

2021  
18



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE  
MEXICO  
FACULTAD DE CIENCIAS**

**INSTRUMENTACION ELECTRONICA, NOTAS PARA UN  
TEXTO PARA LA MATERIA DE ELECTRONICA I.**

**TESIS  
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE  
FISICO  
PRESENTA  
ANTONIO GONZALEZ GUZMAN  
1989**

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**



## **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.

# Contenido

1. INTRODUCCION.	1
2. TRANSDUCTORES.	5
2.1 SEÑAL.	5
2.2 FUNCION DE TRANSFERENCIA.	5
2.3 CARACTERISTICAS DE LOS TRANSDUCTORES.	9
2.3.1 SENSIBILIDAD.	9
2.3.2 RANGO DE APLICACION.	11
2.3.3 TIEMPO DE RESPUESTA.	12
2.3.4 SENSITIVIDAD.	14
2.3.5 LINEALIDAD.	15
EJERCICIOS Y PRACTICAS.	16
3. SEÑALES Y RUIDO.	18
3.1 CARACTERISTICAS DE LAS SEÑALES E INFORMACION.	18
3.2 REPRESENTACION DE SEÑALES.	20
3.3 SEÑALES ESTOCASTICAS.	25
3.4 DIAGRAMAS DE BODE.	27
3.5 DISTINTOS TIPOS DE RUIDO Y SUS DISTRIBUCIONES ESPECTRALES.	29
3.5.1 RUIDO TERMICO.	30
3.5.2 RUIDO DE FRITURA.	31
3.5.3 RUIDO 1/F.	32
3.5.4 RUIDO PRODUCIDO POR INTERFERENCIA DE LA LINEA.	32
3.5.5 RUIDO ELECTROMAGNETICO.	33
3.6 RELACION SEÑAL A RUIDO Y FIGURA DE RUIDO.	34
3.7 ALGUNAS TECNICAS PARA REDUCIR EL RUIDO.	35
3.7.1 FILTRAJE.	35
3.7.2 MODULACION.	38
APENDICE. EL DECIBEL.	41
EJERCICIOS Y PRACTICAS.	42
4. COMPONENTES SEMICONDUCTORES.	46
4.1 PROPIEDADES ELECTRICAS DEL ESTADO SOLIDO.	46
4.2 CONDUCTIVIDAD EN LOS SEMICONDUCTORES	49
4.3 UNIONES DE SEMICONDUCTORES.	56
4.3.1 UNION PN.	56
4.3.2 DIODOS ZENER.	61
4.3.3 ALGUNAS APLICACIONES DE LOS DIODOS: RECTIFICADORES Y REGULADORES.	62
4.4 EL TRANSISTOR BIPOLAR.	71
4.4.1 CURVAS CARACTERISTICAS DEL TRANSISTOR BIPOLAR.	75
4.4.2 EL TRANSISTOR BIPOLAR COMO AMPLIFICADOR.	77

4.5 EL TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO.	83
4.6 EL MOSFET.	91
4.7 CIRCUITOS INTEGRADOS.	94
EJERCICIOS Y PRACTICAS.	104
<b>5. SISTEMAS ANALOGICOS</b>	<b>109</b>
5.1 PROCESOS ANALOGICOS SOBRE LAS SEÑALES.	109
5.1.1 AMPLIFICACION.	109
5.1.2 FILTRAJE.	113
5.1.3 MODULACION.	116
5.1.4 GENERACION DE FUNCIONES. OSCILADORES.	121
5.2 ACOPLAMIENTOS.	125
5.2.1 IMPEDANCIAS DE ENTRADA Y SALIDA.	125
5.2.2 OTRAS CARACTERISTICAS IMPORTANTES.	127
5.2.3 OTROS BLOQUES FUNCIONALES.	128
5.3 EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.	128
5.3.1 CARACTERISTICAS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL.	129
5.3.2 CARACTERISTICAS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL.	131
5.3.3 CIRCUITOS LINEALES.	134
5.3.4 FILTROS ACTIVOS.	137
5.3.5 OTROS CIRCUITOS LINEALES.	140
5.3.6 CIRCUITOS NO LINEALES.	141
5.4 DOS EJEMPLOS DE SISTEMAS ANALOGICOS.	152
5.4.1 SISTEMA DE CONTROL Y MEDICION DE TEMPERATURA.	152
5.4.2 COMPUTACION ANALOGICA.	155
EJERCICIOS Y PRACTICAS.	159
<b>6. SISTEMAS DIGITALES.</b>	<b>165</b>
6.0 INTRODUCCION.	165
6.1 CIRCUITOS COMBINACIONALES.	167
6.1.1 ALGEBRA DE BOOLE.	167
6.1.2 COMPUERTAS.	171
6.1.3 CIRCUITOS COMBINACIONALES.	173
6.2 CIRCUITOS SECUENCIALES	182
6.2.1 ELEMENTOS DE MEMORIA. FLIP-FLOP'S.	183
6.2.2 CONTADORES Y REGISTROS.	189
6.3 MEMORIAS	195
6.4 CONVERSION DIGITAL/ANALOGICA Y ANALOGICA DIGITAL	199
6.4.1 CONVERSION DIGITAL/ANALOGICA.	199
6.4.2 CONVERSION ANALOGICO/DIGITAL.	205
EJERCICIOS Y PRACTICAS.	210
<b>INDICE</b>	<b>214</b>
<b>BIBLIOGRAFIA</b>	<b>217</b>

## 1. INTRODUCCION.

Para quienes piensen dedicarse a la Ciencia o la Tecnología es fundamental tener conocimientos básicos sobre la tecnología electrónica actual. Es obvio que a la fecha ésta es una de las herramientas fundamentales de toda su actividad. Para el científico, la investigación en las fronteras actuales del conocimiento requieren de instrumentos sumamente elaborados, de mediciones de gran precisión, de control de procesos bajo condiciones muy severas, de mediciones de fenómenos que ocurren en tiempos pequeñísimos, de experimentos que arrojan millones de datos; crecimiento de cristales en ambientes con temperaturas bajo control hasta la milésima de grado centígrado; observaciones astronómicas para comprobar predicciones relativistas; bombardeo de núcleos con aludes de partículas de alta energía y detectar fenómenos con bajas probabilidades de ocurrencia; etc.

Para el tecnólogo, estar al día en lo que se hace y se puede hacer con la electrónica es una necesidad. La renovación constante de los instrumentos, máquinas, procesos, etc. va sustituyendo muchos de los tradicionales por otros electrónicos.

En segundo lugar, en la medida en que la tecnología electrónica se perfila como un eslabón fundamental de toda la tecnología, quienes se dedican a la Ciencia y la Tecnología deben saber utilizarla, adecuarla a sus propias necesidades, crearla, buscar alternativas, etc. todo ello con miras a evitar el coloniaje y la dependencia económica respecto a los poseedores de la tecnología.

En tercer lugar, el científico y el tecnólogo deben buscar no hacerse cómplices del uso militar de los conocimientos que crea o aplica, ni tampoco solapar o ignorar el uso de la tecnología en contra de los trabajadores, de todo aquello que vaya dirigido a aumentar la explotación. Deben fortalecerse los proyectos científicos y tecnológicos que vayan dirigidos a resolver los problemas de las capas más amplias de la población, buscar usar las herramientas de la tecnología actual, particularmente la electrónica, para liberar al trabajador de los trabajos más rutinarios y pesados, para fomentar su creatividad y no para elevar su productividad con el fin de despedir obreros ni convertirlos en apéndices aprietabotones de las máquinas.

Es claro que lograr esto último no es cuestión de mera voluntad de hacerlo, pues muchas veces, la gran mayoría de las veces, no está en manos del que crea ese conocimiento el decidir sobre cómo ha de usarse, sin embargo, debe haber una búsqueda constante en esa dirección, una denuncia permanente

del uso militar de la ciencia y la tecnología, y también de su uso en contra de la clase obrera y los trabajadores, de su uso para el control político de la población y de planes de contrainsurgencia.

Hasta aquí algunos aspectos que nos sitúan en lo que hoy es la tecnología electrónica en el contexto económico y político de la sociedad capitalista actual. Con esto se propone dar un marco de referencia, algunos llamados de atención, que eviten que el lector reduzca su visión a la parte meramente técnica de la tecnología electrónica.

El objetivo de este texto es proporcionar al estudiante de física algunos elementos de análisis e información sobre los sistemas electrónicos que hoy en día son indispensables no sólo en los laboratorios de investigación sino en toda la tecnología. Se pretende mostrar al estudiante los rasgos que caracterizan todos los sistemas electrónicos y darle los elementos que le permitan explicarse su funcionamiento y utilización así como darle criterios para seleccionar equipo o plantearle su construcción a un especialista.

Cuando se habla de sistemas electrónicos se hace referencia tanto a sistemas de medición como a sistemas de control. Se empezará por mencionar algunas características generales de todo sistema electrónico.

En primer lugar, debe señalarse que todo sistema electrónico es un sistema eléctrico, es decir, las magnitudes y procesos que operan en su interior son eléctricos. El flujo de la información en los sistemas de medición y control es un flujo de energía eléctrica. Por tanto las leyes fundamentales que subyacen en estos sistemas son las leyes del electromagnetismo. La diferencia fundamental entre los sistemas eléctricos y los electrónicos consiste en que los primeros simplemente transforman diversas formas de energía en energía eléctrica o viceversa, o bien, distribuyen y hacen aprovechable la energía eléctrica; los segundos, a diferencia de los primeros manejan **señales** eléctricas, i.e., su funcionamiento depende del procesamiento de magnitudes eléctricas que portan información. Los sistemas electrónicos actuales basados en componentes semiconductores se apoyan en la mecánica cuántica, particularmente la teoría del estado sólido, por lo que en el fondo de estos sistemas operan las leyes de la mecánica cuántica.

En segundo lugar, en todos los sistemas electrónicos, al interactuar con los fenómenos físicos existe la necesidad de efectuar conversiones de energía, de sus distintas formas a energía eléctrica y al revés, de energía eléctrica a otras formas de ésta. Por ejemplo en un sistema de control de temperatura, un termopar puede convertir directamente energía térmica a energía eléctrica y en el mismo sistema

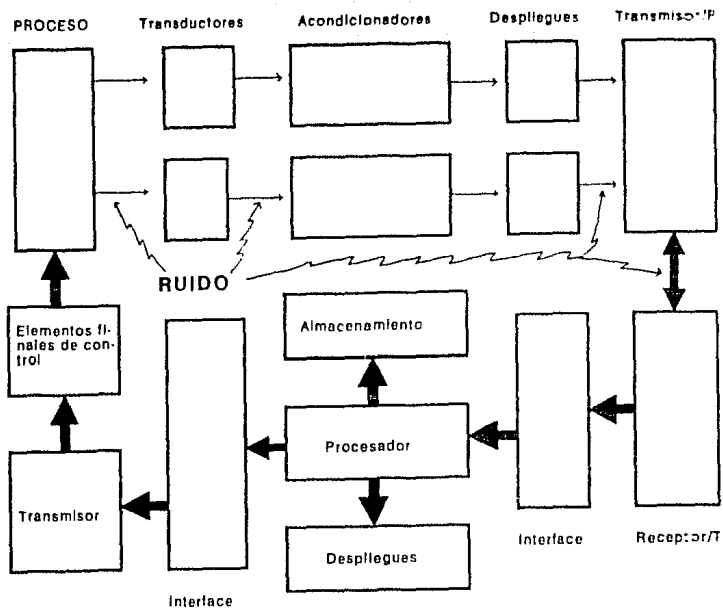
una resistencia calefactora efectuar la conversión contraria.

En tercer lugar, todo sistema electrónico procesa de alguna manera la información eléctrica. Los transductores, es decir, los dispositivos que realizan la conversión de energía entregan la información en forma no aprovechable de inmediato y hay que procesarla para hacerla útil, por ejemplo, un termopar entrega un voltaje de apenas unos cuantos milivolts y hay que amplificarlos para poder ser observados o bien una señal de unos cuantos miliamperes debe ser aumentada cientos o miles de veces para mover un motor eléctrico. Puede suceder también que un transductor entregue una señal en la que la información deseada venga combinada con una gama de señales indeseables (ruido electrónico) y sea necesario separarlas, etc., en fin, en todo sistema electrónico hay procesos que alteran las señales.

En cuarto lugar, en muchos casos es necesario transmitir información de una parte a otra del sistema o de un sistema a otro. Para lograr esto debe acondicionarse la información para que su transmisión sea óptima o siquiera realizable. El canal de transmisión puede consistir en un simple alambre, una fibra óptica o un haz de microondas, por ejemplo las señales de TV que genera el satélite Viajero II cuando fotografía las lunas de Júpiter debe transmitirse codificando una señal de microondas pues de otra manera es irrealizable. Para todo esto deben considerarse cosas como las características de los canales de transmisión, su inmunidad a otras señales, la presencia de información no deseada que interfiera con la que si se desea, etc.

En quinto lugar, hay esencialmente dos formas distintas de manejo de la información, una a través de magnitudes eléctricas que sean un análogo de las magnitudes físicas que se esté midiendo o controlando o bien a través de números o palabras binarias representados por voltajes o corrientes eléctricas y que llevan codificada convencionalmente la información. Así todo sistema eléctrico puede obtener y/o procesar la información analógicamente, digitalmente o combinando ambas formas en distintas partes del sistema. Por ejemplo un sumador digital efectúa una suma en base a reglas aritméticas pero uno analógico usa el principio de superposición.

De esta manera, se podría hacer el siguiente esquema general de todo sistema electrónico:



A lo largo del texto se irán desarrollando estos distintos aspectos de los sistemas electrónicos. Empezando con un capítulo sobre transductores en el que se traten algunos aspectos (los esenciales), sobre la conversión de energía bajo distintas formas a energía eléctrica y al revés. Otro capítulo tratará sobre las características de las señales eléctricas y el ruido. Más adelante se hablará sobre los dispositivos semiconductores, explicando su funcionamiento y su aplicación para realizar algunos procesos. Después se pasa a examinar los bloques fundamentales de los sistemas analógicos y los aspectos básicos del procesamiento de las señales. Finalmente se estudian los sistemas digitales.



## 2. TRANSDUCTORES.

En este capítulo se define el concepto de señal física y la función de transferencia dentro del modelo que representa a la conversión de energía efectuada por el transductor. Se definen también los parámetros que caracterizan a los transductores y se pretende proporcionar criterios para la interpretación de datos técnicos proporcionados por el fabricante.

### 2.1 SEÑAL.

Se entiende por señal física a toda cantidad capaz de portar información de algún fenómeno físico.

### 2.2 FUNCION DE TRANSFERENCIA.

Como se menciona en el capítulo anterior, los dispositivos que permiten recoger información de las señales a medir y sistemas a controlar son los transductores. En la medida en que los sistemas electrónicos actúan sobre señales eléctricas, es necesario efectuar una conversión entre las magnitudes físicas que sean de interés y el tipo de señales que maneje el sistema electrónico, es decir, señales eléctricas. La función del transductor, es pues, la de convertir variables dinámicas que pueden ser de muy distintas naturalezas, por ejemplo, temperatura, intensidad luminosa, humedad, pH, posición, etc. en una variable eléctrica que será procesada por el sistema electrónico.

La manera en que se realice esta conversión puede tomar formas diversas. En todas ellas mediante algún fenómeno físico se produce la transducción. Se trata de aprovechar ese fenómeno y establecer una relación que permita medir en forma directa o indirecta la variable física. Por ejemplo, se sabe que la resistencia eléctrica de los metales varía con la temperatura; así, midiendo la resistencia de un alambre, puede obtenerse la temperatura a la que se encuentre. Es cierto también que al aplicar un esfuerzo mecánico a ciertos cristales, estos generan una diferencia de potencial entre sus caras, así es posible medir fuerzas indirectamente.

En la medida en que estas mediciones son indirectas es fundamental conocer la relación que hay entre la variable (o las variables) dinámicas, es decir, las variables que producen cambios en las propiedades eléctricas en un transductor, y las variables eléctricas con las que se pretende relacionarlas. La relación que exista entre ambas puede establecerse mediante un modelo teórico que represente al fenómeno que permite la transducción o bien a través de relaciones obtenidas empíricamente. A la relación entre

estas variables se le llama función de transferencia. Se mencionarán algunos ejemplos para que esto resulte más claro.

\*La concentración de pares de iones puede ser medida electricamente observando la diferencia de potencial que se genera al introducir un par de electrodos en una solución que contenga dichos iones. El material de que estén hechos cada uno de los electrodos depende del tipo de iones que deseen medirse, pero en todos los casos la ley de Nernst establece una relación entre el voltaje que se mide en los electrodos y la concentración de iones:

$$V = V_0 - \frac{k}{n} \log \frac{\text{concentración de } M^{+m}}{\text{concentración de } M^{+m-n}}$$

para una reacción del tipo:



\*Se sabe que una buena cantidad de materiales poseen la propiedad de que al incidir sobre su superficie fotones suficientemente energéticos, estos arrancan electrones proporcionándoles energía suficiente para abandonar el material. Si cada fotón arranca un electrón, entonces el número de electrones desprendidos debe ser proporcional a la intensidad de la radiación, si además aplicando un campo eléctrico se produce una corriente moviendo los electrones, se tendrá así que la corriente producida varía linealmente con la potencia de la fuente de radiación, dado que la corriente eléctrica es la carga por unidad de tiempo y la carga es el total de electrones arrancados de la superficie del material por igual número de fotones.

De esta manera,

$$I = K L \quad (\text{función de transferencia})$$

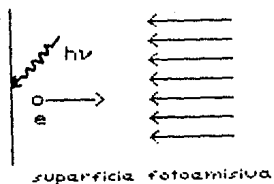


fig. 2.1

donde  $I$  es la corriente eléctrica,  $K$  una constante de proporcionalidad propia del material y  $L$  es la intensidad luminosa.

\*Puede medirse el nivel de un líquido no conductor usando un arreglo de electrodos en el que las variaciones de

altura en el líquido produzcan variaciones en la capacidad entre ambos electrodos. Si los electrodos consisten en un par de cilindros concéntricos estos formarán un condensador, su capacidad está dada por las características geométricas de los electrodos, que no varían con la altura del líquido y por la constante dieléctrica del medio que los separa, que sí varía con la altura del líquido. Haciendo los cálculos apropiados se encuentra que la capacidad  $C$  está dada por:

$$C = \frac{\epsilon_1(l) + \epsilon_0(h-l)}{4.6 \log [1 + s/r]}$$

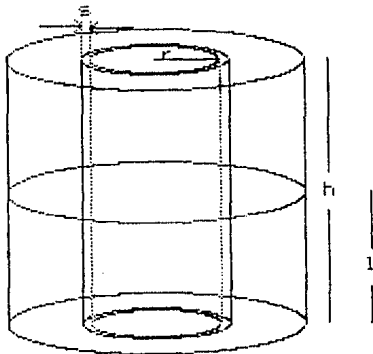


fig. 2.2

Donde  $\epsilon_1$  y  $\epsilon_0$  son respectivamente, las constantes dieléctricas del líquido y el aire,  $h$  es la altura de los cilindros concéntricos,  $l$  el nivel del líquido,  $s$  la separación entre los electrodos y  $r$  el radio del electrodo interior. De esta manera es posible realizar una medición indirecta del nivel del líquido midiendo la capacidad. Obviamente esto es útil para recipientes inaccesibles o para sistemas automatizados.

\*Desde hace mucho tiempo es conocido que la resistencia eléctrica de un metal es función aproximadamente lineal de la temperatura. Dicha relación fue descubierta primero empíricamente y más tarde justificada teóricamente. La relación entre ambas magnitudes es la siguiente:

$$R(T) = R_0(1 + \alpha T) \quad (\text{función de transferencia})$$

donde  $R_0$  es la resistencia a la temperatura de referencia  $T = 0^\circ \text{C}$  y  $\alpha$  es una constante propia de cada material.

Material	$\alpha (1/^{\circ}\text{C}) \times 10^{-3}$
Niquel	6.7
Hierrro	4.0
Cobre	4.3
Plata	4.1
Platino	3.92
Mercurio	0.99
Carbón	-0.7

TABLA 1

Nuevamente, midiendo la resistencia eléctrica es posible medir indirectamente la temperatura.

En todos los ejemplos anteriores la función de transferencia de cada transductor es la relación entre las variables dinámicas (concentración de iones, intensidad luminosa, nivel de un líquido, temperatura) y las variables eléctricas (voltaje, corriente, capacidad, resistencia). La dependencia entre unas y otras puede tomar las más diversas formas funcionales y el obtener la información deseada depende de cómo se procese la señal generada por el transductor, de esto se hablará en otro capítulo.

En la obtención de toda función de transferencia, ya sea teórica o empíricamente, se hace abstracción de multitud de fenómenos que intervienen en modificar la o las variables eléctricas con que se pretende efectuar la medición. Los modelos que se resumen en la función de transferencia son a menudo ideales puesto que no contemplan otros fenómenos superpuestos al fenómeno que permite efectuar la transducción. Por ejemplo:

\*Las reacciones químicas de una solución con los electrodos que se utilizan para medir la concentración de una solución pueden producir voltajes que alteran las mediciones.

\*Electrones liberados térmicamente en una superficie fotoemisiva dan origen a una corriente que no es producida por la radiación incidente que pretende medirse.

\*Cambios en la temperatura pueden alterar las dimensiones de los electrodos que formen un condensador y por tanto pueden surgir cambios en la capacidad que no tengan su origen en cambios en la altura del líquido.

\*Para medir una resistencia eléctrica es necesario hacer circular una corriente que la atraviese. Se sabe que en toda resistencia por la que circule una corriente se produce calentamiento. Esto evidentemente puede afectar la medición de la temperatura que pretenda efectuarse con una resistencia metálica.

En resumen, la función de transferencia de un transductor no es sólo función de las variables dinámicas sino también de toda otra serie de variables. La dependencia de esta serie de variables indeseables es a menudo compleja o desconocida, por lo que una forma de evitar problemas es mantener a niveles constantes estas variables. Cuando no sea posible hacerlo, si no se toman en cuenta estas variables indeseables, pueden cometerse graves errores en la medición. Por tal razón es de suma importancia conocer de antemano las limitaciones de los modelos que dan origen a la función de transferencia y tener una idea (o más que eso, la dependencia explícita) de cómo influyen otros fenómenos en nuestro modelo. Es claro que no existe ningún modelo que represente perfectamente la realidad ni los transductores perfectos y por esto es importante poder decidir si alguno sirve para nuestros propósitos y qué tan bien lo hace. Para ello es necesario estudiar qué más caracteriza un transductor aparte de la función de transferencia.

## 2.3 CARACTERISTICAS DE LOS TRANSDUCTORES.

### 2.3.1 SENSIBILIDAD.

Cuando se habla de sensibilidad o respuesta de un transductor, se hace referencia a cómo cambia la variable eléctrica respecto a la variable dinámica que hace funcionar al transductor. En términos de la función de transferencia es su derivada. Así, si se tiene la función de transferencia

$$F = F(E) \quad \begin{array}{l} (F \rightarrow \text{voltaje, corriente, inductancia,} \\ \text{resistencia, etc.}) \\ (E \rightarrow \text{temperatura, intensidad lumino-} \\ \text{sa, presión, etc.}) \end{array}$$

$$S = \frac{dF}{dE} \quad (S \rightarrow \text{sensibilidad})$$

por ejemplo, para el caso del fototubo

$$S = \frac{dF}{dI} \quad (I = KL)$$

las unidades de S estarían dadas en A/w/m<sup>2</sup>, o bien, en el caso de la resistencia que varía con la temperatura

$$S = \frac{dR}{dT} = \alpha R_0$$

con unidades de  $\Omega/^\circ\text{C}$ .

La sensibilidad permite comparar transductores, por ejemplo, un transductor hecho con alambre de cobre con  $R_0 = 100 \Omega$  tendrá una sensibilidad de  $.43 \Omega/^{\circ}\text{C}$  mientras que uno de platino con  $R_0 = 50 \Omega$  tendrá una sensibilidad de  $.186 \Omega/^{\circ}\text{C}$ .

En los dos casos que aparecen como ejemplo la función de transferencia es lineal\* y por tanto la sensibilidad es una constante. Muchos transductores poseen funciones de transferencia no lineales y por tanto su sensibilidad será variable, por ejemplo, un termistor (transductor semiconductor que varía su resistencia con la temperatura) tiene una función de transferencia cuya gráfica típica es la siguiente:

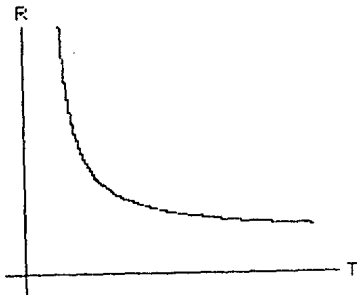


fig. 2.3

Para valores "pequeños" de  $T$ , la pendiente de la gráfica (i.e., su derivada), que representa la sensibilidad del termistor, es mucho más grande que para valores mayores de  $T$ , es decir, el termistor es mucho más sensible para temperaturas bajas que para altas.

A menudo suele especificarse la sensibilidad en unidades porcentuales, por ejemplo, se dice que un termistor tiene una sensibilidad típica de  $-7\%$ ; esto a lo que se refiere es a la sensibilidad relativa definida como:

$$s \equiv \frac{1}{x} \frac{dF}{dx}$$

que en el caso de transductores no lineales puede decir más que la sensibilidad absoluta.

Conocer la sensibilidad de un transductor es importante desde varios puntos de vista. Primero para seleccionar el equipo de medición a usar conjuntamente con ese transductor, por ejemplo, si un transductor tiene una sensibilidad de  $5\text{mV}/^{\circ}\text{C}$  y se quiere detectar cambios de  $.01^{\circ}\text{C}$  se necesita un voltímetro con una capacidad de medir cambios de  $.05 \text{ mV}$ .

Segundo, como criterio para seleccionar transductores que efectúen la misma conversión. Por ejemplo, si se ofrecen 2 transductores de presión uno con una sensibilidad de  $.02 \text{ V/atm}$  y otro de  $20 \text{ V/atm}$  y el experimento que se va a

\*Se entenderá por función lineal una función del tipo  $F(E) = aE + b$  con  $a$  y  $b$  constantes.

desarrollar involucra cambios de cientos de atmósferas y además no se requiere de gran precisión sería razonable escoger el menos sensible.

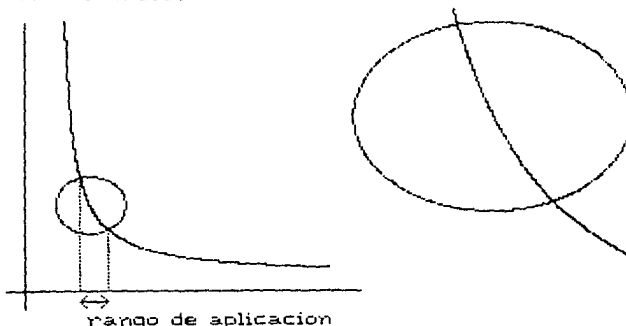
Tercero, como un criterio para especificar qué tipo de proceso efectuar sobre la señal proporcionada por el transductor y saber así qué equipo electrónico diseñar para integrar un sistema de medición basado en ese transductor.

### 2.3.2 RANGO DE APLICACION.

La gran mayoría de los transductores tiene un rango de aplicación limitado, es decir, es capaz de proporcionar una señal análoga a la variable dinámica que transforma sólo para un intervalo finito de valores de la variable dinámica. Esto se puede deber a varias razones, una de ellas es la construcción física del transductor. Por ejemplo, un transductor de presión absoluta que use un diafragma delgado no podrá soportar altas presiones sin ser destruido; un termómetro de resistencia metálica no puede ser usado más allá de su punto de fusión, etc. Además de las limitaciones obvias que impone la construcción y los materiales que constituyen un transductor hay otras no menos importantes.

En muchos casos, sin llegar a los límites absolutos que soporta un transductor éste puede llegar a dejar de ser útil. Muchas veces sucede que la función de transferencia tiene cierta expresión analítica, por ejemplo, lineal, sólo dentro de ciertos límites, como es el caso del termopar. Así, si el sistema electrónico presupone la linealidad de la función de transferencia es de la mayor importancia conocer el rango en que ésta se mantiene lineal.

En una gran cantidad de casos es muy deseable que los transductores sean lineales (i.e. que su función de transferencia sea lineal) pues se simplifica grandemente el equipo acoplado a estos transductores. Sin embargo son los menos los transductores con estas características. A pesar de esta limitación restringiendo el rango de aplicación es posible hacer aproximaciones a funciones lineales. Véase, por ejemplo, la gráfica de la función de transferencia de una fotoresistencia:



Si se atiende a todo el rango en que cambios en la iluminación producen cambios en la resistencia, se observa que la función de transferencia está muy lejos de ser lineal; sin embargo, en un pequeño intervalo, cambios en la iluminación producen cambios **proporcionales** en la resistencia. Esto permitiría utilizar una fotorresistencia en un sistema que procese las señales linealmente a pesar de la no linealidad de la fotorresistencia.

### 2.3.3 TIEMPO DE RESPUESTA.

Al cambiar la variable dinámica que esté convirtiendo el transductor, se producen cambios en sus características eléctricas, pero estos cambios no son instantáneos. Puede haber transductores que efectúen la transducción a gran velocidad y otros que sean más lentos. Por ejemplo, a una fotorresistencia le toma típicamente 1 ms el cambiar su resistencia al cambiar la iluminación, mientras que a un fotodiodo puede tomarle menos de 1  $\mu$ s cambiar la corriente que circula por él al cambiar la iluminación (fig. 2.5). O bien, un termopar puede responder en unos cuantos milisegundos a un cambio de temperatura mientras que a un transductor de resistencia metálica le puede tomar varios segundos hacerlo.

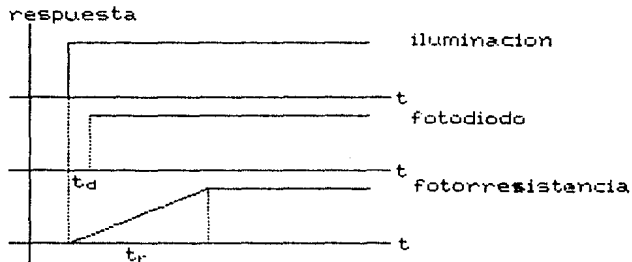


fig. 2.5

En el caso de transductores que convierten temperatura a una variable eléctrica la razón de que este tiempo de respuesta sea distinto de cero es muy evidente. Es necesario que el transductor esté en equilibrio térmico con el sistema a medir. Se sabe que la ley de enfriamiento de Newton es la que regula el proceso en el que se establece el equilibrio térmico y que éste es de tipo exponencial. De hecho, desde el punto de vista matemático, nunca se alcanza el equilibrio, la temperatura del transductor se acerca asintóticamente a la del sistema a medir. En este caso sería absurdo pensar que el tiempo de respuesta de un transductor como éste es infinito. Simplemente se debe llegar a un compromiso de qué tan cerca se desea estar del equilibrio y en función de esto determinar cuánto tiempo tarda el



transductor en llegar a estar a menos de cierta diferencia de la temperatura de equilibrio. Para los sistemas que se gobiernan por una ecuación diferencial de primer orden, un parámetro que es de mucha utilidad es la llamada constante de tiempo. Esta se define como el tiempo que le toma al transductor alcanzar el 63% ( $1-1/e$ ,  $e=2.718...$ ) del valor final de equilibrio.

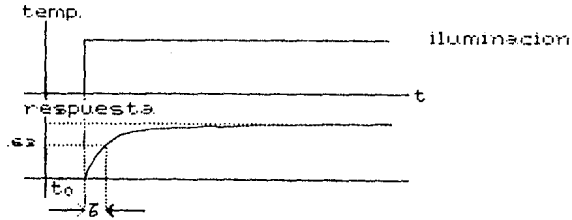


fig. 2.6

Por ejemplo, si la constante de tiempo  $\tau$  de un transductor es de 2 segundos, le tomará 2 segundos cambiar 63% del valor final de equilibrio. ¿Pero si se desea no estar más lejos del 1% del valor final, cuánto tiempo le tomará al transductor hacerlo?

Si la ley que gobierna el proceso es de primer orden, entonces

$$\text{respuesta}(t) = R_0(1 - \exp(-t/\tau))$$

y por tanto

$$(1 - \exp(-t/\tau)) = .99 \implies \exp(-t/\tau) = .01 \implies$$

$$t = -\tau \ln .01 = -\tau(-4.6)$$

$$\text{si } \tau = 2 \text{ seg.} \implies t = 9.2 \text{ seg.}$$

es decir, tardará 9.2 seg. en llegarse a no más del 1% del equilibrio. En este caso particular el tiempo de respuesta sería de 9.2 seg.

Existen muchos ejemplos de procesos que pueden describirse mediante ecuaciones de primer orden y para todos ellos el tiempo de respuesta puede calcularse de manera idéntica. Pero hay muchos otros más complicados que involucran ecuaciones de orden mayor o son desconocidos o demasiado complicados. En estos casos se determina empíricamente el tiempo de respuesta y se define de la siguiente manera:

El tiempo de respuesta es el tiempo que toma cambiar del 10% del valor final al 90% de este mismo valor.

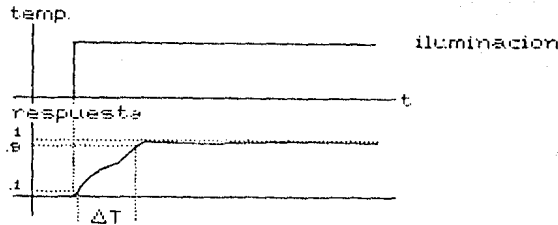


fig. 2.7

## 2.3.4 SENSITIVIDAD.

Cuando se usa un transductor se quiere relacionar una variable dinámica con una eléctrica y el transductor efectúa la conversión. Pero en muchos de ellos los cambios en la salida no siempre son producidos por la variable dinámica sino por otras variables que no son de interés. Un caso típico lo constituyen todos los transductores de estado sólido, ya sean fotorresistencias, termistores, fotodiodos, etc. En los transductores que utilizan semiconductores, las características eléctricas dependen de la temperatura, de esta manera, la conductividad de una fotorresistencia no es solamente dependiente de la iluminación sino también de la temperatura. Lo mismo puede suceder con transductores que usen condensadores con dieléctrico de aire, la humedad en este caso puede alterar drásticamente su funcionamiento. Puede haber una gran cantidad de variables que afecten el funcionamiento de un transductor además de la variable dinámica de interés. Se dice que un transductor es sensitivo a determinadas variables si éstas provocan cambios en las características eléctricas a la salida del transductor. Para evaluar cuantitativamente qué tan sensitivo es un transductor a una variable  $X$ , se define la **sensitividad** como el cociente del cambio en la salida y el cambio en la variable  $X$ .

$$\text{sensitividad a la variable } X = \frac{\Delta S_x}{\Delta X}$$

(ojo: no confundir con la sensibilidad  $S = \frac{dS_x}{dE}$ )

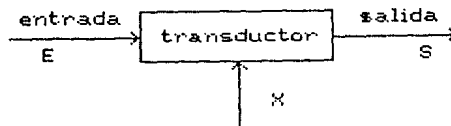


fig. 2.8

**Ejemplo:**

- Si se informa que un fotodiodo tiene un coeficiente térmico de  $.1 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$ , esto lo que quiere decir es que la corriente en el fotodiodo no sólo está determinada por la iluminación sino que una diferencia en la temperatura del fotodiodo de  $10^\circ\text{C}$  produciría una corriente adicional de  $1 \mu\text{A}$  que no se debe a la iluminación.

Un transductor puede ser sensitivo a varias variables (presión, humedad, campos magnéticos, esfuerzos mecánicos, vibraciones, etc.) y en cada caso es necesario conocer los coeficientes de sensibilidad para cada una de las variables a la que sea sensitivo para efectuar adecuadamente las correcciones. La salida de un transductor será función no sólo de la variable dinámica de entrada  $E$  sino también de otras variables  $x, y, z, \dots$ . El cambio en la salida como función de pequeños cambios en la entrada y las variables  $x, y, z, \dots$  no es más que la diferencial de la función

$$s = s(E, x, y, z, \dots)$$

$$ds = \frac{\partial s}{\partial E} dE + \frac{\partial s}{\partial x} dx + \frac{\partial s}{\partial y} dy + \frac{\partial s}{\partial z} dz + \dots$$

**2.3.5 LINEALIDAD.**

Cuando se dice que un transductor tiene una función de transferencia lineal esto significa en muchos casos que es **aproximadamente** lineal. Qué tan buena sea la aproximación, se mide por lo que se conoce como **linealidad del transductor**, que está dada por la máxima razón que hay entre la desviación de un comportamiento lineal (el que proporciona la función de transferencia ideal) y el valor real.

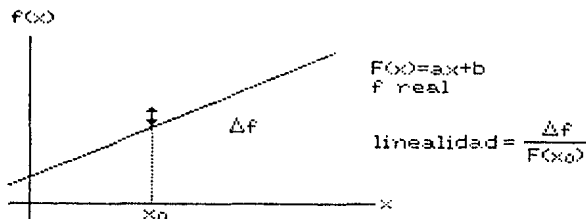
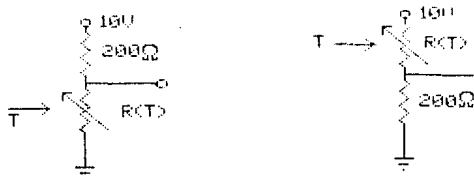


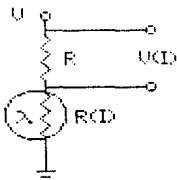
fig. 2.9

## EJERCICIOS.

1.- ¿Cuál será la función de transferencia de un transductor de resistencia metálica hecho de alambre de Cu con una resistencia de  $1.2 \Omega/\text{m}$  a  $25^\circ\text{C}$  y  $15 \text{ m}$  de longitud si se conecta como los siguientes circuitos? Haga las gráficas.



2.- Si se conecta una fotorresistencia cuya función de transferencia es del tipo  $A/\alpha I + B = R(I)$  en un circuito como el de la figura ¿cuál será la función de transferencia del nuevo transductor?



3.- Para cierto experimento se requiere muestrear cada 3 minutos. Si el transductor que se usa para efectuar la medición tiene una constante de tiempo de 30 seg. y se desea no cometer un error en la medición mayor del .1% ¿será adecuado este transductor? ¿y si la constante de tiempo fuera 1 minuto? ¿10 segundos?

4.- Calcule el cambio de voltaje a la salida de un transductor debido a las variaciones no deseadas de temperatura y humedad si la sensibilidad para estas variables es  $s_T = 10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  y  $s_h = 3.5 \text{ mV}/\% \text{h.r.}$  si la temperatura puede tener cambios hasta de  $10^\circ\text{C}$  y la humedad relativa variar entre 30% y 60%.

5.- ¿Cómo será la función de transferencia de un transductor que tenga una sensibilidad relativa constante? Si un termistor tiene una sensibilidad relativa de  $-7\%$  y una resistencia a  $25^\circ\text{C}$  de  $1500 \Omega$  ¿cuál será su resistencia a  $0^\circ\text{C}$ ? ¿a  $50^\circ\text{C}$ ?

6.- Si la sensibilidad de un transductor de aceleración a voltaje es  $s(a) = (4 + .01a)$  (V/m/...<sup>2</sup>) ¿cuál es la función de transferencia si  $F(0) = 0$ ?

7.- Calcule la sensibilidad de los transductores de los problemas 1 y 2.

8.- ¿Qué transductor escogería si (1) tiene una sensibilidad de .01 V/°C y (2) tiene una sensibilidad de 1 V/°C y se requiere medir temperaturas con una precisión de hasta la décima de °C y se cuenta con un multímetro que mide hasta décimas de mV? (1) cuesta 10 veces menos que (2).

9.- Si se van a realizar mediciones en el rango de temperaturas de 36°C a 40°C y se va a requerir de una precisión de .1°C ¿sería apropiado usar un termistor de 1000 Ω a 38°C con una sensibilidad de -6.5% suponiendo que en ese rango la relación entre R y T es lineal?

### **PRACTICA**

Construya un transductor de temperatura a resistencia metálica de la siguiente manera:

Tome un pedazo de alambre de Cu calibre 43 de 3m. Suelde los extremos a dos pedazos de cable recubierto calibre 22 de 20 cm de longitud. Teniendo cuidado de que no hagan corto los extremos del cable a los que se soldó el alambre #43, enrolle el alambre sobre las puntas del cable manteniéndolas juntas pero sin tocarse. Recubra con resina epóxica (cualquier pegamento epóxico de secado rápido) el alambre ya enrollado sobre las puntas de los cables. Procure que la gota de resina no sea demasiado grande, sólo lo suficiente para cubrir el alambre y darle solidez al transductor.

Una vez endurecida la resina introduzca el transductor en un recipiente con agua y varíe la temperatura de ésta lentamente. Mida la resistencia del transductor para un rango de temperaturas de 0°C a 90°C. Obtenga su función de transferencia, sensibilidad, linealidad, tiempo de respuesta y comente si de antemano se espera que sea sensitivo a otras variables así como las limitaciones y aplicaciones que considere más importantes.

### 3. SEÑALES Y RUIDO.

En todo sistema electrónico se procesa información. Esta información se encuentra "codificada" en señales eléctricas las cuales pueden venir directamente de transductores o de otros equipos electrónicos o bien pueden ser señales transmitidas desde lugares remotos. En todos los casos, al procesar señales se trata de conservar la información que contienen a fin de hacerla útil. Para ello es necesario conocer cómo puede una señal eléctrica portar información, es decir, en cuáles características de una señal se encuentra la información.

Por otro lado, en todo proceso de transmisión o manejo de señales hay fenómenos que afectan la información contenida ya sea ocultándola, deformándola, etc. En toda señal se presentan superpuestos, información de interés y alteraciones indeseables. Tal puede ser el caso de un transductor en el que la función de transferencia no sólo es función de la variable dinámica de entrada sino también de otras variables no contempladas; o bien puede haber señales adicionales ajenas a la que porta la información. A estas alteraciones se les llama ruido. En muchos casos es imposible separar la señal del ruido y entonces deben buscarse otros medios para recuperar la información con el mínimo de efectos del ruido. En otros casos sí es posible separarlos en buena medida y entonces hay que utilizar circuitos especiales para hacerlo. En ambas situaciones, una manera de lograrlo es primeramente conocer las características tanto de la señal que porta la información como las del ruido, y por consiguiente obtener el conocimiento físico lo más completo posible de las fuentes que los generan.

#### 3.1 CARACTERISTICAS DE LAS SEÑALES E INFORMACION.

Se ha en el capítulo anterior algunos aspectos importantes de cómo convertir variables dinámicas de muy distinta naturaleza en variables eléctricas de distintos tipos (voltaje, corriente, resistencia, etc.). Esta conversión permite procesar señales que llevan información de los más variados fenómenos físicos. ¿Pero cómo es que lleva información una señal eléctrica? Considérense los siguientes ejemplos: En el caso de un termopar es en la magnitud del voltaje generado en la unión de los dos metales donde está la información de la temperatura de la unión. Fig. 3.1.

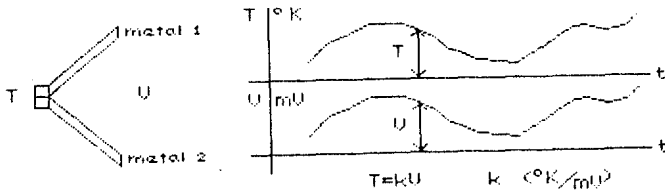


fig. 3.1

En el caso de un transductor que utilice efectos capacitivos, puede usarse esta capacidad  $C$  para formar circuitos resonantes de tal forma que al cambiar el valor de  $C$  cambia la frecuencia del circuito resonante, así, la información sobre el cambio en  $x$  se encuentra en el cambio de la frecuencia de la señal eléctrica. Fig. 3.2.

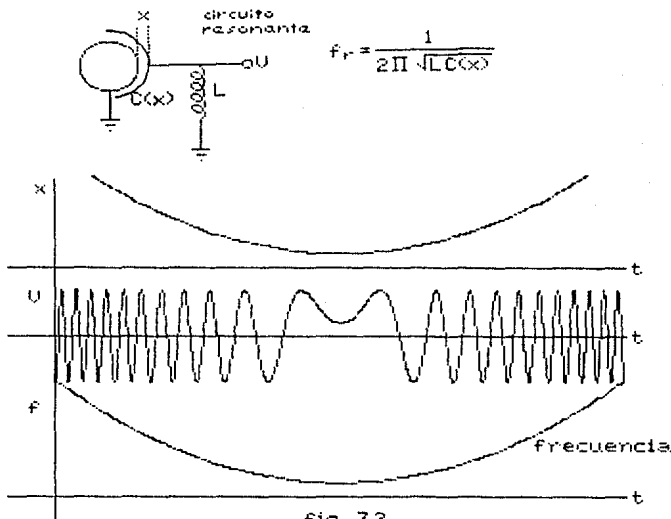


fig. 3.2

fig. 3.2

En otro tipo de transductores, por ejemplo, transductores de aceleración que usan bobinas, la información de la señal generada puede encontrarse en la fase de la señal debido a que los elementos reactivos como es el caso de las bobinas producen corrimientos de fase en la corriente y el voltaje.

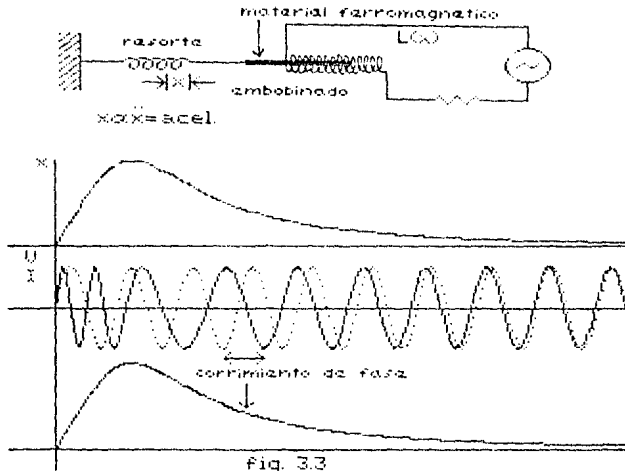


fig. 3.3

fig. 3.3

Se han mencionado algunas de las características que más comúnmente se usan para llevar información, sin embargo, existen otras características que pueden portar información como son la **amplitud**, **forma de onda**, etc.

### 3.2 REPRESENTACION DE SEÑALES.

Dado que una señal es una función del tiempo, si se conoce el valor de esta función para todo tiempo se está en posibilidad de extraer la información que ésta contiene. Por ejemplo, si la información se encuentra en la amplitud de una señal senoidal, basta encontrar el valor máximo de la función que representa a la señal para recuperar la información, o si se encuentra en su frecuencia, bastaría ver cada cuánto tiempo se repite la señal para obtener la información que lleve. Cualquier otra característica puede extraerse de la señal si se conoce como función del tiempo. Existen otras alternativas para representar una señal. Por ejemplo, si un transductor de posición codifica la frecuencia de una señal senoidal, no es necesario conocer a cada instante esa señal sino solamente su frecuencia.



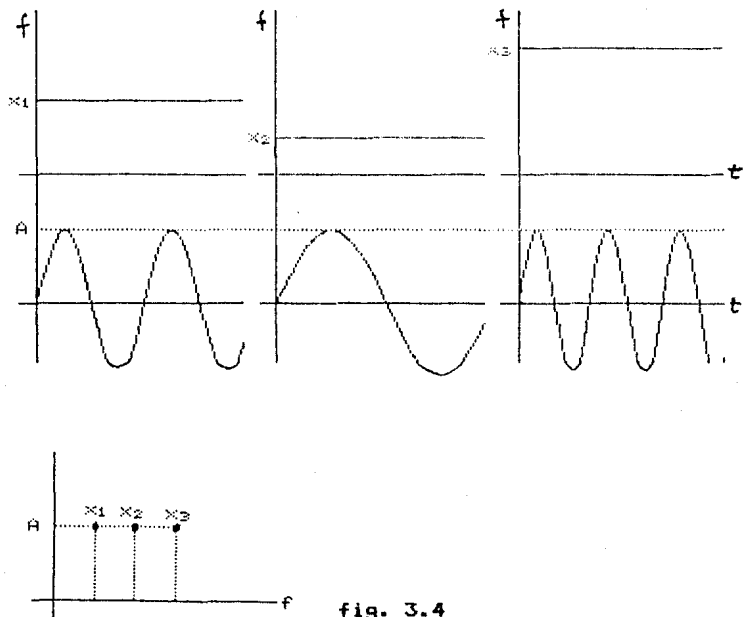


fig. 3.4

De hecho, si la señal es periódica aunque no sea senoidal, se puede representar como función de la superposición de funciones senoidales gracias al teorema de Fourier, y representar a la señal como función del tiempo a través de los coeficientes de su serie de Fourier.

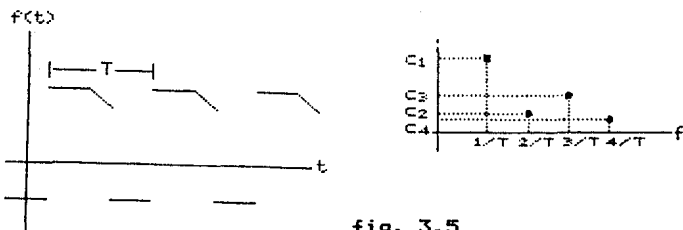


fig. 3.5

$$f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n \text{sen}(2\pi f_0 t + \theta_n) \quad \text{donde } c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$\theta_n = \arctan \frac{b_n}{a_n}$$

$$a_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cos(2\pi n f_0 t) dt$$

$$b_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \text{sen}(2\pi n f_0 t) dt$$

De esta manera si se da la señal expresada como una función del tiempo, o bien, como una sucesión de coeficientes que representan amplitudes y fases de las componentes armónicas de una señal periódica, se puede pasar de una a otra representación unívocamente gracias al teorema de Fourier. Y por tanto en cualquiera de las dos representaciones se tiene la misma información. Cuando se expresa una señal como una función del tiempo se dice que está representada en el dominio temporal. Cuando se hace a través de sus coeficientes de Fourier, se dice que está representada en el dominio de las frecuencias ya que el tiempo no obstante aparecer explícitamente, pasa a segundo término.

Para el caso de las señales no periódicas, es posible representarlas también en el dominio de las frecuencias. Sin embargo, se requiere de una herramienta matemática más complicada que es la transformada de Fourier. En este caso, la señal no queda ahora representada por una sucesión de amplitudes y fases de señales senoidales componentes, sino por una función no discreta de densidades de amplitud de la frecuencia, y en lugar de ser dos conjuntos de números, uno para las amplitudes y otro para las fases, se tiene ahora una función compleja.

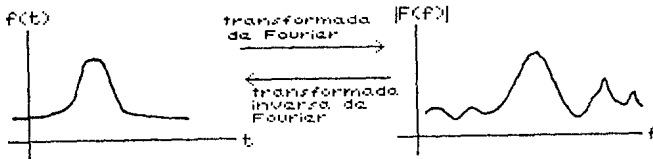


fig. 3.6

Tanto en una representación como en otra la información es la misma. En el caso de las funciones periódicas, o sea, con una representación discreta en el dominio de las frecuencias, al conjunto de coeficientes de la serie de

Fourier se le llama **espectro** de la señal. En el caso de que la señal sea no periódica, a su representación en el dominio de las frecuencias se le llama **densidad espectral**.

**Ejemplos:**

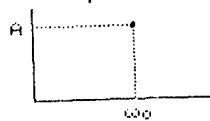
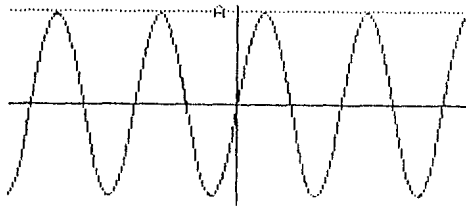
Dominio del tiempo

Dominio de las frecuencias

$$f(t) = A \sin \omega_0 t$$

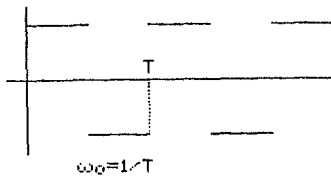
serie de Fourier  
↔

$$F(\omega) = \begin{cases} 0 & \text{si } \omega \neq \omega_0 \\ A & \text{si } \omega = \omega_0 \end{cases}$$



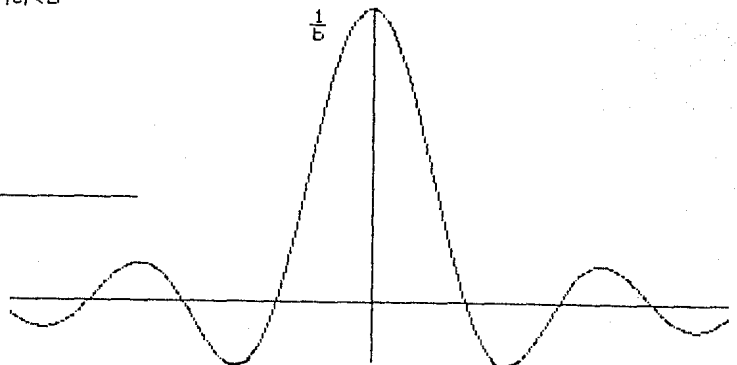
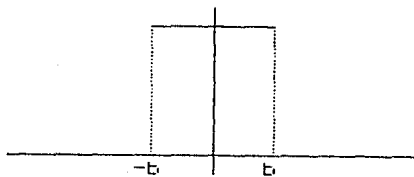
$$f(t) = \begin{cases} A & \text{si } t \in [nT, (2n+1)T/2] \\ -A & \text{si } t \in [(2n+1)T/2, (n+1)T] \end{cases}$$

$$F(\omega) = \begin{cases} 0 & \text{si } \omega \neq (2n+1)\omega_0 \\ \frac{4A}{\pi(2n+1)} & \text{si } \omega = (2n+1)\omega_0 \end{cases}$$



$$f(t) = \begin{cases} 0 & \text{si } |t| > b \\ 1 & \text{si } |t| < b \end{cases}$$

$$F(\omega) = \frac{2 \operatorname{senc} b \omega}{\omega}$$



Como se verá más adelante, la frecuencia de una señal y la de sus componentes armónicas es una de las características más importantes de una señal.

Los coeficientes de Fourier de una señal periódica representan la amplitud de las armónicas respectivas, por ejemplo, si  $c_{30}$ , es decir, el coeficiente de la trigésima armónica es de  $10^{-4}$  volts, esto quiere decir que la componente senoidal de frecuencia igual a 30 veces la frecuencia fundamental tiene una amplitud de  $10^{-4}$  volts. Físicamente se interpreta al teorema de Fourier como la superposición de ondas de distintas frecuencias, en muchos casos, de una infinidad de ondas. En el laboratorio no es difícil superponer señales de distintas frecuencias, todas ellas múltiplos de una frecuencia fundamental y observar qué efecto tiene. Se puede constatar, por ejemplo, que para unos pocos términos de la serie de Fourier para una onda cuadrada la convergencia es muy buena.

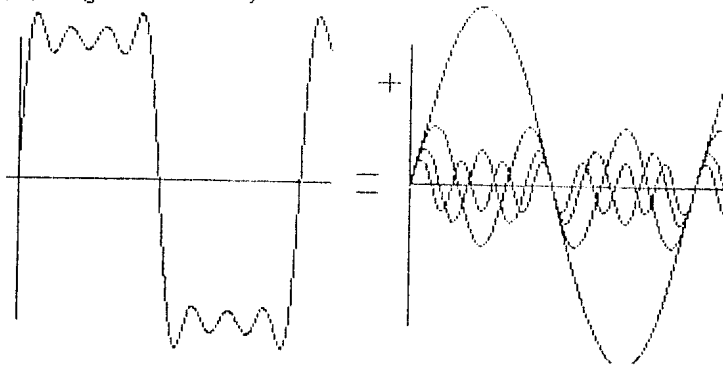


fig. 3.8

¿Pero cómo interpretar la transformada de Fourier? ¿Podría entenderse la densidad espectral de la misma manera que el espectro de una señal? ¿Representa el valor de  $F(\omega)$  la amplitud de una componente de frecuencia  $\omega$  que al superponerse con otras componentes genera la señal original? ¿Cómo interpretar un conjunto continuo de componentes y cómo superponerlas?

Para responder a estas preguntas primero se debe aclarar por qué se llama densidad espectral y no espectro como en el caso discreto. Los dos nombres expresan las diferencias en su interpretación. Una forma de llegar a la transformada de Fourier es partir del caso discreto, es decir, expresar una señal periódica por medio de una serie de Fourier y mediante un proceso de límite en el que la señal periódica converge a una señal no periódica se obtiene una integral en lugar de una serie. Por analogía, al hacer la extensión, es natural pensar que el significado y las

propiedades de la serie de Fourier no se pierden sino que ahora se expresan de manera distinta.

En una densidad espectral se puede interpretar el valor de  $F(\omega)$  como una densidad de amplitud, esto es, como la amplitud por unidad de frecuencia a determinada frecuencia, de tal manera, resulta que la amplitud a una frecuencia exacta es cero, no así la amplitud de las componentes con frecuencia comprendida en un intervalo.

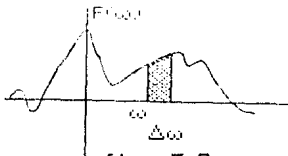


fig. 3.9

el área de la región sombreada representa la amplitud de las componentes con frecuencias entre  $\omega$  y  $\omega + \Delta\omega$ .

En la gran mayoría de las aplicaciones se habla de densidades espectrales o espectros de potencia, pues es más útil físicamente, por ejemplo, en el caso de la acústica, o del ruido en la electrónica, más que conocer la amplitud de las componentes de una señal, interesa más qué tanta energía por unidad de tiempo transmiten. Así, puede interpretarse una densidad espectral de potencia como una función tal que el área comprendida entre su gráfica y un intervalo  $(\omega, \omega + \Delta\omega)$  representa la potencia de las componentes en ese intervalo. Obviamente ese área se calcula de la siguiente forma:

$$\text{Potencia de las componentes con frecuencia entre } \omega \text{ y } \omega + \Delta\omega = \int_{\omega}^{\omega + \Delta\omega} F(\omega) d\omega$$

Esta interpretación conduce a otra que consiste en ver a  $F(\omega)d\omega$  como una componente de magnitud infinitesimal y

a  $\int_{-\infty}^{\infty} F(\omega)d\omega$  como la superposición de todas estas componentes.

### 3.3 SEÑALES ESTOCÁSTICAS.

Como se dijo antes, toda señal, periódica o no, puede caracterizarse de dos maneras, una como función del tiempo o bien como función de sus componentes armónicas. Ambas formas de representarlás contienen la información de la señal. Sin embargo, hay señales para las cuales lo importante no es tanto obtener su densidad espectral sino sus regularidades estadísticas, por ejemplo, la señal entregada por un micrófono captada de un orador puede caracterizarse como una señal no periódica, continua, ... de la cual en principio se

puede obtener su densidad espectral. En esta última se encuentra toda la información eléctrica (y por tanto también el mensaje del orador). Si se quiere obtener características generales de señales de este tipo, de señales como las que se generan por la voz humana, independientemente de cuál sea el mensaje lingüístico y observando sólo sus características acústicas se podría hacer un diagrama o construir una función que represente todos los tipos de componentes tanto en frecuencia como en amplitud que pueden tener señales como esas. La voz humana es muy variable, hay voces profundas que producen señales de bajas frecuencias y voces femeninas muy agudas que producen señales con frecuencias más altas, sin embargo, en general se observan características comunes como que no hay componentes en la voz humana (con amplitud apreciable) en frecuencias como los 15 kHz.

En la fig. 3.10 se puede observar esto. Se trata de una gráfica en la que se muestra en promedio con qué amplitud aparecen los sonidos de las distintas frecuencias. Nótese que entre más alta es la frecuencia, la amplitud correspondiente es menor. En esta figura aparecen las gráficas de voces masculinas y femeninas; los sonidos de mayor intensidad se producen en los hombres alrededor de los 140 Hz y en las mujeres alrededor de 250 Hz.

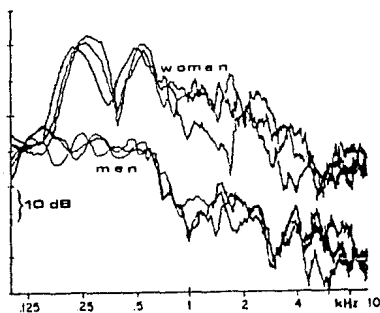


fig. 3.10

De esta manera, señales como las generadas por la voz humana pueden caracterizarse por distribuciones espectrales como la mencionada. Otros tipos de señales tendrán otras distribuciones, por ejemplo la "voz" de un murciélago tendrá una distribución espectral con componentes en altas frecuencias, tan altas como 100 kHz; la distribución espectral de un cuerpo que emite radiación está dada por la ley de Plank (ver figura 3.11).

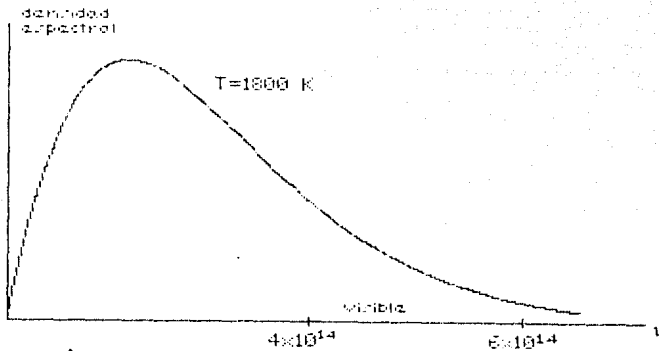


fig. 3.11

Las distribuciones espectrales pueden ayudar a caracterizar la **respuesta en frecuencia** de muchos instrumentos electrónicos. Estos pueden comportarse de manera distinta para señales de distinta frecuencia, por ejemplo, permitir el paso de una señal sin alteración si su frecuencia es baja e impedir el paso de señales de altas frecuencias. O bien, permitir el paso de las altas frecuencias y bloquear las bajas. O también, permitir el paso de señales cuyas frecuencias se encuentran comprendidas en un intervalo determinado. Si se representa esto en un diagrama se tendrían las siguientes gráficas:

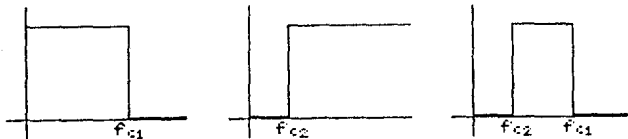


fig. 3.12

A los dispositivos que tienen una respuesta en frecuencia como estas se les llama **filtros pasabajos**, **pasaaaltos** y **pasabanda** respectivamente. Existen muchas otras clases de filtros que no se clasifican dentro de los 3 mencionados.

### 3.4 DIAGRAMAS DE BODE.

Dado cualquier dispositivo electrónico que tenga entrada y salida, una manera de caracterizar algunos aspectos de su funcionamiento es viendo cómo responde a distintas frecuencias. Si se observa cómo son las amplitudes de las señales de entrada y salida y los corrimientos de

fase entre estas señales se obtiene lo que se llama respuesta en frecuencia del dispositivo. Una representación gráfica de la respuesta en frecuencia son los llamados diagramas de Bode. Se trata de diagramas de transferencia de amplitudes y corrimientos de fase contra frecuencia. Por transferencia de amplitudes se entiende el cociente de la amplitud de la señal a la salida entre la amplitud en la entrada. Se usan escalas logarítmicas en ambos ejes. El eje horizontal se usa para las frecuencias y el vertical para la transferencia de amplitudes o los corrimientos de fase. Es común usar los decibeles como unidades en el eje vertical para la transferencia de amplitudes (ver apéndice al final del capítulo donde se define el decibel).

Como un ejemplo considérese el siguiente circuito formado por una resistencia y un condensador:

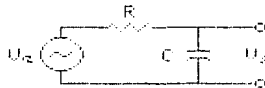


fig. 3.13

Para encontrar la respuesta en frecuencia de este circuito es necesario encontrar primero el cociente de las amplitudes de salida y de entrada como función de la frecuencia. Si se aplica una señal senoidal de amplitud  $V_m$  y frecuencia  $\omega$  a la salida se tendrá una señal tipo seno pero de distinta amplitud y con un corrimiento de fase respecto de la entrada. Para encontrar la amplitud y la fase de la señal de salida puede utilizarse el álgebra de fasores y la ley de ohm. En la entrada se aplica  $V_m \angle 0^\circ$

$$V_m = \frac{Z_c}{Z_R + Z_c} V_m \angle 0^\circ = \frac{1/\omega C \angle -90^\circ}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2} \arctan(-1/\omega RC)} V_m \angle 0^\circ$$

$$\frac{V_m}{V_m} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} \angle -90^\circ - \arctan(-1/\omega RC)$$

graficando la magnitud y el ángulo del fasor para las distintas frecuencias se obtienen gráficas como las siguientes:



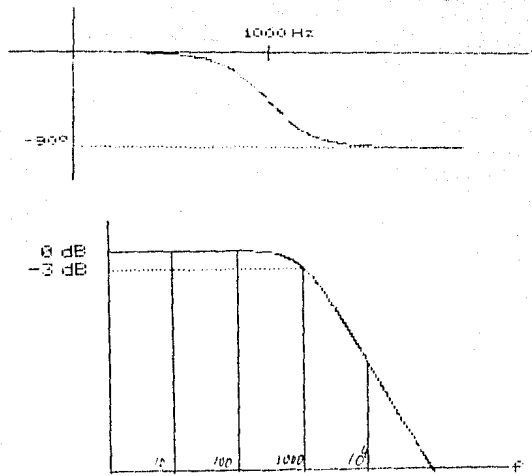


fig. 3.14

Si  $\omega/RC = 1000$  rad/seg ( $f=159$  Hz) se observa que es precisamente alrededor de esta frecuencia que la transferencia de amplitudes empieza a disminuir. Para 10000 rad/seg la transferencia de amplitudes ha caído 20 dB, es decir, la amplitud de la entrada es 10 veces mayor que la de la salida. Cada vez que multipliquemos por 10 la frecuencia, la salida se atenuará 20 dB. El corrimiento de fase para frecuencias pequeñas es cercano a  $0^\circ$  mientras que para frecuencias altas se aproxima a  $-90^\circ$ .

### 3.5 DISTINTOS TIPOS DE RUIDO Y SUS DISTRIBUCIONES ESPECTRALES.

Existen dos grandes tipos de fuentes de ruido presentes en todo sistema electrónico. Primero, aquellas inherentes al sistema, que no dependen de su construcción ni de su interacción con el medio ambiente sino más bien de fenómenos naturales. Por ejemplo, la agitación térmica de los electrones en todos los materiales hace que la distribución instantánea de los electrones no sea uniforme y por tanto puedan producirse campos eléctricos en los elementos de los sistemas electrónicos que utilizan esos materiales. Este tipo de efectos en la mayoría de los sistemas electrónicos son imposibles de eliminar y es necesario aprender a trabajar con ellos, es decir, buscar que la información a procesar se vea influida o modificada lo menos posible por este ruido.

Segundo, aquellas fuentes de ruido que no son inherentes al sistema sino debidas a interacciones de éste con el medio ambiente, por ejemplo, la presencia de ondas electromagnéticas debidas a las transmisiones de radio que inundan toda la Tierra. En este caso, en muchas ocasiones es posible separar la señal del ruido y la búsqueda será la eliminación de éste.

A las primeras fuentes de ruido se les llama endógenas y a las segundas exógenas.

### **3.5.1 RUIDO TERMICO.**

Este tipo de ruido es debido al movimiento térmico de los electrones en un material conductor. En la medida en que este movimiento es azaroso, la distribución instantánea de las cargas eléctricas no es uniforme, dando lugar a campos y potenciales eléctricos. Estos potenciales varían de forma aleatoria y en muchos casos pueden tener una amplitud apreciable. En general la distribución espectral de este tipo de ruido es uniforme, es decir, puede presentarse con igual amplitud en un intervalo de frecuencias muy amplio, desde las más bajas hasta los cientos de miles de MHz o más alla. Obviamente su amplitud depende de la temperatura, pues entre más rápido sea el movimiento de los electrones más lejos pueden llegar de la distribución de equilibrio y por tanto producir mayores variaciones en el potencial eléctrico. Por otro lado, la cantidad de energía eléctrica generada por el ruido depende de la banda de frecuencias que se considere. En una pequeña banda de frecuencias la cantidad de ruido presente debe ser pequeña también pues por su naturaleza aleatoria el ruido no es periódico y por tanto las componentes a una frecuencia determinada son pequeñas. No así cuando se considera una banda de frecuencias más grande pues resulta mucho más probable que las componentes del ruido caigan en una banda ancha que en una angosta.

En general la manera más conveniente de caracterizar al ruido es a través de la potencia que éste genera más que caracterizarlo a través del voltaje o corriente que produzca. Hacerlo de esta manera permite cuantificar al ruido independientemente del circuito en que se presente o se mida.

Para el ruido térmico se tiene que

$$P = k T B$$

donde P es la potencia generada por el ruido, k la constante de Boltzmann, T la temperatura absoluta y B el ancho de la banda de frecuencias en la que se observa el ruido.

En términos del voltaje rms del ruido y de la resistencia del material (R):

$$V_{rms}^2 = 4 k T R B$$

Obsérvese que en las dos últimas ecuaciones hay una aparente contradicción. Se sabe que la cantidad  $V_{rms}^2/R$  representa la potencia efectiva generada por el ruido y el factor 4 en la 2ª expresión hace que las dos cantidades no sean iguales. Para explicar esta diferencia se considera idealmente a la resistencia ruidosa equivalente a un circuito consistente en una resistencia "silenciosa" y un generador de voltaje ideal que genere una diferencia de potencial igual al ruido.

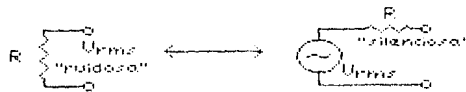


fig. 3.15

Se sabe que la máxima potencia que puede transferir una fuente de voltaje real se obtiene cuando la resistencia que la carga sea igual a su resistencia interna. De esta manera la máxima potencia que puede transmitir un elemento ruidoso es cuando se conecta a una resistencia igual a él.

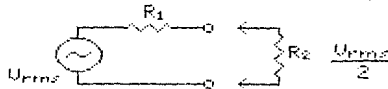


fig. 3.16

De esta manera, la potencia en la resistencia  $R_2$  es la diferencia de potencial en sus extremos al cuadrado dividida por la resistencia, es decir,  $V_{rms}^2/4R$ . De aquí el factor 4.

### 3.5.2 RUIDO DE FRITURA.

Este tipo de ruido se debe al carácter discreto de los portadores de carga. La corriente en un conductor o semiconductor es la cantidad de portadores de carga multiplicado por la carga del electrón que atraviesan una sección del material por unidad de tiempo. Si se supone que la corriente en un dispositivo determinado es constante, en realidad lo que debe entenderse por esto es que en promedio la cantidad de portadores de carga que producen dicha corriente es constante. Sin embargo, hay toda una variedad de efectos que pueden hacer que un portador de carga no se mueva uniformemente y esto produzca fluctuaciones en la corriente dando origen a ruido. Como el ruido térmico su distribución espectral es constante en un intervalo muy

amplio de frecuencias. La corriente rms del ruido esta dada por la siguiente expresion:

$$I_{\text{rms}}^2 = 2 e I_{\text{dc}} B$$

donde  $e$  es la carga del electrón,  $I_{\text{dc}}$  la corriente promedio que atraviesa el material y  $B$  el ancho de banda en que se observa el ruido.

### 3.5.3 RUIDO 1/f.

El nombre que recibe este ruido refleja el poco conocimiento que se tiene acerca de su naturaleza. Se le caracteriza por sus efectos o su distribución espectral más que por su origen. Sin embargo, distintos autores que hablan sobre él, lo atribuyen a efectos superficiales en las estructuras cristalinas. Se cita también que este tipo de ruido no se presenta en los metales.

Para fines prácticos basta conocer su distribución espectral, ésta se caracteriza por haber una mayor cantidad de ruido a bajas frecuencias. Originalmente se descubrió al encontrarse un exceso de ruido sobre el predicho por la expresión para el ruido térmico en la región de las bajas frecuencias.

Cuando se procesan señales de magnitud pequeña con frecuencias muy bajas resulta un problema serio. Más adelante se verán algunas técnicas para reducir sus efectos.

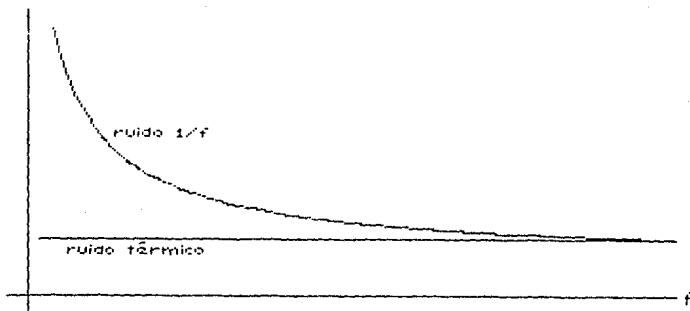


fig. 3.17

### 3.5.4 RUIDO PRODUCIDO POR INTERFERENCIA DE LA LINEA.

Es conocido que la energía eléctrica se suministra a través de una corriente alterna con frecuencia de 60 Hz. Las grandes corrientes que circulan a nuestro alrededor y los altos voltajes en las redes de alimentación generan campos eléctricos y magnéticos de una intensidad apreciable que

inducen voltajes y corrientes en los conductores de todo dispositivo electrónico. En la medida en que muchas veces corrientes que circulan en los aparatos a partir de la línea de 60 Hz no son senoidales, también están presentes señales de interferencia con frecuencias múltiplos de 60 Hz. La distribución espectral de este tipo de ruido es como la siguiente:

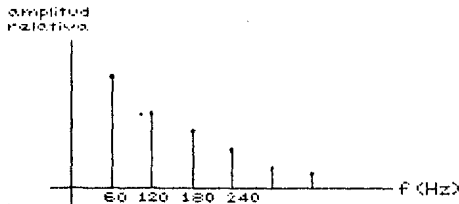


fig. 3.18

### 3.5.5 RUIDO ELECTROMAGNETICO.

Si bien el ruido de la línea es una interferencia de origen electromagnético, cuando se habla de ruido electromagnético se refiere más bien al producido por las transmisiones de radio o TV. La distribución espectral de este tipo de ruido es la siguiente:

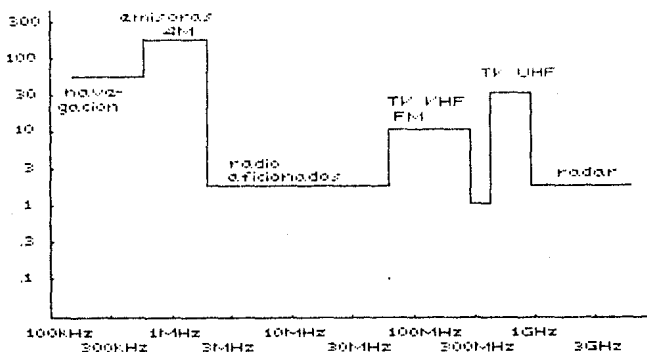


fig. 3.19

Hay otras interferencias de tipo electromagnético distintas a las transmisiones de radio como son chispazos o cambios muy bruscos en la corriente como los que se producen en los conmutadores de los motores eléctricos o al arrancar éstos. Este tipo de interferencia contiene componentes de alta frecuencia llegando arriba de 1 MHz.

Para los tipos de ruido de origen electromagnético una forma de disminuir su influencia es encerrando los dispositivos eléctricos o electrónicos en jaulas de Faraday, es decir, blindándolos al encerrarlos en cajas metálicas que los aislen de los campos eléctricos. Esta es la razón por la que se usan, por ejemplo, en los cables de los micrófonos, cables coaxiales.

3.6 RELACION SEÑAL A RUIDO Y FIGURA DE RUIDO.

Una forma de cuantificar qué tan alterada o qué tan libre se encuentra una señal del ruido es la siguiente: se define la cantidad S/R y se le llama relación señal a ruido como

$$S/R \text{ (dB)} = 10 \log \frac{S_p}{R_p} = 20 \log \frac{S_v}{R_v}$$

donde  $S_p$  es la potencia de la señal y  $R_p$  es la potencia del ruido,  $S_v$  es el voltaje rms de la señal y  $R_v$  el voltaje rms del ruido.

En la señal que se mide vienen mezcladas la información con el ruido. Para medir el ruido en ausencia de señal hay que eliminar de la entrada del sistema electrónico a la variable dinámica que contenga la información de interés y entonces medir en la salida el ruido producido por el propio sistema electrónico. El cociente de los voltajes (o las potencias) de la señal y el ruido indica, si éste es grande, que la señal se ve poco influida por el ruido y si es pequeño, que será difícil recuperar la información plenamente.

Por otro lado una forma de medir qué tan "ruidoso" es un sistema electrónico es medir qué tanto altera la relación señal a ruido. Para cuantificar esto, se define la figura de ruido como

$$NF = (S/R)_s - (S/R)_e$$

donde  $(S/R)_s$  es la relación señal a ruido en la salida del dispositivo y  $(S/R)_e$  es la relación señal a ruido en la entrada medidas en dB.

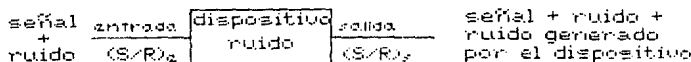


fig. 3.20

Una figura de ruido positiva para un dispositivo determinado significa que se ha agregado ruido a la señal.

Si la figura de ruido es negativa significa que el dispositivo ha mejorado la relación señal a ruido.

Ejemplos:

\* Si un transductor con una resistencia interna de 1 MΩ entrega una señal de 1.5 mV a 300 K y el rango de frecuencias de las señales que produce es el de audio (20 Hz - 20 kHz) la relación señal a ruido puede calcularse como sigue:

El ruido térmico presente (suponiendo que sea éste el único que interviene) se encuentra partir de la relación

$$V_{r.m.s.}^2 = 4kTRB$$

$$S/R \text{ (dB)} = 20 \log \frac{1.5 \times 10^{-3} V}{\sqrt{4kTRB}}$$

sustituyendo se obtiene

$$S/R = 38.32 \text{ dB}$$

\*Un amplificador tiene una figura de ruido de 6 dB. ¿Si la relación señal a ruido en la entrada es de 50 dB ¿cuál será S/R en la salida?

$$6 \text{ dB} = 50 \text{ dB} - (S/R)_s \quad \text{entonces} \quad (S/R)_s = 44 \text{ dB}$$

### 3.7 ALGUNAS TECNICAS PARA REDUCIR EL RUIDO.

#### 3.7.1 FILTRAJE.

Una gran cantidad de señales tienen una distribución espectral que no abarca un intervalo infinito de frecuencias, la información aparece concentrada en un rango limitado, por ejemplo, el oído humano sólo percibe sonidos entre 20 Hz y 20 kHz, es decir, las señales de audio tienen una distribución espectral como la siguiente:

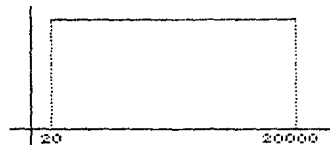


fig. 3.21

Otras señales como por ejemplo, la de un transmisor de radio tienen una distribución espectral como la de la figura.

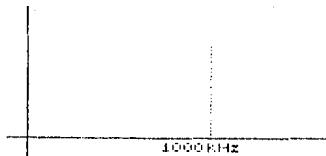


fig. 3.22

En este último caso, si un sistema electrónico que procesara esta señal realizara indiscriminadamente los mismos procesos para todas las frecuencias, por ejemplo, amplificación, a la salida de este sistema se habrían amplificado señales que corresponden por su frecuencia exclusivamente al ruido y por tanto aumentado su influencia en deteriorar la información. Sin embargo, si el sistema en la medida en que la señal que interesa está centrada en una pequeña banda de frecuencias alrededor de 1000 kHz, eliminara del proceso de amplificación a todas las otras frecuencias se obtendría una mejoría notable. Se verá cómo cuantificar esto calculando S/R en el caso en que el sistema electrónico procesara señales de frecuencias comprendidas en un caso entre 0 y 1000 MHz y en otro comprendidas entre 9950 kHz y 1050 kHz. Supóngase que el ruido presente tiene una distribución espectral constante para todas las frecuencias y de magnitud  $.005 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

En el primer caso, el voltaje rms del ruido sería:

$$.005 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}} \times \sqrt{10^6} = 1.6 \times 10^{-4} \text{ V}$$

si la magnitud de la señal es de 2 mV

$$S/R = 20 \log (2 \times 10^{-3} / 1.6 \times 10^{-4}) = 22 \text{ dB}$$

mientras que en el segundo caso si se restringe a un intervalo de 100 kHz el voltaje rms del ruido sería

$$.005 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}} \times \sqrt{10^5} \text{ Hz} = 1.58 \mu\text{V}$$

y para la misma señal de 2 mV

$$S/R = 20 \log (2 \times 10^{-3} / 1.58 \times 10^{-4}) = 62 \text{ dB}$$

De esta manera, en el primer caso, la información queda bastante deteriorada por el ruido mientras que en el segundo es posible recuperar la información bastante fielmente a pesar del ruido.

La técnica de eliminar frecuencias para el proceso de una señal se llama filtraje. Si el sistema electrónico que realiza el filtraje elimina las frecuencias más altas que una frecuencia determinada (frecuencia de corte) se le llama pasabajos; si elimina las frecuencias por debajo de la



frecuencia de corte se llama pasaaltos; si elimina las frecuencias comprendidas fuera de un determinado intervalo de frecuencia (banda) se le llama pasabanda. Su respuesta a la frecuencia puede verse en los siguientes diagramas:

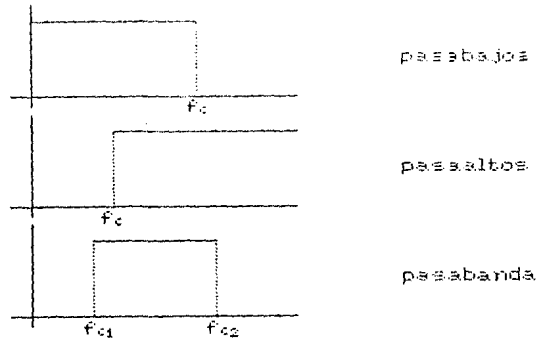


fig. 3.23

Combinando filtros pasaaltos y pasabajos es posible obtener otro tipo de filtros, por ejemplo, de rechazo de banda u otros. En particular el filtro pasabanda puede obtenerse conectando en serie un filtro pasabajos y otro pasaaltos. Obviamente en este tipo de arreglo  $f_{c1} > f_{c2}$ .

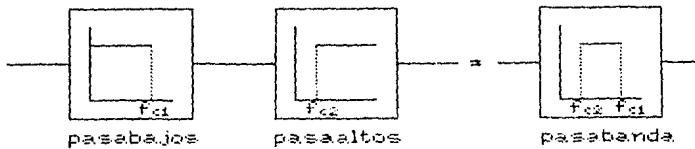


fig. 3.24

Más en general si la distribución espectral de una señal es como ésta

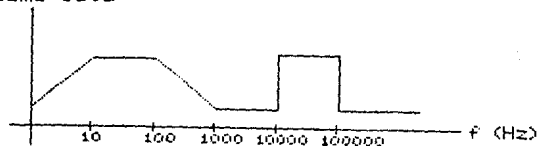


fig. 3.25

y si la distribución espectral del ruido es así:

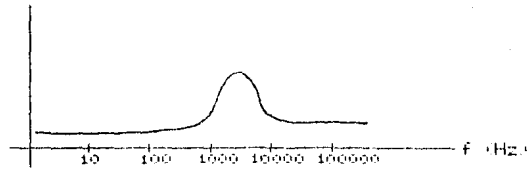


fig. 3.26

utilizando un filtro de rechazo de banda con frecuencias de corte de  $10^3$  y  $10^4$  Hz reduce la influencia del ruido en general pues entre  $10^3$  y  $10^4$  Hz hay un mínimo de información de la señal.

### 3.7.2 MODULACION.

Hay cierto tipo de señales cuya distribución espectral coincide con las regiones de frecuencias en las que el ruido producido por los aparatos de medición es mayor. Por ejemplo, como se menciona más arriba el ruido  $1/f$  es grande para las bajas frecuencias y la distribución espectral de una señal que porte la información sobre el brillo de una estrella variable también está fuertemente cargada hacia la parte baja del espectro. En este caso puede llegar a suceder que la magnitud de la señal sea menor que la del ruido. Esto no significa que sea imposible recuperar la información. Si la distribución espectral de la señal contuviera la información en un región de frecuencias más alta se vería disminuido el efecto del ruido  $1/f$ .

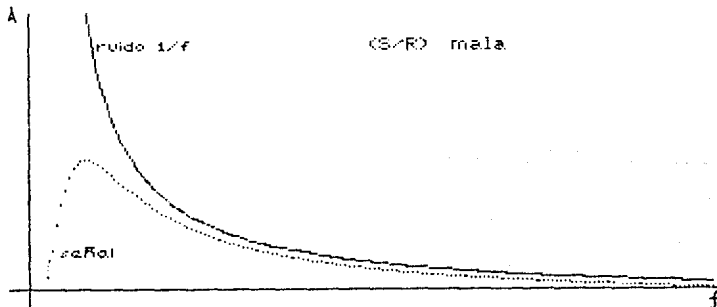


fig. 3.27

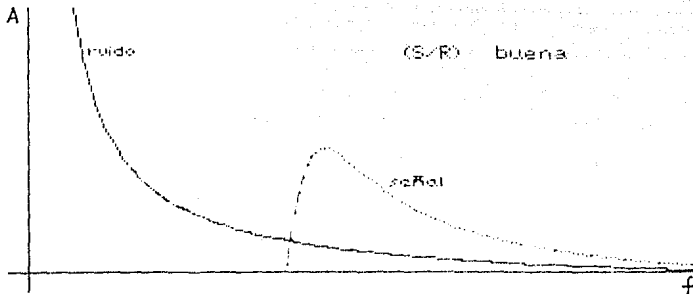


fig. 3.28

Existe una técnica que permite "recorrer" la distribución espectral de una señal a regiones menos ruidosas del espectro. A esta técnica se le llama modulación.

Simplifíquese un poco el problema suponiendo que la distribución espectral de la señal y el ruido es como ésta:

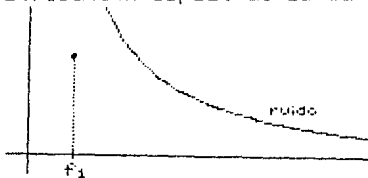


fig. 3.29

Es decir, que la señal es de la forma:

$$s(t) = s_0 \text{ sen}(2\pi f_1 t)$$

Si  $s(t)$  se multiplica por una función del estilo de  $\text{sen } 2\pi f_2 t$

$$s_1(t) = s_0 (\text{sen } 2\pi f_1 t) (\text{sen } 2\pi f_2 t) =$$

$$= \frac{s_0}{2} (\cos 2\pi(f_1 + f_2)t - \cos 2\pi(f_1 - f_2)t)$$

ahora  $s_1(t)$  tiene una distribución espectral como la siguiente:

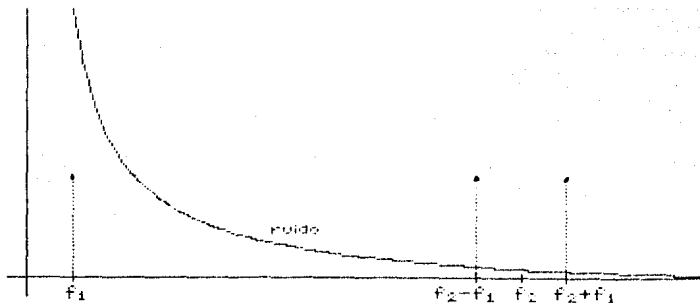


fig. 3.30

Si  $s(t)$  quedaba debajo del nivel de ruido a la frecuencia  $f_1$ , ahora la nueva señal  $s_1(t)$  queda por encima de este nivel y por tanto es recuperable la información.

Para volver a obtener la información, es decir  $s(t)$ , a partir de  $s_1(t)$  basta con multiplicar  $s_1(t)$  por una señal de frecuencia  $f_2$  y filtrar  $s_1(t)$  con un filtro de frecuencia de corte menor que  $f_2$ .

$$s_1(t) \sin 2\pi f_2 t = \frac{S_0}{2} [\sin 2\pi f_2 t \cos 2\pi (f_2 - f_1) t + \sin 2\pi f_2 t \cos 2\pi (f_2 + f_1) t] =$$

$$= \frac{S_0}{2} [ -(\sin 2\pi f_1 t + \sin 2\pi (2f_2 - f_1) t) + \sin 2\pi f_1 t + \sin 2\pi (2f_2 + f_1) t ]$$

Existe una gran diversidad de dispositivos que permiten efectuar esta multiplicación, pueden ser mecánicos o electrónicos, más adelante se verán algunos. Por lo pronto se dará la idea general y algunas definiciones de este método de reducción de ruido.

A la señal  $s(t)$  se le llama señal moduladora, a la señal  $\sin 2\pi f_2 t$ , señal portadora y a  $s_1(t)$  señal modulada.

Existe una amplia gama de formas de modular una señal portadora de la información. La señal moduladora puede afectar distintas características de la señal portadora: su amplitud, su frecuencia, su fase, etc. Las más comunes son modulación de amplitud, modulación de frecuencia, modulación de fase, modulación de ancho de pulso, modulación delta, FSK, etc. muy usadas en radio y TV así como en la comunicación entre sistemas digitales.

Para finalizar, existen muchas otras técnicas de reducción de ruido, algunas de ellas muy sofisticadas que requieren de sistemas electrónicos muy complejos. No se explicarán pues por obvias razones ocuparían demasiado espacio. Como ejemplos de algunas de estas otras técnicas puede mencionarse al sistema de reducción de ruido Dolby, reducción de ruido por correlación, promediación, sincronía, etc.

#### APENDICE. EL DECIBEL.

Es muy frecuente encontrar como unidades de medida de una amplia variedad de cantidades físicas al decibel. Originalmente se definió al Bel como unidad de medida de la intensidad del sonido. El Bel es una medida **relativa**. Se define convencionalmente una intensidad estándar ( $I_0$ ) que para el sonido es de  $1 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ . Se dice que un sonido es de 1 Bel si es 10 veces más intenso que la intensidad estándar. Cada vez que se decuple la intensidad se incrementa en 1 Bel. Esto le da al Bel la propiedad de establecer una escala logarítmica para la intensidad del sonido. Una escala logarítmica es lo más natural pues la respuesta del oído humano al sonido es de tipo logarítmico. El rango de intensidades que puede percibir nuestro oído es extremadamente grande. Pueden percibirse sonidos con una intensidad tan débil como  $10^{-10} \mu\text{W}/\text{cm}^2$  y tan intensos como  $10^2 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ . Las escalas lineales son inapropiadas en este caso.

El decibel ( $1/10\text{B} = 1 \text{dB}$ ) corresponde a un incremento de intensidad por un factor de  $10^{0.1} \approx 1.26$ . Si se tiene un sonido de intensidad  $I$  expresada en  $\text{W}/\text{cm}^2$  su medida en dB está dada por:

$$I \text{ (dB)} = 10 \log \frac{I \text{ (W/cm}^2\text{)}}{I_0 \text{ (W/cm}^2\text{)}}$$

Cuando aparecen dB en referencia a cantidades que representan voltajes, corrientes, etc. es imposible interpretarlos en términos del sonido. El paso de uno a otro se da en términos de la potencia transmitida por la onda sonora a través de una superficie dada. Si multiplicamos la intensidad por el área de la misma superficie para el sonido de intensidad  $I$  y para el sonido de intensidad  $I_0$  el cociente de intensidades se transforma en un cociente de potencias. En los circuitos eléctricos es posible hablar de potencia transferida de una parte a otra del circuito. De esta manera puede medirse la potencia en unidades como los decibeles. Recordando que la potencia en un circuito

eléctrico es proporcional al cuadrado del voltaje o al cuadrado de la corriente, es posible medir también voltajes y corrientes en dB. La definición es la siguiente:

$$\text{potencia (dB)} = 10 \log \frac{P (W)}{P_o (W)} = 10 \log \frac{\alpha V^2 (V)}{\alpha V_o^2 (V)} = 20 \log \frac{V}{V_o}$$

Ahora  $V_o$  es la nueva referencia, ya no será una intensidad sonora sino un voltaje convencionalmente aceptado. Es necesario enfatizar que siempre que algo se mide en dB se está haciendo una medida **relativa**. Por ejemplo si el voltaje de referencia para una medición es de 1 mV y medimos un voltaje de 3.157 V este último expresado en dB será de

$$V (dB) = 20 \log \frac{3.157}{.001} = 20 \log 3157 = 20 (3.499) = 69.985 \text{ dB}$$

**EJERCICIOS Y PRACTICAS.**

1.- Se tiene un termopar cuya función de transferencia es:

$$V (mV) = .05 + \alpha T + \beta T^2$$

con  $\alpha = 1.1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  y  $\beta = .05 \text{ mV}/(^\circ\text{C})^2$ . La temperatura varía de acuerdo con la función

$$T(t) = 35 + 5 \cos t$$

esboce la gráfica de la señal entregada por el termopar como función del tiempo.

2.- A un micrófono que consiste en un par de placas paralelas se aplica un sonido puro de frecuencia 440 Hz y con una intensidad tal que hace que las placas que forman el micrófono se desplacen de su posición de equilibrio .01 mm. El área de las placas es de  $1 \text{ cm}^2$  y su separación de equilibrio es de .1 mm. Si este condensador se conecta en paralelo con una bobina de inductancia  $L = 300 \mu\text{H}$ , encuentre las frecuencias máxima y mínima de resonancia del circuito resonante. Haga un esbozo del voltaje en el circuito resonante suponiendo que de alguna manera éste se mantiene oscilando al mismo tiempo que se hace incidir sonido en el micrófono.

3.- Encuentre la serie de Fourier para las siguientes funciones periódicas:

a) Una función triangular de amplitud  $A$  y periodo  $T$  y que sea 0 cuando  $t = 0$ .

b) Una función diente de sierra de amplitud  $A$  y periodo  $T$ .

4.- Qué amplitud tendrán las componentes de frecuencias comprendidas entre 0 y  $2\pi/5$  para una señal cuya transformada de Fourier es

$$F(\omega) = \frac{2 \operatorname{sen} 5\omega}{\omega}$$

5.- Se define el voltaje cuadrático medio ( $V_{\text{rms}}$ ) como

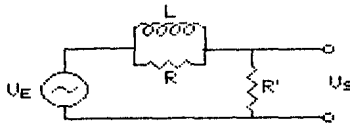
$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V(t)^2 dt}$$

Encuentre  $V_{\text{rms}}$  en términos de los coeficientes de Fourier de una señal periódica de periodo  $T$ .

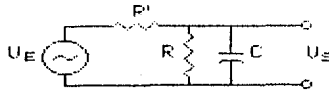
6.- Encuentre  $V_{\text{rms}}$  para una señal a) una señal triangular de amplitud  $A$  b) para una señal cuadrada de amplitud  $A$  c) para una señal senoidal de amplitud  $A$ .

7.- Para una señal triangular ¿cuánto es  $V_{\text{rms}}$  de sus componentes de Fourier a partir del 5º término?

8.- Trazar los diagramas de Bode para un circuito como el que se muestra en la figura:



9.- Lo mismo que el anterior pero ahora para este otro circuito:



10.- Encuentre  $V_{rms}$  del ruido térmico producido por una resistencia de  $500\text{ k}\Omega$  a  $300\text{ K}$  en una banda de ancho  $3\text{ MHz}$ .

11.- ¿Qué lectura dará un multímetro que mida voltajes rms cuyas frecuencias varíen desde  $0$  hasta  $5\text{ kHz}$  al aplicarlo a una resistencia de  $10\text{ M}\Omega$  que se encuentra a  $300\text{ K}$ ?

12.- En un circuito aparece una señal cuadrada indeseable con frecuencia de  $60\text{ Hz}$ . Las frecuencias en las que trabaja este circuito van desde  $1000\text{ Hz}$  hasta frecuencias muy altas (supóngase infinito). Si la señal cuadrada tiene una amplitud de  $10\text{ mV}$  ¿cuál será  $V_{rms}$  de las componentes por arriba de  $1000\text{ Hz}$ ?

13.- Un transductor genera una señal de  $150\text{ mV}$ . Tiene una resistencia interna de  $750\text{ k}\Omega$  ¿cuál es la relación señal a ruido de ese transductor?

14.- Un receptor de microondas tiene una resistencia interna de  $100\text{ k}\Omega$ , ¿de qué magnitud debe ser la señal que reciba para que la relación señal a ruido sea de  $15\text{ dB}$  si la temperatura es de  $300\text{ K}$ ? ¿y si se enfriara a una temperatura de  $15\text{ K}$ ?

15.- Un transistor que se usa en la etapa de entrada de un amplificador de microondas tiene una figura de ruido de  $3.5\text{ dB}$ ; si la relación señal a ruido en la entrada es de  $25\text{ dB}$  ¿cuál será la relación señal a ruido a la salida?

16.- Haga un esbozo de la distribución espectral del ruido generado por una resistencia de  $1\text{ M}\Omega$  a  $400\text{ K}$  conectada en paralelo con un condensador de  $.001\text{ }\mu\text{F}$ .

17.- ¿Cuál es el espectro de una señal senoidal de  $1\text{ MHz}$  modulada en amplitud por una señal también senoidal pero de frecuencia  $1\text{ kHz}$  de acuerdo a la siguiente relación

$$S_m(t) = (1 + \text{sen } 2\pi \times 10^3 t) \text{ sen } 2\pi \times 10^6 t \quad ?$$



## PRACTICA.

Se trata de encontrar la respuesta en frecuencia de una cinta magnética. El material necesario es una grabadora de cassettes a la que pueda regularse el nivel de grabación y un cassette cualquiera (si se puede hacer con varios para compararlos mejor).

Primero hay que encontrar el nivel de saturación de la cinta. Grabe aplicando en la entrada de micrófono de la grabadora señales triangulares con frecuencia de 1 kHz y varíe la amplitud (tenga cuidado de no aplicar señales con una amplitud demasiado grande, unos cuantos mV o decenas de mV son suficientes por lo general). Reproduzca la cinta y observe en un osciloscopio conectado a la bocina o a la salida del audifono cómo se reproduce la señal. Para voltajes pequeños se reproducirá prácticamente sin haber sufrido alteración la forma de onda. A partir de cierto voltaje la forma de onda empezará a distorsionarse. Encuentre para qué voltaje se empieza a distorsionar. Este es el nivel de saturación de la cinta.

A continuación, teniendo mucho cuidado de no cambiar la amplitud de la señal de entrada, grabe en la cinta señales de distintas frecuencias en un rango de los 20 Hz a los 20 kHz. Reproduzca la cinta y mida con qué amplitud se reproducen las señales grabadas.

Haga el diagrama de Bode de transferencia de amplitudes y compárelo con el que proporciona el fabricante en la envoltura del cassette.

Finalmente observe en un osciloscopio la señal que se obtiene al reproducir la cinta virgen, esto es, sin que se haya grabado señal alguna. Este es el ruido propio de la cinta. Midalo con un multímetro. Mida también qué voltaje se obtiene al reproducir la cinta con una señal senoidal grabada de 1 kHz y de amplitud igual a la de saturación de la cinta. Obtenga la relación señal a ruido.

#### 4. COMPONENTES SEMICONDUCTORES.

Durante muchos años los dispositivos electrónicos que eran la base de todo sistema electrónico fueron los bulbos o válvulas de vacío. Basados en estos dispositivos se desarrollaron innumerables aparatos y sistemas electrónicos. Con la aparición del transistor en 1948 la electrónica empezó a cambiar. Los nuevos dispositivos, cuyos principios de funcionamiento se encuentran en las propiedades eléctricas del estado sólido de la materia, y no en las corrientes de electrones en el vacío, como en los bulbos, superaron con mucho las aplicaciones a las válvulas de vacío. La potencia consumida por los nuevos dispositivos resultaba mucho menor y por tanto su eficiencia era mayor, su tamaño se redujo en varios órdenes de magnitud, lo mismo sucedió con el costo y la fiabilidad, en general, las prestaciones de los transistores excedieron en mucho a las de los bulbos; en la actualidad se usan sólo en un pequeño número de aplicaciones en las que todavía mantienen una relativa ventaja sobre los componentes semiconductores.

A la fecha, con el desarrollo de la microelectrónica se han logrado grandes avances tecnológicos los cuales tienen su base en los componentes semiconductores. Este capítulo se propone estudiarlos. Se empezará por establecer algunas de las propiedades más importantes del estado sólido de la materia para que a continuación se vea cómo usar estas propiedades en la construcción de dispositivos de uso electrónico.

##### 4.1 PROPIEDADES ELECTRICAS DEL ESTADO SOLIDO.

En la práctica uno se encuentra con una primera característica eléctrica de los distintos materiales, a saber, su capacidad para conducir corrientes eléctricas. Atendiendo a esta capacidad puede intentarse una primera clasificación de los materiales: los que conducen bien la corriente eléctrica, los que la conducen mal y los que son conductores regulares. En otras palabras, puede llamárseles conductores, aislantes y semiconductores. Sin embargo esta definición es poco precisa, existe una medida de esta capacidad para conducir la corriente eléctrica llamada resistividad, por ejemplo, hay materiales considerados entre los conductores cuya resistividad es del orden de  $10 \Omega \cdot \text{cm}$  y semiconductores con resistividades del mismo orden, por otro lado, hay semiconductores cuya resistividad excede la de ciertos aislantes. Esto muestra que atendiendo exclusivamente a la resistividad de los materiales la clasificación no es muy precisa.

## RESISTIVIDADES DE ALGUNOS MATERIALES

Aluminio	$2.83 \times 10^{-9} \Omega\text{m}$	Germanio	.45 $\Omega\text{m}$
Cobre	$1.69 \times 10^{-9} \Omega\text{m}$	Silicio	640 $\Omega\text{m}$
Plata	$1.47 \times 10^{-9} \Omega\text{m}$	Ambar	$5 \times 10^{14} \Omega\text{m}$
Hierro	$8.85 \times 10^{-9} \Omega\text{m}$	Vidrio	$10^{10} - 10^{14} \Omega\text{m}$
Micromel	$100 \times 10^{-9} \Omega\text{m}$	Cuarzo	$7.5 \times 10^{17} \Omega\text{m}$

Tabla 4.1

Sin embargo existen otras propiedades que distinguen a los materiales, la más importante de estas es el mecanismo de conducción de la corriente eléctrica. La diferencia en los mecanismos de conducción está determinada por la forma en que se enlazan los átomos en los cristales que forman las distintas sustancias. Esencialmente existen tres formas de unirse los átomos para formar una estructura sólida, a saber, el enlace metálico, el enlace covalente y el enlace iónico.

Toda corriente eléctrica en los sólidos se debe, de una u otra forma, al movimiento de los electrones. Los electrones de las capas más internas de los átomos en un cristal están fuertemente ligados a los núcleos como para poder moverse fuera del átomo y producir una corriente. Son los electrones de las capas externas los responsables de la conducción. Sin embargo, aún cuando los electrones externos no estén tan fuertemente ligados a los núcleos existen fuerzas que restringen su movimiento. Estas fuerzas son las que enlazan los átomos en un cristal.

El enlace metálico se distingue cualitativamente del enlace iónico y del covalente. Al formarse un sólido metálico, un electrón perteneciente a un átomo puede pasar libremente a otro átomo pues la última capa electrónica está casi vacía, es decir, muchos estados cuánticos con la misma energía, pero distintos momentos angulares, están desocupados y un nuevo electrón puede ocupar cualquiera de esos estados. Difícilmente sucede que en un mismo átomo se encuentren varios electrones externos provenientes de sus vecinos y aún cuando así sucediese puede darse sin que alteren su energía. Esta situación da a los electrones una gran libertad para moverse en el sólido, al grado que forman un "gas" dentro del sólido y es la interacción de cada ión positivo de los átomos del cristal con este gas lo que le da cohesión al sólido. De esta libertad de movimiento de los electrones es de donde proviene su gran capacidad para conducir la electricidad. Prácticamente todos los electrones externos de cada átomo metálico son portadores de carga que al moverse crean corrientes eléctricas.

Con los sólidos que se forman bajo enlaces covalentes o iónicos la situación es distinta. En estos casos se tienen enlaces saturados, es decir, los electrones externos que

intervienen en el enlace completan capas de electrones en cada átomo, por ejemplo, en el NaCl el Na cede el único electrón de su capa exterior al Cl que completa su capa exterior con él. De esta manera ambos átomos quedan con capas completas. Para que un electrón de algún átomo del sólido pueda moverse a otro, debe incrementar su energía lo suficiente como para ocupar en este otro átomo un orbital de mayor energía, pues todos los niveles con la misma energía están ya ocupados. Estas energías son del orden de varios eV típicamente, por esto se dificulta grandemente el movimiento de los electrones. Si se aplica un campo eléctrico al material éste debe ser muy intenso para lograr comunicar varios eV a los electrones. Esta escasa libertad de los electrones es común a los sólidos iónicos y covalentes pues radica en que en ellos los enlaces son saturados a diferencia de los metales, y de esta manera, resultan tener una pobre capacidad de conducir corrientes eléctricas. Las diferencias en cuanto a resistividad entre los sólidos iónicos y covalentes son esencialmente de grado mientras que con los metales son cualitativas.

Así pues, en los metales no hay distinción, por cuanto a su energía, entre los electrones que forman un enlace de los que se muevan libremente transportando, por ejemplo, una corriente eléctrica. En los semiconductores y aislantes sí la hay. Un electrón que forme un enlace tiene una energía netamente menor que uno libre de moverse. Debido al principio de exclusión no puede haber más de 2 electrones con la misma energía; los electrones de enlace o de valencia distribuyen sus energías en un intervalo casi continuo lo mismo que los libres de moverse o de conducción. Si se grafica la energía que tienen los electrones a lo largo de una dirección en el cristal lo que se tiene son bandas de energía (ver fig. 4.1). El origen de estas bandas está, como ya se mencionó, en cómo se traslapan los orbitales de átomos adyacentes.

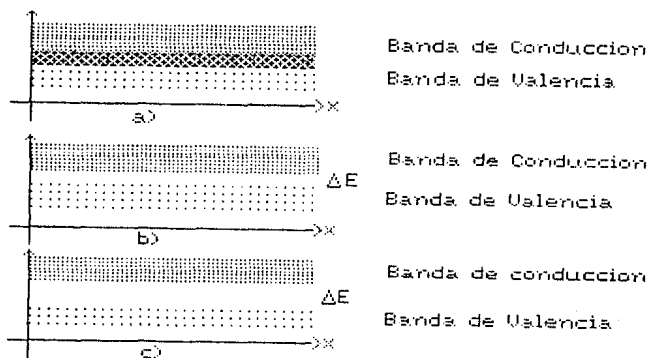


fig. 4.1

E	
0 eV	Metal
1 eV	Semiconductor
6 eV	Aislante

Fig. 4.1

En los semiconductores y aislantes las energías comprendidas entre las bandas de conducción y de valencia están prohibidas por la cuantización de los niveles energéticos. La anchura de esta banda prohibida varía con los distintos materiales.

Para que un electrón pueda moverse libremente, debe incrementar su energía en más que el ancho de la banda prohibida. Esto no quiere decir que no haya electrones libres, sólo que estos son escasos. Por agitación térmica algunos adquieren esta energía o dicho de otra forma pasan a la banda de conducción. Cuando esto sucede aparece un fenómeno que no existe en los metales. Al pasar a la banda de conducción un electrón, abandona el átomo al que estaba ligado y deja un "hueco" que puede ser llenado por un electrón de algún átomo vecino que a su vez dejaría otro "hueco". Resulta que este "hueco" puede moverse libremente por el sólido como si se tratara de una carga positiva y desde varios puntos de vista puede tratarse como si fuera una partícula, puede asociársele una masa inercial, etc. Así se convierte en un "portador" de carga positiva capaz de conducir una corriente eléctrica.

Esta capacidad de conducción a través de electrones y de "huecos" es una característica importante de los materiales semiconductores.

## 4.2 CONDUCTIVIDAD EN LOS SEMICONDUCTORES

### 4.2.1 SEMICONDUCTORES INTRINSECOS.

La capacidad de un material semiconductor para conducir una corriente eléctrica depende del número de portadores de carga libres. Mientras que en un metal prácticamente todos los electrones externos están libres para moverse al aplicarse un campo eléctrico; en un semiconductor para que un electrón pueda moverse libremente debe adquirir una energía suficiente como para "saltar" hasta la banda de conducción. Esta energía mínima que es del orden de varios eV puede adquirirla por varios mecanismos. Una posibilidad es aplicar un campo eléctrico lo suficientemente intenso como para mantenerlo moviéndose en el cristal con una energía del orden de varios eV, estos campos pueden llegar a ser del orden de  $10^6$  V/m, es decir, en un solo

cm. habria una diferencia de potencial de  $10^6$  volts! Por otro lado, debido a la agitación térmica de la red cristalina es posible que algunos electrones adquieran la energía suficiente como para pasar a la banda de conducción y así poderse mover libremente. También es posible que mediante la absorción de un fotón un electron adquiera la energía necesaria para pasar a la banda de conducción.

A temperatura ambiente (300K) una pequeña fracción de los electrones de valencia se encuentran en la banda de conducción. En un material puro, por cada electrón que pase a la banda de conducción se genera un "hueco". Entre más alta sea la temperatura mayor será el número de pares electrón-"hueco" que puedan conducir la corriente. A la cantidad de portadores de carga por unidad de volumen se le llama concentración intrínseca; si los portadores son electrones se le denota por  $n$ , si son "huecos" por  $p$ . Para los materiales puros, en los que los portadores se generan térmicamente es claro que  $n = p$  pues siempre se genera por pares electrón-"hueco". En la tabla 4.2 se enlistan las concentraciones intrínsecas de algunos materiales.

Sustancia	Anchura de la banda prohibida	concentración intrínseca	atomos/cm <sup>3</sup>
Si	1.1 eV	$1.4 \times 10^{10}/\text{cm}^3$	$5 \times 10^{22}$
Ge	0.7 eV	$2.4 \times 10^{13}/\text{cm}^3$	$4.4 \times 10^{22}$
PbS	0.37 eV	$3.0 \times 10^{15}/\text{cm}^3$	
PbSe	0.22 eV	$2.0 \times 10^{17}/\text{cm}^3$	
PbTe	0.27 eV	$6.0 \times 10^{14}/\text{cm}^3$	
InSb	0.18 eV	$2.2 \times 10^{16}/\text{cm}^3$	

Tabla 4.2

Para la conducción eléctrica no solo es importante el número de portadores de carga libres sino también con qué facilidad se mueven. Se define la movilidad de un portador de carga como la razón de la velocidad promedio adquirida al campo eléctrico que la produce, es decir, si un material tiene una movilidad para los electrones de  $1000 \text{ cm}^2/\text{seg}/\text{v}/\text{cm}$  esto significa que si se aplica un campo de  $1 \text{ v}/\text{cm}$  la velocidad promedio de los portadores de carga será de  $1000 \text{ cm}/\text{seg}$ . Para un amplio intervalo de campos eléctricos la movilidad es constante, i.e., no depende del campo eléctrico aplicado. Sin embargo, la movilidad depende de la temperatura. Los electrones no se mueven en un material aumentando su velocidad sino en promedio a velocidad constante debido a choques que los frenan, entre mas alta es la temperatura menor es la movilidad pues aumentan las posibilidades de que se efectúen colisiones. La movilidad depende también de la naturaleza de los portadores, es decir, de si son "huecos" o electrones. En la tabla 4.3 se enlista la movilidad para algunos materiales. Usualmente se

designa a la movilidad con la letra  $\mu$ , si se trata de movilidad de electrones por  $\mu_e$  y si se trata de huecos por  $\mu_p$ .

Semiconductor	movilidad de electrones ( $\text{cm}^2/\text{Vs}$ )		movilidad de huecos ( $\text{cm}^2/\text{Vs}$ )	
	300 K	77 K	300 K	77 K
Ge	3800	37100	1820	43700
Si	1300	45500	500	11600
InAs	33000	820000	460	690
GaAs	8500	21000	420	4200
InSb	78000	1200000	750	10000

Tabla 4.3

Ahora, para calcular la conductividad de los materiales se puede utilizar la expresión para la densidad de corriente:

$$j = ne\langle v \rangle \quad (1)$$

donde  $n$  es el número de portadores de carga con carga  $e$  y  $\langle v \rangle$  es la velocidad promedio de esos portadores.  $\langle v \rangle$  se debe a un campo eléctrico aplicado  $E$ , se puede calcular  $\langle v \rangle$  a partir de la movilidad.

$$\langle v \rangle = \mu E$$

Si hay tanto portadores positivos como negativos

$$j = j_e + j_p \quad j_e = n_e \mu_e E \quad j_p = p_e \mu_p E \quad (2)$$

$$j = e(n_e \mu_e + p_e \mu_p) E = \sigma E \quad \sigma = e(n_e \mu_e + p_e \mu_p) \quad (3)$$

En (3) se reconoce a la ley de Ohm y en  $\sigma$  a la conductividad, de esta manera, de acuerdo con los datos de las tablas 4.2 y 4.3 la conductividad del silicio es a 300 K.

$$\sigma = 1.6 \times 10^{-19} (1300 \times 1.4 \times 10^{10} + 500 \times 1.4 \times 10^{10}) = 4.03 \times 10^{-4} / \Omega \text{cm}$$

Es más útil y más común hablar de la resistividad ( $\rho = 1/\sigma$ .) en lugar de la conductividad. Para el Si, entonces, su resistividad es de  $\rho = 248 \text{ } \Omega \text{cm}$ .

## 4.1.2 SEMICONDUCTORES EXTRINSECOS.

Hasta el momento se ha hablado de materiales puros, de materiales en los que cada electrón que pasa a la banda de conducción deja un "hueco" que resulta ser un portador de carga. Estos semiconductores se conocen como intrínsecos. Al agregar impurezas, los átomos de éstas pasan a formar parte de la estructura cristalina. Se enlazan con los átomos del semiconductor también a través de enlaces covalentes pero si el número de electrones de valencia de la impureza es distinto al de los átomos del cristal los enlaces no serán saturados. Si por ejemplo, en un cristal de Si se introducen átomos de Sb, que tiene 5 electrones de valencia, 4 de ellos formarán el enlace covalente y quedarán fuertemente ligados a los átomos, el 5º electrón queda sólo ligado al átomo de Sb pero mucho más débilmente que los otros 4, puesto que la distribución de los otros electrones que forman el enlace covalente "apantalla" el campo eléctrico que los retiene quedando solo el del ión Sb. Aparece entonces una banda adicional cuyo nivel energético es próximo a la banda de conducción. De esta manera, la energía necesaria para hacer pasar a un electrón a la banda de conducción es mucho menor que la necesaria para arrancar un electrón de los que se encuentran en la banda de valencia

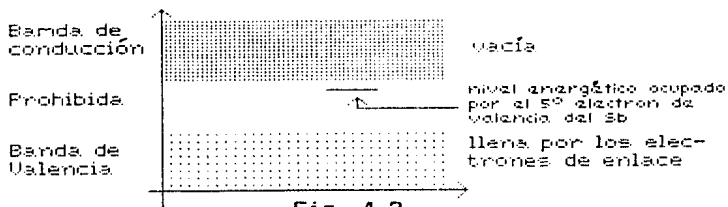


Fig. 4.2

El incluir impurezas en un semiconductor va a alterar drásticamente sus propiedades eléctricas. Como se vió antes solo una pequeñísima parte del total de electrones en un semiconductor (del orden de 1 por cada  $10^{12}$ ) tienen la energía suficiente para conducir una corriente. Al contaminar el semiconductor con impurezas como el Sb (P, As, ...) el quinto electrón muy fácilmente adquiere energía térmicamente como para encontrarse en la banda de conducción. Para un cristal de Si contaminado con Sb se requiere de solo .039 eV para elevar al quinto electrón a la banda de conducción mientras que para ionizar un átomo de Si se requiere de 1.1 eV.

Por otro lado, al agregar impurezas con 3 electrones de valencia, los átomos de éstas que se incluyan en la estructura cristalina formarán enlaces no completos, atrayendo así electrones de otros átomos del cristal y creando, por consiguiente, "huecos" portadores de carga. De nuevo, la energía que un electrón de un átomo de Si debe



adquirir para ionizar negativamente a una impureza como el Boro, con 3 electrones externos, es muy pequeña, de solo .045 eV. Así resulta que se pueden crear portadores de carga positivos, es decir "huecos", con gran facilidad.

Las impurezas que como el Sb ceden electrones, es decir, las del grupo V de la tabla periódica se les conoce como **donadoras**. A las que pertenecen al grupo III y generan "huecos" se les llama **aceptoras**. A los semiconductores contaminados con impurezas donadoras se les llama **cristales tipo n** y a los contaminados con impurezas aceptoras, **cristales tipo p**.

En los cristales que han sido contaminados para alterar sus características eléctricas (llamados cristales extrínsecos) tenemos generación de portadores de carga ya sea por generación de pares electrón-hueco a partir de los electrones de enlace o bien de pares electrón-ión a partir de los electrones sobrantes o faltantes en las impurezas.

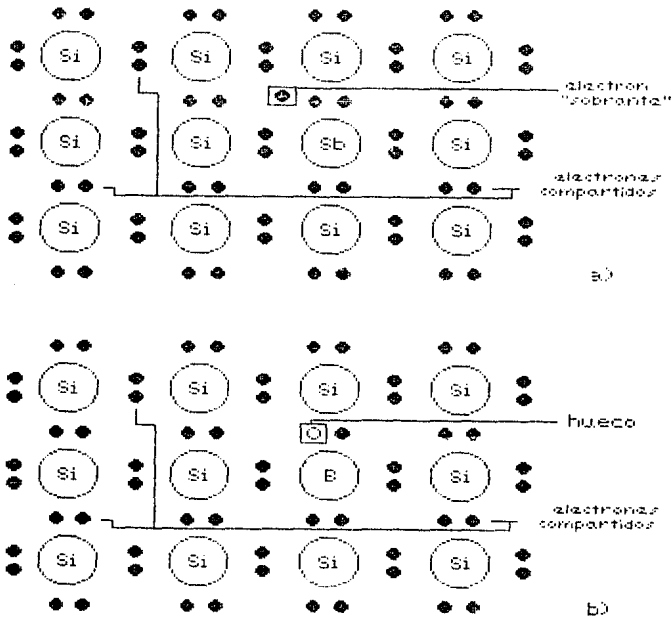


Fig. 4.3

Impureza	Donadora o Aceptora	Energía de ionización	
		Ge	Si (ev)
Boro	Aceptora	.0104	.045
Aluminio	Aceptora	.0102	.057
Galio	Aceptora	.0108	.065
Fósforo	Donadora	.0120	.044
Arsénico	Donadora	.0127	.049
Antimonio	Donadora	.0096	.039

tabla 4.4

Debido a estas energías de ionización tan bajas, a temperatura ambiente prácticamente todos los átomos de impurezas se encuentran ionizados, así, casi por cada uno de estos átomos hay un portador. Como se verá a continuación esto ocasiona cambios drásticos en la conductividad, aún cuando el grado de contaminación sea muy pequeño.

Se dice que hay casi un portador de carga (en la banda de conducción) por cada átomo de impureza ya que una parte de estos se recombina con portadores intrínsecos generados térmicamente. Las impurezas del tipo n no sólo tienen el efecto de aumentar los electrones libres en el cristal sino también disminuyen el número de huecos existentes. En un cristal n los electrones son los **portadores mayoritarios** y los huecos son los **portadores minoritarios**. En un cristal p es al revés. Por otro lado, si a un mismo cristal se le contamina tanto con impurezas donadoras como aceptoras, los huecos y los electrones proporcionados por unas y otras se recombinarán en cierta medida; a saber, la dada por la ley de acción de masas que se deriva de la Teoría del Estado sólido. Esta ley establece que la recombinación se da de tal forma que el producto de la concentración de huecos (p) y electrones (n) sea constante e igual al cuadrado de la concentración intrínseca del cristal ( $n_i$ ), o sea,

$$n_i^2 = pn \quad (4)$$

Esta ley junto con la neutralidad eléctrica del semiconductor permite calcular la cantidad de portadores de carga en los materiales contaminados. La condición de neutralidad eléctrica establece que la densidad total de cargas positivas es la concentración de impurezas donadoras ionizadas ( $n_D$ ) más los huecos y que la densidad de cargas negativas es la concentración de impurezas aceptoras ionizadas ( $n_A$ ) más la concentración de electrones, de esta forma,

$$n_D + p = n_A + n \quad (5)$$

En el caso de un material contaminado exclusivamente con impurezas donadoras ( $n_A = 0$ ) se tiene que-

$$n_D + p = n \quad (6)$$

Los huecos  $p$  son generados térmicamente en su gran mayoría por los átomos de silicio; en el silicio puro hay alrededor de  $1.5 \times 10^{10} / \text{cm}^3$ , es decir, alrededor de 3 por cada  $10^{13}$  átomos de Si. Al contaminar con As, por ejemplo, una parte de estos huecos desaparece por recombinación con los electrones donados por el As, de tal manera que la proporción de huecos es aún menor que 3 por cada  $10^{13}$ . Una ligera contaminación, de 1 átomo de As por cada  $10^9$  de Si, es decir, del .0000001% agrega al cristal electrones con una concentración del orden de  $5 \times 10^{13}$  electrones/cm<sup>3</sup>, es decir, como 35000 veces más electrones que huecos. Esto permite establecer la siguiente relación aproximada:

$$n_D \approx n \quad (7)$$

Análogamente

$$n_A = p \quad \text{si} \quad n_D = 0 \quad (8)$$

Cuando hay tanto impurezas aceptoras como donadoras, para encontrar  $p$  y  $n$  es necesario utilizar las expresiones (4) y (5).

Como se dijo anteriormente, la resistividad de un semiconductor puro y uno contaminado pueden diferir notablemente, por ejemplo, supóngase que a un cristal de Si se le agregan átomos de Boro en una proporción de 1 átomo de B por cada  $10^9$  de Si, es decir, se le contamina con .001 ppm.; por (8)  $n_A = p = 5 \times 10^{13}$  huecos/cm<sup>3</sup>.

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{e(n\mu_n + p\mu_p)} \quad e = 1.6 \times 10^{-19} \\ & \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad p = n_A = 5 \times 10^{13} \text{ h/cm}^3 \\ & \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad n_i^2 = (1.5 \times 10^{10} / \text{cm}^3)^2 \\ & \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad n = \frac{n_i^2}{p} = \frac{(1.5 \times 10^{10} / \text{cm}^3)^2}{5 \times 10^{13} / \text{cm}^3} = \\ & \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad = 4.5 \times 10^6 / \text{cm}^3 \\ & \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \mu_n = 1300 \text{ cm}^2 / \text{seg} / \text{V/cm} \\ & \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \mu_p = 500 \text{ cm}^2 / \text{seg} / \text{V/cm} \\ &= 250 \text{ } \Omega \text{cm} \end{aligned}$$

Recuérdese que a  $T = 300 \text{ K}$  para el Si puro  $\rho = 248000 \text{ } \Omega \text{cm}$ . El resultado de contaminar con una pequeñísima cantidad de B a un cristal de Si es disminuir en 3 órdenes de magnitud su resistividad. Agregando mayor cantidad de impurezas puede disminuirse aún más la resistividad, de esta manera el Si que puro es un conductor bastante pobre, ligeramente contaminado puede convertirse en conductor excelente.

## 4.3 UNIONES DE SEMICONDUCTORES.

## 4.3.1 UNION PN.



Fig. 4.4  
monocristal de silicio  
contaminado con impu-  
rezas aceptadoras (p)  
y donadoras (n).

Considérese un monocristal de Si o de Ge tal que de un lado contiene impurezas aceptoras y del otro impurezas donadoras, es decir, de un lado es un semiconductor de tipo p y del otro tipo n; a un dispositivo como este se le

llama diodo de unión. ¿Qué pasa con los portadores de carga? Se ha dicho que los electrones y los huecos tienden a recombinarse. Lo que sucede no es que todos los portadores en todo cristal se recombinen sino que esto sucede solamente cerca de la unión. Ambas regiones del cristal son eléctricamente neutras. Si un electrón se recombina con un hueco ioniza al átomo de impureza aceptora negativamente, en forma análoga, al combinarse un hueco con un electrón en un átomo de impureza donadora, queda ionizado este último positivamente. De esta manera, en la región p se forman iones negativos en los átomos de impurezas aceptoras y en la región n iones positivos en los átomos donadores. Esta distribución de cargas se establece a partir de la unión en donde es más probable que se encuentren electrones y huecos juntos. Esta situación no se extiende a todo el cristal pues en la unión por el descubrimiento de cargas se produce un campo eléctrico que rechaza los huecos hacia la izquierda y los electrones a la derecha impidiendo recombinaciones subsiguientes. La zona en que existen iones es de alrededor de  $0.5 \mu\text{m}$  y debido al campo eléctrico generado se encuentran desprovistas de portadores de carga. La diferencia de potencial creada por este campo se conoce como potencial de contacto ( $V_0$ ) y tiene un valor de cerca de .7V para cristales de Si y de .2V para los de Ge.

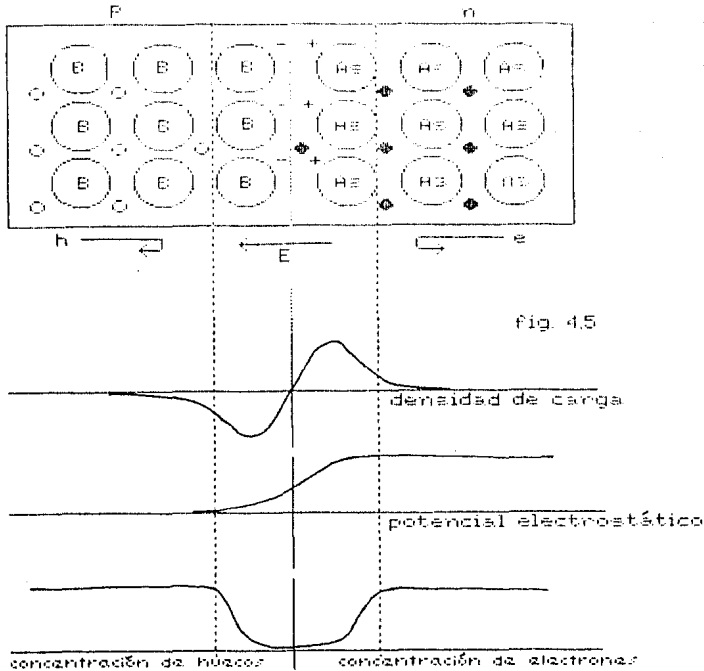


fig. 4.5

Fig. 4.5

A la zona alrededor de la unión desprovista de portadores de carga se le llama **región de carga espacial** o **zona de depleción**. Una unión pn actúa en estas condiciones como un aislante. En realidad el aislamiento no es total. A pesar de que existe una barrera de potencial en la unión que rechaza los huecos hacia el lado p y los electrones hacia el lado n, debido a la distribución estadística de energías de huecos y electrones, algunos tienen energía suficiente para remontar la barrera de potencial de contacto. Esto tendría como efecto hacer que aumentara gradualmente  $V_0$  a no ser por otro fenómeno que tiene efectos contrarios. Si bien en el lado p los portadores mayoritarios son los huecos, esto no quiere decir que no existan electrones libres, lo mismo es cierto para el lado n, ahí también hay huecos aunque de forma minoritaria. Estos portadores minoritarios cuando alcanzan la unión son ayudados por el potencial de contacto para cruzarla.

Por efectos térmicos se producen corrientes en el diodo. A la corriente producida por los huecos y electrones que aleatoriamente han adquirido energía suficiente como para cruzar la unión a pesar del potencial de contacto le

llamaremos corriente de recombinación ( $I_r$ ). A la corriente producida por los huecos y electrones minoritarios que cruzan la unión ayudados por el potencial de contacto le llamaremos corriente de portadores minoritarios ( $I_m$ ). Bajo condiciones de equilibrio es claro que:

$$I_r = I_m \quad (9)$$

pues no puede acumularse carga indefinidamente en algún lado del cristal.

Cuando se aplica un potencial externo que disminuya la altura de la barrera de potencial en la unión (polarización directa), aumenta  $I_r$  pues habrá mayor cantidad de huecos y electrones con energía suficiente para remontar la barrera disminuida. La corriente  $I_m$  no depende de la altura de la barrera, ésta sólo acelera los huecos o electrones pero nada tiene que ver con el número de estos que atraviesan la unión. Los portadores minoritarios se crean por efectos térmicos. Por esta razón  $I_m$  no cambia si se aplica un potencial externo al diodo. Esto hace que ya no exista un equilibrio entre  $I_r$  e  $I_m$ ; su diferencia  $I = I_r - I_m$  será la corriente neta a través de la unión.

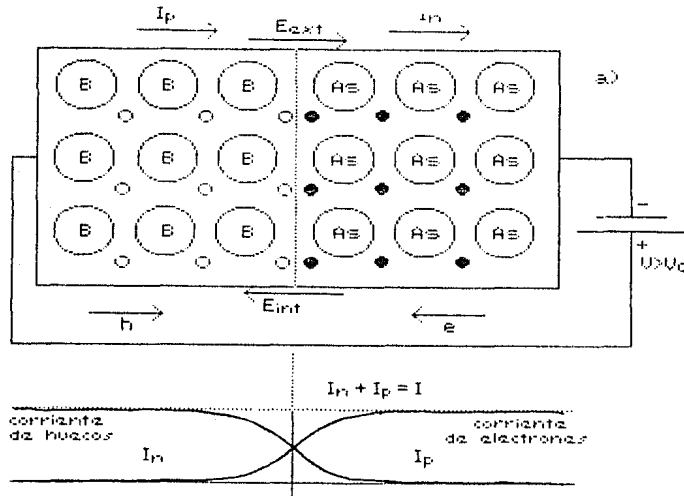


Fig. 4.6

Del lado del material n la corriente se conduce principalmente por electrones y en el lado p por huecos. Sin embargo, cerca de la unión en el lado n hay un buen número de huecos y en el lado p de electrones. Conforme más

Al aplicar un voltaje  $V$

$$I_r = I_{r0} \exp \left( \frac{-V_0 + V}{kT/q} \right) = \quad (12)$$

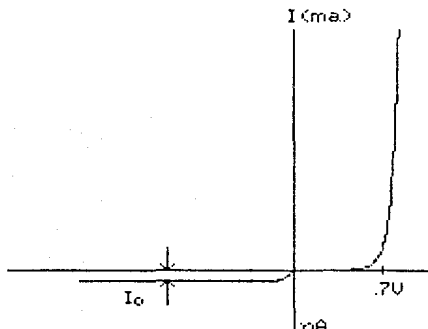
$$= I_{r0} \exp \left( -V_0/kT/q \right) \quad (13)$$

$$= I_0 \exp \left( V/kT/q \right) \quad (14)$$

Como la corriente neta en la unión es  $I = I_r - I_0$

$$I = I_0 \left( \exp \left( V/kT/q \right) - 1 \right) \quad (15)$$

La ventaja de expresar la corriente en el diodo en términos de  $I_0$  es que esta corriente es fácilmente medible. Como se mencionó anteriormente, en polarización inversa, la corriente de recombinación  $I_r$  prácticamente desaparece y domina  $I_0$ , entonces basta aplicar un voltaje negativo a la unión pn y medir la corriente producida para encontrar  $I_0$ . A menudo a  $I_0$  se le llama corriente inversa de saturación y se le denota por  $I_0$ . Para los diodos de Ge típicamente es del orden de  $\mu\text{A}$ , mientras que para el Si es del orden de nA, dependiendo el valor exacto de la construcción física del diodo y, desde luego, de la temperatura.



curva  $I$ - $U$  para un diodo de Si

Fig. 4.8

En la relación (15) se observa que la corriente en polarización directa puede ser mucho más grande que en polarización inversa debido al comportamiento exponencial. Es por esto que el diodo conduce preferentemente en una dirección.

En muchos aspectos, la analogía de la corriente eléctrica con las corrientes de fluidos ayuda a comprender mejor el funcionamiento de los circuitos eléctricos, en este caso, el análogo hidráulico del diodo es una válvula que permite la circulación en una sola dirección.

penetren en el cristal, irán desapareciendo por recombinación con los portadores mayoritarios.

Si ahora se aplica un potencial que refuerce la barrera (polarización inversa), serán menos los huecos y electrones con energía suficiente para remontar la barrera con la consiguiente disminución de  $I_r$ . De nuevo,  $I_a$  no depende de la altura de la barrera sino de la temperatura por lo que  $I_a$  no cambiará. Otra vez se rompe el equilibrio y hay una corriente neta  $I = I_r - I_a$ , ahora dominada por  $I_a$ .

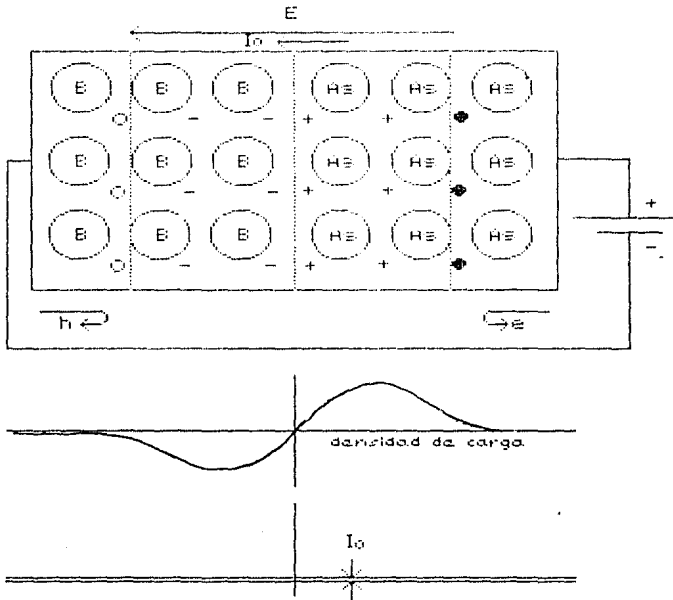


Fig. 4.7

Para encontrar la relación entre el voltaje aplicado a la unión y la corriente neta que la atraviesa se parte de la siguiente relación (que no se demostrará aquí):

$$I_r = I_{r0} \exp(-V_0/kT/q) \quad (10)$$

donde  $V_0$  es la altura de la barrera de potencial,  $k$  es la constante de Boltzmann,  $T$  la temperatura absoluta y  $q$  la carga del electrón.  $I_{r0}$  es el número de portadores que llegan a la unión;  $I_r$  es el número que la atraviesan.

Si  $V=0$  ya se mencionó que  $I_r = I_a$  por lo que

$$I_a = I_{r0} \exp(-V_0/kT/q) \quad (11)$$



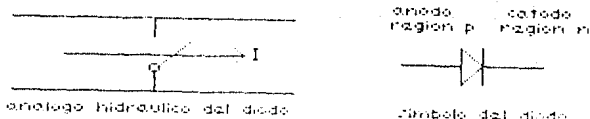


Fig. 4.9

La relación entre voltaje y corriente en el diodo dista mucho de ser lineal y por tanto no es un elemento que siga la ley de Ohm. No puede hablarse de una resistencia asociada al diodo. En la región de polarización inversa cambios grandes en el voltaje producen variaciones pequeñas en la corriente por lo que podría hablarse de una resistencia grande al paso de corriente. En polarización directa sucede lo contrario. Basta cambiar unos pocos mV para obtener cambios grandes en  $I$  por lo que la resistencia en esta situación sería pequeña. A pesar de no podersele asignar una resistencia al diodo en el sentido de la ley de Ohm es posible definir una resistencia dinámica que será distinta para cada valor de  $V$  e  $I$ . Tratando de conservar el sentido intuitivo del concepto de resistencia, usamos la razón de cambio de la corriente respecto del voltaje para definir la resistencia dinámica del diodo ( $r_d$ ) como:

$$\begin{aligned} \frac{1}{r_d} &= \frac{dI}{dV} = \frac{d}{dV} I_0 (\exp(V/kT/q) - 1) = \\ &= \frac{I_0 \exp(V/kT/q)}{kT/q} \end{aligned} \quad (16)$$

Al final de este capítulo, en el ejercicio 3, se hace un cálculo de  $r_d$  para distintos valores del voltaje de polarización  $V$ .

#### 4.3.2 DIODOS ZENER.

Se dijo que al polarizar inversamente la unión p-n no hay circulación de corriente (esencialmente, recuérdese  $I_0$ ). Esto es cierto para voltajes de polarización en un cierto rango. Si el voltaje de polarización excede de un cierto valor, la corriente inversa tiene un incremento súbito muy grande. Este comportamiento se debe a lo siguiente. Para voltajes de polarización inversa grandes, sucede que el campo eléctrico es suficiente como para romper los enlaces covalentes del cristal y crear pares electrón-hueco libres de moverse que son acelerados por ese mismo campo adquiriendo grandes velocidades y al chocar con los átomos

del cristal generan nuevos pares electrón-hueco que a su vez se aceleran y vuelven a chocar generando más pares, produciéndose así una "avalancha" que da origen a una corriente intensa. A este fenómeno se le llama efecto de avalancha. Existe otro fenómeno que da origen a corrientes inversas grandes, el efecto túnel. Clásicamente, la barrera de potencial en la región de carga espacial impide que pasen portadores de carga de una región a otra. Sin embargo, si la región de carga espacial es suficientemente estrecha, por efectos cuánticos, a saber, el efecto túnel, es posible que se establezca una corriente apreciable.

Dependiendo de la construcción física del diodo, principalmente del grado de contaminación, predomina uno u otro efecto. A pesar de que son efectos distintos, usualmente a los diodos que presentan cualquiera de estos efectos se les llama diodos Zener. Al voltaje al que se produce la corriente túnel o avalancha se le llama **voltaje Zener** ( $V_z$ ) y a los diodos que presentan este comportamiento para voltajes relativamente pequeños (2-50 V) **diodos Zener**. Típicamente los voltajes  $V_z$  van desde unos 2V hasta miles de volts.

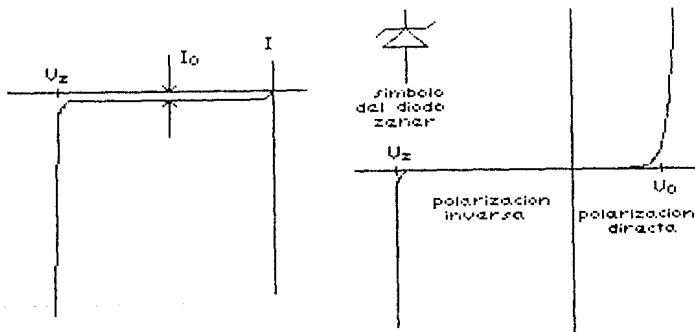


Fig. 4.10

#### 4.3.3 ALGUNAS APLICACIONES DE LOS DIODOS: RECTIFICADORES Y REGULADORES.

Es bien sabido que por razones de eficiencia la transmisión de energía eléctrica se hace usando corriente alterna. Sin embargo una gran cantidad de aparatos requiere para su funcionamiento de corriente directa. Con ayuda de los diodos es fácil convertir la corriente alterna en directa. Como se menciona más arriba, el diodo puede verse como una válvula que sólo permite fluir la corriente en una dirección. De esta forma, mediante un circuito como el siguiente puede obtenerse a partir de una corriente que

invierte su sentido con el tiempo una corriente que siempre fluye en la misma dirección. A este circuito se le llama rectificador de media onda.

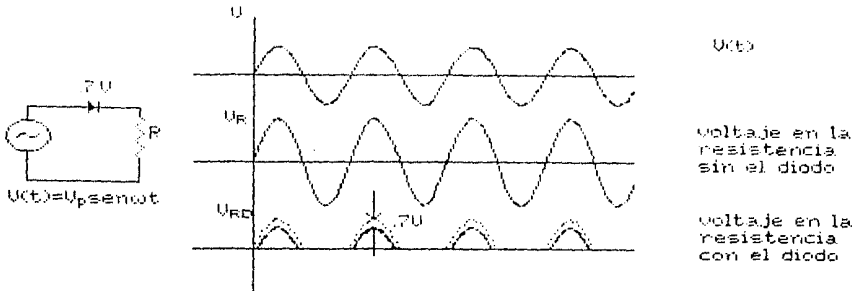


Fig. 4.11

Si bien se ha conseguido que la corriente fluya en una sola dirección, ésta sigue variando en el tiempo. Si se quiere que la corriente sea constante debe buscarse la forma de eliminar o disminuir las variaciones. Durante las partes del ciclo en que el voltaje  $v(t)$  es menor que el voltaje en el condensador, el diodo se polariza inversamente y no deja pasar la corriente, si durante este tiempo pudiera suministrarse corriente a la resistencia, las variaciones serían menos bruscas. Esto puede conseguirse conectando en paralelo con la resistencia un condensador que se cargue durante la parte positiva de  $v(t)$  y en las partes negativas se descargue a través de la resistencia.

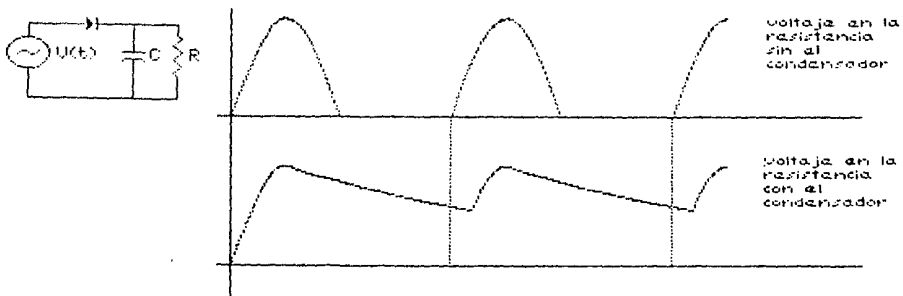
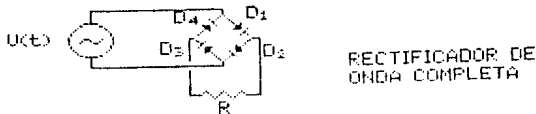


Fig. 4.12

La capacidad del condensador debe ser suficientemente grande como para que el tiempo de descarga  $T = RC$  sea grande comparado con el tiempo en que no fluye corriente por el diodo. Por ejemplo si  $R = 100$  y el periodo de  $v(t)$  es 1/60 seg. entonces si se quiere que el condensador se descargue

**4.3.3 ALGUNAS APLICACIONES DE LOS DIODOS:  
RECTIFICADORES Y REGULADORES.**

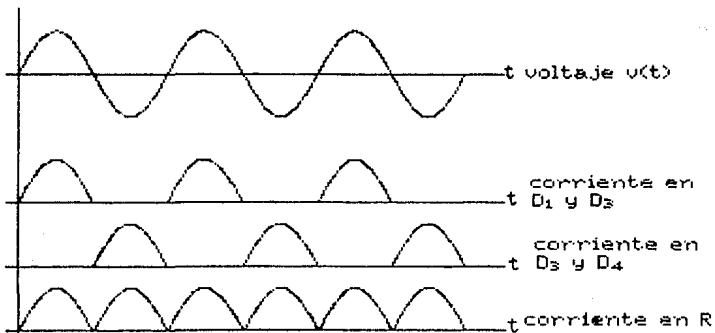
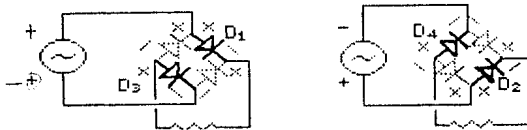
en este tiempo a no menos de  $1/e$  de su voltaje máximo  $RC \geq 1/60$  seg.  $C \geq 1/60 R = 1/6000 = 166 \mu F$ . Entre mayor sea la capacidad del condensador mayor será  $RC$  y por tanto mas lentamente se descargara y menores seran las variaciones del voltaje en la resistencia. Asi se ha conseguido un voltaje que si bien no es constante en el tiempo puede tener variaciones tan pequeñas como se quiera simplemente colocando condensadores con la capacidad apropiada; a este voltaje se le llama **voltaje de rizo**. Esta solución en muchos casos es aceptable pero no es la más eficiente. La energía de la fuente  $v(t)$  solo se aprovecha en una fracción de su periodo, mientras se carga el condensador. Además si se requiere de una fuente de c.d. con variaciones de voltaje pequeñas deben usarse grandes condensadores. Esto se puede mejorar usando un circuito como el siguiente:



RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA

Fig. 4.13

Cuando  $v(t)$  es positivo  $D_1$  y  $D_3$  quedan polarizados directamente y  $D_2$  y  $D_4$  inversamente. La corriente entonces circula de derecha a izquierda (ver Fig.) por la resistencia. Cuando  $v(t)$  es negativo son  $D_2$  y  $D_4$  los diodos que quedan polarizados directamente y  $D_1$  y  $D_3$  inversamente y en este otro caso, también circula la corriente en R de derecha a izquierda.



De nuevo como en el caso de un rectificador de media onda, en el de onda completa la corriente fluye en una sola dirección pero no es constante en el tiempo. Conectando un condensador en paralelo a la resistencia pueden disminuirse las variaciones. Con un rectificador de onda completa el tiempo de descarga RC no tiene por qué ser tan grande como en uno de media onda pues el tiempo que debe proporcionar corriente el condensador y no la fuente se reduce cuando menos a la mitad lo que hace que la capacidad necesaria para tener las mismas variaciones que en un rectificador de media onda sea menor en el de onda completa.

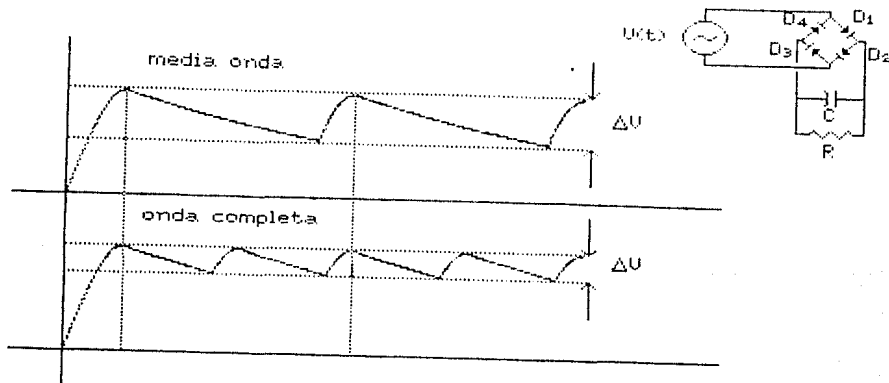


Fig. 4.15

El voltaje en la resistencia puede considerarse como la superposición de 2 voltajes, uno alterno con promedio en el tiempo cero y otro constante, el promedio del voltaje en la resistencia ( $V_{cd}$ ).

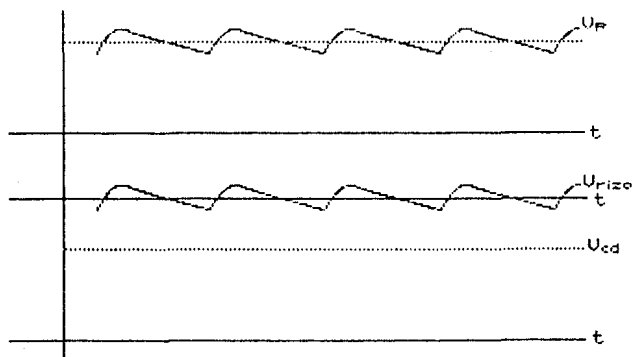


Fig. 4.16

El voltaje de rizo ( $V_{r1-\infty}$ ) tiene una forma de onda compleja, en su parte creciente es una función senoidal y en la decreciente es exponencial. Una cantidad útil en cuanto a la disipación de potencia de un voltaje alterno es su voltaje rms. Para el caso del voltaje de rizo calcular

mediante la definición de voltaje rms ( $V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}$ )

puede resultar muy complicado. Sin embargo, si el voltaje de rizo es pequeño comparado con  $V_{cd}$  la forma de onda compleja puede aproximarse por una onda triangular, mucho más fácil de trabajar.



Fig. 4.17

Cabe preguntarse, dados  $v(t) = V_p \text{ sen} \omega t$ , R y C ¿cuáles serán los voltajes  $V_{cd}$  y  $V_{r1-\infty}$ ? Se utilizará la aproximación de una onda triangular al voltaje de rizo.

El voltaje máximo en el condensador ( $V_m$ ) es claramente  $V_p - 0.7V$  si se utiliza un rectificador de 1/2 onda o  $V_p - 1.4V$  si el rectificador es de onda completa.

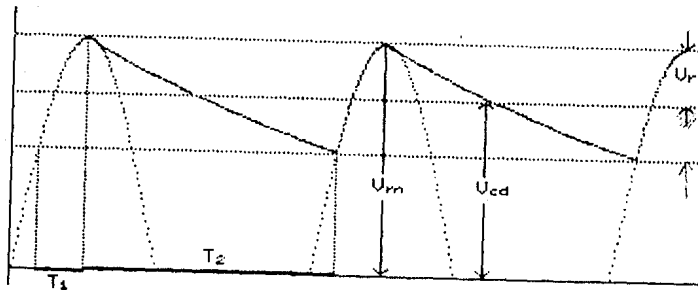


Fig. 4.18

Para calcular  $V_r$ , es sabido que  $V_c = Q/C$ , entonces

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \Delta Q \quad \Delta Q \approx I \Delta T \quad \Delta T \approx T_2 \quad (17)$$

$$V_c = \frac{I}{C} T \quad V_r = V_c/2 \quad V_r = \frac{I}{C} T_2 \quad (18)$$

Si el filtraje es bueno, es decir, el voltaje de rizo es pequeño, el condensador se carga en un tiempo  $T_1$  muy pequeño comparado con el tiempo de descarga  $T_2$ . Claramente  $T_1 + T_2 = T = 1/2$  periodo de la señal senoidal (1 periodo completo para un rectificador de  $1/2$  onda). Así que si  $T_2 \gg T_1 \implies T_2 \approx \frac{1}{2}T = \frac{1}{2f}$ , entonces

$$V_r = \frac{I}{2C} \frac{1}{2f} \quad (19)$$

Si la corriente  $I$  fluye a través de una resistencia  $R$  entonces, si  $I \approx V_{cd}/R$ .

$$V_r = \frac{V_{cd}}{4fRC} \quad \text{rectificador de onda completa} \quad (20)$$

$$V_r = \frac{V_{cd}}{2fRC} \quad \text{rectificador de media onda} \quad (21)$$

por tanto

$$V_{cd} = V_m - V_r = V_m - \frac{V_{cd}}{4fRC} \quad (22)$$

$$V_{cd} = \frac{V_m}{1 + \frac{1}{4fRC}} \quad \text{rectificador onda completa} \quad (23)$$

$$V_{cd} = \frac{V_m}{1 + \frac{1}{2fRC}} \quad \text{rectificador media onda} \quad (24)$$

Una cantidad que da información de qué tan constante es un fuente de voltaje de c.d. es el factor de rizo que se define como :

$$r = \frac{V_{r, rms} \text{ rizo}}{V_{cd}} (\%) \quad (25)$$

Usando la aproximación lineal al voltaje de rizo

$$V_{\text{rms rizo}} = \frac{V_{cd}}{4\sqrt{3}fRC} \quad \text{onda completa} \quad (26)$$

$$V_{\text{rms rizo}} = \frac{V_{cd}}{2\sqrt{3}fRC} \quad \frac{1}{2} \text{ onda} \quad (27)$$

Entonces

$$r = \frac{1}{4\sqrt{3}fRC} \quad (\%) \quad \text{onda completa} \quad (28)$$

$$r = \frac{1}{2\sqrt{3}fRC} \quad (\%) \quad \frac{1}{2} \text{ onda} \quad (29)$$

Entre más pequeño resulte el factor de rizo, las variaciones en el voltaje de salida relativas al voltaje promedio ( $V_{dc}$ ) serán menores. Por ejemplo, dos fuentes, ambas con un voltaje de rizo rms de 1 volt pero con una  $V_{dc}$  de 10 V y la otra de 100 V tienen factores de rizo distintos, en el primer caso es de 10 % y en el segundo de 1 %. Una fuente de voltaje de c.d. ideal tendrá un factor de rizo de 0 %.

De la expresión (22) se obtiene

$$V_{cd} = V_m - \frac{I}{4fC} \quad (30)$$

de esta expresión se observa que  $v_{cd}$  disminuye cuando la corriente que se extrae de la fuente aumenta; si no se extrae corriente de la fuente  $v_{cd} = v_m$ . Una cantidad que da información sobre qué tanto cae el voltaje al extraer cierta corriente es el llamado factor de regulación contra carga que se define como

$$\text{factor de regulación vs carga} = \frac{V_{cd} \text{ (sin carga)} - V_{cd} \text{ (con carga completa)}}{V_{cd} \text{ (sin carga)}} \quad (\%) \quad (31)$$

a una corriente dada.

Por ejemplo, si se dice que una fuente de onda completa de 10 V a 1A tiene una regulación de carga de 10 %

$$V_{cd} \text{ (con carga)} = 10 \text{ V}; \quad \text{regulación de carga} = .1$$

entonces



$$.1 = \frac{V_{cd} (s/c) - 10}{V_{cd} (s/c)} \implies 10 = .9 V_{cd} (s/carga) \implies$$

$$V_{cd} (s/c) = 11.11 \text{ V}$$

es decir, que sin extraer corriente alguna de la fuente esta proporciona 11.11 V. ¿Qué voltaje dará si se extraen 300 mA?

$$V_{cd} = 11.11 - \frac{.3A}{240C}$$

para calcular C

$$10 = 11.11 - \frac{1}{240C} \implies C = \frac{1}{1.11 \times 240} = 3754 \mu F$$

entonces

$$V_{cd} = 10.77 \text{ V}$$

Ejemplo:

Se desea construir una fuente de voltaje de 12 V c.d. usando un rectificador de onda completa que alimente una resistencia de  $25 \Omega$  con un factor de rizo de 2.5% y se alimente a partir del voltaje de la línea (120 V<sub>rms</sub> y 60 Hz) Dé el diseño del circuito.

La fuente de corriente alterna  $v(t) = V_p \sin 2\pi \times 60 t$  se obtiene usando un transformador que baje el voltaje de la línea al voltaje requerido ( $V_p$ ). Para calcular éste recuérdese que

$$V_p = V_m + 1.4 \text{ V}$$

$$V_{cd} = V_m - V_r$$

$$V_{cd} = 12 \text{ V}$$

$$V_r = \frac{V_{cd}}{4fRC}$$

$$f = 60 \text{ Hz} \quad R = 25 \Omega$$

$$r = \frac{1}{4\sqrt{3}fRC} (\%)$$

$$r = 2.5 \%$$

primero se encuentra C a partir de la última ecuación.

$$C = \frac{1}{4\sqrt{3}fR_r} = 3849 \mu\text{F}$$

A continuación se calcula  $v_r$ ,  $v_m$  y  $v_p$ .

$$v_r = .260 \text{ V}$$

$$v_m = 12.26 \text{ V}$$

$$v_p = 13.66 \text{ V}$$

es decir, el transformador debe darnos un voltaje pico en el secundario de 13.66 V. Usualmente los transformadores se especifican por los voltajes rms que se aplican al primario y al secundario, en este caso en el primario hay 120 V rms y en el secundario 13.66 V/ $\sqrt{2}$ , o sea, 9.66 V rms. Con estos resultados quedan especificados todos los componentes del circuito.



Fig. 4.19

Con lo visto hasta aquí la única forma de reducir el factor de rizo es aumentar la capacidad del condensador que filtra las variaciones del voltaje. Utilizando las propiedades de los diodos Zener en la región de ruptura puede mejorarse notablemente el factor de rizo.

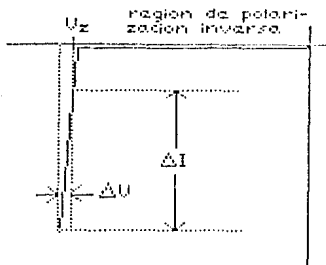


Fig. 4.20

La curva de I-V del diodo en la región de polarización inversa cerca del voltaje Zener parece vertical. Sin embargo, no lo es. Su pendiente es muy grande pero no infinita, es decir, que grandes cambios en la corriente en el diodo apenas cambian el voltaje en sus extremos. O sea que casi independientemente de la corriente en el diodo Zener el voltaje en él se mantiene constante.

De esta forma, si a la salida de una fuente como la que se acaba de ver, se conecta un diodo Zener se puede obtener un voltaje mucho menos variable, con menos rizo. Aparte del diodo es necesario colocar una resistencia que limite la corriente en el diodo pues estos se fabrican para disipar

potencias limitadas. Por ejemplo un diodo Zener de 9 V 1 W no admite corrientes mayores de  $1 \text{ W} / 9 \text{ V} = 111 \text{ mA}$  (recuérdese que  $P = VI$ ).

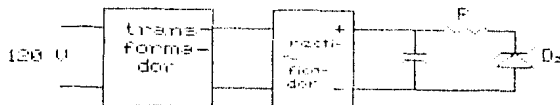
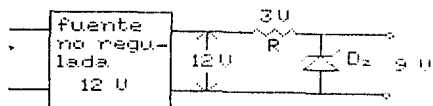


Fig. 4.21

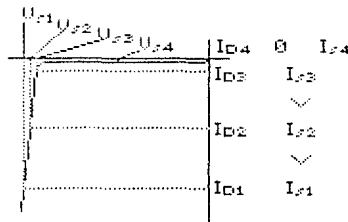
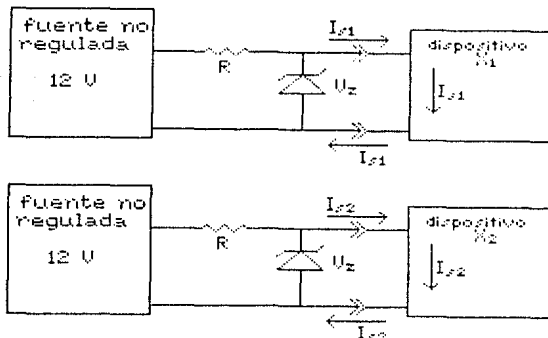
Si se desea una fuente regulada con un diodo Zener que tenga una salida de 9 V y el diodo disipa como máximo 1 W y se usa una fuente no regulada de 12 V la resistencia R debe ser tal que a lo más por ella circulen 111 mA. La diferencia de potencial en R es de 3V. Entonces



$$R = \frac{3V}{111mA} = 27 \Omega$$

Fig. 4.22

Esta resistencia R limita también la máxima corriente que puede obtenerse de la fuente manteniendo el voltaje de salida en 9 V. En efecto, si se intenta extraer de la fuente más de 111 mA la corriente por el diodo se hace muy pequeña, casi cero, y al moverse sobre la curva lejos del voltaje de ruptura  $V_z$  se pierde así la acción reguladora del diodo.



#### 4.4 EL TRANSISTOR BIPOLAR.

Los transistores son los dispositivos semiconductores con mayor cantidad de aplicaciones. Son ellos los elementos

fundamentales de prácticamente todos los sistemas y circuitos electrónicos actuales. De ahí la importancia de conocer sus principios de funcionamiento y sus principales aplicaciones. En este apartado es lo que se trata de mostrar.

Un transistor bipolar consiste en un emparedado de material semiconductor tipo p entre dos de tipo n, o bien, en un material de tipo n entre dos de tipo p. En el primer caso se le llama transistor npn y en el segundo pnp. Para construirlo físicamente hay que producir un monocristal de Si o Ge con regiones p y n alternadas haciendo delgada la región de en medio; mas adelante se verá qué tan delgada debe ser.

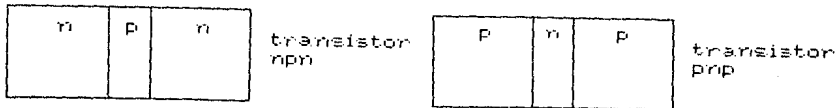


Fig. 4.24

Se analizará el funcionamiento de un transistor pnp; para el npn el análisis es completamente análogo. Si se conectan conductores metálicos a cada una de las tres regiones se podrá aplicar potenciales y hacer circular corrientes por ellas. Los nombres de las terminales son los que aparecen en la figura.

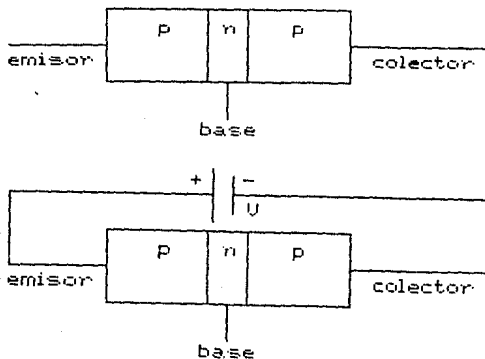
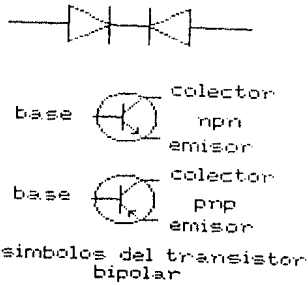


Fig. 4.25

Al aplicar una diferencia de potencial entre emisor y colector no hay circulación de corriente pues se tienen un par de uniones pn polarizadas, una directamente, y la otra inversamente. Puede verse al transistor como un par de diodos encontrados de tal forma que entre sus extremos no puede circular nunca la corriente, a menos de que algo ocurra en la base.



Si se polariza directamente la unión base-emisor puede hacerse circular una corriente a través de ésta. Esta corriente consiste en huecos que se mueven en la región t hacia la unión base-emisor y en electrones que se mueven en la región n también hacia la unión. En una zona alrededor de ésta se da la recombinación de ambos, los huecos penetran en la base, se difunden y eventualmente se recombinan con los electrones de la misma, lo mismo sucede con los electrones de dicha región que atraviesan la unión y conforme penetran en el emisor se van recombinando con los huecos.

Fig. 4.26

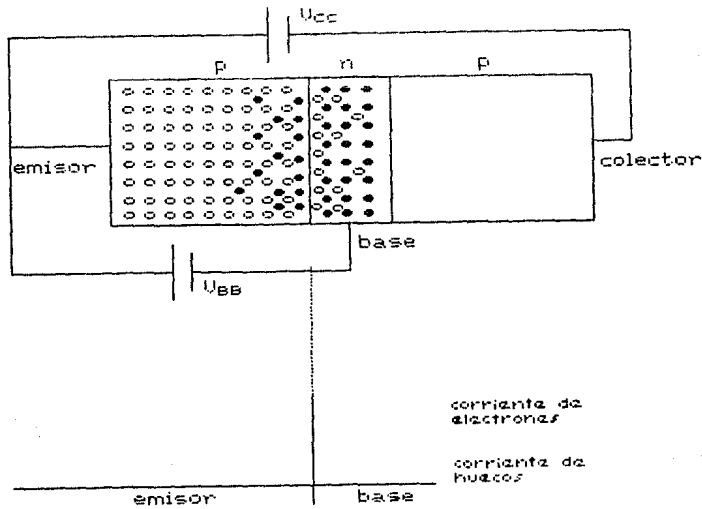


Fig. 4.27

Como la unión base-colector queda inversamente polarizada los electrones de la base no pueden moverse hacia el colector ni los huecos del colector pueden hacerlo hacia la base pues el campo eléctrico en la zona de carga espacial se los impide, sin embargo, los huecos en la base, que son portadores minoritarios en ella, sí pueden atravesar la unión, el campo eléctrico en la región de carga espacial reforzado por  $V_{cc}$  los jala hacia el colector. De esta forma los huecos que puedan existir en la base por difusión al

circulan una corriente por la unión base-emisor fácilmente alcanzan el colector y de esta manera hay circulación de corriente en la malla emisor-colector. Aquí es donde es importante que la base sea delgada. Debe ser más delgada que la longitud de difusión de los huecos en el material n de la base para que así muchos huecos lleguen a la unión base-colector sin recombinarse y pasen al colector. Otra característica importante de la construcción física del transistor para lograr que muchos huecos alcancen el colector es que sean pocos los electrones en la base que puedan recombinarse con los huecos, esto se consigue contaminando el emisor más fuertemente que la base.

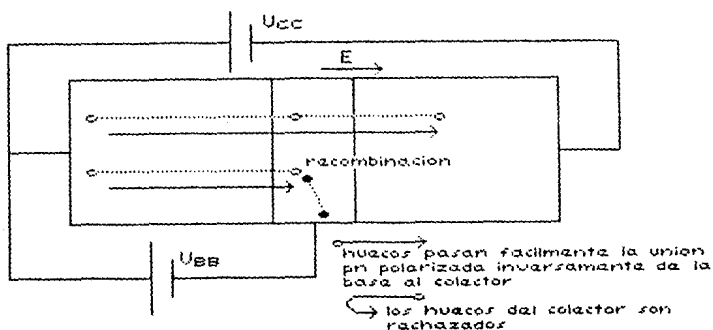


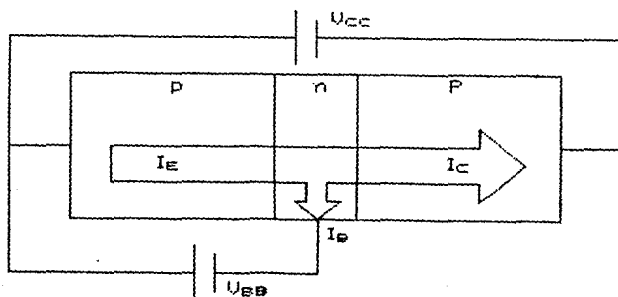
Fig. 4.28

Nótese que la corriente de huecos emisor-colector es independiente del voltaje  $V_{CB}$ ; depende del ancho de la base y de la longitud de difusión de los huecos en el material n de la misma. Si  $\alpha \in (0,1)$  representa la fracción del total de huecos que parten del emisor y que logran llegar al colector la corriente en la base es claramente  $1 - \alpha$  veces la corriente del emisor, es decir,

$$I_c = \alpha I_E$$

$$I_B = (1 - \alpha) I_E$$

$$I_c + I_B = I_E$$



Las ecuaciones anteriores establecen que puede controlarse una corriente grande con otra pequeña, la corriente  $I_B$  determina el potencial en la unión base-emisor y por tanto qué tantos huecos son atraídos a la base. El número  $\alpha$ , determina la corriente  $I_C$ . De esta forma el efecto neto del transistor es amplificar la corriente  $I_B$ . La razón  $I_C / I_B = \beta$  es la ganancia de corriente del transistor. En términos de  $\alpha$

$$\frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha I_E}{(1 - \alpha) I_E} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta \quad (33)$$

tipicamente  $\alpha \in (0.99, 0.995)$  de tal manera que  $\beta \in (100, 500)$

#### 4.4.1 CURVAS CARACTERISTICAS DEL TRANSISTOR BIPOLAR.

Cuando  $V_{CE} = 0$  obviamente  $I_C = 0$ ; basta que  $V_{CE}$  sea un poco mayor que cero para que el transistor funcione como se ha descrito, además como  $I_C$  no depende del voltaje entre colector y emisor y depende solamente de  $I_B$ , de esta manera, al hacer una gráfica de  $I_C$  contra  $V_{CE}$  para una  $I_B$  dada se tendrá algo como lo siguiente:

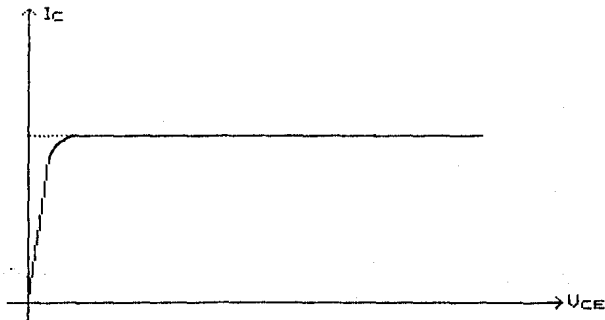


Fig. 4.30

Si en la misma gráfica se dibuja las curvas que corresponden a distintas corrientes de base se tiene una gráfica como esta:

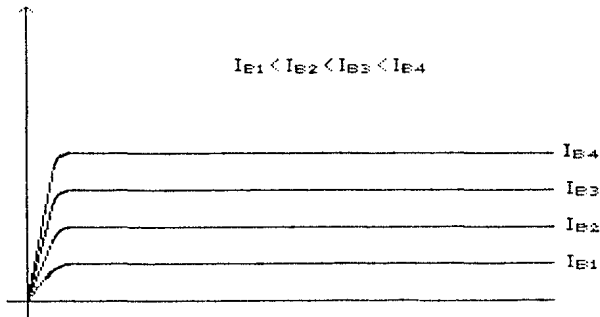


Fig. 4.31

De la relación (33)  $I_c = \beta I_B$  por tanto la gráfica de  $I_c$  contra  $I_B$  es una recta de pendiente  $\beta$  y en principio es independiente de  $V_{CE}$  e  $I_c$ .

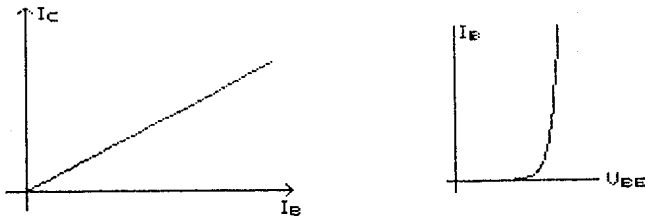


Fig. 4.32

Por otro lado, la relación que hay entre  $V_{CE}$  e  $I_B$  es la que hay entre el voltaje y la corriente en una unión pn, o sea, una relación de tipo exponencial.

Del modelo con que se explicó el funcionamiento del transistor se desprenden las gráficas que acaban de mencionarse. Este es un modelo simplificado de lo que ocurre en la realidad. En la práctica  $I_c$  depende no sólo de  $I_B$  sino también de  $V_{CE}$  y otras cantidades;  $I_c$  no es función lineal de  $I_B$ , etc. Típicamente las curvas características son como las siguientes:



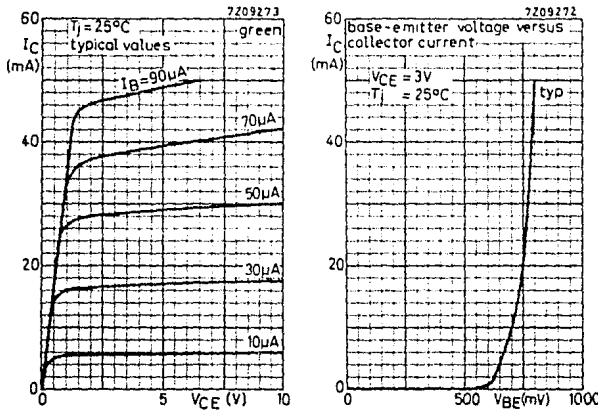
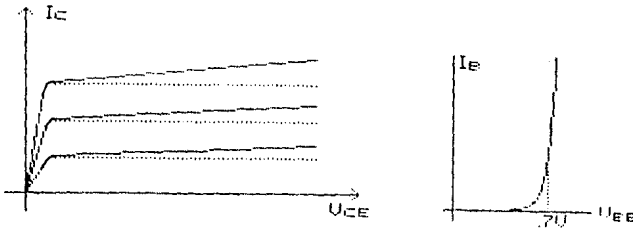


Fig. 4.33

4.4.2 EL TRANSISTOR BIPOLAR COMO AMPLIFICADOR.

Como se dijo, el transistor bipolar es en si mismo un amplificador de corriente. Usando este hecho, puede construirse un amplificador de voltaje incluyendo una resistencia en el circuito del colector. Considérese el circuito de la figura 4.34.

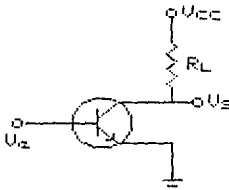


Fig. 4.34

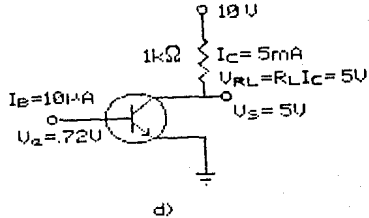
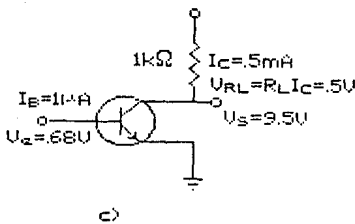
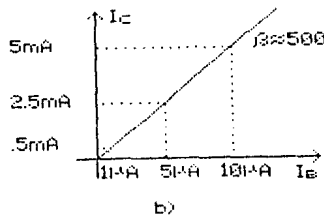
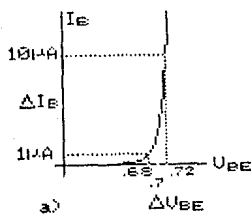
Debido a que la relación que hay entre  $V_{BE}$  e  $I_B$  es de tipo exponencial, cerca del potencial de contacto la corriente  $I_B$

Si  $V_e = 0$  no hay circulación de corriente en la malla que contiene a  $R_L$ , al colector y al emisor.  $V_e$  debe ser un voltaje cercano al potencial de contacto de la unión base-emisor para que fluya la corriente de base y la de colector.

Debido a que la relación que hay entre  $V_{BE}$  e  $I_B$  es de tipo exponencial, cerca del potencial de contacto la corriente  $I_B$

crece muy rápidamente con pequeñas variaciones de  $V_{BE}$ ; así, se pueden obtener cambios mucho mayores de  $I_c$ , los cuales al pasar por  $R_L$ , producen variaciones de voltaje grandes. Considérese el ejemplo siguiente:

Al aplicar un voltaje  $V_e = .68$  V, se tiene una corriente de base de  $1 \mu\text{A}$ ; ésta produce una corriente en el colector de  $.5$  mA que al pasar por la resistencia de  $1 \text{ k}\Omega$  hace que caiga el potencial en la resistencia  $.5$  V. Por tanto el voltaje  $V_s$  es de  $9.5$  V. Si ahora se aplican  $.72$  V en la base del transistor, habrá en ella una corriente de  $10 \mu\text{A}$ , en el colector  $5$  mA y  $V_s = 5$  V. Una variación del voltaje de entrada  $V_e$  de  $40$  mV provoca una variación en el voltaje de salida de  $4.5$  V.



$$\Delta U_e = .04 \text{ V} \Rightarrow \Delta U_s = -4.5 \text{ V}$$

$$G_V = \frac{\Delta U_s}{\Delta U_e} = -112.5$$

Fig. 4.35

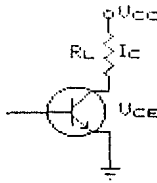
El cociente entre  $\Delta V_s$  y  $\Delta V_e$ , que en este ejemplo resulta ser de  $112.5$ , es conocido como ganancia de voltaje del amplificador. Usualmente las curvas características de un transistor que se encuentran en los manuales son las

#### 4. COMPONENTES SEMICONDUCTORES.

ESTA TAREA DEBE  
SALIR  
ITGA

características de la base, o sea,  $I_B$  vs.  $V_{BE}$  y las de colector, o sea,  $I_C$  vs.  $V_{CE}$ . Con estas dos familias de curvas puede conocerse completamente y de manera sencilla el funcionamiento de un circuito como el anterior. Para ello se introducirá un concepto muy útil, la recta de carga.

Recorriendo la malla del colector se tiene la siguiente ecuación:



$$V_{cc} = R_L I_C + V_{CE} \quad (34)$$

$$V_{CE} = -\frac{1}{R_L} V_{CE} + \frac{V_{cc}}{R_L} \quad (35)$$

Fig. 4.36

En un diagrama de  $I_C$  vs.  $V_{CE}$  la relación (34) representa una recta de pendiente  $-1/R_L$  y ordenada al origen  $V_{cc}/R_L$ . Nótese que la abscisa al origen corresponde a  $V_{cc}$ . Sobre esta recta se encuentran todos los posibles valores que pueden tomar  $I_C$  y  $V_{CE}$  dada una resistencia de carga  $R_L$  si se gráfica esta recta sobre las curvas características, se sabrá qué corriente  $I_C$  y qué  $V_{CE}$  corresponden a cada  $I_B$ .

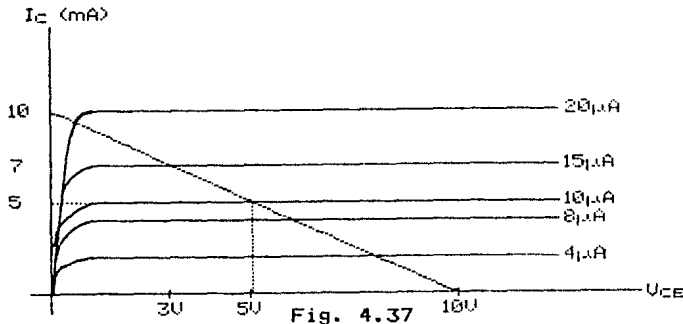


Fig. 4.37

Por ejemplo, la curva correspondiente a  $10 \mu A$  se interseca con la recta de carga en el punto  $(5V, 5mA)$ , es decir, que la corriente de colector para  $10 \mu A$  es de  $5 mA$  y  $V_{CE}$  de  $5 V$ . Si ahora se cambia  $I_B$  a  $15 \mu A$  entonces  $V_{CE} = 3V$  e  $I_C = 7 mA$ . Un cambio  $\Delta I_B = 5 \mu A$  produjo un cambio  $V_{CE} = -2 V$  ¿Qué cambio en  $V_{CE}$  puede producir un cambio en  $I_B$  de  $5 \mu A$ ? Para responder a esto es necesario usar la otra curva característica, la de la base.

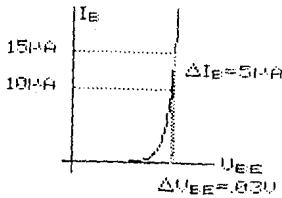


Fig. 4.38

La ganancia de voltaje resulta entonces

$$G_V = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta V_{BE}} = \frac{-2V}{.03V} = -66.6$$

Supóngase que se quiere utilizar un circuito como el que se ha analizado hasta aquí para amplificar una señal alterna de amplitud muy pequeña, de unos 50 mV. Si se aplica directamente la señal a la base del transistor no ocurrirá nada pues la amplitud de la señal no llega al potencial de contacto de la unión base-emisor (≈.7V). Para poder amplificarla es necesario sumar a la señal un voltaje de tal manera que al cambiar la señal cambie el voltaje  $V_{BE}$ . Una forma de conseguir esto es con un circuito como el siguiente:

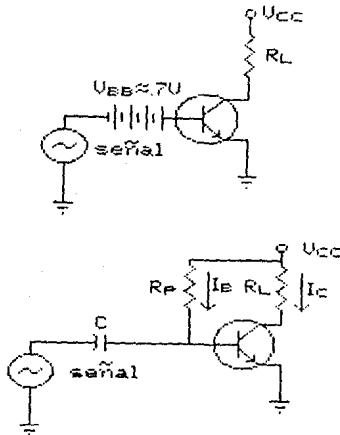


Fig. 4.39

Sin embargo, este circuito requiere de dos fuentes de alimentación. Si se quiere usar una sola podría utilizarse un circuito como el de abajo.

En este otro circuito habría que escoger  $R_P$  de tal forma que proporcione una corriente de base  $I_B$  adecuada. Esta se puede calcular fácilmente pues

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_P} \quad (36)$$

¿Qué quiere decir una corriente de base adecuada? Se dijo que sobre la recta de carga quedan los valores de  $V_{CE}$  e  $I_C$  que puede tomar el transistor para  $R_L$  dada. Lo más conveniente es que en ausencia de señal,  $V_{CE}$  e  $I_C$  queden al centro de la recta de carga. Al punto de la recta de carga en ausencia de señal se le llama punto de operación y lo se denotará por  $Q$ . Para que cuando la señal cambie  $V_{BE}$  las variaciones de  $V_{CE}$  sean simétricas. Supóngase que el punto

de operación  $Q$  queda a la derecha del centro de la recta de carga. si  $I_B = 10 \mu A$  entonces  $V_{CE}$  variará desde 7.5 V hasta 3 V cuando  $I_C$  pase de 5  $\mu A$  a 15  $\mu A$ . Pero si se quiere ahora disminuir  $I_B$  en igual cantidad se observa que se deja de polarizar la base directamente y se sale de la region de comportamiento activo del transistor y por tanto el voltaje  $V_{CE}$  muy poco tendra que ver con la señal que esté amplificando el transistor. Y lo mismo sucede si  $Q$  está muy a la izquierda. De esta manera, debe seleccionarse el punto  $Q$  para aprovechar al máximo las posibles variaciones de  $V_{CE}$ .

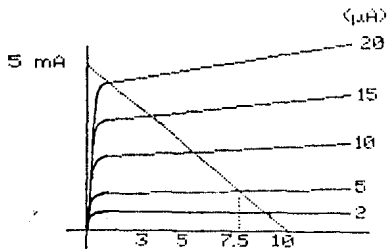


Fig. 4.40

Hay otros criterios para seleccionar  $Q$  que no se basan en la simetria, ni en las variaciones del voltaje  $V_{CE}$ . Si el espaciamento entre las curvas de colector no es uniforme esto quiere decir que la relación entre  $I_C$  e  $I_B$  no es lineal; y por tanto al amplificar, el transistor distorsionará la forma de onda de las señales. Puede escogerse  $Q$  de tal manera que quede en la region mas lineal del transistor.

Volviendo al amplificador que se desea construir debe encontrarse qué corriente  $I_B$  coloca a  $Q$  en el centro de la recta de carga. De las características de colector y la recta de carga de la figura 4.41 b) se observa que  $I_B = 15 \mu A$  coloca a  $Q$  en el centro. De las características de base (figura 4.41 a)) se observa que  $V_{BE} = .75 V$  produce una  $I_B = 15 \mu A$ . Esto da ya el valor de  $R_p$ .

$$R_p = \frac{10V - .75V}{15 \mu A} = 616 \ 666 \ \Omega$$

¿Qué ganancia tendrá el amplificador?

Regresando de nuevo a las características de base y colector:

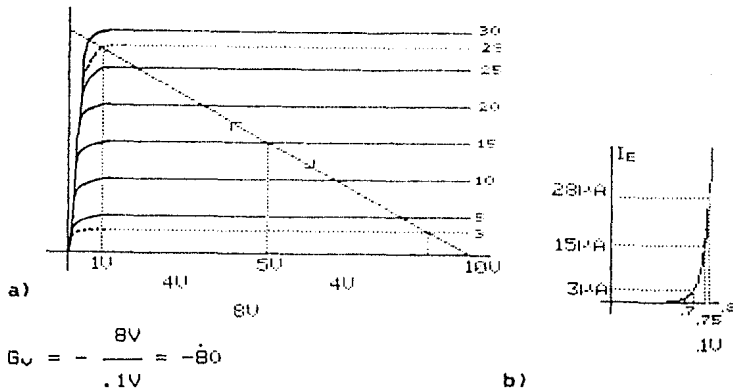
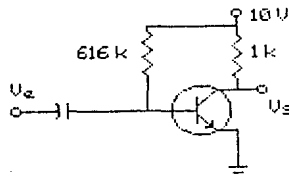


Fig. 4.41

A la salida del amplificador se tendrá una réplica amplificada de la señal de entrada pero cambiada de signo. A esta configuración del transistor en el circuito se le llama amplificador de emisor común pues el emisor es común a los circuitos de entrada y de salida.



igual forma y frecuencia  
distinta amplitud  
salida invertida.

Fig. 4.42

Existen muchas otras configuraciones de circuitos en los que intervienen uno o varios transistores. Cada una tiene distintas características y aplicaciones. No es de interés en estas notas hacer una amplia descripción de estos circuitos sino solamente mostrar cómo puede ser usado un transistor para efectuar el proceso de amplificación sobre una señal.

## 4.5 EL TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO.

Un transistor de efecto de campo (FET por sus siglas en inglés) se puede entender como una barra de material semiconductor de tipo p o n a cuyos lados se ha formado dos regiones de material n o p según sea el caso.

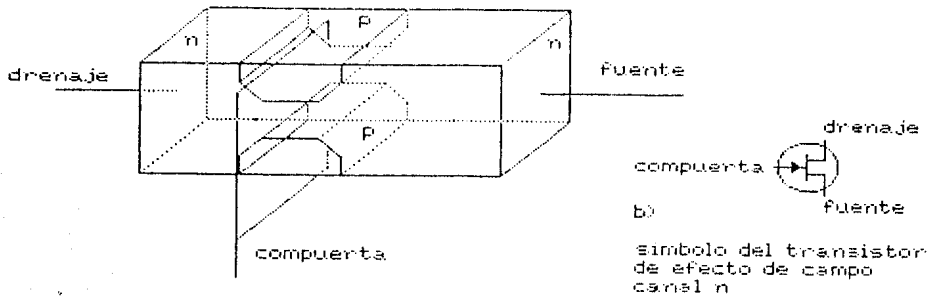


Fig. 4.43

Estas regiones se forman de tal manera que resulte un canal "estrecho" de material n. A cada uno de los extremos de la barra se conecta una terminal y otra terminal a las regiones de polaridad opuesta. Los nombres que reciben las terminales son los que se indican en la figura. Usualmente la compuerta se encuentra más cerca del drenaje que de la fuente.

En la unión pn que se forman aparece una región de carga espacial, desprovista de portadores de carga, así resulta que el canal, en el que hay portadores de carga libres, es más angosto que el ancho del canal del material n.

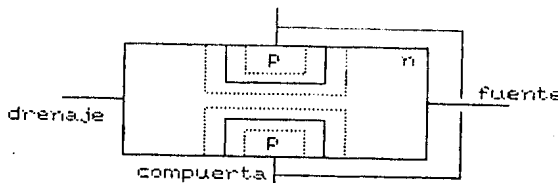


Fig. 4.44

Si se aplica una diferencia de potencial  $V_{cc}$  entre el drenaje y la fuente la corriente pasará a través del canal. Su comportamiento es resistivo. El ancho de la región de carga espacial puede variarse aplicando un voltaje entre la compuerta y la fuente pues se trata de una unión pn. Si el voltaje es positivo pero menor que el potencial de contacto ( $\approx 0.7V$ ) el ancho de la región de carga espacial disminuye, ensanchándose el canal. Por el contrario, si el voltaje compuerta-fuente es negativo, aumenta la anchura de la región de carga espacial y el canal se estrecha. La resistencia del canal depende obviamente de su sección transversal. De esta forma puede controlarse la resistencia del canal con el voltaje compuerta-fuente y el FET funciona como una resistencia variable controlada por el voltaje compuerta-fuente ( $V_{CF}$ ). Esto sucede así sólo para corrientes de drenaje pequeñas.

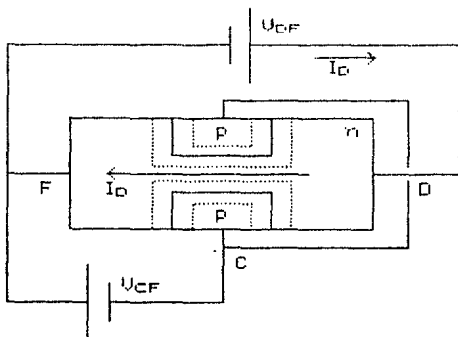


Fig. 4.45

Obsérvese que de la fuente  $V_{CF}$  practicamente no se extrae corriente alguna pues se aplica a una unión pn inversamente polarizada. Esto significa que el transistor modifica el canal sólo por el efecto del campo eléctrico que produce el voltaje  $V_{CF}$  en la región de carga espacial, de aquí el nombre de transistor de efecto de campo (FET Field Effect Transistor). Una consecuencia importante es que el FET tiene una impedancia de entrada mucho mayor que el transistor bipolar.

Si  $I_D$  es relativamente grande, la resistencia propia del canal hace que haya una caída de potencial a lo largo de éste, de tal manera que el potencial en la fuente es menor que en el drenaje. El efecto que tiene esto es que la región de carga espacial es más ancha cerca del drenaje (pues el voltaje de polarización inversa en la unión es mayor) que en la fuente, de esta forma, el canal es más angosto cerca del drenaje.



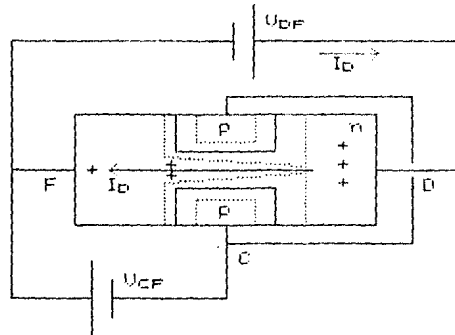
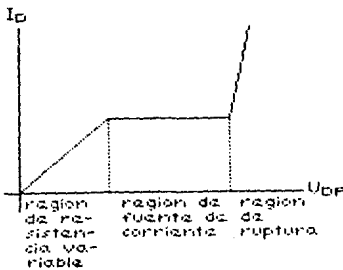


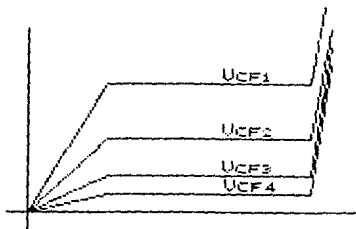
Fig. 4.46

Al aumentar  $V_{DF}$ , tiende a aumentar  $I_D$  pero si aumenta  $I_D$  el canal se va estrechando haciendo más difícil que aumente. Estos dos efectos contradictorios tienen como resultado final el que  $I_D$  no aumente cuando aumenta  $V_{DF}$ , es decir, que la corriente en el canal del FET sea constante e independiente de  $V_{DF}$  para valores de éste mayores que un cierto voltaje de "estrangulamiento" del canal. Si se grafica  $I_D$  vs.  $V_{DF}$  para un cierto voltaje  $V_{CF}$  se obtendría una gráfica como la siguiente:



a)

Nótese que en la región de resistencia variable la dependencia de  $I_D$  respecto de  $V_{CF}$  es lineal. En la región de fuente de corriente la dependencia es una constante. La región de ruptura corresponde a los voltajes  $V_{DF}$  que hacen que se produzca un efecto de avalancha (como en los diodos Zener) y se incrementa  $I_D$  muy rápidamente.



$V_{CF}$  controla el ancho del canal. Entre mayor sea la magnitud de  $V_{CF}$  más inversamente polarizada queda la compuerta respecto al canal y más estrecho resulta éste y por tanto menos corriente circulará por él. Graficando en el mismo diagrama las curvas  $I_D$  vs.  $V_{DF}$  para varios valores de  $V_{CF}$  se tiene una gráfica como la de la izquierda. Recuérdese que  $V_{CF} < 0$ .  $V_{CF4} < V_{CF3} < V_{CF2} < V_{CF1}$ .

Si  $V_{DF}$  es muy negativo el canal queda completamente cerrado. Existe un voltaje  $V_p$  para el cual el canal queda cerrado, por arriba de este voltaje puede circular  $I_D$  y por debajo de el no. A  $V_p$  se le llama voltaje de estrangulamiento. La relación que hay entre  $I_D$  y  $V_{DF}$  puede expresarse con un buen grado de aproximación para un  $V_{DF}$  dado como:

$$I_D \approx I_{DFF} \left( 1 - \frac{V_{DF}}{V_p} \right)^2 \quad (36)$$

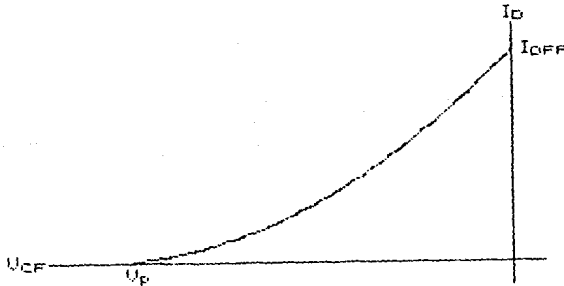
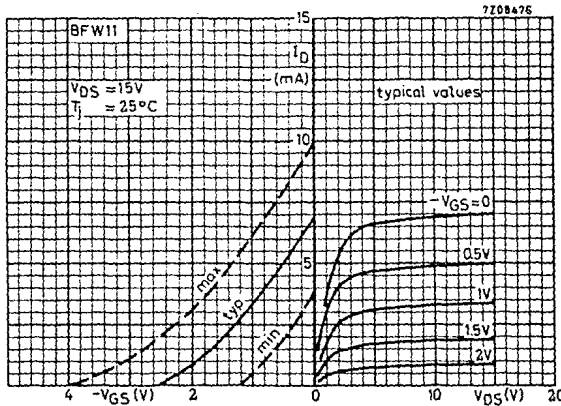


Fig. 4.48

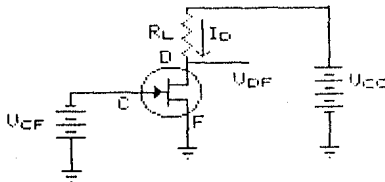
donde  $I_{DFF}$  es la corriente que pasa por el FET cuando  $V_{DF}=0$ . A la gráfica de  $I_D$  vs.  $V_{DF}$  se le llama curva de transferencia del FET, típicamente tiene la forma mostrada en la figura 4.48.

A continuación se reproducen las curvas características del FET BF W11.



## 4.5.1 EL FET COMO AMPLIFICADOR.

Al igual que se hizo con el transistor bipolar, considérese el siguiente circuito y la malla del drenaje y la fuente:



$$V_{DD} = I_D R_L + V_{DF} \quad (37)$$

$$I_D = -\frac{1}{R_L} V_{DF} + \frac{V_{CC}}{R_L} \quad (38)$$

Fig. 4.50

La ecuación (38) representa en un diagrama de  $I_D$  vs.  $V_{DF}$  una recta de pendiente  $-1/R_L$  y ordenada al origen  $V_{DD}/R_L$ . Nuevamente la abscisa al origen corresponde al valor de la fuente de alimentación  $V_{DD}$ . A esta recta se le llama, como en el caso del amplificador de emisor común, recta de carga. Cualquiera que sea el voltaje  $V_{GS}$ ,  $I_D$  y  $V_{DF}$  tienen que ser puntos de la recta de carga. Si se la grafica sobre las características del FET se observa que si  $V_{GS}$  es muy negativo el punto de la recta de carga que corresponde a esa situación estará a la derecha, con un valor pequeño para  $I_D$  y uno grande para  $V_{DF}$ . Por otro lado, si  $V_{GS}$  anda cercano a 0 volts,  $I_D$  será grande y  $V_{DF}$  pequeño.

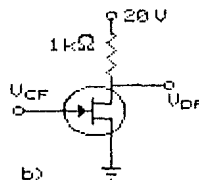
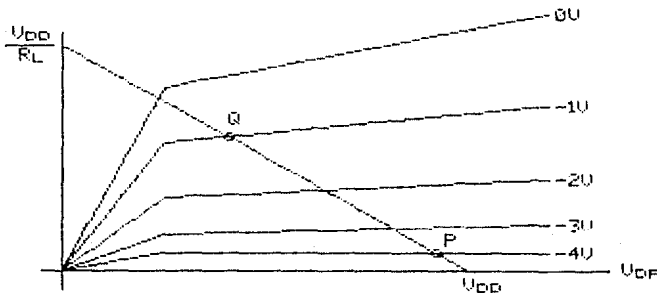


Fig. 4.51

Supóngase que se da la curva de transferencia del FET y es la que aparece en la fig. 4.52. Si  $V_{GS} = -6 \text{ V}$  entonces  $I_D = 2 \text{ mA}$  y  $V_{DS} = 18 \text{ V}$ ; pero si  $V_{GS} = -1 \text{ V}$  entonces  $I_D = 11 \text{ mA}$  y  $V_{DS} = 9 \text{ V}$ . Todo esto suponiendo que  $V_{DD} = 20 \text{ V}$  y  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ .

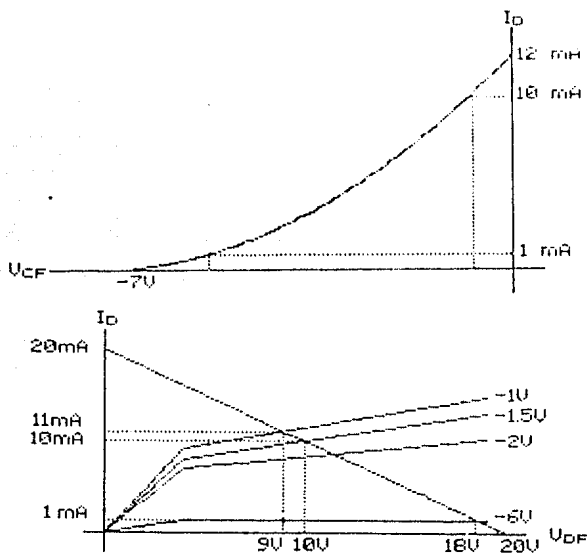


Fig. 4.52

Como en el caso del transistor bipolar es necesario situar el punto de operación en algún lugar sobre la recta de carga. En el ejemplo, el punto  $Q$  quedaría aproximadamente donde se intersectan la recta de carga con la curva que corresponde a  $V_{GS} = -1.5 \text{ V}$ , es decir, que el circuito de la fig (4.53 a) tendría su punto de operación al centro de la recta de carga para obtener un máximo barrido simétrico en la señal de salida.

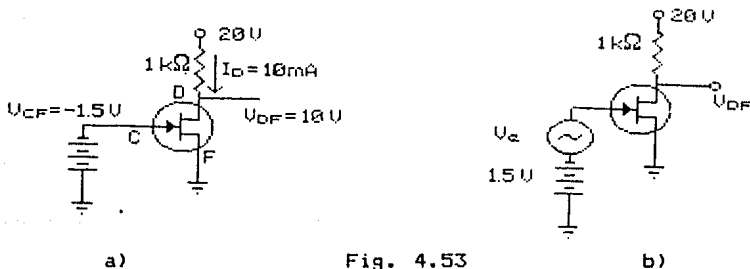


Fig. 4.53

Si se suma a los  $-1.5$  V del voltaje de polarización el voltaje de una señal  $V_e$ , VCF cambiara moviendo el punto de operación sobre la recta de carga y produciendo la consiguiente variación en el voltaje VDF. De esta manera, el voltaje  $V_e$  puede ser amplificado.

Para eliminar el inconveniente de usar dos fuentes de alimentación, una para el circuito de drenaje y otra para polarizar la compuerta, puede usarse un circuito como el de esta figura:

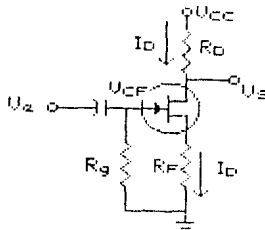


Fig. 4.54

Para entender el funcionamiento de este circuito hay que recordar que la corriente que atraviesa la compuerta es practicamente cero pues la unión compuerta-fuente y la unión compuerta-drenaje están inversamente polarizadas, debido a esto  $V_c = 0$  V. La ecuación para los voltajes en la malla que contiene a la resistencia de la compuerta, la unión compuerta fuente y la resistencia de la fuente, es:

$$V_{CF} + R_F I_D + R_C I_C = 0 \quad R_C I_C = 0 \quad V_{CF} = -R_F I_D \quad (39)$$

La recta de carga se ve modificada por la presencia de  $R_F$ :

$$V_{DD} = R_D I_D + V_{DF} + R_F I_D = I_D (R_D + R_F) + V_{DF} \quad (40)$$

$$I_D = - \frac{V_{DF}}{R_D + R_F} + \frac{V_{DD}}{R_D + R_F} \quad (41)$$

ahora tiene una pendiente menor e igual a  $-1/(R_D + R_F)$  y ordenada al origen  $V_{DD}/(R_D + R_F)$ .

#### Ejemplo:

Se desea polarizar un amplificador de fuente común como el de la figura. ¿Qué resistencia debe tener  $R_F$  para que  $V_s = 10$  V? Hágase una estimación gráfica de la ganancia. Las características del FET son las de la figura 4.55 y  $V_{CC} = 20$ V.

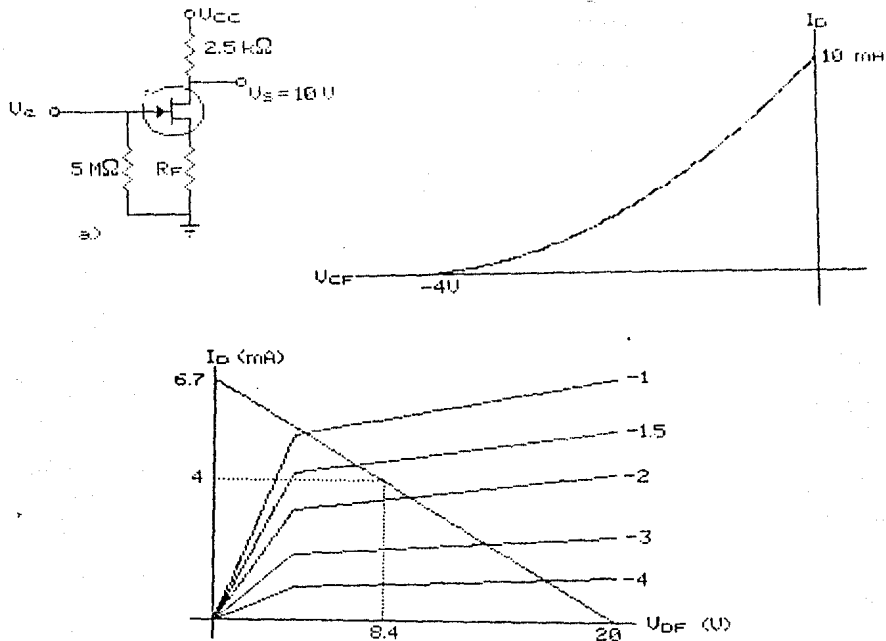


Fig. 4.55

Primero es necesario encontrar  $I_D$ ; si  $V_s = 10\text{ V}$ , en la resistencia de  $2.5\text{ k}\Omega$  hay una caída de potencial de  $10\text{ V}$ , por tanto la corriente en esa resistencia es de  $4\text{ mA}$ .

$V_{CF} = -R_F I_D$ ; de las características se observa que el voltaje compuerta-fuente que permite que circulen  $4\text{ mA}$  por el drenaje es aproximadamente  $-1.6\text{ V}$ . Entonces  $R_F I_D = 1.6\text{ V}$ ,  $R_F = 400\ \Omega$ .

Para estimar la ganancia es necesario saber qué efecto tiene el modificar el voltaje en la compuerta  $V_e$ . Si  $V_e = 0$ , entonces  $V_{CF}$  se modifica pues cambia  $I_D$  y por tanto  $V_{CF} = -R_F I_D$ . Cuantitativamente puede encontrarse la nueva corriente si  $V_e = -1\text{ V}$ , haciendo uso de la ecuación (36). Sustituyendo en ella las características del FET  $I_{DFF} = 10\text{ mA}$  y  $V_p = -4\text{ V}$ .

$$V_p = -4\text{ V}$$

$$I_D = I_{DFF} \left( 1 - \frac{V_{CF}}{V_p} \right)^2$$

$$V_{CF} = -1 - R_F I_D \quad (42)$$

$$I_D = .01 \left( 1 - \frac{1 + 400I_D}{4} \right)^2 = .01 \left( \frac{3}{4} - 100 I_D \right)^2$$

$$I_D = .01 \left( \frac{9}{16} - 150 I_D + 10^4 I_D^2 \right)$$

$$0 = .00562 - 2.5 I_D + 100 I_D^2$$

resolviendo para  $I_D$

$$I_D = 2.5 \text{ mA}$$

y como  $V_D = 20 \text{ V} - 2.5 \text{ k}\Omega I_D$ ,  $V_D = 13.75$

$$\Delta V_D = 3.75 \quad \Delta V_e = -1 \quad G_V = \frac{\Delta V_D}{\Delta V_e} = -3.75$$

Una primera ventaja del FET sobre el transistor bipolar es su impedancia de entrada. Como el FET es un dispositivo que controla la corriente de drenaje con el campo eléctrico, prácticamente no consume corriente. Esto resulta útil al amplificar señales de potencias muy bajas capaces de suministrar voltajes apreciables pero corrientes muy pequeñas. El transistor bipolar al ser un dispositivo controlado por corriente es incapaz de hacer esto. Una desventaja es que los FET's manejan corrientes más pequeñas que los transistores bipolares. Pueden encontrarse bipolares que manejan hasta cientos de amperes, mientras que los FET's con mayor capacidad de corriente no rebasan las unidades o unas pocas decenas de amperes. Otra ventaja de los FET's es su baja figura de ruido, menor a la del transistor bipolar. Otra desventaja es que con el FET las ganancias de voltajes en los amplificadores que los usan como elementos activos son menores que en los transistores bipolares.

En muchos circuitos se combinan transistores bipolares con FET's para hacer uso de las ventajas y evitar las desventajas de unos y otros.

#### 4.6 EL MOSFET.

Un transistor que tiene el mismo principio de funcionamiento pero una construcción un poco distinta es el llamado MOSFET (por sus siglas en inglés Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor). Su nombre habla de su construcción física, en efecto, consiste de 3 capas, una metálica, una de aislante ( $\text{SiO}_2$ ) y otra de semiconductor.

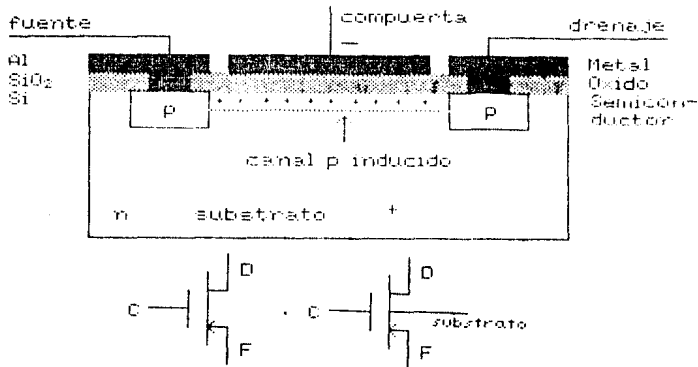


Fig. 4.56

En la parte del semiconductor que consiste de una base o sustrato de tipo n (p) se forman un par de islas de material p (n). Si no hay ningún potencial externo aplicado entre la compuerta y el sustrato no puede haber circulación de corriente entre el drenaje y la fuente pues se tienen dos uniones pn polarizadas siempre ya sea una u otra inversamente. Sin embargo, al aplicar un voltaje negativo a la compuerta respecto del sustrato, se polariza el material n, acercándose portadores de carga positivos (huecos) a la compuerta. Estos huecos no alcanzan la compuerta pues la capa de óxido es muy buen aislante ( $R \approx 10^{15} \Omega$ ). Resulta entonces que estos portadores quedan dentro del semiconductor formando un canal inducido por el voltaje negativo de la compuerta. Este canal se extiende de una isla a otra de material p y hace desaparecer en una cierta región las uniones pn pues en el canal, los portadores mayoritarios son los huecos. El canal es entonces un camino por el que puede circular una corriente entre el drenaje y la fuente. El tamaño del canal depende del voltaje de la compuerta respecto del sustrato y por tanto se puede controlar la corriente con este voltaje. Al igual que en el FET es el campo eléctrico y no la corriente lo que controla el funcionamiento del transistor. A un transistor como éste, que crea y acrecienta el tamaño del canal se le llama MOSFET de acrecentamiento de canal. Existe otro tipo de MOSFET, el de agotamiento de canal.

En este otro tipo de MOSFET el canal ya existe y se forma durante la fabricación. Consiste de un material p (n) menos contaminado.



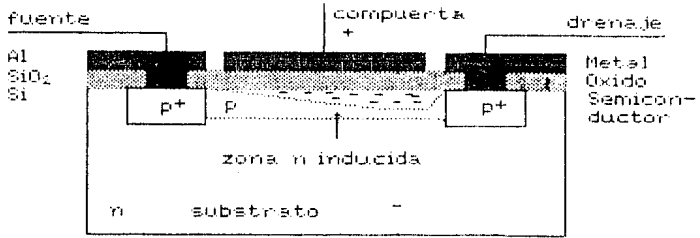


Fig. 4.57

Al aplicar un voltaje positivo a la compuerta respecto al substrato n los portadores de carga positivos son repelidos del canal y empujados al substrato n donde se recombinan. El efecto que esto tiene es reducir el ancho del canal p aumentando su resistencia y de esta manera puede controlarse la corriente de drenaje con el voltaje en la compuerta. De hecho, su funcionamiento es casi idéntico al de un FET.

Las curvas características del MOSFET 2N3796 aparecen a continuación, unas son las características de drenaje y las otras las de transferencia.

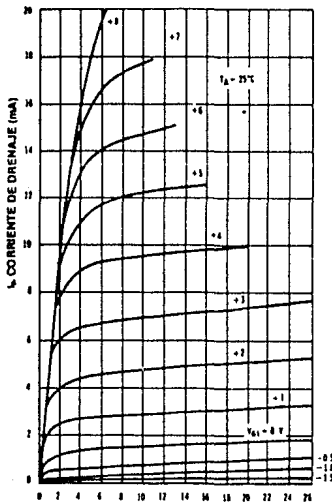


Fig. 4.58

CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERENCIA DE FUENTE COMUN

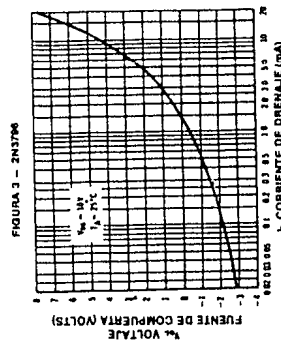


FIGURA 3 - 2N3796

El MOSFET de agotamiento de canal también puede operarse como de acrecentamiento admitiendo en la compuerta voltajes tanto positivos como negativos.

Los MOSFET tienen varias ventajas sobre los otros tipos de transistores. Una de ellas es su enorme impedancia de entrada. Mientras que para accionar un transistor bipolar hacen falta corrientes del orden de  $\mu\text{A}$  a  $\text{mA}$ , para el FET estas corrientes son del orden de  $\text{nA}$  ( $10^{-9}$  A) y para el MOSFET pueden llegar a ser hasta del orden de  $10^{-12}$  A. Otra ventaja es su tamaño, un MOSFET tiene típicamente un área de 5 milésimas cuadradas de pulgada (mils) mientras que un bipolar tiene 100, esto permite en los circuitos integrados aumentar la densidad de componentes enormemente, de esto se hablará más adelante. Finalmente, otra ventaja es que usando MOSFET's se pueden contruir circuitos cuyo consumo de potencia es bajísimo aprovechando su enorme resistencia de entrada. Todas estas ventajas los han convertido en el tipo de transistor fundamental de los circuitos integrados digitales, base de las actuales computadoras.

También con los MOSFET pueden construirse amplificadores. No se hará una detallada explicación de su funcionamiento. Sólo se dirá que es análoga a la de los FET's. En la figura aparecen amplificadores típicos de fuente común.

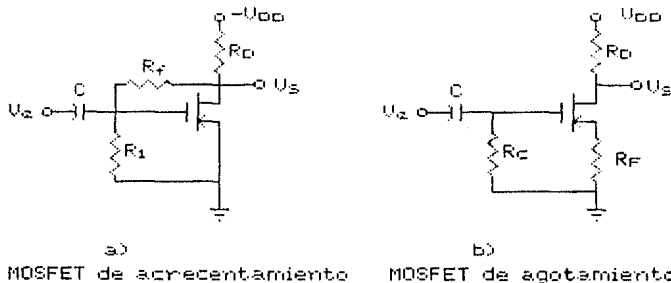


Fig. 4.59

#### 4.7 CIRCUITOS INTEGRADOS.

Las técnicas de fabricación de diodos y transistores, esto es, la microelectrónica ha tenido un desarrollo enorme. Hoy en día pueden fabricarse en una sola pieza de no más de  $150 \text{ mm}^2$  circuitos que incluyen desde decenas hasta cientos de miles o millones de componentes, tanto transistors como resistencias y casi todo tipo de componentes activos y pasivos. Antes del desarrollo de las técnicas de la microelectrónica los circuitos y sistemas electrónicos se construían utilizando componentes discretas. El diseño, la

confiabilidad, el costo, etc. se mejoraron en un grado enorme al producir en serie circuitos que integran en un solo monocristal de Si (circuitos integrados monolíticos) todos los componentes necesarios para su funcionamiento. Y no sólo se consiguió esta mejora sino que se pueden construir complejos sistemas con un gran número de componentes que superan en mucho las prestaciones de los circuitos discretos en todos los terrenos. Hasta el momento, se han construido bloques funcionales que realizan todo tipo de funciones tanto analógicas como digitales. En los capítulos siguientes se hablará en detalle de esto. Por el momento sólo se describirá a grandes rasgos cómo se fabrican y se conectan transistores, diodos, resistencias y condensadores en un circuito integrado. Mediante un ejemplo de un circuito sencillo se describirá este proceso. Los circuitos más complejos no son más que una repetición a escala mayor del mismo proceso. El circuito que se usará como ejemplo es el de la figura 4.50.

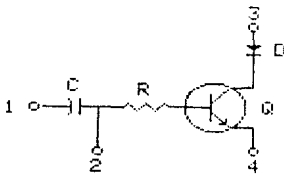
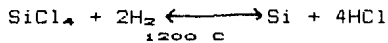


Fig. 4.50

El primer paso del proceso es el llamado **crecimiento epitaxial**. Consiste en producir un bloque de Si monocristalino. Se logra mediante la reacción química



en esta reacción los átomos de Si al reducirse se van precipitando formando un cristal que va creciendo capa por capa. Añadiendo a la mezcla de Si y H<sub>2</sub> pequeñas cantidades de gases que contengan P o B el silicio cristalino se convierte en semiconductor de tipo n o p según sea el caso. Por lo general, el bloque de Si se hace de material p. Una vez que se ha logrado un cristal de buen tamaño, se corta en discos de unos 10 cm de diámetro y unos 150 µm de grosor llamados obleas. Este cristal servirá como base o **substrato** sobre el cual se fabricarán los circuitos integrados. A continuación se inicia un nuevo crecimiento epitaxial sobre la oblea de material tipo n. Se continúa hasta que se logra una capa de unas 25 µm de grosor.

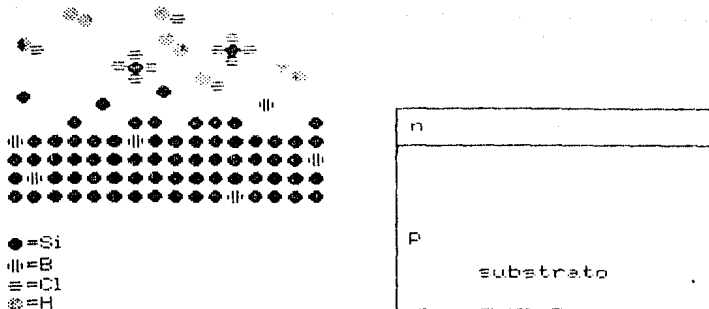
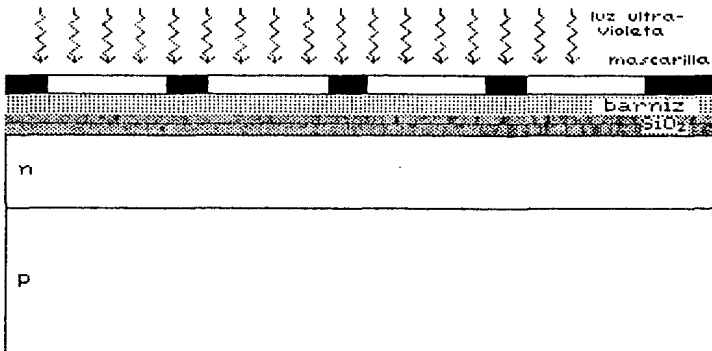
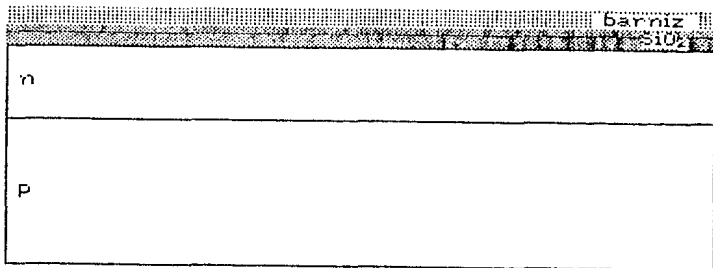
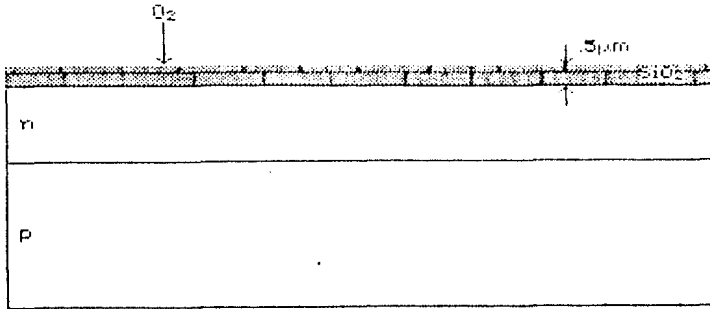
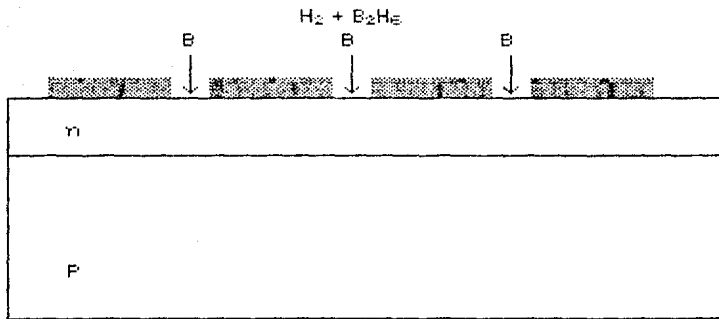
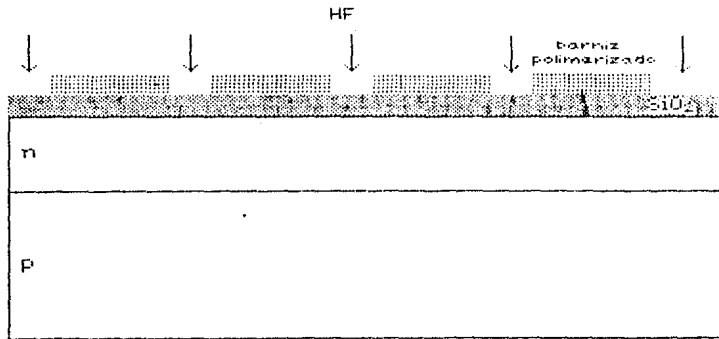


Fig. 4.51

El segundo paso, llamado **difusión de aislamiento** consiste en formar islas de material n sobre el substrato p. En cada una de estas islas se fabricará un componente, ya sea transistor, diodo, resistencia o condensador. Para lograr las islas se sigue un procedimiento de enmascarado y grabado (fotolitografía) que se aplicará en los siguientes pasos también. La idea consiste en difundir impurezas aceptoras sólo en ciertas partes de la capa n de tal manera que estas impurezas penetren hasta el substrato y dejen aisladas ciertas regiones de la capa n. Para lograrlo hay que poner una barrera que impida la difusión de las impurezas en las zonas donde se quiere formar las islas. El  $\text{SiO}_2$  es una buena barrera contra la difusión de impurezas. Calentando la oblea de silicio en una atmósfera rica en  $\text{O}_2$ , la capa superior de la oblea se oxida y ya se tiene la barrera de  $\text{SiO}_2$ . Ahora es necesario quitar esta barrera de las zonas donde se quiere que penetren las impurezas aceptoras. La capa de óxido se recubre con un barniz fotosensible. Este barniz es un plástico que tiene la propiedad de polimerizarse bajo luz ultravioleta y de no ser atacado por el ácido fluorhídrico (HF) que disuelve al  $\text{SiO}_2$ . Se forma una mascarilla (micronegativo fotográfico) que permita el paso de la luz donde se quiera que se formen las islas. Se expone a la luz la oblea recubierta de barniz y se remueve la parte no polimerizada. Así queda cubierta la capa de  $\text{SiO}_2$  por otra de barniz sobre las regiones donde quedarán las islas. Después se expone la oblea al HF que disuelve al  $\text{SiO}_2$  y expone el material n. Se retira el barniz y se calienta la oblea en una atmósfera rica en impurezas aceptoras (por ejemplo, diborano =  $\text{B}_2\text{H}_6$ ). Los átomos de boro a esa temperatura se difunden por el cristal penetrando hasta el material p del substrato. Finalmente por pulimento se elimina el  $\text{SiO}_2$  que sirvió como barrera a las impurezas difundidas.





a)

las impurezas de B penetran  
convirtiendo el material n en p

fig. 4.63

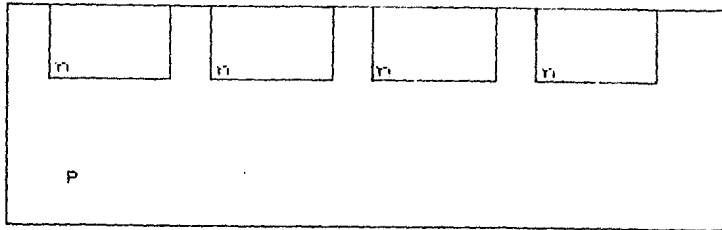
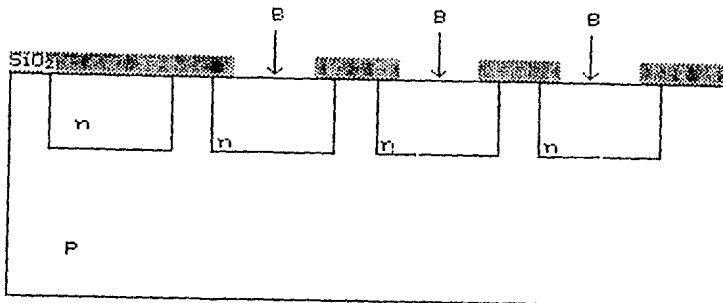
b) islas formadas y  $\text{SiO}_2$  eliminado

Fig. 4.52

En cada una de estas islas se formará un componente. En la primera de izquierda a derecha el condensador; en la segunda, la resistencia, en la tercera el transistor y en la cuarta el diodo.

El tercer paso, se llama difusión de base porque es en el que se forman las bases de todos los transistores del circuito integrado, consiste en difundir nuevamente impurezas aceptoras en las islas para obtener regiones de tipo p dentro de las islas. Esto no se hace al mismo tiempo que el paso anterior pues la profundidad de penetración de las impurezas debe ser menor que la que formó las islas. Las nuevas regiones p deben quedar dentro de las islas. La manera de crear estas islas es mediante el mismo proceso fotolitográfico: oxidación, barnizado, exposición a la luz ultravioleta, ataque químico al  $\text{SiO}_2$  y difusión de impurezas.



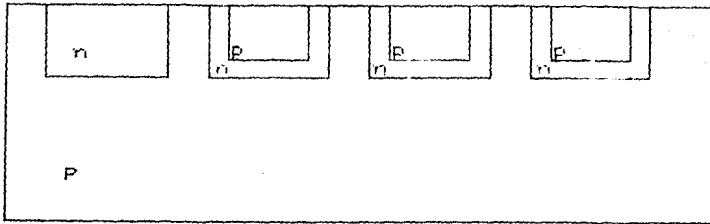


Fig. 4.53

Posteriormente se hace una tercera difusión sobre la oblea, el cuarto paso, llamado difusión de emisor, ya que en éste se forman los emisores de todos los transistores. De nuevo, mediante el proceso fotolitográfico se bloquean las zonas donde no se quiera que haya difusión. Se difunden ahora impurezas donadoras como el As para formar regiones n.

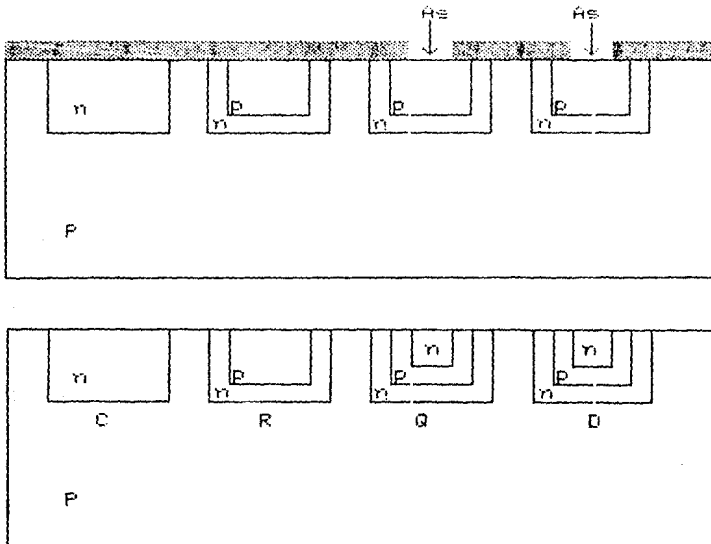


Fig. 4.54

Hasta este momento ya están prácticamente todos los componentes formados y sólo hace falta interconectarlos. Tal vez el más evidente sea el transistor Q que es un transistor npn. Para el diodo puede usarse cualquiera de las dos uniones pn que hay en la isla D. De hecho en D se tiene un



transistor y se usa como diodo cualquiera de las dos uniones. Menos evidente es R. Aquí simplemente se usa la resistencia propia del material n. Se dibuja el circuito en una sola dimensión pero en realidad tiene tres. Vistas desde arriba, las islas podrían tener el siguiente aspecto:

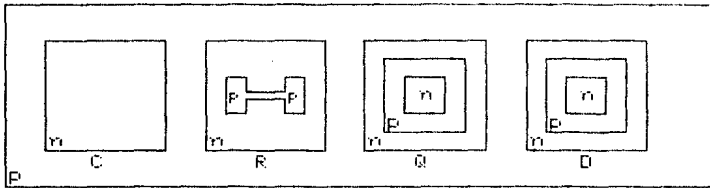
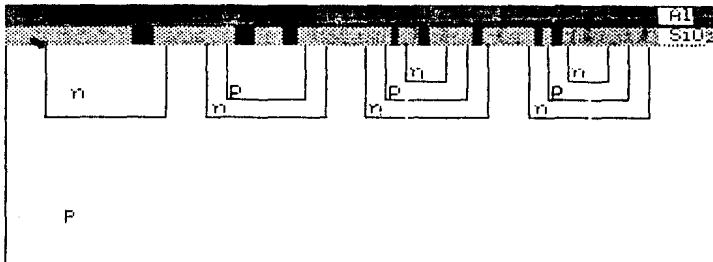


Fig. 4.55

es claro que entre más angosta sea la región p de la isla R mayor será su resistencia. La isla C se formará el condensador que por el momento no es evidente pero lo será una vez que el último paso se complete.

La última etapa, el metalizado, realiza la interconexión de los componentes. Se inicia como las anteriores con una oxidación (recuérdese que el  $\text{SiO}_2$  es un muy buen aislante eléctrico) que aísla en la superficie a los componentes. Mediante la fotolitografía se abren huecos en el  $\text{SiO}_2$  y a continuación se deposita una película metálica de Al. De nuevo, fotolitográficamente se dejan las partes de la película de Al que realizan las interconexiones deseadas.



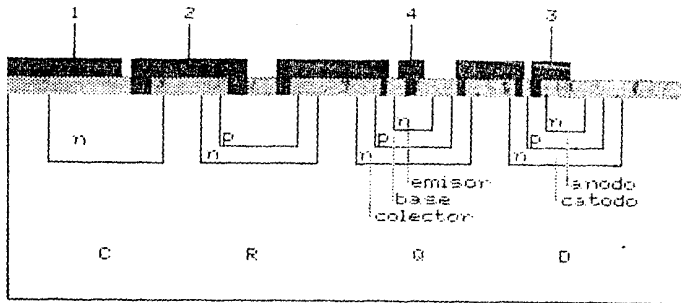


Fig. 4.56

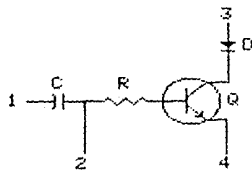
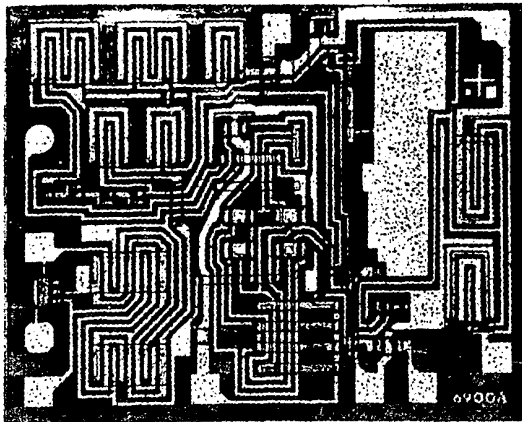


Fig. 4.57

Ahora es claro cómo resulta formado el condensador C. Se trata de un par de placas de materiales conductores (Al y el material n) separadas por un dieléctrico ( $\text{SiO}_2$ ). Variando el área de la película metálica se obtienen distintos valores para la capacidad del condensador.

Componentes como las bobinas y los transformadores no es posible integrarlos y por tanto deben ser componentes externos al circuito integrado. Incluso resistencias y condensadores de magnitudes fuera de ciertos rangos deben ser componentes externos. Esta limitación es realmente mínima pues muchas veces componentes pasivos pueden sustituirse por componentes activos o son sólo unos cuantos componentes los que deben añadirse al circuito integrado para tener un sistema electrónico completo.



Para concluir se presentan el diagrama esquemático de un circuito integrado (LM3089 usado en radios de FM) para que se note su grado de complejidad. En los próximos capítulos se apreciará la enorme sencillez del diseño de circuitos electrónicos usando circuitos integrados.

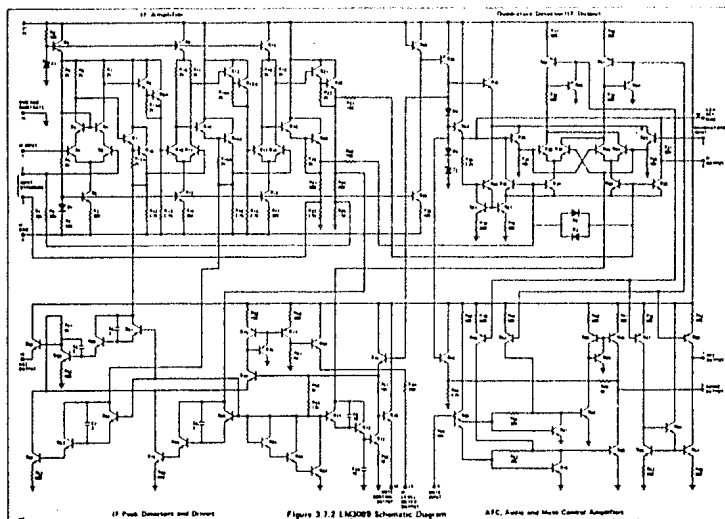


Fig. 4.59

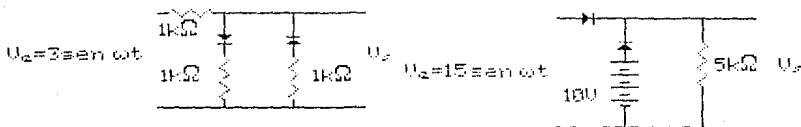
EJERCICIOS.

- 1.- Hallar la resistividad de los materiales enlistados en la tabla 4 a 300 K.
- 2.- Encontrar la resistividad a 300 K del silicio contaminado con impurezas aceptoras y donadoras en igual proporción de 3 átomos por cada  $10^9$  átomos de Si.
- 3.- ¿Para qué voltaje en un diodo de Si con corriente inversa de saturación de 150 nA se obtiene una corriente de a) 10 mA b) 100 mA c) 1 A?
- 4.- En la ecuación (15) que establece la relación entre el voltaje y la corriente en el diodo aparece un término denominado  $V_T$  (voltaje equivalente de la temperatura) que está dado por:

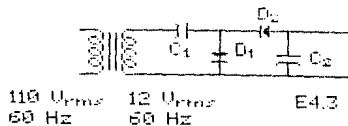
$$V_T = \frac{k T}{q}$$

donde  $k$  es la constante de Boltzmann en Joules/K,  $T$  la temperatura absoluta y  $q$  la carga del electrón. Si desea usarse el diodo como transductor de temperatura aplicándole una corriente constante de 10 mA y tiene una corriente inversa de saturación de 150 nA, encuentrese su función de transferencia y su sensibilidad.

- 5.- Si a la entrada se aplica un voltaje senoidal, encuentre el voltaje de salida de los siguientes circuitos. Haga una gráfica del voltaje de salida contra el voltaje de entrada. Suponga que los diodos son ideales.



- 6.- Analice el siguiente circuito. Diga cuál es el voltaje de salida y explique su funcionamiento.



- 7.- ¿Puede dar el diseño de un circuito con diodos y condensadores que alimentándose de un transformador que

proporcione en el secundario 300 V<sub>rms</sub> de a su salida cerca de 1300 V<sub>cc</sub>?

8.- ¿De qué capacidad debe ser un condensador para que una fuente de alimentación de 25 V<sub>cc</sub> a la que se le extraiga 1 A de corriente tenga un factor de rizo de 1% si a) el rectificador que se usa es de media onda y b) si es de onda completa?

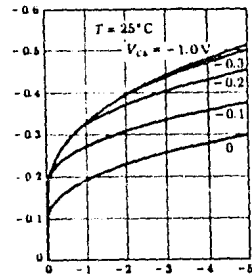
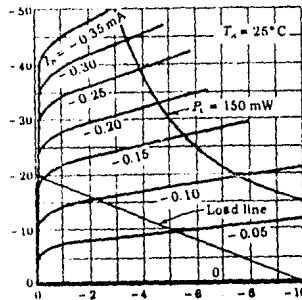
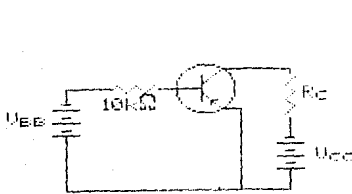
9.- ¿Cuál es la máxima corriente que puede extraerse de una fuente de alimentación con rectificador de onda completa y condensador de 1000 µF si se desea que la máxima variación del voltaje no sea mayor que 10%?

10.- Calcule la el factor de regulación vs carga de una fuente a la que se le extrae como máximo 250 mA, emplea un condensador de 680 µF y usa un rectificador de onda completa.

11.- De el diseño completo de una fuente de alimentación de 7.5 V con un factor de rizo de 2% que alimente a un circuito que consume la misma corriente que una resistencia de 100 Ω.

12.- Diseñe una fuente regulada con diodo zener para que tenga un voltaje de salida de 15 V a 100 mA.

13.- El circuito de la figura tiene las características que aparecen en las gráficas:

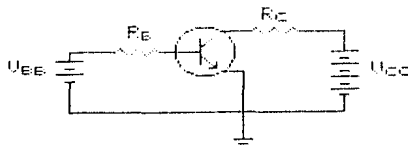


a) Encontrar V<sub>BB</sub> si V<sub>CC</sub> = 10 V, V<sub>CE</sub> = -1 V y R<sub>L</sub> = 250Ω.

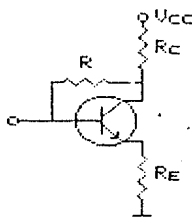
b) Si V<sub>CC</sub> = 10 V encontrar R<sub>L</sub> tal que I<sub>C</sub> = -20mA y V<sub>CE</sub> = -4V  
 Encontrar V<sub>BB</sub>.

14.- a) Encuentre R<sub>C</sub> y R<sub>B</sub> en el siguiente circuito si V<sub>CC</sub> = 10 V y V<sub>BB</sub> = 5V para que I<sub>C</sub> = 10mA y V<sub>CE</sub> = 5V. Suponga que β = 100 y V<sub>BE</sub> = 0.7V.

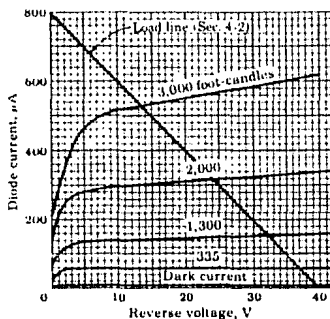
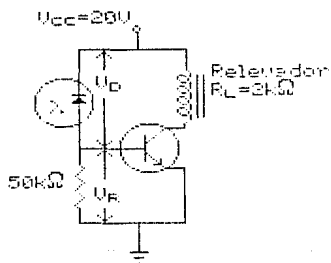
b) Repita lo anterior si se añade una resistencia de  $100\Omega$  entre el emisor y tierra.



15.- En el circuito que se muestra  $V_{CC} = 24V$ ,  $R_B = 10k\Omega$  y  $R_E = 270\Omega$ . Si el transistor es de silicio con  $\beta = 45$  y  $V_{CE} = 5V$ , encuentre el valor de  $R_C$ .



16.- Un fotodiodo con las características que se muestran se utiliza en el siguiente circuito:



El relevador es un switch electromecánico que en este caso requiere de una corriente de  $6mA$  para cerrar sus contactos. El transistor es de silicio con  $V_{BE} = 0.7V$  y  $\beta = 100$ .

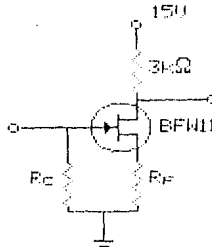
a) Encuentre el voltaje  $V_D$  para el cual se acciona el relevador.

b) Encuentre la iluminación mínima para accionar el relevador.

17.- Usando las curvas que aparecen al final de la sección 4.5 (fig. 4.51)

a) Encontrar los valores de las resistencias que colocan al punto de operación al centro de la recta de carga.

b) ¿Qué potencia disipa el FET en el punto de operación?

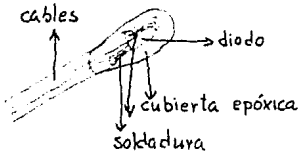


18.- Estimar la ganancia de voltaje para el circuito del problema anterior.

### PRACTICAS

1.- Obtenga la curva característica de corriente contra voltaje para un diodo del tipo 1N4001 (rectificador de 1A) y para un diodo del tipo 1N914 (conmutación).

2.- Solde un par de cables a las terminales de un diodo rectificador (tipo 1N4001) y aisle las conexiones usando, por ejemplo, resina epóxica de 2 componentes.

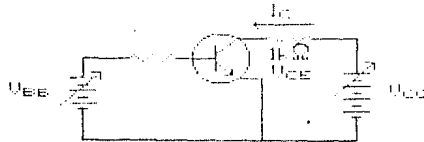


Haga circular una corriente constante de 10mA por el diodo y varíe la temperatura de éste sumergiéndolo en agua a distintas temperaturas. Mida el voltaje en el diodo y haga una gráfica de éste contra la temperatura. Proponga una función de transferencia para este transductor y diga cuál es su sensibilidad.

3.- Construya una fuente de alimentación de 15V con un factor de rizo no mayor del 5% para cargas de 500mA máximo.

4.- Obtenga las características del transistor BC547 de acuerdo al siguiente procedimiento:

- 1) Con una fuente de voltaje ( $V_{BE}$ ) fije una corriente de base de  $5\mu A$  y variando  $V_{CE}$  mida  $V_{CE}$  e  $I_C$ . No exceda  $V_{CE}$  de  $20V$ .
- 2) Repita lo anterior para corrientes de base de  $10\mu A$ ,  $15\mu A$  y  $20\mu A$ .



P4.2

Haga una gráfica de  $I_C$  contra  $V_{CE}$  en la que aparezcan las cuatro curvas obtenidas.

- 3) Obtenga la relación entre  $V_{BE}$  e  $I_B$  usando el mismo circuito y manteniendo  $V_{CE}$  fijo en  $5V$ .

5.- Usando el transistor de la practica anterior diseñe y construya un amplificador de emisor común que tenga una ganancia aproximadamente de 100.



## 5. SISTEMAS ANALOGICOS

Como se vió en el capítulo 3, distintas características de una señal pueden portar información. Las variaciones de estas características representan **variaciones análogas** de la información. Análogas, en este caso, no quiere decir idénticas sino simplemente que hay una relación entre ambas. Los sistemas analógicos son los dispositivos y circuitos electrónicos que permiten procesar una señal para recuperar la información que ésta contenga en alguna o algunas de sus características. Por ejemplo, si una señal porta la información en su frecuencia y nuestros aparatos de medición son medidores de voltaje es necesario procesar la señal, manteniendo la información, convirtiendo la frecuencia en voltaje. En general, es necesario efectuar varios procesos sobre una señal para acondicionarla hasta hacer la información recuperable por el humano o algún otro sistema electrónico. Por ejemplo, hacer un voltaje "visible" o una señal "audible" para el hombre, o bien para transmitirla a otro sistema electrónico que tenga las características adecuadas al canal de comunicación.

### 5.1 PROCESOS ANALOGICOS SOBRE LAS SEÑALES.

A continuación se verán los principales procesos que se realizan sobre las señales y los sistemas o circuitos electrónicos que los realizan, por el momento, se tratarán como sistemas a nivel de "caja negra" caracterizados por el proceso que realicen sobre la señal, es decir, por su función de transferencia.

#### 5.1.1 AMPLIFICACION.

Un amplificador es un sistema que actúa exclusivamente sobre la magnitud de la señal. Otras características como la frecuencia o forma de onda no son alteradas por él. Si en la entrada del amplificador se aplica una señal representada por la función  $v(t)$  a la salida simplemente se tendrá a  $v(t)$  multiplicada por alguna constante  $k$

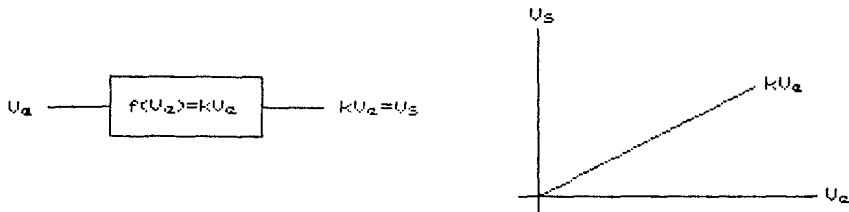


fig. 5.1

La característica principal de un amplificador es su **ganancia**, esta se define como la razón de la amplitud de la

señal de salida a la de entrada. Si el sistema amplifica voltajes, se le llama ganancia de voltaje, si amplifica corrientes, ganancia de corriente. En la figura (1) dentro del bloque que representa al amplificador aparece su función de transferencia. En todo amplificador la potencia de la señal de entrada es menor que la de la señal de salida ya que el sistema amplificador toma energía de una fuente externa para aumentar la potencia de la señal.

Desde luego, la característica esencial del amplificador, actuar **básicamente** sobre la amplitud de la señal y que la forma de actuar sea multiplicar la señal por una constante, es una característica ideal. En la práctica todos los amplificadores actúan sobre las señales alterando otras características.

De la función de transferencia  $f(V_e) = kV_e$  se observa que la señal de entrada puede tener cualquier frecuencia. Sin embargo, en la realidad sucede que el valor de  $k$  no es una constante sino que depende de la frecuencia de la señal. Por ejemplo, para frecuencias muy altas,  $k$  puede ser muy pequeño comparado con el valor de  $k$  para frecuencias mas bajas; lo mismo puede suceder para frecuencias bajas. Este comportamiento determina un intervalo de frecuencias en el que se asegura que la ganancia  $k$  del amplificador es razonablemente constante. La longitud de este intervalo se conoce como **ancho de banda** del amplificador. La convención mas usual de qué es razonable es determinar para qué frecuencias,  $k$  expresada en dB, cae 3dB por debajo de  $k$  a cierta frecuencia de referencia. -3dB equivalen aproximadamente a 70% para ganancias de voltaje o corriente; en términos de ganancias de potencia equivalen exactamente a 50%. Por ejemplo si se dice que un amplificador tiene un ancho de banda de 19.980 kHz y el intervalo es de 20 Hz a 20 kHz esto quiere decir que la ganancia del amplificador a 20 Hz y 20 kHz es 3dB menor que, por ejemplo, a 1 kHz. Esta respuesta a la frecuencia se aprecia mas claramente en un diagrama de Bode.

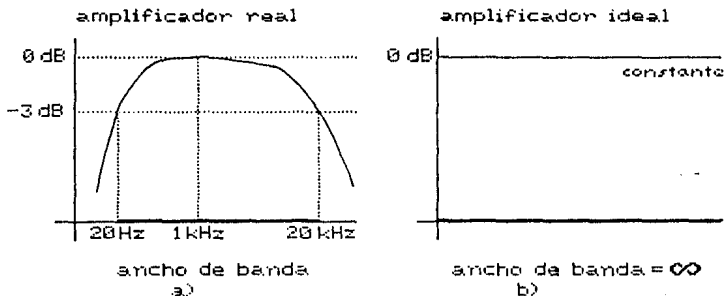


fig. 5.2

Algo parecido sucede con la fase de la señal de salida respecto a la de entrada. Un amplificador ideal no modifica la fase de la señal de entrada o bien, si la ganancia es negativa, la cambia exactamente en  $180^\circ$ . Esto también se aprecia mejor en un diagrama de Bode para la fase de la señal de salida respecto a la de entrada.

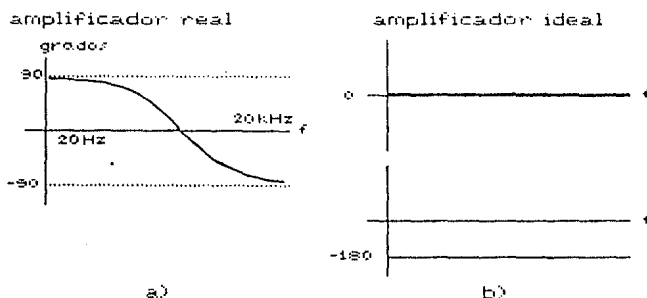


fig. 5.3

Otra característica de los amplificadores reales es que distorsionan las señales, es decir, no reproducen fielmente las formas de onda. Esto sucede porque en realidad la función de transferencia no es lineal, o sea, que  $k$ , la ganancia, depende de  $V_e$ . En realidad, entonces,  $V_s = k(V_e)V_e$ , gráficamente

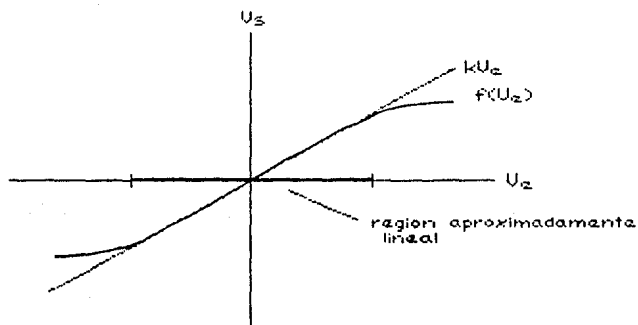
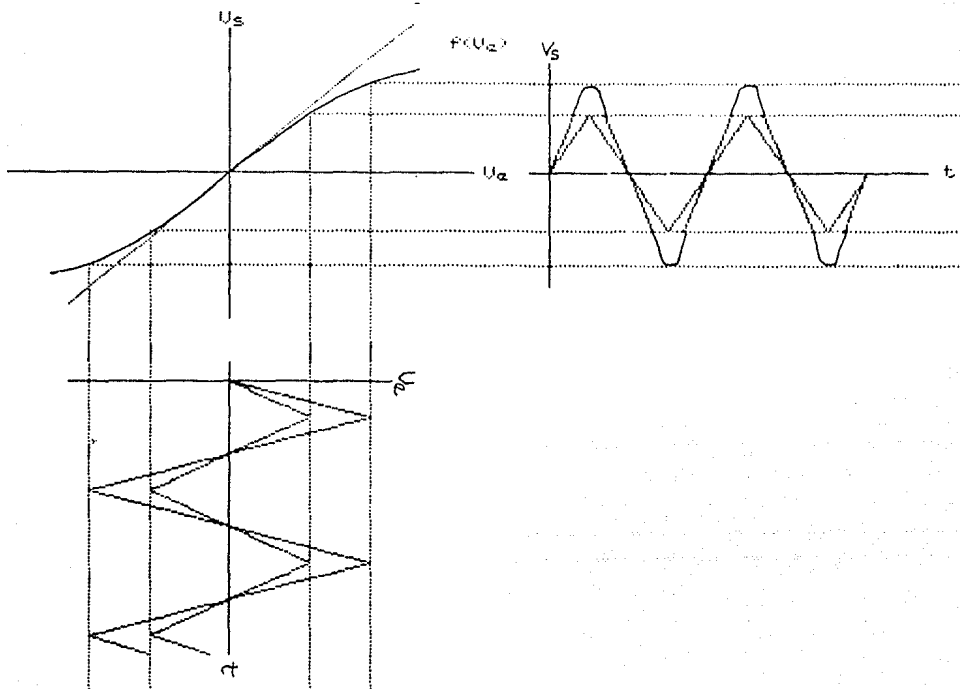


fig. 5.4

Esto define un intervalo en donde la función de transferencia es aproximadamente lineal, es decir, que en ese intervalo el amplificador respeta la forma de la onda.

Si se aplica en la entrada de un amplificador una forma de onda como la de la figura 5.5 y la función de transferencia tiene una gráfica como la que se ilustra, la

salida tendrá una forma de onda que no es igual a la de la entrada sino que se encuentra distorsionada.



En la figura se observa un intervalo en que la función es aproximadamente lineal. Puede llamarse a este intervalo, intervalo de linealidad o rango de linealidad.

La distorsión en la forma de onda tiene como efecto alterar sus componentes de frecuencia. Esto sucede porque una nueva forma de onda, si se la representa a través de una serie de Fourier, tendrá distintas componentes a distintas frecuencias. Una forma de medir qué tan lineal es un amplificador es observando qué tanto altera las componentes de Fourier de una señal. Si en la entrada se introduce una señal senoidal pura, a la salida, si el amplificador es ideal, debiera aparecer una señal senoidal pura sólo que de distinta amplitud, si el amplificador es real, aparecerán armónicas de frecuencias múltiplos de la frecuencia de la señal de entrada. Una medida de esto es lo que se conoce como **distorsión armónica total** y se define como la razón del

valor rms de las armónicas respecto al valor rms señal de frecuencia fundamental expresado en %:

$$\text{DAT} = \frac{v_{\text{rms}}(\text{armónicas})}{v_{\text{rms}}(\text{fundamental})} \%$$

Obviamente, un amplificador ideal tiene una DAT = 0. Entre más pequeña sea la DAT más lineal es el amplificador.

### 5.1.2 FILTRAJE.

En el capítulo 3 se dijo ya algo sobre los filtros. Puede definirse a un filtro como un amplificador cuya ganancia depende de la frecuencia. Las señales, dependiendo de cuál sea su frecuencia, serán multiplicadas por distintos factores. De esta forma, la función de transferencia será, en general, para los filtros:

$$V_s = f(V_e) = K(\omega) V_e$$

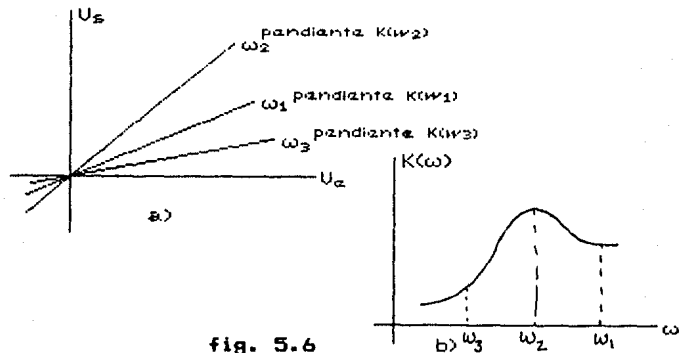


fig. 5.6

Una función

$$k(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{si } \omega \leq \omega_c \\ 0 & \text{si } \omega > \omega_c \end{cases}$$

representa un filtro ideal pasabajos con frecuencia de corte  $\omega_c$ . Análogamente

$$k(\omega) = \begin{cases} 0 & \text{si } \omega \leq \omega_c \\ 1 & \text{si } \omega > \omega_c \end{cases} \quad \text{y}$$

$$k(\omega) = \begin{cases} 0 & \text{si } \omega < \omega_{c1} \\ 1 & \text{si } \omega_{c1} \leq \omega \leq \omega_{c2} \\ 0 & \text{si } \omega > \omega_{c2} \end{cases}$$

representan filtros ideales pasaaltos y pasabanda respectivamente.

A la gráfica de  $k(\omega)$  en un diagrama de Bode se le llama respuesta en frecuencia del filtro.

Al igual que sucede con los amplificadores no existen en la práctica filtros pasabajos o pasaaltos ideales. En los filtros reales el corte de frecuencias no es tan abrupto. Si la frecuencia de la señal de entrada de un filtro pasabajos es mayor que la frecuencia de corte, la señal se atenúa pero no se hace cero; entre más alejada esté la frecuencia de la señal de la frecuencia de corte, mayor será la atenuación.

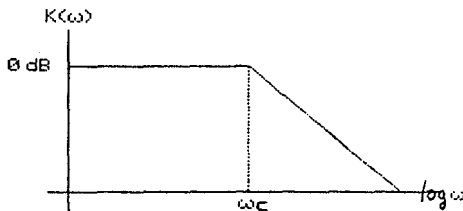


fig. 5.7

Qué tan abrupto es el corte depende de cuánto más crece la atenuación al aumentar la frecuencia. En la figura 5.7 una medida de lo abrupto del corte es la pendiente de la parte recta con pendiente negativa. Cuanto más negativa sea la pendiente más abrupto es el corte.

Las unidades usuales para expresar la pendiente son los decibeles por década o los dB por octava. A lo que se refieren estos dos términos es a cuánto cambia  $k(\omega)$  cada vez que se aumenta en 1 orden de magnitud la frecuencia (dB/dec) o bien cuánto cambia  $k(\omega)$  cada vez que se duplica la frecuencia (dB/oct). Por ejemplo, si un filtro tiene una respuesta de  $-6 \text{ dB/oct}$  después de la frecuencia de corte, entonces una señal del doble de frecuencia de la frecuencia de corte estará atenuada por un factor de  $-6 \text{ dB}$  (.501) y una de 4 veces la frecuencia de corte quedará  $12 \text{ dB}$  por debajo, es decir, multiplicada por un factor de .251. Si la pendiente es de  $-24 \text{ dB/dec}$  y la frecuencia de corte es, por ejemplo  $1 \text{ kHz}$ , una señal de  $10 \text{ kHz}$  se verá atenuada por un factor de .063.

Ciertos filtros sencillos tienen por función de transferencia

$$k(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega RC)^2}} \quad V_s = k(\omega) V_e$$

donde R y C son dos constantes. Esta función de transferencia representa un filtro pasabajos pues si  $\omega \rightarrow 0$   $k(\omega) \rightarrow 0$ . Para encontrar la frecuencia de corte se debe encontrar el valor de  $\omega$  que hace que  $k(\omega)$  sea 3 dB menor que 1 ( $k(\omega) \rightarrow 1$  si  $\omega \rightarrow \infty$ ):

$$\frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega RC)^2}} = .5012$$

$$(1/\omega RC)^2 = (1/.5012)^2 - 1$$

$$\omega = \frac{1}{RC} (1/((1/.5012)^2 - 1))^{1/2} = \frac{1}{RC} \times .5792$$

$$\text{si } RC = .001 \quad \omega = 579.2 \text{ rad/s}$$

$$f_c = 92.18 \text{ Hz}$$

La gráfica de esta función aparece en la siguiente figura:

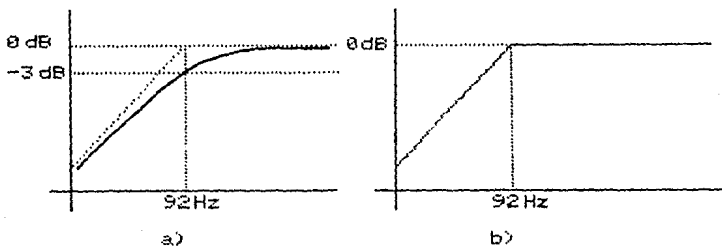


fig. 5.8

La gráfica de la izquierda puede aproximarse por la de la derecha pues las rectas con que se aproxima son las asíntotas en el diagrama de Bode de  $k(\omega)$  cuando  $\omega \rightarrow 0$  y cuando  $\omega \rightarrow \infty$ . Para encontrar la pendiente de la recta no horizontal en forma aproximada se evalúa  $k(\omega)$  en dos frecuencias separadas por una década y se ve cuál es la razón de  $k(\omega)$  para estas frecuencias.

$$k(1) = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/RC)^2}} \approx RC$$

$$k(10) = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/10RC)^2}} \approx 10 RC \quad \text{si } \omega \gg 1/RC$$

$$\frac{k(10)}{k(1)} \approx 10 \quad \text{que expresado en dB es 20 dB}$$

entonces la pendiente es de 20 dB/déc.; evaluando  $k(10)$  y  $k(20)$

$$k(20) \approx 20 RC \quad k(10) \approx 10 RC \quad \text{si } \omega \gg 1/RC$$

$$\frac{k(20)}{k(10)} \approx \frac{1}{2} \approx -6 \text{ dB}$$

o sea que la pendiente es de -6 dB/oct. De hecho, una pendiente de 6 dB por octava es igual a una pendiente de 20 dB por década.

### 5.1.3 MODULACION.

También en el capítulo 3 se menciona un proceso que puede efectuarse sobre una señal que es la modulación. Este proceso consiste, en general, en modificar alguna característica de una señal por la magnitud de otra, por ejemplo, de acuerdo a las variaciones de voltaje de una señal, modificar la frecuencia de otra. La señal que modifica las características de la otra señal se le llama **moduladora** y su magnitud es la que lleva la información; a la otra señal se le llama **portadora**. La nueva señal, la combinación de la moduladora y la portadora se le llama **señal modulada**.

Existen muchos tipos de circuitos moduladores: de amplitud, de frecuencia, de fase, de ancho de pulso, etc. Serán descritos los más comunes.

Para recuperar la señal moduladora que es la que contiene la información se sigue el proceso inverso a la modulación llamado **demodulación**.



**Modulador de amplitud.**

Si la señal portadora es una señal senoidal de amplitud  $V_0$ , puede modificarse  $V_0$  multiplicando la portadora por la señal moduladora  $V(t)$ .

portadora ———  $V_p(t) = V_0 \text{ sen } \omega_p t$

moduladora ———  $V(t)$

modulada ———  $V(t) V_p \text{ sen } \omega_p t$

La señal modulada tendrá una amplitud que cambia con el tiempo  $V(t) V_0$ . A continuación aparecen las gráficas de las 3 señales.

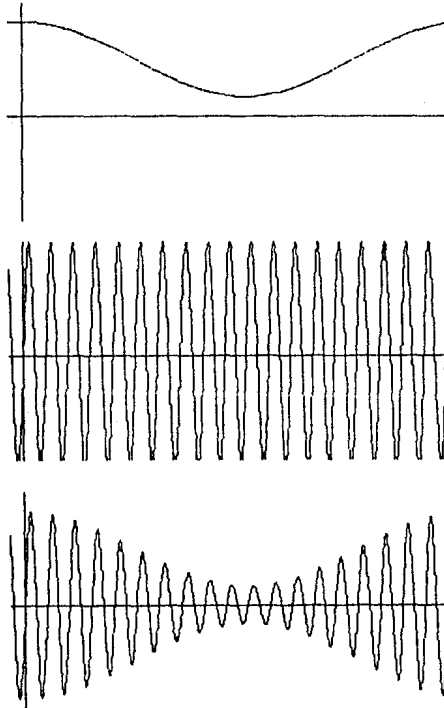


fig. 5.9

Este tipo de modulación se consigue simplemente con un circuito cuya función de transferencia sea el multiplicar las dos entradas:



fig. 5.10

En el caso en que ambas señales, moduladora y portadora, sean senoidales, puede escribirse a la señal modulada como:

$$V_p = V_o \text{ sen } \omega_p t$$

$$V_m = V_1 \text{ sen } \omega_m t$$

$$V = V_o V_1 \text{ sen } \omega_p t \text{ sen } \omega_m t =$$

$$= \frac{1}{2} V_o V_1 (\cos(\omega_p - \omega_m)t - \cos(\omega_p + \omega_m)t)$$

de esta última expresión se observa que la señal modulada tiene 2 componentes senoidales de frecuencias  $\omega_p - \omega_m$  y  $\omega_p + \omega_m$ . El espectro de la señal modulada es como el que se muestra en la figura 5.11 a).

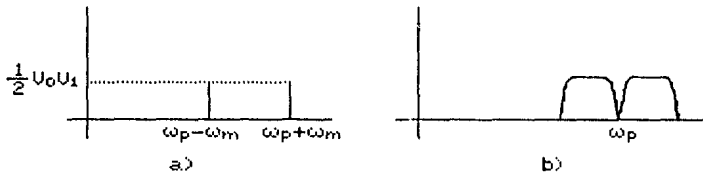


fig. 5.11

Si la señal moduladora tiene una distribución estocástica de amplitudes y frecuencias, la distribución espectral de la señal modulada es como la de la figura 5.11 b). Aparecen dos bandas de frecuencia a los lados de  $\omega_p$  llamadas bandas laterales. Propiamente hablando, a este tipo de modulación se le llama modulación en doble banda lateral.

La modulación usada en las transmisiones de radio en AM más bien consiste en multiplicar 2 señales, una la portadora, senoidal pura y la otra consistente en una constante más la señal estocástica del sonido que se transmite.

$$V_p = V_o \text{ sen } \omega_p t$$

$$V_m = V_1 (1 + V(t))$$

$$V = V_p V_m = V_o V_1 (1 + V(t)) \text{ sen } \omega_p t \quad |V(t)| \leq 1$$

La gráfica muestra la distribución espectral de una señal como esta:



fig. 5.15

En este caso, aparte de las dos bandas laterales aparece la portadora.

En el caso de la modulación en amplitud, si la portadora es senoidal puede demodularse, i.e. recuperar, la información volviendo a multiplicar por una señal de la misma frecuencia que la portadora.

$$\begin{aligned} (V_0 V(t) \cos \omega_p t) V_1 \cos \omega_p t &= V_0 V_1 V(t) (\cos(\omega_p - \omega_p)t - \\ &\quad - \cos(\omega_p + \omega_p)t) \\ &= V_0 V_1 V(t) (1 - \cos 2\omega_p t) \end{aligned}$$

Si a continuación del multiplicador se coloca un filtro cuya frecuencia de corte sea menor que  $2\omega_p$  entonces la señal que queda es  $V_0 V_1 V(t)$ .

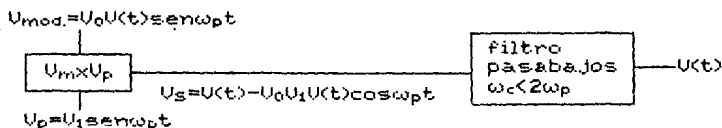


fig. 5.13

### modulación de frecuencia

Otro tipo de modulación consiste en alterar la frecuencia de una señal de acuerdo a las variaciones de amplitud de otra. Esto se hace combinando la señal moduladora  $V(t)$  y la portadora  $V_p = V_0 \cos \omega_p t$  como sigue

$$V_m = V_0 \cos(\omega_p + V(t))t$$

El término  $\omega_p + V(t)$  es la frecuencia angular de la señal modulada. Si  $V(t) = 0$ , la frecuencia de la señal modulada coincide con la de la portadora, si  $V(t) > 0$  la frecuencia es mayor y si  $V(t) < 0$ , la frecuencia es menor.

A menudo a los circuitos que realizan este proceso se les llama osciladores controlados por voltaje (VCO) o bien convertidores de voltaje a frecuencia (VCF). El nombre VCO se usa más bien para los circuitos que proporcionan a la

salida una forma de onda senoidal mientras que los VCF pueden tener una portadora con cualquier forma de onda.

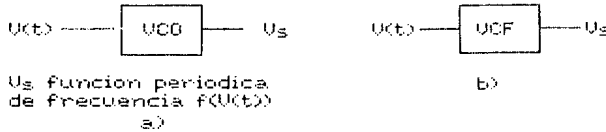


fig. 5.14

Dos características importantes de los circuitos moduladores de frecuencia son: una la linealidad y otra el rango dinámico. Un modulador es lineal si cambios en  $V(t)$  producen cambios proporcionales en la frecuencia de la señal modulada.

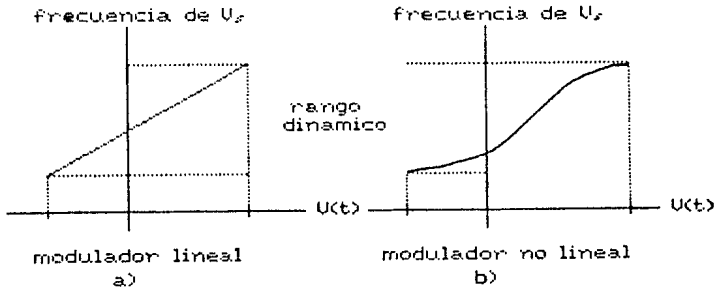


fig. 5.15

El rango dinámico es el intervalo de frecuencias de la señal de salida para todos los posibles valores de  $V(t)$ . Por ejemplo, si un VCF tiene un rango dinámico de 100:1 para  $V(t) \in (.01 V, .1 V)$  esto quiere decir que la frecuencia que se consigue cuando se aplican 100 mV en la entrada es 100 veces mayor que la que se obtiene al aplicar 10 mV.

Para demodular una señal modulada en frecuencia hay muchas técnicas, unas con mayor grado de complejidad que otras. Se mencionará sólo una. Si se aplica una señal de frecuencia variable a un filtro, ya sea pasabajos o pasaltos pero en la región después de la frecuencia de corte, las señales de mayor frecuencia se atenuarán más que las de menor frecuencia. A la salida del filtro entonces, se obtiene una señal cuya amplitud depende de la frecuencia que tenga. Existen técnicas y circuitos muy sencillos que permiten medir la amplitud de una señal como el que se muestra en la siguiente figura:

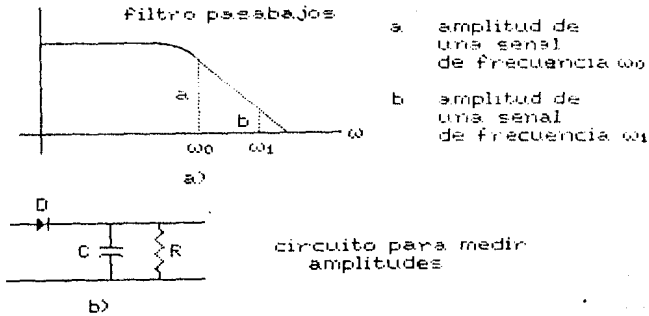


fig. 5.16

#### 5.1.4 GENERACION DE FUNCIONES. OSCILADORES.

A los circuitos que generan alguna función periódica del tiempo se les llama generadores de funciones u osciladores. Dependiendo de la forma de onda que produzcan se les llama osciladores senoidales, triangulares, de onda cuadrada, de diente de sierra, etc.

oscilador senoidal

$$V(t) = V_0 + V_m \text{ sen } (\omega t + \phi)$$

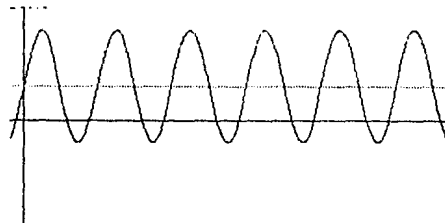
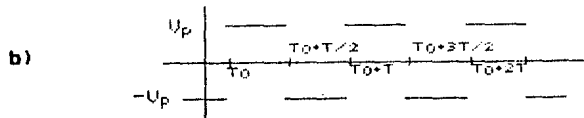


fig. 5.17 a)

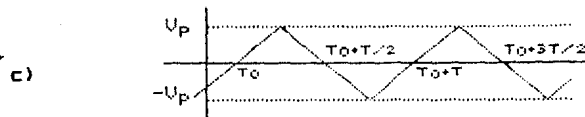
oscilador de onda cuadrada

$$V(t) = \begin{cases} V_p & \text{si } t \in [t_0+nT, t_0+(2n+1)T/2) \\ -V_p & \text{si } t \in [t_0+(2n+1)T/2, t_0+(n+1)T) \end{cases}$$



oscilador triangular

$$V(t) = \begin{cases} -4V_p t + K_{1n} & \text{si } t \in [t_0+nT, t_0+(2n+1)T/2) \\ 4V_p t + K_{2n} & \text{si } t \in [t_0+(2n+1)T/2, t_0+(n+1)T) \end{cases}$$



Oscilador diente de sierra

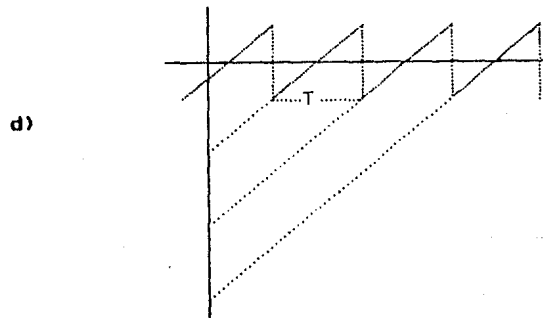


fig. 5.17

Las características importantes de los osciladores son: su frecuencia (o periodo), la amplitud y la pureza de la forma de onda. Al generar una señal es importante mantener bajo control estas características. Idealmente un oscilador senoidal que genere una señal de 1 kHz de 1 V de amplitud debe mantener estas tres características bajo cualquier condición del sistema donde vaya a ser usado. En la práctica esto no es así y se observa que la frecuencia del oscilador puede variar debido a la temperatura, al envejecimiento de

los componentes, con variaciones de la fuente de alimentación, etc. La estabilidad de un oscilador mide qué tanto cambia sus características principales. Usualmente se reporta en términos de corrimientos. Por ejemplo, ciertos osciladores basados en cristales de cuarzo tienen corrimientos de 50 ppm/°C, es decir, su frecuencia cambia .005% con cada °C.

Para los osciladores senoidales el grado de pureza de la forma de onda está dado por la cantidad total de armónicos de la frecuencia fundamental presentes a la salida del oscilador; esto usualmente se reporta como un voltaje rms o % de la señal total. En los transmisores de radio, por ejemplo, se requiere de una gran pureza de la onda portadora pues la presencia de abundantes armónicos crea serios problemas de interferencia con otras frecuencias de radio.

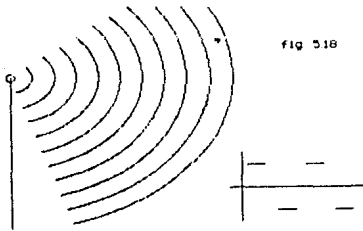
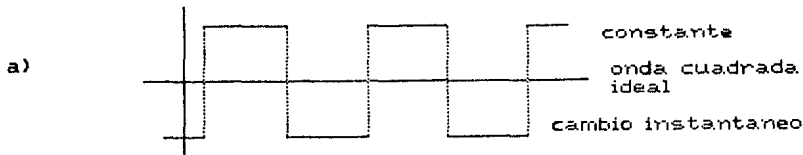


fig 5.18

Una antena de radio que emite ondas cuadradas a una frecuencia de 1 MHz produce armónicos en 2, 3, 4, 5, 6, ... MHz con amplitudes decrecientes pero considerables. Interferencia en todas esas frecuencias.

fig. 5.19

Para los osciladores de onda cuadrada el grado de pureza de la señal viene dado por el tiempo de subida y bajada así como por el sobretiro (overshoot en inglés). El tiempo de subida es el tiempo que le toma a la señal subir del 10 % del valor final del voltaje alto al 90 % de éste. En forma análoga se define el tiempo de bajada (90 % → 10 %).



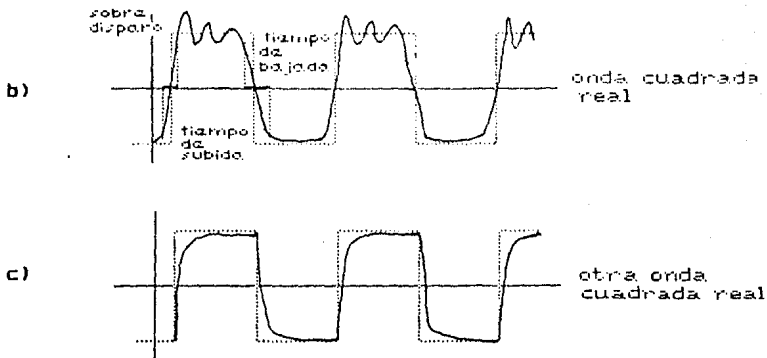


fig. 5.19

Para los osciladores triangulares y de diente de sierra el grado de pureza de la forma de onda se mide en términos de la linealidad (ver capítulo 2) y se expresa en %.

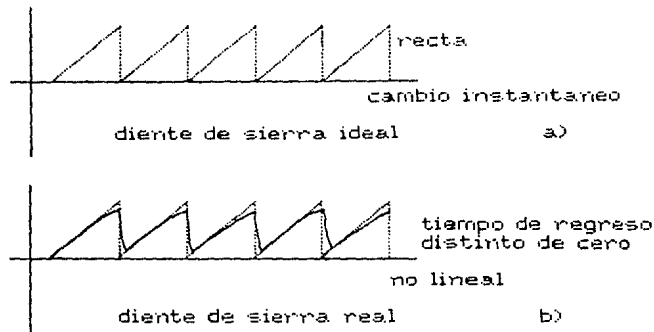


fig. 5.20

Existen otros tipos de osciladores con formas de onda especiales y lo dicho hasta aquí también se aplica a estos, las principales características son estabilidad, amplitud y pureza de la forma de onda de que se trate.

La realización práctica de los osciladores es sumamente variada basándose en un varios fenómenos físicos, desde oscilaciones mecánicas, oscilaciones en circuitos eléctricos con bobinas y condensadores, cavidades resonantes, descargas en gases ionizados, oscilaciones electromecánicas en cristales, efecto túnel, emisión estimulada, etc. No se trata aquí de describir cómo usar estos fenómenos físicos para producir una oscilación sino sólo de mencionar lo que es común a esta enorme variedad. Gracias a esta variedad, actualmente es posible así cubrir todo el espectro



electromagnético; existen oscilaciones de muy bajas frecuencias (periodos de días, meses, años), osciladores de audio, ultrasonicos, de radio, de microondas, infrarrojos, visibles, ultravioleta, X, ...

## 5.2 ACOPLAMIENTOS.

Cuando se conectan dos circuitos el funcionamiento de ambos se ve afectado en mayor o menor medida. Muchas características pueden cambiar drásticamente. Por ejemplo, un oscilador de radio frecuencia al conectarse a una antena de transmisión puede cambiar su frecuencia y amplitud; un transductor piezoeléctrico resulta inútil conectado a un amplificador que no tenga las características apropiadas. ¿Cómo preveer qué tanto se afectará un circuito al conectarlo a otro?

### 5.2.1 IMPEDANCIAS DE ENTRADA Y SALIDA.

Para varios circuitos electrónicos, un primer modelo, simplificado, es un modelo eléctrico lineal en el que cualquier circuito de 4 terminales (2 de entrada y 2 de salida) puede sustituirse por otro como el de la figura siguiente:

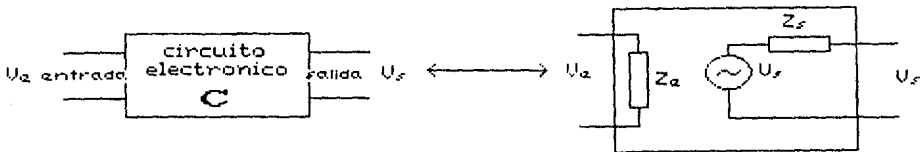


fig. 5.21

es decir, que al conectar C a otro circuito sería como conectar simplemente una impedancia  $Z_e$ . A esta impedancia se le llama **impedancia de entrada**. La salida del circuito C puede verse como una fuente de voltaje en serie con una impedancia  $Z_s$ . A esta impedancia se le llama **impedancia de salida**.

A través de un ejemplo se verá qué sucede al conectar dos bloques. El primero de ellos es un transductor de presión de tipo piezoeléctrico que se caracteriza por tener una sensibilidad de 2.5 V/mbar y una impedancia de salida de 10 MΩ. El segundo es un amplificador de voltaje con una

ganancia de 100 y una impedancia de entrada de  $1000 \Omega$  y de salida de  $100 \Omega$ . ¿Qué voltaje entregará el amplificador si la presión aplicada al transductor es de .5 mbar?

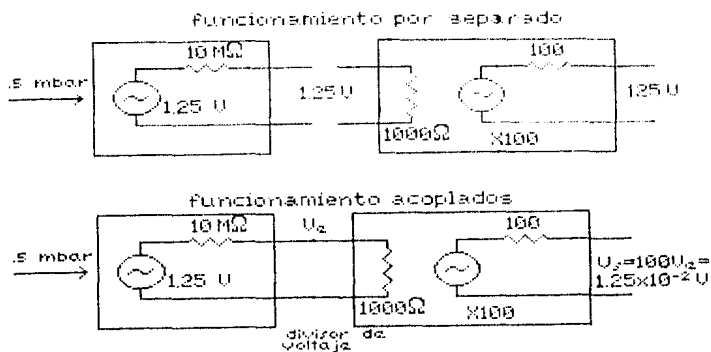
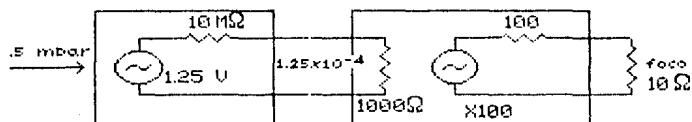


fig. 5.22

$$V_e = \frac{10^3}{10^3 + 10^7} \times 1.25 \approx 1.25 \times 10^{-4} \text{ Vs} = .0125 \text{ V}$$

funcionamiento acoplados

Y si ahora se quisiera conectar un foco con resistencia de  $100 \Omega$  a la salida del amplificador que indicara que el transductor está recibiendo .5 mbar el sistema sería un desastre.



$$U_{\text{foco}} = \frac{10}{110} U_2 \approx 1.25 \times 10^{-3} \text{ V}$$

fig. 5.24

fig. 5.23

En el modelo, al interconectar circuitos siempre se forman divisores de voltaje como el que sigue:

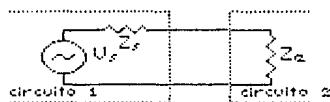


fig. 5.24

de tal manera que el voltaje efectivo que entra al circuito

2 es  $V_e = \frac{Z_e}{Z_s + Z_e} V_s$ . Como se aprecia en los cálculos hechos

en las figuras el voltaje en el foco es insuficiente para encenderlo y por tanto nuestro arreglo de nada sirve. Si es de interés conservar sin alteración  $V_s$  se tiene 2 opciones para acercarnos a ese objetivo:

1) hacer  $Z_s \rightarrow 0$  con lo que  $V_e = (Z_e / (Z_e + Z_s)) V_s \rightarrow 0$  o

2) hacer  $Z_e \rightarrow \infty$  con lo que  $V_e = (1 / (1 + Z_s / Z_e)) V_s \rightarrow V_s$

o sea que se buscará que los circuitos a conectar tengan la mayor impedancia de entrada posible y la menor impedancia de salida. Esto hace que cada bloque funcione como si estuviera aislado de los demás pues su interacción se reduce al mínimo. Si  $Z_e \rightarrow \infty$  no se extrae corriente del circuito anterior y por tanto, éste "ni se entera" de la presencia del otro.

No en todos los casos es este el mejor criterio para acoplar circuitos. Se dijo que si interesa conservar los voltajes este es un buen criterio. En muchos otros casos lo que se busca es que se transfiera el máximo de potencia de un circuito a otro. En este caso el acoplamiento óptimo se obtiene igualando las impedancias de salida y de entrada de los dos circuitos a conectar. Este criterio se obtiene de optimizar la función potencia transferida a las resistencias del divisor de voltaje del que se ha hablado.

El modelo es sin duda una fuerte simplificación de los circuitos reales pero en la práctica se ha mostrado como un excelente modelo que permite trabajar hasta cierto punto con una gran variedad de circuitos.

### 5.2.2 OTRAS CARACTERISTICAS IMPORTANTES.

Para muchos circuitos integrados los fabricantes no proporcionan directamente las impedancias de entrada y salida sino otras características necesarias para el acoplamiento, como por ejemplo, el rango de voltajes, los máximos de corriente a la salida, corrientes mínimas para el funcionamiento, figura de ruido, etc.

El amplificador operacional 741 en sus hojas de especificación indica la máxima variación de voltaje en la salida como función de una carga (resistencia conectada a la salida).

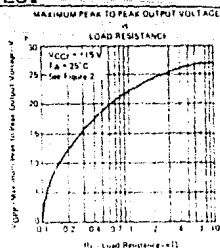


fig. 5.25

O también se indica la máxima corriente que proporciona a la salida, etc. Para cada caso concreto es necesario revisar que el acoplamiento sea el adecuado.

### 5.2.3 OTROS BLOQUES FUNCIONALES.

Con el desarrollo de las técnicas de fabricación de circuitos integrados existen multitud de bloques funcionales que realizan tareas muy específicas o generales que no se detallarán aquí; solamente se citan algunos ejemplos

- μA721 → Subsistema de frecuencia intermedia para receptores de AM y FM.
- μA787 → Procesador cromático para TV.
- μA1391 → Procesador horizontal de TV.
- μA7391 → Sistema de control de velocidad para motor.
- μA7805 → Regulador de voltaje de 5V de 3 terminales.
- XR565 → Phase Locked Loop.
- μA741 → Amplificador Operacional de uso general.
- μA796 → Modulador/demodulador balanceado.
- NE555 → Circuito de tiempo.
- 8038 → Generador de funciones.

Esta enorme variedad de circuitos integrados ha simplificado el diseño de sistemas analógicos de manera muy significativa. En muchos casos el problema se reduce a saber conectar apropiadamente los distintos bloques funcionales, a usarlos dentro de los rangos especificados por el fabricante, seleccionar los indicados dentro de un conjunto de circuitos similares, etc. En el siguiente apartado se dan algunos elementos en este sentido.

### 5.3 EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

Dentro de los circuitos integrados de uso general el que tiene un uso más extendido es el amplificador operacional. Con él es posible construir de manera muy sencilla cientos de bloques que realizan todo tipo de funciones agregando sólo algunas cuantas componentes externas al circuito integrado. En lo que resta del capítulo se estudia al amplificador operacional y sus aplicaciones.

## 5.3.1 CARACTERÍSTICAS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL.

Idealmente el amplificador operacional tiene las siguientes características:

- |                                   |                |
|-----------------------------------|----------------|
| 1) Ganancia infinita              | $G = \infty$   |
| 2) Impedancia de entrada infinita | $Z_e = \infty$ |
| 3) Impedancia de salida cero      | $Z_s = 0$      |
| 4) Ancho de banda infinito        | $B = \infty$   |

y el símbolo que se utiliza será

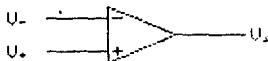


fig. 5.26

El operacional es un amplificador que tiene dos entradas, una denotada por + y otra por -. Para la entrada  $V_+$ , la ganancia del amplificador es  $G$ ; para la entrada  $V_-$ , la ganancia es  $-G$ . Si se aplican voltajes a ambas entradas, la salida es la superposición de las salidas que se producirían por cada entrada por separado. Así, si se aplican voltajes  $V_+$  y  $V_-$ , el voltaje de salida es  $G(V_+ - V_-)$ .

De entrada parece un poco chocante e inútil que un amplificador tenga ganancia tendiendo a infinito. El amplificador operacional pocas veces se usa sin otras componentes externas. Conectando de manera adecuada algunas componentes se hará más evidente cómo esta característica es extremadamente útil.

Considérese inicialmente un amplificador con ganancia  $G$  finita y función de transferencia  $V_s = G(V_+ - V_-)$  conectado con un par de resistencias como se indica en la figura:

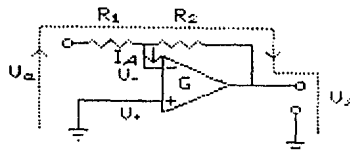


fig. 5.27

En este circuito se ha regresado parte de la señal de salida a la entrada a través de la resistencia  $R_2$ , es decir, se trata de un circuito retroalimentado. El efecto de la retroalimentación es el siguiente. Si la impedancia de entrada del amplificador es grande  $I_A \approx 0$  y entonces se tiene un divisor de voltaje conectado entre los voltajes  $V_s$  y  $V_e$ , y por tanto

### 5.3.1 CARACTERÍSTICAS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL. 130

$$V_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_s - V_e)$$

Si  $V_e$  se mantiene constante y  $V_s$  aumenta entonces  $V_-$  aumenta también; pero  $V_s = -G V_-$  y si  $V_-$  aumenta  $V_s$  disminuye. Así, un aumento en  $V_s$  tiende a ser anulado inmediatamente. Análogamente, si  $V_s$  disminuyera,  $V_-$  también lo haría, pero al multiplicarse por  $-G$  se obtiene el efecto contrario, esto es,  $V_s$  tendería a aumentar. A fin de cuentas  $V_s$  se ajustará de manera que  $V_-$  esté lo más próximo a cero posible. A este tipo de retroalimentación se le llama **retroalimentación negativa**.

Usando las leyes de Kirchoff, la suma de corrientes en el nodo de entrada al amplificador debe ser cero.

$$\frac{V_e - V_-}{R_1} + \frac{V_s - V_-}{R_2} + I_A = 0 \quad V_- = \frac{-V_s}{G}$$

Supóngase que la impedancia de entrada del amplificador es lo suficientemente grande como para que  $I_A$  sea despreciable respecto a los otros dos términos. Si es así, entonces

$$\frac{-V_e + V_-}{R_1} = \frac{V_s - V_-}{R_2} \quad \frac{-V_e - V_s/G}{R_1} = \frac{V_s + V_s/G}{R_2}$$

ahora, si  $G \rightarrow \infty \implies V_s = - \frac{R_2}{R_1} V_e$



fig. 5.28

Este resultado tan simple es muy importante. Visto el circuito como un bloque es un amplificador de ganancia  $-R_2/R_1$  cuyas características no dependen de lo que tenga en su interior de ganancia

$G \rightarrow \infty$ . Cambiar la ganancia del nuevo amplificador resulta muy simple pues basta con cambiar las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ . Si hubiera amplificadores con ganancia infinita e impedancia de entrada infinita serían así de fáciles las cosas. Resulta que no existen amplificadores con esas características pero sí existen con características que para todo fin práctico son las ideales.

## 5.3.2 CARACTERISTICAS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL.

La técnica actual permite estar muy cerca de las características ideales del amplificador operacional. Véanse las siguientes características de circuitos integrados para apreciarlo:

	$\mu A741$	TLO81	$\mu A725$
G	200000	200000	$3 \times 10^4$
$Z_e$	$2 \times 10^4 \Omega$	$10^{12}$	$1.5 \times 10^4 \Omega$
$Z_s$	75 $\Omega$		150 $\Omega$

En la siguiente tabla se muestran los valores reales de la ganancia de un amplificador retroalimentado ( $G_r$ ) para distintos valores de la ganancia del amplificador sin retroalimentar (A).

A	$R_2/R_1 = 100$		$R_2/R_1 = 10$	
	$G_r$	%error	$G_r$	%error
10	9.0	91.0	4.76	53.4
$10^2$	49.8	50.2	9.01	9.9
$10^3$	90.8	9.2	9.89	1.1
$10^4$	99.0	1.0	9.99	0.1
$10^5$	99.9	0.1	9.999	0.01
$10^6$	99.99	0.01	9.9999	0.001

Como se ve la aproximación de los amplificadores reales al amplificador operacional ideal es excelente siempre y cuando la ganancia del amplificador operacional sea suficientemente elevada y los valores de las resistencias usadas no sean ni demasiado grandes ni demasiado pequeños. De aquí en adelante en todos los cálculos que se hagan se supondrá que se trabaja con amplificadores operacionales ideales.

Más arriba se escribió  $V_- = -V_s/G$ . Como  $G \rightarrow \infty$ ,  $V_- \rightarrow 0$ , es decir, que a pesar de que físicamente  $V_-$  no está conectado a tierra, para cualquier valor de lo voltajes de entrada y salida  $V_-$  está a tierra. En los amplificadores reales  $V_-$  es del orden de  $\mu V$ , lo que era de esperarse pues si la ganancia del amplificador es del orden de  $10^4$  para que la salida sea de unos cuantos volts ( $V_+$ - $V_-$ ) es del orden de unos cuantos  $\mu V$ . A este resultado se le llama la tierra virtual y simplifica enormemente la resolución de circuitos en los que intervienen amplificadores operacionales. Vease otro ejemplo:

### 5.3.2 CARACTERISTICAS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL. 132

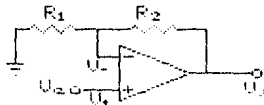


fig. 5.29

El resultado de la tierra virtual puede usarse en este caso aunque no interpretándolo al pie de la letra. Formulados de otra manera diría que ambas entradas de un amplificador operacional retroalimentado negativamente siempre se encuentran al mismo potencial. Usando este principio  $V_+ = V_-$ . Como se forma un divisor de voltaje con las dos resistencias

$$V_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s \quad \text{pero } V_- = V_+ = V_e$$

$$V_e = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s \implies V_s = (1 + R_2/R_1) V_e$$

De nuevo la función de transferencia es la de un amplificador con ganancia  $(1 + R_2/R_1)$ . Como el circuito anterior la ganancia no depende en absoluto de cómo está construido el amplificador, ni de qué componentes usa; sólo depende de un par de componentes pasivas externas. Esto da la posibilidad de diseñar excelentes amplificadores de manera extraordinariamente sencilla. A este circuito se le conoce como amplificador no inversor.

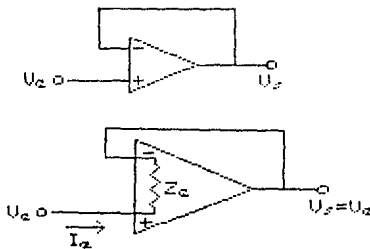


fig. 5.30

Para explicarnos el funcionamiento del siguiente circuito se le puede ver como un caso límite del amplificador no inversor en el que  $R_2 \rightarrow 0$  y  $R_1 \rightarrow \infty$ . En ese caso  $V_s = V_e$ . ¿Qué utilidad puede tener un amplificador de ganancia 1? ¿Qué pasa con las impedancias de entrada y de salida del seguidor de voltaje?

La impedancia de entrada mide qué tanta corriente circula a la entrada un amplificador. Para un amplificador operacional real de ganancia  $G$  conectado como seguidor de voltaje  $V_+ = V_e \approx V_- = V_s$  entonces la diferencia de potencial en los extremos de  $Z_e$  es muy pequeña lo que hace que la corriente que circula por  $Z_e$  sea mucho más pequeña que si  $Z_e$  estuviera conectada a tierra. ¿Qué tanto más pequeña?



Un cambio  $\Delta V_s = G \Delta V_e \implies \Delta V_e = \Delta V_s / G$ . La corriente de entrada  $I_e$  cambiará  $\Delta I_e$ . El cociente  $\Delta V_e / \Delta I_e$  da la impedancia efectiva de entrada  $Z = G Z_e$ . El efecto de la retroalimentación negativa es aumentar grandemente la impedancia de entrada del seguidor de voltaje. Un análisis parecido lleva a que en un amplificador no inversor también se eleva la impedancia de entrada debido a la retroalimentación negativa.

En cuanto a la impedancia de salida para el seguidor de voltaje, debido a la retroalimentación negativa, ésta disminuye.

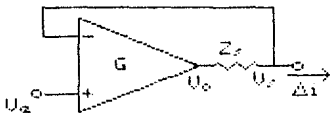


fig. 5.31

Considérese al amplificador real como formado por uno ideal con impedancia de salida cero en serie con una impedancia  $Z_s$ . La impedancia efectiva de salida de todo el amplificador se calcula viendo cómo cambia la corriente de salida cuando cambia el voltaje a la salida. Supóngase que se extrae del amplificador operacional una corriente  $\Delta I$  ¿cuánto cambiará  $V_s$ ? Si cambia  $V_s$  es porque  $V_o$  cambió y en  $Z_s$  hay una caída de potencial  $\Delta I Z_s$ . Como cambió  $V_s$  en  $\Delta V_s$  entonces  $V_o$  cambia en  $G \Delta V_s$ . La caída de potencial en  $Z_s$  será  $\Delta V_o - \Delta V_s$ . De esta manera:

$$\Delta I = \frac{\Delta V_o - \Delta V_s}{Z_s} \quad \text{y} \quad \Delta V_s = \frac{\Delta V_o}{G}$$

la impedancia efectiva se encuentra tomando el cociente  $\Delta V_s / \Delta I$  y se obtiene

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta I} = \frac{\Delta V_o / G}{\frac{\Delta V_o - \Delta V_o / G}{Z_s}} = \frac{1/G}{1 - 1/G} \quad \text{como } 1/G \ll 1$$

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta I} = \frac{Z_s}{G}$$

La retroalimentación negativa disminuye la impedancia de salida en un factor  $1/G$ . Para la mayoría de los amplificadores reales como  $G$  es del orden de  $10^3 - 10^4$  y  $Z_s \approx 100 \Omega$  pueden obtenerse impedancias de salida extremadamente bajas. Para las configuraciones inversora y no inversora sucede algo muy semejante. En una mayoría de aplicaciones puede suponerse una impedancia de salida cero.

### 5.3.2 CARACTERISTICAS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL. 134

Un amplificador de ganancia 1 como el seguidor de voltaje es muy útil para acoplar circuitos. Su impedancia de entrada es muy alta y la de salida muy baja. Estas eran las características deseadas para lograr un buen acoplamiento que no altere los voltajes en los bloques a acoplar.

El cálculo de la impedancia de entrada de un amplificador inversor es muy sencillo. Usando el principio de tierra virtual  $V_- = 0$ , por tanto,  $I$  será simplemente  $V_e/R_1 \implies Z_{ef} = V_e/I = R_1$ . Puede obtenerse un amplificador practicamente con cualquier impedancia de entrada seleccionando el valor apropiado para  $R_1$ .

### 5.3.3 CIRCUITOS LINEALES.

En este apartado se analizará el funcionamiento de circuitos en los que intervienen componentes externas al amplificador operacional que obedecen la ley de Ohm, es decir, en los que hay una relación lineal entre el voltaje y la corriente.

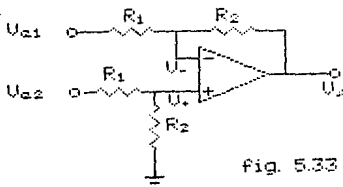


fig. 5.33

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

fig. 5.32

$$\frac{V_{e1} - V_-}{R_1} = \frac{-V_s + V_-}{R_2} \implies$$

Debido a la impedancia de entrada infinita del amplificador operacional

$$V_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{e2}$$

La corriente en la rama de la entrada inversora del circuito es:

$$\frac{V_{e1}}{R_1} = \frac{R_2}{R_1(R_1 + R_2)} V_{e2} =$$

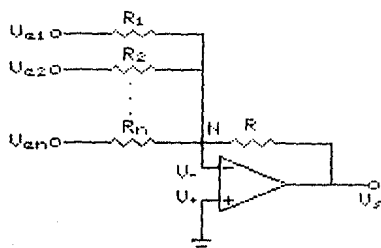
$$= \frac{-V_s}{R_2} + \frac{1}{R_1 + R_2} V_{e2}$$

$$\frac{V_{e1}}{R_1} - \left( \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{R_2}{R_1(R_1 + R_2)} \right) = \frac{-V_s}{R_2}$$

$$\frac{V_{e1}}{R_1} - \frac{1}{R_1 + R_2} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{e2} = \frac{-V_s}{R_2}$$

$$\frac{V_{e1}}{R_1} - \frac{V_{e2}}{R_1} = \frac{-V_s}{R_2} \implies V_s = -\frac{R_2}{R_1} (V_{e2} - V_{e1})$$

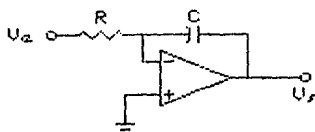
A este amplificador se le llama amplificador diferencial pues amplifica la diferencia de los voltajes  $V_{e1}$  y  $V_{e2}$  por un factor  $-R_2/R_1$ .



AMPLIFICADOR SUMADOR

fig. 5.33

En el caso de que todas las  $R_i$  sean iguales, este amplificador suma los voltajes  $V_{e1}$  y los multiplica por un factor constante.



INTEGRADOR

fig. 5.34

Como en los otros casos  $V_+ = V_- = 0$  V. La suma de corrientes en el nodo N es cero.

$$\frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_{e2}}{R_2} + \dots + \frac{V_{en}}{R_n} + \frac{V_s}{R} = 0$$

por lo tanto

$$V_s = -R \left( \frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_{e2}}{R_2} + \dots + \frac{V_{en}}{R_n} \right) = 0$$

Al igual que en los otros casos  $V_- = V_+$  y la suma de las corrientes es cero. Recordando la relación que hay entre carga y voltaje en un condensador,  $V_s = Q/C$ , se tiene

$$\frac{V_e}{R} + I_c = 0 \quad I_c = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dV_s}{dt}$$

$$\implies C \frac{dV_s}{dt} = - \frac{V_e}{R} \implies$$

$$V_s = - \frac{1}{RC} \int V_e dt + V_0$$

Si  $RC = 1$  entonces  $V_s$  es simplemente la integral del voltaje de entrada con signo cambiado más una constante dada por el voltaje de carga del condensador al iniciarse la integración. Si se aplica a la entrada una señal cuadrada la salida debe ser una onda triangular sumada a un voltaje constante. Puede fijarse el valor de  $V_0$  con una batería de voltaje apropiado conectada en paralelo con el condensador misma que se desconecta en el momento de iniciarse la integración.

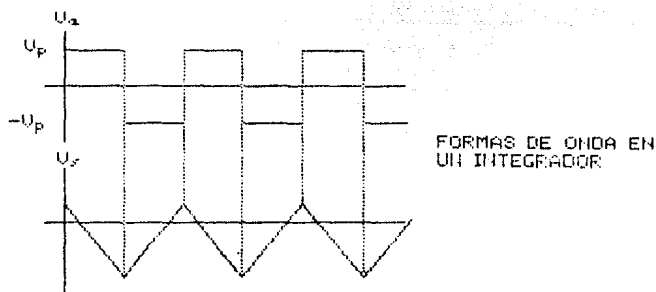


fig. 5.35

Nótese que si  $V_e = k$  constante entonces  $V_s = k t$ . Aún cuando  $k$  sea muy pequeño, después de un tiempo suficientemente grande,  $V_s$  puede alcanzar el voltaje de saturación del amplificador operacional impidiendo su funcionamiento. Esta es una dificultad práctica importante en el funcionamiento de los integradores. Por otro lado, las corrientes de polarización en las entradas del amplificador operacional pueden cargar el condensador hasta el voltaje de saturación con las mismas consecuencias.

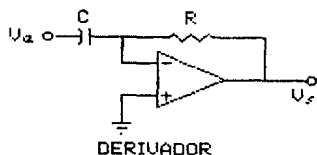


fig. 5.36

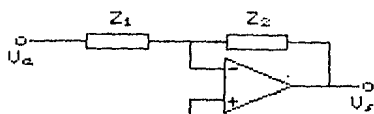
Con el mismo procedimiento, la suma de corrientes es cero

$$I_e + \frac{V_s}{R} = 0 \quad I_e = -\frac{dQ}{dt} = C \frac{dV_e}{dt}$$

$$V_s = -RC \frac{dV_e}{dt}$$

Como en el integrador, si  $RC = 1$  la salida es simplemente la derivada del voltaje de entrada con el signo cambiado. Al aplicar una señal triangular a la entrada, en la salida se obtiene una señal cuadrada.

En un caso más general, puede colocarse en el circuito cualquier impedancia compleja en la red de retroalimentación; la función de transferencia de este bloque es:



CASO GENERAL

fig. 5.37

$$V_s = - \frac{Z_2}{Z_1} V_e$$

Cuando hay elementos reactivos en las impedancias, estas dependen de la frecuencia y por tanto el factor  $-Z_2/Z_1$  dependerá de la frecuencia y alterará la fase entre la entrada y la salida. Con esto es posible construir filtros activos. Más arriba en este mismo capítulo se definió a los filtros como amplificador cuya ganancia dependía de la frecuencia.

### 5.3.4 FILTROS ACTIVOS.

Analícese el siguiente circuito:

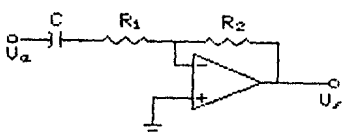


fig. 5.38

$$V_s = - \frac{Z_2}{Z_1} V_e$$

$$Z_2 = R_2$$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C}$$

Ahora las impedancias son complejas

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{R_2}{R_1 + 1/j\omega C} = \frac{R_2}{R_1 - 1/j\omega C} = \frac{CR_2 j\omega}{R_1 C j\omega - 1}$$

El módulo de  $V_s$  viene dado por:

$$|V_s| = \left| - \frac{Z_2}{Z_1} \right| |V_e| = \left| \frac{Z_2}{Z_1} \right| |V_e|$$

$$\left| \frac{Z_2}{Z_1} \right| = \left| \frac{R_2}{R_1 - 1/j\omega C} \right| = \frac{R_2}{|R_1 - 1/j\omega C|} = \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + 1/\omega^2 C^2}} =$$

$$= \frac{wR_1R_2C}{\sqrt{1 + R_1^2C^2w^2}}$$

la fase de  $V_s$  respecto de  $V_e$  se encuentra tomando arctan del cociente de la parte imaginaria de la parte real de  $V_s$ . Si  $V_e$  es real, entonces

$$V_s = \frac{R_2V_e}{R_1 - j/wC} = \frac{R_2V_e}{R_1 - j/wC} \frac{R_1 + j/wC}{R_1 + j/wC} = \frac{R_2V_e}{R_1 + j/wC^2} (R_1 + j/wC)$$

$$\emptyset = \arctan \frac{1}{wR_1C}$$

Nótese que cuando  $w$  es pequeño ( $wR_1 \ll 1$ ) entonces  $|Z_2/Z_1|$  será pequeño; para  $wR_1C \gg 1$   $|Z_2/Z_1|$  tiende a  $R_2/R_1$ . Este comportamiento es el de un filtro pasabajos como el mencionado en el inciso 5.1 b). El desfaseamiento entre  $V_s$  y  $V_e$  varía desde ángulos cercanos a  $\pi/2$  para  $w$  pequeño hasta cero para  $w$  grande.

El criterio de comparación para decidir si  $w$  es grande o pequeño fue compararlo con  $1/R_1C$ . Resulta, como ya se explicó en 5.1 b), que la frecuencia de corte es precisamente  $1/R_1C$ . La pendiente de la región de corte es de 6 dB/oct o 20 dB/dec.

El siguiente circuito es un filtro pasabajos:

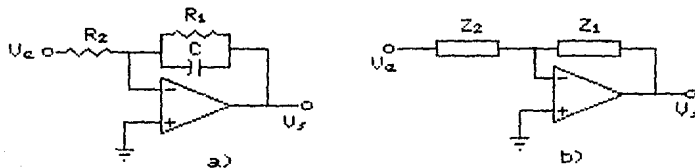


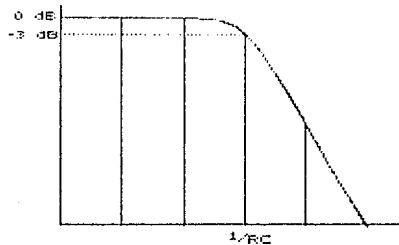
fig. 5.39

$$V_s = - \frac{Z_1}{Z_2} V_e \quad Z_1 = \frac{R_1/jwC}{R_1 - j/wC} = \frac{R_1}{1 + jR_1wC} \quad Z_2 = R_2$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{R_1}{R_2(1 + R_1Cjw)} \quad |V_s| = \left| - \frac{Z_1}{Z_2} \right| |V_e| = \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right| |V_e|$$

$$\left| \frac{Z_1}{Z_2} \right| = \frac{\left| \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C} \right|}{R_2} = \frac{R_1}{R_2 \sqrt{1 + \omega^2 R_1^2 C^2}}$$

Para frecuencias bajas ( $\omega R_1 C \ll 1$ ), la ganancia es esencialmente  $R_1/R_2$  mientras que para frecuencias altas ( $\omega R_1 C \gg 1$ ), la ganancia disminuye fuertemente y se obtiene así un filtro pasabajos. La frecuencia de corte es  $1/R_1 C$  y la pendiente es también 6 dB/oct.



La respuesta en frecuencia de un filtro ideal es abrupta como se muestra en la figura:

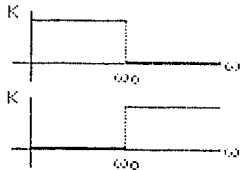


fig. 5.41

toda frecuencia arriba de  $\omega_0$  en un filtro pasabajos es completamente eliminada. Lo mismo es cierto para el pasaaños: toda frecuencia por debajo de  $\omega_0$  se elimina.

Los filtros mencionados más arriba distan mucho de ser ideales. La pendiente de la región del corte es de sólo 20 dB/dec. Es posible construir filtros cuya respuesta en frecuencia es más parecida a la ideal, es decir, con pendientes de corte más pronunciadas.

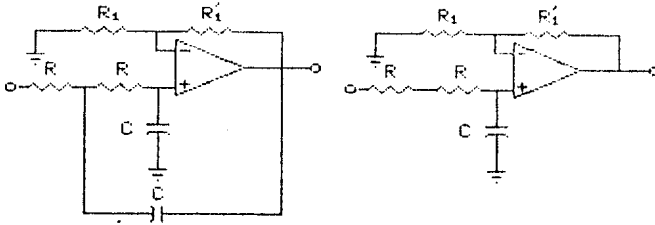
La función de transferencia de los filtros pasabajos ya mencionados es del estilo

$$k(s) = \frac{1}{\alpha + \beta s} \quad \text{donde } s = j\omega \text{ y } \alpha, \beta \text{ son constantes.}$$

$$\text{Con funciones de transferencia del tipo } k(s) = \frac{1}{P_n(s)}$$

donde  $P_n(s)$  es un polinomio de grado  $n$  con raíces en el lado izquierdo del plano complejo, es posible construir filtros cuya respuesta en frecuencia es más parecida a un filtro ideal. No es aquí de interés profundizar en esto, sólo se

mencionará que ciertos polinomios llamados de Butterworth proporcionan las funciones de transferencia adecuadas y la realización práctica de estos filtros usando amplificadores operacionales es sencilla.



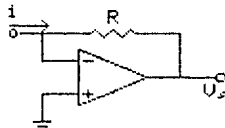
a) filtro pasabajos de 2º orden 40 dB/decada.

b) filtro pasabajos de 1º orden 20 dB/decada.

fig. 5.42

Combinando filtros de 1º y 2º orden pueden obtenerse filtros de órdenes mayores.

### 5.3.5 OTROS CIRCUITOS LINEALES.



AMPLIFICADOR DE CORRIENTE:

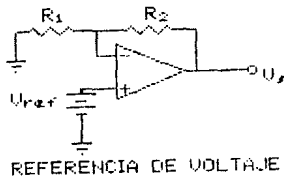
fig. 5.43

Para este circuito el voltaje de salida es simplemente  $V_s = -Ri$  y se le llama convertidor de corriente a voltaje. Existen algunos transductores como los fotodiodos en los que la corriente que pasa por ellos es proporcional a la potencia

luminosa que reciben. En estos casos un convertidor de corriente a voltaje resulta muy útil.

En muchas ocasiones los voltajes de referencia o patrones de calibración se definen en términos de voltajes generados por reacciones electroquímicas. Las fuentes de voltaje así producidas a veces tienen una resistencia interna elevada lo que hace que al efectuar alguna medición del voltaje al extraer corriente éste caiga dejando de ser una buena referencia. Usando las características de alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida es posible obtener buenas referencias de voltaje; el siguiente circuito funciona como referencia de voltaje:

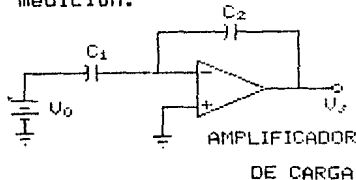




$$V_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{ref}$$

fig. 5.44

Ciertos tipos de transductores utilizan la capacidad de un condensador para efectuar la conversión, los hay de presión (micrófonos), de posición, etc. en estos transductores una forma de detectar los cambios de capacidad es midiendo los cambios en la carga del condensador. El circuito de la siguiente figura puede efectuar este tipo de medición.



El condensador  $C_1$  es el transductor y se mantiene cargado a un potencial  $V_0$ . Si cambia  $C_1$  en  $\Delta C_1$ , entonces

$$\Delta q_1 = V_0 \Delta C_1$$

fig. 5.45

debido a la alta impedancia de entrada del amplificador operacional la corriente que se produce por el movimiento de cargas  $\Delta q_1$  fluye también por  $C_2$  modificando su carga y por tanto su voltaje en:

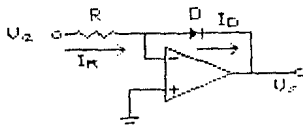
$$C_2 V_s = \Delta q_2 = \Delta q_1 = V_0 \Delta C_1 \quad \text{por lo tanto}$$

$$V_s = \frac{V_0}{C_2} \Delta C_1 = \frac{\Delta q_1}{C_2}$$

De esta manera el voltaje de salida es proporcional a la variación de las cargas (o la capacidad) en la entrada. Hay algunas consideraciones de tipo práctico que dificultan la realización de este circuito así como la del integrador que se abordará al final de este capítulo.

### 5.3.6 CIRCUITOS NO LINEALES.

La función de transferencia de los circuitos anteriores en todos los casos era una expresión lineal de la o las entradas del circuito donde los coeficientes son, en general, números complejos. Hay muchas aplicaciones en las que es necesaria una función de transferencia no lineal. Se verán algunos ejemplos:



AMPLIFICADOR LOGARITMICO

fig. 5.46

Para entender el funcionamiento de este circuito recuérdese primero la ecuación del diodo que relaciona la corriente y el voltaje en sus extremos:

$$I_D = I_0 (\exp(V_D / V_T) - 1)$$

$$V_s = -V_D \text{ (tierra virtual);}$$

despejando  $V_D$  y si  $I_D \gg I_0$   $V_D = -V_T(\ln I - \ln I_0)$  y como  $I_R = I_D = V_e/R$

$$V_D = -V_T(\ln \frac{V_e}{R} - \ln I_0) = -V_T \ln V_e - V_T(\ln R + \ln I_0)$$

El segundo término de la última ecuación es una constante que sería fácil de eliminar si a continuación del amplificador logaritmico se agregara un sumador que en una de sus entradas se aplicara el voltaje necesario para cancelar ese término.

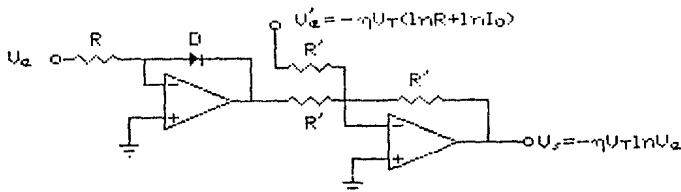


fig. 5.47

Existe un problema adicional al anterior que es la fuerte dependencia de la temperatura que tienen varios de los parámetros del diodo. Tanto  $V_T$  como  $I_0$  son funciones de la temperatura, para  $V_T$  se tiene que  $V_T \approx T/11000$  mientras que  $I_0$  resulta más compleja  $I_0 = K T^{1.5} \exp(V_{D00} / V_T)$  K es una constante y  $V_{D00} = 1.21$  V. Algunos cálculos llevan a que

$$\frac{d(\ln I_0)}{dT} = .08 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}. \text{ Aproximadamente, por cada incremento de } 10 \text{ } ^\circ\text{C se duplica el valor de } I_0. \frac{dV_T}{dT} = \frac{1}{11000}, \text{ por otra parte}$$

Es evidente que esta fuerte dependencia de la temperatura acarrea serios problemas.

Con un circuito como el de la siguiente figura estos problemas pueden reducirse considerablemente. Es necesario usar un par de diodos con características lo más semejantes posible.

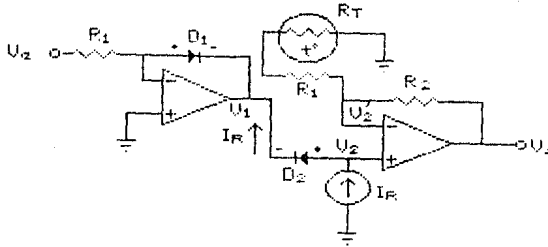


fig. 5.48

Para saber cuánto vale  $V_s$  es necesario conocer  $V_2$ ; calcúlese primero:

$$V_2 = V_1 + V_{D2} \quad \text{pero } V_{D2} = V_T(\ln I_R - \ln I_0)$$

$$V_2 = V_1 + V_T(\ln I_R - \ln I_0) \quad \text{y como}$$

$$V_1 = -V_T \left( \ln \frac{V_e}{R_1} - \ln I_0 \right)$$

$$V_2 = -V_T \left( \ln \frac{V_e}{R_1} - \ln I_0 - \ln I_R + \ln I_0 \right) = -V_T \left( \ln \frac{V_e}{R_1} - \ln I_R \right) =$$

$$= -V_T \ln \frac{V_e}{R_1 I_R}$$

Desde luego  $I_R$  debe ser independiente de la temperatura. Queda ahora el problema de anular la dependencia de  $V_T$ . Para eso son las resistencias en la red de retroalimentación del segundo amplificador operacional. Ahora sí calcúlese  $V_s$

$$V_2' = V_2 \quad (\text{tierra virtual}) \quad V_2' = \frac{R_1 + R_T}{R_1 + R_2 + R_T} V_s \quad \implies$$

$$V_s = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_T} \right) V_2$$

$$V_s = - \left( 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_T} \right) V_T \ln \frac{V_e}{R_1 I_R}$$

Se selecciona  $R_T$  de tal manera que el producto

$$\left( 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_T} \right) V_T \quad \text{resulte dentro de un cierto rango de}$$

temperaturas, practicamente constante. Claramente  $R_T$  debe tener un coeficiente térmico positivo.

Al bloque que contiene todos los circuitos necesarios para obtener una función de transferencia del tipo  $V_s = k \ln V_e$  se le llama amplificador logaritmico y se le simboliza con

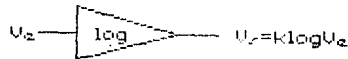
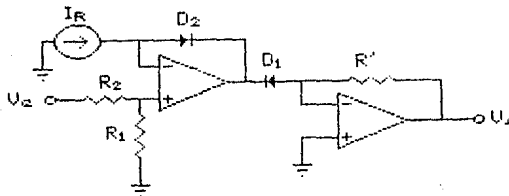


fig. 5.49



AMPLIFICADOR ANTILOGARITMICO

fig. 5.50

De manera semejante al caso anterior, el circuito de la figura efectúa la operación inversa al logaritmo, es decir, exponencia o extrae el antilogaritmo del voltaje de entrada. La parte medular es el segundo amplificador mientras que el primero sirve para efectuar las correcciones por la sensibilidad a la temperatura de los diodos. Se dejan para el lector cálculos. La función de transferencia del bloque es

$$V_s = R' I_R \exp\left(-V_e \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1}{V_T}\right)\right)$$

a un bloque como este se le llama amplificador antilogaritmico y se le simboliza por:

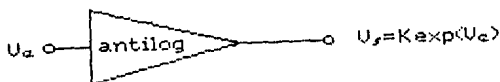
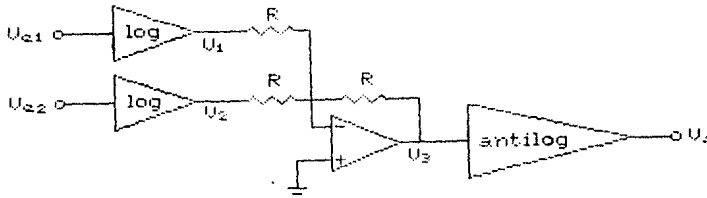


fig. 5.51

El uso de los amplificadores logaritmico y antilogaritmico permite realizar operaciones que son imposibles con

los circuitos lineales, por ejemplo, la multiplicación de dos señales o la elevación al cuadrado.



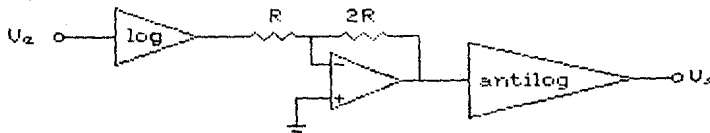
MULTIPLICADOR LOGARITMICO  
fig. 5.52

Para el circuito de la figura se tiene:

$$V_1 = -\ln V_{e1} \quad V_2 = -\ln V_{e2}$$

$$V_3 = \ln V_{e1} + \ln V_{e2} = \ln V_{e1} V_{e2}$$

$$V_s = \text{antiln} (\ln V_{e1} V_{e2}) = V_{e1} V_{e2}$$



CUADRADOR LOGARITMICO

fig. 5.53

Para este otro circuito  $V_s = V_e^2$

Usando amplificadores operacionales y diodos es posible construir bloques que tengan casi cualquier función de transferencia del tipo  $V_s = F(V_e)$ . Esto resulta extremadamente útil, en particular, una de sus aplicaciones es la linealización de funciones de transferencia. Supóngase que un transductor o algún sistema analógico tienen una función de transferencia de la variable física  $X$  (temperatura, iluminación, presión, posición, etc.) que no es lineal.

Evidentemente es mucho más fácil trabajar con funciones lineales. ¿Cómo lograrlo?

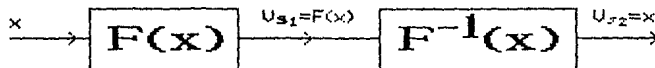


fig. 5.54

Si se logra construir un bloque cuya función de transferencia sea  $F^{-1}(X)$  se logrará el objetivo. Para empezar considérese el siguiente circuito:

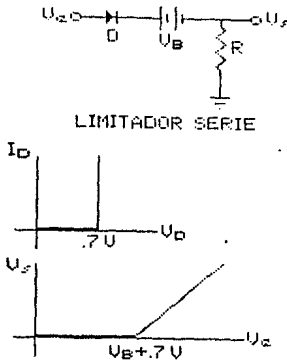


fig. 5.55

¿Cómo es  $V_s$  en función de  $V_e$ ? Para simplificar el análisis, recuérdese que en una primera aproximación, el diodo puede verse como una válvula que permite el paso de la corriente una vez que se superan los 0.7 V en sus extremos. Idealizando (en realidad la aproximación es bastante buena) la relación entre voltaje-corriente es como en la figura 5.55.

Ahora en el circuito circulará corriente sólo cuando  $V_e > V_B + .7$  V. Una vez que se cumpla esta desigualdad aparecerá  $V_e$  en  $V_s$  pero con  $V_B + .7$  V menos. La corriente en R será

$$I = \frac{V_e - V_B - .7}{R}$$

Ahora analícese el siguiente circuito:

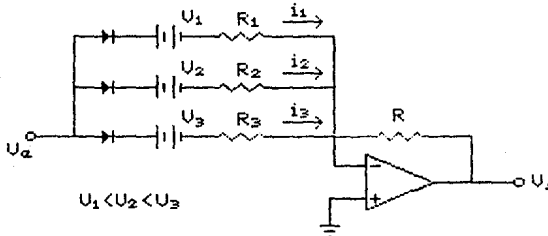


fig. 5.56

En el nodo de la entrada inversora del amplificador operacional se suman las corrientes de cada rama. El voltaje de salida es simplemente el producto de la corriente por la resistencia R con signo menos.

si  $V_e < V_1 + .7$   $i_1 = 0$

si  $V_e < V_2 + .7$   $i_2 = 0$

si  $V_e < V_3 + .7$   $i_3 = 0$

$$\begin{aligned}
 &\text{si } V_e > V_1 + .7 && \text{si } V_e > V_2 + .7 && \text{si } V_e > V_3 + .7 \\
 i_1 = \frac{V_e - V_1 - .7}{R_1} && i_2 = \frac{V_e - V_2 - .7}{R_2} && i_3 = \frac{V_e - V_3 - .7}{R_3} \\
 \\
 i = i_1 + i_2 + i_3 = (V_e - .7) \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) - \frac{V_1}{R_1} - \frac{V_2}{R_2} - \frac{V_3}{R_3}
 \end{aligned}$$

$$i = \begin{cases} 0 & V_e \in (0, V_1 + .7) \\ i_1 & V_e \in (V_1 + .7, V_2 + .7) \\ i_1 + i_2 & V_e \in (V_2 + .7, V_3 + .7) \\ i_1 + i_2 + i_3 & V_e \in (V_3 + .7, \infty) \end{cases}$$

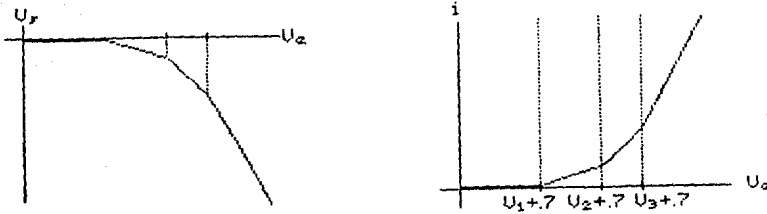


fig. 5.57

Por tanto, la gráfica de la función de transferencia será muy semejante a la anterior. Las pendientes en cada uno de los tramos son:

$$m_1 = \frac{R}{R_1} \quad m_2 = \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) R \quad \text{y} \quad m_3 = \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) R \quad (*)$$

Haciendo aproximaciones con segmentos de recta puede construirse casi cualquier función creciente y cóncava hacia abajo. Con un circuito como el siguiente puede cambiarse la concavidad.

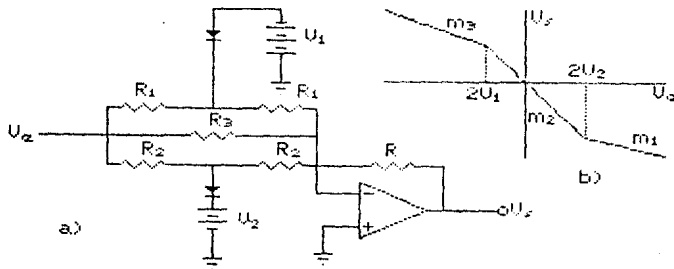


fig. 5.58

Las pendientes son:

$$m_1 = -R \left( \frac{1}{2R_1} + \frac{1}{R_3} \right) \quad m_2 = -R \left( \frac{1}{2R_1} + \frac{1}{2R_2} + \frac{1}{R_3} \right) \quad m_3 = -R \left( \frac{1}{2R_2} + \frac{1}{R_3} \right)$$

Estos resultados se derivan del análisis del circuito siguiente:

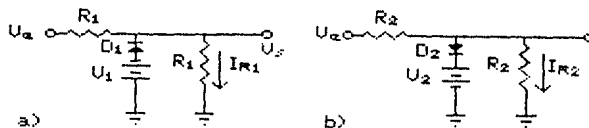


fig. 5.59

para el caso b) mientras  $V_e < 2(V_2 + .7)$ ,  $D_2$  no conduce y  $V_s = V_e/2$   $I_{R2} = V_e/2R_2$ ; pero cuando  $V_e > 2(V_2 + .7)$  entonces  $V_s = 2(V_2 + .7)$  y  $I_{R2} = 2(V_2 + .7)/R_2$

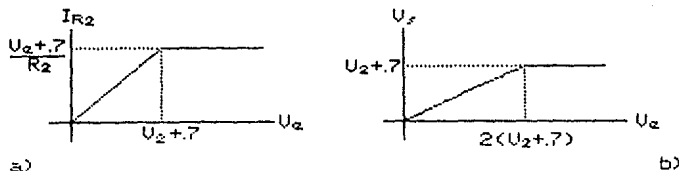
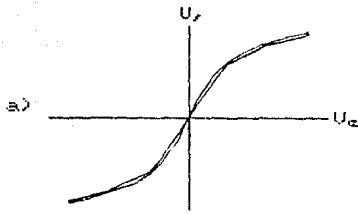


fig. 5.60

Quando existen varios de estos circuitos combinados en un amplificador operacional se obtienen funciones de transferencia como la mencionada más arriba. Si se quieren cambios de concavidad basta con conectar limitadores en serie y en paralelo. Así resulta posible aproximar casi cualquier función de transferencia.





función deseada  
aproximación por segmentos

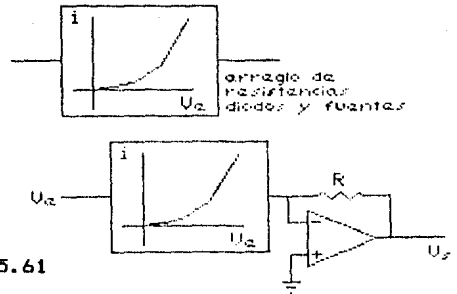


fig. 5.61

¿Qué pasa con el siguiente circuito?

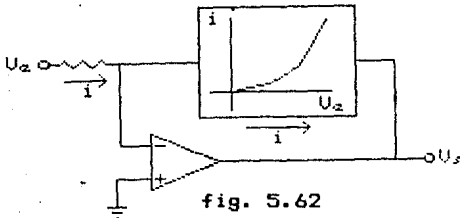


fig. 5.62

El bloque generador de la función entrega a su salida una corriente función de  $V_e$  y es el amplificador operacional quien produce  $V_s$  al hacer circular esa corriente por  $R$ . Si ahora se intercambia el  $blq$  que con la resistencia, la corriente en ella es  $i = V_e/R$

que es la misma que pasa por el bloque, por tanto a la salida se tendrá al voltaje como función de la corriente y se habrá generado la función inversa.

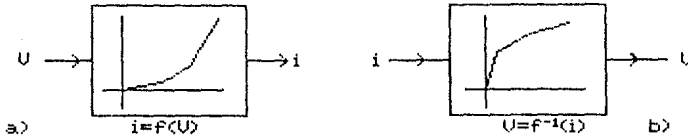


fig. 5.63

EJEMPLO

•Diseñar un bloque que genere la función  $V_s = V_e^2 + V_e$  en el intervalo de voltajes  $V_e \in (0,4)$  con 4 segmentos.

Si se parte en intervalo  $(0,4)$  en cuatro segmentos iguales se calculan las pendientes de los segmentos de recta con que se aproxima la función encontrando las pendientes entre los puntos consecutivos  $(0,0)$ ,  $(1,2)$ ,  $(2,6)$ ,  $(3,12)$  y  $(4,20)$ . Estas pendientes resultan ser  $m_1 = 2$ ,  $m_2 = 4$ ,  $m_3 = 6$  y  $m_4 = 8$ . De la expresión (\*) se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones para las resistencias:

$$2 = \frac{R}{R_1} \quad 4 = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}\right)R \quad 6 = \left(\frac{R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2}{R_1 R_2 R_3}\right)R$$

~~SECRET~~  
-----

-----

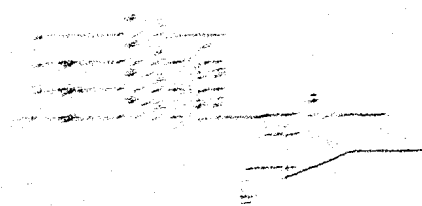


Fig. 2.10

-----



Fig. 2.11

Fig. 2.12

-----

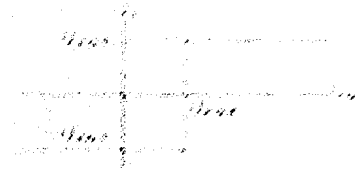


Fig. 2.13

-----

-----

-----

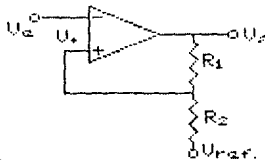


fig. 5.67

Si  $V_e < V_1 \implies V_+ - V_e > 0 \implies V_s = V_{sat}$ , i.e., queda en el estado en que está. Pero si  $V_e > V_1 \implies V_+ < V_e \implies V_s = -V_{sat}$  y entonces cambia  $V_+$  ahora al voltaje

$$V_+ - V_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (-V_{sat} - V_{ref})$$

$$V_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (-V_{sat}) + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref} = V_2 < V_1$$

$$V_+ = \begin{matrix} V_1 \\ V_2 \end{matrix}$$

Como  $V_e > V_1 > V_2$  entonces  $V_+ - V_e < 0 \implies V_s = -V_{sat}$  y permanece estable en ese voltaje. La condición para que permanezca  $V_s = -V_{sat}$  es que  $V_e > V_2$ . Si ahora  $V_e < V_2$ ,  $V_+ - V_e > 0$  y  $\implies V_s = V_{sat}$  de nuevo; el estado del circuito es estable pues  $V_e < V_2 < V_1$  y ya se había visto que si  $V_e < V_1 \implies V_s = V_{sat}$ .

Por tratarse de un circuito retroalimentado positivamente no resulta estable y por tanto  $V_s$  solo puede ser  $V_{sat}$  o  $-V_{sat}$ .

$$V_+ - V_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{sat} - V_{ref})$$

$$V_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{sat} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref} = V_1$$

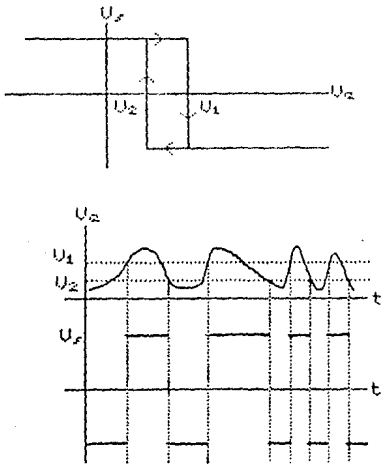


fig. 5.68

En resumen, si  $V_e$  aumenta, sólo cuando sea mayor que  $V_1$  cambiará la salida del comparador, si se regresa  $V_e$  hacia valores mas bajos no habrá cambio al pasar por  $V_1$ , sino hasta que baje de  $V_2$ . Si se aplica en la entrada una señal como la de la figura se obtiene una salida como la que se indica en esa misma figura. Puede escogerse  $V_1$  y  $V_2$  simplemente usando los valores adecuados de  $V_{ref}$ ,  $R_1$  y  $R_2$ .

## 5.4 DOS EJEMPLOS DE SISTEMAS ANALOGICOS.

### 5.4.1 SISTEMA DE CONTROL Y MEDICION DE TEMPERATURA.

Se requiere un sistema de medición y control de temperatura para una incubadora de huevos destinada a experimentar con un virus en embriones de pollo. Es necesario mantener la temperatura en un rango de  $36^{\circ}\text{C}$  a  $42^{\circ}\text{C}$  con variaciones no mayores de  $.2^{\circ}\text{C}$ . La incubadora es un pequeño horno que puede ser calentado electricamente.

El sistema analógico consistirá esencialmente de tres partes: 1) El sistema de medición de la temperatura, 2) Un comparador que compare la temperatura real del horno con la deseada y 3) Un circuito que actúe sobre una resistencia calefactora.

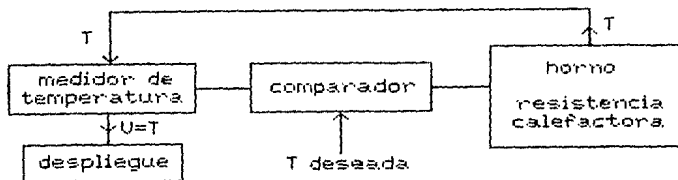


fig. 5.69

1) el medidor de temperatura.

Como transductor de temperatura puede usarse un detector de temperatura de resistencia (DTR). Consiste de un alambre de Cu encapsulado adecuadamente y tiene la propiedad de cambiar linealmente su resistencia con la temperatura. Su función de transferencia es:

$$R(T) = R_0(1 + \alpha T) \quad (**)$$

donde  $R(T)$  es la resistencia a la temperatura  $T$  en  $^{\circ}\text{C}$ ,  $R_0$  la resistencia a  $0^{\circ}\text{C}$  y  $\alpha$  es el coeficiente térmico (para el Cu  $\alpha = .0043 \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$ ).

Ahora es necesario convertir la resistencia eléctrica del transductor en un voltaje que sea numéricamente igual a la temperatura en milivolts.

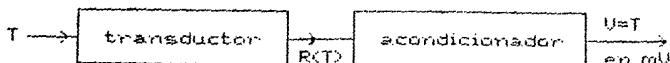


fig. 5.70

El circuito acondicionador debe entregarnos a la salida un voltaje que sea  $T/1000$ . Si se despeja  $T$  de la ecuación (\*\*), se tiene:

$$R(T) - R_0 = R_0\alpha T \implies T = \frac{R(T) - R_0}{\alpha R_0}$$

$$\implies V_s = \frac{R(T) - R_0}{1000\alpha R_0} = \frac{1}{1000\alpha} \left( \frac{R(T)}{R_0} - 1 \right)$$

Las operaciones indicadas aquí

sugieren el uso de amplificadores operacionales para realizarlas. Se trata simplemente de multiplicaciones y diferencias. Considerese el siguiente circuito:

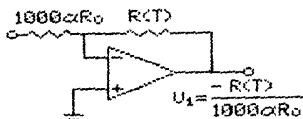


fig. 5.71

Este circuito genera directamente el primer sumando de la expresión que se quiere generar. Basta con colocar el transductor en la retroalimentación del amplificador operacional y seleccionar la otra resistencia de tal manera que numéricamente su valor coincida con la cantidad  $1000 \alpha R_0$ , esto es muy fácil de lograr si se usa una resistencia variable. A continuación hay que sumar a  $-R(T)/1000 \alpha R_0$  la cantidad  $1/1000 \alpha$  y cambiar el signo a esa suma. Esto naturalmente sugiere el uso de un sumador pues puede efectuar ambas operaciones.

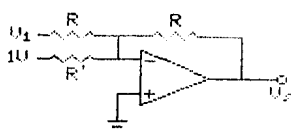


fig. 5.72

$$V_s = -V_1 - \frac{R}{R'}$$

$$= \frac{R(T)}{1000\alpha R_0} - \frac{R}{R'}$$

$$\frac{R}{R'} = \frac{1}{1000\alpha}$$

Siempre es posible escoger  $R/R' = 1/1000 \alpha$ . De nuevo, puede hacerse  $R'$  variable y ajustarla hasta que tenga el valor apropiado. Combinando ambos circuitos se tiene ya el sistema de medición.

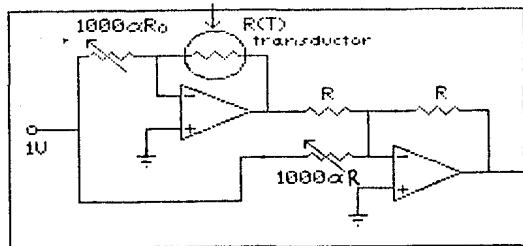
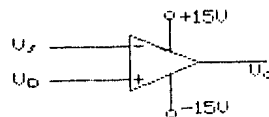


fig. 5.73



$$U_c = +15V \text{ si } U_a < U_b$$

$$-15V \text{ si } U_a > U_b$$

El bloque comparador resulta también sencillo.

Cuando  $V_s < V_D \implies V_c = V_{sat}$  ( $V_{sat} \approx 15V$ ). Cuando  $V_s > V_D \implies V_c = -15V$ . Así  $V_c$  indica si se está por debajo o por arriba de  $V_D$ ; si  $V_D$  es un voltaje numéricamente igual a la temperatura deseada expresada en milivolts, como  $V_s$  es la temperatura en mV entonces  $V_c$  indica si se ha rebasado o no la temperatura deseada. En caso de que  $V_s < V_D$  se desearía calentar la incubadora. ¿Se podría usar la salida del comparador para encender una resistencia calefactora? No, recuérdese que si bien los amplificadores operacionales tienen una impedancia de salida muy baja no pueden manejar corriente grandes a la salida. Lo que puede hacerse es amplificar esta corriente con un transistor.

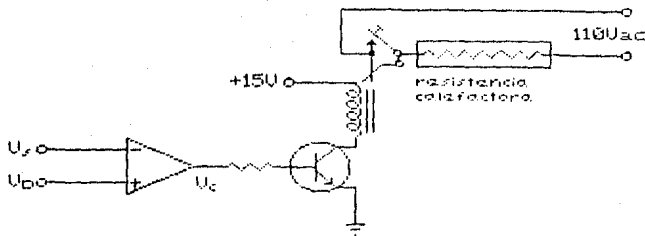


fig. 5.74

En este circuito se ha agregado un relevador que no es otra cosa que un interruptor electromecánico que conecta o desconecta de la línea de 110 V ac una resistencia calefactora ordinaria. El transistor, por ser del tipo npn sólo conduce cuando  $V_c$  sea positivo, i.e., cuando  $V_s < V_D$  y por tanto cuando la temperatura sea inferior a la temperatura deseada. Cuando  $T > T_D \implies V_s > V_D \implies V_c = -15$  V y el transistor no conduce, la resistencia calefactora está desconectada y la incubadora puede irse enfriando hasta que su temperatura sea menor que  $T_D$ . El sistema completo queda como sigue:

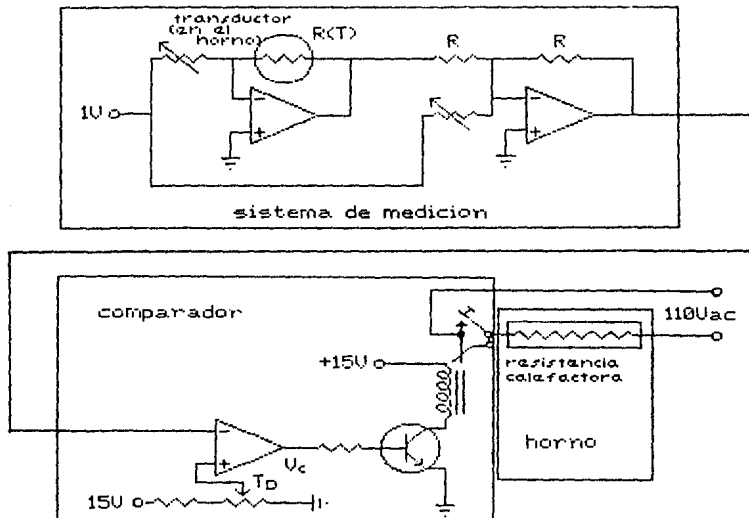


fig. 5.75

#### 5.4.2 COMPUTACION ANALÓGICA.

Supongase que se quiere simular una ecuación diferencial con un circuito cuyos voltajes varíen igual que la variable  $x$  en la siguiente ecuación diferencial:

$$\dot{x} = -k x \quad k > 0$$

Se sabe que hay circuitos lineales hechos con amplificador operacional que derivan e integran. Considerese el siguiente circuito:

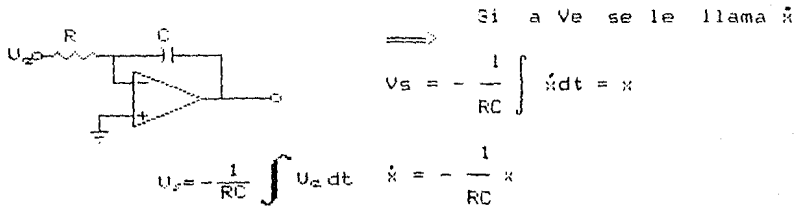
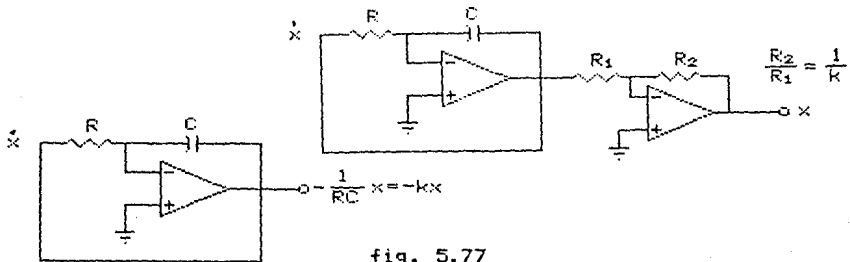


fig. 5.76

Si se fija  $1/RC = k \quad \dot{x} = -k x$

Ahora en la entrada se necesita aplicar  $x$ . Basta con retroalimentar  $V_s$  a  $V_e$  para obtenerlo. Si se quiere un voltaje igual a  $x$ , la solución de la ecuación, hay que multiplicar a  $\dot{x}$  por  $-1/k$ .



Para fijar las condiciones iniciales se le da una carga inicial al condensador C como se indica en la figura.

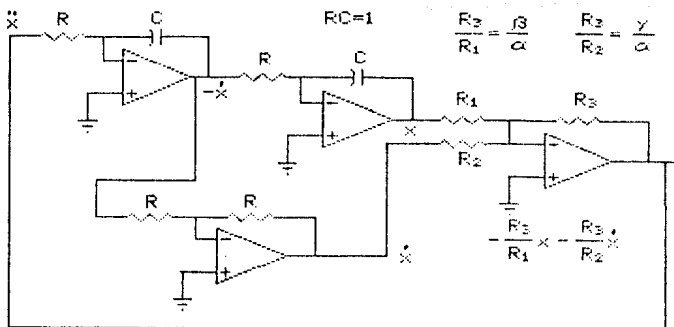
Para simular la ecuación diferencial

$$\alpha \ddot{x} + \beta \dot{x} + \gamma x = 0 \quad \ddot{x} = -\left( \frac{\beta}{\alpha} \dot{x} + \frac{\gamma}{\alpha} x \right)$$

puede usarse el siguiente circuito:

$$RC = 1 \quad \frac{R_3}{R_1} = \frac{\beta}{\alpha} \quad \frac{R_3}{R_2} = \frac{\gamma}{\alpha}$$





Pueden también simularse sistemas de ecuaciones, incluso si se trata de ecuaciones no lineales, por ejemplo, el sistema:

$$\dot{x} = xy$$

$$\dot{y} = \alpha + x + y^2$$

podría simularse con un circuito cuyo diagrama a bloques fuera:

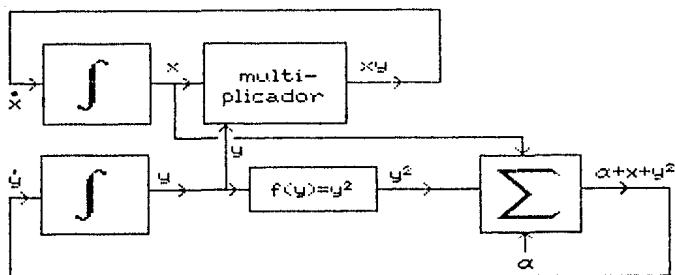


fig. 5.79

Cada bloque puede construirse usando amplificadores operacionales o bien existen en el mercado circuitos integrados que realizan funciones específicas como por ejemplo el  $\mu A796$  que es un multiplicador analógico. En general, los bloques que realizan operaciones no lineales resultan más complejos y con mayores dificultades técnicas. Pero gracias a que se cuenta ya con una amplia gama de circuitos integrados estos problemas se han reducido considerablemente.

El procedimiento general a seguir para simular una ecuación diferencial sería el siguiente:

- 1.- Se despeja la derivada de más alto orden.
- 2.- Se integra el número de veces necesarias para obtener la función.
- 3.- Usando circuitos analógicos lineales o no lineales se efectúan las operaciones necesarias con la función y sus derivadas para generar la derivada de más alto orden que se retroalimenta a la entrada de los integradores.

## EJERCICIOS

1.- Si a un amplificador se le aplica a la entrada una señal senoidal pura y a la salida se obtiene una señal cuadrada ¿cuál es la DAT?

2.- Para un filtro con función de transferencia

$$k(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_{RC})^2}}$$

¿A qué frecuencia la salida será de -6dB?

¿A qué frecuencia la salida será de -20dB?

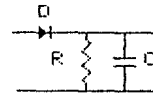
3.- Si se modula en doble banda lateral una señal senoidal de frecuencia 5 MHz con una señal cuadrada de 300 Hz ¿Cual será el espectro de la señal modulada?

4.- ¿Cuál es el rango dinámico de un modulador en frecuencia cuya función de transferencia es:

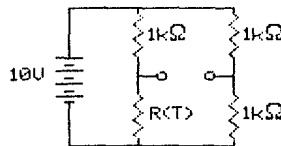
$$V_m = V_p \sin(2\pi \times 10^7 + 3.8 \times 10^3 \cos t)t$$

¿es lineal?

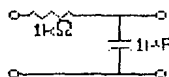
5.- Si la frecuencia de una señal a demodular es de 1 MHz, estime los valores de R y C para el circuito demodulador de amplitud de la figura:



6.- ¿Cuál es la impedancia de salida de un transductor como el de la figura:?



7.- ¿Cuál es la impedancia de entrada de un circuito como el de la figura:?



¿cuál es la impedancia de salida?

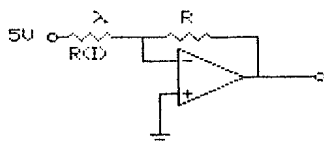
8.- Si un circuito con voltaje de salida a circuito abierto de 150 mV e impedancia de salida de 47 k $\Omega$  se conecta a otro circuito con impedancia de entrada de 500 k $\Omega$  ¿Cuál será el voltaje efectivo en la entrada del 2º circuito?

9.- Será adecuado conectar un micrófono de baja impedancia de salida (200 $\Omega$ ) a un amplificador con impedancia de entrada de 50 k $\Omega$ ?

10.- Si la impedancia de salida de un amplificador de potencia es de 8  $\Omega$  ¿de qué impedancia deberá ser una bocina conectada a dicho amplificador para obtener la máxima potencia en la salida?

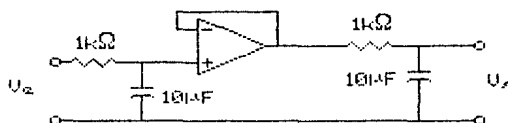
11.- ¿Cuánta potencia perderá una señal captada por una antena con impedancia de 300  $\Omega$  si se conecta a un amplificador con impedancia de entrada de 75  $\Omega$ ?

12.- Si se conecta una fotorresistencia con función de transferencia  $R(I) = R_0/(1 + kI)$  como se muestra en la figura ¿qué voltaje habrá en la salida?



13.- Diseñe un amplificador inversor de ganancia -50 e impedancia de entrada 15 k $\Omega$ .

14.- Si  $V_e = 1.5 \sin(200\pi t)$  ¿cuál será el voltaje de salida del siguiente circuito? ¿qué sucede si no se coloca el seguidor de voltaje? Encuentre el voltaje de salida también para el segundo caso.



15.- ¿Cuál es la impedancia de entrada del amplificador diferencial?

16.- ¿Cómo podría construirse un amplificador diferencial de muy alta impedancia de entrada?

17.- Dibuje las formas de onda a la salida de un integrador si en la entrada se aplica a) una señal triangular, b) una señal senoidal y c) una diente de sierra.

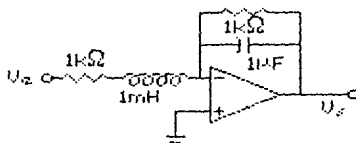
18.- Lo mismo que en el problema anterior pero para un derivador.

19.- Un transductor  $T$  se usa para medir el gasto en una tubería. Su función de transferencia es lineal con constante  $K = .75 \text{ V/cm}^3/\text{seg}$ . Diseñe un circuito que entregue un voltaje a la salida igual numericamente al volumen total que ha pasado por la tubería después de un tiempo  $t$ .

20.- Un transductor de posición entrega un voltaje dado por la función de transferencia  $v(x) = .313x + .008$ . Diseñe un circuito que produzca un voltaje numericamente igual a la aceleración de dicho transductor.

21.- Se necesita un medidor para determinar la energía luminosa total recibida por una placa fotográfica. Si se usa un fotodiodo como transductor (recuérdese que en el fotodiodo la relación entre la corriente inversa de saturación y la iluminación es lineal), diseñe un circuito que dé un voltaje numericamente igual a la cantidad de luz total recibida por el transductor.

22.- ¿Cuál es el voltaje de salida del siguiente circuito cuando se aplica en la entrada un voltaje senoidal de frecuencia 5 kHz?



23.- Para el circuito del problema anterior, haga un diagrama de Bode para la transferencia de amplitudes. ¿Qué tipo de filtro es?

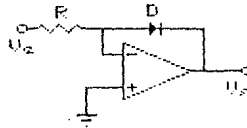
24.- Diseñe un filtro pasabanda de primer orden con frecuencia de corte de 1 kHz y 2 kHz y ganancia a 1.5 kHz de 40 dB. ¿Cuál será la ganancia a 1 kHz; a 2 kHz?

25.- Se requiere un filtro que tenga una ganancia a 10 kHz de 20 dB y que una señal de 30 kHz se atenúe cuando menos -20 dB. ¿Servirá un filtro de primer orden? ¿Podría dar un diseño usando filtros de primer orden que cumpla con esas especificaciones?

26.- Diseñe un circuito que rechace la banda 1 kHz a 10 kHz 20 dB debajo de la salida a 100 Hz y 100 kHz.

27.- Diseñe un circuito que genere un voltaje numericamente igual al valor de una resistencia, expresado en  $k\Omega$ , a la cual se conecte.

28.- Calcule  $\frac{dV_{\text{out}}}{dT}$  para el siguiente circuito:



¿Cuánto cambia  $V_{\text{out}}$  para un cambio en la temperatura de  $20^{\circ}\text{C}$ ?

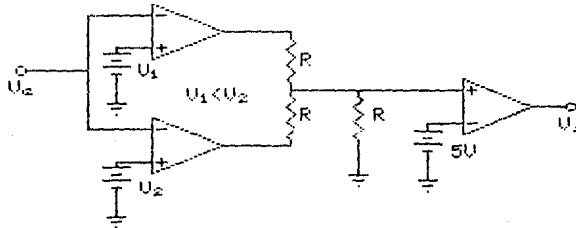
Suponga  $\frac{dV_{\text{out}}}{dT} = \frac{dR}{dT} = 0$ .

29.- Diseñe un circuito cuya función de transferencia sea  $F(V_e) = \sqrt{V_e}$  usando amplificadores log y antilog.

30.- Usando circuitos con diodos, fuentes, resistencias y amplificadores operacionales diseñe un circuito con función de transferencia:

a)  $F(V_e) = |V_e|$       b)  $F(V_e) = V_e^3$       c)  $F(V_e) = \sqrt[3]{V_e}$

31.- Explique el funcionamiento del circuito de la figura:



32.- Diseñe un sistema analógico usando amplificadores operacionales para medir temperatura aprovechando la dependencia de  $V_T$  e  $I_0$  en el diodo respecto de ésta. El sistema deberá entregar un voltaje en mV numericamente igual a la temperatura.

33.- Dé un circuito que simule la ecuación diferencial:

a)  $3\ddot{x} + 4\dot{x} - 1 = 2 \text{ sen } St$        $x(0) = 1.5$        $\dot{x}(0) = -1.5$

b)  $\dot{x} + 2y = 3$        $x(0) = 0$   
 $3\dot{x} - \dot{y} = 0$        $y(0) = 0$

## PRACTICAS

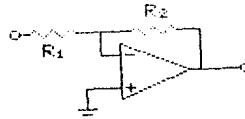
1.- Encuentre el ancho de banda del amplificador que se muestra en la figura para los valores de  $R_2$  indicados:

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

a)  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$

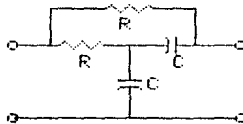
b)  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$

c)  $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$



use el amplificador operacional 741.

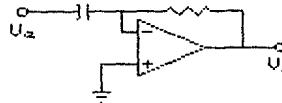
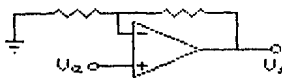
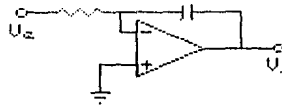
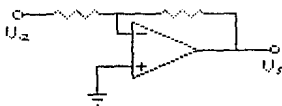
2.- Encuentre la respuesta en frecuencia del siguiente circuito, tanto teórica como experimentalmente:



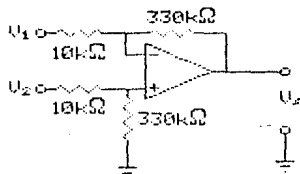
$$R = 1000 \Omega$$

$$C = 1 \mu\text{F}$$

3.- Construya los siguientes circuitos y aplique distintas formas de onda a sus entradas, observe la salida e interprete lo observado.



4.- Un amplificador diferencial construido con amplificadores operacionales puede usarse para observar los impulsos eléctricos que se producen al despolarizarse las membranas de las células musculares. El músculo cardíaco produce impulsos de amplitud notable. Construya un amplificador diferencial como el de la figura:



Haga 3 tiras de papel de aluminio de unos 10 0 12 cm. de ancho y unos 30 cm de largo. Dóblelas a lo largo para obtener una tira de unos 2 cm de ancho. Limpie con alcohol la piel de sus muñecas y pierna derecha justo arriba del tobillo y coloque las tiras de aluminio alrededor de sus muñecas y pierna. Conecte la tira de la pierna a tierra y las muñecas a  $V_1$  y  $V_2$ . Observe en un osciloscopio la salida  $V_o$  del amplificador operacional. Relaje sus músculos y busque una señal que coincida con los latidos de su corazón. Trate de estimar su amplitud máxima y sus características. A continuación contraiga fuertemente los músculos de sus brazos y observe en el osciloscopio.

5.- Construya el medidor de temperatura de la sección 5.4.1. Calibrelo usando agua con hielo y agua en ebullición ( $94^\circ\text{C}$  para la ciudad de México). Compárelo con un termómetro de mercurio. Obtenga el coeficiente de correlación entre las lecturas de ambos termómetros.



## 6. SISTEMAS DIGITALES.

### 6.0 INTRODUCCION.

En la actualidad, existen distintos sistemas electrónicos que pueden realizar la misma función bajo principios distintos, por ejemplo, la grabación de señales de audio; frecuentemente se oye hablar de grabaciones digitales en contraposición a las tradicionales grabaciones analógicas. Cada día los sistemas digitales avanzan encontrando nuevas aplicaciones e invadiendo el campo de aplicación de los sistemas analógicos ¿Cuál es la diferencia fundamental entre estos dos sistemas?

Los sistemas analógicos operan con magnitudes eléctricas continuas análogas a la información que procesan. Es decir, los voltajes, corrientes, frecuencias, amplitudes, etc. llevan en sí un análogo de la información; un voltaje puede representar una temperatura; una corriente la intensidad luminosa; una frecuencia la velocidad del viento, etc. Independientemente de qué función representa la relación entre las variables, lo importante es que existe una relación entre magnitudes continuas.

Por otro lado, los sistemas digitales actuales funcionan con magnitudes eléctricas que representan símbolos de un código convencionalmente aceptado. La información en los sistemas digitales se encuentra codificada en números o códigos que representan caracteres u otros símbolos humanos. Un sistema digital procesa voltajes y corrientes que son interpretados por el hombre como magnitudes discretas. La aplicación de estos es independiente de los fenómenos físicos involucrados, es el hombre quien interpreta y define sus procesos.

Hoy en día existe una fuerte tendencia hacia los sistemas electrónicos digitales de todo tipo. Los instrumentos tradicionales en los laboratorios van siendo sustituidos por instrumentos que incorporan un manejo digital de la información. Las nuevas técnicas digitales proporcionan instrumentos cada vez más poderosos.

A pesar de que la electrónica digital surgió ligada a la construcción de instrumentos de cálculo matemático y manejo de información numérica, hoy se encuentra ligada con muchos aspectos de la actividad humana. En un principio los sistemas digitales ocupaban grandes volúmenes y consumían mucha energía. Hoy se les encuentra en la cocina en hornos de microondas, alrededor de la muñeca en relojes, acoplados a telescopios o satélites procesando imágenes, etc.

Los dispositivos electrónicos necesarios para construir los sistemas digitales pueden ser de diversos tipos; sólo es necesario contar con componentes que puedan actuar como interruptores rápidos en los que se puedan definir estados y

asignarles un código convencional. Los relevadores y luego los tubos de vacío fueron los dispositivos usados en la primera mitad del siglo XX; ocupaban un volumen enorme y la calefacción del cátodo, esencial para su funcionamiento (emisión termoiónica), consumía mucha potencia. Los grandes proyectos eran irrealizables por los enormes costos y problemas técnicos como el enfriamiento de miles de bulbos. La llegada del transistor cambio esta situación y se construyeron grandes computadoras, más veloces y con mucha mayor capacidad. Sin embargo, los sistemas digitales seguían estando orientados hacia el cálculo y el manejo de información. Eran demasiado grandes y costosos como para usarlos alrededor de la muñeca. Las técnicas de miniaturización de los circuitos integrados han permitido aumentar la complejidad y disminuir volumen y costos, dando lugar a una verdadera explosión en el desarrollo de la electrónica digital llevándonos hasta donde se encuentra hoy.

Son dos las familias de circuitos integrados más usadas actualmente en los sistemas digitales. Ambas emplean transistores como elementos básicos, una, la familia TTL (Transistor-Transistor Logic) utiliza transistores bipolares, la otra, la familia CMOS (Complementary Symmetric Metal Oxide Semiconductor), emplea transistores de efecto de campo de compuerta aislada. La familia TTL puede funcionar a altas velocidades, del orden de 10 ns o menos para operaciones elementales, pero los transistores bipolares no son tan fáciles de miniaturizar y consumen relativamente mucha potencia; por otro lado, la familia CMOS es más lenta (100 ns típicamente) pero se puede miniaturizar más y consume cantidades ínfimas de potencia. La tabla 6.1 resume algunas de las características de ambas familias.

	TTL	CMOS
Voltaje de alimentación	5 V	5 a 15 V
Tiempo de respuesta	10 ns	200 ns
Potencia disipada	20 mW	.3 mW
Tamaño del transistor en un circ. int.	50 mil <sup>2</sup>	5 mil <sup>2</sup>

tabla 6.1

En la actualidad los límites a una mayor minaturización están impuestos por la longitud de onda de la luz que se emplea en el proceso fotolitográfico de fabricación de los circuitos integrados. En un futuro próximo, con el uso de láseres X que se están desarrollando, podrán alcanzarse densidades mayores de componentes.

Es posible que más adelante aparezcan dispositivos cuyos principios de funcionamiento sean completamente distintos de los actuales. Se habla ya de circuitos de

conmutación de haces luminosos que serían mucho más rápidos que los actuales. A nivel especulativo, se habla incluso de circuitos digitales basados en proteínas que serían fabricados por bacterias programadas a través de la ingeniería genética. Lo que sí es seguro es que hay un panorama amplísimo de investigación en ese sentido.

### 6.1 CIRCUITOS COMBINACIONALES.

Buena parte de la electrónica digital usa términos propios de la lógica. Esto se debe a que los fundamentos teóricos de la electrónica digital combinatoria se encuentran en el álgebra de Boole. Boole en el siglo pasado pretendía simbolizar y reducir a procedimientos matemáticos el razonamiento humano. Asignando valores de verdad o falsedad absolutas a las proposiciones y definiendo una serie de reglas para operar sobre las proposiciones, pensaba mecanizar el razonamiento. Desde luego, semejante reducción de la inteligencia a un par de símbolos y una lista de reglas no podía prosperar, sin embargo, lo que sí prosperó fueron los intentos por mecanizar problemas de muy diversa índole que podían plantearse de manera algorítmica, es decir, su resolución a través de una secuencia de pasos claramente definida. Este es el caso de los problemas de cálculo aritmético. Con el tiempo se demostró que cualquier problema algorítmico puede resolverse mediante operaciones muy simples sobre elementos aún más simples.

Por lo demás desde el siglo pasado se conocen circuitos eléctricos, a base de interruptores mecánicos, capaces de realizar esas operaciones elementales. Sin embargo, por su propia rapidez, tamaño y consumo de energía resultaban imprácticos. Las técnicas modernas han cambiado esto radicalmente.

#### 6.1.1 ALGEBRA DE BOOLE.

Como se decía, el álgebra booleana es un conjunto de reglas que dicen cómo operar proposiciones lógicas; estas proposiciones pueden ser verdaderas o falsas, pero no ambas ni tampoco hay grados intermedios. Se habla entonces de una lógica bivalente. Así el conjunto de valores para las proposiciones consta de dos elementos que se conviene en simbolizar por 0 y 1, llamados dígitos binarios y en forma abreviada bit (del inglés binary digit). Una variable booleana podrá asumir solo los valores 0 o 1.

Los postulados que dicen cómo operar variables booleanas, en la forma en que los estableció Huntington, son los siguientes:

$\{B, +, \cdot\}$  es un álgebra booleana  $\iff$

1. a)  $x, y \in B \quad x+y \in B$   
b)  $x, y \in B \quad x \cdot y \in B$
2. a)  $0 \in B \quad x + 0 = 0 + x$   
b)  $1 \in B \quad x \cdot 1 = 1 \cdot x$
3. a)  $x + y = y + x \quad x, y \in B$   
b)  $x \cdot y = y \cdot x \quad x, y \in B$
4. a)  $x, y, z \in B \quad x \cdot (y + z) = (x \cdot y) + (x \cdot z)$   
b)  $x, y, z \in B \quad x + (y \cdot z) = (x + y) \cdot (x + z)$
5.  $\forall x \in B \exists \bar{x} \in B$   
a)  $x + \bar{x} = 1$   
b)  $x \cdot \bar{x} = 0$
6.  $\exists x, y \in B \cdot \ni x \neq y$

Si  $B = \{0, 1\}$  y las operaciones  $+$  y  $\cdot$  se las define como sigue:

	y	0	1
x			
0		0	1
1		1	1

tabla de  
sumar

	y	0	1
x			
0		0	0
1		0	1

tabla de  
multiplicar

entonces  $\{B, +, \cdot\}$  es efectivamente un álgebra de Boole.

Hay algunas diferencias importantes con el álgebra de los números reales. La aritmética usual de las operaciones suma y producto no se cumple aquí, por ejemplo,  $1 + 1 = 1$ , o bien, la distributividad de la suma sobre el producto existe en el álgebra booleana pero no en el álgebra de reales. Más bien, pueden interpretarse las operaciones  $+$  y  $\cdot$  como la disyunción y conjunción lógica respectivamente. Si en lugar de usar los símbolos 0 y 1 se usa F y V (de falso y verdadero) y se agrupan las tablas de las operaciones  $+$  y  $\cdot$  de la siguiente manera:

x	y	$x + y$
F	F	F
F	V	V
V	F	V
V	V	V

x	y	$x \cdot y$
F	F	F
F	V	F
V	F	F
V	V	V

puede interpretarse a las variables  $x$  y  $y$  como proposiciones lógicas, y a  $x + y$  y  $x \cdot y$  como proposiciones compuestas. La proposición  $x + y$  debe entenderse como la proposición " $x$  o  $y$ " y  $x \cdot y$  como la proposición " $x$  y  $y$ ". Por ejemplo,

si  $x$  es la proposición "está lloviendo" y  $y$  la proposición "me estoy mojando", la proposición  $x + y$  sería "está lloviendo o me estoy mojando" y  $x \cdot y$  "está lloviendo y me estoy mojando". Si no llueve ni me estoy mojando, la proposición  $x + y$  es falsa; si si llueve pero no me estoy mojando,  $x + y$  es verdadera; lo mismo que si no llueve pero si me mojo. Por otro lado,  $x \cdot y$  sería falsa siempre que  $x$  o  $y$  sean falsas es decir, si no llueve o bien no me mojo o bien las dos. Esto es lo que simbólicamente está resumido en las dos tablas. A estas tablas se les llama **tablas de verdad**. Para construir una tabla de verdad para una proposición compuesta hay que enlistar **todas** las combinaciones posibles de las proposiciones elementales que intervienen en la proposición compuesta, y de acuerdo con las definiciones de las operaciones encontrar para cada caso el valor de la proposición compuesta. Para ahorrar espacio y simplificar el lenguaje se usa la interpretación matemática y dejando de lado la interpretación lógica; las proposiciones son las variables y falso y verdadero 0 y 1.

Una forma de demostrar la equivalencia de dos expresiones es demostrar que tienen la misma tabla de verdad. Se probará que  $x + x = x$  y que  $x + x \cdot y = x$ :

$x$	$x + x$	$x$	$y$	$x \cdot y$	$x + x \cdot y$
0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	0	0
		1	0	0	1
		1	1	1	1

o bien que  $\overline{(x + y)} = \bar{x} \cdot \bar{y}$

$x$	$y$	$x + y$	$\overline{(x + y)}$	$\bar{x}$	$\bar{y}$	$\bar{x} \cdot \bar{y}$
0	0	0	1	1	1	1
0	1	1	0	1	0	0
1	0	1	0	0	1	0
1	1	1	0	0	0	0

Es igualmente válido el demostrar teoremas como los anteriores a partir de los postulados. Usando los mismos ejemplos:

**TEOREMA 1**  $x + x = x$

$$\begin{aligned}
 x + x &= (x + x) \cdot 1 && (2b) \\
 &= (x + x) \cdot (x + x) && (5a) \\
 &= x + x \cdot x && (4b) \\
 &= x + 0 && (5b) \\
 &= x && (2a)
 \end{aligned}$$

TEOREMA 2  $x + x \cdot y = x$ 

$$\begin{aligned} x + x \cdot y &= x \cdot 1 + x \cdot y && (2b) \\ &= x \cdot (1 + y) && (4a) \\ &= x \cdot 1 && (2a) \\ &= x && (2b) \end{aligned}$$

TEOREMA 3  $\overline{(x + y)} = \bar{x} \cdot \bar{y}$ 

$$\begin{aligned} (x + y) + \bar{x} \cdot \bar{y} &= (x + y) + (x + y) \cdot \bar{y} + \bar{x} \cdot \bar{y} && (T1) \\ &= (x + y) + ((x + y) + \bar{x}) \cdot \bar{y} && (4a) \\ &= (x + y) + (x + \bar{x} + y) \cdot \bar{y} \\ &= (x + y) + (1 + y) \cdot \bar{y} && (5a) \\ &= (x + y) + 1 \cdot \bar{y} \\ &= (x + y) + \bar{y} \\ &= x + (y + \bar{y}) \\ &= x + 1 && (5a) \\ &= 1 \end{aligned}$$

como  $(x + y) + \bar{x} \cdot \bar{y} = 1 \implies \bar{x} \cdot \bar{y} = \overline{(x + y)}$ , es decir,  $\bar{x} \cdot \bar{y}$  es el complemento de  $(x + y)$ . (los pasos que no aparecen justificados en la demostración anterior aparecen como ejercicios al final del capítulo).

A continuación se enlistan de forma sintética los postulados y los principales teoremas del álgebra booleana. Los que no hayan sido demostrados quedan como ejercicio.

- |       |  |    |  |
|-------|--|----|--|
| 1 a)  | $x + 0 = x$                                  | b) | $x \cdot 1 = x$                                  |
| 2 a)  | $x + \bar{x} = 1$                            | b) | $x \cdot \bar{x} = 0$                            |
| 3 a)  | $x + x = x$                                  | b) | $x \cdot x = x$                                  |
| 4 a)  | $x + 1 = 1$                                  | b) | $x \cdot 1 = x$                                  |
| 5     | $\overline{(\bar{x})} = x$                   |    |  |
| 6 a)  | $x + y = y + x$                              | b) | $x \cdot y = y \cdot x$                          |
| 7 a)  | $x + (y + z) =$<br>$= (x + y) + z$           | b) | $x \cdot (y \cdot z) = (x \cdot y) \cdot z$      |
| 8 a)  | $x \cdot (y + z) = x \cdot y + x \cdot z$    | b) | $x + (y \cdot z) =$<br>$= (x + y) \cdot (x + z)$ |
| 9 a)  | $\overline{(x + y)} = \bar{x} \cdot \bar{y}$ | b) | $\overline{(x \cdot y)} = \bar{x} + \bar{y}$     |
| 10 a) | $x + x \cdot y = x$                          | b) | $x \cdot (x + y) = x$                            |

La razón de haber agrupado los teoremas y postulados en dos columnas, a) y b), no es casual. Si se observa con cuidado puede pasarse de las proposiciones a) a las b) o viceversa meramente cambiando + por  $\cdot$ ,  $\cdot$  por + y al mismo

tiempo 0 por 1 y 1 por 0. Dada una expresión booleana cualquiera, si se realizan estos cambios, a la expresión que se obtiene se le llama expresión dual. Existe un principio en el Álgebra booleana llamado principio de dualidad que establece que si una proposición es verdadera, también lo es su dual. Usando este principio si ya se ha probado que  $(x + y) = x \cdot y$  es inmediato que  $(x \cdot y) = x + y$  y pues estas expresiones son mutuamente duales. Basta probar entonces una sola de las proposiciones de cada renglón de la tabla.

### 6.1.2 COMPUERTAS.

Se menciona anteriormente que desde hace tiempo existen dispositivos mecánicos, eléctricos o electrónicos que pueden ejecutar las operaciones elementales del álgebra booleana. Se verán un par de ejemplos, primero uno a base de interruptores mecánicos y luego otro a base de transistores.

De la figura es evidente que el foco se enciende solamente cuando ambos interruptores  $x$  y  $y$  estén cerrados. Simbolizando esto si se conviene en llamar al estado del foco "encendido" como un 1 y "apagado" como 0 y los interruptores abiertos como 0 y cerrados como 1, puede resumirse el funcionamiento del circuito en una tabla como la indicada.

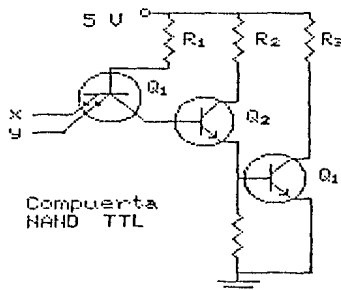


fig. 6.1

x	y	foco
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

tabla 6.2

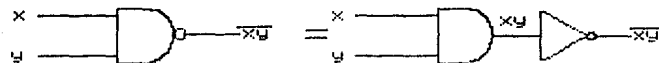
Esta tabla coincide con la tabla de verdad de la operación  $x \cdot y$ , o sea, que este circuito está realizando la operación  $x \cdot y$ .



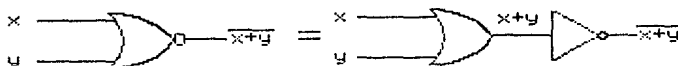
El funcionamiento del circuito de la figura ya no es tan evidente, sin embargo, el voltaje en S resulta ser una función booleana de las entradas x y y. Si se conviene que  $x = 0 \iff$  el voltaje en x es de 5 V (lo mismo para y y para S) resulta que  $S = (x \cdot y)$ . Si x y y se conectan a 5 V el transistor  $Q_1$  funciona como un simple diodo formado por la unión base-colector que queda directamente polarizada e inyecta una corriente de base en  $Q_2$ . Se escoge  $R_1$  para que esta corriente de base sature a  $Q_2$ .  $R_2$  y  $R_4$  se escogen de tal manera que al entrar  $Q_2$  en conducción  $Q_3$  quede también en conducción y saturado. De esta manera el voltaje colector-emisor de  $Q_3$  se va a cero, es decir,  $S = 0$ . Cuando  $x = 0$  y se conectan a 0 V, la unión base colector de  $Q_1$  queda inversamente polarizada y no pasa corriente hacia la base de  $Q_2$ . Esto ocasiona que  $Q_2$  se corte y por tanto la base de  $Q_3$  queda a tierra y  $Q_3$  en corte por lo que el voltaje en el colector de  $Q_3$  será de 5 V. Resumiendo en una tabla como en el caso anterior:

x	y	$x \cdot y$	$\overline{(x \cdot y)}$	S
0	0	0	1	1
0	1	0	1	1
1	0	0	1	1
1	1	1	0	0

A cualquier dispositivo que realice alguna función booleana elemental se le llamará compuerta. Sus símbolos son los siguientes:



COMPUERTA NAND



COMPUERTA NOR

fig. 6.3



De aquí en adelante, salvo que se especifique lo contrario, no interesará de qué forma o con qué componentes están construidas las compuertas, si con transistores bipolares o con MOSFET. Lo importante es que realicen la función indicada.

### 6.1.3 CIRCUITOS COMBINACIONALES.

Dada una función booleana cualquiera siempre es posible encontrar al menos un circuito en base a compuertas que realice esta función. Las funciones booleanas más simples son ejecutadas directamente por las compuertas.

¿Qué circuito realizará la función  $f(x,y) = x \cdot \bar{y} + y \cdot \bar{x}$ ? Generéense primero  $x \cdot \bar{y}$  y  $y \cdot \bar{x}$  y luego súmense ambos resultados

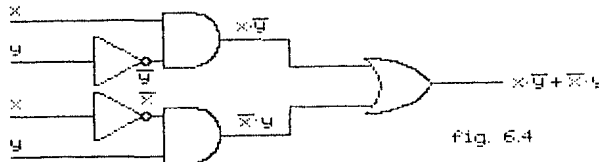


fig. 6.4

la tabla de verdad del circuito es la siguiente:

x	y	$\bar{x} \cdot y + x \cdot \bar{y}$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Para abreviar, muchas veces se escribe  $x \cdot \bar{y} + \bar{x} \cdot y = x \oplus y$  y se le llama a esta operación "o exclusivo" y para abreviar también, el circuito de arriba se dibuja como una sola compuerta llamada **o exclusivo**:

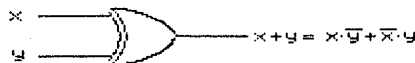


fig. 6.5

Dada una función lógica, no necesariamente es único el circuito que la ejecuta. Otro circuito que produce la función o exclusivo puede realizarse de esta otra manera:

usando la igualdad  $x \cdot \bar{y} + \bar{x} \cdot y = \overline{((\bar{x} + y)(x + \bar{y}))}$  puede realizarse un circuito equivalente:

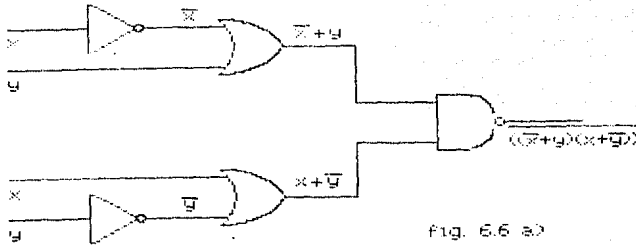


fig. 6.6 a)

fig. 6.6 a)

o también

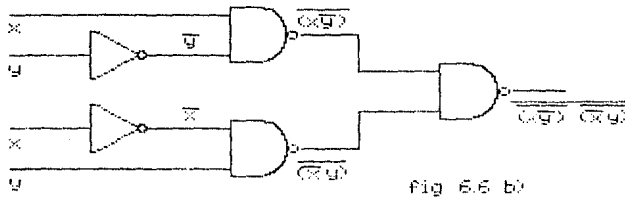


fig. 6.6 b)

fig. 6.6 b)

Otro ejemplo. ¿Qué circuito realiza la función

$$f(x,y,z) = \bar{x} \cdot z + x \cdot y + \bar{x} \cdot y \cdot z + y \cdot z ?$$

Una forma de abordar el problema es ir obteniendo cada uno de los sumandos y después sumarlos todos.

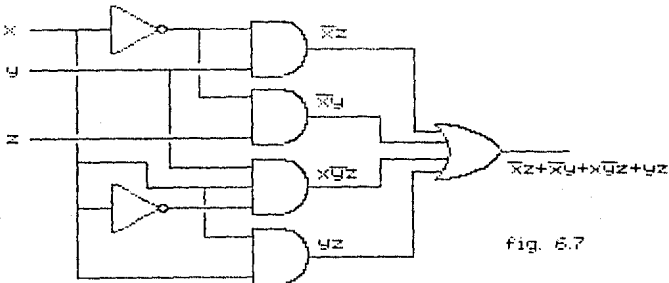


fig. 6.7

fig. 6.7

En la medida en que existen varios circuitos que realizan esta misma función ¿no habrá alguno más sencillo? Examine la función

$$f(x,y,z) = \bar{x} \cdot z + \bar{x} \cdot y + x \cdot \bar{y} \cdot z + y \cdot z$$

usando los teoremas del álgebra de Boole es posible simplificarla

$$\begin{aligned}
 f(x,y,z) &= \bar{x} \cdot z + \bar{x} \cdot y + x \cdot \bar{y} \cdot z + y \cdot z \\
 &= (\bar{x} + x \cdot \bar{y} + y) \cdot z + \bar{x} \cdot y \\
 &= ((\bar{x} + x)(x + \bar{y}) + y) \cdot z + \bar{x} \cdot y \\
 &= (1 \cdot (x + \bar{y}) + y) + \bar{x} \cdot y \\
 &= (x + \bar{y} + y) \cdot z + \bar{x} \cdot y \\
 &= (x + 1) \cdot z + \bar{x} \cdot y = 1 \cdot z + \bar{x} \cdot y = z + \bar{x} \cdot y
 \end{aligned}$$

después de este poco de álgebra extraña la expresión resulta considerablemente simplificada y por tanto puede encontrarse un circuito más simple que realice la misma función:

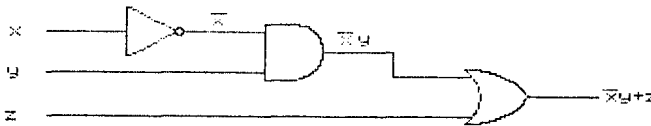


fig. 6.8

Por si aún no se está completamente convencido de los resultados del álgebra booleana se invita al lector a comprobar que ambos circuitos tienen la misma tabla de verdad.

De entrada, parece complejo simplificar expresiones booleanas, sobre todo por lo poco usual que resulta este álgebra. Sin embargo, existen métodos, que no se abordan aquí, que hacen la simplificación de expresiones un procedimiento "casi mecánico" mucho más sencillo que la "adivinanza" algebraica.

En muchos casos es necesario obtener a partir de una tabla de verdad requerida un circuito que tenga dicha tabla. Si se necesita un circuito que indique cuándo se presentan ciertas condiciones en un experimento, por ejemplo, si  $x$  indica el estado del pH de una solución (0 si  $\text{pH} < 7$ , 1 si  $\text{pH} \geq 7$ ),  $y$  indica si la temperatura rebasa los  $40^\circ\text{C}$  (0 si  $T < 40^\circ\text{C}$ , 1 si  $T \geq 40^\circ\text{C}$ ) y  $z$  indica la concentración de oxígeno (0 si  $C_o < C$ , 1 si  $C_o \geq C$ ); e interesa saber cuándo hay poco oxígeno con una alta temperatura y pH alcalino, y también cuándo sucede que el oxígeno excede  $C$  con pH ácido y alta temperatura y finalmente cuándo hay baja temperatura con oxígeno bajo y pH ácido. Esquematizando:

$$x = 0 \iff pH < 7$$

$$x = 1 \iff pH \geq 7$$

$$y = 0 \iff T < 40 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$y = 1 \iff T \geq 40 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$z = 0 \iff C_o < C$$

$$z = 1 \iff C_o \geq C$$

x	y	z	S
0	0	0	1 *
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	1 *
1	1	0	1 *
1	1	1	0

condiciones de interés

¿Qué circuito debe construirse? Para empezar debe saberse qué función booleana tiene esa tabla de verdad. Una expresión simple que es 1 sólo si  $x = y = z = 0$  es  $\bar{x} \cdot \bar{y} \cdot \bar{z}$ ; por otro lado,  $x \cdot y \cdot \bar{z}$  es 1 sólo si  $x = y = 1, z = 0$  y  $x \cdot \bar{y} \cdot z = 1$  sólo cuando  $x = z = 1, y = 0$ . Si se suman estas tres expresiones el resultado será que la suma dará 1 sólo en los casos de interés. De esta manera, la salida S puede escribirse como:

$$S = \bar{x} \cdot \bar{y} \cdot \bar{z} + x \cdot \bar{y} \cdot z + x \cdot y \cdot \bar{z}$$

Esta expresión admite pocas simplificaciones.

$$\begin{aligned} S &= \bar{x} \cdot \bar{y} \cdot \bar{z} + x \cdot \bar{y} \cdot z + x \cdot y \cdot \bar{z} \\ &= \bar{x} \cdot \bar{y} \cdot \bar{z} + x \cdot (\bar{y} \cdot z + y \cdot \bar{z}) \\ &= \bar{x} \cdot \bar{y} \cdot \bar{z} + x \cdot (y \oplus z) \\ &= \overline{(x + y + z)} + x \cdot (y \oplus z) \end{aligned}$$

Un circuito que realiza esta función sería:

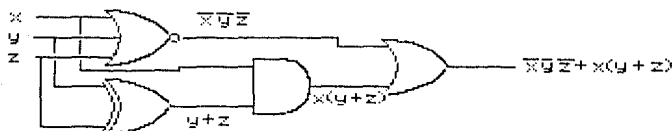


fig. 6.9

En general dada una tabla de verdad siempre es posible encontrar una función booleana que la satisfaga. La idea consiste en encontrar expresiones en términos de productos de las variables o sus complementos que den 1 sólo en los casos en que haya unos en la tabla de verdad y después sumar estas expresiones. Ejemplo:

x	y	z	f(x,y,z)
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	1

$\bar{x} \cdot \bar{y} \cdot z = 1$   
 $\bar{x} \cdot y \cdot \bar{z} = 1$   
 $f(x,y,z) = \bar{x} \cdot \bar{y} \cdot z + \bar{x} \cdot y \cdot \bar{z} + x \cdot \bar{y} \cdot z + x \cdot y \cdot z$   
 $x \cdot \bar{y} \cdot z = 1$   
 $x \cdot y \cdot z = 1$

x	y	z	$\bar{x} \cdot \bar{y} \cdot z$	$\bar{x} \cdot y \cdot \bar{z}$	$x \cdot \bar{y} \cdot z$	$x \cdot y \cdot z$	f(x,y,z)
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	1
0	1	0	0	1	0	0	1
0	1	1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	1	0	1
1	1	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	1	1

La expresión que se obtiene no necesariamente es la más simple y puede reducirse considerablemente y en algunos casos quedarse igual. Pero el problema principal, construir un circuito, queda resuelto. Puede desde luego, optimizarse el diseño.

Como se dijo, las operaciones que realizan las compuertas AND y OR (+ y ·) no son operaciones aritméticas sino lógicas. ¿Cómo construir un circuito que realice la aritmética real? Supóngase que se quiere sumar aritméticamente dos números de un solo bit. Estos son los posibles resultados:

0	0	1	1
+	+	+	+
0	1	0	1
--	--	--	--
0	1	1	10

x	y	S	C
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Si al primer número se le llama x, y al segundo, al primer bit de la suma S y a lo que se lleva C puede hacerse una tabla de verdad para la suma aritmética que queda como la de arriba. De la observación de la tabla resulta evidente que

$$S = x + y \quad y \quad c = x \cdot y$$

por lo que el circuito que realiza esta suma aritmética será

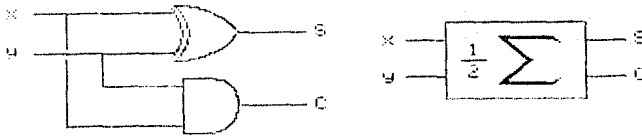
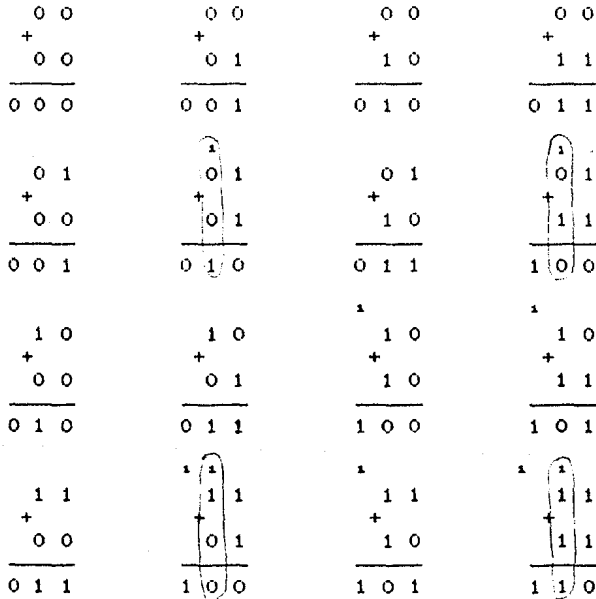


fig. 6.10

A este circuito se le llama medio sumador. Medio, pues al realizar la suma de dos bits no se está tomando en cuenta "lo que se lleva" (i.e., el acarreo) de una posible suma anterior. Si se quisiera sumar un par de números de n bits cada uno, cuando se hace la suma de dos bits no sólo se suman esos dos bits sino lo que se lleve antes. Para hacer un sumador completo hay que sumar también el acarreo anterior.



Esto se aprecia claramente en la figura en las sumas marcadas. Al sumar los segundos bits es necesario sumar lo que se lleva del anterior. Para sumar los dos primeros bits basta con un medio sumador que genera el primer bit de la suma y lo que se lleva al siguiente.

Para sumar el segundo bit se necesita un circuito con la siguiente tabla de verdad:

$x_1$	$y_1$	$C_0$	$S_1$	$C_1$
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

a la suma de  $x_1$  y  $y_1$  se le suma  $C_0$  por lo que

$$S_1 = C_0 \oplus (x_1 \oplus y_1)$$

para generar  $C_1$  se usa el método descrito más arriba

$$C_1 = \bar{x}_1 \cdot y_1 \cdot C_0 + x_1 \cdot \bar{y}_1 \cdot C_0 + x_1 \cdot y_1 \cdot \bar{C}_0 + x_1 \cdot y_1 \cdot C_0$$

simplificando

$$\begin{aligned} C_1 &= C_0 \cdot (\bar{x}_1 \cdot y_1 + x_1 \cdot \bar{y}_1) + x_1 \cdot y_1 \cdot (\bar{C}_0 + C_0) = \\ &= C_0 \cdot (x_1 \oplus y_1) + x_1 \cdot y_1 \end{aligned}$$

así, el circuito que realiza la suma completa, i.e., el sumador completo, quedaría:

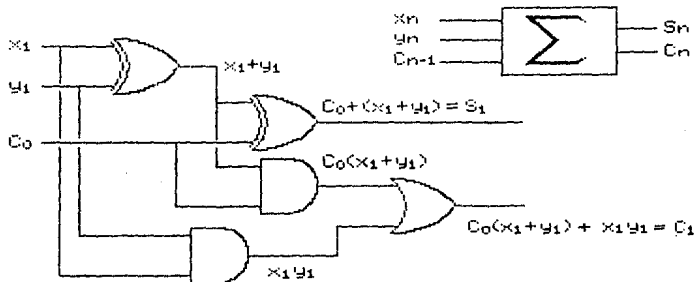


fig. 6.11

Usando circuitos como este es posible construir sumadores de números con cualquier cantidad de bits. Sólo hay que conectar uno tras otro como se muestra en la siguiente figura:

$$\begin{array}{r}
 x_n \ x_{n-1} \ \dots \ x_1 \ x_0 \\
 + \\
 y_n \ y_{n-1} \ \dots \ y_1 \ y_0 \\
 \hline
 C_n \ S_n \ S_{n-1} \ \dots \ S_1 \ S_0
 \end{array}$$

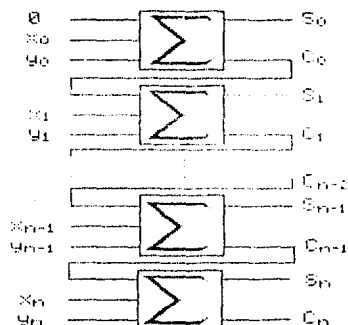


fig. 6.12

Afortunadamente no hay que utilizar decenas de compuertas y montones de conexiones para construir un sumador de varios bits. Existen circuitos integrados que llevan en su interior las compuertas y conexiones necesarias para construir un sumador de varios bits. Por ejemplo, el circuito integrado TTL 7483 es un sumador de 4 bits y se representa como bloque así:

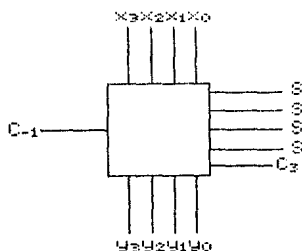


fig. 6.13

Uniendo bloques como este de manera análoga a como se unen varios sumadores completos de 1 bit para hacer uno de varios bits, es posible hacer sumadores del número de bits que se quiera.

Es posible construir otros circuitos que resten, multipliquen, comparen, etc. un par de números de la cantidad de bits que sea necesario. Es más, puede realizarse un circuito que realice la función que se le indique. Por ejemplo que sume, compare, complemente a uno u otro número. Para realizarlo basta escribir la tabla de verdad y seguir el método mencionado antes.

Sean  $x_1 \ x_0$  y  $y_1 \ y_0$  los números a operar y  $P_1 \ P_0$  un número que controle qué operación va a realizar el circuito.

$P_1 \ P_0$	operación
0 0	complementa $x_1 \ x_0$
0 1	complementa $y_1 \ y_0$
1 0	compara $x_1 \ x_0$ con $y_1 \ y_0$
1 1	suma $x_1 \ x_0$ con $y_1 \ y_0$

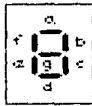
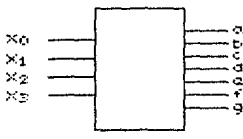


para cada entrada de  $F_1, F_0$  habría que hacer la tabla de verdad correspondiente; para  $F_1, F_0 = 11$  se vio ya cuales son todas las posibles sumas y de ahí es inmediato construir la tabla de verdad.

En resumen, un circuito como este, en sus salidas da el resultado de las operaciones codificadas en las entradas  $F_1, F_0$ , es decir, se programa la función del circuito con  $F_1, F_0$ . A este tipo de circuitos se les llama **unidades de aritmética y lógica** (ALU por sus siglas en inglés) y son parte esencial de los microprocesadores de las computadoras. Naturalmente son más complejos que el ejemplo presentado aquí pero la idea es la misma. Un circuito integrado de la familia TTL que es una ALU es el 74181.

Existen una gran cantidad de circuitos integrados que realizan funciones específicas en cuyo interior llega a haber cientos o miles de compuertas conectadas apropiadamente que ahorran el trabajo de construir a nivel de compuertas circuito complejos. Se mencionarán sólo algunos ejemplos.

Se ha popularizado mucho el uso de indicadores hechos de 7 segmentos, que se encienden o se apagan (LED's) o se hacen transparentes u opacos (LCD), con los que se dibujan los dígitos arábigos que se reconocen fácilmente. En su interior los sistemas digitales manejan los números en código binario y no como se ven en los indicadores de 7 segmentos. Es mucho más fácil identificar qué número es el que corresponde a una secuencia de 0's y 1's que leerlo directamente en su forma de símbolos arábigos. A los circuitos que realizan esta conversión se les llama decodificadores de BCD a 7 segmentos. BCD significa decimal en código binario que es la representación interna en los sistemas digitales.



Para representar un dígito decimal hacen falta 4 bits por lo que un decodificador tiene 4 entradas y 7 salidas. Así, si  $X_3, X_2, X_1, X_0$  es el número 1001 se deben encender los segmentos a, b, c, f, g indicando un nueve.

fig. 6.14

$X_3$	$X_2$	$X_1$	$X_0$	segmentos encendidos
0	0	0	0	a, b, c, d, e, f
0	0	0	1	b, c
0	0	1	0	a, b, d, e, g
0	0	1	1	a, b, c, d, g
0	1	0	0	b, c, f, g
0	1	0	1	a, c, d, f, g
0	1	1	0	c, d, e, f, g
0	1	1	1	a, b, c
1	0	0	0	a, b, c, d, e, f, g
1	0	0	1	a, b, c, f, g

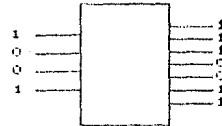


fig. 6.15

Para concluir este apartado sólo se mencionarán, sin describirlos, algunos circuitos mas:

**MULTIFLEXORES** - Selectores de líneas. Seleccionan de entre - muchas líneas de entrada una que conectan a la salida.

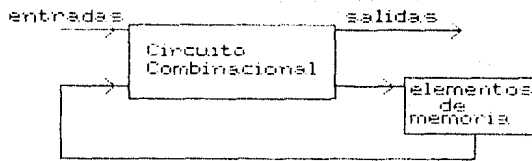
**DEMULTIFLEXORES** - Seleccionan de entre muchas líneas de salida una que se conecta a la entrada.

**COMPARADORES DE MAGNITUDES** - Comparan dos números.

**CONVERTIDORES DE CODIGOS** - BCD a decimal, BCD a 7seg., BCD a Gray, Gray a binario, etc.

## 6.2 CIRCUITOS SECUENCIALES

En todos los circuitos descritos hasta antes de este apartado las salidas de estos dependen solamente de sus entradas. Distintas combinaciones de las entradas dan distintas salidas. No importa cómo se llega a esas combinaciones, la historia anterior a una entrada dada no influye en la salida. En los circuitos secuenciales la salida de estos sí depende de la historia de cómo se llega a una situación dada. Para que esto suceda, el circuito debe contener elementos de "memoria" capaces de "recordar" o registrar estados del circuito en distintos momentos. Las salidas del circuito dependen entonces no sólo de las combinaciones de las entradas sino también de cómo se llegó a ellas, de la secuencia en que fueron cambiando. En general puede representarse esquemáticamente a un circuito secuencial como la siguiente figura:

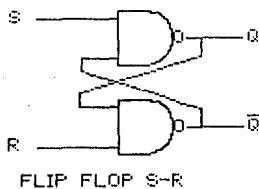


CIRCUITO SECUENCIAL

fig. 6.16

En los circuitos combinacionales el tiempo no influye en la determinación de sus salidas, en los secuenciales sí. Para su funcionamiento requieren de un "reloj" que va definiendo los momentos en que se dan los cambios de estado. Desde luego no es un reloj en el sentido usual del término; se trata de una señal eléctrica que marca el paso, determina cuándo y cada cuánto hay cambios en el circuito. Es así que frecuentemente se oye hablar de computadoras de 4, 8 o 10 MHz; estas son las frecuencias de los relojes internos de esas máquinas. Dentro de los circuitos secuenciales existen dos grandes tipos: los síncronos y los asíncronos. En los primeros, todos los elementos del circuito cambian sus estados al mismo tiempo, prácticamente en cualquier instante del tiempo es posible determinar sin ambigüedad su estado. En los segundos, los distintos elementos cambian con retrasos unos de otros; en un instante dado el estado de algún elemento puede ser ya estable mientras que otros estén cambiando o incluso todavía no hayan cambiado.

### 6.2.1 ELEMENTOS DE MEMORIA. FLIP-FLOP'S.



FLIP FLOP S-R

Se empezará por entender el funcionamiento del circuito de la figura. Se trata de un circuito retroalimentado, es decir, de un circuito en el que la salida se regresa a la entrada. Supóngase que inicialmente  $S = 1$  y  $R = 0$ . Como  $R = 0$   $\bar{Q} = 0$  y por tanto  $Q = 1$ . Como  $Q = 1$  y  $S = 1$   $Q = 1$  y  $\bar{Q} = 0$ . Ahora

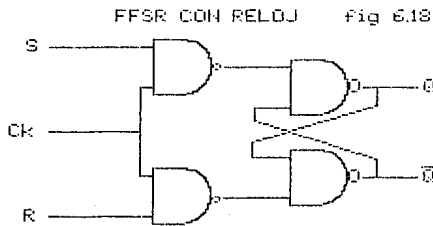
cámbiese  $R$  de 0 a 1. Si  $S = R = 1$  y  $Q = 1$ ,  $\bar{Q} = 0 \Rightarrow Q = R \cdot \bar{Q} = 1$  y  $\bar{Q} = S \cdot Q = 0$ , o sea  $Q$  y  $\bar{Q}$  permanecen igual. Si ahora se hace  $S = 0$   $R = 1$  entonces  $\bar{Q} = S \cdot Q = 1$  y  $Q = R \cdot \bar{Q} = 0$ . Si se regresan las entradas a  $S = 1$  y  $R = 1$  entonces  $Q = R \cdot \bar{Q} = 0$  y  $\bar{Q} = S \cdot Q = 1$ . Finalmente si  $S = R = 0$  entonces  $Q = \bar{Q} = 1$ . La tabla resume esto.

S	R	Q	$\bar{Q}$
1	0	1	0
1	1	1	0 *
0	1	0	1
1	1	0	1 *
0	0	1	1

Hay dos cosas que llaman la atención. La primera, es que el estado del circuito no depende exclusivamente de las entradas S y R sino también de que pasó antes. El segundo y cuarto renglón de la tabla corresponden a la misma entrada  $S = R = 1$  pero tienen distintas salidas Q y  $\bar{Q}$ , éstas serán 1, 0 o 0, 1 dependiendo de si antes estaban en 1, 0 o 0, 1. Por

otro lado, llama la atención que se haya llamado a las salidas Q y  $\bar{Q}$ , es decir, complementarias cuando existe un estado ( $S = R = 0 \Rightarrow Q = \bar{Q} = 1$ ) que hace inconsistente este nombre.

Respecto a la primera observación, se muestra el comportamiento secuencial del FFSR y que no es un circuito combinacional. Respecto a la segunda, efectivamente hay una inconsistencia pero como a continuación se verá, modificando el FFSR esta inconsistencia desaparece.



El circuito de esta otra figura se llama FFSR con reloj. En el caso anterior los cambios en las entradas se traducen de inmediato en cambios en las salidas. En este otro circuito la salida podrá cambiar solamente cuando  $Ck = 1$  pues de otra forma ( $Ck = 0$ ) las 2

compuertas de entrada quedan bloqueadas pues  $S' = R' = 0$   $S = 0$   $R = 1$  y no importan que valores tengan S y R. Cuando  $Ck = 1$  entonces  $S' = S$  y  $R' = R$ . Las otras dos compuertas con las conexiones indicadas funcionan entonces como el FFSR del circuito anterior. En la tabla se resume su funcionamiento.

Ck	S	R	S	R	Q	Q
0	0	0	1	1	1	0
0	0	1	1	1	1	0
0	1	0	1	1	1	0
0	1	1	1	1	1	0
1	1	0	0	1	1	0
1	0	0	1	1	1	0
1	0	1	1	0	0	1
1	0	0	1	1	0	1
1	1	1	0	0	1	1
1	0	1	1	0	0	1
0	x	x	1	1	0	1

En los renglones de la tabla señalados se observa de nuevo lo que sucede con el FFSR sin reloj. Y de la tabla se desprende que solo es posible alterar el estado del circuito cuando Ck=1

La inconsistencia que se observa en ambos FFSR sucede cuando ambas entradas del FF son iguales (cero en el primer caso, uno en el segundo). Una forma de remediar esto es forzar a que las entradas sean siempre distintas. En la siguiente figura se muestra un circuito que satisface esta condición, un Flip Flop D.

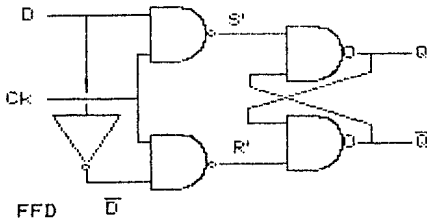


fig. 6.19

De nuevo mientras Ck = 0 nada sucede. Cuando Ck = 1 entonces si cambian las cosas. Si D = 0 => S' = 1 y R' = 0 => Q = 0 y Q-bar = 1. Si D = 1 => S' = 0 y R' = 1 => Q = 1 y Q-bar = 0.

Ck	D	S'	R'	Q	Q-bar
0	0	1	1	1	0
0	1	1	1	1	0
1	1	0	1	1	0
1	0	1	0	0	1
0	0	1	1	0	1
0	1	1	1	0	1

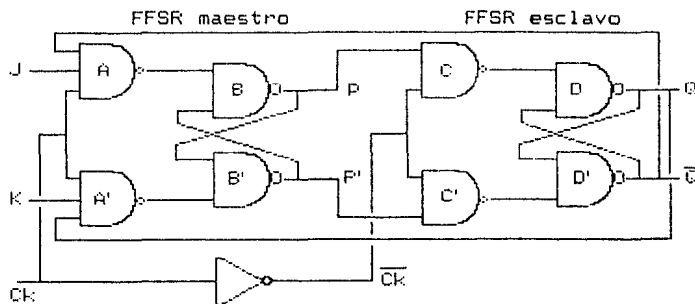
En la tabla se muestra el funcionamiento del FFD. Esta tabla puede simplificarse grandemente si se observa que sólo hay cambios cuando Ck = 1 y que cuando esto sucede Q = D. Así, el estado del FF queda determinado por el valor de D mientras el reloj esté en 1 (desde luego si D no cambia durante el pulso del reloj).

D	Q <sub>n+1</sub>
0	0
1	1



fig. 6.20

Existe otro tipo de FF, llamado FFJK, que tiene tres entradas, una para el reloj y otras dos, J y K, con funciones parecidas a las del FFSR con la diferencia de que JK pueden tomar todas las combinaciones posibles sin que en algún caso haya inconsistencias. En la figura se muestra un FFJK del tipo llamado maestro-esclavo. Al explicar su funcionamiento se verá el origen del nombre.



FFJK

fig. 6.21

Supóngase que inicialmente  $Q = 1$ ,  $\bar{Q} = 0$ ,  $J = K = 0$  y  $Ck = 0$ . La salida de las compuertas A y A' es 1 en ambas y por tanto P y  $\bar{P}$  permanecen en el mismo estado en que estaban, supóngase también que  $P = 1$ ,  $\bar{P} = 0$ . Como  $Ck = 0$  a la salida de las compuertas C y C' se tiene 0 y 1 respectivamente y por tanto  $Q = 1$ ,  $\bar{Q} = 0$  y no hay cambio respecto a nuestras suposiciones iniciales. Ahora, si Ck cambia de 0 a 1, a la salida de A y A' sigue habiendo 1 y 1 pues  $J = K = 0$ ;  $P = 1$ ,  $\bar{P} = 0$ ; en la entrada de C y C' se tiene  $Ck = 0$  y la salida de C y C' es 1 y 1 y como  $Q = 1$ ,  $\bar{Q} = 0$  entonces tampoco hay cambio.

Ahora hágase  $J = 0$ ,  $K = 1$  si  $Ck = 0$ , tampoco hay cambio pues a la salida de A y A' sigue habiendo 1 y 1 y el primer FFSR queda sin cambio; por tanto  $Q = 1$  y  $\bar{Q} = 0$ . Si cambia Ck a 1 entonces las tres entradas de A' son 1 y en consecuencia su salida es 0, la salida de A sigue siendo 1. Las entradas del primer FFSR, el llamado maestro, hacen que sus salidas sean  $P = 0$ ,  $\bar{P} = 1$ . Como Ck cambia de 0 a 1, Ck

cambia de 1 a 0 lo que bloquea en C y C' el paso al siguiente FF, el llamado esclavo. El FF esclavo queda separado de lo que sucede en el maestro pues Ck cambia antes de que lo hagan P y  $\bar{P}$ ; esto se debe a que a cada compuerta le toma un cierto tiempo cambiar de estado (10 ns para una compuerta TTL), al cambiar el reloj, la señal de este tiene que pasar por una sola compuerta (el inversor) mientras que K debe atravesar dos. Cuando Ck regresa a 0 entonces se habilita el FF esclavo, a las salidas de C y C' se tiene 1 y 0 respectivamente por lo que Q cambia a 0 y  $\bar{Q}$  a 1. Estas señales se retroalimentan hasta A y A' colocando un cero en A' y en consecuencia sus salidas son ambas 1, el maestro no cambia. Cada vez que Ck cambie de 0 a 1 y de 1 a 0 las cosas quedarán igual.

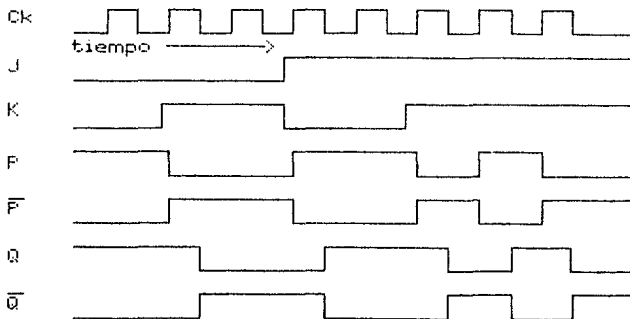


DIAGRAMA DE TIEMPO PARA EL FFJK

fig. 6.22

Algo muy semejante ocurre cuando se hacen  $J = 1$  y  $K = 0$ . Cuando el reloj cambia de 0 a 1 P y  $\bar{P}$  se hacen 1 y 0 respectivamente y el esclavo queda bloqueado. Cuando Ck pasa de 1 a 0 el maestro se bloquea y el esclavo pasa a  $Q = 1$  y  $\bar{Q} = 0$  estas señales se retroalimentan hasta A y A' pero ya se encuentran bloqueadas pues el reloj llega antes a 0. Con cambios sucesivos del reloj las cosas quedan igual.

Quando  $J = K = 1$  y  $Q = 1$ ,  $\bar{Q} = 0$  por la retroalimentación cruzada, al hacerse  $Ck = 1$ ,  $P = 0$ ,  $\bar{P} = 1$  y el esclavo queda bloqueado, cuando Ck pasa a 0, entonces cambian Q y  $\bar{Q}$  a 0, 1 respectivamente. Por la retroalimentación cruzada sólo una de las entradas de A es cero, la del reloj y A' tiene el cero de Q y el del reloj. Cuando éste vuelve a cambiar de 0 a 1 cambian P y  $\bar{P}$  a 1, 0, el esclavo queda bloqueado. Al cambiar Ck a cero se habilita el esclavo, cambia Q a 1 y  $\bar{Q}$  a 0, se retroalimentan estos estados hasta A y A' invirtiendo la situación anterior, pero se encuentran ya bloqueadas A y A' por el reloj. El efecto

neto es que si  $J = K = 1$ ,  $Q$  y  $\bar{Q}$  van a cambiar al estado complementario cada transición de 1 a 0 del reloj. En el diagrama de tiempos y en la tabla se aprecia esto mejor.

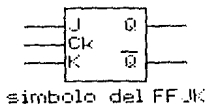
	J	K	Ck	P	$\bar{P}$	Q	$\bar{Q}$
t	0	0	0	1	0	1	0
i	0	0	1	1	0	1	0
e	0	0	0	1	0	1	0
m	0	1	0	1	0	1	0
p	0	1	1	0	1	1	0
o	0	1	0	0	1	0	1
	0	1	1	0	1	0	1
	1	0	0	0	1	0	1
	1	0	1	1	0	0	1
	1	0	0	1	0	1	0
	1	0	1	1	0	1	0
	1	1	0	1	0	1	0
	1	1	1	0	1	1	0
	1	1	0	0	1	0	1
	1	1	1	1	0	0	1
	1	1	0	1	0	1	0
	1	1	1	0	1	1	0
	1	1	0	0	1	0	1

Puede resumirse el diagrama de tiempos y la tabla que muestra la secuencia de los cambios en las entradas y salidas del FFJK que resultan muy engorrosos y difíciles de interpretar, como se muestra en la tabla. Los subíndices  $n$  y  $n+1$  se refieren al estado de  $Q$  actual, después de  $n$  ciclos del reloj y al estado siguiente, después de haberse completado un ciclo más del reloj.

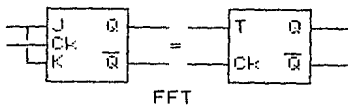
Notese que si  $J=K=0$  el estado del FF no cambia después de un ciclo de reloj. Si  $J=0$   $K=1$ ,  $Q$ , después de un ciclo de reloj, será 0. Si  $J=1$ ,  $K=0$ ,  $Q$ , después de un ciclo de reloj, será 1. Y finalmente, si  $J=K=1$ ,  $Q$ , después de un ciclo de reloj, pasará al estado complementario, es decir, si era 1 pasa a 0 y si era 0 pasa a 1.

SECUENCIAS DE CAMBIOS DE ESTADO

J	K	$Q_{n+1}$
0	0	$Q_n$
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}_n$



Un FF que se obtiene a partir del JK es el llamado Flip Flop T (FFT) que consiste simplemente en unir las entradas J y K y a esta nueva entrada se le llama T.



T	$Q_{n+1}$
0	$Q_n$
1	$\bar{Q}_n$

Si  $T = 0$  el FF no cambia al cambiar el reloj y si  $T = 1$  la salida del FF se complementa cada ciclo de reloj.



## 6.2.2 CONTADORES Y REGISTROS.

Regresando al diagrama de tiempo para el FFJK cuando  $J = K = 1$ , es decir, para el FFT. Como acaba de mencionarse, el FFT complementa su salida cada ciclo de reloj. Si  $Q = 0$  el primer pulso del reloj  $Q$  cambia a 1 y después de un segundo pulso regresa a 0. Entonces la salida del FFT proporciona una señal cuya frecuencia es de la mitad que la frecuencia del reloj.

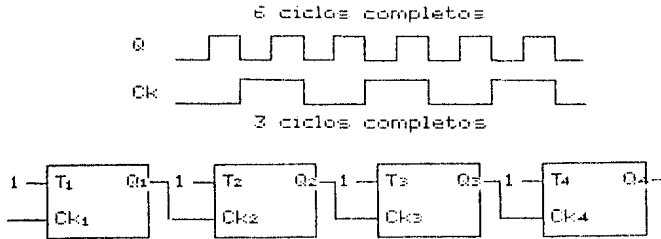


fig. 6.25

Si se usara como señal de reloj para otro FFT la salida de un primer FFT, se tendría a la salida del segundo FFT una señal con una frecuencia de la cuarta parte de la señal de reloj original. Si se conectan más FFT's uno tras de otro, aplicando la salida de uno a la entrada de reloj del siguiente, como se muestra en la figura, puede irse dividiendo la frecuencia del reloj entre 2 cada vez que se agregue un FF. Haciendo un diagrama de tiempo para los cuatro FF's se tiene:

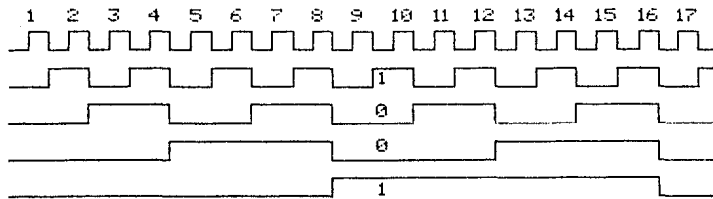


Diagrama de tiempo del circuito de la fig. 6.25.

fig. 6.26

Nótese en la columna señalada, después de haber pasado 9 ciclos completos del reloj que las salidas de los FF's son  $Q_1 = 1$ ,  $Q_2 = 0$ ,  $Q_3 = 0$ ,  $Q_4 = 1$ . Poniendo en el orden  $Q_4 Q_3 Q_2 Q_1$  las salidas se tiene 1 0 0 1 que es el número 9 expresado en base 2. Es más, si se hace una tabla como la que sigue, obsérvese que esto no es casual sino que

ordenando las salidas como se menciona puede leerse directamente en binario el número de ciclos completos de reloj que han entrado al circuito desde el momento en que sus salidas eran todas cero.

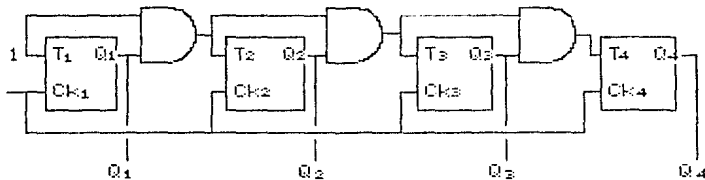
Ciclos de reloj	Q <sub>4</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>1</sub>
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1
16	0	0	0	0
17	0	0	0	1
18	0	0	1	0

Cuando entra el 16º pulso, todos los FF's regresan a cero y se repite la secuencia. Agregando FF's pueden contarse cantidades de pulsos de reloj tan grandes como se desee. Con 4 FF's puede contarse hasta 15, con 5 hasta 31, con 10 hasta 1023, etc.

A este tipo de contadores se le llama contador asíncrono de rizo. Se trata de un circuito secuencial asíncrono pues no todos sus elementos realizan sus transiciones simultáneamente, por ejemplo, cuando entra el 16º pulso de reloj todos los FF's cambian pero el primer FF tarda un cierto tiempo en cambiar de 1 a 0 y como la salida de éste es la que hace cambiar al segundo y la del segundo al tercero, etc. se van acumulando retardos y cada

FF cambia en distintos momentos. Cuando hay muchos FF's este funcionamiento asíncrono puede ser desastroso, por ejemplo, si la lectura se efectúa en 1 µs y se tienen 20 FF's con un retardo cada uno de 100 ns no puede asegurarse que se esté leyendo el número de pulsos que han entrado al contador.

Para remediar este problema existen contadores síncronos como el que se ilustra en la siguiente figura:



Contador binario síncrono.

fig. 6.27

El primer FF es un simple contador +2. El segundo cambiará de estado solamente cuando  $T_2 = 1$ . Si  $T_2 = 0$  el FF no cambia. Como  $T_2 = Q_1 \cdot 1 = Q_1$  y  $Q_1$  alterna entre 0 y 1 cada dos pulsos de reloj, entonces el FF2 cambiará sólo cuando  $Q_1 = 1$ , lo que sucede cada dos pulsos de reloj. O sea que FF2 completa un ciclo cada 4 pulsos de reloj. El mismo razonamiento se aplica para los otros dos FF's. En este caso todos los FF's cambian al mismo tiempo pues la señal de reloj es común a todos ellos.

Usando compuertas y FF's es posible contruir contadores que sigan una secuencia de cuenta dada, por ejemplo, desde cero hasta nueve y que regresen después a cero; en la figura se muestra un contador con estas características. Se trata de un contador asincrónico de rizo llamado BCD (Binary Coded Decimal, decimal en código binario).

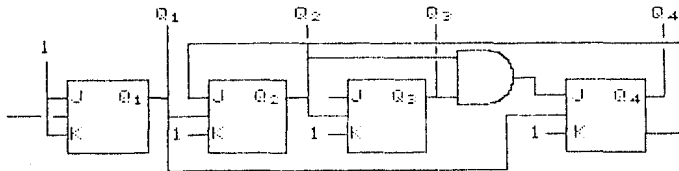


fig. 6.28

No se entrará a analizar su funcionamiento ni a explicar cómo se deduce ni cuáles son los criterios para diseñarlo. Afortunadamente es posible encontrar circuitos integrados que contienen en su interior todos los FF's, compuertas y conexiones adecuados, por ejemplo, el circuito integrado 7490 es un contador asincrónico BCD con la característica adicional de contar con entrada de puesta inicial a cero o a nueve.

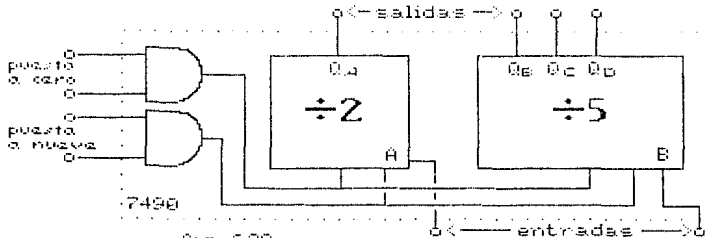


fig. 6.29

fig. 6.29

Los registros son circuitos secuenciales en los que es posible almacenar información. Unos párrafos más arriba cuando se habló de los contadores asincrónicos mencionamos que si se "leía" el contenido del contador en 1  $\mu$ seg..., obviamente no se hace referencia a una lectura visual en un

tiempo tan pequeño; para el hombre es imposible hacerlo, no así para los circuitos electrónicos. Leer un contador y almacenar la información sobre su contenido durante el tiempo necesario para que, por ejemplo, pueda ser captada por el ser humano se puede hacer mediante circuitos secuenciales de registro. Considerese el circuito de la figura:

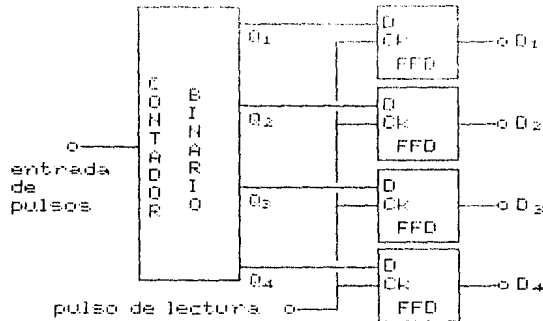


fig. 6.30

La entrada de pulsos puede ser de cualquier frecuencia; podría ser lo suficientemente alta como para hacer imposible al ojo humano distinguir número binario alguno en  $Q_4$ ,  $Q_3$ ,  $Q_2$ ,  $Q_1$ . Sin embargo, si se aplica un pulso de duración muy pequeña a la entrada de reloj de los FFD, las salidas  $D_4$ ,  $D_3$ ,  $D_2$ ,  $D_1$  serán iguales a  $Q_4$ ,  $Q_3$ ,  $Q_2$ ,  $Q_1$  sólo mientras el pulso de lectura esté en 1. Cuando éste regrese a 0 no importa qué pase en las salidas del contador,  $D_4$ ,  $D_3$ ,  $D_2$ ,  $D_1$ , no cambiará hasta que no aparezca un nuevo pulso de lectura. Con un circuito como este es posible registrar con gran precisión la duración de eventos en términos de ciclos de reloj. Si el reloj corre a una frecuencia de 1 MHz, pueden registrarse pulsos con duración de microsegundos.

Hay otro tipo de registros llamados de corrimiento una de cuyas características más importantes es la posibilidad de almacenar y manipular información en serie y en paralelo. En el ejemplo del contador, la lectura debe ser tomada en 4 líneas simultáneamente, y si se quiere enviar esa información directamente se requerirá de 5 líneas (4 de las salidas del registro y una para tierra), a esto se le llama transmisión de la información en paralelo. Sin embargo, es posible transmitir la información a través de sólo dos líneas. Esto puede hacer si en lugar de transmitir al mismo tiempo los 4 bits se transmiten de uno en uno, en una secuencia, a esto se le llama transmisión de la información en serie. Es más rápido recibir los 4 bits de golpe que de uno en uno, pero a fin de cuentas lo que importa es recibirlos. ¿Cómo puede convertirse una cuaterna de bits en una sucesión de bits?



fig. 6.31

Supóngase que los FFJK's contienen los 4 bits que se desea transmitir por una sola línea que en este caso será  $Q_4$ . Por el momento no importa cómo llegaron ahí esos 4 bits, eso se verá más adelante. Considérese, por ejemplo, que  $Q_1 = 1$ ,  $Q_2 = 0$ ,  $Q_3 = 1$ ,  $Q_4 = 1$ . Recordando lo que se dijo del FFJK, que sólo cambia cuando hay una transición de 1 a 0 del reloj, se verá que pasa al aplicar pulsos del reloj a Ck. Como  $Q_1 = 1$ ,  $\bar{Q}_1 = 0$  y entonces  $J_2 = 1$  y  $K_2 = 0$  por lo que después del primer pulso del reloj el contenido del primer FF habrá sido transferido al siguiente y éste a su vez transferirá el suyo al otro, etc.; después de este primer pulso en  $Q_4$  habrá lo que había en  $Q_3$ . Después de dos pulsos se repite el proceso; en  $Q_3$  habrá lo que había en  $Q_1$ , dos pulsos antes, en  $Q_4$  lo de  $Q_2$ , etc. Así, después de 4 pulsos se habrá vaciado el contenido del registro. Obsérvese el diagrama de tiempos:

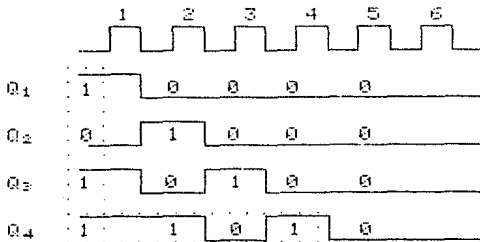


fig. 6.32

El número 1101 que contenía el registro, ahora aparece como secuencia en  $Q_4$ . Es decir, se ha convertido la información que aparecía en paralelo en los 4 FF's en una serie de bits que aparecen en la línea conectada a  $Q_4$ .

La operación inversa puede realizarse con el mismo circuito cambiando las entradas  $J_1$  y  $K_1$  como se indica en la figura.

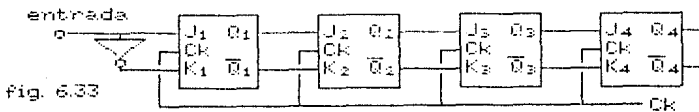


fig. 6.33

Si en la entrada se aplica la secuencia obtenida en el ejemplo anterior y a Ck se aplican pulsos de reloj de la misma frecuencia y fase que el anterior los FF's se cargarán con la secuencia indicada en el lugar indicado. Véase el diagrama de tiempo:

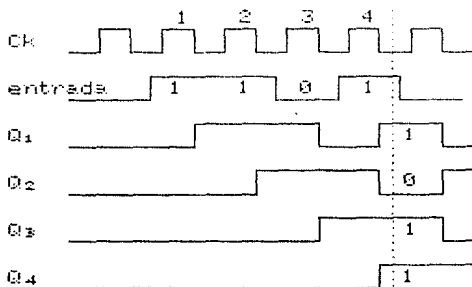


fig. 6.34

Como se ve después de cuatro ciclos completos del reloj los 4 bits se encuentran en paralelo en el registro. A estas alturas resulta ya evidente el nombre de **registro de corrimiento**.

Queda pendiente solamente el problema de cómo inicializar los FF's para que contengan los bits que se quiera. En el circuito de la figura siguiente se muestra cómo:

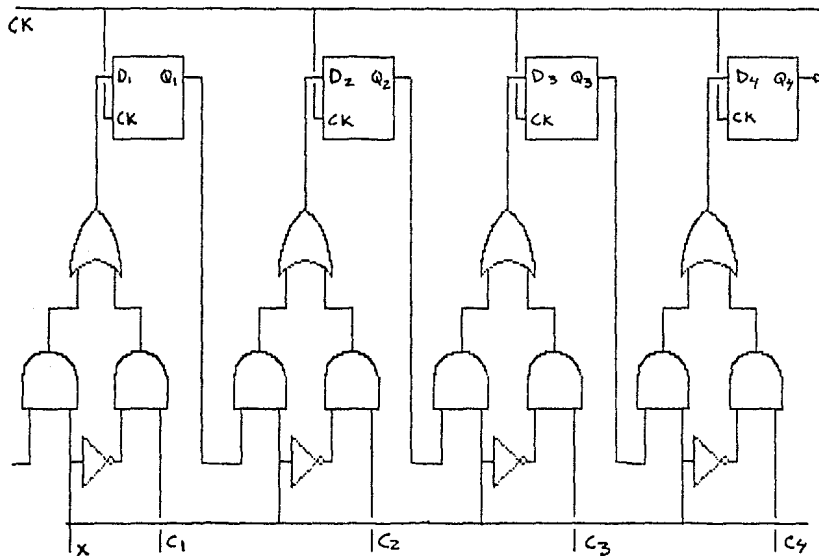


fig. 35

En el circuito anterior se usaron FFJK y en éste se usan D; en realidad no hay diferencia pues si se usan JK conectados a salidas  $Q$  y  $\bar{Q}$  entonces  $J \neq K$  que es lo que sucede siempre en un FFD. Se hace esto sólo para simplificar las conexiones.

Las compuertas realizan la siguiente función:

$$D_1 = C_1 \cdot \bar{x} + Q_{1-1} \cdot x$$



fig. 6.36

De esta forma, actúan como un selector de línea (multiplexor) y a las entradas de los FF's pueden tenerse las salidas del anterior ( $x = 1$ ) o bien si  $C_1, C_2, C_3, C_4$  para cargar el registro con el número que se quiera.

### 6.3 MEMORIAS

Ya se ha visto que los FF's son elementos de memoria capaces de retener información por tiempo indefinido. Por ejemplo, en el FFJK, mientras  $J = K = 0$  no habrá cambio alguno en el contenido del FF. Combinando ordenadamente elementos de memoria es posible almacenar grandes cantidades de información codificada (datos, programas, textos, etc.). En la actualidad son comunes arreglos de elementos de memoria que contienen 262 144 elementos o más. Prácticamente todas las memorias actuales se construyen usando MOSFET's. Al principio del capítulo se vió que para construir una compuerta son necesarios varios transistores y para un FF varias compuertas. Si los elementos en las memorias grandes fuesen los FF construidos con compuertas hechas con transistores resultarían muy poco económicas. Es posible simplificar mucho el diseño de elementos de memoria usando circuitos con transistores que tienen el mismo comportamiento que, por ejemplo, un FFSR hecho con compuertas. En la figura se muestra un elemento de memoria construido con dos transistores bipolares y otro con MOSFET's.

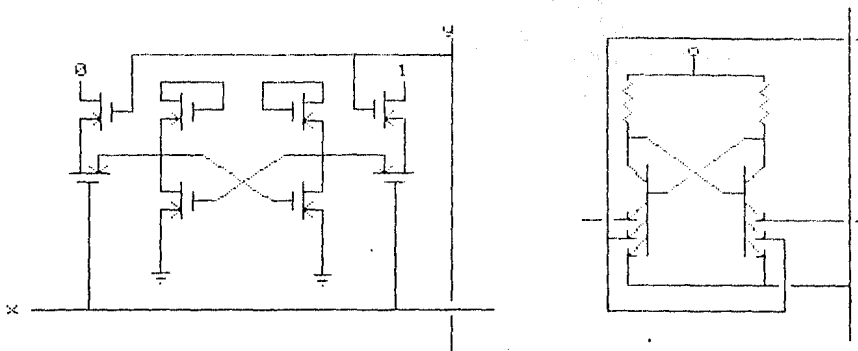


fig. 6.37

Existen diseños aún más simples con MOSFET's que hacen uso de la capacidad propia de la construcción MOS y se almacena la información en la carga que pueda mantener el condensador minúsculo que forma el MOSFET. Este condensador se descarga típicamente en unos cuantos milisegundos por lo que es necesario "refrescar" periódicamente el contenido del elemento de memoria. A las memorias como las mostradas en las figuras 6.37 a) y b) se les llama memorias estáticas y a las que requieren de "refrescarse", dinámicas. No interesa aquí ahondar en el funcionamiento físico de los elementos de memoria sino sólo verlos como bloques que almacenan información y estudiar cómo están organizados para formar una memoria.

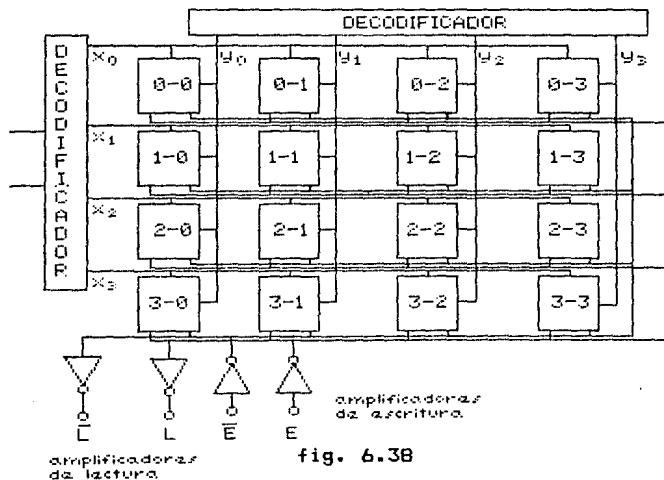


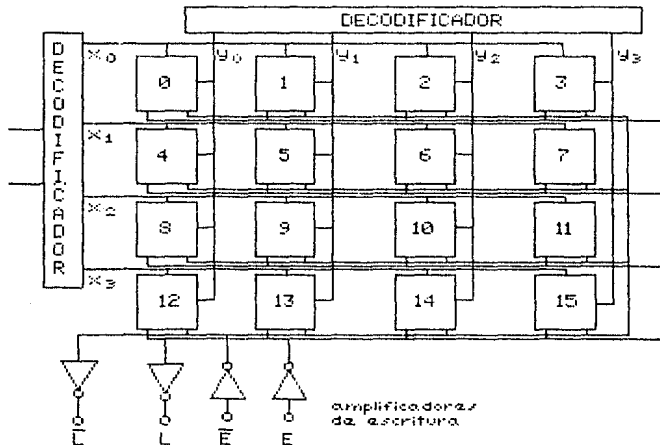
fig. 6.38



En muchos casos, los elementos de memoria se encuentran formando una matriz como se observa en la figura. Cada elemento tiene un par de entradas que permiten seleccionarlo de entre los demás. Se tiene acceso a él solo cuando ambas entradas son 1. Nótese que se usan líneas comunes a 4 elementos una por cada columna y una por cada renglón. Por ejemplo para acceder el elemento 2-1 deben estar en 1 la línea  $x_2$  y la  $y_1$ ; si todas las demás líneas están en 0 excepto las dos mencionadas entonces solo el elemento 2-1 es habilitado.

Además de las entradas para habilitar al elemento de memoria éste tiene otras entradas para leer y escribir en él 0 o 1.

La manera de seleccionar alguno de los elementos es aplicar en la entrada de los decodificadores un número binario en  $x$  que sea el número del renglón donde se encuentra el elemento deseado y en  $y$  el número en binario de la columna seleccionada. En el ejemplo mencionado antes, para seleccionar el elemento 2-1 hay que aplicar en  $x$  el número 1 0 y en  $y$  el 0 1. Si se hubieran numerado los elementos no como se hizo en la figura, con un par de números que dan sus "coordenadas" en el arreglo sino en orden creciente (ver figura) al elemento 2-1 le corresponde el número 9. Juntando las entradas  $X$  y  $Y$  poniendo  $X$  en los dos bits más significativos y  $Y$  en los dos menos significativos, se tendría el número 1 0 0 1 que es precisamente 9 en binario.



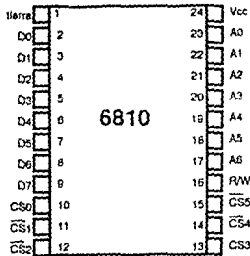


fig. 6.40

Vista como una caja negra, la memoria tendría entradas para dar una "dirección" que seleccione determinado elemento de memoria y entradas para leer y escribir. Una memoria como la ilustrada en las figuras es una memoria de  $16 \times 1$ . Esto lo que quiere decir es que consta de 16 elementos que almacenan un bit de información. Hay

otras memorias como la 6810 que es una memoria de  $128 \times 8$ ; cuenta con 128 elementos de memoria capaces de almacenar 8 bits cada uno (a estos grupos de 8 bits se les conoce como bytes). Para conseguir esto basta con formar 8 memorias de  $128 \times 1$  de tal manera que las entradas de direccionamiento sean comunes a todas y las salidas/entradas sean separadas, en la figura 40 se muestra la disposición de las entradas y salidas de la memoria estática MOS 6810 en el circuito integrado. Las entradas  $A_0 \dots A_6$  son las que seleccionan el elemento de memoria deseado, ahí se aplica la "dirección" de éste; las entradas/salidas  $D_0 \dots D_7$  permiten leer o escribir en los elementos de memoria; la entrada R/W determina si se lee o se escribe. Las otras entradas  $CS_0, CS_1, CS_2, CS_3, CS_4, CS_5$  sirven para seleccionar ese circuito integrado. Se pueden construir memorias mucho más grandes haciendo arreglos de memorias más pequeñas. En este caso particular, la memoria 6810 sólo estará habilitada cuando se aplique el número 1 0 0 1 0 0 en las entradas  $CS_i$ . Con algunas compuertas (inversores) se puede construir una arreglo de 64 memorias 6810 para lograr una memoria de  $8192 \times 8$ . Esta puede ser vista como un solo bloque con 13 entradas para "direccionar" uno de 8192 elementos de un byte, 8 salidas para leer o escribir un byte y una entrada para escoger si se quiere leer o escribir en el elemento de memoria seleccionado.

A las memorias que se ha visto hasta aquí en las que se puede leer y escribir, se les llama RAM (del inglés Random Access Memory). Existe otro tipo de memorias en las que solo es posible leer llamadas ROM (Read Only Memory). Estas se usan para almacenar información permanentemente. Las memorias RAM conservan la información mientras la fuente de alimentación que hace funcionar los elementos de memoria esté encendida; si ésta se apaga se pierde la información. En este sentido se dice que la memoria es volátil. Las memorias ROM conservan la información independientemente si son o no alimentadas con corriente eléctrica.

## 6.4 CONVERSION DIGITAL/ANALOGICA Y ANALOGICA DIGITAL

No obstante que los sistemas analógicos y los sistemas digitales se basan en principios completamente distintos; de que los primeros manejan magnitudes eléctricas análogas a la información y los segundos símbolos, es posible comunicar la información entre unos y otros sistemas.

## 6.4.1 CONVERSION DIGITAL/ANALOGICA.

El proceso de conversión D/A es semejante al proceso de trazado de un segmento de recta a partir de un número. Para trazar un línea de 7.35 m requiere sumarse una longitud de 7 m más 30 cm más 5 cm. Si se quiere obtener una corriente que sea de  $1011_2$  mA ( $1011_2$ : cifra en base 2) debe sumarse una corriente de  $1000_2$  mA, es decir,  $8_{10}$  mA con una de  $10_2$  mA ( $2_{10}$  mA) y otra de  $1_2$  mA ( $1_{10}$  mA). Una forma de lograrlo es como se muestra en la figura.

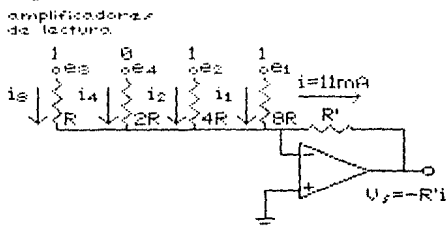


fig. 6.41

En la gran mayoría de los circuitos digitales el 1 lógico corresponde a un voltaje de 5 V y el 0 lógico a 0 V. Por la entrada del sumador que tiene la resistencia de valor R debe circular una corriente de 8 mA. Como se usa un amplificador operacional con retroalimentación negativa el voltaje en la entrada inversora es tierra virtual, o sea, 0 V. Si en esa entrada se coloca un 1 lógico se estará aplicando en realidad 5 V. Con esto es fácil calcular el valor de R:  $5 \text{ V} = R \times 8 \text{ mA} \implies R = 625 \Omega$ . Nótese que si  $e_2 = 5 \text{ V}$  (1 lógico) entonces la corriente que pasa por la resistencia  $4R$  será  $5 \text{ V} / 2500 \Omega = 2 \text{ mA}$ , como se quería. Análogamente  $i_1 = 1 \text{ mA}$ . En el nodo de la entrada inversora todas las corrientes se suman. Si  $R' = 1000 \Omega$  entonces a la salida se tendrá un voltaje en volts numericamente igual a la corriente en mA que a su vez es numericamente igual al número binario aplicado en la entrada pero con signo negativo.

Entrada en binario	Salida en Volts		Entrada en binario	Salida en Volts	
	$R = 1000\Omega$	$R = 250\Omega$		$R' = 1000\Omega$	$R' = 250\Omega$
0 0 0 0	0	0	1 0 0 0	- 8	-2.00
0 0 0 1	- 1	-0.25	1 0 0 1	- 9	-2.25
0 0 1 0	- 2	-0.50	1 0 1 0	- 10	-2.50
0 0 1 1	- 3	-0.75	1 0 1 1	- 11	-2.75
0 1 0 0	- 4	-1.00	1 1 0 0	- 12	-3.00
0 1 0 1	- 5	-1.25	1 1 0 1	- 13	-3.25
0 1 1 0	- 6	-1.50	1 1 1 0	- 14	-3.50
0 1 1 1	- 7	-1.75	1 1 1 1	- 15	-3.75

El circuito mostrado es un convertidor D/A de 4 bits. Pueden contruirse convertidores de mayor número de bits con el único inconveniente de que es necesario usar resistencias en un rango muy grande, por ejemplo, para un convertidor de 12 bits la resistencia más grande debe ser 4096 veces mayor que la más chica.

Otra forma de construir un convertidor D/A es con un circuito como el de la siguiente figura:

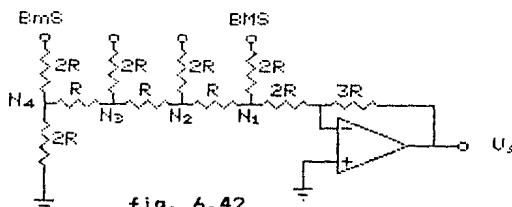


fig. 6.42

Para analizar el funcionamiento del circuito supóngase que en su entrada se aplica el número 1 0 0 0; la entrada marcada como BMS corresponde al Bit Más Significativo, es decir, el que se encuentra más a la izquierda, la entrada BmS es para el Bit menos Significativo, o sea, el de la derecha. Por el principio de la tierra virtual, esta situación es equivalente al siguiente circuito:

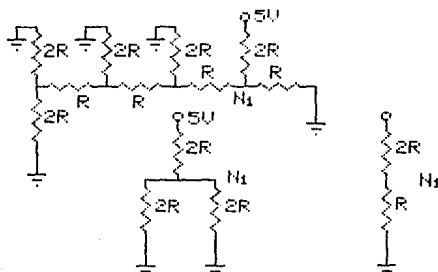


fig. 6.43

La resistencia equivalente total a la izquierda del nodo  $N_1$  es  $2R$  (ejercicio) y a la derecha es también  $2R$ . De esta manera se forma un divisor de voltaje como el ilustrado, del cual es evidente que el voltaje en el nodo  $N_1$  es de  $5/3$  V. Como la ganancia del amplificador operacional es de  $-3/2$  para un voltaje aplicado en  $N_1$  entonces la salida  $V_o = -5$  V/2.

Ahora, si se aplica el número 0100 se tendrá un circuito equivalente al de la figura:

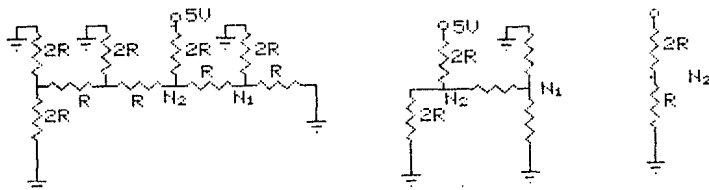


fig. 6.44

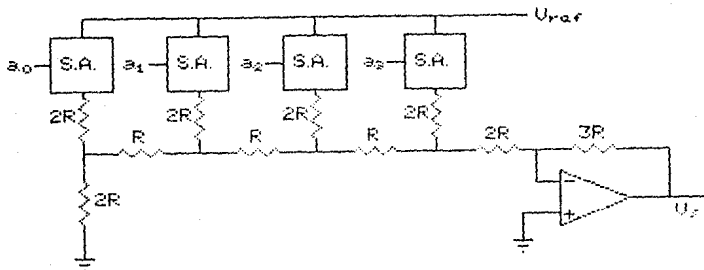
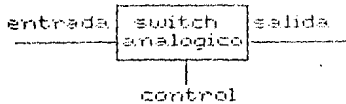
Vuelve a suceder lo mismo que en el caso anterior. De la figura es claro que el voltaje en el nodo  $N_2$  es de  $5/3$  V. Pero nótese que saliendo de  $N_2$  se forma un segundo divisor con dos resistencias iguales ( $R$  y el paralelo de  $2R$  con  $2R$ ) por lo que el voltaje en  $N_2$  aparece en  $N_1$  dividido por 2. Así se tiene en  $N_1$   $5/6$  V y como la ganancia del amplificador es de  $-3/2$  para voltajes aplicados en  $N_1$  entonces  $V_o = -5/4$  V. Esta característica se repite para todos los demás bits; el voltaje en  $N_3$  se va a dividir por 4 al aparecer en  $N_1$ , el de  $N_4$  por 8, etc. Cuando se aplica en las entradas números que tengan más de un 1, por el principio de superposición la salida será para el binario  $a_3 a_2 a_1 a_0$

$$V_o = -5 V (a_3 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_1 2^{-3} + a_0 2^{-4})$$

Este convertidor se conoce con el nombre de convertidor D/A de escalera  $R-2R$ . Poniendo tantos "peldaños" como bits tenga el número que se desea convertir se habrá construido un convertidor del número de bits que se quiera. Este convertidor no tiene la limitación que tenía el anterior de requerir una gama muy amplia de resistencias. Basta con que la razón entre las resistencias usadas sea lo más exactamente posible 2.

En la práctica no se usan circuitos idénticos a los mostrados en las figuras. Un problema es que el 1 lógico en realidad no corresponde exactamente a 5 V. Por ejemplo, en los circuitos de la familia TTL, 1 lógico es cualquier voltaje entre 2.5 V y 5 V y 0 lógico cualquiera entre 0 V y 0.8 V. Para superar esta dificultad se usan interruptores operados digitalmente que conectan las entradas de los convertidores a tierra o a un voltaje de referencia precisamente fijado. La operación del circuito es

esencialmente la misma que la descrita. Estos interruptores pueden ser electromecánicos o bien electrónicos. Los electromecánicos suelen ser muy lentos y los electrónicos muy rápidos. Las características de un interruptor electrónico mejor conocido como interruptor analógico se muestran en la figura:



$$V_u = -V_{ref}(a_3 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_1 2^{-3} + a_0 2^{-4})$$

fig. 6.45

## 6.4.2 CONVERSION ANALOGICO/DIGITAL.

El proceso inverso de conversión, de información analógica a información digital resulta un poco más complicado. Se empezará con un tipo de convertidor que resulta en principio sencillo aunque con algunos inconvenientes. Se le conoce bajo el nombre de convertidor paralelo, en inglés flash converter haciendo alusión a la velocidad con que efectúa la conversión.

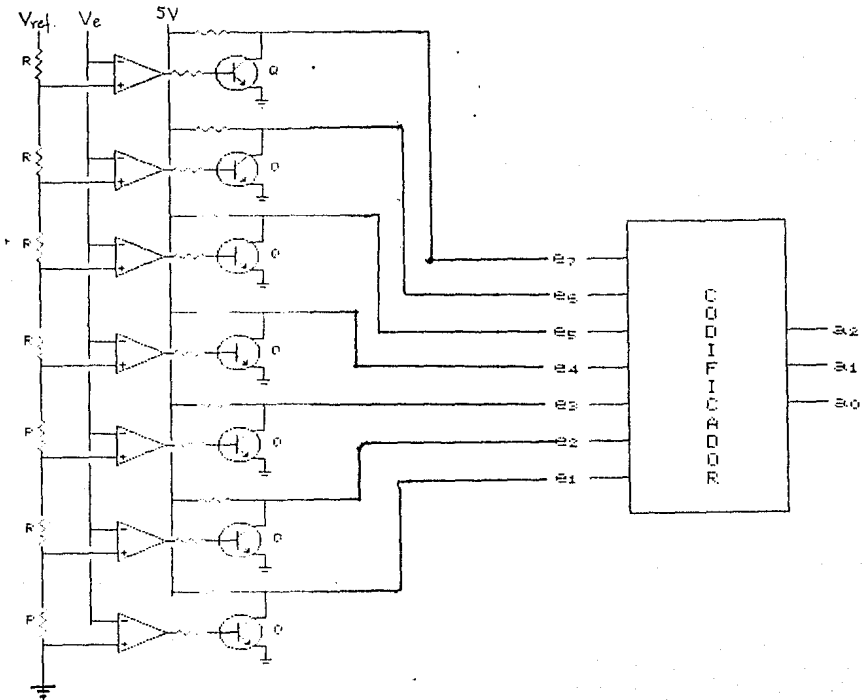


fig. 6.46

Este convertidor es una especie de "regla" que mide el voltaje; la serie de resistencias no es más que un divisor de voltaje que divide el voltaje de referencia en 8 partes iguales.

Cada uno de los amplificadores operacionales actua como comparador. Si el voltaje de entrada  $V_e$  es menor que la fracción del voltaje de referencia a la que esté conectado entonces a la salida tendrá un voltaje negativo lo que corta al transistor y por tanto el voltaje en el colector será de 5 V. Si  $V_e$  es mayor que la fracción de  $V_{ref}$  entonces la salida del operacional será positiva y el transistor entra en conducción (se satura en realidad) por lo que el voltaje en el colector es practicamente 0.

	$e_7 e_6 e_5 e_4 e_3 e_2 e_1$	$a_1 a_2 a_3$
$0 < V_e < V_{ref}/8$	0 0 0 0 0 0 0	0 0 0
$V_{ref}/8 < V_e < 2V_{ref}/8$	0 0 0 0 0 0 1	0 0 1
$2V_{ref}/8 < V_e < 3V_{ref}/8$	0 0 0 0 0 1 1	0 1 0
$3V_{ref}/8 < V_e < 4V_{ref}/8$	0 0 0 0 1 1 1	0 1 1
$4V_{ref}/8 < V_e < 5V_{ref}/8$	0 0 0 1 1 1 1	1 0 0
$5V_{ref}/8 < V_e < 6V_{ref}/8$	0 0 1 1 1 1 1	1 0 1
$6V_{ref}/8 < V_e < 7V_{ref}/8$	0 1 1 1 1 1 1	1 1 0
$7V_{ref}/8 < V_e$	1 1 1 1 1 1 1	1 1 1

La expresión booleana para las salidas  $a_0, a_1, a_2$ , es

$$a_0 = e_7 + e_6 \cdot e_5 + e_4 \cdot e_3 + e_2 \cdot e_1$$

$$a_1 = e_6 + e_4 \cdot e_2$$

$$a_2 = e_4$$

El codificador debe ejecutar esas funciones booleanas.

Este tipo de convertidor tiene la ventaja de ser muy rápido. Usando comparadores veloces tales que puedan cambiar su salida a razón de 10 V/μseg pueden lograrse conversiones de señales con frecuencias superiores a 1 MHz. La desventaja de este tipo de convertidor A/D es que requiere de muchos comparadores; tan solo para un convertidor de 8 bits se requieren 255 comparadores. Para mayor número de bits el costo es prohibitivo.

El convertidor contador arriba/abajo tipo D/A.

El diagrama de bloques de un convertidor de este tipo se muestra en la figura:



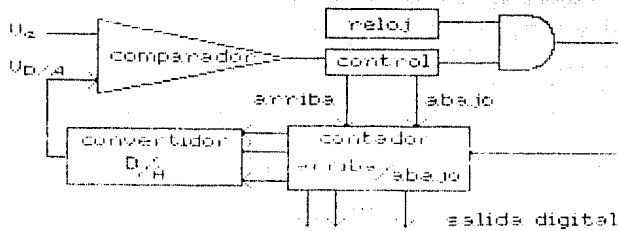


fig. 6.47

El funcionamiento es como sigue: si el contador está inicialmente en 0 a la salida del D/A hay 0 V. Este voltaje es comparado con el voltaje de entrada  $V_e$ . Si  $V_e > 0$  V entonces el comparador manda una señal al circuito de control que le indicará al contador que debe contar hacia arriba y una señal a la compuerta AND para que pasen pulsos del reloj hacia el contador. Después de 1 pulso, la cuenta binaria del contador es convertida a un voltaje ( $V_1$ ) por el D/A y nuevamente comparada con el voltaje de entrada. Si  $V_e > V_1$  se repite el proceso. El control ordena contar hacia arriba. Cuando  $V_e < V_n$  después de  $n$  pulsos de reloj, cambia la señal del comparador y ahora el control ordena contar hacia abajo. Si  $V_e > V_{n+1} < V_e$  por lo que ahora el contador contará hacia arriba. Resulta pues, que el convertidor A/D quedará oscilando alternando el bit menos significativo entre 0 y 1. Con ayuda del siguiente diagrama puede aclararse más el funcionamiento de este convertidor A/D:

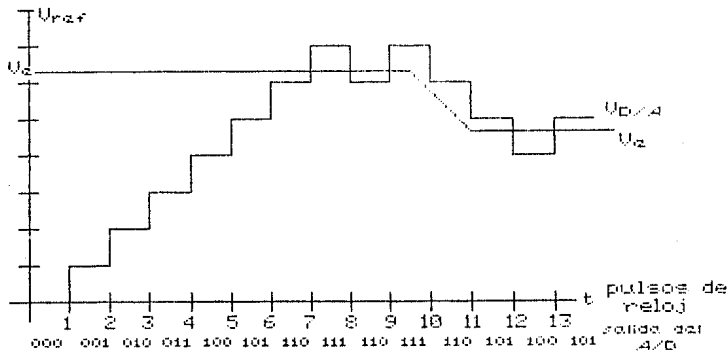


fig. 6.48

El tiempo máximo que le toma al convertidor lograr la conversión es igual al número de fracciones en que haya sido dividido el voltaje de referencia del D/A. Para este ejemplo son necesarios 8 ciclos del reloj pues el convertidor es de 3 bits. Para un convertidor de 8 bits son necesarios 256 ciclos del reloj. En general, aumentar la precisión usando convertidores de más bits alarga grandemente el tiempo de

conversión; para un convertidor de  $n$  bits son necesarios  $2n$  ciclos de reloj para lograr la conversión.

Existe otro tipo de convertidor A/D más rápido, el convertidor A/D de aproximaciones sucesivas. Para un convertidor de  $n$  bits sólo se necesitan  $n$  ciclos de reloj para efectuar la conversión. Su diagrama de bloques se muestra en la figura siguiente,

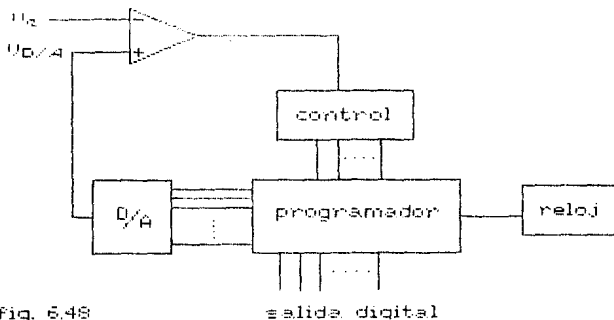


fig. 6.48

fig. 6.49

El funcionamiento es parecido al del convertidor A/D de contador arriba/abajo. La diferencia se encuentra en el bloque señalado como programador. En lugar de esperar a que la cuenta exceda el voltaje de entrada  $U_e$ , durante el primer pulso de reloj se fija en 1 el bit más significativo que alimenta al D/A. Si  $U_e$  es mayor que el voltaje a la salida del D/A entonces se pasa al siguiente paso. Si no es mayor se hace el bit más significativo 0 y se continúa al siguiente paso. De nuevo, el siguiente bit más significativo se hace 1 y se compara la salida del D/A con  $U_e$ ; si  $U_e > U_{o/A}$  se pasa al siguiente paso; si  $U_e < U_{o/A}$  se hace al segundo bit más significativo 0 y se pasa al siguiente paso. Este proceso continúa hasta llegar al bit menos significativo. El proceso de conversión toma entonces  $n$  pasos siendo  $n$  el número de bits. Como se ve es notable el aumento de velocidad de conversión respecto al A/D de contador. El precio que hay que pagar por el aumento en velocidad es una mayor complejidad en la lógica de control y en el programador que sin embargo no es excesivo.

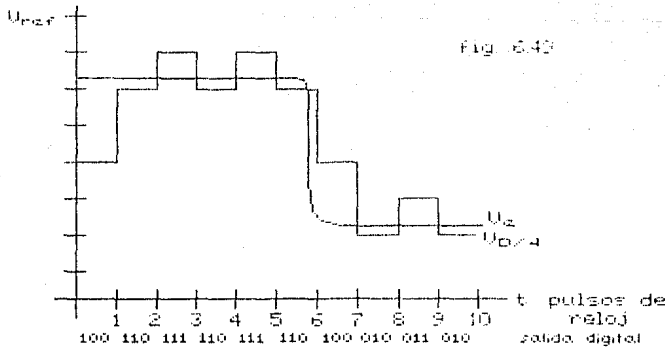


fig. 6.50

Finalmente existe otro tipo de convertidor A/D llamado de doble rampa que si bien no es rápido la ventaja que tiene es que resulta muy preciso y no es afectado por la tolerancia de los componentes ni el envejecimiento de estos, solamente las variaciones en el voltaje de referencia limitan su exactitud. En la figura se muestra su diagrama de bloques:

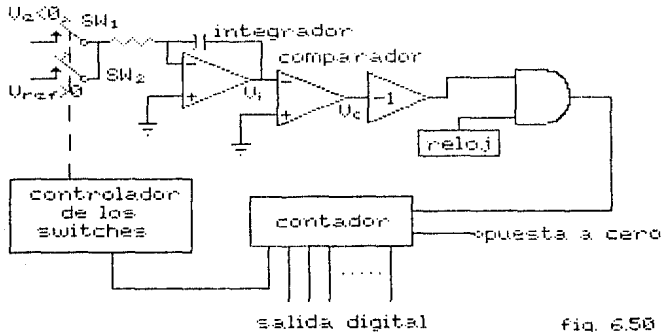


fig. 6.50

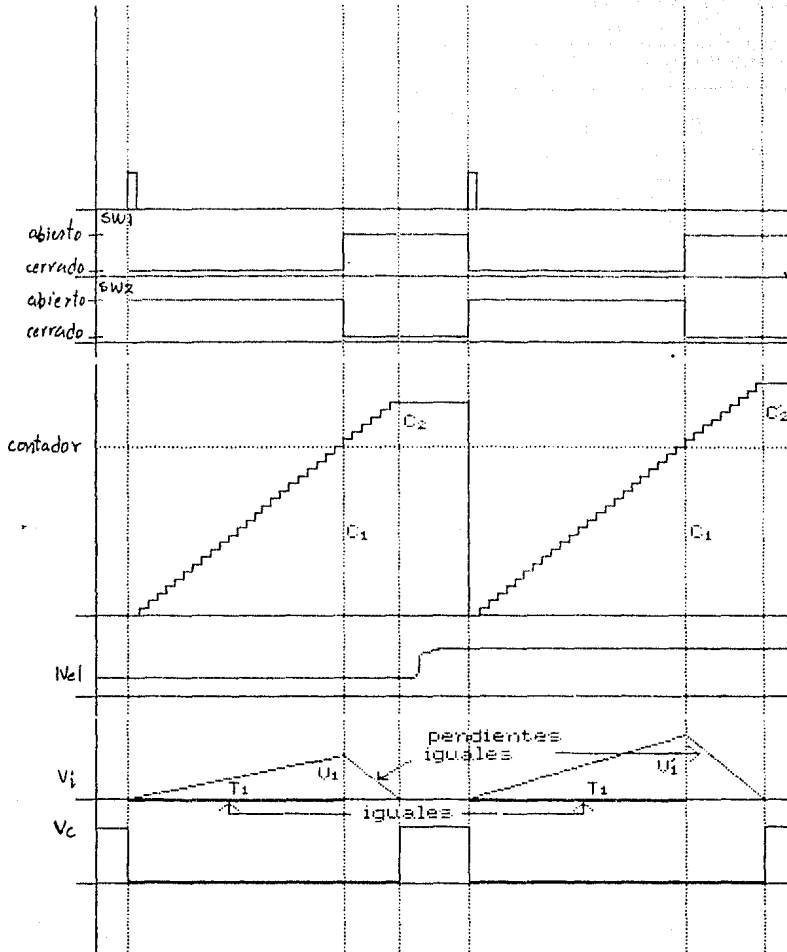


fig. 6.51

El ciclo de conversión se inicia con la puesta a cero del contador. Cuando esto sucede el controlador de los interruptores, accionado por el bit más significativo del contador conecta al integrador con el voltaje de entrada  $V_e$  que se supone constante durante el ciclo. Este voltaje constante produce a la salida del integrador un voltaje creciente linealmente con pendiente de  $|V_e|/RC$ . Este voltaje continúa creciendo hasta que el contador alcanza la cuenta

$C_1 = 100 \dots 0$ . En ese momento el controlador de los interruptores accionado por el 1 en el BMS del contador cambia de posiciones ambos interruptores, abre SW1 y cierra SW2. Como  $V_{rref} > 0$  entonces la salida del integrador es un voltaje decreciente linealmente con pendiente  $-V_{rref}/RC$  que parte de un voltaje  $(|Ve|/RC)T_1$ . Cuando  $V_i = 0$  entonces el voltaje en el comparador cambia e impide el paso de pulsos de reloj al contador que queda detenido en la cuenta  $C_2 = XX \dots X$ . Resulta que es proporcional al voltaje de entrada  $Ve$ . Evidentemente  $C_2$  es proporcional a  $T_2$  ( $T_1 = K C_1$ ,  $T_2 = K C_2$   $K =$  frecuencia del reloj). Pero

$$\begin{aligned} \text{pendiente de la} & \quad \frac{V_1}{T_2} = \frac{(Ve/RC)T_1}{T_2} = \frac{V_{rref}}{RC} \\ \text{recta decreciente} & \\ \implies T_2 = \frac{VeT_1}{V_{rref}} & \quad \implies C_2 = \frac{Ve}{V_{rref}} C_1 \quad \begin{array}{l} T_1 = K C_1 \\ T_2 = K C_2 \end{array} \end{aligned}$$

Como  $T_1$  es un tiempo fijo, el voltaje de referencia es fijo tambien, entonces  $C_2$  es proporcional a  $Ve$ . Notese cómo la cuenta no depende de  $RC$  ni de la frecuencia del reloj. Es por esto que se decía anteriormente que una de las grandes ventajas de un A/D de doble rampa es que su funcionamiento no se  $Ve$  afectado por las variaciones con el tiempo, la temperatura, etc. de sus componentes.

## EJERCICIOS

1.- Pruebe que:

a)  $(x + y) + z = x + (y + z)$

b)  $x + 1 = 1$

c)  $x \cdot 1 = x$

d)  $x + \overline{x} = 1$

e)  $\overline{\overline{x}} = x$

2.- Diseñe un circuito que use interruptores que tenga la siguiente tabla de verdad:

x	y	foco
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

3.- Haga las tablas de verdad para los circuitos de las figuras 6.7 y 6.8.

4.- Dibuje el circuito que realiza la siguiente función booleana:

$$f(x,y,z) = (x + \overline{y}) \cdot z + \overline{x} \cdot (y + z)$$

simplifique, si es posible.

5.- Dada la siguiente tabla de verdad, dé un circuito que realice la función S:

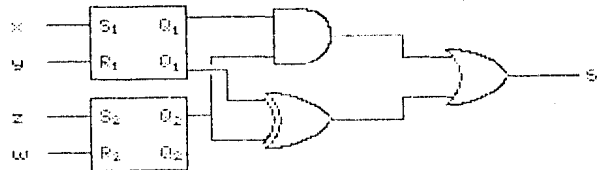
x	y	z	S
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	1

6.- Usando el circuito 7483 diseñe un sumador de 2 números de 16 bits cada uno.

7.- Diga cual es el estado de la salida del siguiente circuito:

a)  $x=1$   $y=0$   $z=0$   $w=1$

b)  $x=0$   $y=1$   $z=1$   $w=0$

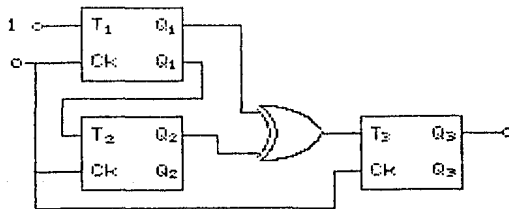


8.- En el problema anterior si después de poner las entradas como se especifica en a) ponemos todas en 1 ¿cuál es el estado de S? ¿Si lo hacemos después de ponerlas como en b)?

9.- Una antena parabólica que gira tiene en su eje de rotación un transductor de posición digital que indica mediante  $B$  bits su posición angular. Cada vez que detecta una señal de determinadas características emite una señal digital. Cuando ésta se recibe, se precisa registrar la posición. Dé el diagrama de un circuito que realice estas funciones.

10.- Diseñe un circuito que use FFJK que cambie de estado cada tres pulsos de reloj.

11.- Dé el diagrama de tiempos del siguiente circuito para las salidas  $Q_1$ ,  $Q_2$  y  $Q_3$ :



12.- Diseñe un circuito que mida el tiempo transcurrido en milisegundos entre dos eventos que consisten en la ocurrencia simultánea de 3 eventos que se registran por señales digitales que son  $A = 0$  cuando el evento A ocurre,  $B = 1$  cuando B ocurre y  $C = 0$  cuando ocurre C.

13.- Diseñe un circuito que cuente pulsos de una señal digital y que genere otra señal cada vez que la cuenta en el contador sea 135.

14.- Diseñe un circuito que almacene en una memoria las posiciones de la antena del problema 9.

15.- Un sistema de posicionamiento angular requiere de una entrada analógica entre 0 y 10 V. Su resolución es de 1°. ¿Cuántos bits de información digital serán necesarios para que, usando un convertidor D/A, se aproveche al máximo esta resolución? Proponga el diseño de un D/A.

16.- Un convertidor A/D de contador arriba/abajo tipo D/A (ver figura 6.45) con voltaje de referencia de 10 V indica una lectura de 101101 y funciona con un reloj de frecuencia 25 kHz. ¿cuánto tiempo le tomara registrar un cambio brusco en el voltaje de entrada de .25 V?

17.- En el problema anterior, si se usara un A/D de aproximaciones sucesivas ¿cuánto tiempo le hubiera llevado efectuar la misma conversión?

18.- ¿Cuál es la resolución de un A/D de aproximaciones sucesivas de 10 bits y que use un voltaje de referencia de 10.24 V?

19.- ¿Qué tipo de convertidor A/D usaría para

a) Un voltímetro digital?

b) Digitalizar una señal analógica de audio?

### **PRACTICAS.**

1.- Construya el siguiente circuito usando compuertas TTL y obtenga su tabla de verdad:

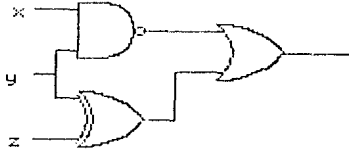
2.- Construya un sumador completo como el de la figura 6.11 y verifique su funcionamiento.

3.-



## PRACTICAS.

1.- Construya el siguiente circuito usando compuertas TTL y obtenga su tabla de verdad:



2.- Construya un sumador completo como el de la figura 6.11 y verifique su funcionamiento.

3.- Construya el circuito del ejercicio 11 y obtenga su diagrama de tiempos.

4.- Diseñe y construya un contador binario síncrono de 0 a 31.

5.- Construya un convertidor digital/analógico de 5 bits como el de la figura 6.42. Acóplelo al contador de la práctica 4 y observe en un osciloscopio la salida del convertidor para distintas frecuencias. Con un circuito como este se puede obtener un generador de señal aproximadamente triangular de rampa ¿cómo podría obtenerse una señal triangular? ¿qué pasa si las entradas del convertidor no se conectan en el orden apropiado? ¿podrían generarse formas de onda arbitrarias usando un convertidor D/A?

## índice

Acoplamientos.....	125	Contador asincrónico de rizo.....	190
Aislantes.....	46	Contador binario síncrono.....	190
Algebra de Boole.....	168	Conversión analógico/digital.....	203
ALU.....	181	Conversión D/A.....	198
AM.....	118	Convertidor A/D de aproximaciones sucesivas.....	206
Amplificador.....	87, 109	Convertidor A/D llamado de doble rampa.....	207
Amplificador antilogarítmico.....	144	Convertidor contador arriba/abajo.....	204
Amplificador de carga.....	141	Convertidor D/A de escalera R-2R.....	201
Amplificador de emisor común.....	82	Convertidor de corriente a voltaje.....	140
Amplificador diferencial.....	135	Convertidor paralelo.....	203
Amplificador logarítmico.....	142	Corriente alterna.....	62
Amplificador no inversor.....	132	Corriente de portadores minoritarios.....	58
Amplificador operacional.....	128	Corriente de recombinación.....	58
Amplificador sumador.....	135	Corriente directa.....	62
Amplitud.....	20	Corriente inversa de saturación.....	60
Ancho de banda.....	110	Corriente túnel.....	62
Análogo hidráulico.....	60	Corrientes de fase.....	28
Armónicas.....	22	Crecimiento epitaxial.....	95
Asincrónico.....	183	Cristales extrínsecos.....	53
		Curvas características.....	76
Banda de conducción.....	49		
Banda de valencia.....	52	Decibel.....	28, 41, 114
Banda prohibida.....	49	Decodificadores.....	181
Bandas de energía.....	48	Demodulación.....	116
Bandas laterales.....	118	Densidad de corriente.....	51
Base.....	72	Densidad espectral.....	23, 24
RCD.....	181	Derivador.....	136
Bit.....	167	Diagrama de Bode.....	110
Boole.....	167	Diagrama de tiempo.....	187
Bytes.....	198	Diagramas de Bode.....	27
		Difusión de aislamiento.....	96
Canal.....	83	Difusión de base.....	99
Circuitos combinacionales.....	183	Difusión de emisor.....	100
Circuitos integrados.....	95, 128	Dígitos binarios.....	167
Circuitos lineales.....	134	Diodo de unión.....	56
Circuitos no lineales.....	141	Diodos Zener.....	61
Circuitos secuenciales.....	182	Dirección.....	196
CMOS.....	166	Disparador Schmitt.....	150
Colector.....	72	Distorsión.....	81, 111
Comparador.....	150	Distorsión armónica total.....	112
Comparador regenerativo.....	150	Distribución espectral.....	26, 118
Complemento.....	170	Dominio de las frecuencias.....	22
Compuerta.....	83, 92, 172	Dominio temporal.....	22
Computación analógica.....	155	Drenaje.....	83, 92
Concentración intrínseca.....	50	Dual.....	171
Conductividad.....	51		
Conductores.....	46	Ecuación diferencial.....	155
Constante de tiempo.....	13	Efecto de avalancha.....	63
Contador asincrónico BCD.....	191	Electrones de valencia.....	48
		Emisor.....	72
		Enlace covalente.....	47
		Enlace iónico.....	47

Enlace metálico.....	47	Información.....	18
Enlaces saturados.....	47	Integrador.....	135
Enmascarado.....	96	Interferencia.....	33
Equivalencia.....	169	Interruptor analógico.....	202
Espectro.....	23, 118		
Espectros de potencia.....	25	Ley de Ohm.....	51
Estabilidad.....	123	Linealidad.....	15, 120
Estrangulamiento.....	85	Linealización.....	145
Factor de regulación contra carga.....	60	Magnitud.....	18
Factor de rizo.....	67	Materiales puros.....	50
Fase.....	19, 111	Medio suador.....	178
FET.....	83	Memoria.....	195
FF maestro-esclavo.....	186	Metalizado.....	101
FFD.....	185	Microelectrónica.....	94
FFJK.....	186	Modulación.....	38, 116
FFSR.....	184	Modulación de frecuencia.....	110
FFSR con reloj.....	184	Modulación en doble banda lateral.....	118
Figura de ruido.....	34	Moduladora.....	116
Filtraje.....	35, 36, 67	MOSFET.....	91
Filtro.....	113	Movilidad.....	50
Filtro pasaalto.....	138	Multiplexor.....	195
Filtro pasabajos.....	138		
Filtros.....	27	Oblea.....	95
Flip-Flop.....	183	Or exclusivo.....	173
Fotolitografía.....	96	Osciladores.....	121
Fotoresistencia.....	11		
Frecuencia.....	19	Paralelo.....	192
Frecuencia de corte.....	113	Polarización directa.....	60
Fuente.....	83, 92	Polarización inversa.....	59
Fuente regulada.....	71	Portadora.....	116
Función de transferencia.....	6, 109	Portadores de carga libres.....	49
Función inversa.....	149	Portadores mayoritarios.....	57
		Portadores mayoritarios.....	54
Ganancia.....	109	Portadores minoritarios.....	54, 57, 73
Ganancia de corriente.....	110	Potencial de contacto.....	56
Ganancia de corriente del transistor.....	75	Principio de dualidad.....	171
Ganancia de voltaje.....	78, 110	Punto de operación.....	80, 88
Generadores de funciones.....	121	Pureza.....	123
Grabado.....	96		
Hueco.....	51	RAM.....	198
Huntington.....	167	Rango de aplicación.....	11
		Rango dinámico.....	120
Impedancia de entrada.....	84, 125	Recombinación.....	54
Impedancia de salida.....	125	Recta de carga.....	79, 87
Impurezas.....	52	Rectificador de media onda.....	63
Impurezas aceptoras.....	53	Rectificador de onda completa.....	67
Impurezas donadoras.....	53	Referencia de voltaje.....	140
Indicadores de 7 segmentos.....	181	Registros.....	191

Registros de corriente.....182  
 Región de carga espacial.....57  
 Relación señal a ruido.....34  
 Reloj.....183  
 Resistencia dinámica.....61  
 Resistividad.....46, 51  
 Respuesta en frecuencia.....27, 28, 114  
 Retroalimentación.....129  
 Retroalimentación negativa.....130  
 ROM.....198  
 Ruido.....18  
 RUIDO 1/f.....32  
 Ruido de fritura.....31  
 Ruido electromagnético.....33  
 Ruido térmico.....30

Seguidor de voltaje.....132  
 Semiconductores.....46  
 Semiconductores intrínsecos.....52  
 Sensibilidad.....9  
 Sensibilidad relativa.....10  
 Sensitividad.....14  
 Serie.....192  
 Serie de Fourier.....21, 112  
 Señal.....2, 5, 18  
 Señal modulada.....40, 118  
 Señal moduladora.....40, 118  
 Señales estocásticas.....25  
 Sistema analógico.....152  
 Sistema electrónico.....2  
 Sistema eléctrico.....2  
 Sistemas analógicos.....109  
 Sistemas digitales.....165  
 Substrato.....92, 95  
 Sumador completo.....178  
 Síncrono.....183

Tablas de verdad.....169  
 Teorema de Fourier.....21  
 Termistor.....10  
 Tiempo de conversión.....205  
 Tiempo de respuesta.....13  
 Tierra virtual.....131  
 Transducción.....5  
 Transductor.....18  
 Transductores.....5  
 Transferencia de amplitudes.....28  
 Transistor.....46, 71  
 Transistor bipolar.....72  
 Transistor de efecto de campo.....83  
 Transistor npn.....72  
 TTL.....166

Unidades de aritmética y lógica.....181  
 Unión base-colector.....73  
 Unión base-emisor.....73  
 Unión pn.....57

Vcd.....65  
 Ventaja del FET.....91  
 Ventajas del MOSFET.....94  
 Voltaje de estrangulamiento.....86  
 Voltaje de rizo.....64  
 Voltaje rms.....66  
 Voltaje Zener.....62

Zona de depleción.....57

## Bibliografía.

- Alonso, Finn            Física, Vol. III. Fundamentos cuánticos y estadísticos.
- Arfken                 Mathematical Methods for Physicists.
- ARRL                  The Radio Amateur's Handbook.
- Beiser                 Concepts of Modern Physics.
- Boullosa,  
Pérez Ruiz             Long Term Average Spectrum of Spanish.
- Brophy                 Electrónica Básica para Científicos.
- Diefenderfer           Instrumentación Electrónica.
- Fairchild               Linear Integrated Circuits Data Book.
- Millman, Halkias      Integrated Electronics.
- Morris Mano           Lógica Digital y Diseño de Computadoras.
- Muñoz Picone,  
Aguilar Sahagún      Sistemas Ordenados.
- National               Audio Handbook.
- Porta, Amano,  
Masso                  Señales y Transductores.
- Reitz, Millford        Foundations of Electromagnetic Theory.
- Scientific  
American  
sept. 1977              Microelectronics.
- Shalíмова              Física de los Semiconductores.
- Tobey, Graeme,  
Huelsman              Operational Amplifiers.
- Vinogradov             Fundamentos de la Electrónica y técnica de Semiconductores.