTONIO ROJAS MORETT

GUADALAJARA, JALISCO, 1990



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INDICE

INTRODUCCION

ANTECEDENTES

CAPITULO 1- TEORIA DE FUNCIONAMIENTO

CAPITULO 2- DIAGRAMA A CUADROS DEL CIRCUITO
DEL MODEM

CAPITULO 3- DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO
DE LOS CIRCUITOS DEL MODEM

CAPITULO 4- ADOPLAMIENTO TOTAL DE LOS CIRCUITOS
Y CIRCUITO FINAL GLOBAL

CAPITULO 5- COSTO APROXIMADO DEL MODEM

CONCLUSIONES

BIBLIOGRAFIA

HOJAS DE ESPECIFICACIONES DE LOS ELEMENTOS
UTILIZADOS

INTRODUCCION

El diseño de esta tesis ha sido realizado considerando los aspectos prácticos de los dispositivos llamados lazos de amarre de fase los cuales son idóneos para las aplicaciones en que se ven involucradas frecuencias de audio especiales o decodificación de uno o varios pares dados de tonos.

A pesar de que el lazo de amarre de fase es un elemento ampliamente conocido y que se distinguen claramente sus partes fundamentales, no es el objetivo de esta tesis el profundizar en el funcionamiento de estos, por lo cual solamente se destacaron sus aspectos funcionales.

Los amplificadores operacionales tienen una amplia aplicación pero su comportamiento en frecuencia no se ha resaltado por haberse considerado irrelevante pues al efectuarse los diagramas de bode correspondientes al filtro pasabanda usado, no hubo gran variación ni necesidad de compensaciones especiales debido a el pequeño ancho de banda en el que se utiliza.

Las resistencias variables juegan un papel importante en el ajuste de los anchos de banda de los codificadores y de el generador de frecuencia, por lo que se ha utilizado resistencias de precisión y trimers para obtener la precisión deseada según las necesidades que se han presentado.

Las pruebas de cambio de frecuencia de el circuito ya

ensamblado, se simularon por medio de dos generadores de frecuencia, cada uno sintonizado a una frecuencia de las requeridas y despues haciendo el cambio de frecuencia manual, en ausencia de un generador FSK adecuado. La velocidad del modem ha sido escogida como la mas pequena posible pues se considera que pueda haber algún posible retraso en relación con los elementos.

Este modem considera el hecho de que para el acoplamiento acústico se haga uso de dos bocinas de 1/4 de watt como altoparlante y como micrófono, por lo cual se ha usado un preamplificador de la señal dada y un amplificador de salida que hará potente la señal.

Debido a el constante cambio en el coste de los elementos, es probable que éstos queden obsoletos en poco tiempo pero debe considerarse que son elementos fácilmente adquiribles en el mercado

ANTECEDENTES

La palabra modem es un acrónimo de las palabras modulador-demodulador, como esto lo indica, tiene la función de modular y demodular señales.

Esto se hace necesario a partir de el surgimiento de las computadoras y de la necesidad de la transmisión de datos en forma rápida, eficiente y económica.

La computadora, como dispositivo electrónico, muestra en su puerto de comunicaciones, valores de voltaje, que varían entre dos valores de voltaje dados $+V$ y $-V$. Este tipo de señales son prácticamente inútiles para la transmisión a larga distancia, pues en este caso, se tendrían que establecer redes especialmente diseñadas para el caso, lo que las haría económicamente inaccesibles. Es por esto por lo que se optó por utilizar las líneas telefónicas. Para tal efecto, se tienen que convertir las señales en forma de voltajes a señales que estén dentro del rango del que es capaz de transmitir (300-3400 Hz). Es así como surge la idea del modem, es decir un aparato que sea capaz de generar tonos para introducirlos en la línea telefónica y viajen hasta el receptor que a su vez tendrá otro modem que será capaz de demodular o descifrar la información que vaya contenida en la serie de tonos que se estén recibiendo. De igual manera, el receptor será capaz de responder y de transmitir información hasta el emisor y entonces se habrá establecido la comunicación.

CAPITULO I - TEORIA DE FUNCIONAMIENTO

En este punto se hace necesario el establecimiento de la nomenclatura utilizada para la transmisión por un par de cables, de esta manera se define como transmisión de datos en Half Duplex a la transmisión de datos en la cual la información fluirá de receptor hacia emisor, en un solo sentido, es decir, que en un momento dado, solamente transmitirá el receptor o el emisor, por turnos, pero en ningún momento ambos. La transmisión Full Duplex es aquella en la que se transmite la información entre ambos en ambos sentidos y en cualquier momento, es decir, puede haber transmisión entre las dos terminales en el mismo instante pues se utilizan tradicionalmente dos canales diferentes para este hecho.

Los diferentes métodos de comunicación son aplicados según las necesidades que se tengan, el half duplex es económico y sencillo de instalar, pero toma mas tiempo, mientras que el full duplex es mas rápido pero implica el uso de dos canales de comunicación.

Refiriéndose al canal de comunicación, se habla de un enlace por línea conmutada cuando dos terminales distintas entre si se comunican a través de una línea telefónica que pasa por centros de conmutación pública. En este caso, el enlace se hace marcando en un extremo el número telefónico de la terminal remota y la línea se ocupa solamente el tiempo que dura la conexión. Una vez terminada ésta, tal

línea podrá ser usada por otros abonados al servicio telefónico. En cada nuevo enlace entre las terminales, la línea telefónica a través de la cual se conectan, será independiente del enlace anterior.

La comunicación entre terminales también puede ser a través de línea privada cuando se ha rentado ese canal a la compañía telefónica para uso exclusivo del rentador. Esta línea no pasa por centros de conmutación pública y por lo tanto no está sujeta a las degradaciones (Ruido de impulso) que están propensas las líneas conmutadas. Este tipo de líneas son utilizadas para modems con velocidades de transmisión altas por carecer de ruido, pero necesariamente no son tan económicas como estas últimas por lo que su uso está restringido.

Además existen dos formas de transmitir los datos, estas son: síncrona y asíncrona. La transmisión síncrona es aquella en la que receptor y emisor están sincronizados por medio de una señal de reloj común para el inicio y término de los datos mientras que la asíncrona tiene el inicio y el final de los datos dentro de sí mismo, es decir, existe un bit de arranque y otro de paro al principio y al final de cada palabra transmitida.

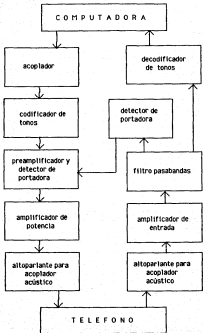
En este diseño se utiliza la línea conmutada, la transmisión asíncrona y transmisión en full duplex.

Para la utilización del full duplex se generan cuatro tipos de tonos que se transmiten en un mismo cable, dos de los cuales van en un sentido y otros dos en el otro. Este sistema de transmisión de datos no

es arbitrario, al contrario, está estandarizado y tiene el nombre de FSK (Frequency Shift Keying) y establece que el modo de origen o emisor, utilizará un par de tonos de 1070 Hz y 1270 Hz para el cero y uno lógicos, mientras que para el modo de receptor o respuesta, establece las frecuencias de 2025 y 2225 Hz para el cero y uno lógicos respectivamente. Esto establece un problema: ser modem origen o modem respuesta, pues el modem origen tiene un modulador de 1070-1270 Hz y un demodulador de 2025-2225 Hz mientras que el modem respuesta tiene el modulador de 2025-2225 Hz y el demodulador de 1070-1270 Hz. En nuestro caso el diseño es de un modem origen pues en las redes más grandes de computadoras, se trabaja solamente en este modo mientras que la máquina tiene la función de modem remoto.

El modem está configurado por dos circuitos esenciales que son el circuito modulador y el demodulador.

CAPITULO 2- DIAGRAMA A CUADROS DEL CIRCUITO DEL MODEM



CAPITULO 3- DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO DE LOS CIRCUITOS DEL MODEM

SECCION MODULADORA

Esta seccion es la encargada de producir los diferentes tonos que segun el sistema de FSK se usarán para la operacion de el modo origen. A saber, para la transmision de un 1 lógico de información se generará una frecuencia de 1270 Hz y para la transmision de un 0 lógico una frecuencia de 1070 Hz.

Para la generacion de dichos tonos, se utilizarán un codificador de tonos y posteriormente un amplificador de audio para el acoplamiento telefónico.

Este tiene la estructura a bloques siguiente:

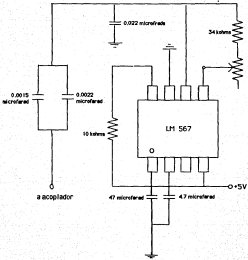
DATOS A TRANSMITIR	CODIFICADOR DE TONOS	AMPLIFICADOR	BOCINA
-----------------------	-------------------------	--------------	--------

Los datos a transmitir se obtienen directo de la computadora a travez de el puerto serial. Estos se transmiten con lógica negativa y a voltajes de +15V y -15V, es decir, el voltaje de +15 V corresponde a un cero lógico y el de -15 V el de un uno lógico.

CODIFICADOR DE TONOS

Para la transmisión de la información se necesita elaborar dos tonos de frecuencias distintos. Para la generación de dichos tonos se decidió utilizar un codificador de tonos NE 567, este codificador de tonos se caracteriza por tener un oscilador muy estable y por permitir el establecimiento de su frecuencia de oscilación con dos componentes externos. La frecuencia central del oscilador controlado por voltaje (fo) está dada por la relación: $f_o = 1.1/RC$. Calculando los valores en la relación anterior, llegamos a los valores definitivos para la obtención de la frecuencia de 1270 Hz y son $C = .022$ microfaradios, y R aproximadamente 34 kohms. Para la frecuencia de 1070 ohms se encontró una capacitancia de aproximadamente 0.0257 microfaradios. Los valores de la frecuencia generada se ajustan por medio de una resistencia variable

La configuración de el circuito, se muestra en la figura. Los condensadores de 47 y 4.7 microfaradios y la resistencia de 10 Kohms son elementos que se requieren para el funcionamiento del circuito en sí.

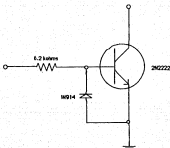


Ahora para la transmisión de la data de la computadora, se tienen que alternar los tonos que genere el NE 567 según la información que esta contenga y para esto se requiere un dispositivo que sea capaz de detectar los diferentes voltajes de salida y que tenga la velocidad suficiente para seguir dichos cambios.

Dicho dispositivo se ajusta a las características de un transistor de uso general tal como el 2N2222, que es el que ha sido seleccionado en una configuración de emisor común y con fines de conmutación.

La configuración de emisor común es una que tiene el emisor conectado a tierra y el colector a una de las patillas de el condensador de 0.0037 microfaradios. En la base se ha conectado una resistencia de 30 Kohms para que con los +15V de el 0 lógico fluya una corriente de aproximadamente 170 microamperes, corriente suficiente para poner en saturación al elemento y así, cuando haya un voltaje de +15 V entre la base y tierra, el condensador de 0.0037 microfaradios se vea sumado a el de 0.022 microfaradios y juntos, generen la frecuencia de 1070 Hz que es la correspondiente a el cero lógico. Para el caso en que se presenten -15V entre la base y tierra, el transistor se encontrará en la región de corte pues la unión base emisor se encuentra polarizada en forma inversa y para evitar cualquier posible daño al componente, el diodo 1N914 reduce cualquier voltaje inverso que se pudiera

presentar entre la base y el emisor, asegurando así que el transistor se comporte como circuito abierto y con ello la desconexión del capacitor de 0.0037 microfaradios que hará que el NE 567 oscile a una frecuencia de 1270 Hz, que es la que corresponde al uno lógico.



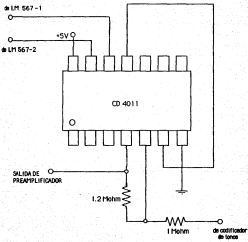
PREAMPLIFICADOR

Esta etapa de preamplificación ha sido implementada con una de las cuatro compuertas que contiene el CD -4011.

La función principal de este dispositivo es la de actuar como preamplificador de la señal que genera el NE567 y a la vez actúa como un auto silenciador, pues en ausencia de la señal de portadora, este no funcionará como preamplificador, sino que a su salida siempre habrá una señal constante, y el amplificador de audio se verá imposibilitado para transmitir cualquier información.

Esto es, cuando cualquiera de los dos decodificadores de tonos detecte una señal que se encuentre dentro de el rango previamente ajustado, mandará una señal baja a una de las compuertas de el mismo circuito -4011, el cual responderá con un uno lógico a la salida, que será recibido por otra de las compuertas del circuito haciendo que éste, cuando este en estado alto, funcione como preamplificador, mientras que cuando esté en estado bajo, lo haga como compuerta lógica.

La amplificación que se tendrá es de 22X por tratarse de una etapa de preamplificación.



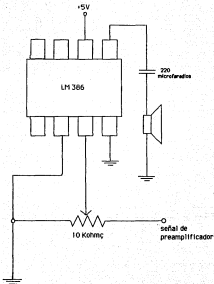
AMPLIFICADOR DE AUDIO

La señal que se obtiene de el preamplificador es demasiado pequeña para enviarla a un altoparlante y que sea capaz de transmitir en forma adecuada las señales moduladas hacia el teléfono, por eso surge la necesidad de intercalar un amplificador que imprima potencia a dicha señal. Es por esto por lo que se ha escogido el amplificador operacional LM386, pues esta diseñado para amplificar señales del rango de frecuencias de audio de baja nivel de voltaje.

Otra característica de el circuito es que la ganancia de éste está internamente ajustada a 20, pudiéndose variar a 200 por la adición de un condensador y un resistores externos, pero para nuestros fines, con una amplificación de 20 será suficiente, además este circuito tiene sus entradas referidas a tierra mientras que su salida se ajusta automáticamente a la mitad de el valor de alimentación, esto con la intención de producir una mayor variación en la salida y que la potencia de la bocina no se vea atenuada.

El altoparlante que se utilizará es uno de dos pulgadas de diámetro con una potencia de 1/4 de watt, y una resistencia de 8 ohms.

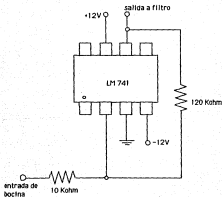
La configuración escogida es la sugerida por el fabricante y que internamente se ajusta a ganancia de 20.



AMPLIFICADOR DE ENTRADA

Este amplificador de entrada tiene como función principal la de amplificar el nivel de señal obtenido del sensor de entrada.

Para garantizar un nivel adecuado se ha implementado con un amplificador operacional LM 741 compensado internamente en configuración de amplificador inversor que tiene una ganancia de 228. Esta señal se aplicará a la etapa de filtrado.



FILTRO PASABANDA

Este filtro pasabanda, tal como su nombre lo indica, permite el paso a cierta banda de frecuencias; para este caso en particular, el ancho de la banda que se requiere es de 250 Hz y estará localizado entre los 2000 y los 2250 Hz, que es la banda dentro de la cual se encuentran los tonos de respuesta de 2025 y 2225 Hz que se utilizan en el sistema FSK.

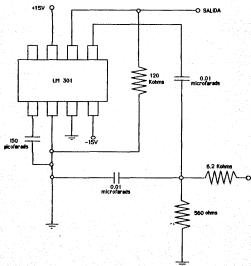
Para el diseño de un filtro que sea capaz de esto, se han de establecer ciertos parámetros que determinarán tal comportamiento. Tales parámetros son: el ancho de banda (B), el factor de calidad del filtro (Q), el factor de ganancia (G) y el valor único de los capacitores para la simplificación del diseño. Este filtro se implementará con amplificadores operacionales debido a su fácil operación y excelente respuesta. La configuración que se le dará a el OPAM es de un filtro Butterworth pasabanda de segundo orden. Los parámetros que se han escogido, tienen los siguientes valores: B= 250 Hz, Q= 8.5, G= 10, C=0.01 microfaradios.

El amplificador operacional escogido es un LM 301A, pues este tiene la ventaja de ser un amplificador operacional con compensación externa.

El proceso de cálculo de los elementos de el filtro incluye las relaciones siguientes: $R2 = 2/BC$, $R1 = R2/2G$, $R3 = R2/(4G - 2G)$. Con los valores indicados, los resultados

obtenidos respectivamente son $R_2 = 127,323 \text{ ohm}$, $R_1 = 6,366 \text{ ohm}$, $R_3 = 473 \text{ ohm}$. Los valores comerciales de estas resistencias son respectivamente de $120,000 \text{ ohms}$, $6,200 \text{ ohms}$, 560 ohms .

El circuito y los valores se muestran en la figura:



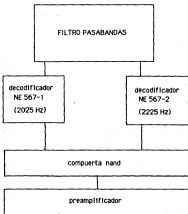
DETECTOR DE PORTADORA

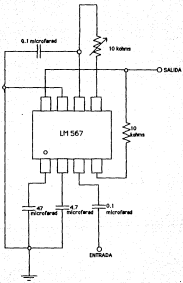
El circuito detector de portadora es el encargado de sincronizar a ambos medemas, uno en modo origen y el otro en modo respuesta, para poder establecer la comunicación en forma adecuada. Es decir, mientras el modo origen esta transmitiendo en un par de tonos, el modo respuesta esta contestando en el otro par de tonos, optimizando así una comunicación que de otra forma, sería half duplex.

Esto se logra mediante el uso de el LM 567 en su configuración de decodificador de tonos. Este PLL tiene la característica de presentar un cero lógico en la patilla 8 cuando ha capturado el tono de frecuencia para el que está sintonizado, mientras que cuando no ha capturado la señal, presenta un 1 lógico. El circuito en cuestión simplemente hace uso de dos circuitos 567 pues para señales analógicas mayores que 200mV cada integrado tiene un ancho de banda del 1-4% de la frecuencia central y este ancho de banda no es suficiente para cubrir los 200 Hz de los que hace uso el sistema FSK.

Este par de circuitos estan conectados en paralelo con la señal de salida de el filtro pasabandas para que sean capaces de hacer la detección de cualquiera de las dos frecuencias y muestren esto a través de su salida que está conectada a una de las cuatro compuertas NAND del 4011, el cual mostrará un 1 lógico cuando

cualquiera de estas señales este en estado bajo, esta señal se mandará a el preamplificador y autosilenciador que se ha implementado en otra de las compuertas del 4011, permitiendo así que este transmita la información de entrada a el amplificador de potencia y este, a su vez, a el altoparlante que transmitirá la información acústica al teléfono, logrando así la comunicación con los dos pares diferentes de tonos por medio de un solo par de cables.





DECODIFICADOR DE TONOS

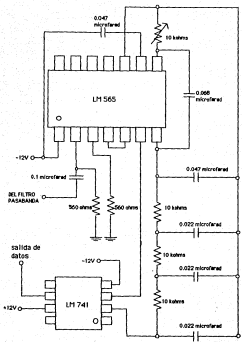
El decodificador de tonos, como lo dice su nombre, tiene como función principal decodificar la señal que recibe del filtro pasabandas y en base a los criterios establecidos, mostrar un 1 lógico al aparecer la frecuencia de marca (2025 Hz) o un cero con la de espacio (2225 Hz).

Esto se logra mediante el uso de un LM 565 que es un PLL el cual se ha puesto en una configuración pertinente y ajustado para responder a dicho par de tonos.

Este PLL no ha sido diseñado para la entrega de señales digitales, estrictamente hablando pues cuando se ha enchuchado a la frecuencia deseada, muestra entre las pátas 6 y 7 un voltaje ligeramente mayor a cero y aprovechando esta condición, se colocó un LM 741 en configuración de detector de cruce por cero que se convertirá en un transductor lógico dependiendo de la señal de entrada. La señal de salida del OPAH se encuentra ahora en condiciones de ser enviada hacia la computadora a través del RS 232 C.

La sintonización fina de la frecuencia central del 565 se consigue por medio de el ajuste de la resistencia variable de 10 Kohms de la partilla B

El filtro escalera formado por los condensadores de 0.022 microfaradios y la resistencia de 10 Kohms se usa para filtrar la señal de cualquier residuo de portadora.



CAPITULO 4 - ACOPLOMIENTO TOTAL DE LOS CIRCUITOS Y CIRCUITO FINAL GLOBAL

La parte moduladora es la que se encargará de recibir las señales de la computadora desde el puerto serial, estas señales por estar en forma de volajes se tienen que traducir a forma de pulsos. Para tal efecto lo primero que hay que establecer es el uso de un dispositivo que sea capaz de oscilar a la frecuencia inicial y por un cambio no muy complicado, después oscile a dicha frecuencia mas diecienos hertz, este cambio deberá corresponder exactamente a los cambios de voltaje de entrada. El NE 567 un PLL del cual se aprovecha su oscilador cuya frecuencia se determina por un capacitor y una resistencia colocadas en las patillas adecuadas. La frecuencia está determinada por la fórmula aproximada de $1.1/RC$. Los capacitores escogidos para generar las dos frecuencias deseadas son de 0.022 microfarad y de 0.0257 microfarad y la resistencia es de aproximadamente 20k ohms.

Para realizar dichos cambios se ha implementado un transistor en configuración de conmutación para que cuando esté presente el voltaje de uno lógico éste se ponga en saturación y conecte al dispositivo un condensador de de 0.0037 microfaradios que sumado a el de 0.022 microfaradios hará que oscile a la frecuencia correspondiente y al haber el cero lógico se ponga en corte, desconectando así el capacitor responsable del cambio de frecuencia. El efecto global de esto es la variación de tonos en forma idéntica a la

variación que existe en el puerto serial. El dispositivo utilizado para este hecho es un transistor de uso múltiple en configuración de emisor común 2N2222 con una resistencia limitadora en la base para asegurarse de que exista saturación, mientras que se utilizó un diodo 1N914 para evitar un posible voltaje inverso excesivo cuando se presente la señal de voltaje negativo.

La señal generada por el 567 ya conmutada se aplica a una compuerta lógica CMOS NAND que está en configuración de amplificador lineal pero que además tiene el comportamiento de compuerta lógica, es decir, este amplificador funciona como tal siempre y cuando una de sus entradas tenga presente un uno lógico (detector de portadora), pues de lo contrario, presentará una señal lógica constante y esto hará que no exista señal de salida aún cuando esté presente en la entrada. La señal proveniente de este preamplificador no tiene la suficiente potencia como para ser capaz de impulsar con la suficiente potencia a el altoparlante necesario para el acoplamiento acústico. Es por esto por lo que se hace ha utilizado un amplificador de potencia (LM386) para imprimir potencia a la señal que se presente a la salida del preamplificador. Este circuito tiene la característica de amplificar 20x sin necesidad de componentes externos adicionales y en general, mientras no haya detección de portadora, no habrá ninguna posible transmisión de datos.

La parte demoduladora es la que tiene la función de

decodificar la información proveniente de el modem remoto, es decir, recibe los tonos provenientes de la línea y les asigna un valor lógico dado a cada uno de ellos. Esto se logra básicamente con el uso de los PLL (Phase Locked Loop) o Lazos de Amarre de Fase.

Como la señal de la línea telefónica se puede ver atenuada ya sea por el acoplamiento acústico o por ruido en la línea, se implementó en la entrada de el demodulador un amplificador con un LM 741 para asegurarse de manejar un nivel adecuado de potencia. Dicha señal aún puede estar con ruido , por lo tanto se debe limpiar con un filtro que permita el paso de las frecuencias deseadas (2025-2225 Hz) y atenúe las demás frecuencias que se puedan presentar. Este efecto se logra por medio de un filtro pasabandas. Estos filtros se pueden implementar con elementos pasivos, como en antaño, o con elementos activos como los amplificadores operacionales que tienen una respuesta definitivamente superior a los otros. En la realidad no son capaces de seguir el comportamiento de un filtro ideal, pero tienen una respuesta que se les aproxima en mucha. De hecho, dentro de estos filtros, existen calidades para el filtrado, es decir, según las necesidades, se pueden diseñar filtros que tengan mayor apego a la característica ideal deseada. Dentro del ámbito se les conoce como filtros de primera, segundo, tercero y cuarto orden, según sean capaces de aproximarse con mayor o menor fidelidad. A mayor grado, mejor es su respuesta a lo deseado.

Los filtros pueden clasificarse, además de la calidad del filtrado, según por el tipo de frecuencias que permiten pasar. Estos pueden ser:

a) Pasabajos- permite el paso de las frecuencias inferiores de la frecuencia de corte.

b) Pasaaltas- permite el paso de las frecuencias superiores de la frecuencia de corte

c) Pasabandas- permite el paso de las frecuencias establecidas dentro de un rango cercano al de la frecuencia de corte

d) Supresor de banda- permite el paso de todas las frecuencias establecidas dentro de un cierto rango cercano al de la frecuencia de corte

En este diseño, haremos uso de un filtro pasabandas de segundo orden con frecuencia central entre 2000 y 2300 Hz, lo que le dará una buena respuesta de filtrado para nuestros fines. El filtro se implementó con un OPAM LH 301 con compensación de 150 pF y con los valores convenientes de capacitancias y resistencias para lograr un ancho de banda adecuado.

A la salida del filtro se encuentran dos dispositivos con funciones diferentes, el detector de portadora y el decodificador de tonos.

El detector de portadora es el encargado de informar que se está recibiendo la señal correctamente y el decodificador se encarga de extraer la información que viene intrínseca en ella y mostrarla en una forma conveniente para que la máquina sea capaz de interpretarla.

El detector de portadora está implementado con dos circuitos LM 567 idénticos, cada uno sintonizado a una de las frecuencias que estarán presentes, para que en cuanto se presente alguna, cualquiera de ellos la detecte y muestre la señal baja activa que la caracteriza. Esta sintonización se logra por medio de una resistencia variable que es la responsable, junto con un condensador, de ajustar la frecuencia central de el oscilador controlado de voltaje (VCO) la cual determinará el rango de captura de el PLL.

Ahora la señal de salida de cada uno de ellos será aplicada a una compuerta NAND CD 4011, que presentará una señal alta en cuanto alguna de sus entradas tenga una entrada baja. Esta señal será aplicada a la entrada de detección de portadora de el preamplificador. La razón de usar dos circuitos 567 es debido a las restricciones de construcción en las cuales se indica que si la señal de entrada es superior a los 200mV el ancho de banda de captura será del 1-4% de la frecuencia central de el oscilador (que está dada por $1/(RC)$) y este ancho no es suficiente como para alcanzar los doscientos hertz de cambio de frecuencia.

El codificador de tonos es un dispositivo que es capaz de reconocer dos conjuntos diferentes de tonos y presentar una señal

analógica en su salida que aplicada a un detector de cruce por cero, hará que la información tenga características digitales. Lo anterior se logra con un circuito NE 565 que es el decodificador de tonos. A la salida de este dispositivo se tiene que aplicar una pequeña etapa de filtrado para remover los restos de portadora y obtener una señal mas limpia. La conversión a digital se logra por medio de un LM 741. La señal que de aquí se obtiene es posible aplicarla a la salida de datos hacia la computadora ya que los niveles de voltaje de alimentación del LM 741 son de 12 Volts y al detectar el cruce por cero, lanzará el voltaje de salida hacia más o menos voltaje de saturación.

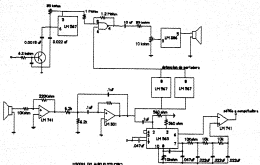


FIGURE 10. AUDIO STEREO

CAPITULO 5- COSTO APROXIMADO DEL MODEM

El costo estimado del modem se evaluará en base a el número de componentes que se verán aplicados . Los costos están basados a precios medios del mercado. En la construcción de el diseño, se utilizan componentes integrados así como resistencias de precisión y con variación del 1%.

Estos elementos tienen diferentes valores que varían los costos, principalmente los de los capacitores, pero el precio aquí usado es uno standard y se consideran para cada elemento.

16 capacitores mylar	350.00 c/u	5600.00
16 resistencias	125.00 c/u	2000.00
8 capacitores electroliticos	400.00 c/u	3200.00
5 resistencias variables	3000.00 c/u	15000.00
3 LM567	3800.00 c/u	11400.00
2 LM 741	1250.00 c/u	2500.00
2 Decimas	500.00 c/u	3000.00
1 LM 301	1380.00 c/u	2760.00
1 LM 565	5500.00 c/u	5500.00
1 LM 386	2900.00 c/u	2900.00
1 Resistencia precisión	7000.00 c/u	7000.00
1 Transistor 2N2222	1500.00 c/u	1500.00

1 Diodo 1N914

700.00 c/u

700.00

TOTAL

63060.00

Este valor no incluye la tabquilla impresa ni el costo por el cableado, ni los aditamentos para la comunicación exterior, como lo son los jacks, o el puerto RS-232C. Tampoco incluye la caja en que se colocará el dispositivo.

El valor presentado es el costo neto de los componentes y si es que se desea elaborar un modelo más adecuado, debe de considerarse el uso de tales dispositivos, así como también de el acoplador acústico, que puede ser elaborado fácilmente con hulespuma para evitar algún tipo de interferencia auditiva.

BIBLIOGRAFIA

ELECTRONICA TEORIA DE CIRCUITOS

Boylestad-Nashelsky

Prentice Hall

BUILT YOURSELF A MODEM FOR UNDER \$50

Ciancia, Steve

Byte Agosto - 1980

INTEGRATED ELECTRONICS

Hillman-Halkias

Mc Graw Hill

TTL DATABOOK

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS DATABOOK

SISTEMAS DE COMUNICACION

Lathi

Mc Graw Hill

DISERNO LOGICO

Tocci

Mc Graw Hill

PHASE LOCKED LOOPS

HealthKit educational systems

INGENIERIA DE SISTEMAS DE

TELECOMUNICACIONES

Freeman

Editorial Limusa

DISERNO LOGICO DE CIRCUITOS

Pro-Se-Cal

Editorial Limusa

ENGINEER'S MINI-NOTEBOOK Digital Logic

Circuits

Forrest M. Mims

Radio Shack publications

CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES Y

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Caughlin - Driscoll

Prentice Hall

CONCLUSIONES

La tecnología Integrada tiene un sinnúmero de aplicaciones y de variantes, es decir, un mismo circuito Integrado puede ser utilizado para diferentes aplicaciones sin la necesidad de utilizar todos sus componentes o partes constitutivas, sino solamente algunas.

El módem aquí presentado tiene la particularidad de ser diseñado con elementos discretos, a pesar de poderse diseñar con un solo circuito Integrado para facilitar su ensamble, pero en realidad lo que se ha buscado, es el diseño de un módem de bajo costo y que es fácil de realizar pues los diferentes elementos usados no son caros y si son bastante populares en el mercado.

Los costos de fabricación no son muy elevados, lo que lo hace un proyecto factible para aficionados.

El esfuerzo utilizado para este diseño no se refleja en su simplicidad pero la tarea en si es un viaje arduo pero interesante.

PHASE LOCKED LOOP

565

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

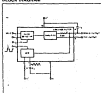
DESCRIPTION

The **565M** Phase-Locked Loop (PLL) is a self-contained, accurate frequency synthesizer for the frequency range from 500 Hz to 100 MHz. The circuit comprises a microprogrammed oscillator of exceptional stability and linearity, a phase comparator, an amplifier and a feedback filter as shown in the block diagram. The center frequency of the PLL is determined by the reference frequency of the VCO; this frequency can be altered externally with a resistor or capacitor. The loop filter, which determines the capture characteristics of the loop, is formed by an external resistor and an external capacitor.

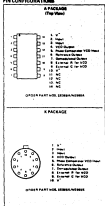
FEATURES

- EXTREME STABILITY OF CENTER FREQUENCY (0.0001% typ)
- WIDE RANGE OF OPERATING VOLTAGE (5 TO 10 VOLTS) WITH VERY SMALL FREQUENCY DRIFT (0.0001% typ)
- VERY HIGH LINEARITY OF DEMODULATED OUTPUT (0.01% typ)
- CENTER FREQUENCY PROGRAMMING BY MEANS OF A RESISTOR, CAPACITOR, VOLTAGE OR CURRENT
- TTL AND DTL COMPATIBLE SQUAREWAVE OUTPUT; LOOP CAN BE OPENED TO INSERT DIGITAL FREQUENCY DIVIDER
- HIGHLY LINEAR TRIANGLE WAVE OUTPUT
- REFERENCE OUTPUT FOR CONNECTION OF COMPARATOR IN FREQUENCY DISCRIMINATOR
- BANDWIDTH ADJUSTABLE FROM 0.1 TO 100 KHZ
- FREQUENCY ADJUSTABLE OVER 10 TO 1 RANGE WITH ONE CAPACITOR

BLOCK DIAGRAM



PIN CONFIGURATIONS



APPLICATIONS

- FREQUENCY SHIFT KEYING
- MODEMS
- TELEMETRY RECEIVERS
- TONE DECODERS
- SCA RECEIVERS
- NARROWBAND FM DISCRIMINATORS
- DATA SYNCHRONIZERS
- TRACKING FILTERS
- SIGNAL RESTORATION
- FREQUENCY MULTIPLICATION & DIVISION

SERVOS — PHASE LOCKED LOOP

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Operating values above which unreliability may be expected)

Maximum Operating Voltage	20V
Storage Temperature	-60°C to 100°C
Power Dissipation	200-mW

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 10$ Volts unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MAX			MIN			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SUPPLY REQUIREMENTS								
Supply Voltage		10		10 ¹	10		V	
Supply Current			0	100		0	mA	
INPUT CHARACTERISTICS								
Input Impedance	$V_i = 0V$, $R_L = 10$	1	10		5	10	Ω	
Input Load Required for Tracking	$V_i = 0V$ 10% maximum overshoot	10	1		10	1	100mA	
DC CHARACTERISTICS								
Output Frequency							Hz	
Maximum Drive	$V_o = 1.0V$ 20% maximum overshoot	20	100		100		mA	
Distortion	$V_o = 1.0V$ $f_o = 100$ Hz $V_i = 0.1V$ $V_o = 1.0V$ $f_o = 100$ Hz $V_i = 0.1V$ $V_o = 1.0V$ $f_o = 100$ Hz	-10	0	-10	-10	0	dB	
Shift with Temperature	$V_o = 1.0V$ $f_o = 100$ Hz	-10	-100	-100	-100		ppm/°C	
Shift with Supply Voltage	$V_o = 1.0V$ $f_o = 100$ Hz	0.1	1.0		0.1	1.0	ppm	
Output Wave								
Output Voltage Level		0	0	0	0	0	V	
Amplitude		0	1.4	0	0	1.4	V _{pk-pk}	
Loadings		0	10		0	10	%	
Output Wave								
Output (V) Signal	$V_o = 1.0V$ $f_o = 100$ Hz	14.7	14.8		14.8	14.7	V	
Voltage	$V_o = 1.0V$ $f_o = 100$ Hz		10.1		10.1		V	
Output (V) Signal	$V_o = 1.0V$ $f_o = 100$ Hz	0.1	10		10		V	
Rate (Hz)	$V_o = 1.0V$ $f_o = 100$ Hz	20	100		20		Hz	
Rate (Hz)	$V_o = 1.0V$ $f_o = 100$ Hz	10	100		10		Hz	
Output Current (mA)		0.1	1		0.1	1	mA	
Output Current (mA)		0	10		0	10	mA	
RECOMMENDED-OPERATING CHARACTERISTICS								
Supply Voltage (V)	10 to 20 $V_{CC} = 10$ V max	4.0 ²	4.5	4.5	4.0	4.0	V	
Maximum Supply Current	$V_o = 0$	1			1		V _{max}	
Output Voltage Range	10% to 90% V_{CC} max	10	20		20	10	V	
Frequency Response		0.1	0.1		0.1	10	Hz	
Output Impedance		10	10		10	10	Ω	
Shift (Voltage) (ppm)	$V_o = 1.0V$	0	10		0	100	ppm	
Temperature Shift		0	10		0	100	ppm/°C	
100 Resistance		0	10		0	10	dB	

NOTES

1. Both input terminals (pins 2 and 3) must be connected to ground. This is the recommended circuit for tracking.
2. The maximum current for this device is 100 mA. This device is not recommended for use above 25°C.
3. Output voltage range is 10% to 90% of V_{CC} max.
4. Output resistance.

Crescent Electronic Corp.

SERVO — PHASE-LOCKED LOOP

DESIGN FORMULAS

Free-running frequency of VCO $f_0 = \frac{1.2}{2\pi RC_1}$ (MHz)

Lock range $f_L = 2 \frac{\Delta f_0}{f_0} \times 10^4$ (Hz)

Capture range $f_C = 2 \frac{\Delta f_0}{f_0} \sqrt{\frac{B_{NF}}{B_{FB}}}$

where $\Delta f_0 = 11.6 \times 10^4 \times C_2$

DEFINITION OF TERMS

FREQUENCY FREQUENCY (VCO)
Frequency of VCO without input signal, both inputs grounded.

CAPTURE RANGE

That range of frequencies about f_0 in which the loop will always lock onto an input signal initially starting out of lock.

LOCK RANGE OR TRACKING RANGE

That range of frequencies in the vicinity of f_0 over which the VCO, once locked to the input signal, will remain locked.

TYPICAL APPLICATIONS

FM (MOD) VFO

The 565 time-locked loop is a general-purpose circuit designed for better than 1-M demodulation. Cloning from the center 50-kHz of the stereo composite (stereo) signal provides the present use in the frequency of the modulated FM signal. Frequency drifts in the modulated signal about 100 Hz (VCO is drifts in frequency to match that of the stereo composite). On the basis of the phase-locked loop, a wide frequency is determined by the voltage-to-frequency transfer function of the VCO. Because of its linear and highly linear VCO, the 565 PLL can also be used as an input signal over a very wide range (typically 100 Hz) with very high linearity (typically within 0.1%).

A typical connection appears in Figure 1. The VCO free-running frequency is given approximately by

$$f_0 = \frac{1.2}{2\pi RC_1}$$

and should be adjusted to be in the center of the FM signal frequency range. C_1 can be any value, but 10 pF will provide the optimum 1000 to 20,000-ohm load at 100-kHz rate in the order of 1000 ohms. The stereo FM is direct-coupled to the two capacitors and their time-constant is equal, and there is no voltage divider between the two. A series capacitor C_2 and R_2 connect the VCO to the stereo composite. The 10-pF value is convenient to use that is close to the 10-pF standard of the stereo FM output line. Thus, if a resistance R_2 in Figure 1 is removed and between pins 7 and 8, the gain of the direct-coupled can be increased with little change in the DC voltage level at the output. The direct-coupled loop is for frequency stabilization during the frequency sweep. In this manner, the PLL loop can be designed from 100's of Hz to over a million (100,000) Hz.

A small capacitor (typically 1000 pF) should be connected between pins 7 and 8 to eliminate possible oscillation in the control loop circuit.

A single-pole loop filter is formed by the capacitor C_2 connected between pins 7 and 8 within supply, and an external resistor R_2 of approximately 1000 ohms.



FIGURE 1

FREQUENCY DRIFT DURING VFO

PLL refers to drift in frequency by means of an input which is locked between two great frequencies. The frequency drifts is usually accomplished by driving a VCO with the frequency drift signal so that the free-running frequency corresponds to the "0" and "1" states (commonly called zero and one) of the binary data signal.

A simple scheme using the 565 to receive FM signals of 1000 Hz and 1100 Hz is shown in Figure 2. As the input appears at the input, the loop locks to the input frequency and tracks a frequency the two frequencies with a corresponding shift in phase.

The loop filter capacitor C_2 is chosen smaller than used to eliminate loop noise on the output pins, and a time-constant 100-ohm load is used to remove the carrier component from the output. The peak edge of the carrier filter is chosen to be approximately half way between the maximum tracking rate for the case 100 Hz and 1100 Hz and twice the input frequency (approximately 2000 Hz). The output signal can now be made high impedance by connecting a voltage divider between the output and pin 8 of the loop. The tracking frequency is adjusted with R_2 so as to result in a 0.5V peak-to-peak voltage at the output of $f_0 = 1000$ Hz.

The input connection is typical for use where a dc voltage is present at the output and the other direct connection to an available. Each input terminal is returned to ground with identical capacitors (if it is used, the others are chosen to effect a 1000-ohm impedance).



FIGURE 2



TC1010 TONE DECODER



GENERAL DESCRIPTION

The TC1010 is a general purpose tone decoder designed to provide a controlled oscillator output to provide when an tone signal is present within its passband. The circuit consists of an I and Q detector driven by a voltage controlled oscillator which determines the carrier frequency of the decoder. Internal comparators are used to independently set carrier frequency, bandwidth and output delay.

FEATURES

- 20 to 1 frequency range with an external resistor
- Easily reconfigurable output with 1.6A out-current sinking capability
- Bandwidth adjustable from 2 to 14%
- High rejection of out of band signals and noise
- Immunity to false signals
- Highly stable carrier frequency
- Carrier frequency adjustable from 0.01 Hz to 500 kHz

APPLICATIONS

- Tonic tone decoding
- Precision oscillator
- Frequency monitoring and control
- Wide band PEX demodulators
- Ultrasonic controls
- Carrier correct remote controls
- Communications paging decoders

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage 0V
Power Dissipation 300 mW
V _o (Output Voltage) 1.5V
V _i (- Voltage at Input) -1.5V
V _i (+ Voltage at Input) V _o + 0.5V
Operating Temperature 0 to 70°C
Storage Temperature Range -60 to +150°C

TYPICAL APPLICATIONS



TC1010 (Pin 1 to 10)
R = 10kΩ

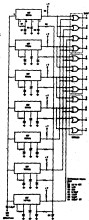
The active frequency of the tone decoder is set by the frequency of the oscillator. The output delay is set by the bandwidth of the decoder. The bandwidth is set by the carrier frequency and the output delay.

AC Tone Decoder



Oscillator with Stable Frequency Output

PIN CONNECTION



Tone Tone Decoder

DESCRIPTION AND OPERATION

The 4011 consists of two identical independent inverters in a single package. Each inverter is a CMOS. Their primary use is when the input and output are not electrically connected.

When the input and output are electrically connected, the device functions as a buffer. The input signal propagates through the device and is output with phase inversions in the process. It is recommended that V_{CC} and V_{SS} be connected to the power supply rails. The output level is approximately 10% below the input level.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Unless otherwise noted:

Supply Voltage V_{CC} to V_{SS}	-0.5 to +18 VDC
Input Voltage V_{IN}	-0.5 to +18 VDC
Output Voltage V_{OUT}	-0.5 to +18 VDC
Storage Temperature Range	-55 to +125°C
Operating Temperature Range	-55 to +125°C

SWITCH TIME TEST CIRCUIT



TYPICAL APPLICATIONS



WIRE CONNECTION



SYNC TIMING WAVEFORMS



Typical Waveform

DESCRIPCIÓN DE LA ACTIVIDAD	UNIDAD	VALOR	UNIDAD	VALOR	UNIDAD	VALOR
Costo fijo total	€	100	Q	1	€	100
Costo variable total	€	100Q	Q	1	€	100
Costo total	€	100 + 100Q	Q	1	€	100
Costo fijo promedio	€	$\frac{100}{Q}$	Q	1	€	100
Costo variable promedio	€	100	Q	1	€	100
Costo promedio	€	$\frac{100}{Q} + 100$	Q	1	€	100
Costo fijo marginal	€	0	Q	1	€	100
Costo variable marginal	€	100	Q	1	€	100
Costo marginal	€	100	Q	1	€	100
Costo promedio	€	$\frac{100}{Q} + 100$	Q	1	€	100
Costo marginal	€	100	Q	1	€	100
Costo fijo promedio	€	$\frac{100}{Q}$	Q	1	€	100
Costo variable promedio	€	100	Q	1	€	100
Costo promedio	€	$\frac{100}{Q} + 100$	Q	1	€	100
Costo marginal	€	100	Q	1	€	100

GRÁFICAS BÁSICAS DE ECONOMÍA PARA EL NEGOCIO

GRÁFICA DE UN COSTO VARIABLE PROMEDIO QUE AUMENTA CON LA PRODUCCIÓN



GRÁFICA DE UN COSTO VARIABLE PROMEDIO QUE DISMINUYE CON LA PRODUCCIÓN



GRÁFICA DE UN COSTO VARIABLE PROMEDIO QUE ES CONSTANTE CON LA PRODUCCIÓN



En la siguiente imagen se muestran tres tipos de curvas de costo variable promedio. La primera muestra un costo variable promedio que aumenta con la producción, la segunda muestra un costo variable promedio que disminuye con la producción y la tercera muestra un costo variable promedio que es constante con la producción.

GRÁFICAS DE COMPORTAMIENTO TIPO PARA EL NEGOCIO

GRÁFICA DE UN COSTO VARIABLE PROMEDIO QUE AUMENTA CON LA PRODUCCIÓN



GRÁFICA DE UN COSTO VARIABLE PROMEDIO QUE DISMINUYE CON LA PRODUCCIÓN



GRÁFICA DE UN COSTO VARIABLE PROMEDIO QUE ES CONSTANTE CON LA PRODUCCIÓN



GRÁFICA DE UN COSTO VARIABLE PROMEDIO QUE AUMENTA CON LA PRODUCCIÓN



GRÁFICA DE UN COSTO VARIABLE PROMEDIO QUE DISMINUYE CON LA PRODUCCIÓN



GRÁFICA DE UN COSTO VARIABLE PROMEDIO QUE ES CONSTANTE CON LA PRODUCCIÓN



GRÁFICAS DE COMPORTAMIENTO TIPO PARA EL NEGOCIO

GRÁFICA DE UN COSTO VARIABLE PROMEDIO QUE AUMENTA CON LA PRODUCCIÓN



GRÁFICA DE UN COSTO VARIABLE PROMEDIO QUE DISMINUYE CON LA PRODUCCIÓN



GRÁFICA DE UN COSTO VARIABLE PROMEDIO QUE ES CONSTANTE CON LA PRODUCCIÓN



GRÁFICA DE UN COSTO VARIABLE PROMEDIO QUE AUMENTA CON LA PRODUCCIÓN



GRÁFICA DE UN COSTO VARIABLE PROMEDIO QUE DISMINUYE CON LA PRODUCCIÓN



GRÁFICA DE UN COSTO VARIABLE PROMEDIO QUE ES CONSTANTE CON LA PRODUCCIÓN



CHARACTERISTICS OF TEMPERATURES FOR A 100 WATT BULB

TEMPERATURE vs. CURRENT



TEMPERATURE vs. POWER



TEMPERATURE vs. VOLTAGE



TEMPERATURE vs. RESISTANCE



TEMPERATURE vs. CURRENT SQUARED



TEMPERATURE vs. POWER SQUARED



TEMPERATURE vs. VOLTAGE SQUARED



TEMPERATURE vs. CURRENT CUBED



TEMPERATURE vs. POWER CUBED



TEMPERATURE vs. VOLTAGE CUBED



TEMPERATURE vs. CURRENT TO THE FOURTH POWER



TEMPERATURE vs. POWER TO THE FOURTH POWER



TEMPERATURE vs. CURRENT



TEMPERATURE vs. POWER



TEMPERATURE vs. VOLTAGE



TEMPERATURE vs. RESISTANCE



TEMPERATURE vs. CURRENT SQUARED



TEMPERATURE vs. POWER SQUARED



TEMPERATURE vs. VOLTAGE SQUARED



TEMPERATURE vs. CURRENT CUBED



Current (A)	Power (W)	Voltage (V)	Temperature (°C)
0.5	0.25	0.5	100
1.0	1.0	1.0	150
1.5	2.25	1.5	200
2.0	4.0	2.0	250
2.5	6.25	2.5	300

TEMPERATURE vs. POWER SQUARED



TEMPERATURE vs. VOLTAGE SQUARED



Current (A)	Power (W)	Voltage (V)	Temperature (°C)
0.5	0.25	0.5	100
1.0	1.0	1.0	150
1.5	2.25	1.5	200
2.0	4.0	2.0	250
2.5	6.25	2.5	300

NOTE: The temperature of the bulb is measured by a thermocouple.

EXAMEN DE FÍSICA (Módulo 1)

EXERCÍCIO 1

EXERCÍCIO 2



$$I = \frac{U}{R}$$

$$I = \frac{U}{R}$$

EXERCÍCIO 3

EXERCÍCIO 4



EXERCÍCIO 5

EXERCÍCIO 6



EXERCÍCIO 7



EXERCÍCIO 8

EXERCÍCIO 9

EXERCÍCIO 10



EXERCÍCIO 11

EXERCÍCIO 12

EXERCÍCIO 13

EXERCÍCIO 14



EXERCÍCIO 15

EXERCÍCIO 16

amplificador operacional LM301A*

oponier **2**

Descripción general

El LM301A es un amplificador operacional de propósito general que puede ser utilizado en una amplia variedad de aplicaciones. El LM301A está diseñado para operar en un rango de temperaturas de funcionamiento de -55°C a +125°C. El LM301A puede ser utilizado en una amplia variedad de aplicaciones, desde un simple amplificador de ganancia hasta un controlador de motor de velocidad.

Este amplificador operacional puede ser utilizado en una amplia variedad de aplicaciones, desde un simple amplificador de ganancia hasta un controlador de motor de velocidad. El LM301A puede ser utilizado en una amplia variedad de aplicaciones, desde un simple amplificador de ganancia hasta un controlador de motor de velocidad.

El LM301A es un amplificador operacional de propósito general que puede ser utilizado en una amplia variedad de aplicaciones. El LM301A está diseñado para operar en un rango de temperaturas de funcionamiento de -55°C a +125°C. El LM301A puede ser utilizado en una amplia variedad de aplicaciones, desde un simple amplificador de ganancia hasta un controlador de motor de velocidad.

Este amplificador operacional puede ser utilizado en una amplia variedad de aplicaciones, desde un simple amplificador de ganancia hasta un controlador de motor de velocidad. El LM301A puede ser utilizado en una amplia variedad de aplicaciones, desde un simple amplificador de ganancia hasta un controlador de motor de velocidad.

Aplicaciones típicas

Amplificador de ganancia



Amplificador de ganancia



Amplificador de ganancia



Amplificador de ganancia



Amplificador de ganancia



Amplificador de ganancia



Amplificador de ganancia



Amplificador de ganancia



* El modelo LM301A es un producto de National Semiconductor Corporation.

definición de términos

Voltaje derivado de entrada: Voltaje que este aplicase entre las terminales de entrada a través de dos resistencias iguales para obtener un voltaje uno de entrada.

Constante derivado de entrada: El factor en las conversiones entre las dos terminales de entrada cuando la salida está a 0V.

Amplificador del voltaje de entrada: Amplificador de voltaje en los suministros de entrada para introducir el efecto de las ganancias de cada etapa.

Constante de polarización de entrada: Producto de las dos ganancias de etapa.

Factor de rechazo en modo común: Ratio del ruido de voltaje de entrada al ruido de salida a cero en el voltaje de salida de modo común en esta etapa.

Refracción de entrada: Efecto del cambio en el voltaje de entrada respecto al cambio en la constante de entrada en cualquier modo de entrada para la etapa.

Constante de suministro: Constante requerida del suministro de potencia para operar el amplificador en carga y en la salida a cero.

Variedad del voltaje de salida: Variación pico del voltaje de salida respecto a cero, que puede obtenerse en la etapa.

Garantía de voltaje en señal inversa: Ratio de la constante de voltaje de salida al cambio en el voltaje de entrada necesario para impulsar la salida desde cero hasta este voltaje.

Rechazo del suministro de potencia: Ratio del cambio en el voltaje derivado de entrada al cambio en los voltajes de suministro de potencia que lo producen.

dimensiones físicas



Diagrama de un chip LM324N

diagrama de conexiones





Audio-Video Circuits

LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier

General Description

The LM386 is a mono amplifier designed for use in portable equipment. It has a low supply current of 100 μ A, and can drive 16 Ω to 16 Ω loads. It has a wide frequency response and is available in a variety of packages. It is available in a variety of packages.

The LM386 is a mono amplifier with an output impedance of 200 Ω . It can drive 16 Ω to 16 Ω loads. It has a wide frequency response and is available in a variety of packages. It is available in a variety of packages.

Features

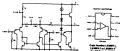
- Supply current: 100 μ A
- Output impedance: 200 Ω
- Wide frequency response: 20 Hz to 20 kHz
- Low supply current: 100 μ A

- Output gain: 20 to 200
- Low distortion: 0.1%
- Wide frequency response: 20 Hz to 20 kHz
- Low supply current: 100 μ A

Applications

- Portable audio equipment
- Handheld radios
- TV sound system
- Car stereo
- Hearing aids
- Music systems

Typical Schematic and Connection Diagrams



Typical Applications



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Value	Unit
Supply Voltage	18	V
Output Voltage	18	V
Power Dissipation	100	mW
Storage Temperature	-55 to 150	$^{\circ}$ C
Operating Temperature	0 to 70	$^{\circ}$ C

Electrical Characteristics (V_{CC} = 18V)

Parameter	Symbol	Typical	Min.	Max.	Unit
Supply Current (I _{CC})	I _{CC}	100	0	100	μ A
Output Voltage (V _{OUT})	V _{OUT}	18	0	18	V
Output Impedance (Z _{OUT})	Z _{OUT}	200	0	200	Ω
Frequency Response (f _{3dB})	f _{3dB}	20 Hz to 20 kHz	0	20	Hz
Distortion (THD)	THD	0.1%	0	0.1	%
Power Dissipation (P _D)	P _D	100	0	100	mW
Storage Temperature (T _{STG})	T _{STG}	-55 to 150	-55	150	$^{\circ}$ C
Operating Temperature (T _{OP})	T _{OP}	0 to 70	0	70	$^{\circ}$ C

1. The maximum power dissipation (P_D) is limited by the ambient temperature (T_A) and the thermal resistance (R_{th(j-c)}). The maximum power dissipation (P_D) is limited by the ambient temperature (T_A) and the thermal resistance (R_{th(j-c)}).

Application Hints

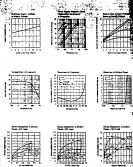
Power Supply: The LM386 requires a power supply of 18V. The supply current is 100 μ A. The supply current is 100 μ A. The supply current is 100 μ A. The supply current is 100 μ A.

Output Impedance: The output impedance of the LM386 is 200 Ω . The output impedance of the LM386 is 200 Ω . The output impedance of the LM386 is 200 Ω . The output impedance of the LM386 is 200 Ω .

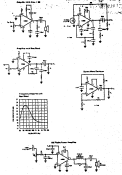
Frequency Response: The frequency response of the LM386 is 20 Hz to 20 kHz. The frequency response of the LM386 is 20 Hz to 20 kHz. The frequency response of the LM386 is 20 Hz to 20 kHz. The frequency response of the LM386 is 20 Hz to 20 kHz.

Power Dissipation: The power dissipation of the LM386 is 100 mW. The power dissipation of the LM386 is 100 mW. The power dissipation of the LM386 is 100 mW. The power dissipation of the LM386 is 100 mW.

Typical Performance Characteristics



Typical Applications



SEE THE DATA SHEET FOR THE 741 OP-AMP FOR A COMPLETE LIST OF ELECTRICAL CHARACTERISTICS.

SEE THE DATA SHEET FOR THE 741 OP-AMP FOR A COMPLETE LIST OF ELECTRICAL CHARACTERISTICS.