



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

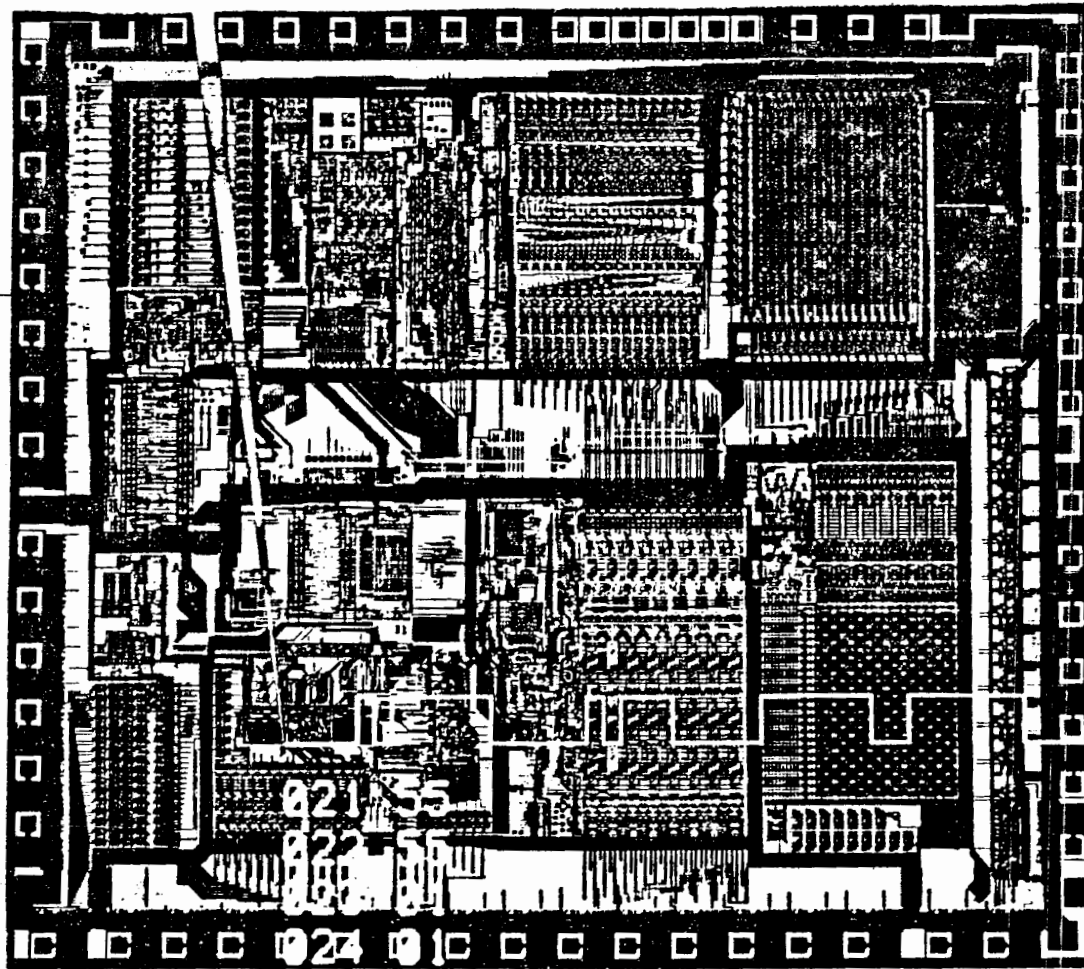
FACULTAD DE INGENIERÍA

PRÁCTICAS DE DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS.

ING. ANASTACIO MONTIEL MAYORGA

ING. E. RAMÍREZ S.

PRACTICAS



021 55

022 55

023 55

024 01

025 01

026 80

G-605396



600746

DISPOSITIVOS
ELECTRNIC

A MONTIEL M

605396

INTRODUCCION.

El presente cuaderno de Prácticas de Laboratorio de Dispositivos Electrónicos, se ha elaborado con la finalidad de facilitar el trabajo de Laboratorio al estudiante, asimismo, considera que de esta forma, el alumno cuenta con la información necesaria para desarrollar los temas teóricos que cada práctica requiera, ya que en cada una de ellas se da una bibliografía a la que el alumno pueda recurrir para complementar sus conocimientos adquiridos en las clases de teoría.

PRÁCTICAS

Las prácticas se llevarán a cabo en brigadas de dos personas y en sesiones de dos horas cada una. Serán asesoradas por un profesor quien recogerá los reportes de las prácticas al finalizar las dos horas de laboratorio y los devolverá calificados una semana después.

Para el desarrollo eficiente de las prácticas es necesario que los estudiantes adquieran cierta destreza en el manejo de los aparatos de medición que utilizarán en ellas, por esto las dos primeras prácticas resultan ser fundamentales, ya que consisten en la descripción, análisis del funcionamiento, características y manejo del equipo.

Al finalizar estas dos primeras prácticas se hará un examen del manejo de los instrumentos.

El alumno debe conseguir oportunamente los elementos que se requieran, así como los cables de interconexión que se los pedirán al iniciar el semestre. Antes de comenzar la práctica, los alumnos deberán entregar contestadas las preguntas del trabajo de casa que aparecen en cada práctica.

Es recomendable que el alumno adquiera una tableta SK10, con el fin de que arme los circuitos antes de la práctica y así tenga el tiempo suficiente para el desarrollo de la práctica en el laboratorio.

Las prácticas se calificarán en base a la cantidad de mediciones correctas efectuadas, al correcto cálculo y a la contestación de las preguntas formuladas en ellas.

TRABAJO REALIZADO:		CALIFICACION:
0	59%	M.A.
60	79%	S
80	89%	B
90	100%	M.B.

Al final del semestre se llevará a cabo un proyecto o se realizará una práctica final.

Equipo

Una vez impartidas las prácticas de manejo de aparatos, el alumno es responsable del buen uso del equipo de enseñanza, que consta de lo siguiente:

- a) uno a varios multímetros
- b) un osciloscopio
- c) un generador de funciones
- d) una o varias fuentes de poder

En consecuencia, los alumnos serán responsables por desperfectos tanto en los instrumentos como en las unidades experimentales y se les recomienda revisar su equipo antes de iniciar cada práctica, en caso de encontrar o producir algún desperfecto, deberá reportarlo de inmediato al profesor.

Recomendaciones

Para evitar que el alumno pierda el tiempo durante el desarrollo de la práctica sugéramos observar lo siguiente:

- 1.- Realiza previamente el trabajo de casa y si es posible traiga armado su circuito.
- 2.- Entienda primero de que se trata la práctica qué es lo que le piden que mida, etc., si no entiende pregunte al profesor, tiene una semana para ello.
- 3.- Antes de iniciar la práctica, pruebe el equipo y los componentes que va a utilizar. Evite trabajar con falsos contactos entre los componentes y la tableta.
- 4.- Tome su tiempo para alambra el circuito, un 50% de las fallas se debe a errores del alambrado.

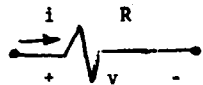
Para finalizar, queremos pedir la cooperación de profesores ayudantes, alumnos y laboratoristas para el buen funcionamiento de este laboratorio.

DEPARTAMENTO DE COMUNICACIONES Y ELECTRONICA.

COMPONENTES PASIVOS

RESISTENCIAS

Una resistencia pura es un elemento eléctrico pasivo de dos terminales en el que la tensión instantánea entre sus bornes es directamente proporcional a la intensidad de la corriente que circula por ella. La expresión matemática es la conocida ley de Ohm.



$$v = Ri$$

La constante de proporcionalidad R es la resistencia eléctrica del elemento y su unidad de medida es el Ohm, de símbolo Ω .

Otra expresión de la ley de Ohm es: $i = Gv$

en donde $G = 1/R$ se llama conductancia eléctrica del elemento en cuestión. Se acostumbra a usar como unidad de conductancia el mhos (la unidad ohm escrita al revés), de símbolo \mathcal{S} . En el Sistema Internacional de Unidades se define como siemens, de símbolo S.

La ley de Ohm establece que la relación tensión-intensidad en un elemento resistivo puro es una función lineal; esto es, la resistencia R es independiente de la intensidad i . En la realidad, las resistencias solo se aproximan a esta condición ideal; en consecuencia, la ley de Ohm es solamente aproximada para una resistencia real. Esta sección se dedicará a examinar algunos de los tipos más comunes de resistencias, asimismo como sus propiedades y limitaciones.

Limitaciones de las resistencias.

Antes de describir los diversos elementos resistivos de uso

general, se consideran algunos factores que afectan al funcionamiento esperado de acuerdo con la ley de Ohm.

Valor de la resistencia óhmica.

El valor de las resistencias varía desde fracciones muy pequeñas de ohm a centenares de megaohms. Sin embargo, no existe un proceso de fabricación único que permita cubrir todo este margen. En el caso de resistencias de valores pequeños hay que tener especial cuidado en no introducir errores por resistencia de contactos y bornes en serie a la del elemento. Inversamente, para valores grandes de la resistencia, por encima de $100M\Omega$, hay que cuidar de que la resistencia de fugas o pérdidas en paralelo con la del elemento no reduzcan la resistencia total por debajo del valor esperado. Estas pérdidas son particularmente perniciosas en condiciones de alta humedad relativa. Se producen caminos o fugas en el cuerpo de la resistencia como consecuencia del manejo de la misma. Por tanto, conviene eliminar los depósitos de contaminantes que pudiera haber en la superficie de las resistencias de valor elevado, limpiándolas con disolventes antes de emplearlas en un circuito. En la figura 1 se indican estas fuentes de error.

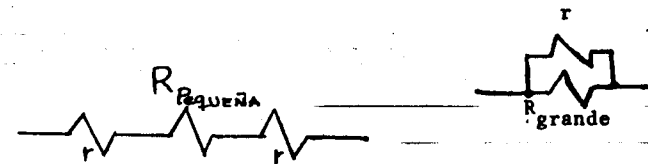


Figura 1.- Fuentes de error con resistencias pequeñas y grandes.

El valor de una resistencia es incierto. El grado de aproximación recibe el nombre de tolerancia del elemento y se expresa en tantos por ciento del valor indicado o nominal. Así, una resistencia de 1000Ω con tolerancia de 5% puede

variar desde 950 hasta 1050.

Los fabricantes de resistencias han establecido conjuntos de valores normalizados con tolerancias del 20%, 10% y 5%. Estos valores son elegidos de modo que cada uno es aproximadamente $(1 + 2N)$ veces el anterior, siendo N la tolerancia expresada en forma decimal. Esta expresión es solo aproximada, con un error de redondeo de dos dígitos significativos. Estableciendo así los valores nominales se asegura que cualquier valor de una resistencia pertenece al intervalo de tolerancia de uno de los valores nominales. El sistema tiene la ventaja para el fabricante de que todas las resistencias que fabrica tendrán salida.

La forma más común de identificar el valor de las resistencias es por medio de un código de colores. El cuerpo de la resistencia lleva tres o cuatro bandas de color que indican el valor de resistencia de ohms y su tolerancia. En la figura 2 se explica el procedimiento para leer el código de colores de una resistencia.



$$R = AB \times 10^C ; D$$

EJEMPLO

A ROJO C NARANJA
B VIOLETA D ORO

$$R = 27 \times 10^3 ; 5\%$$

$$= 27,000 ; 5\%$$

$$= 27K ; 5\%$$

CODIGO DE COLORES

(BANDAS A, B, C).

NEGRO	0	VERDE	5
MAFRON	1	AZUL	6
ROJO	2	VIOLETA	7
NARANJA	3	GRIS	8
AMARILLO	4	BLANCO	9
ORO (solamente C)	-1		
PLATA (solamente C)	-2		

TOLERANCIA (D)

Sin Color	20 %
Plata	10 %
Oro	5 %

Figura 2.- Código de colores para resistencias.

Otro parámetro importante de una resistencia es su potencia, que corresponde a la tensión o intensidad que el elemento admite sin ser destruido. El tipo más común de resistencia es la de carbón, éstas generalmente se fabrican de 1/4(0.25)W, 1/2(0.5)W, 1W y 2W, que se identifican por las dimensiones del cuerpo cilíndrico. En la figura 3 pueden verse dichas medidas.

Antes de elegir la potencia de la resistencia, hay que estimar la tensión V o la intensidad I esperada. Después, se calcula la potencia disipada mediante la expresión:

$$P = I^2 R = \frac{V^2}{R}$$

y se elige el valor de la potencia normalizada superior. En un criterio más conservador, puede elegirse una resistencia de potencia nominal de 5 a 10 veces mayor que la potencia que efectivamente ha de disipar.

Para potencias mayores de 2W, las resistencias suelen ser de tipo cerámico. En estos casos, el valor óhmico y la potencia nominal suelen aparecer impresos sobre el cuerpo.

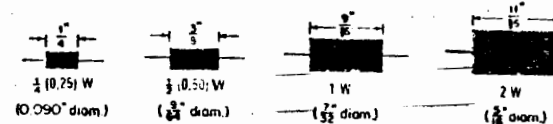


Figura 3.- Dimensiones de resistencias de carbón de acuerdo con la potencia disipada.

Variación por temperatura.

La resistencia eléctrica varía con la temperatura. En algunas aplicaciones, el cambio por temperatura ambiente puede ser grande. En otros, se puede producir un importante au---

mento de temperatura en la resistencia como consecuencia de la potencia disipada en el mismo elemento. Este autocalentamiento puede alcanzar proporciones grandes, limitando fundamentalmente el uso del elemento.

Para especificar la variación de la resistencia con temperatura, se utiliza el Coeficiente de Temperatura (CT). Este parámetro se expresa por la variación en tantos por ciento de la resistencia por grado centígrado del valor nominal a 25°C. Por tanto, una resistencia de 1000 Ω con un CT de -- + 0.1%/°C, tiene un valor de 1050 Ω a 75°C. Esta forma de expresar la modificación de la resistencia con la temperatura implica que dicha variación es lineal. Como en el caso de la ley de Ohm, la citada relación lineal es solo aproximada. El signo del CT indica en qué sentido cambia la resistencia. Si el coeficiente es positivo, R aumenta al hacerlo T; si es negativo, R disminuye al aumentar T.

Limitaciones de tensión e intensidad.

Como se mencionó anteriormente, una de las limitaciones fundamentales en el funcionamiento de una resistencia es la elevación de la temperatura que resulta por su autocalentamiento. Se expresa por la potencia nominal de la resistencia en Watts (W). Así, a 25°C, la máxima tensión o intensidad que puede admitir una resistencia viene dada por:

$$V_{\text{máx}} = \sqrt{PR} ; \quad I_{\text{máx}} = \sqrt{\frac{P}{R}}$$

siendo P la potencia nominal en Watts y R el valor de la resistencia en ohms.

La potencia nominal se deduce de la máxima temperatura interna que no produce cambio irreversible de la resistencia.

Puede que no se destruya una resistencia excedida la potencia nominal, pero el valor al cual se estabiliza al volver a la temperatura ambiente puede ser sustancialmente distinto del valor inicial. Como la limitación se refiere a la temperatura alcanzada por el elemento, la potencia admisible se reduce si aumenta la temperatura ambiente. En la figura 4 se tiene una curva típica de reducción de potencia efectiva para resistencias de carbón.

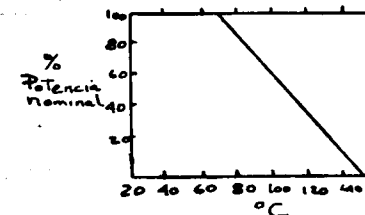


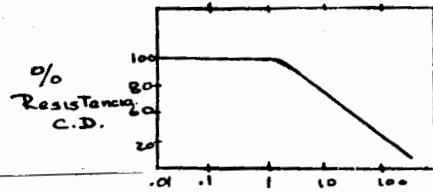
Figura 4.- Curva típica de disminución de potencia de una resistencia de carbón.

Para valores grandes de la resistencia, en que la potencia disipada puede ser muy pequeña aun para tensiones elevadas, los campos eléctricos en el mismo pueden producir modificaciones irreversibles en el valor, o sea la destrucción, antes de que exceda la potencia disipada. Por tanto, en las resistencias se ha de especificar la tensión máxima admisible.

Limitaciones de frecuencia.

A altas frecuencias, el comportamiento de una resistencia difiere del previsto por la ley de Ohm, debido a efectos parásitos e inducción entre terminales. Por tanto, el valor de una resistencia difiere de la medida en CD. Se ilustra un ejemplo de este efecto en la figura 5, en donde se observa el cambio de resistencia en función de la frecuencia

para una resistencia de carbón.



Producto de la frecuencia en MHz por la resistencia en M

Figura 5.- Variación de la resistencia de un elemento de carbón de 1/2 W en función de la frecuencia.

Tipos de resistencias.

A continuación se describen los tipos de elementos resistivos más comunes. En la tabla I se muestran sus principales características.

TABLA I.- Resumen de elementos resistivos.

T i p o	Margen de valores	Tolerancia	CT	P _{máx}
Carbón	1Ω a 22 MΩ	5 a 20%	0.1%/°C	2W
Alambre devanado	1Ω a 100 KΩ	desde 5 ppm*	desde 5ppm/°C	200W
Metal depositado	0.1Ω a 150 MΩ	desde 50ppm	desde 1ppm/°C	1W
Carbón depositado	10Ω a 100 MΩ	desde 0.5%	-150 a -500ppm/°C	2W

*ppm = parte por millón; 0.001% equivale a 10 ppm.

Resistencia de carbón.

El tipo de resistencia más utilizado es el de carbón. Es el más económico y, además, de alta fiabilidad. Aunque, como muestra la Tabla I, su tolerancia y CT no son tan buenos co

mo los de otros tipos, las unidades individualmente son muy estables a lo largo de su vida útil. En el intervalo de --- temperaturas de 0°C a 60°C las resistencias de carbón tienen un CT muy pequeño, pero su resistencia aumenta rápidamente por debajo de 0°C y por encima de 60°C. Por su bajo costo, gran fiabilidad y moderada disipación de potencia, las resistencias de carbón son las más utilizadas en las --- aplicaciones en los circuitos electrónicos. La figura 6 --- muestra las características constructivas de una resistencia típica de carbón.

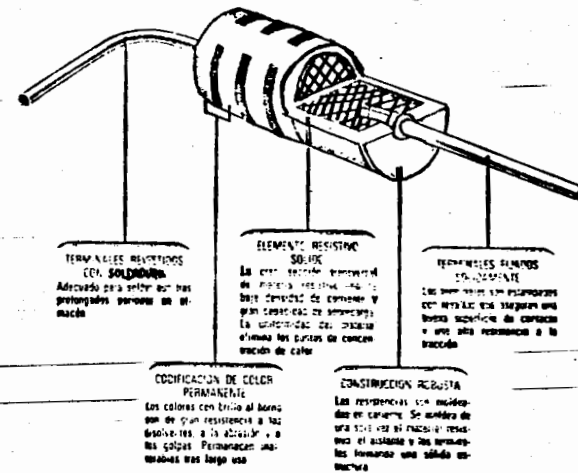


Figura 6.- Constitución típica de una resistencia de carbón.

Resistencias de alambre devanado.

Como su nombre lo indica, se trata de un alambre cuya resistencia es la deseada, devanado sobre un núcleo cilíndrico para el adecuado montaje. El intervalo general de valores se extiende desde $1\ \Omega$ hasta $100K\ \Omega$; los valores altos son limitados por la excesiva longitud del alambre, o la pequeña sección del mismo. Estas resistencias se dividen en tres grandes grupos, de gran potencia, de gran exactitud y de empleo general.

Las resistencias de gran potencia de alambre devanado suelen tener una disipación desde 5 a 200W y, por tanto, cubren necesidades que no satisfacen las de carbón. Están proyectadas para funcionar a temperaturas elevadas por lo que se montan generalmente sobre porcelana o cerámica y se recubren de una capa de esmalte. Las tolerancias en estos tipos de resistencias son generalmente de 5 al 10%.

Con control adecuado de las correspondientes aleaciones, se pueden conseguir bobinas con un coeficiente de temperatura pequeño y sumamente estables, cualidades indispensable para confeccionar resistencias de gran exactitud. En éstas, si bien los valores son básicamente los mismos que en los elementos de gran potencia, las potencias que disipan son en general inferiores a 1W y las tolerancias del orden de 5ppm al 1%. El coeficiente de temperatura puede ser de solamente 5ppm/° C. Estas resistencias en general son cilíndricas; las de mayor tamaño llevan bridas terminales soldadas, mientras que las más pequeñas vienen con conductores terminales, por lo que se parecen a resistencias de carbón. Su empleo principal es en divisores de tensión de precisión para uso en instrumentos de medición y en circuitos de computadoras.

La resistencia de alambre devanado de uso general se sumi-

nistra con valores desde $0.25\ \Omega$ a $10K\ \Omega$ y potencias de 1/2, 1 y 3W. Por tanto, duplican los valores abarcados por las resistencias de carbón. Sustituyen a éstas cuando las necesidades de alta estabilidad, fiabilidad y bajo coeficiente de temperatura sobrepasan las posibilidades de las resistencias de carbón.

Como la resistencia de alambre devanado es una bobina, existe inducción, lo que representa un inconveniente a frecuencias altas. Se construyen algunos tipos en forma bifilar para disminuir este efecto y, en ese caso, se denominan resistencias de alambre devanado no inductivas. Como en este caso el proceso de fabricación es más elaborado, resultan más costosas.

Resistencias de metal depositado.

Para resolver el problema asociado a la construcción de resistencias de alambre devanado de alto valor con su inevitable inducción, se desarrolló la resistencia de metal depositado. Dicho elemento consiste en dos electrodos unidos a una base aislante, de tipo cerámico o vidrio, entre los cuales se deposita por evaporación una delgada película metálica que constituye el camino para la corriente. Como se pueden depositar películas extremadamente finas, se obtienen valores de resistencias del orden de $150M\ \Omega$. Además, como el elemento resistivo es metal, se tienen tolerancias y CT del orden de los que corresponden a las resistencias de alambre devanado. La resistencia de metal depositado es también más pequeña que su equivalente de alambre devanado. En general, las resistencias de metal depositado vienen en montaje cilíndrico con terminales axiales.

En casi todas las aplicaciones la resistencia de metal depositado es superior. Su estabilidad y extremadamente bajo --

ruido y CT la hacen preferida en circunstancias exigentes - como en los amplificadores de bajo nivel y computadoras.

Resistencias de carbón depositado.

La resistencia de carbón depositado es análoga a la de metal depositado. Su construcción es casi la misma, excepto que en lugar de la película de metal evaporado, llevan un depósito pelicular de carbón. Como se observa en la Tabla I, los valores de la resistencia son más elevados, pero la tolerancia es menor que en las de metal depositado. Sin embargo, una de las propiedades más importantes de estas resistencias es su coeficiente de CT negativo, por lo que son adecuadas en circuitos electrónicos con compensación de temperatura.

Resistencias de alto coeficiente de temperatura.

En algunas aplicaciones puede ser útil disponer de un elemento resistivo con un coeficiente de temperatura grande. Además de su empleo en los circuitos de compensación de temperatura, pueden utilizarse como elementos para medición de temperatura y para multitud de funciones de control basadas en esta medición electrónica de la temperatura.

Se llama termistor a una resistencia con coeficiente de temperatura grande y negativo. Los termistores son semiconductores obtenidos por sinterizado de una combinación de óxidos metálicos. La resistencia de un termistor en función de la temperatura viene dada por:

$$R(T) = R_0 e^{\beta \left[\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right]}$$

en donde es una constante que depende del material.

T es la temperatura en °K.

R₀ es la resistencia a la temperatura T₀.

En general, T₀ corresponde a la temperatura ambiente (300° K) y los valores de R₀ van desde algunos centenares de ohms hasta 100 megaohms. El coeficiente de temperatura viene dado por:

$$TC = - \frac{\beta}{T^2} \cdot 100/^\circ C$$

y puede llegar al valor -5%/°C. En este caso la resistencia varía en un factor dos por cada 20°C de variación de temperatura. Por esta razón el termistor es tan útil como elemento sensible a la temperatura.

Los valores comerciales de las resistencias de carbón son los siguientes:

2.7
3.3
3.9
4.7
5.6
6.8
8.2
10
12
15
18
22

Todos por 10ⁿ, donde n = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6

y se encuentran en potencias de 1/4, 1/2, 1 y 2W.

POTENCIOMETROS.-

Con frecuencia es útil disponer de una resistencia cuyo valor óhmico pueda ajustarse de forma continua. Esta función la realiza el potenciómetro, que consiste en una resistencia

variable de carbón o bobina de alambre con un contacto graduable por medio de un eje. A medida que el contacto varía de posición a lo largo del cuerpo de la resistencia, cambia el valor de la misma entre los extremos y el citado contacto. En la figura 7 se muestra un potenciómetro típico con el símbolo que lo representa en los circuitos.

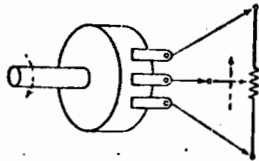


Figura 7.- Potenciómetro y símbolo en donde puede verse el movimiento relativo del eje y contacto.

El valor óhmico de la resistencia y su potencia que identifican a un potenciómetro corresponden a la resistencia máxima o total entre bornes extremos. Esta información suele aparecer estampada en la caja metálica. A veces, la resistencia se indica mediante un código de tres dígitos que corresponden a las letras A, B y C de la figura 2 y se interpretan del mismo modo. En este sentido, un potenciómetro con los dígitos 104 representa una resistencia de 100K entre sus extremos.

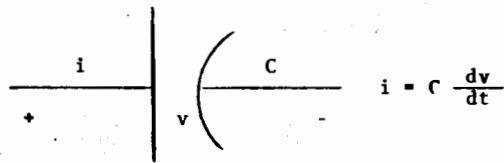
Los hay de aplicación general y de precisión. En los potenciómetros de aplicación general, el elemento resistivo puede ser de carbón o de alambre devanado. Los de carbón representan un margen de resistencia de $100\ \Omega$ a $1M\ \Omega$ con potencias de 1/2 a 2W. Los de alambre cubren un margen de 5 a 50K con disipaciones de 2 a 50W. En general, la rotación del eje que cubre todo el campo de variación es de 270 grados. A la variación de la resistencia con el ángulo se deno-

mina derivación. Así, un potenciómetro de derivación lineal es aquel en que la variación de la resistencia por la rotación del eje es función lineal del ángulo de rotación. En muchas aplicaciones, como en los controles de volumen de audio, la derivación puede ser logarítmica. En los potenciómetros de precisión el elemento también puede ser de carbón o de alambre devanado. El margen de resistencias en que se suministran es de $10\ \Omega$ a $300K\ \Omega$, con potencias de hasta 5W. Normalmente, la tolerancia de la resistencia es de $\pm 5\%$, pero la linealidad de la derivación es, en general, de $\pm 0.5\%$. Por tanto, aunque la resistencia total no sea muy exacta, la variación con la posición angular del eje sí lo es, y esto hace que el potenciómetro de precisión sea útil en aplicaciones de precisión. Para aumentar la resolución de la resistencia variable en los potenciómetros de precisión el eje recorre de dos a diez vueltas de un extremo al otro de la derivación. De este modo se disponen de 3600 grados de rotación del eje.

Conviene mencionar una precaución respecto de la potencia disipable en los potenciómetros. El valor especificado corresponde a una disipación uniforme sobre todo el elemento resistivo. Si la aplicación en un determinado circuito hace que la potencia se disipe sobre una fracción del mismo solamente, hay que reducir la potencia nominal en la misma proporción.

CONDENSADORES.-

El condensador es un elemento pasivo de dos bornes o terminales en el que la intensidad de la corriente que lo atraviesa es proporcional a la variación respecto del tiempo de la tensión en bornes.



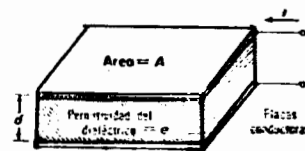
La constante de proporcionalidad C se llama capacidad del elemento y la unidad de medida es el faradio, de símbolo F . El condensador ideal es un elemento sin pérdidas (no disipa energía) capaz de almacenar energía. Según la teoría del campo electromagnético en un condensador ideal, la energía está almacenada en forma potencial en el campo eléctrico, por lo que se la denomina energía eléctrica almacenada.

En la práctica, solo se pueden lograr estructuras físicas en las que se aproxima la relación ideal tensión-corriente de un condensador. En esta sección se estudian algunas propiedades de los condensadores reales.

Estructura de los condensadores y sus limitaciones.

Antes de describir los tipos de condensadores más comunes, se estudian los factores físicos generales que gobiernan su funcionamiento como elementos de circuito. En la figura 8 se presenta un condensador plano, en donde se observa su estructura física. Dos placas conductoras paralelas de área A y separadas una distancia d . El volumen entre ellas está ocupado por un material aislante denominado dieléctrico, que se caracteriza por un parámetro adimensional, el coeficiente dieléctrico K . Si se sueldan unos terminales a cada placa conductora, la capacidad del sistema viene dada por

$$C = \frac{K \epsilon_0 A}{d}$$



$$i = C \frac{dv}{dt}$$

$$C = \frac{K \epsilon_0 A}{d}$$

Figura 8.- Estructura básica de un condensador.

siendo ϵ_0 la permitividad absoluta del vacío ($\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{12} F/m$). La expresión que define a C muestra que la capacidad de un condensador depende del coeficiente dieléctrico del material entre placas y de la configuración geométrica, directamente proporcional a la superficie e inversamente a la distancia entre placas.

Propiedades de los dieléctricos.

Para un valor determinado de la capacidad, uno de los procedimientos de disminuir las dimensiones físicas de un condensador como el de la figura 8 es emplear un dieléctrico de gran coeficiente. En la tabla II se muestran los coeficientes dieléctricos de los materiales más corrientemente utilizados como dieléctricos. Para la elección del dieléctrico adecuado a determinada aplicación, se tienen en cuenta factores como pérdida dieléctrica, resistencia de aislamiento y rigidez dieléctrica, como se indica a continuación.

En un condensador ideal el dieléctrico entre placas es un aislante perfecto. Es decir, no disipa energía en el mismo como resultado de aplicar un campo eléctrico. Ningún dieléctrico real cumple esta condición y, por tanto, siempre existe una disipación en él al aplicar una tensión en bornes.

Al aumentar la tensión aplicada a un condensador, se alcanza un punto en que la intensidad del campo eléctrico en el dieléctrico destruye la propiedad aislante del material. Se ha producido la ruptura del dieléctrico. El valor del campo eléctrico para el cual se produce la ruptura recibe el nombre de rigidez dieléctrica del material y es del orden de 100,000V/cm. Por tanto, la tensión máxima aplicable a un condensador viene dada por el producto de la rigidez dieléctrica por el espesor del dieléctrico.

Para estimar el efecto del dieléctrico en las dimensiones físicas del condensador conviene efectuar la comparación basándose en la energía eléctrica almacenada:

$$\text{Energía eléctrica almacenada} = \frac{Cv^2}{2} = \left[\frac{\epsilon_0}{2} \right] \left[K \left(\frac{v}{d} \right)^2 \right] \left[Ad \right]$$

características dieléctricas
volumen del condensador

La expresión anterior muestra que la energía eléctrica almacenada por unidad de volumen de condensador depende del producto del coeficiente dieléctrico por el cuadrado de la rigidez dieléctrica. Por consiguiente, para un dieléctrico determinado, aumentar la capacidad o la tensión implica un incremento del volumen. Viceversa, para disminuir el tamaño de un condensador de características dadas, hay que elegir un dieléctrico que haga máximo el producto del coeficiente dieléctrico por el cuadrado de la rigidez dieléctrica.

Hay otras características de los dieléctricos interesantes en su aplicación en los condensadores o capacitores. Por ejemplo, el coeficiente de temperatura del coeficiente dieléctrico y su dilatación térmica, la estabilidad del dieléctrico en el campo eléctrico aplicado y con la vida del condensador, y el fenómeno de absorción dieléctrica, que mide la velocidad a que pueden desplazarse las cargas en el die-

eléctrico. En las descripciones del condensador que se detallan más adelante se analizan los efectos relativos de estos factores.

Tipos de condensadores.

La característica más importante de un condensador es la que determina el tipo de material dieléctrico. En este sentido, los condensadores admiten la clasificación de mica, cerámicos, de papel, electrolíticos, etc. Para seleccionar el tipo de condensador para una determinada aplicación en un circuito, se describen los tipos más comunes desde el punto de vista de su funcionamiento eléctrico.

Los condensadores se tienen en gran variedad de formas. Los electrolíticos y los de dieléctrico de papel suelen ser cilíndricos con terminales de conexión axiales. En general, llevan impreso en su cuerpo el valor de su capacidad en microfaradios (μF) y la tensión (V) de operación.

Los condensadores de dieléctrico de mica son cilíndricos, paralelepípedicos o de forma irregular y, en general, llevan impreso el valor de su capacidad en picofaradios (pF). Los de tipo cilíndrico y paralelepípedo a veces llevan indicada la capacidad, la tolerancia y el coeficiente de temperatura o "características" con el código de colores mostrado en la figura 9. También existen condensadores de mica con códigos antiguos de tres o seis puntos. En caso de duda sobre la capacidad de un determinado condensador, lo mejor es realizar una medida de la misma. A veces aparece indicada la capacidad en picofaradios con un código de tres dígitos con los valores de A, B y D de la figura 9. En estos casos, la tolerancia aparece con el código de letras que indica la tabla de la figura 9. Así, un condensador de mica con el código 233K, tiene un valor de 23,000 pF, y su tolerancia es del 10%.

Esta disipación, llamada pérdida dieléctrica, depende de las características del dieléctrico y varía con la frecuencia de la tensión aplicada. En el caso particular de tensión continua, la CC debida a la pérdida dieléctrica recibe el nombre de corriente de fugas y el condensador se caracteriza en este sentido por una resistencia de fugas. La resistencia de fugas depende de la resistividad volumétrica del dieléctrico. Entre los dieléctricos más comunes el poliestireno y el mylar poseen los valores más altos de resistencia de fugas (mínima corriente de pérdidas). Los valores más pequeños de la resistencia de fugas son los de las películas de óxido utilizadas en los condensadores electrolíticos. Sin embargo, conviene recordar que también contribuyen a la resistencia de fugas las cubiertas o envolturas, superficies contaminantes y la humedad, como se indicó en la sección de resistencias.

TABLA II.- Coeficientes dieléctricos de materiales empleados en condensadores.

Material	$K = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$
Vacío	1.0
Poliestireno	2.5
Mylar	3.0
Papel impregnado	4-6
Mica	6-8
Películas de óxidos	5-25
Cerámicos (bajas pérdidas)	6-20
Cerámicos (alto K)	100- > 1000

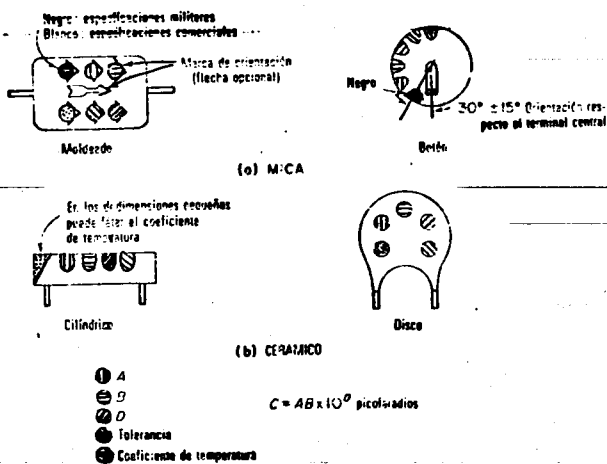
Tipo de filtro	V_{cd}	$V_r(\text{rms})$	r	CC
	$\frac{V_m}{1 + (i_c V_m)^2 C^2}$	$\frac{I_{cd} V_{cd}}{4 V_m \sqrt{3} C}$	$\frac{I_{cd}}{4 V_m \sqrt{3} C V_m}$	CC
	$\frac{V_m - (I_{cd} V_m)^2 C^2}{1 + (I_{cd} V_m)^2 C^2}$	$\frac{I_{cd}}{4 \sqrt{3} C} \left[1 + \frac{V_{cd}}{V_m} \right]$	$\frac{I_{cd}}{4 \sqrt{3} C} \left[\frac{1}{V_m} + \frac{1}{V_{cd}} \right]$	MO
	$V_{cd} = \frac{R_L V_{cd}}{R + R_L}$	$V_r \approx \frac{X_{cd} V_r(\text{rms})}{(r_{ms}) R}$	$r' = \frac{X_{cd} r}{R}$ $R' = R // R_L$	CC MO
	$V_{cd} = \frac{R_L V_{cd}}{R + R_L}$ $R_L \rightarrow \text{del inductor}$	$V_r(\text{rms}) = \frac{I_{cd} V_r}{LC}$ $V_r(\text{rms}) = \frac{204 V_r(\text{rms})}{LC}$	$r' = \frac{V_r(\text{rms})}{V_{cd}}$	CC MO
	$0.635 V_m - I_{cd} R_L$ $0.315 V_m - I_{cd} R_L$	$\frac{0.53 V_m}{LC}$	$\frac{0.03}{LC}$ $LC > \frac{R_L}{1000}$	CC MO
	$0.635 V_m$ $0.315 V_m$	$\frac{0.305 V_m}{LC}$ $\frac{0.395 V_m}{LC}$	$\frac{0.03}{LC}$ $\frac{0.03}{LC}$	CC MO

TABLA I.1.- Relaciones importantes para algunos filtros.

Además de la capacidad nominal, hay otros parámetros importantes desde el punto de vista eléctrico, como la tolerancia, factor de disipación, tensión de trabajo, coeficiente de temperatura y margen o intervalo útil de frecuencias. Sin embargo, también el tamaño y el costo son factores que pueden influir a veces en la elección del condensador. En la figura 10 se muestran los márgenes de frecuencias útiles. En la tabla III aparecen las características representativas de algunos tipos de condensadores. Es importante señalar que los datos de la tabla III y figura 10 son valores representativos. Asimismo, no siempre se pueden obtener todas las combinaciones de valores de los componentes que parecen surgir de la tabla III. Por ejemplo, en determinado tiempo, puede ser que los valores más altos de la capacidad solo se hallen disponibles en regímenes de bajas tensiones.

Color	M.A.		M.P.A.		M.P.A.	
	A, B	D	Tolerancia %	Coef. temp. ppm/°C	Tolerancia %	Coef. temp. ppm/°C
Negro	0	0	±20 M		0	±20 G
Marrón	1	1	±1 F	±500	1	±1 F ±0.1 B
Rojo	2	2	±2 G	±200	2	±2 G
Naranja	3	3	±3 H	±100	3	±3 H
Amarillo	4	4		-20 ± +100	4	
Verde	5	5	±5 J	0 ± +70	5	±5 J ±0.5 D
Azul	6					-470
Violeta	7					-750
Grís	8				-2	±0.25 C
Bianco	9				-1	±1.0 F
Oro		-1	±0.5 E			-1500 ± +150
Plata		-2	±10 K			-750 ± +100

Figura 9.- Código de colores en condensadores.



Condensadores de papel.

El condensador de papel de tipo general consiste en un arrollamiento cilíndrico de hojas finas y alternadas de papel y metal con algún impregnante. El papel y el impregnante constituyen el dieléctrico, mientras las terminales van conectadas a las capas de metal, como se observa en la figura 11a. Los condensadores de papel son relativamente baratos y de gran aplicación cuando las condiciones de empleo no requieren unas tolerancias y un factor de disipación muy estrictos.

En los condensadores de papel metalizado, la hoja de metal se sustituye por una superficie metalizada del papel dieléctrico. Con ello se reduce a la mitad el volumen para una --

con la temperatura ambiente debe ser mínima, se emplea con un condensador compensador de temperatura.

Depositando una capa de plata directamente sobre las hojas de mica, se tienen los condensadores de mica plateada. Se logra así un CT más bajo así como mejor estabilidad que en los habituales de mica-metal.

Los condensadores de mica tienen una relación capacidad a volumen pequeña respecto de los de papel, por lo cual generalmente se emplean en altas frecuencias donde el valor de la capacidad necesario es pequeño y, además, es importante el bajo factor de disipación. Por ejemplo, en la sintonía de osciladores y en los filtros.

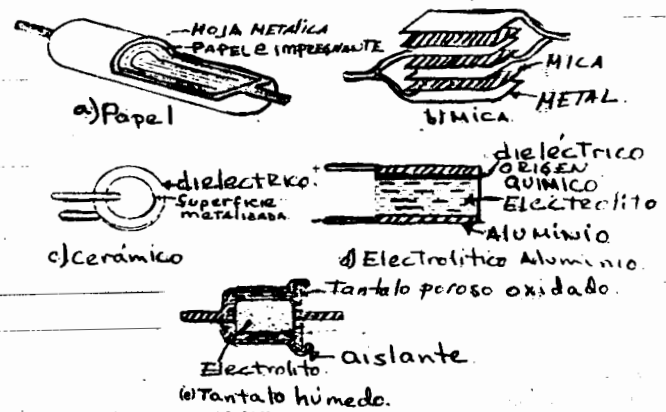


Figura 11.- Constitución básica de los condensadores más comunes.

* ALUMINIO
* TANTALO

Figura 10.- Márgenes efectivos de frecuencias de los distintos tipos de condensadores.

TABLA III.- Características representativas de los diversos tipos de condensadores.

Tipo	Margen de supercapacidad	Factor de disipación típico	Tolerancia de tolerancias (%)	Coeficiente de temperatura (ppm/°C)	Tensión de trabajo máxima
Curdimico (hojas puididas)	1 μ F a 0.001 μ F	1	± 5 a ± 20	$+100$ a -750	6000 V
Mica plateada	1 μ F a 0.1 μ F	0.2 a 1	± 1 a ± 20	± 200	500 V a 75 kV
Papel (dieléctrico sólido)	50 μ F a 10 μ F	5 a 10	± 10 a ± 20	± 200	100 V a 1.5 kV
Fosforamina	50 μ F a 10 μ F	0.1	± 0.5	-120	inferior a 1000 V
Quemura (alta K)	1000 μ F a 0.1 μ F	10 a 30	$+100$ a -20	—	inferior a 100 V
1 papel (con aceite)	1000 μ F a 60 μ F	2 a 3.5	± 10 a ± 20	—	100 V a 100 kV
Mylar	5000 μ F a 1 μ F	3 a 14	± 20	—	100 V a 600 V
Electrolítico*	1 μ F a 0.1 F	100 a 200	-20 a $+100$	—	inferior a 500 V

* Los condensadores electrolíticos se emplean para bloquear la CC en fuentes de alimentación. Su exactitud no suele ser importante. Los valores típicos de la capacidad sólo son aproximados a bajas tensiones.

Condensadores cerámicos.

Los condensadores cerámicos se dividen en dos categorías, según que el coeficiente dieléctrico sea pequeño, tipos de bajas pérdidas, o sea grande. Los primeros, de bajas pérdidas, se comportan bien en altas frecuencias y se aproximan en calidad a los de mica. El CT se controla variando la composición de la cerámica, por lo que se obtienen condensadores compensados de temperatura normalizados comercialmente con valores nominales de +100, 0, -30, -80, -150, -220, -330, -470 y -750 ppm/°C.

Cuando se necesita una gran capacidad en un espacio pequeño, se emplean los condensadores cerámicos de alto K. el coeficiente dieléctrico y el factor de disipación en este caso dependen mucho de la temperatura, tensión continua aplicada y frecuencia. Porciones de derivación (bypass), donde no es crítico el valor de la capacidad. Su construcción suele ser del tipo de disco, que puede verse en la figura 11c.

Condensadores electrolíticos.

La característica más notable de los condensadores electrolíticos es el gran valor de la capacidad que pueden tener en un volumen pequeño. En general, consisten en dos electrodos metálicos sumergidos en una solución conductora o electrolítica. Químicamente, se forma una delgada película aislante en uno o los dos electrodos, constituyendo de ese modo el dieléctrico. Como la rigidez dieléctrica de estas películas puede llegar a 10^7 V/cm, la energía almacenada por unidad de volumen puede ser muy alta en comparación con otros dieléctricos.

En general, existen dos tipos de condensadores electrolíticos. El electrolítico de aluminio consta de hojas de aluminio arrolladas en forma análoga al condensador de papel.

determinada capacidad. Los condensadores metalizados tienen una corriente de fugas del orden de la décima parte de la correspondiente a uno de papel equivalente, pero están más expuestos al fallo por sobre tensiones.

Condensadores de película de plástico.

Los condensadores de película de plástico son análogos a los de papel, excepto que en lugar del dieléctrico de papel llevan uno de poliestireno, mylar, polietileno o teflón. Las características dieléctricas de la película de plástico, respecto del papel impregnado, producen resistencias de fugas elevadas y factores de disipación bajos, aun a altas temperaturas. Estos condensadores son más caros que los de papel, de modo que solo se utilizan cuando se necesitan sus cualidades superiores. Por ejemplo, el empleo de poliestireno en los condensadores en circuitos resonantes de alto Q, o condensadores integrados en amplificadores operacionales, así como el mylar y teflón en casos de altas temperaturas, hasta 150° y 300° C, respectivamente.

Condensadores de mica.

Los condensadores de mica están constituidos por varias capas de mica alternando con hojas de metal, como se observa en la figura 11b. Mediante una cubierta se da rigidez mecánica al conjunto a la vez de protección contra la humedad. Estos condensadores tienen factores de disipación muy pequeños y presentan gran estabilidad a lo largo de su vida. También pueden ser de tensiones de trabajo muy elevadas. El coeficiente de temperatura depende del tipo de mica usado y del método de montaje adoptado. Controlando el proceso de fabricación, se puede obtener un condensador con un CT prefijado. Estos condensadores tienen gran utilidad como elementos compensadores para corregir el desplazamiento térmico en otros elementos de circuito. Por ejemplo, en el caso de un oscilador de precisión cuya variación de frecuencia

Una de las hojas está recubierta con una capa aislante por oxidación anódica. El resto, hasta completar el volumen, es el electrólito. En la figura 11d se observa una sección de este condensador. El segundo y más reciente tipo de condensador electrolítico consiste en un cilindro de polvo de tantalio sintetizado. Tras el proceso de sintetización se produce una oxidación superficial en la masa porosa, con lo que se consigue una gran relación superficie a volumen. Finalmente, se monta la pastilla y se rellena con el electrólito, como se muestra en la figura 11e.

Tanto los condensadores electrolíticos de aluminio como los de tantalio se fabrican en forma polarizada o no polarizada. El tipo polarizado es más común y se conecta con una polaridad determinada de la tensión aplicada. Estos condensadores llevan marcada claramente la polaridad necesaria, que debe ser estrictamente observada. Si se aplican con la polaridad invertida, la película de óxido no actúa como aislante, por lo que se tiene una corriente de fugas apreciable. El tipo no polarizado tiene la capa de óxido en ambos electrodos, de modo que una de ellas siempre funciona como capa dieléctrica. El inconveniente de esta disposición es que para determinado volumen solo se llega a la mitad de la capacidad de la que se dispondría con un tipo polarizado.

Si ha estado almacenado durante varios meses, o se ha conectado momentáneamente una tensión de polaridad contraria, hay que rehacer la película del dieléctrico. Para ello, se aplica una tensión continua de trabajo de polaridad correcta durante media hora, o hasta que la CC de fugas se haya reducido a un valor admisible.

Condensadores especiales.

Hasta ahora se han visto los condensadores fijos de aplicación general. Seguidamente se estudian algunos tipos especiales menos corrientes, pero cuya aplicación es muy importante. Se trata de los condensadores variables de aire, ---

ajustable o trimmer y pasante. Se pueden ver en la figura 12.

El condensador variable de aire está constituido por dos conjuntos de placas metálicas entrelazadas; uno de los conjuntos es fijo y el otro móvil, solidario a un eje alrededor del cual puede girar. El dieléctrico es el aire entre las placas. Por rotación del eje se modifica el área del condensador, con lo que varía la capacidad del mismo. El margen de valores se extiende, en general, desde unos 15pF hasta 300-400 pF. Mediante forma adecuada de las placas, se pueden obtener distintas funciones de la capacidad con el ángulo de rotación, por ejemplo, una capacidad lineal o sin tonfa lineal con la frecuencia de un circuito resonante.

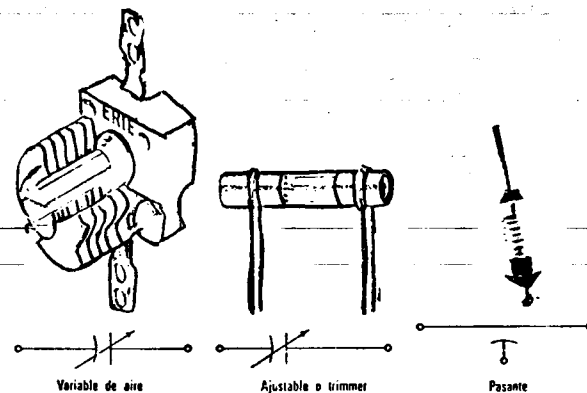


Figura 12.- Condensadores especiales.

El condensador ajustable o "trimmer" también es un condensador variable, pero utilizado en circuitos en donde se ha de ajustar una sola vez para que el circuito funcione correctamente. Por ejemplo, el ajuste exacto de la frecuencia de un oscilador y del ancho de banda de un amplificador sintonizado. El margen de valores se extiende, en general, desde unos pocos picofaradios a algunos centenares. Unos valores típicos pueden ser de 7-45 pF o 15-130 pF.

El condensador pasante se utiliza en altas frecuencias, --- cuando hay que derivar (bypass) a masa desde un conductor --- procedente de una sección blindada. Mediante un condensador pasante en una de las paredes del blindaje, quedan terminales a ambos lados para la conexión, y resulta la capacidad respecto de masa dada por el condensador. El margen de una capacidad pasante puede ser 100-5000 pF, siendo 1000 pF un valor típico.

BOBINAS. -

Las bobinas constituyen el componente menos utilizado. El --- coeficiente de autoinducción que las caracteriza suele aparecer impreso en la caja, que puede tener formas muy diversas. La única confusión que puede producirse es que las bobinas de pequeño coeficiente (del orden del microhenrio, --- μH) de forma cilíndrica, son análogas a resistencias o --- condensadores cerámicos. En caso de duda conviene hacer una medida rápida con el óhmetro (las bobinas presentan una resistencia muy baja a la CD, mientras que los condensadores, en esas condiciones, se comportan como un circuito abierto).

MULTIMETROS. -

Bajo este tema trataremos únicamente acerca de los principios del funcionamiento de los multímetros usados en el Laboratorio. Si el alumno desea conocer las características --- de algún modelo en particular, puede solicitar el instructivo al profesor.

Casi todos los instrumentos utilizados para medir señales --- eléctricas detectan la corriente como proceso indicativo --- básico. Un amperímetro es un dispositivo que mide la intensidad de corriente por un circuito eléctrico. (La medición --- es exacta si el amperímetro constituye un corto circuito --- para el lazo en que se sitúa, ya que solo así su presencia no modifica las corrientes y tensiones del circuito. Análogamente, un voltímetro mide la diferencia de potencial o --- tensión entre dos nodos de un circuito eléctrico y debe presentar a ese par de puntos un circuito abierto para que la medición sea exacta; solo en estas condiciones su inserción no modifica la corriente y tensión del circuito. El óhmetro que está basado en el principio del divisor de tensión nos permite medir el valor de las resistencias. Como todos los dispositivos reales, en la práctica, estos dispositivos tan solo se aproximan a las características ideales.

El multímetro posee un conmutador con el cual podemos seleccionar cualquiera de las funciones antes mencionadas, es decir lo podemos utilizar como amperímetro, voltímetro y óhmetro.

El multímetro tiene como elemento de primordial importancia un sistema móvil que es un dispositivo electromecánico que produce el desplazamiento mecánico de un indicador como resultado de una señal eléctrica aplicada. Este desplazamiento se produce por la interacción de campos eléctricos o magnéticos producidos al menos parcialmente por la tensión o ---

corriente a medir.

El sistema móvil más comunmente utilizado es el denominado bobina móvil-imán permanente o de tipo D'Arsonval, el cual se muestra en la figura 13.

Se puede observar que la bobina móvil se encuentra suspendida en un campo magnético constante producido por el imán permanente; al circular corriente por la bobina se forma un campo magnético que al interaccionar con el campo magnético constante produce un par de fuerzas que desplazan angularmente la aguja indicadora. El equilibrio resulta de la

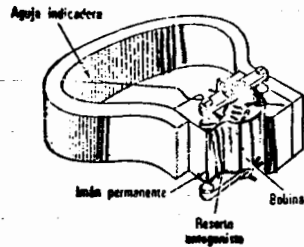


Figura 13.- Sistema móvil tipo D'Arsonval.

oposición entre el par de fuerzas y el resorte que produce el par antagonista. Por tanto, al variar la intensidad de corriente que circula por la bobina, varía la posición angular de equilibrio alcanzada por la bobina y, por ende, la aguja indicadora fija a dicha bobina indica sobre la escala calibrada la intensidad que circula. Si el campo magnético del imán permanente es uniforme y el resorte es lineal, también lo será la indicación de la aguja sobre la escala respecto a la corriente que circula por la bobina. Como solo

puede haber par motor si la corriente es continua, este sistema no responde a la AC, sin embargo, por debajo de 10Hz los sistemas móviles D'Arsonval permiten hasta cierto punto la medida de corrientes alternas. Se logran sensibilidades de $15 \mu A$ hasta $1A$, con exactitudes de 0.1%. Los sistemas D'Arsonval son muy sensibles y su consumo del circuito es del orden de 1 a $100 \mu W$.

El aparato de D'Arsonval queda representado por el circuito equivalente mostrado en la figura 14. La resistencia en serie es la resistencia interna de la bobina móvil.

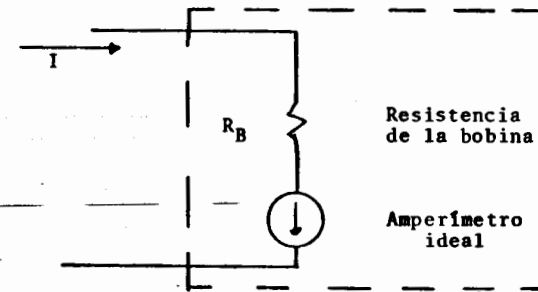


Figura 14.- Circuito equivalente de un instrumento tipo D'Arsonval.

AMPERIMETROS DE CC.

Para que en la práctica el amperímetro real se aproxime al ideal, la resistencia de la bobina debe ser muy pequeña respecto de la del circuito cuya corriente se trata de medir. Con ello se aumenta la exactitud.

Se puede utilizar un sistema móvil tipo D'Arsonval para intensidades más altas que la que corresponde a la lectura a fondo de escala, mediante una resistencia R en paralelo

y un selector se puede conseguir que un instrumento tipo D'Arsonval valga para un amplio intervalo de corrientes. Esta disposición que aparece en la figura 15b, es la que se emplea en los amperímetros comunes, donde el selector permite elegir el valor de la intensidad a fondo de escala.

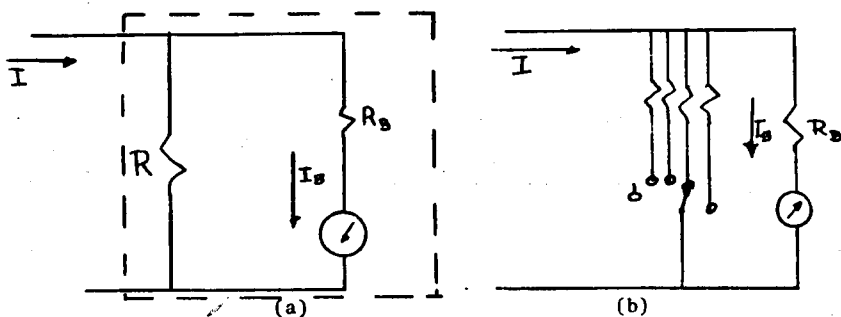


Figura 15.- Amperímetro.

La sensibilidad del amperímetro se puede definir como la intensidad de corriente necesaria para obtener una desviación de la aguja a fondo de escala. Cuanto más sensible es un amperímetro, menor es dicha intensidad.

VOLTIMETROS DE CC.

Las mediciones de tensión se realizan intercalando una resistencia en serie con el instrumento tipo D'Arsonval, como se observa en la figura 16a.

Como el voltímetro ideal presenta un circuito abierto al circuito que se conecta, esta resistencia en serie debe ser muy grande respecto a las impedancias del circuito bajo me-

didada, y generalmente mucho mayor que R_B . Como en el caso del amperímetro, se puede construir un voltímetro de varias escalas utilizando distintos valores de la resistencia en serie con un selector apropiado como en la figura 16b.

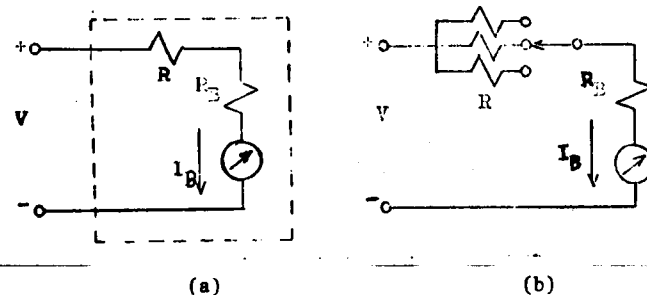


Figura 16.- Voltímetro.

La sensibilidad de un voltímetro es la tensión en los bornes para obtener una desviación a fondo de escala. Otra medida de la sensibilidad se obtiene dividiendo la resistencia en serie del voltímetro en determinada escala, por la tensión a fondo de escala para dicha escala. Esta característica (Ω/V) establece en realidad la condición de no idealidad que posee el voltímetro por resistencia serie, y es siempre igual al recíproco de la intensidad a fondo de escala del sistema tipo D'Arsonval. Así, un multímetro de 20,000 Ω/V utiliza un sistema móvil de 50 μA .

OHMETRO.

En la figura 17 se representa el circuito de un óhmetro ---

simple y se basa, como se dijo anteriormente, en el principio del divisor de tensión.

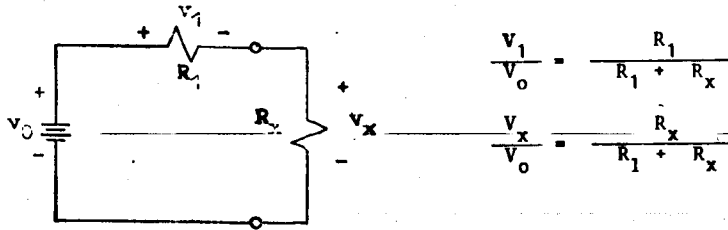


Figura 17.- Circuito divisor de tensión.

Conocida R_1 , la relación V_1/V_0 ó V_x/V_0 permite hallar la resistencia R_x .

Como la medición de una resistencia depende solamente de una relación de tensiones y no de las tensiones absolutas, se puede utilizar una variante del voltímetro de D'Arsonval para leer directamente esta relación. En el circuito de la figura 18 para la medición de la relación V_1/V_0 se utiliza un voltímetro "ajustable" constituido por un emperímetro tipo D'Arsonval y una resistencia R_2 en serie. En lugar de fija, como en los voltímetros corrientes, R_2 es una resistencia variable y la escala está calibrada linealmente desde 0 hasta 1.

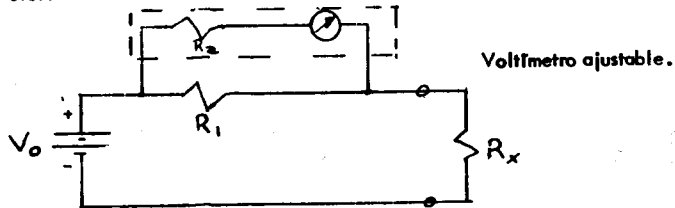


Figura 18.- Circuito de un óhmetro simple.

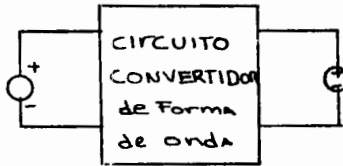
Con $R_x = 0$ (es decir, los bornes del óhmetro en corto circuito) se ajusta R_2 para obtener en el instrumento una lectura igual a 1. Luego, al conectar la resistencia desconocida, el instrumento indica directamente la relación de tensiones. Conociendo el valor de R_1 las ecuaciones que aparecen en la figura 17 dan el valor de la resistencia desconocida.

Obsérvese que al ser R_2 variable, la medición es independiente del valor absoluto de V_0 . Esto es particularmente útil en el medidor, en el que la tensión V_0 es producido por una batería con el consiguiente envejecimiento. Por último, los óhmetros en lugar de la escala lineal de 0 a 1, suelen calibrarse directamente en valores de resistencia, con lo que se elimina todo cálculo. En este caso, se ajusta R_2 hasta obtener la desviación a fondo de escala, que equivale a una relación 1 de tensiones, al conectar la resistencia desconocida a los bornes del óhmetro, el instrumento indica directamente el valor de ella.

VOLTIMETROS DE AC.-

Aunque existen diversos instrumentos de AC que responden directamente a formas de onda alternas, generalmente son muy limitados en su respuesta a la frecuencia a algunos centenares de Herz o menos, o son de baja sensibilidad. La mayoría de los voltímetros de AC convierten la AC en CC, de modo que la indicación se produce en un instrumento tipo D'Arsonval. [La escala del instrumento puede estar calibrada como si se tratara de AC, pero el instrumento responde a una CC.] En la figura 19 se puede ver una disposición general.

Tensión alter-
na sin compo-
nente media (CC)



Instrumento tipo
D'Arsonval que
Indica la Intensi-
dad media (CC).

Figura 19.- Voltímetro general de AC.

Como suele necesitarse el valor eficaz (rms) de una onda senoidal, generalmente los instrumentos de AC están calibrados para indicar dicho valor. Sin embargo, con muy pocas excepciones, el instrumento de AC en sí no responde al valor eficaz de la forma de onda aplicada y, por tanto, las lecturas de valor eficaz para otras formas de onda son incorrectas. Para interpretar las lecturas con otras formas de onda hay que conocer las características de forma de onda que presenta el circuito convertidor y estimar un factor de corrección.

Circuitos convertidores de forma de onda.

Existen varias características de la forma de una onda que pueden utilizarse para indicar la amplitud de una onda alterna. En la figura 20 se presentan gráficamente algunas de las más comunes. Se observa que los distintos circuitos convertidores han de producir distintos valores de corriente continua para la entrada al sistema tipo D'Arsonval, según como funcione el circuito. Si un instrumento, por ejemplo, está calibrado en valores eficaces de una onda senoidal y responde al valor medio rectificado de media onda, no indicará el valor eficaz de una onda cuadrada, ya que la relación entre el valor eficaz y el medio rectificado de media onda es distinto en ambas formas de onda. Si se conoce la respuesta de un instrumento de AC se puede calcu-

lar el factor de corrección.

Por ejemplo, en la figura 20 se puede ver que el valor eficaz de una onda senoidal vale $A/\sqrt{2}$, mientras que el valor medio de la media onda rectificada es A/π . En estas condiciones, un instrumento que responde al valor medio de la media onda rectificada, pero que está calibrado en función del valor eficaz de una onda senoidal indica $\pi/\sqrt{2} = 2.22$ veces el verdadero valor medio rectificada de la señal de entrada. Si se midiera una onda cuadrada de amplitud A con este instrumento, indicaría 2.22 veces el valor medio de la media onda rectificada ($A/2$), o sea 1.11A.

Otro factor a considerar es si la señal original de AC tiene o no superpuesta una tensión o componente de DC. Algunos convertidores de señal llevan un condensador en serie con la entrada para bloquear cualquier DC presente. Otros, en cambio, no llevan un capacitor, y esta circunstancia debe ser tenida en cuenta al calcular el factor de co-

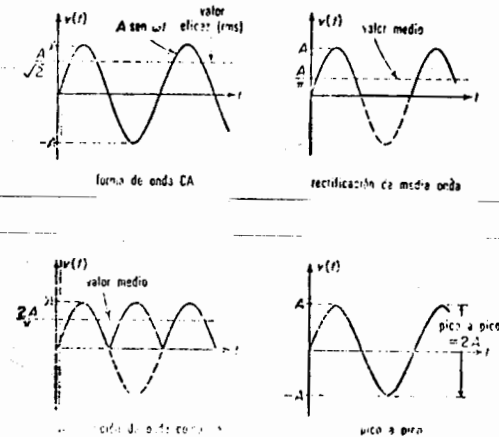


Figura 20.- Ejemplos de formas de onda típicas de los circuitos convertidores que tienen los instrumentos de AC.

RECOMENDACIONES.-

Al usar un multímetro debe tenerse la precaución de:

- a) Seleccionar con el conmutador apropiado lo que se desea medir: voltaje de DC, voltaje de AC, corriente de DC ó resistencia.
- b) Si se sabe más o menos el valor que se obtendrá en la medición, seleccionar una escala un poco superior. Si no es así, seleccionar la escala mayor que tenga el multímetro y luego disminuirla hasta llegar a la apropiada.
- c) Saber cual es el punto positivo y el negativo a través de los cuales se hará la medición, para poder conectar el multímetro con la polaridad correcta.
- d) Para hacer una medición de voltaje, el multímetro se conecta en paralelo al circuito; si es de corriente, se conecta en serie.
- f) Si el botón indicador de protección se bota, no debe arpirirse hasta estar seguro que la escala, la polaridad y la selección es la adecuada.

OSCILOSCOPIOS.-

El osciloscopio es un instrumento de medición único en el sentido de que puede presentar señales eléctricas en forma visual. En esta sección se tratará del funcionamiento de las partes más importantes de un osciloscopio sencillo.

En la figura 21 se muestra el diagrama de bloques de un osciloscopio elemental típico.

El dispositivo de presentación gráfica en sí es una pantalla o tubo de rayos catódicos (TRC). Su función básica es convertir una señal eléctrica en una visual. Calentando el cátodo que posee, se emiten electrones en forma de un haz que es acelerado y enfo-

cada de modo que al incidir sobre una pantalla fluorescente produce un pequeño punto o spot luminoso. Si se aplican señales de tensión a las placas desviadoras entre las cuales pasa el haz, las fuerzas electrostáticas que actúan sobre el mismo desplazan el spot produciendo un trazo visible sobre la pantalla. De ese modo se logra una imagen visual de la señal eléctrica.

En la mayor parte de los osciloscopios las placas desviadoras son perpendiculares, de modo que se logra una presentación gráfica cortésiana. De este modo, la posición vertical del spot es independiente de la horizontal. Algunas presentaciones en el TRC, como la habitual en radar, emplean un sistema de desviación polar, pero no son corrientes en los osciloscopios comunes de laboratorio.

Los mandos para ajustar la intensidad y dimensiones del punto o spot en la pantalla están en la sección del TRC del osciloscopio. Al comenzar los ajustes, estos mandos deben ser regulados para producir un spot pequeño, circular y fácilmente visible. Precaución: si el mando de intensidad está ajustado a un nivel tan alto que se forma un halo alrededor del spot, puede deteriorarse la pantalla.

En general, las tensiones a observar no son de cuantía suficiente para producir una desviación apreciable del spot. Por esta razón, se introducen amplificadores entre la señal de entrada y las placas desviadoras del TRC. Generalmente el amplificador vertical está calibrado para producir una determinada desviación con una tensión aplicada dada, que se selecciona con un atenuador por pasos colocado en el panel frontal. En algunos osciloscopios el amplificador horizontal también está calibrado.

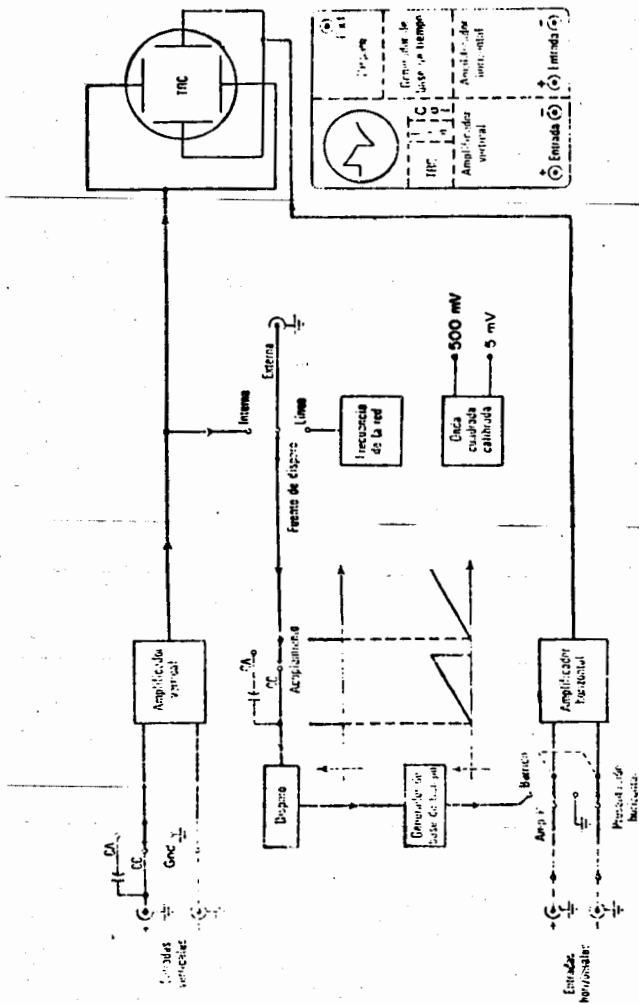


Figure 21.- Diagrama de bloques de un osciloscopio elemental.

Frecuentemente se desea que la desviación horizontal sea proporcional al parámetro tiempo, con lo que se obtiene una representación de la amplitud de la señal en función del tiempo. Para lograr este eje de tiempos hay que aplicar a la entrada horizontal una tensión que crezca linealmente con el tiempo. Esto hace que el spot barre horizontalmente a velocidad constante la pantalla del TRC siendo su posición directamente proporcional al tiempo. Por medio de una llave conmutadora de desplazamiento horizontal, se puede elegir una señal externa o un eje ajustable de tiempo para el desplazamiento horizontal del spot.

Para fijar un origen de la base de tiempos respecto de la señal observada, se emplea un circuito de disparo. Este circuito, en efecto, establece el origen de tiempos $t = 0$, para lograr una superposición coherente de la señal repetitiva de entrada sobre la pantalla del TRC.

AMPLIFICADORES.

La cuantía de la amplificación o ganancia en el osciloscopio se ajusta con los mandos de sensibilidad. En todos los osciloscopios el canal vertical está provisto de un mando de sensibilidad calibrado, con exactitud del orden de $\pm 3\%$, en pasos discretos. Normalmente también se dispone de un mando con variación continua de la ganancia, que suele presentarse en un mando concéntrico con el de calibrado. Para que el amplificador esté calibrado, el mando continuo de sensibilidad se debe encontrar en una posición fija, indicada en el panel. El mando horizontal de ganancia, en la mayoría de los osciloscopios, ni está calibrado ni posee el margen amplio de que dispone el canal vertical. Algunos poseen amplificadores horizontal y vertical idénticos, ambos calibrados, lo cual es muy útil para la representación X-Y de señales.

Para desplazar la imagen en la pantalla se aplican tensiones ajustables de CD a los amplificadores, además de las tensiones de señal. Estas tensiones de CD son reguladas por los mandos de posición, que forman parte de los circuitos amplificadores de cada canal.

Como los amplificadores del osciloscopio son de acoplamiento directo, pequeñas variaciones de los puntos de operación de CD en las etapas de entrada, debidas a variaciones de temperatura, envejecimiento de componentes, etc., producen un desplazamiento del haz de electrones que no se distingue del que produce una tensión de CD aplicada a la entrada. Para eliminar este efecto indeseable, cada amplificador está provisto de un mando de equilibrado, ajustado de modo que la tensión continua medida no depende del ajuste de sensibilidad del amplificador.

Entradas a los amplificadores.

Las entradas a los amplificadores de un osciloscopio reciben una señal de tensión respecto a masa. Si hay solo un terminal en un canal, se dice que es de entrada simple y únicamente pueden medirse señales respecto a masa. Sin embargo, muchos amplificadores poseen dos terminales de entrada, de modo que las señales de cada uno respecto a masa pueden ser sumadas o restadas electrónicamente. Este tipo de entrada recibe el nombre de diferencial, ya que permite la medida de diferencias de tensión entre dos nudos, ninguno de los cuales está conectado a masa.

Hay un selector que permite conmutar el acoplamiento de entrada deseado, CA o CC, como puede verse en la entrada en el esquema de la figura 21. En la posición CC la tensión aplicada es amplificada y pasa a las placas desviadoras o de deflexión del TRC. En la posición CA hay un condensador encargado de bloquear las tensiones continuas y las alternas

inferiores a 20 Hz de frecuencia para que no lleguen al amplificador. Esto es particularmente útil cuando existan pequeñas señales alternas superpuestas a tensiones continuas de gran magnitud. Si no hubiera el acoplamiento de CA, la tensión continua desplazaría al punto fuera de la pantalla cuando se ajustara la sensibilidad a la necesaria para observar la señal de CA. Normalmente, es mejor utilizar la posición CC cuando sea posible, ya que asegura la respuesta óptima de la llave Masa u Off. Esta posición desconecta el terminal de entrada conectando al mismo tiempo la entrada del amplificador a masa. Cuando se trabaja con osciloscopios equipados con esta posición, hay que poner a masa todos los canales no utilizados para entrada. Analizar lo dicho en la figura 21. Obsérvese que la llave no pone a masa el terminal de entrada del osciloscopio.

Limitaciones en los amplificadores.

Los amplificadores de los osciloscopios no son ideales y hay que tener en cuenta sus limitaciones al interpretar las formas de onda observadas. Como se mencionó anteriormente, en el acoplamiento de CA la respuesta a frecuencias bajas comienza a caer en las proximidades de 20 Hz. En algunos osciloscopios, el límite superior de respuesta en frecuencia llega a 450 KHz, en otros, un poco más elaborados llega a 150 MHz y con técnicas especiales se llega a la región de los GHz.

La entrada al osciloscopio también "carga" al circuito en prueba. Muchas veces, esto carece de importancia, pero otras veces no, y hay que tener en cuenta la presencia y efectos de esta "carga".

BASES DE TIEMPO.

Como se puede observar en el diagrama de bloques, al amplificador horizontal se puede aplicar una señal externa o una onda producida por el generador interno de base de tiempos. La selección se efectúa con la llave o conmutador de barrido horizontal que aparece en la figura 21. El generador de base de tiempos proporciona una onda en diente de sierra con pendiente proporcional al ajuste de "tiempo/cm" en que se encuentre el mando de base de tiempos como se ve en la figura 22. El mando de base de tiempos generalmente tiene una serie discreta de posiciones además de un control continuo para velocidades de barrido intermedias. Como en el caso de los mandos de sensibilidad de entrada, el mando continuo se debe fijar adecuadamente para que valga la calibración de la base de tiempos.

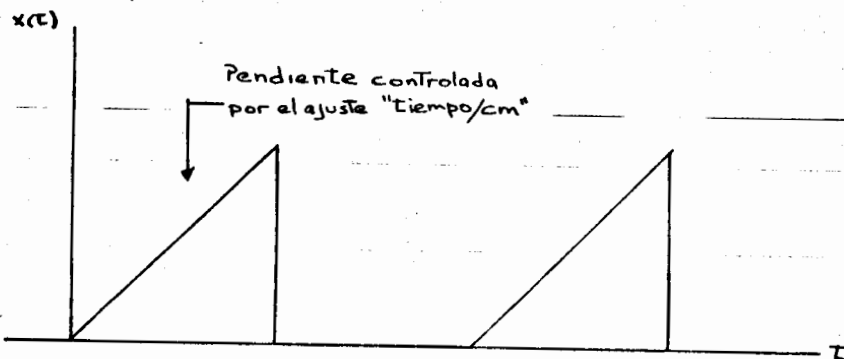


Figura 22.- Forma de onda en diente de sierra del generador de base de tiempos.

DISPARO.- *

Para obtener una imagen estable, hay que comenzar el barrido horizontal a intervalos de tiempo iguales en consonancia con las repeticiones de los ciclos de la onda de entrada. Por tanto, el barrido de diente de sierra debe ser disparado por la misma onda de entrada u otra forma de onda externa que presente una relación de tiempo fija con la señal

de entrada. En casi todos los osciloscopios es posible seleccionar la fuente de señal de disparo, ya sea de la propia señal de entrada, de una señal de sincronización externa o de la red de alimentación. En la figura 21 se puede ver la acción de dicha llave.

Para la mayoría de aplicaciones se puede disparar el barrido internamente con la forma de onda de la entrada vertical una vez amplificada en el amplificador vertical. La única condición es que la señal amplificada sea de magnitud suficiente para producir una desviación de 0.5 cm en la pantalla para el nivel de sensibilidad al cual está ajustado el correspondiente control vertical.

A veces resulta ventajoso disparar el barrido con una señal externa. En particular, cuando la señal de entrada es de muy baja magnitud o cuando se observan formas de onda de distintos puntos de un circuito. La ventaja de emplear el disparo externo es doble. En primer lugar, el ajuste de ganancia del amplificador vertical no afecta ya que el nivel de disparo. En segundo lugar, permite comenzar el barrido independientemente de la señal de entrada vertical.

Cuando se observa una forma de onda con relación de tiempo fija respecto de la frecuencia de la red, es conveniente utilizar dicha red como fuente de alimentación del disparo.

Con los controles de acoplamiento, pendiente y nivel se puede elegir un punto determinado de la forma de onda utilizada para el disparo. Cumplidas las condiciones que establecen estos controles, se envía un pulso de disparo al generador de base de tiempo y comienza el diente de sierra, como se ve en la figura 23. Es importante observar que los pulsos de disparo no deben producirse con más frecuencia que el período de tiempo necesario para analizar un diente de sierra; en caso contrario, el generador de base de tiempos no estará dispuesto para un nuevo barrido al llegar el próximo pulso y se pueden producir imágenes dobles.

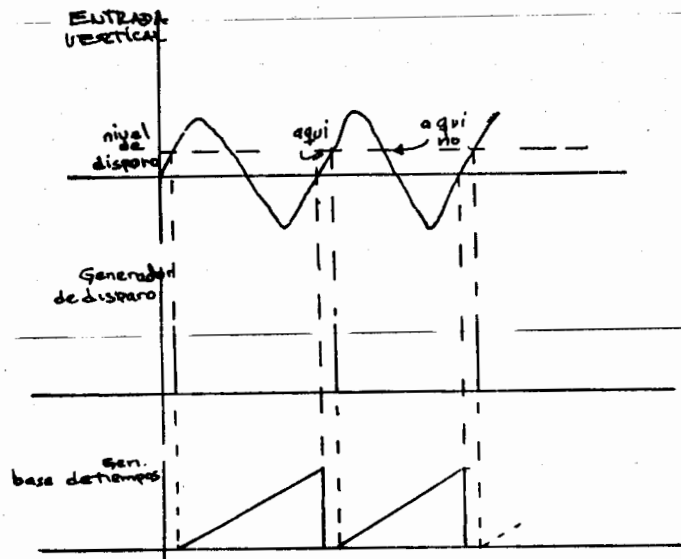


Figura 23.- Funciones del tiempo de barrido, pendiente del disparo y controles del nivel de disparo.

Acoplamiento.

Para la mayor parte de las formas de onda repetitivas se logra un disparo satisfactorio del barrido con acoplamiento de CA de la señal de disparo. Para el disparo de formas de onda de muy baja frecuencia es particularmente útil el acoplamiento de CC. Con acoplamiento de CC, el barrido es disparado por un nivel de tensión absoluto. Con acoplamiento de CA, lo es cuando la señal alcanza determinada amplitud de su nivel medio de CC.

Pendiente.

Cuando el interruptor de pendiente está en la posición "más" (+), el barrido es disparado por la pendiente positiva de la señal de disparo. En caso contrario, es decir, cuando el

interruptor de pendiente está en la posición "menos" (-), el disparo del barrido lo produce la pendiente negativa de la citada señal. La figura 23 ilustra lo dicho.

Nivel de disparo, modo automático, modo de sincronizado.

Con el mando de nivel se determina el nivel instantáneo de tensión de señal de disparo a la cual se produce el pulso de disparo (en CC o CA, según la posición seleccionada por el conmutador de acoplamiento). Con el interruptor de pendiente en posición "+", el mando de nivel permite disparar el barrido desde prácticamente cualquier punto de la porción creciente de la señal de disparo. Lo mismo sucede con la posición "-" y la porción decreciente de la señal de disparo. Puede haber alguna ligera dependencia de la frecuencia en el nivel de disparo, de manera que el nivel efectivo de tensión al cual se produce un pulso de disparo varía algo con la frecuencia de la forma de onda de sincronismo, aun manteniendo fijo el ajuste de ese mando.

Con respecto al mando de nivel existen las posiciones no sincronizado y automático. Casi siempre la posición automática es la más adecuada. En este caso, la señal de disparo se acopla en CA y el nivel se ajusta automáticamente, de modo que cualquier señal externa de amplitud superior a IV, o señal interna capaz de producir una desviación superior a 10%, sincronizan el barrido. En ausencia de dicha señal, el barrido continúa siendo disparado a un ritmo de unos 50Hz, lo que produce una línea base en la pantalla del TRC que indica que el instrumento está preparado para presentar cualquier señal que se conecte al canal vertical.

Situando el mando de nivel en la posición no sincronizado se produce un barrido independiente de toda señal de sincronismo. La frecuencia depende del ajuste del mando "tiempo/cm". Este barrido es útil como base de tiempos para mediciones de CC cuando la señal de

entrada esté acoplada a CC y para observar señales de alta frecuencia ajustando el control de tiempo de barrido.

BIBLIOGRAFIA RECOMENDADA

-
- Hayt H. William y Neudeck W. Gerold, **ELECTRONIC CIRCUIT ANALYSIS AND DESIGN**, Houghton Mifflin Company, 1976.
 - Cutler Phillip, **SOLID-STATE DEVICE THEORY**, McGraw-Hill, 1972.
 - Senturia D. Stephen y Wedlock D. Bruce, **ELECTRONIC CIRCUITS AND APPLICATIONS**, John Wiley, 1975.
 - Gray E. Paul y Searle L. Campbell, **ELECTRONIC PRINCIPLES, Physics, Models, and Circuits**, John Wiley, 1969.
 - Cutler Phillip, **LINEAR ELECTRONIC CIRCUITS**, McGraw-Hill, 1972.
 - Schilling Ronald and Belove Charles, **ELECTRONIC CIRCUITS: DISCRETE AND INTEGRATED**, McGraw-Hill, 1968.
 - Millman J. and Halkias C.C., **INTEGRATED ELECTRONICS**, McGraw-Hill, 1972.
 - Boylestad Robert y Nashelsky Louis, **ELECTRONIC DEVICES AND CIRCUIT THEORY**, Prentice-Hall, 1978.

PRACTICA No. 1

MANEJO DE INSTRUMENTOS (PRIMERA PARTE)

Objetivo: Familiarizar al alumno con los instrumentos que emplearán en el desarrollo de las prácticas.

Materiales a Emplear:

Una resistencia de 1/2 watt de cada uno de los siguientes valores dados en ohms:
1K Ω , 220 Ω , 47 Ω , 4,7K Ω

TRABAJO EN CASA:

A.- Llene la tabla 1 en el que teniendo las bandas de colores, escriba el valor óhmico y la tolerancia de la resistencia correspondiente, según el ejemplo que se da

Banda de colores	Resistencia en ohms	Tolerancia (%)
rojo, rojo, café, plateado.	220	10%
verde, violeta, negro, plateado.		
café, negro, café, dorado.		
café, rojo, café.		
azul, gris, verde, dorado.		
rojo, violeta, dorado, plateado.		
café, negro, amarillo, plateado.		
verde, azul, café, dorado.		
amarillo, violeta, plateado, plateado.		
rojo, rojo, negro.		
café, rojo, azul, dorado.		

Tabla 1

B.- Llene la tabla 2 en el que a partir del valor óhmico y la tolerancia del resistor, anotará los nombres de los colores que correspondan a cada una de las bandas, según el ejemplo dado.

Resistencia (ohms)	Tolerancia (%)	Bandas de colores
27K Ω	5%	rojo, violeta, naranja, dorado
57 Ω	5%	
10M Ω	10%	
680 Ω	20%	
2.2 Ω	10%	
1 Ω	5%	
4.7M Ω	10%	
18 Ω	20%	
10 Ω	5%	
0.47 Ω	10%	
1K Ω	20%	

Tabla 2

(CALCULE en este espacio el inciso (C), que está en la siguiente hoja).

TRABAJO DE LABORATORIO:

1.- Ajuste la fuente de voltaje a 10 volts y arme el circuito de la fig. 1 (todas las resistencias son de 1/2 watt).

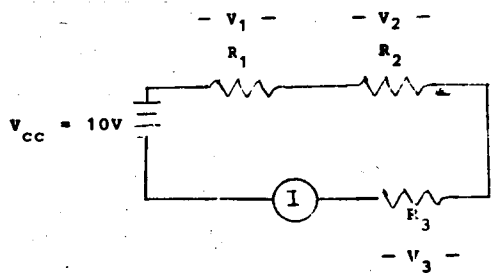


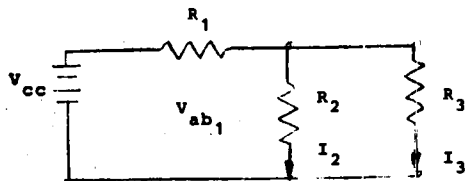
Fig. 1

$$R_1 = 1\text{K}\Omega$$

$$R_2 = 220\ \Omega$$

$$R_3 = 47\ \Omega$$

C.- Calcule las caídas de tensión V_1 , V_2 y V_3 y el valor de las corrientes I_1 , I_2 e I_3 del circuito de la fig. A



$$R_1 = 1\text{K}\Omega$$

$$R_2 = 220\ \Omega$$

$$R_3 = 47\ \Omega$$

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

2.- Mida la caída de voltaje a través de cada una de las resistencias (V_{ab1} ,...) y el valor de la corriente I .

3.- Sume aritméticamente los voltajes que midió en el inciso 2 y diga si es igual al voltaje de alimentación V_{cc} . Si no lo es, ¿A qué se debe la diferencia? .

4.- Arme el circuito de la fig. 2, con $V_{cc} = 10\text{V}$.

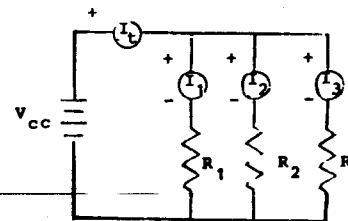


Fig. 2

$$R_1 = 1\text{K}\Omega$$

$$R_2 = 220\ \Omega$$

$$R_3 = 47\text{K}\Omega$$

5.- Mida los valores de las corrientes I_1 , I_2 , I_3 e I_4 . Decir si la suma de las corrientes I_1 , I_2 e I_3 es igual I_4 . Si no es así, explique.

6.- Arme el circuito de la fig. 3, con $V_{cc} = 10$

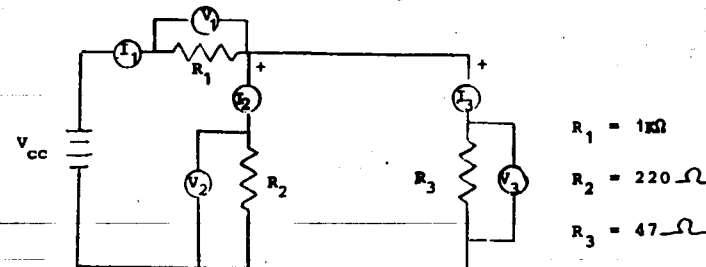


Fig. 3

$$R_1 = 1\text{K}\Omega$$

$$R_2 = 220\ \Omega$$

$$R_3 = 47\ \Omega$$

7.- Mida los voltajes y corrientes que se indican en la fig.

8 .- Tomando en cuenta los valores medidos en el inciso 7, diga si se cumplen las siguientes igualdades:

$$V_2 = V_3$$

$$I_1 = I_2 + I_3$$

$$V_{cc} = V_1 + V_2$$

$$V_{cc} = V_1 + V_3$$

$$I_2 = I_3$$

Si no se cumplen, explique.

9 .- Compare los valores de las corrientes y voltajes calculados en el inciso C con los medidos en el inciso 8, y diga si son equivalentes; si no es así explique.

PRACTICA No. 2

MANEJO DEL OSCILOSCOPIO.

Objetivo: Familiarizarse con el manejo del osciloscopio y conocer las figuras de lissajous para medir frecuencias y ángulos de fase.

MEDICION DE LA FRECUENCIA POR LAS FIGURAS DE LISSAJOUS.

Las figuras de Lissajous son un método para medir frecuencias conociendo una frecuencia de referencia o "patrón". Para ello la base de tiempo interna o "barrido" se desconecta. El osciloscopio se conmuta a barrido "externo". Se aplica a la entrada horizontal del osciloscopio una señal de un generador bien calibrado, que da una frecuencia F_H de referencia o "patrón". La señal cuya frecuencia F_u deseamos medir se aplica a la entrada vertical. La frecuencia F_H del generador de señal patrón se varía luego manualmente hasta que aparece una figura inmóvil en la pantalla. Esta es la llamada figura de lissajous.

La relación (razón aritmética) de las dos frecuencias se puede determinar directamente por su figura característica, trazando una tangente horizontal CH y otra tangente vertical (V) a los bucles de la curva cerrada, como en la figura 1(d) y contando el número de puntos de tangencia (T_H) con la recta horizontal y el número de puntos de tangencia (T_V) con la recta vertical. La relación de las dos frecuencias es

$$\frac{FV}{FH} = \frac{TH}{TV}$$

$$FV = FH \frac{TH}{TV} \quad (1)$$

En la fig. 1d, $T_H = 3$, $T_V = 2$ y $FV = FH \times 3/2$

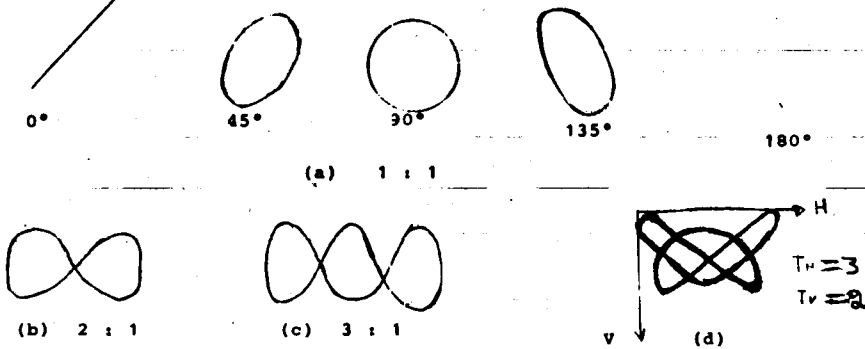


Fig. 1.- FIGURAS CARACTERISTICAS DE LISSAJOUS.

En la figura 1 (a) se muestran varias figuras las cuales corresponden a dos señales con la misma frecuencia y amplitud, pero con diferente fase entre si.

MEDICIONES DE FASE POR LAS FIGURAS DE LISSAJOUS.

La fase (θ) entre dos señales alternas se refiere al tiempo que tarda una señal en producirse cuando ya está presente la señal de excitación, entonces se dice que la señal está "retardada" en un cierto ángulo θ_1 . Cuando la señal ya ha sido producida antes de que la señal de excitación esté presente, se dice que está adelantada en un ángulo θ_2 . Ver fig. 2 .

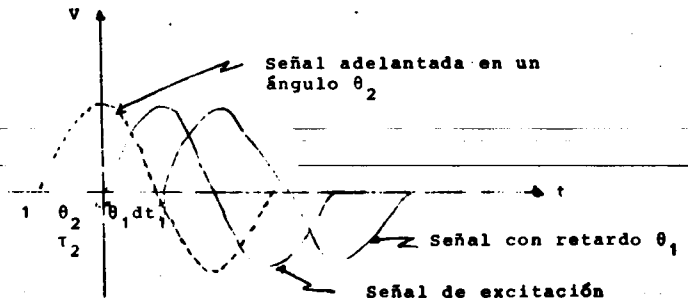


Fig. 2

DOS SEÑALES DE LA MISMA AMPLITUD Y FRECUENCIA PERO DEPASADAS ENTRE SI.

Para hacer la conversión de unidades de tiempo a ángulo de circunferencia emplea la ecuación 2, donde T, es el período de la señal y t_1 es el tiempo de retraso de la señal producida (T y t_1 tienen unidades de tiempo).

$$\theta_1^\circ = \frac{360 \times t_1}{T}$$

(2)

$$\theta_2^\circ = \frac{360 \times t_2}{T}$$

Medición de la fase entre la tensión y la corriente en un circuito serie RC.

Un circuito serie RC se caracteriza porque la corriente adelanta al voltaje del generador senoidal un ángulo de 90° .

Para medir la relación de fase entre estas dos señales se emplea el circuito de la fig. 3, conectando la terminal V a la entrada vertical y la terminal H a la entrada externa del barrido horizontal. La fig. 3 (a), muestra la figura de Lissajous -- producida en la pantalla y los parámetros que deben medirse para que por medio de la ecuación (3) se calcule el ángulo de defasamiento θ .

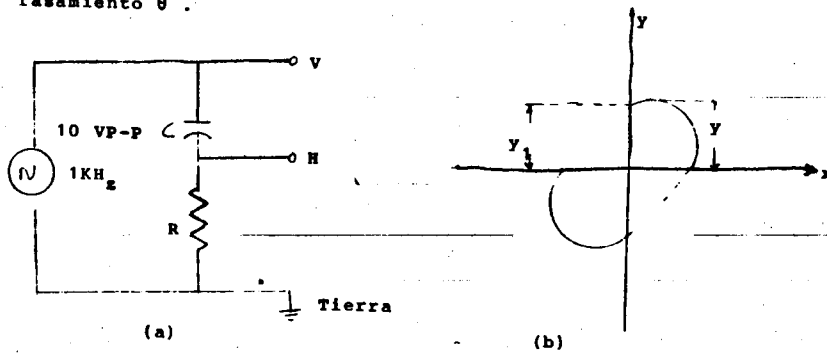


Fig. 3.- (a) CIRCUITO SERIE RC. (b) FIGURA DE LISSAJOUS OBTENIDA.

$$\theta = \arcsin \frac{V_1}{V_2} \quad (3)$$

Este método descrito podrá aplicarse si la frecuencia y la amplitud de las dos señales son iguales (si las amplitudes son diferentes, ajuste los amplificadores de los canales horizontal y vertical hasta igualar sus amplitudes) y si la figura obtenida en el osciloscopio está correctamente centrada respecto a los ejes X, Y.

Nota: Si la relación Xc/R es igual a 10, el error introducido en el ángulo de fase por R es aproximadamente 6°. Cuando Xc/R es mayor que 10, el error disminuye.

TRABAJO DE LABORATORIO:

1).-

a.- Ajuste el generador de onda senoidal y ajuste su amplitud y frecuencia a 10 volts pico pico (10V p-p) y 1 KHz, respectivamente.

b.- Arme el circuito de la fig. 4 y mida la amplitud pico -- pico de las tensiones que están presentes en cada uno de los resistores.

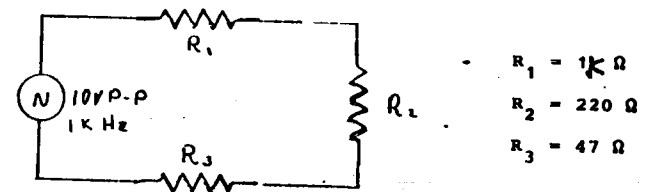


Fig. 4.- CIRCUITO SERIE RESISTIVO.

2).-

a.- Arme el circuito de la fig. 5, conectando el generador de onda senoidal (sin importar su amplitud y frecuencia) a la entrada vertical V y el devanado secundario del transformador a la entrada horizontal H del osciloscopio (la base de tiempo interior del osciloscopio debe suprimirse).

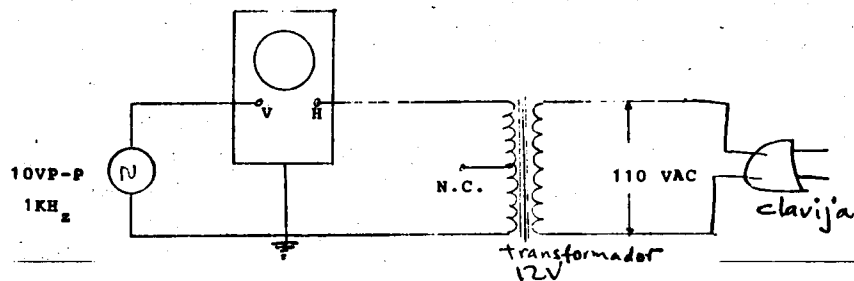


Fig. 5.- Conexión para obtener la figura de Lissajous.

* N.C. Significa no conexión. El secundario del transformador debe solicitarse en el comercio a 12 volts AC, 1 amper con derivación central. (en este experimento no se requiere tanta corriente, pero se necesita tenerlo para futuras aplicaciones).

b.- Ajuste la amplitud y la frecuencia del generador de onda senoidal, hasta poder observar cualquiera de las figuras de Lissajous que se muestran en la fig. 1(a). Diga si la carátula del generador indica una frecuencia de 60 Hz, - si no lo está significa que el generador no está calibrado correctamente a esa frecuencia.

3.-

a.- Ajuste el generador de onda senoidal a 10 V p-p y 1 KHz, y arme el circuito de la fig. 6

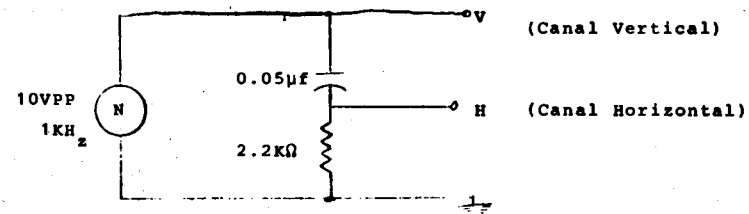


Fig. 6.- CIRCUITO SERIE RC ACOPLADO A UN OSCILOSCOPIO

b.- Centre correctamente la figura obtenida en la pantalla -- respecto a los ejes X - Y del osciloscopio y mida Y_1 y Y_2 según se indica en la fig. 3(b)'

c.- Calcule el ángulo θ de acuerdo con la ecuación (3)

4.-

a.- Conecte la base de tiempo interna del osciloscopio y emplee los dos canales verticales del osciloscopio para conectarlos a las terminales V y H del circuito de la fig. 6. Mida el ángulo de defasamiento θ entre estas dos señales empleando la ecuación.

b.- Compare este valor con el obtenido en el inciso 3 y si existe alguna diferencia explique a qué se debe.

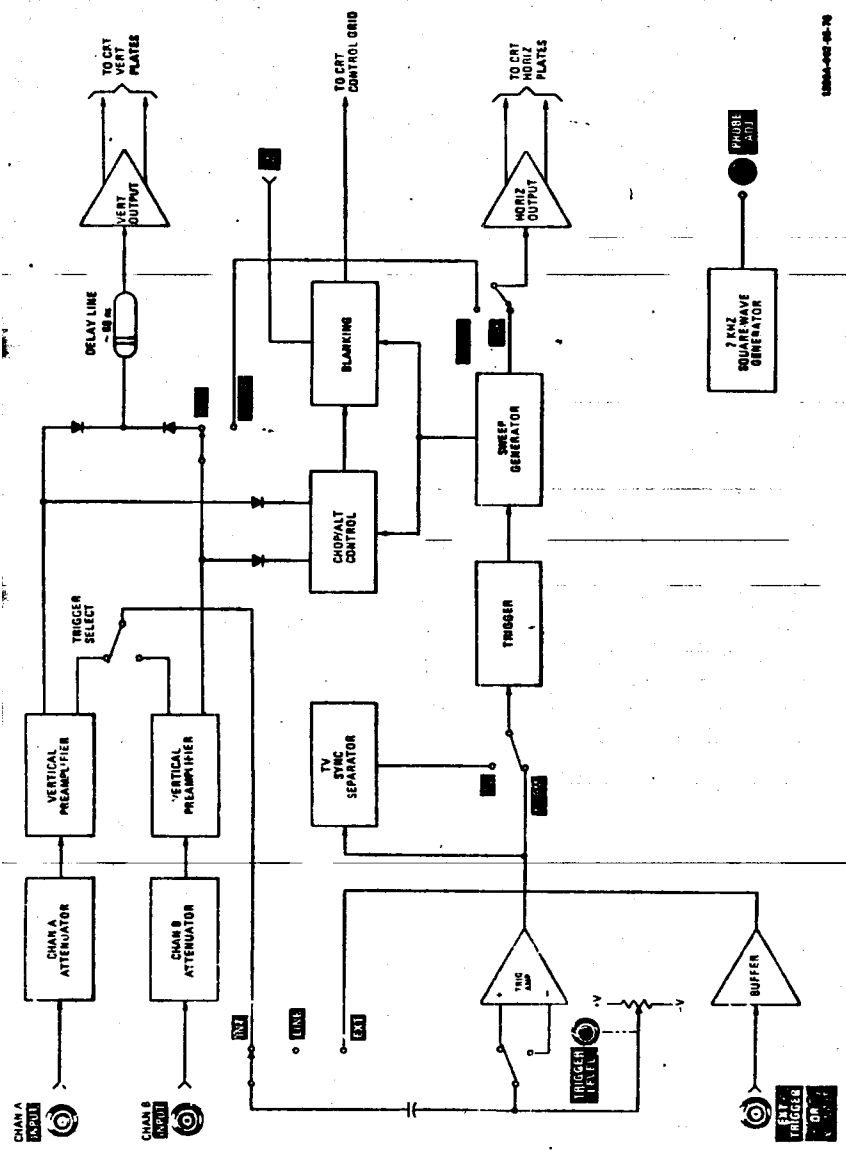


Figure 4-1. Simplified Block Diagram

1.0

EL DIODO

En términos generales, puede afirmarse que existen dos tipos de diodos semiconductores: del tipo metal-semiconductor y diodos de juntura (o unión) PN. Entre los primeros se encuentran los conocidos comercialmente con los siguientes nombres:

- a) Rectificador de Selenio
- b) Rectificador de óxido de cobre
- c) Rectificador de óxido de magnesio
- d) Diodo de punto de contacto
- e) Diodo schottky

A diferencia de los dos últimos, que encuentran su principal aplicación a muy bajos niveles de potencia y a altas frecuencias, los tres primeros se han utilizado en aplicaciones de mediana potencia pero debido a que los caracteriza una reducida tensión de inversa (30-50V), baja temperatura de operación (70-120°C) y gran tamaño (1 A/cm²), se han visto completamente desplazados por los diodos de unión PN.

Dada la importancia que tienen estos diodos de unión PN, constituyen la base de casi todos los dispositivos electrónicos, su estructura y funcionamiento se verá de una forma mas o menos detallada, con el fin de comprender posteriormente el funcionamiento de transistores y tiristores.

1.1 El diodo de unión PN.

El silicio (Si) y el germanio (Ge) en forma cristalina son los dos materiales semiconductores más empleados en la fabricación de diodos. Ambos están constituidos por átomos con cuatro electrones de valencia (electrones de la capa más externa) que los comparten con cuatro átomos vecinos, formando lo que se llama enlace covalente. Este tipo de enlace se muestra esquemáticamente en la figura 1.1. Como podrá notarse, cada átomo comparte cada electrón de valencia con un átomo vecino, es decir, el enla

ce covalente está formado por dos electrones de valencia.

Sin embargo, a temperatura ambiente muchos de los enlaces covalentes se rompen por la energía térmica suministrada al material, apareciendo de esta forma un gran número de electrones libres. En el Si la cantidad de electrones libres es del orden de 10^{10} /cm³ y en el Ge de 10^{13} /cm³. De hecho, la representación idealizada de la figura 1.1 correspondería a muy baja temperatura ya que cada electrón está ocupando su correspondiente lugar en el enlace covalente. De aquí, se puede concluir que los materiales semiconductores se comportan como buenos aisladores a bajas temperaturas, ya que no existen electrones libres que constituyan la corriente.

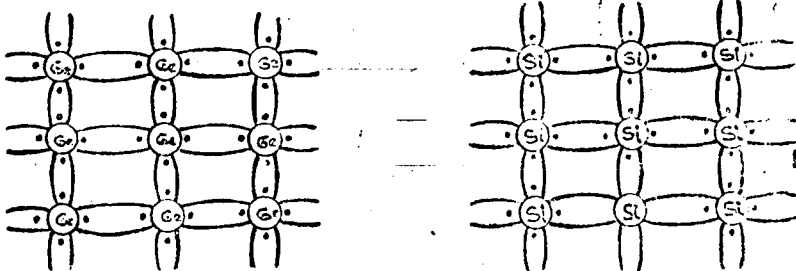


Figura 1.1.- Representación en dos dimensiones de la estructura cristalina del Ge y el Si.

Al romperse un enlace covalente por efecto de la temperatura, el electrón deja un espacio vacío en el enlace conocido con el nombre de "huevo", fig. 1.2. La importancia del huevo es que puede servir como portador de corriente con una efectividad comparable a la del electrón.

El fenómeno de conducción del huevo, se puede explicar cualitativamente de la siguiente forma: si un electrón de valencia de los átomos vecinos adquiere la suficiente energía cinética como para liberarse de su enlace y ocupar la posición de un huevo

(recombinación); se creará un nuevo huevo en el enlace dejado por dicho electrón; esta situación podría interpretarse como el movimiento del huevo en la red cristalina del material. Es decir, el movimiento del electrón en determinado sentido es equivalente al movimiento del huevo en sentido contrario.

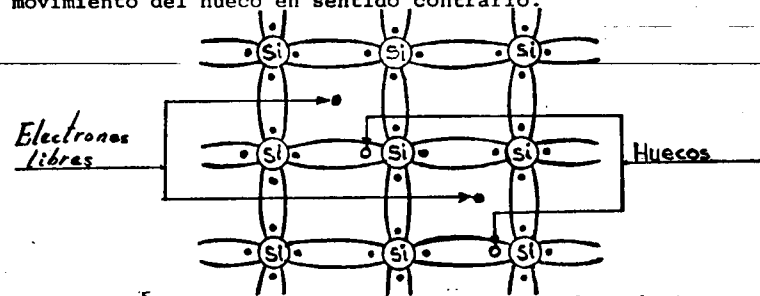


Figura 1.2.- Pares electrón-huevo generados térmicamente.

En el caso particular que se está considerando, el material es puro o intrínseco, no contiene átomos de otro elemento o impurezas, de tal forma que la densidad de electrones es igual a la de huecos. La corriente total a través del semiconductor será la suma de la debida al movimiento de electrones más la debida al movimiento de huecos.

Los diodos de juntura PN, como su nombre lo indica, están formados por la unión de dos tipos de materiales: N (negativo) y P (positivo). Ambos tipos se obtienen agregando una cantidad determinada de impurezas al material base de germanio ó silicio.

El material tipo N se obtiene adicionando átomos con 5 electrones de valencia, tales como el fósforo, el arsénico y el antimonio. El efecto de dichas impurezas se muestra en la fig. 1.3a. A baja temperatura, los electrones de valencia ocupan su lugar correspondiente en los enlaces covalentes, sin embargo aparece un quinto electrón, debido a la impureza, que no está asociado a

605396

ningún enlace. La energía requerida para ionizar los átomos de impurezas es bastante baja ($\sim 0.01\text{eV}$ en el Ge $\sim 0.05\text{eV}$ en el Si), de tal forma que a temperatura ambiente puede considerarse que todos los átomos de impurezas están ionizados y de esta manera se obtiene una cantidad de electrones mayor que la de huecos. Como los electrones están en mayor número, la corriente en este tipo de material es debida principalmente al movimiento de dichos electrones y éstos son llamados portadores mayoritarios; en cambio, como los huecos están en menor número, se les llama portadores minoritarios.

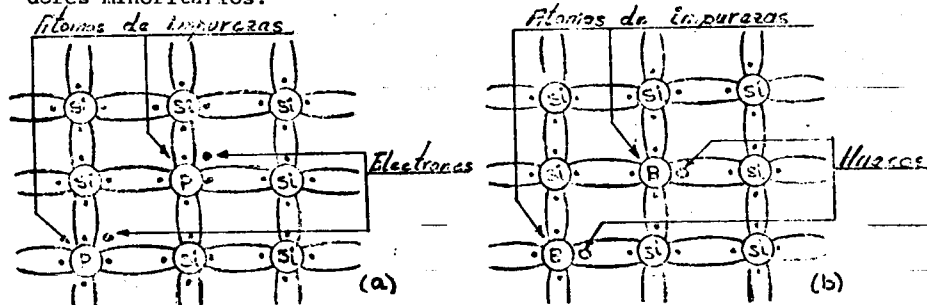


Figura 1.3.- Impurezas en el silicio

Por otro lado, el material tipo P se obtiene adicionando átomos con 3 electrones de valencia, como el boro, el galio y el indio. El efecto de este tipo de impurezas se muestra en la fig. 1.3b. En este caso, cada átomo de impureza introduce un lugar vacío en los enlaces covalentes, es decir, un hueco. Ahora los portadores mayoritarios son los huecos y los electrones son minoritarios y la corriente se deberá principalmente al movimiento de huecos.

Nótese que en ambos casos, el material sigue siendo eléctricamente neutro en su conjunto, la cantidad de portadores positivos o negativos introducidos, es igual a la cantidad de iones negativos o positivos que se obtienen al ionizarse los átomos de impurezas a temperatura ambiente.

Al "juntar" estos materiales P y N, los electrones del material tipo N (mayoritarios) se recombinan con los huecos del material tipo P, es decir, pasan a ocupar las vacantes del material tipo P más cercanas a la juntura. Como resultado de este hecho, la región cercana a la juntura del material tipo N presenta un déficit de electrones, quedando iones positivos que han perdido un electrón. Por el contrario, la región cercana a la juntura del material tipo P, queda cargada negativamente debido a que presenta un exceso de electrones que han venido del material tipo N a ocupar el lugar de los huecos. Esta situación se muestra en la fig. 1.4.

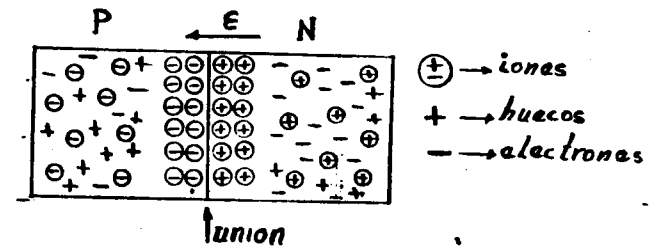


Figura 1.4.- Juntura PN después del proceso de recombinación de los portadores cercanos a la unión.

Simultáneamente, conforme avanza el proceso de recombinación, aumenta la carga a ambos lados de la unión; el equilibrio se alcanza debido a que dicha carga da origen al campo eléctrico indicado en la fig. anterior, que llega a ser lo suficientemente intenso como para mantener a los electrones del material tipo N y a los huecos del tipo P, en su respectivo lugar, en otras palabras, evita la recombinación.

Bajo condiciones de equilibrio térmico, la juntura PN ó diodo tiene asociada una densidad de carga, un campo eléctrico y un potencial electrostático como se muestra en la fig. 1.5. Realmente, la forma que presentan dependen de la distribución y la concentración de impurezas en los materiales P y N.

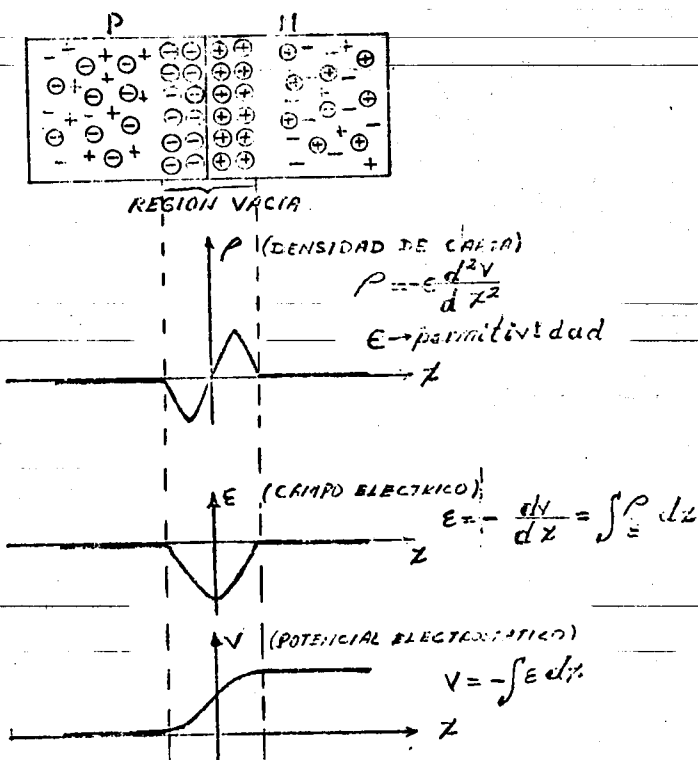


Figura 1.5.- Densidad de carga, Campo eléctrico y Potencial electrostático de contacto en un diodo de juntura PN.

La región comprendida a ambos lados de la juntura, véase la figura anterior, es conocida con el nombre de región vacía o de vaciamiento, debido a que no contiene portadores de corriente.

Si al diodo se le aplica una tensión con la polaridad mostrada en la fig. 1.6, el ánodo o material tipo P más negativo que el cátodo o material tipo N, el polo positivo de la batería atrae a los electrones del material tipo N, aumentando el número de iones positivos a la derecha de la juntura y consecuentemente, el número de iones negativos a la izquierda de dicha juntura, incre-

mentándose por lo tanto el ancho de la región vacía.

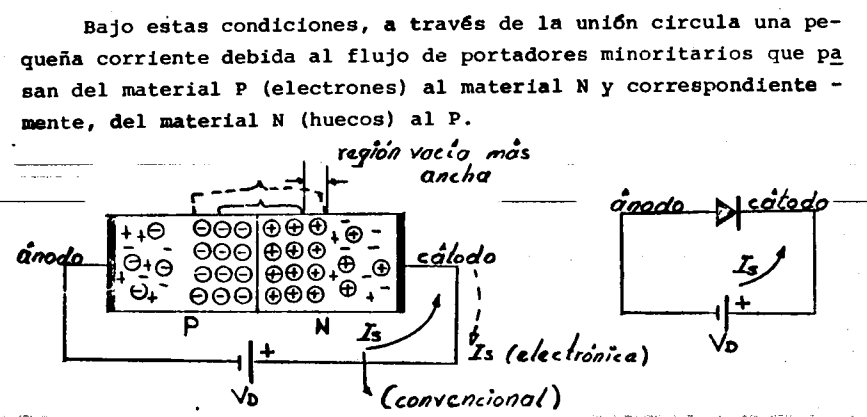


Figura 1.6- Diodo polarizado en inversa.

Esta pequeña corriente es conocida como corriente de saturación (I_s) del diodo y cuando se aplica una tensión que polariza más positivo al cátodo que al ánodo, se dice que el diodo está polarizado en inversa.

En cambio, si se aplica una tensión con la polaridad mostrada en la fig. 1.7, el ancho de la región vacía disminuye y el polo positivo de la batería atrae a los electrones del material tipo N, produciéndose una inyección de electrones desde el material tipo N al P y de huecos del P al N.

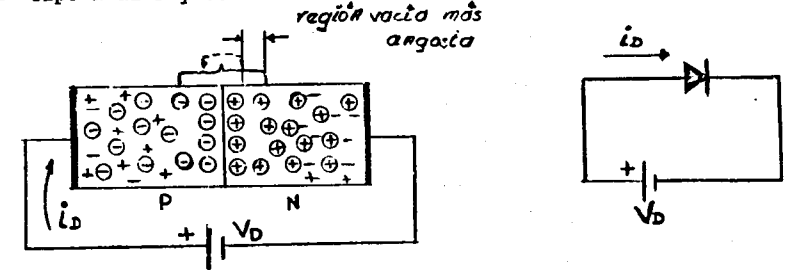


Figura 1.7.- Diodo polarizado en directa.

En estas circunstancias, se dice que el diodo está polarizado en directa y la corriente es debida al movimiento de portadores mayoritarios por lo que puede alcanzar valores elevados.

Aunque existen varios procesos para fabricar diodos de juntura (crecimiento, aleación, difusión y otros), los diodos obtenidos por cualquier procedimiento, obedecen cercanamente a la ecuación:

$$i_D = I_S (e^{V_D/nV_T} - 1) \quad (1-1)$$

donde: i_D = corriente a través del diodo

V_D = tensión a través del diodo

I_S = Corriente de saturación de inversa

$V_T = \frac{KT}{q}$ = "tensión equivalente de temperatura".

n = factor con valor entre 1 y 2.

K = Cte. de Boltzmann
 T = temperatura
 q = carga de electrón

La gráfica correspondiente a la ecuación (1-1) ó característica i-v del diodo, para el caso de un diodo de Ge y otro de Si de capacidades similares, se muestra en la fig. 1.8.

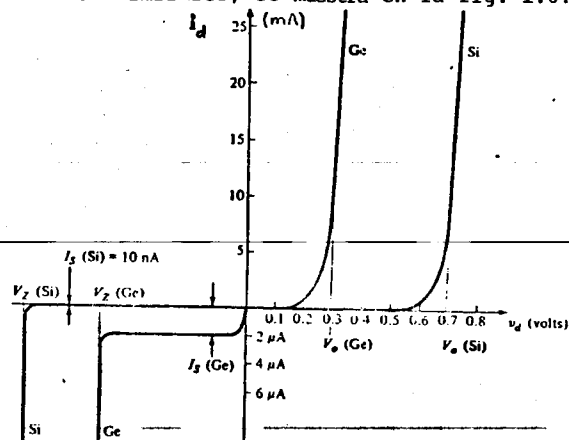


Figura 1.8.- Característica de los diodos de Si y Ge.

Aunque en la figura anterior, I_S es del orden de nanoamperes para el Si y de microamperes para el Ge, esto es cierto para diodos de baja potencia. Para diodos de alta potencia, la corriente de saturación puede ser del orden de mA para el Si y considerablemente mayor para el Ge.

Es importante hacer resaltar la dependencia de la característica del diodo con la temperatura, además del efecto de V_T en la ecuación (1-1), se ha observado experimentalmente que la corriente de saturación dobla su valor para cada 10 °C de aumento en la temperatura y en general, esta dependencia se puede expresar tanto para el Si como para el Ge, de la siguiente forma:

$$I_S(T) = I_{S1} \times 2^{(T-T_1)/10} \quad (1-2)$$

y además, ambos tipos de diodos presentan un $\frac{dv_D}{dT} \approx -2.5 \text{ mV/}^\circ\text{C}$ a temperatura ambiente y disminuye en magnitud conforme aumenta T.

Asociado al diodo, se tiene también el efecto de dos tipos de capacitancias, una asociada a la región vacía que tiene su mayor influencia bajo condiciones de polarización en inversa, es conocida como capacitancia de transición ó de espacio-carga ó de barrera C_T , y es del orden de pF. La otra, está asociada a la carga almacenada inyectada a ambos lados de la región vacía bajo polarización en directa, se conoce con el nombre de capacitancia de almacenamiento ó de difusión, es proporcional a la corriente i_D y es del orden de μF . Ambas tienen efecto sobre la respuesta en el tiempo del diodo, sobretodo cuando las corrientes involucradas son elevadas.

1.2 Modelos del Diodo.

En la Fig. 1.9 se muestran la característica ideal y el símbolo de un diodo. Como puede apreciarse, este modelo ideal indica que el diodo se comporta como un corto circuito cuando la dirección de la corriente tiene el sentido mostrando en la Fig. 1.9b; y cuando la corriente "tiende" a circular en sentido contrario, se comporta como un circuito abierto.

Cuando circula corriente a través del diodo, nótese que ésta tiene el mismo sentido que la flecha que simboliza al diodo, se dice que el diodo está polarizado en "directa" o que está "encendido"; por el contrario, cuando no circula corriente, se dice que está polarizado en "inversa" o que está "apagado". Existen otros términos para indicar el estado de un diodo, tales como "cerrado/abierto", "ON/OFF", etc.

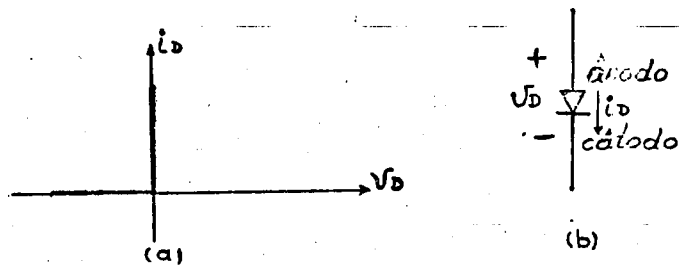


Fig. 1.9.- El diodo. (a) Característica ideal y (b) Símbolo.

Por analogía con los diodos de Tubos al Vacío, la terminal marcada con + es conocida con el nombre de ánodo y la marcada con -, como cátodo. Utilizando estos términos y haciendo referencia al voltaje en vez de la corriente, puede decirse que para que el diodo conduzca es necesario que el ánodo "tienda" a

estar a un voltaje más positivo que el cátodo. Se hace la aclaración de que se usa la expresión "tender a" porque una vez que se ha comprobado que circula corriente a través del diodo, éste se comporta como un corto circuito y por lo tanto el ánodo y el cátodo quedarían al mismo potencial.

En la Fig. 1.10 se representa la analogía que existe entre el comportamiento del diodo ideal y el interruptor. Si el diodo conduce, equivale al interruptor cerrado y si no, al interruptor abierto.

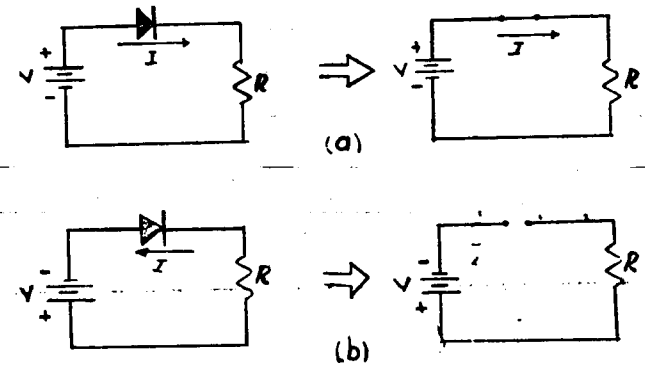


Fig. 1.10 Analogía entre el diodo y el interruptor. (a) En directa y (b) en inversa.

El modelo ideal del diodo es sumamente útil para el análisis cualitativo de los circuitos con diodos dado que dicho análisis resulta bastante simple. Por otro lado, la aproximación obtenida es aceptable para un sin número de aplicaciones prácticas.

Otro modelo muy utilizado es el que se obtiene al aproximar con segmentos rectilíneos la característica del diodo, como se

muestra en la Fig. 1.11. Este modelo es llamado "lineal por tramos" y puede expresarse por el circuito equivalente mostrado en dicha figura. Se incluye el diodo ideal para limitar la conducción del circuito equivalente a la polarización en directa. A la tensión V_0 se le llama tensión de encendido y para diodos de S_1 es aproximadamente 0.6-0.8V. La r es la resistencia promedio que presenta el diodo en la región de directa y puede calcularse fácilmente a partir de las hojas de datos, ya que $r = (V_D - V_0) / I_D$.

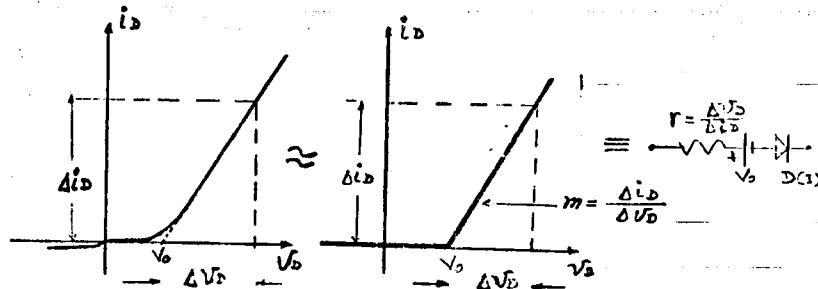


Fig. 1.11.- Modelo "Lineal por tramos".

El efecto de r es importante para altos niveles de corriente, para bajos niveles puede despreciarse. De igual manera, cabe señalar que V_0 puede despreciarse si las tensiones involucradas son muy grandes.

1.3 Rectificadores y Filtros.

Un circuito rectificador convierte el voltaje de alterna en un voltaje continuo pulsante. Este voltaje pulsante es inadecuado para la gran mayoría de las aplicaciones, por lo que es necesario disminuir las variaciones que representan dichos pulsos, esto se puede lograr de tres maneras:

- pasando la corriente a través de un filtro
- incrementando el número de fases
- incrementando el número de ciclos de operación (por ejemplo, de media onda a onda completa).

Para la mayoría de las aplicaciones en baja y mediana potencia, lo más común es el uso de circuitos rectificadores monofásicos y el alisado del voltaje en la carga se obtiene por medio de un filtro que contiene uno o más elementos reactivos. La cantidad de rizo que puede ser tolerado gobierna la complejidad del filtro.

Para alta potencia, donde las corrientes son considerables, las componentes del filtro tiende a ser muy voluminosas y apreciablemente caras, por tanto, es más conveniente incrementar el número de fases y prescindir del filtrado completamente, por ejemplo, en algunas fuentes de poder de equipo electroquímico se utilizan hasta 24 fases.

1.3.1 Circuitos rectificadores monofásicos

- Rectificador de media onda

El circuito se muestra en la figura 1.12, usa solamente un rectificador y no necesita transformador para algunas aplicaciones. Debido a su baja eficiencia y al alto rizo que presenta, su aplicación está limitada a baja potencia. Además, si se usa transformador, el núcleo se magnetiza debido a que la corriente en el secundario circula siempre en el mismo sentido.

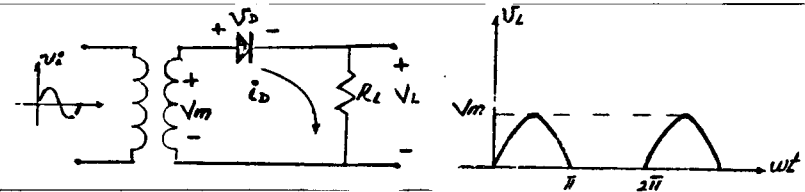


Fig. 1.12.- Circuito rectificador de media onda.

Cuando V_i es positivo, el diodo está polarizado en directa y se comporta como corto circuito (considerando al diodo ideal); fluye una corriente en dirección positiva como se muestra en la figura y su valor máximo está prácticamente determinado por V_m y R_L . Cuando V_i es negativo, el diodo está en inversa y se comporta como circuito abierto, haciendo en este instante $V_L = 0$. La forma de onda resultante se muestra también en la fig. 1.12.

-Rectificador de onda completa

Existen dos tipos de rectificadores de onda completa: con transformador de tap central y tipo puente. El primero, mostrado en la figura 1.13, consiste básicamente en dos rectificadores de media onda conectados a una carga común. Durante el medio ciclo positivo de v_i , D_1 conduce y D_2 no; ocurre lo contrario en el medio ciclo negativo. Este circuito es llamado *bifásico* porque efectivamente descompone en dos voltajes desfasados 180° al voltaje monofásico de entrada V_i .

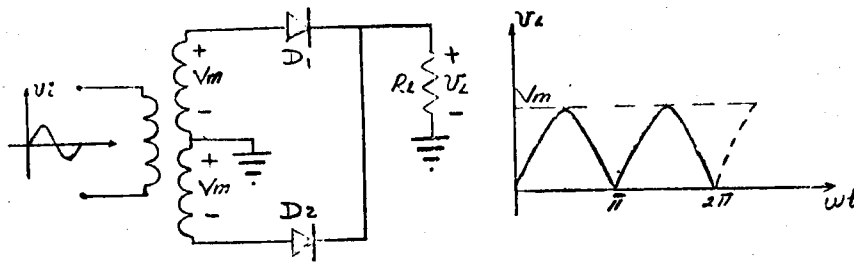


Figura 1.13.- Rectificador de onda completa con transformador de tap central.

El tipo puente se muestra en la fig. 1.14. Se utiliza para mayores voltajes de salida y tiene varias ventajas sobre el anterior. Para diodos de un determinado voltaje de inversa máximo, se obtiene el doble de voltaje de CC con el tipo puente que con

el de tap central, además, la corriente en el tipo puente fluye continuamente en el secundario del transformador, permitiendo una gran utilización del mismo y evitando la magnetización del núcleo.

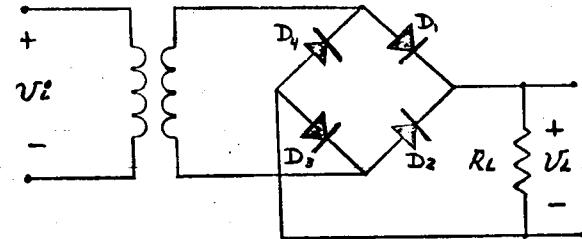


Figura 1.14.- Rectificador de onda completa tipo puente.

En el medio ciclo positivo de V_i , conducen D_1 y D_3 y en el medio ciclo negativo, D_2 y D_4 .

1.3.2 Filtros

Como se mencionó anteriormente, para un gran número de aplicaciones es necesario reducir las variaciones del voltaje pulsante que se obtiene a la salida del rectificador, y una de las formas para lograrlo es utilizar filtros a la salida de dicho rectificador, sobretodo cuando son monofásicos debido a la amplitud considerable de los pulsos obtenidos.

En cuanto al filtrado se refiere, hay dos factores muy importantes que intervienen en el diseño de esta etapa: el factor de rizo y la regulación de voltaje. Con ayuda de la fig. 1.15, el factor de rizo está definido como:

$$r = \frac{\text{voltaje de rizo (rms)}}{\text{voltaje de CD}} = \frac{V_r(\text{rms})}{V_{cd}} \quad (1-3)$$

y el porcentaje de rizo: $\%r = r \times 100$ (1-4)

Suponiendo que a la salida de un filtro se tuviera la for-

ma de onda mostrada en la fig. 1.15, se podría medir la componente de CD con un voltímetro de CD, el cuál medirá solamente el valor promedio o componente de CD de dicho voltaje; la componente de CA podría medirse igualmente con un voltímetro de CA asumiendo que se utiliza un acoplamiento capacitivo para bloquear la componente de CD.

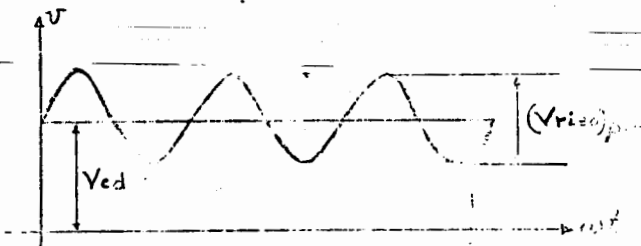


Figura 1.15.- Forma de onda a la salida de un filtro.

Adicionalmente, la regulación de voltaje se refiere al cambio que sufre el voltaje de salida de CD sin carga al conectar la carga máxima y está definido como:

$$RV = \frac{\text{voltaje sin carga} - \text{voltaje a plena carga}}{\text{voltaje a plena carga}}$$

$$RV = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \quad (1-5)$$

y el porcentaje de regulación:

$$\%RV = RV \times 100 \quad (1-6)$$

La regulación de voltaje está íntimamente relacionada con la resistencia de salida de la etapa de filtrado, o de la fuente de alimentación en el caso general.

En la figura 1.16 se muestra el efecto de conectar un simple capacitor como filtro. Como se muestra, el voltaje en la carga tiene un nivel de CD y un voltaje de rizo. Si no estuvie-

ra la carga, la forma de onda del voltaje a la salida sería idealmente constante, de valor igual a la magnitud de pico de V_m .

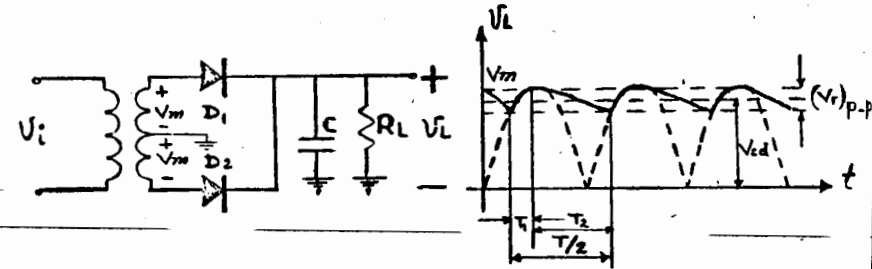


Figura 1.16.- Rectificador de onda completa con filtro capacitivo.

Durante el tiempo T_1 el capacitor se carga al valor de pico V_m y uno de los diodos conduce y durante T_2 , el capacitor se descarga a través de R_L y los diodos no conducen debido a que el voltaje en el capacitor es mayor que el del secundario del transformador.

En la tabla 1.1 se muestran las relaciones más importantes entre los elementos del filtro y las variables involucradas para los filtros más comunes utilizados en baja y mediana potencia.

En estas expresiones es obvio que entre mayor sean las capacitancias, menor es el rizo y mayor es el voltaje de CD en la carga. Desde este punto de vista, se podría concluir que basta aumentar el valor de los capacitores para obtener un mejor filtro. Sin embargo, el capacitor tiene efecto sobre la corriente de pico que circula a través de los diodos rectificadores y entre mayor es el capacitor, mayor es esta corriente.

Haciendo referencia a un rectificador de media onda con filtro capacitivo a la salida, como en el caso del rectificador de onda completa, habrá un tiempo T_1 durante el cual el diodo condu-

ce y un tiempo T_2 de no conducción en el que el capacitor se descarga a través de R_L . En la figura 1.17 se muestra la forma de onda de la corriente. Note que el diodo conduce por un tiempo muy corto y si se aumenta el valor del capacitor, este tiempo disminuye.

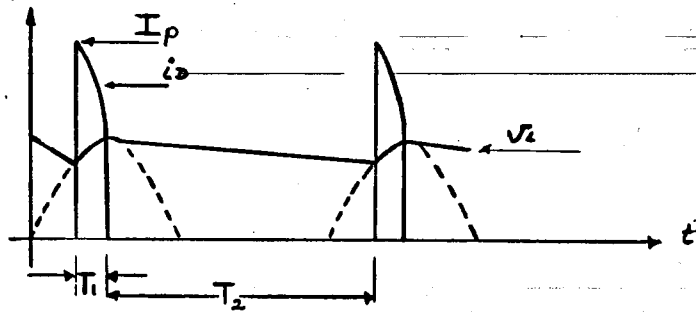


Figura 1.17.- Conducción del diodo en un rectificador de media onda con filtro capacitivo.

Como la corriente promedio suministrada al capacitor y a R_L durante el tiempo de carga debe ser igual a la corriente entregada por el capacitor en el tiempo de descarga, para un tiempo de carga muy corto esto únicamente podrá realizarse con valores de pico muy grandes. Si se aproxima la forma de onda mostrada en la fig. 1.17 por un pulso cuadrado de amplitud I_p , de duración T_1 y periodo T , la corriente promedio o componente de CD estará dada por el área del pulso entre el periodo:

$$I_{dc} = I_p T_1 / T$$

$$I_p = \frac{T}{T_1} I_{dc} \quad (1-7)$$

donde: T_1 = tiempo de conducción del diodo
 T = $1/f$ = período
 I_p = corriente de pico a través del diodo.
 I_{dc} = corriente promedio en la carga.

En la figura 1.18., se muestran varias gráficas muy útiles para el diseño de circuitos rectificadores de onda completa con filtro capacitivo a la salida. En general, existen gráficas para el diseño de todos los filtros incluidos en la tabla 1.1.

Con el fin de mostrar el uso de dichas gráficas, considérese el diseño de un rectificador de onda completa con filtro capacitivo para entregar 40V de CD y 250 mA con menos del 2% de rizo:

Solución

Con la información dada:

$$R_L = \frac{V_{dc}}{I_{dc}} = \frac{40}{250} = 0.16K$$

y de la figura 1.18a., se obtiene para el 2% de rizo:

$$\frac{V_m}{V_{dc}} = 1.035$$

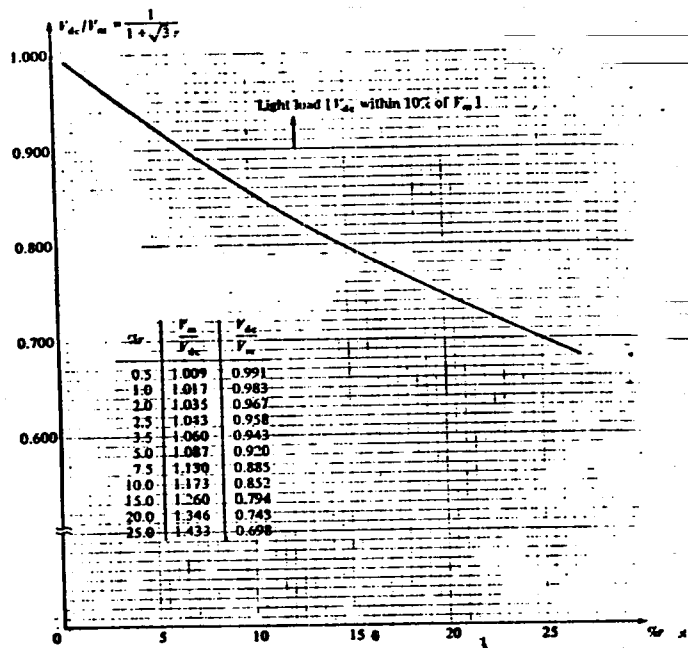
$$\therefore V_m = 1.035 (40) = 41.4 V$$

y de la tabla 1.1:

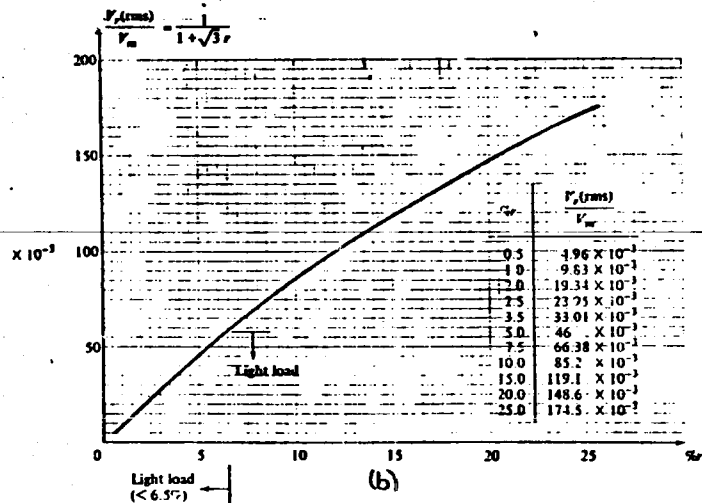
$$C = \frac{I_{dc}}{4 \sqrt{3} f r V_m} = \frac{0.25}{4 \sqrt{3} (60) (0.02) (41.4)}$$

$$C = 726 \mu F$$

También se puede usar la expresión $C = \frac{2.4}{r R_L} (C \text{ en } \mu F)$ que es aplicable cuando la carga es moderada.

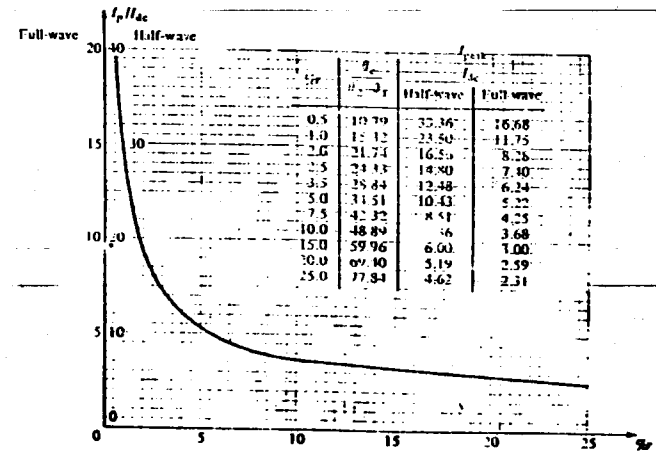


Light load (< 6.5%) (a)



Light load (< 6.5%) (b)

Figura 1.18.- Gráficas para el diseño de filtros capacitivos



$$\theta_1 = \sin^{-1}\left(\frac{1-\sqrt{3}r}{1+\sqrt{3}r}\right) \quad \theta_2 = -\tan^{-1}\left[\frac{1.814}{r(1+\sqrt{3}r)}\right] \quad \theta_c = \theta_1 - \theta_2$$

$$\frac{I_{peak}}{I_{dc}} = \frac{180^\circ}{\theta_c} \quad (\text{full-wave}) \quad \frac{I_{peak}}{I_{dc}} = \frac{360^\circ}{\theta_c} \quad (\text{half-wave})$$

Figura 1.18.- (continuación)

También, la figura 1.18c para $\%r = 28$;

$$\frac{I_p}{I_{dc}} = 8.28$$

$$I_p = 8.28(0.25) = 2.07 \text{ A}$$

y el voltaje rms en el secundario del transformador será:

$$V_S (rms) = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 29.2V$$

PRACTICA #3
EL DIODO RECTIFICADOR Y
EL DIODO ZENER.

OBJETIVO:

Observar la forma en que los voltajes de polarización directa e inversa afectan el flujo de la corriente a través de un diodo rectificador y de un diodo zener.

TRABAJO DE LABORATORIO

DIODO RECTIFICADOR

- 1 a) Ajuste a cero volts la fuente de voltaje Vcc. Arme el circuito de la fig. 1 a, tomando en cuenta la polaridad del diodo rectificador según se indica en la fig. 3 b.

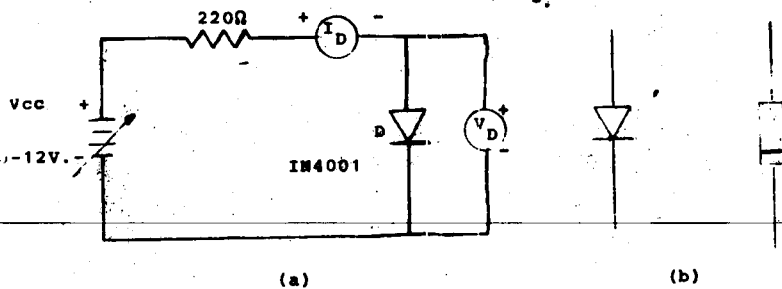


Fig. 3.- a) Circuito que polariza directamente al diodo rectificador.
b) Equivalencia simbólica y física del diodo IN4001.

- 1 b) Aumente gradualmente el voltaje de Vcc para que I_D tome cada uno de los valores indicados en la tabla 1 y anote

la caída de tensión V_D que corresponda a cada valor

I_D	10µa	50µa	100µa	500µa	1ma	10ma	20ma	30ma
V_D (volts)								

tabla 1

- 1 c) Ajuste a cero volts la fuente Vcc e invierta la polaridad del diodo de la fig. 1(a). Aumente gradualmente Vcc hasta que I_D tome los valores de corriente I_D que están indicados en la tabla 2, anotando el valor correspondiente de V_D .

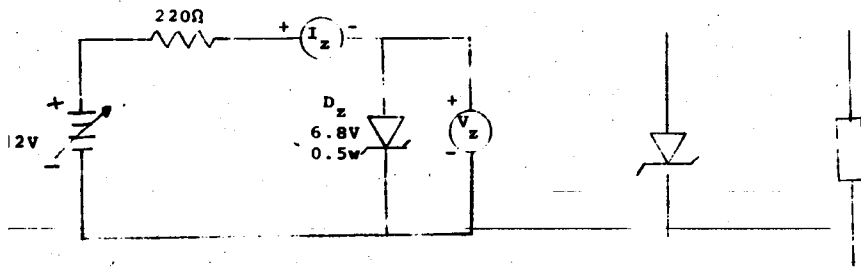
I_D (µa)	1	5	10	15	20	25
V_D (volts)						

tabla 2

- 1 d) Dibuje en papel milimétrico un eje de coordenadas I_D V_D y grafique la curva que resulta de tomar los valores de las tablas 1 y 2.

DIODO ZENER.

- 2 a) Ajuste a cero volts la tensión de Vcc y arme el circuito de la fig. 4(a)



(a)

(b)

Fig. 4 (a) Circuito que polariza directamente el diodo zener.

(b) Equivalencia simbólica y física del diodo zener.

2 b) Aumente gradualmente la tensión de la fuente Vcc hasta que I_z tome cada uno de los valores indicados en la tabla 3 - y anote el voltaje correspondiente de Vz.

I_z	10µa	50µa	100µa	500µa	1ma	10ma	20ma	30ma
V_z (volts)								

Tabla 3

2 c) Disminuya a cero volts la tensión de Vcc. Invierta la polaridad del diodo zener del circuito de la fig. 4(a) y aumente gradualmente la tensión de Vcc para que I_z tome cada uno de los valores que se indican en la tabla y anotan

el valor correspondiente de $-V_z$

$-I_z$	10µa	30µa	100µa	300µa	1ma	3ma	10ma	30ma
$-V_z$ (volts)								

Tabla 4.

3.- En papel milimétrico, dibuje los ejes coordenados $I_z - V_z$ y grafique los valores I_D y V_D dados en las tablas 1 y 2 con tinta roja.

En el mismo eje de coordenadas grafique los valores dados en las tablas 3 y 4 con tinta azul.

4.- Observando la gráfica que resulta del inciso 3, diga en qué condiciones son equivalentes y diferentes, el diodo rectificador y el diodo zener.

5.- Calcule el valor de la impedancia dinámica r_z del diodo zener a partir de la curva característica obtenida en el inciso 3 y con ayuda de la fig. 2(b).

MATERIALES USADOS:

Un diodo rectificador IN4001.

Un diodo zener de 6.8 volts, 0,5 watt.

Una resistencia de 220Ω, 0.5 watt.

PRACTICA #4

RECTIFICADORES

OBJETIVO : Conocer diferentes configuraciones de rectificadores.

TRABAJO DE CASA.

- 1.- Explique el funcionamiento de los circuitos de las figuras 1, 2, 3 y 4.

TRABAJO DE LABORATORIO.

- 1.- Arme el circuito de la figura 1. Coloque el osciloscopio entre los puntos A y B.

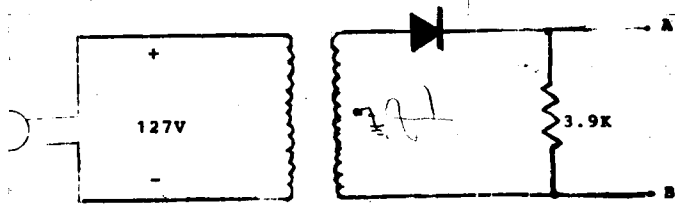


Fig. 1

- 2.- Grafique la forma de onda observada colocando el selector primero en AC y después en DC. ¿Cuánto vale la componente de C.D. del voltaje medido?

- 3.- Coloque un capacitor de 3.3 μ f entre los puntos A y B y observe el cambio ¿Qué sucedió?

Cambie la resistencia de 3.9 K por una de 2.2 K ¿Qué sucede?

- 4.- Rectificador de onda completa.

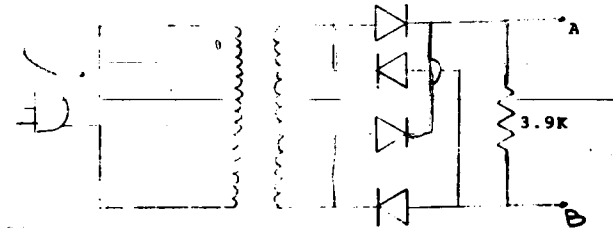


Fig. 2

Arme el circuito de la figura 2 y repita los pasos 2 y 3

- 5.- Rectificador de onda completa bipolar.

Arme el circuito de la figura No. 3

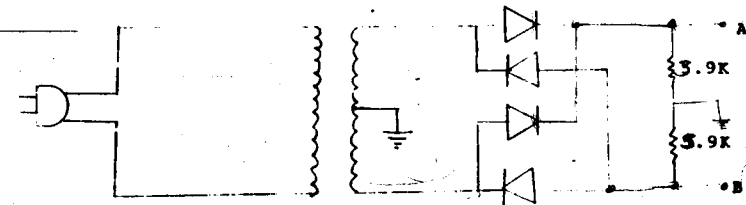


Fig. 3

Coloque un canal del osciloscopio al punto A y el otro al punto B.

- 6.- Grafique las formas de onda observadas con el selector en AC y en DC. Note que el voltaje en el punto A es positivo con respecto a tierra y el B negativo, pero cada uno de ellos es la mitad del voltaje medido en el punto 5.

Material:

- 4 Diodos series IN400X (X= 1 al 6) o equivalentes.
- 1 Transformador 127 a 12 volts a 200 mA con TAP CENTRAL
- 2 Resistencias 3.9 K 1/4 watt
- 2 Capacitores de 3.3 μ F
- 1 Clavija para el transformador.

PRACTICA # 5

EL DIODO ZENNER COMO REGULADOR

OBJETIVO: Conocer el funcionamiento del diodo Zenner como regulador.

TRABAJO DE CASA.

Para el circuito de la figura 1 calcule el valor de R_1 , la potencia máxima que disipa y la potencia máxima que disipa el diodo zenner si el voltaje de entrada (V_F) varía entre 9 y 12 volts, y la resistencia de carga (R_L) entre $1K\Omega$ y $11K\Omega$.

Nota : Considere que i_z (min) = 2 mA.

TRABAJO DE LABORATORIO.

- 1.- Arme el circuito de la figura 1:

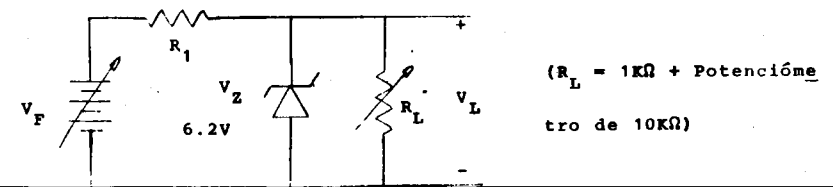


FIGURA 1

- 2.- Verifique que para la variación indicada de V_F y R_L , el voltaje en la carga (V_L) tiende a permanecer constante.
- 3.- Deberá haber notado que el voltaje V_L varía al variar V_F o R_L , ¿A qué se debe esta variación?

4.- Existen dos parámetros que caracterizan a un circuito regulador. Ellos son la regulación de carga, que relaciona la variación del voltaje a la salida de un regulador con la variación de la corriente de salida, y la regulación de línea, que indica la variación del voltaje de salida para una variación dada en el voltaje de entrada.

Material:

- 1 diodo Zenner de 6.2 Volts Potencia calculada.
- 1 resistencia 2 KΩ 1/4 W
- 1 Potenciómetro 10 KΩ
- 1 Resistencia valor y potencia calculada.

Efectúe las mediciones necesarias para calcular las regulaciones de carga y de línea de acuerdo a las siguientes expresiones:

$$\% R \text{ carga} = \frac{V_{L2} - V_{L1}}{V_L \text{ (nominal)}} \times 100 \quad \text{donde } V_{L2} \text{ es } V_L \text{ -}$$

cuando I_L es mínima.

V_{L1} es V_L cuando I_L es máxima.

$$\% R \text{ línea} = \frac{\Delta V_L}{\Delta V_P} \times 100 \text{ a } I_L \text{ mínima.}$$

¿En un regulador ideal cuánto deberá valer R_C y R_L ?

5.- Mida la eficiencia mínima y máxima de este regulador. A su juicio ¿Es eficiente este regulador? ¿Por qué?

Nota: Recuerde que $\% \eta = \frac{P \text{ salida}}{P \text{ entrada}} \times 100$

PRACTICA No. 6

CURVAS CARACTERISTICAS DEL TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO (FET)

Objetivo: Conocer y obtener experimentalmente las curvas características y los valores de algunos de los parámetros del FET.

Antecedentes:

El FET es un transistor en el cual por medio de una tensión eléctrica aplicada entre G y S (VGS), tendrá control sobre las corrientes I_{DS} que fluye a través del transistor entre las terminales D y S. El FET puede ser de canal N o P dependiendo de su estructura cristalina. El más comercial es el canal N. La fig. 1, muestra la representación simbólica de estos transistores.

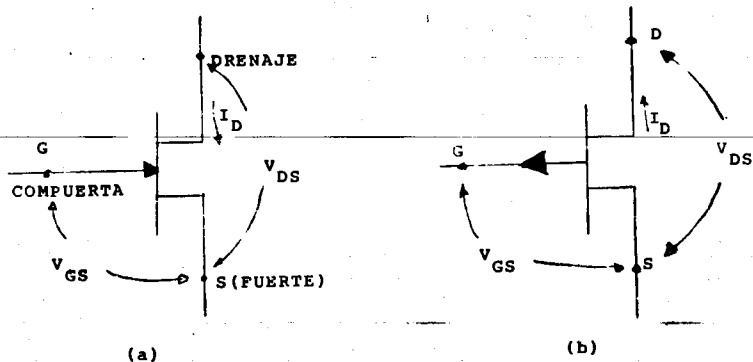


Fig. 1.- Representación de los dos tipos de transistores, ilustrando las polaridades convencionales del -

(a) FET canal N; (b) FET canal P.

Similarmente como los transistores bipolares, los FET's, tienen sus curvas características muy parecidas a ellos, pero con variables diferentes según se muestra en la fig. 2, en donde se grafica I_D en función de V_{DS} , para diversos valores constantes de V_{GS} .

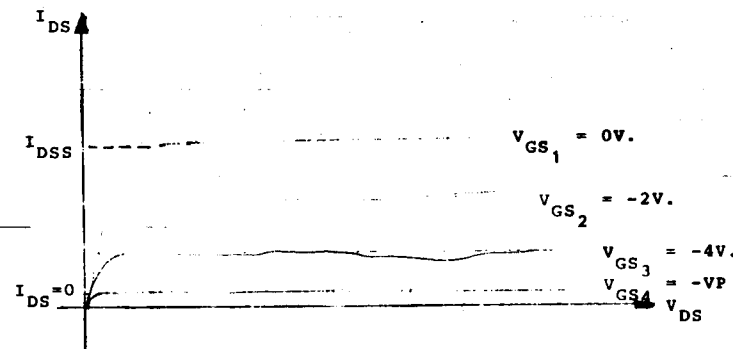


Fig. 1.- Curvas características del FET.

Se observa de la fig. 1 que para $V_{GS} = 0$ Volts se tiene una corriente máxima de saturación I_{DS} y para V_{GS} igual a V_P (V_P es conocido como voltaje de estrangulamiento), I_D es prácticamente cero, Estas variables están relacionadas en la siguiente ecuación.

$$I_{DS} = I_{DS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (1)$$

Para poder utilizar el FET como amplificador de señales alternas necesitamos definir un parámetro que indica el grado

de control que el voltaje de disparo V_{gs} tiene sobre la corriente de drenaje i_d en condiciones de señal pequeña. Este parámetro es la trasconductancia g_m (en unidades de 1/ohm ó mhos) y es igual a cualquiera de las ecs. (2), (3) ó (4).

$$g_m = \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} \text{ , cuando } V_{DS} \text{ es constante} \quad (2)$$

$$g_m = -2 \frac{I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right) \quad (3)$$

$$g_m = -2 \frac{I_{DSS}}{V_p} \text{ , cuando } V_{GS} = 0 \quad (4)$$

El circuito equivalente del FET en señal pequeña y a bajas frecuencias está representado en la fig. 2. Debido a que no hay consumo de corriente hacia la terminal G del FET, $I_{GS} = 0$ y entonces tenemos que la impedancia de entrada del FET es muy alta y de varios millones de ohms. El parámetro r_{ds} está definido como :

$$r_{ds} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \text{ , cuando } V_{GS} \text{ es constante} \quad (5)$$

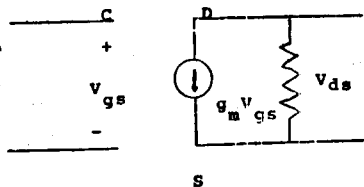


Fig. 2 .- Circuito equivalente del FET.

TRABAJO DE CASA:

Utilizando los datos del FET 2A269, $I_{DSS} = 15 \text{ ma}$ y $V_p = -5 \text{ volts}$, calcular I_{DS} y g_m cuando $V_{GS} = -5, -3$ y 0 volts .

MATERIALES A EMPLEAR

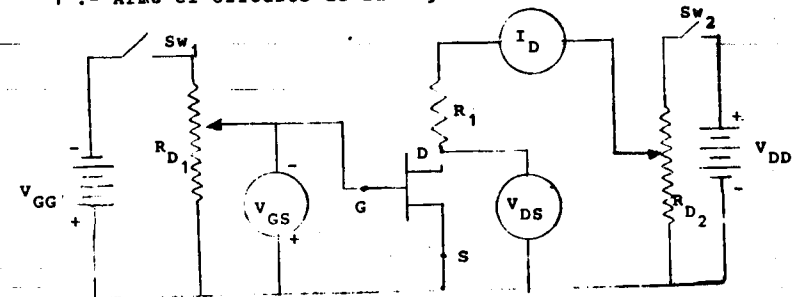
Un FET 2A269

Una resistencia de 100Ω , $0.5w$.

Dos potenciómetros tipo preset de $1K\Omega$

TRABAJO DE LABORATORIO

1 .- Arme el circuito de la fig. 3



$Q_1 = \text{FET 2A269}$

$R_1 = 100\Omega$, $0.5w$.

$R_{p1} = R_{p2} = \text{potenciómetro } 1K\Omega$

$V_{DD} = 15 \text{ volts}$.

$V_{GG} = 6 \text{ volts}$.

Fig. 3 .- Circuito para obtener las curvas características del FET.

2.- Cierre sw1 y varíe R_{p1} tal que $V_{GS1} = 0$ volts, cierre sw2 y varíe R_{p2} para que VDS tome valores sucesivos de 0.5 a 10 volts como se indica en la tabla 1 y anote los valores correspondientes de I_{DS1} . Repita el mismo proceso para $V_{GS} = -3$ y -5 volts.

5.- Compare los resultados de IDS obtenidos en la tabla 1 con los obtenidos en el TRABAJO DE CASA. Si hay alguna diferencia entre estos valores, explique.

	$V_{GS1} = 0$ volts	$V_{GS2} = -3$ volts	$V_{GS3} = -5$ volts
VDS (volts)	IDS1 (ma)	IDS2 (ma)	IDS3 (ma)
0.5			
1			
2			
4			
6			
8			
10			

Tabla 1

3.- Con ayuda de la tabla 1 grafique IDS contra VDS para cada uno de los valores de V_{GS1} , V_{GS2} y V_{GS3} .

4.- Observando las curvas características del FET del inciso 3, determine el valor de I_{DSS} y V_p . Utilizando las ecuaciones 2 y 5 calcule el valor de μ_n y r_{ds} .

PRACTICA No.7

AMPLIFICADOR CON JFET

OBJETIVO: Que el alumno observe el efecto de la polarización en un amplificador con JFET.

TRABAJO DE CASA.

- 1) Cuando se utiliza al JFET como amplificador ¿En qué región de operación se debe utilizar? ¿Por qué?
- 2) ¿Qué significa el parámetro G_m en el modelo de señal pequeña del JFET? ¿De qué depende su valor?
- 3) Calcule el punto de operación del JFET en el circuito de la figura 1, consulte el valor de I_{DSS} y V_p del JFET 2A269. Ref. Manual de semiconductores de silicio. Tipos preferidos en Latinoamérica. Texas Instruments.

TRABAJO DE LABORATORIO.

- 1) -Arme el circuito de la figura 1. 15V

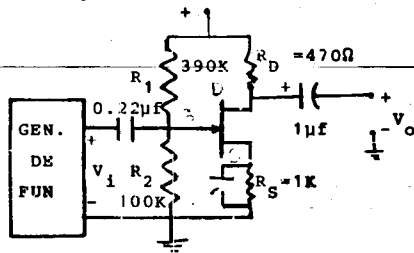


Fig. 1

- 2) Mida el punto de operación y con este dato calcule el valor de g_m ($g_m = \frac{dI_D}{dv_{GS}}$)

- 3) Ajuste el generador de funciones a que v_i sea de 0.2 V_{p-p} y frecuencia 2 KHz.
- 4) Mida la ganancia.
- 5) Coloque a la salida del amplificador una resistencia de 1 KΩ. Observe que v_o disminuye. Esto se debe a la impedancia de salida del amplificador. Mida esa impedancia de salida.
- 6) Varie el voltaje de alimentación de 15 V a 10 V y observe que el voltaje a la salida disminuye.
- 7) Retire el generador de funciones y mida nuevamente el punto de operación. Calcule nuevamente el valor de g_m y observe que es menor al del punto 2. La ganancia de voltaje de este amplificador está en función directa de g_m ($A_v = K g_m$); por lo que si g_m varía, (lo que se logra al variar el punto de operación) la ganancia de voltaje también.
- 8) La configuración utilizada en esta práctica es la de SOURCE común. ¿Qué modificaciones haría en el circuito para obtener las configuraciones de GATE común y DRAIN común?

MATERIAL :

- 1 JFET 2A269 .
- 2 resistencias 1 KΩ (1/4 watt). 1 capacitor 0.22 µf
- 1 resistencia 470 Ω (1/4 watt). 2 capacitores 1 µf
- 1 resistencia de 390 KΩ (1/4 watt).
- 1 resistencia de 100 KΩ (1/4 watt).

1.4 EL TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA (TBJ)

El TBJ comúnmente conocido como transistor, es un dispositivo compuesto por dos uniones PN. Dependiendo del arreglo que se haga con los materiales tipo P y N, se dice que el transistor es tipo PNP ó NPN. Su estructura básica se muestra en la figura 1.23.

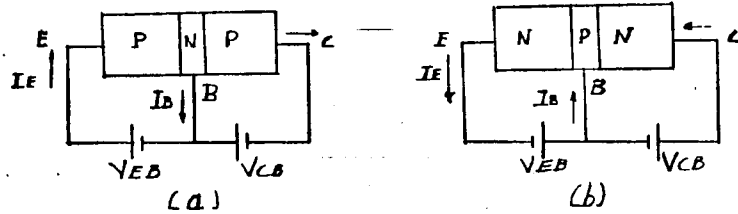


Figura 1.23.- Transistor (a) PNP y (b) NPN.

En términos generales se explicará el funcionamiento del transistor PNP, pero se hace la aclaración que el NPN es complementario del anterior, por tanto, lo que se diga del PNP es válido para el NPN intercambiando la función de los huecos por la de los electrones, así mismo como el sentido de las corrientes y la polaridad de los voltajes, note este último hecho en la figura anterior. Las terminales de este elemento se designan por: E = EMISOR, B = BASE, y C = COLECTOR; por razones que resultarán obvias más adelante.

En la figura 1.24a, se ha removido la polarización entre base y colector. El diodo B-E conduce ya que $V_{EB} > 0$ (< 0 para NPN) y se produce una fuerte inyección de portadores mayoritarios (huecos) a la base. En la parte (b) de la misma figura, se ha eliminado la polarización entre B-E, quedando únicamente la unión C-B que está polarizada en inversa, recuérdese que en este caso la corriente es muy pequeña y se debe al movimiento de portadores minoritarios.

Cuando ambas polarizaciones están presentes, como en la figura 1.24c, hay un flujo de portadores mayoritarios y minoritarios. Como se indica, debido a que la base es muy delgada, la gran mayoría de los huecos o portadores mayoritarios inyectados por el emisor, pasan hasta el colector y muy pocos se recombinan con los electrones de la base.

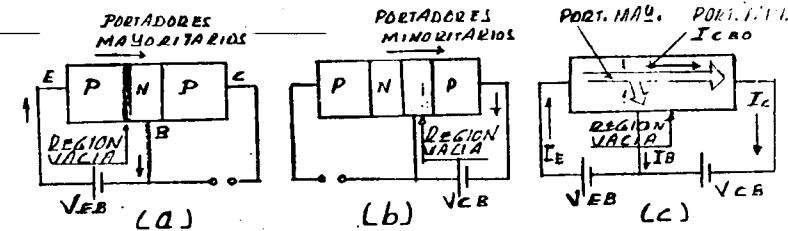


Figura 1.24.- Respuesta del TBJ a voltajes aplicados en sus terminales.

Aplicando Kirchhoff, se tiene:

$$I_E = I_C + I_B \quad (1-8)$$

en donde la corriente de colector tiene dos componentes, debidas a los portadores mayoritarios y minoritarios:

$$I_C = I_{C(may.)} + I_{CBO} \quad (1-9)$$

En transistores de propósito general y de baja potencia, mientras I_C es del orden de mA, I_{CBO} es de nA, como I_S en los diodos. Es dependiente de la temperatura y merece un especial cuidado en aplicaciones de alta potencia.

La configuración mostrada en la figura 1.24, es conocida como configuración en base común, porque la base es común tanto a

emisor como al colector, observe que los voltajes están referidos a la base. Para valores fijos de V_{CB} en esta configuración, la relación de un pequeño cambio en I_C a un pequeño cambio en I_E es llamada factor de amplificación de corriente en corto circuito y se representa por la letra α :

$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \Big|_{V_{CB} = \text{Cte.}} \quad (1-9)$$

o bien:

$$\alpha \approx \frac{I_C}{I_E} \quad (1-10)$$

Las ecuaciones (1-9) y (1-10) se emplean para determinar α a partir de las características del dispositivo o de las condiciones del circuito. Sin embargo, en sentido estricto, α es solamente una medida de la cantidad de huecos que siendo "emitidos" por el emisor, con "recolectados" por el colector. De aquí,

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \quad (1-11)$$

En la figura 1.25 se muestran las características de base común de un transistor PNP, acompañadas de los símbolos utilizados para este dispositivo. Como en esta configuración las variables de entrada son la corriente del emisor y el voltaje emisor-base, a la familia de curvas $I_E - V_{EB}$ se les conoce con el nombre de características de emisor ó de entrada. De igual manera, como las variables de salida son I_C y V_{CB} , a esta familia se le conoce como características de colector ó de salida.

Como el transistor es un elemento de tres terminales, hay cuatro posibilidades de polarización:

- a) $V_{EB} > 0$ y $V_{CB} < 0$ Región Activa Directa ($V_{EB} < 0$ y $V_{CB} > 0$ para NPN)
- b) $V_{EB} > 0$ y $V_{CB} > 0$ Región de Saturación ($V_{EB} < 0$ y $V_{CB} < 0$ para NPN)

- c) $V_{EB} < 0$ y $V_{CB} < 0$ Región de Corte ($V_{EB} > 0$ y $V_{CB} > 0$ para NPN)
- d) $V_{EB} < 0$ y $V_{CB} > 0$ Región Activa Inversa ($V_{EB} > 0$ y $V_{CB} < 0$ para NPN)

La última de ellas no tiene ninguna utilidad práctica. En cambio, la primera se utiliza para aplicaciones de amplificación y está limitada:

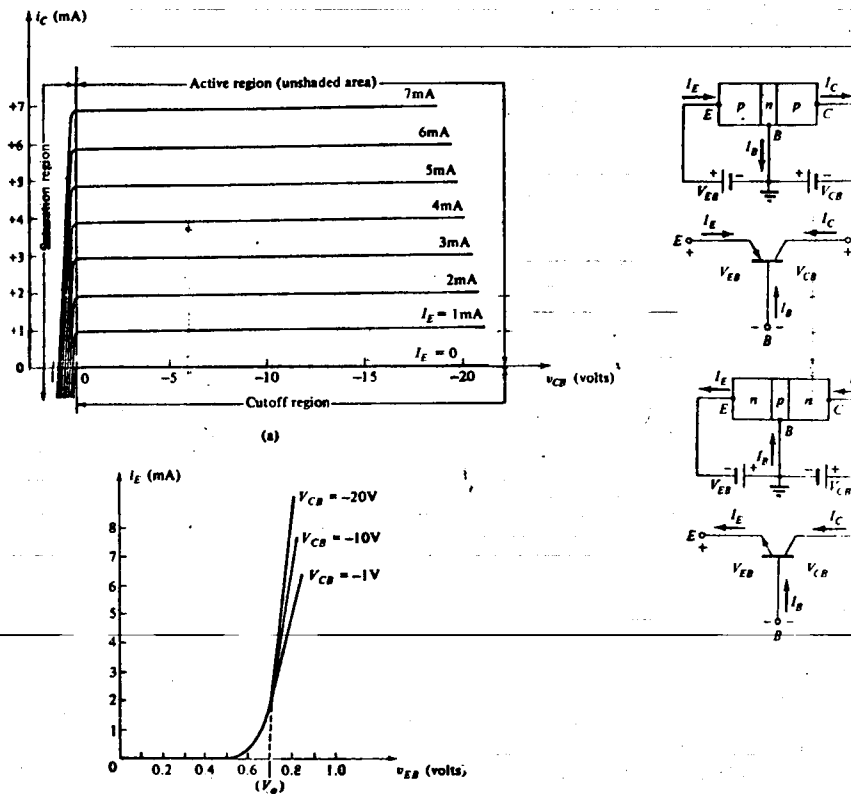


Figura 1.25.- Características de un transistor PNP en base común.

por las otras dos, que definen dos estados de bastante interés: en la región de corte $I_C \approx 0$ y V_{CB} puede ser cualquiera (dentro de los límites del transistor), es similar a tener un circuito abierto; por otro lado, en la región de saturación V_{CB} es muy pequeña e I_C puede ser cualquiera (dentro de los límites del transistor), es similar a un cortocircuito. Estas dos regiones permiten utilizar al transistor como interruptor.

Es importante notar en las características, que el voltaje V_{CB} tiene un efecto despreciable en la región activa y que V_0 si que siendo aproximadamente 0.7 V, como en el caso de los diodos de silicio.

Posiblemente, la configuración más utilizada sea la de emisor común. En la figura 1.26 se muestran la notación y la simbología usada para este caso; y las características de entrada y de salida se presentan en la figura 1.27.

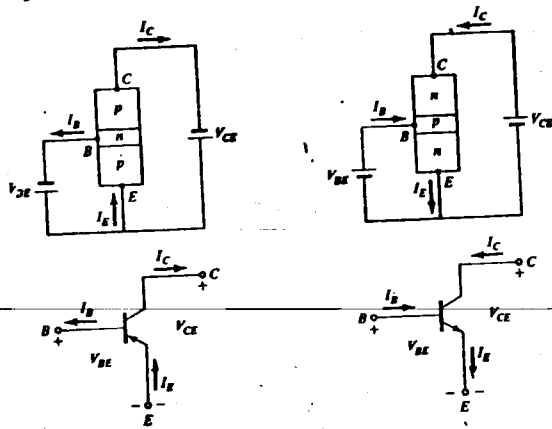


Figura 1.26.- Configuración en emisor común.

Un hecho diferente para esta configuración, lo representa

la región de corte, la cual no está muy bien definida, como en el caso anterior. Observe en la característica de salida que I_C es igual con cero, cuando $I_B = 0$. Esto es fácil de comprobar

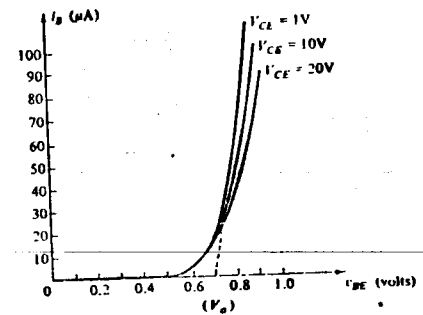
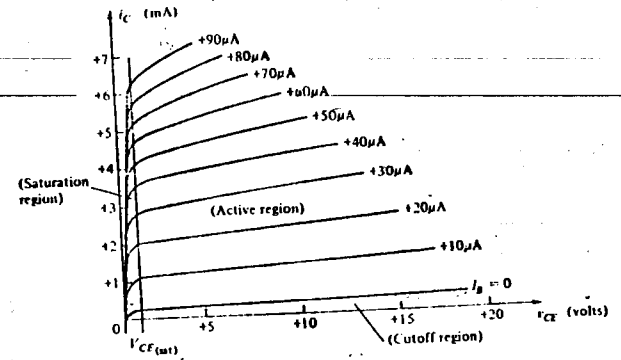


Figura 1.27.- Características de un transistor PNP en emisor común.

Manipulando las ecuaciones (1-8) y (1-11):

$$\begin{aligned}
 I_C &= \alpha I_E + I_{CBO} \\
 &= \alpha(I_C + I_B) + I_{CBO} \\
 \therefore I_C &= \frac{\alpha I_B}{1-\alpha} + \frac{I_{CBO}}{1-\alpha} \quad (1-12)
 \end{aligned}$$

y se define:

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1-\alpha} \Big|_{I_B = 0}$$

Como en la configuración anterior, se define el factor de amplificación de corriente en emisor común:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \Big|_{V_{CE} = \text{Cte.}} \quad (1-13)$$

y una buena aproximación es:

$$\beta \approx \frac{I_C}{I_B} \quad (1-14)$$

en donde I_C e I_B tienen algún valor en la región activa. Como I_C e I_B en la ecuación anterior tienen un valor constante de CD, a la β obtenida con (1-14) se le llama de CD; y a la obtenida con la ecuación (1-13), β de CA. Los valores típicos de β están en el rango de 20 a 600. Es fácil demostrar que:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (1-15)$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} \quad (1-16)$$

$$I_E \approx (\beta+1) I_B \quad (1-17)$$

$$I_{CEO} \approx \beta I_{CBO} \quad (1-18)$$

Todas las expresiones indicadas hasta el momento, son válidas únicamente para la región activa directa ya que se han derivado bajo el supuesto de que $V_{EB} > 0$ y $V_{CB} < 0$.

Para finalizar, la última configuración es designada como colector común ó emisor-seguidor. Generalmente, para el diseño de circuitos en esta configuración, se utilizan las curvas de emisor común ya que son prácticamente iguales. Como se indica en la figura 1.28, las variables de entrada son I_B y V_{BC} ; y las de salida I_E y V_{EC} ; fácilmente se pueden relacionar con las de emisor común:

$$V_{EC} = -V_{CE} \quad (1-19)$$

$$I_E = \frac{I_C}{\alpha} = \frac{\beta}{\beta+1} I_C \quad (1-20)$$

$$V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} \quad (1-21)$$

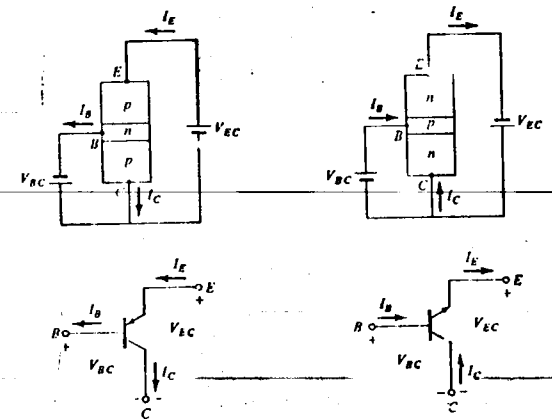


Figura 1.28.- Configuración en colector común.

1.4.1 Modelos

Existen varios circuitos equivalentes que modelan el funcionamiento del transistor, de hecho, las ecuaciones planteadas anteriormente, tienen su origen en uno de ellos.

En la figura 1.29, se muestra un circuito equivalente. Las líneas de trazo continuo representan a los elementos debidos a la presencia del diodo emisor-base; y las de trazo discontinuo a los elementos debidos al diodo colector-base.

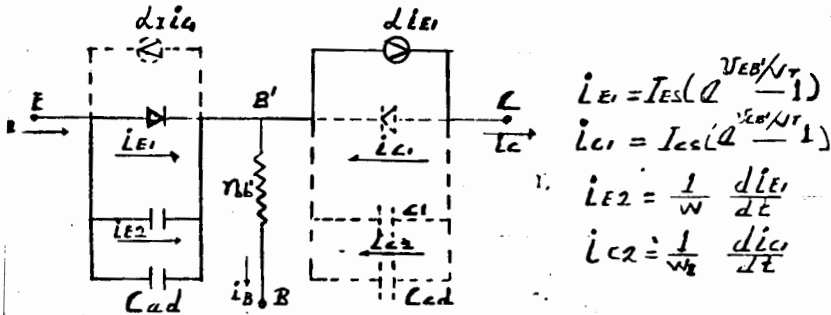


Figura 1.29.- Modelo de Ebers-Moll.

Las fuentes de corriente representan la difusión de portadores minoritarios a través de la base, provenientes del emisor y del colector. La resistencia $r_{bb'}$ representa la resistencia entre la base efectiva y la terminal de base. Las corrientes capacitivas i_{E2} e i_{C2} representan los efectos capacitivos debidos a la difusión de los portadores a través de la base. C_{ad} y C_{cd} representan las capacitancias de las regiones vacías. En la mayoría de los casos prácticos, las corrientes a través de las capacitancias de las regiones vacías, serán despreciables en comparación con las corrientes i_{E2} e i_{C2} , que serán tan grandes según sean polarizadas las junturas en directa. Por otro lado, ocurrirá lo contrario cuando las junturas se polaricen en inversa.

Bajo condiciones estáticas (y dinámicas a bajas y medianas frecuencias), se pueden despreciar todos los efectos capacitivos y el circuito se simplifica, véase fig. 1.30.

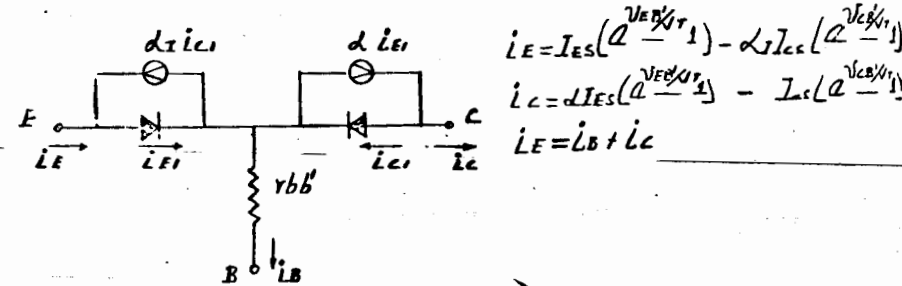


Figura 1.30.- Modelo simplificado

Para $v_{EB'} > 0$ y $v_{CB'} < 0$ se tiene:

$$i_E \approx I_{ES} (e^{V_{EB'}/V_T} - 1)$$

$$i_C \approx \alpha i_E$$

$$i_E \approx i_B + i_C = (\beta + 1) i_B = \frac{\beta + 1}{\beta} i_C$$

las cuales son válidas para la región activa directa y dan origen al modelo más simplificado de la figura 1.31.

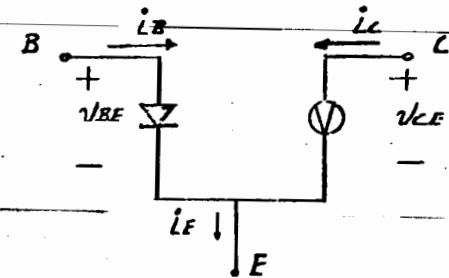


Figura 1.31.- Modelo simplificado para la región activa directa

Para finalizar, puede asegurarse que este modelo puede usarse tanto para el análisis estático (polarización), como para el dinámico en bajas y frecuencias medias (cuando se tiene señal presente). Como en el caso del simple diodo, el diodo EB puede a su vez modelarse.

1.5 Polarización

Para utilizar al TBJ en aplicaciones de amplificación, como se ha mencionado, deberá estar polarizado en su región activa, que está limitada como se muestra en la fig. 1.32

La curva de potencia máxima es conocida como Hipérbola de máxima potencia, está compuesta por todos los puntos (i_C , V_{CE}) cuyo producto da la potencia máxima característica del transistor. En dicha figura, P_C (máx) = 30mw, i_C (máx) = 6mA y V_{CE} (máx) = 20V.

En las figuras 1.33 y 1.34, se muestran algunos circuitos típicos de polarización, los cuales serán analizados en la sesión correspondiente.

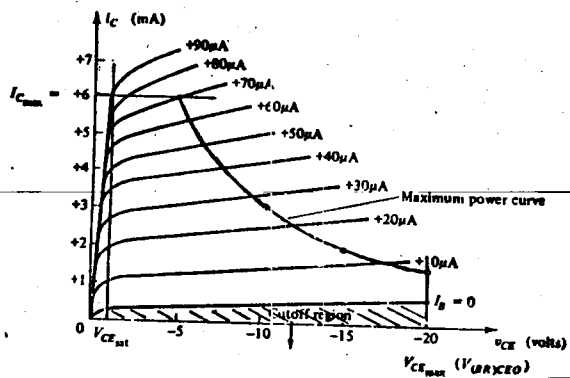


Figura 1.32.- Región de operación para aplicaciones como amplificador.

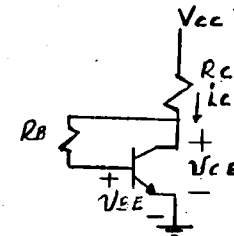
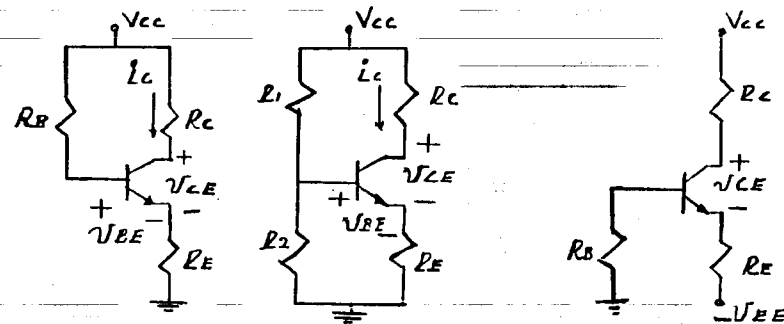


Figura 1.33.- Circuitos típicos de polarización.

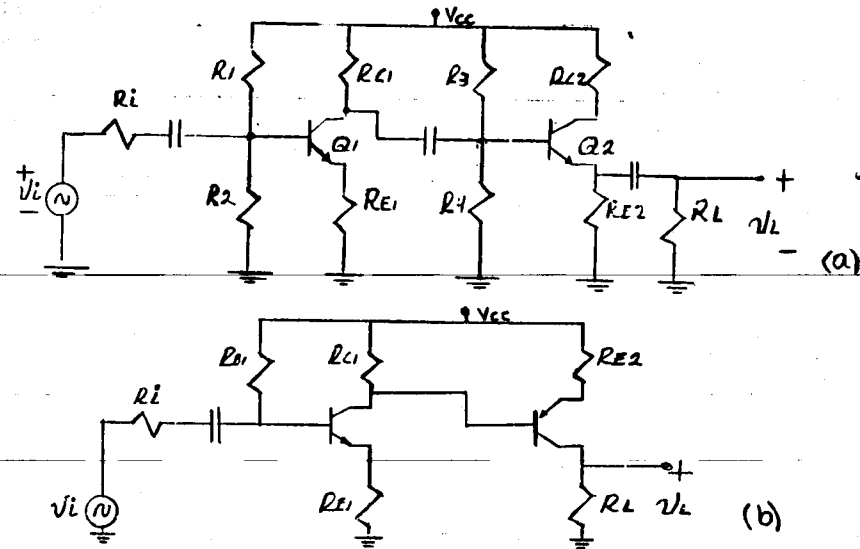


Figura 1.34.- Acoplamientos (a) capacitivo y (b) directo.

PRACTICA No.8

CURVAS CARACTERISTICAS DE UN TRANSISTOR
BIPOLAR TBJ.

OBJETIVO: Conocer y medir experimentalmente los parámetros h_{FE} , h_{fe} y h_{oe} del transistor bipolar.

TRABAJO DE CASA:

- 1.- Explique brevemente el funcionamiento de un TBJ.
- 2.- Explique cómo se forman las curvas características de un TBJ.
- 3.- ¿En qué región debe operar un TBJ para que no se distorsione la señal de salida?
- 4.- ¿Qué significa el parámetro r_o y cómo puede medirse a partir de las curvas características de un TBJ?
- 5.- Considerando los valores h_{FE} , h_{fe} y h_{oe} . ¿Cuáles son sus equivalentes en el modelo híbrido?
- 6.- Investigue el valor de β , $i_c(\max)$, V_{CE0} y r_o del transistor BC237 en la hoja de datos del fabricante.

TRABAJO DE LABORATORIO.

- 1.- Arme el circuito de la fig. 1

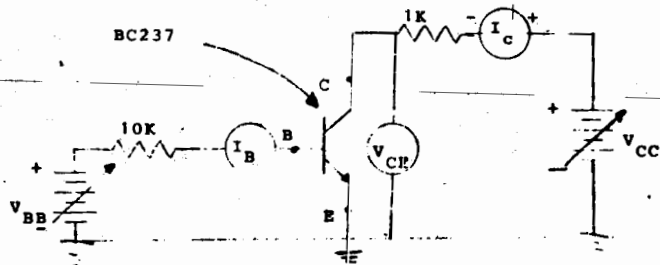


Fig. 1 Circuito amplificador de emisor común.

- 2.- Haciendo $V_{BB} = 0$ volts para que $I_B = 0 \mu a$, ajuste sucesivamente V_{CE} , para que tome los valores de 0.5, 1, 2, 4, 6 y 8 volts, anotando en cada uno de estos valores, el correspondiente de I_c .

Nota: En cada variación de V_{CE} , debe ajustar V_{BB} para que I_B se mantenga constante

Repita el mismo procedimiento anterior para I_B igual a 10, 20 y 30 μa y registre los valores en la tabla 1.

	$I_{B1} = 10\mu a$	$I_{B2} = 20\mu a$	$I_{B3} = 30\mu a$
V_{CE} (volts)	I_{C1} (ma)	I_{C2}	I_{C3}
0.5			
1			
2			
4			
6			
8			
10			

Tabla 1.

- 3.- De los resultados de la tabla 1 grafique en el plano de coordenadas V_{ce} contra i_c , las curvas resultantes.
- 4.- Usando las curvas resultantes del inciso 3, calcule h_{fe} , h_{FE} y h_{oe} considerando una pe-

queña región alrededor de un punto (1) de operación que -
usted escoja.

8) Comente las diferencias que haría al circuito de la figura
para que la ganancia de voltaje fuere mayor.

NOTA: $hFE = i_{c2} / i_{B2}$ (cualquiera de las corrientes de ba
se y de colector que está en la tabla 1).

MATERIALES USADOS:

Un transistor BC237

Una resistencia de $10K\Omega$, 1/2 w.

Una resistencia de $1K\Omega$, 1/2 w.

PRACTICA No. 9

EL TBJ

OBJETIVO: Discutir la estabilidad entre dos diferentes configuraciones de polarización de un TBJ y observar su funcionamiento como amplificador.

TRABAJO DE CASA.

- 1) Si se utiliza un TBJ como amplificador ¿En qué región debe utilizarse? ¿Por qué?
- 2) Calcule el punto de operación del TBJ en el circuito de la figura 1. Consulte el valor de β que da el fabricante para el transistor 2A237.
- 3) Calcule el valor de R_B y R_C en el circuito de la figura 2, para que el punto de operación de Q_2 sea el mismo que el de Q_1 .

TRABAJO DE LABORATORIO.

- 1) Arme el circuito de la figura 1 y mida el punto de operación de Q .

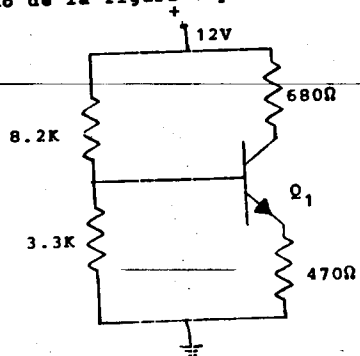


FIGURA No. 1

- 2) Arme el circuito de la figura 2, mida el punto de operación de Q_2 .

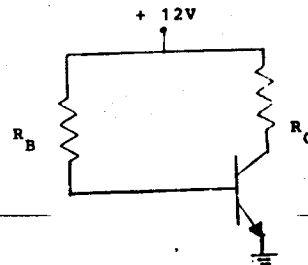


FIGURA No. 2

- 3) Verifique que en el circuito de la figura 1 el punto de operación de Q_1 se encuentra estabilizado contra variaciones de β (es decir $R_B \ll R_E (\beta + 1)$).
- 4) De los puntos de operación medidos ¿Cuál se aproxima más al teórico? ¿Por qué?
- 5) Arme el circuito de la figura 3.

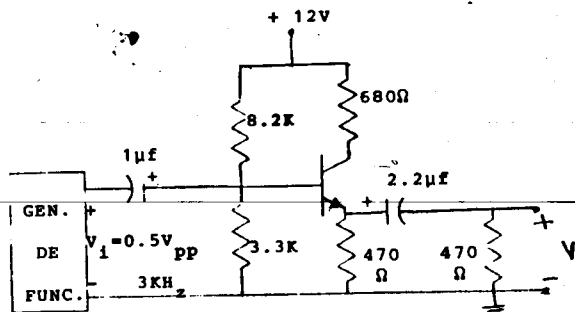


FIGURA No. 3

- 6) ¿Qué tipo de configuración se tiene?
- 7) Mida la ganancia, la impedancia de entrada y la impedancia de salida.

8) Comente las diferencias que haría al circuito de la figura para que la ganancia de voltaje fuere mayor.

PRACTICA No. 10

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

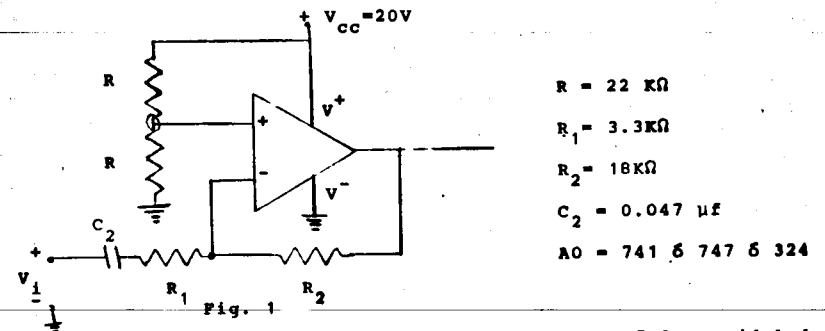
OBJETIVO: Conocer las configuraciones básicas del amplificador operacional polarizado con una sola fuente de alimentación.

TRABAJO DE CASA:

- Explique el concepto de tierra virtual en un amplificador operacional Fig. 1

TRABAJO DE LABORATORIO

1.- Arme el circuito de la figura 1.



- 2.- Coloque a la entrada del circuito una señal senoidal de 1 V_{pp} y frecuencia 10 KHz. Mida la ganancia la impedancia de entrada y la componente de DC en el voltaje de salida.
- 3.- Repita los pasos 1 y 2 para el circuito de la figura 2.

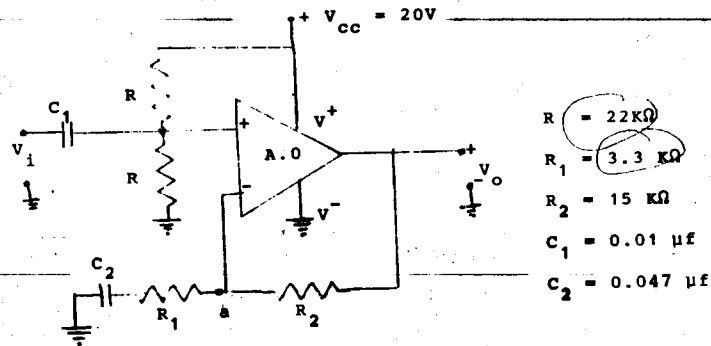


FIGURA 2

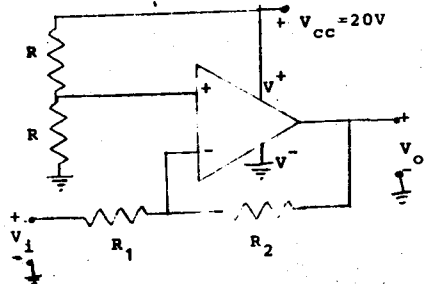
- R = 22KΩ
- R₁ = 3.3 KΩ
- R₂ = 15 KΩ
- C₁ = 0.01 μf
- C₂ = 0.047 μf

- 4.- Desconecte el punto a del circuito de la figura 2 y repita el paso 2
- 5.- Verifique que las ganancias de voltaje medidos para los tres circuitos corresponden a la de las configuraciones INVERSORA, NO INVERSORA Y SEGUIDORA de un amplificador operacional.

POLARIZACION DEL AMP. OP. CON UNA SOLA FUENTE Y AMPLIFICADO A UNA SEÑAL BIPOLAR.

En la práctica anterior se utilizó un amplificador operacional polarizado con dos fuentes de alimentación.

En esta práctica se polariza el Amp. Op. con una sola fuente y amplificando a una señal bipolar. Veamos su funcionamiento.



Utilizando el teorema de superposición, calculemos el voltaje de salida en directa Vo (DC).

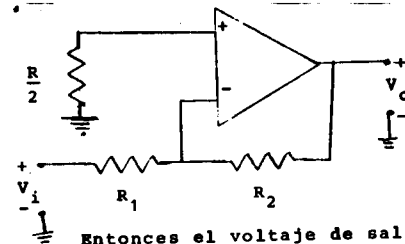
Sabemos que un capacitor en C.D. se comporta como un circuito abierto, por lo que el circuito queda así.

Observamos que se tiene una configuración seguidora con voltaje de entrada

$$V_i \text{ (DC)} = \frac{V_{CC}}{2} \text{ por lo que } V_o \text{ (D.C.)} = \frac{V_{CC}}{2}$$

Verifique que la componente de directa medida en la práctica ha lla sido $\frac{V_{CC}}{2}$ para los 3 casos

Para la figura 1 . La salida será en AC



$$V_o \text{ (AC)} = - \frac{R_2}{R_1} V_i$$

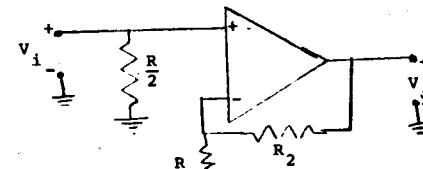
El voltaje a la salida será:

$$V_o = V_o \text{ (AC)} + V_o \text{ (DC)}$$

Entonces el voltaje de salida será:

$$V_o = \frac{V_{CC}}{2} - \frac{R_2}{R_1} V_i$$

Para la configuración NO INVERSORA



Donde:

$$V_o \text{ (AC)} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_i$$

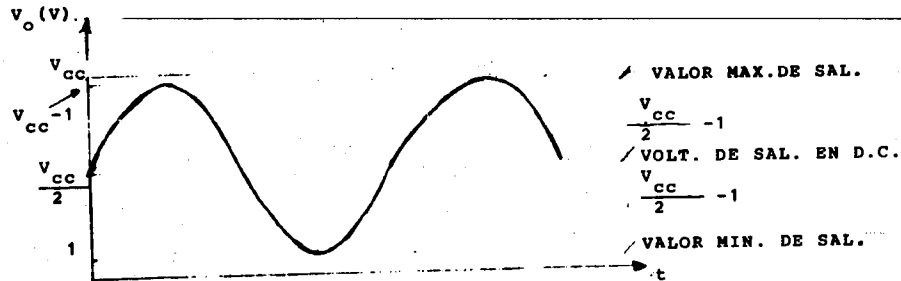
El voltaje a la salida será:

$$V_o = V_o \text{ (DC)} + V_o \text{ (AC)}$$

$$V_o = \frac{V_{CC}}{2} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_i$$

"CIRCUITOS BASICOS UTILIZANDO TBJ"

El amplificador operacional está limitado a dar una salida máxima de aproximadamente $V_{cc}-1$ y mínimo de 1 volt por lo que el voltaje de salida en alterna está limitado a un valor máximo pico a pico de $V_{cc}-2$ volts



OBJETIVO :

Observar el funcionamiento y utilidad de algunos circuitos básicos que usan transistor bipolar.

TRABAJO DE CASA :

- 1) Explique brevemente el efecto zener y el efecto avalancha. Dé el modelo piezolineal del diodo zener.
- 2) En el circuito de la figura 1 se presenta el circuito básico de regulación. Calcule R_1 y las potencias que deberán tener esta resistencia y el diodo zener para que el circuito funcione correctamente, bajo las condiciones dadas.

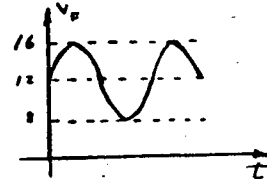
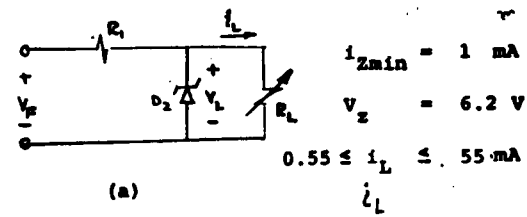


FIGURA 1

- 3) Otro circuito básico, utilizado como regulador es el mostrado en la figura 2. Calcule para este circuito R_1 y el valor mínimo que deberá tener el diodo zener en potencia, así como el de la resistencia R_1 . Considere $V_{BEQ}^E = 0.7$ y el valor promedio de β calculado en prácticas anteriores para el transistor ¿Cuál es el valor de V_L ? (Nota V_F está en la fig
- 4) En base a su criterio, explique cuál de los 2 circuitos es más conveniente para utilizarse como regulador y diga por qué

5) ¿Cuáles son las características que deberá poseer una fuente de voltaje buena ?

La regulación de carga, calculada para cada uno de los valores extremos de V_F .

6) El circuito de la figura (2) representa una configuración básica con TBJ. Diga cuál es esta configuración y cuáles son sus principales características :

3) Efectúe las mediciones que sean necesarias para calcular la Regulación de Línea para cada uno de los valores extremos de R_L si :

$Z_o, \Delta v, \Delta i$ en forma cualitativa.

$$R_L = \frac{\Delta V_L}{\Delta V_F} \times \frac{1}{V_{Lnom}} \times 100$$

7) ¿Qué configuración básica se utiliza en el circuito de la figura 3? Dé sus principales características.

$V_L = V_{LMAX} - V_{Lmin}$ cuando V_F es máximo y mínimo respectivamente.

8) Calcule los valores de R_1, R_2 y R_E , si en el circuito de la figura 3, se desea obtener : una $P_{Lmax} = 15$ mW. Para sus cálculos utilice los valores promedios de V_{BE} y β , así como el máximo valor de $V_{CE(SAT)}$ que da el fabricante.

$V_F = V_{Fmax} - V_{Fmin}$

V_{Lnom} = Valor de la tensión de salida cuando $V_F = 12V$

9) ¿Cuál es el valor de P_{CMAX}, P_{CC} y η ?

10) ¿Cuál es el valor máximo de V_i permitido sin que exista distorsión si esta señal es simétrica? ¿Cuál es la ganancia de voltaje?

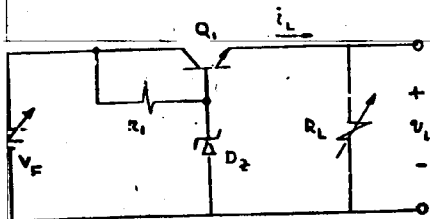
4) Considere que V_F es de la forma mostrada en la figura 1b. Mida el valor de I_{CQ} , y calcule el valor de r_z si $R_L = 0.1 K$. Utilice los datos obtenidos en el inciso anterior.

TRABAJO DE LABORATORIO :

1) Arme el circuito de la figura 2.

5) En el caso de una fuente ideal ¿Cuál debería ser el valor de las regulaciones de línea y de carga?

6) Alambre el circuito de la figura 3.



$8 \leq V_F \leq 16V$
 $0.1K \leq R_L \leq 10 K$
 $V_Z = 6.2 V$
 $I_{ZMIN} = 1 m$

FIGURA 2

2) Haga las mediciones necesarias para calcular la regulación de carga si :

donde $V_{Lmax} = V_L$ cuando i_L es mínima.
 $V_{Lmin} = V_L$ cuando i_L es máxima.

$$R_C = \frac{V_{Lmax} - V_{Lmin}}{V_{Lmax}} \times 100$$

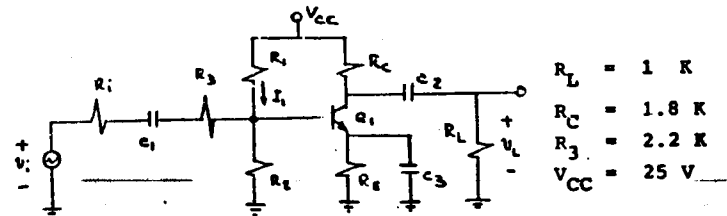


FIGURA 3

7) Mida el punto de operación (I_{CQ}, V_{CEQ}, V_{BEQ}) e I_1 .

- 8) Aplique una señal senoidal y diga cuál es el valor máximo de V_1 para el cual V_1 permanece sin recortar.
- 9) Con las mediciones obtenidas, calcule P_{CC} , P_{Lmax} , P_{Cmax} y $max \uparrow$.
- 10) Comente las diferencias observadas entre los resultados obtenidos y los calculados teóricamente para los circuitos de las figuras (2) y (3).

MATERIAL :

- 1 Resistencia de 0.1 K
- 1 Resistencia de 1 K
- 1 Resistencia de 1.8 K
- 1 Resistencia de 2.2 K
- 1 Resistencia de 10 K
- 4 Resistencias de valor calculado.
- 1 Diodo zener de 6.2 V a la potencia comercial que más se aproxime al valor calculado en el punto 3.
- 3 Capacitores C_1 , C_2 y C_3 de 47 μ f.
- 1 Transistor 2A92.

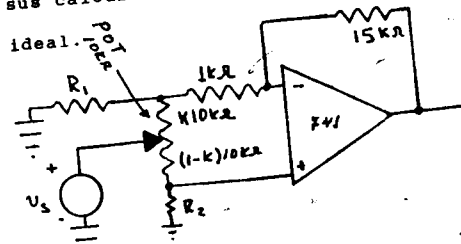
PRACTICA No. 12

AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

TRABAJO DE CASA

- 1.- Para el circuito de la Fig. 1. Calcule los valores de R_1 y R_2 para que al variar el potenciómetro la ganancia varíe entre 13 y -13.
- 2.- Para qué valor de K la ganancia es cero.

Para sus cálculos considere el amplificador operacional como ideal.



TRABAJO DE LABORATORIO.

- 1.- Arme el circuito de la Fig. 1 con los valores de R_1 y R_2 que calculó anteriormente.
- 2.- Mida la ganancia del circuito cuando el potenciómetro tenga valores mínimo y máximo.
- 3.- Compare los valores de las ganancias que midió con las que se le dieron (13 y -13) y diga si el considerar el amp. op. como ideal introduce error apreciable en los cálculos, comparando con los valores reales que midió.
- 4.- Explique por qué la amplitud de la señal de entrada varía cuando se varía el valor del potenciómetro.



PRACTICA No. 13

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

TRABAJO DE CASA :

1.- Para el circuito de la Fig. 1. Calcular V_{SS} y R_C para obtener una ganancia de $V_o/V_s = 5$ y $V_{DS} = 17.5$ V. Considere $\beta's = 250$

$I_{DSS} = 15$ mA y $V_p = -5$ V.

Al hacer el análisis de señal pequeña tome en cuenta el efecto del potenciómetro con el cursor en la parte central.

2.- Calcule la Razón de Rechazo de Modo Común. Utilice $r_o = 20$ K .

3.- Calcule los siguientes parámetros :

V_{CEQ2} , V_{CEQ4} , I_{CQ2} , I_{CQ4} , V_{o1} , V_{o2} y Z_i

TRABAJO DE LABORATORIO.

1.- Arme el circuito de la Fig. 1 con los valores de R_C y V_{SS} que calculó.

2.- Ajuste el potenciómetro para obtener cero volts a la salida (voltaje en D.C.)

3.- Efectúe las mediciones necesarias para llenar la siguiente tabla (en DC y AC).

D. C	Valor Calculado	Valor Medido
V_{CEQ2}		
V_{CEQ4}		
I_{CQ2}		
I_{CQ4}		
I_{CQ5}		
A. C.		
V_{o1}		
V_{o2}		
V_o/V_s		
RRMC		

Compare los valores medidos y calculados. Explique a qué se deben las diferencias y diga si están dentro de tolerancia.

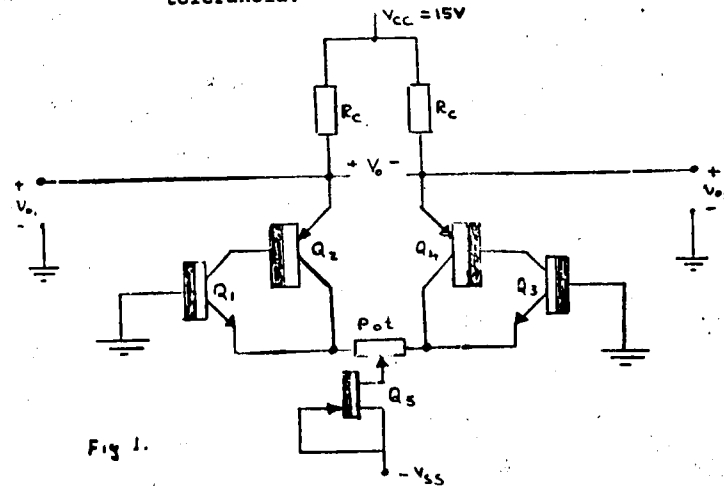


Fig 1.

$Q_1 = Q_3 = 2A257$
 $Q_2 = Q_4 = 2A257$
 $Q_5 = 2A269$
 Pot = 470Ω (no mayor)