

No. ADO. G51841

CLASIFI. TS 621.38

A696m

2007

U.A.Q. ING.



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE QUERÉTARO

FACULTAD DE INGENIERÍA

INGENIERÍA EN AUTOMATIZACIÓN

LABORATORIO DE ELECTRÓNICA

Luis Antonio Árias Estrada

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero y M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez

Índice

Práctica	Pág.
E-P01 Manipulación del Osciloscopio y Generador de Señal	1
E-P02a Rectificación de Media Onda Positiva	9
E-P02b Rectificación de Media Onda Negativa	23
E-P03a Rectificación de Onda Completa Positiva con Transformador con Derivación Central	26
E-P03b Rectificación de Onda Completa Negativa con Transformador con Derivación Central	31
E-P04a Rectificación de Onda Completa Positiva Tipo Puente	35
E-P04b Rectificación de Onda Completa Negativa Tipo Puente	40
E-P05a Doblador de Voltaje	45
E-P05b Triplicador y Cuadruplicador de Voltaje	49
E-P06a Aplicación del Diodo Zener	52
E-P06b Arreglos de Diodos Zener	57
E-P07a Filtro a Condensador	60
E-P07b Filtro RC	66
E-P07c Filtro LC	69
E-P08a Video sobre Transistores	72
E-P08b Amplificador BJT en Base Común	97
E-P08c Amplificador BJT en Emisor Común	103
E-P09a Amplificador BJT en Colector Común o Seguidor de Emisor	107
E-P09b Amplificador JFET con Auto polarización	110
E-P09c Amplificador Mosfet de Tipo Incremental con Polarización de Retroalimentación	116
E-P10a Configuración Darlington	121
E-P10b Amplificador En Simetría Complementaria	125
E-P11a Regulador de Voltaje Transistorizado Tipo Serie	130
E-P11b Fuente de Alimentación	133
Bibliografía	139

LABORATORIO DE ELECTRONICA

PRACTICA 1

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

MANIPULACIÓN DEL OSCILOSCOPIO Y GENERADOR DE SEÑAL.

OBJETIVO

Analizar y manipular correctamente el osciloscopio y el generador de señal.

Leer en su texto el tema sobre el osciloscopio y generador de señal.

MARCO TEORICO

Una de las funciones básicas de los circuitos electrónicos es la generación y manejo de formas de onda electrónicas. Estas señales electrónicas pueden representar información de audio, datos de computadora, señales de televisión, señales de temporización (como las usadas en radar), etc. Los medidores usados con mayor frecuencia en las mediciones electrónicas son el multímetro analógico o digital, para permitir la medición de voltajes de dc o ac, corrientes o impedancias.

La mayoría de los medidores proporcionan mediciones de ac que son correctas solamente para señales senoidales no distorsionadas. Por otro lado, el osciloscopio despliega la forma de onda exacta, y quien la ve puede decidir qué hacer con las diversas lecturas observadas.

El osciloscopio de rayos catódicos (CRO, por sus siglas en inglés) proporciona una representación visual de cualquier forma de onda aplicada a las terminales de entrada.

Un tubo de rayos catódicos (CRT) es muy similar a un tubo de televisión, proporciona una imagen que muestra la forma de la señal aplicada como una forma de onda en la pantalla. Un rayo de electrones se puede desviar conforme barre la pantalla del tubo, dejando una imagen de la señal aplicada a las terminales de entrada.

Mientras los multímetros proporcionan información numérica acerca de una señal aplicada, el osciloscopio permite visualizar la forma precisa de la forma de onda. Se dispone de un amplio rango de osciloscopios, algunos adecuados para medir señales por abajo de una secuencia especificada, y otros para facilitar la medición de señales de la más corta duración.

Se puede construir un CRO para que opere desde unos cuantos hertz hasta cientos de megahertz, y los CRO también pueden usarse para medir intervalos de tiempo de fracciones de nanosegundos (10^{-9}) hasta muchos segundos.

Tubo de rayos catódicos: teoría y construcción

El tubo de rayos catódicos (CRT) es el "corazón" del CRO y suministra una presentación visual de la forma de onda de una señal de entrada. Un CRT contiene cuatro partes básicas

- 1.- Un cañón de electrones para producir un flujo de electrones.
- 2.- Elementos de enfoque y aceleración para producir un haz de electrones bien definido.
- 3.- Placas deflectoras horizontales y verticales para controlar la trayectoria del rayo de electrones.
4. Una ampolla de vidrio al vacío con una pantalla fosforescente que brilla en forma visible cuando incide sobre ella el haz de electrones.

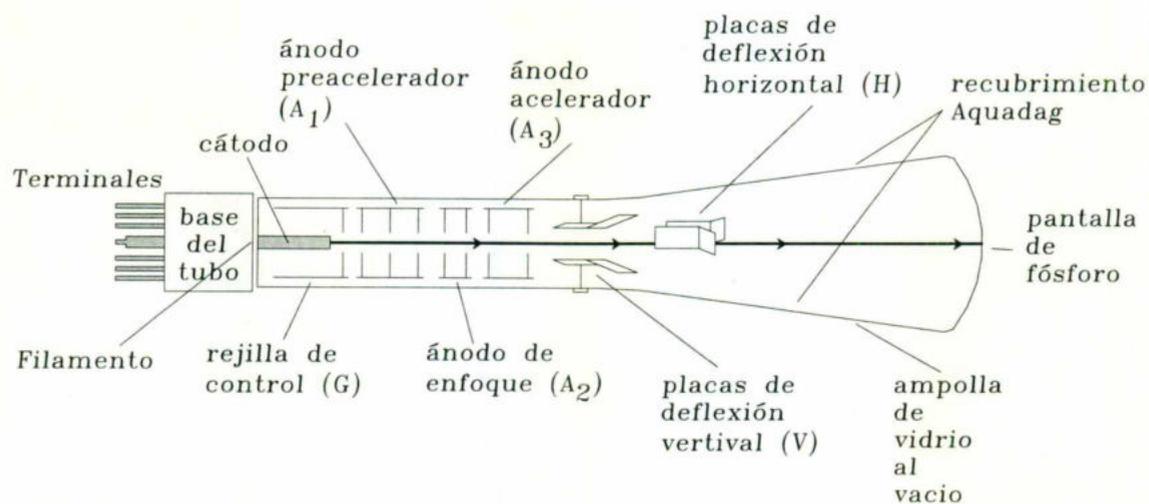


Figura 1.1 Construcción básica de un tubo de rayos catódicos.

La figura 1.1 muestra la construcción básica de un CRT. Consideraremos primero la operación básica del dispositivo. Un cátodo (K) que contiene un recubrimiento de óxido se calienta indirectamente mediante un filamento, lo cual da como resultado la liberación de electrones de la superficie del cátodo. Una rejilla de control (G) proporciona el control para la cantidad de electrones que pasan más adelante por el tubo.

Un voltaje en la rejilla de control determina cuántos electrones liberados por el calor pueden continuar moviéndose hacia la parte frontal del tubo. Después de que los electrones pasan la rejilla de control, se enfocan en un rayo estrecho y son acelerados a una velocidad más alta por los ánodos de enfoque y aceleración. Las partes mencionadas hasta ahora comprenden el cañón de electrones del CRT.

El haz de electrones bien definido de alta velocidad pasa entonces a través de dos juegos de placas deflectoras. El primer juego de placas está orientado para el haz de electrones en forma vertical, hacia arriba o hacia abajo. La dirección de la deflexión vertical la determina la polaridad del voltaje aplicado a las placas deflectoras. La magnitud del voltaje aplicado fija la cantidad de deflexión. El haz también se deflecta en forma horizontal (a la izquierda o a la derecha) mediante un voltaje aplicado a las placas deflectoras horizontales.

El haz reflectado luego es acelerado adicionalmente por voltajes: muy altos aplicados al tubo, incidiendo al final el haz en un material fosforescente en la cara interna del tubo. Este fósforo brilla cuando inciden en él los electrones con alta energía, permitiendo que la persona que lo usa emplee el instrumento; obsérvese el destello visible frente al tubo.

El CRT es una unidad auto contenida con terminales que van a dar a una base de conexión.

Se fabrican diversos tipos de CRT en muchos tamaños, con diferentes materiales de fósforo y colocación de los electrodos de deflexión. Podemos considerar ahora cómo se usa el CRT en un osciloscopio.

Operación del osciloscopio de rayos catódicos

Para que opere como un osciloscopio, el haz de electrones es deflectado horizontalmente por un voltaje de barrido y verticalmente por el voltaje a ser medido. Mientras la señal de barrido deflexiona al haz de electrones a través del frente del CRT por horizontal, la señal de entrada deflecta el haz verticalmente, lo que da como resultado la imagen de la forma de onda de la señal de entrada.

Un barrido del haz a través de la cara del tubo es seguido por un periodo en "blanco", durante el cual el haz se apaga mientras regresa al punto inicial a través del frente del tubo.

Una visualización más estable se obtiene cuando el haz barre repetidamente del tubo con la misma imagen exacta en cada barrido. Esto requiere una sincronización, comenzando el barrido en el mismo punto de un ciclo de la forma de onda repetitiva. Si la señal está sincronizada de forma adecuada, la imagen visualizada se mantendrá fija; si no hay sincronización, parecerá que la imagen se mueve horizontalmente a través de la pantalla.

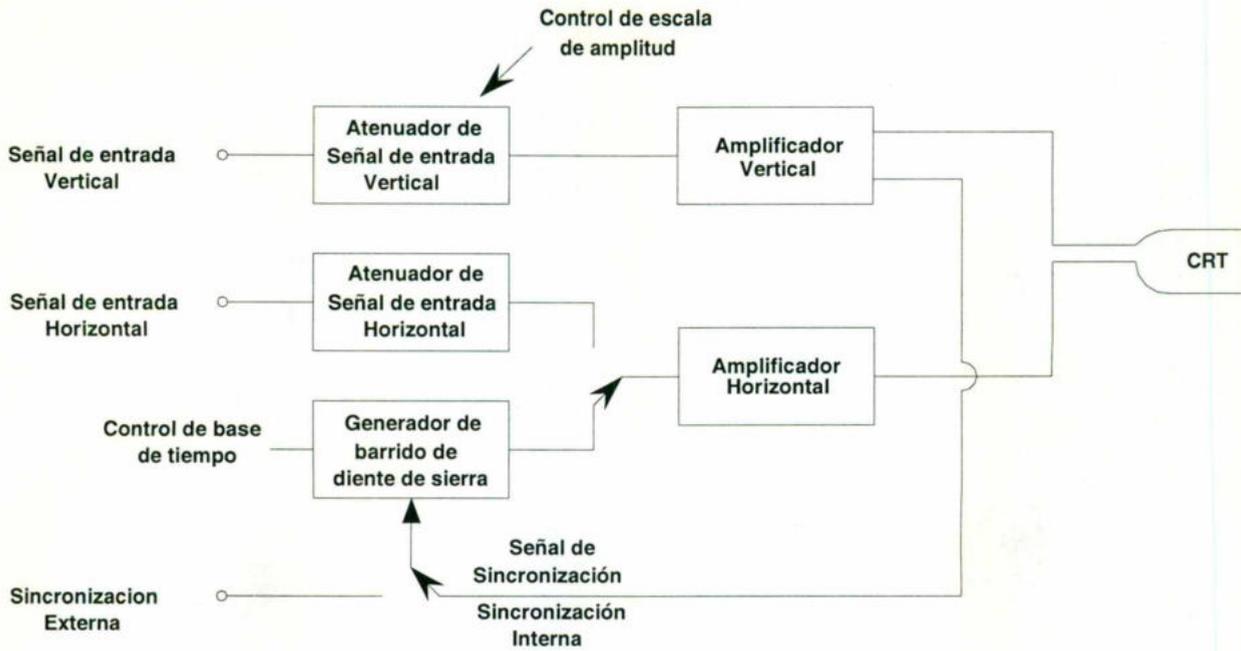


Figura 1.2 Partes básicas de un osciloscopio de rayos catódicos.

En la figura 1.2 se muestran las partes básicas de un CRO. Consideraremos primero la operación del CRO a partir de este diagrama de bloques simplificado. Para obtener una deflexión observable del haz, desde uno a varios centímetros, el voltaje usual que se aplica a las placas deflectoras debe estar en el orden de decenas a cientos de volts. Debido a que las señales medidas con la ayuda de un CRO son típicamente de unos cuantos volts o de hasta unos cuantos milivolts, se necesitan circuitos amplificadores para incrementar la señal de entrada a los niveles de voltaje requeridos para operar el tubo. Hay secciones de amplificación para la deflexión vertical y horizontal del haz. Para ajustar el nivel de una señal, cada entrada pasa a través de un circuito atenuador que puede ajustar la amplitud de la imagen.

Operación del barrido de voltaje

Cuando la entrada vertical es 0 V, el haz de electrones puede estar posicionado en el centro vertical de la pantalla. Si también se aplican 0 V a la entrada horizontal, el haz está entonces al centro de la parte frontal del CRT y permanece como un punto estacionario. Los controles de posición vertical y horizontal permiten el movimiento del punto a cualquier lugar de la parte frontal del tubo. Cualquier voltaje de dc aplicado a una entrada dará como resultado el desplazamiento del punto. La figura 1.3 muestra una parte frontal de un CRT con un punto centrado y con un punto desplazado por un voltaje horizontal positivo (a la derecha) y por un voltaje de entrada vertical negativo (hacia abajo respecto al centro).

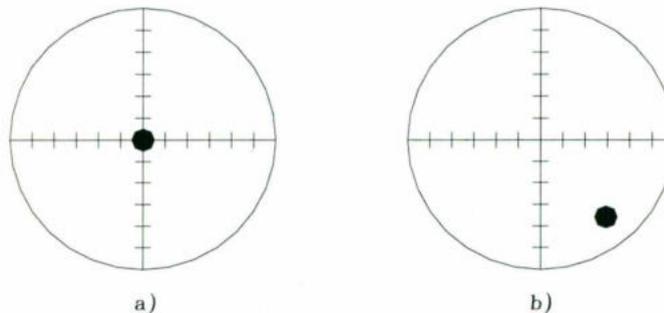


Figura 1.3 Imagen en la pantalla del CRT debido al haz de electrones estacionario.
 a) Punto estacionario debido al haz de electrones estacionario.
 b) Punto estacionario fuera del centro.

Señal de barrido horizontal

Para ver una señal en la parte frontal del CRT es necesario deflectar el haz a través del CRT con una señal de barrido horizontal, para que cualquier variación de la señal vertical pueda observarse. La figura 1.4 muestra la línea recta que se visualiza para un voltaje positivo aplicado a la entrada vertical, usando una señal de barrido lineal (diente de sierra) que se aplica al canal horizontal. Con el haz de electrones mantenido a una distancia vertical constante, el voltaje horizontal, yendo de voltaje negativo a cero y a positivo, causa que el haz se mueva de la izquierda al centro y a la derecha. La imagen resultante es una línea recta por arriba del centro vertical, con el voltaje de dc representado adecuadamente como una línea recta.

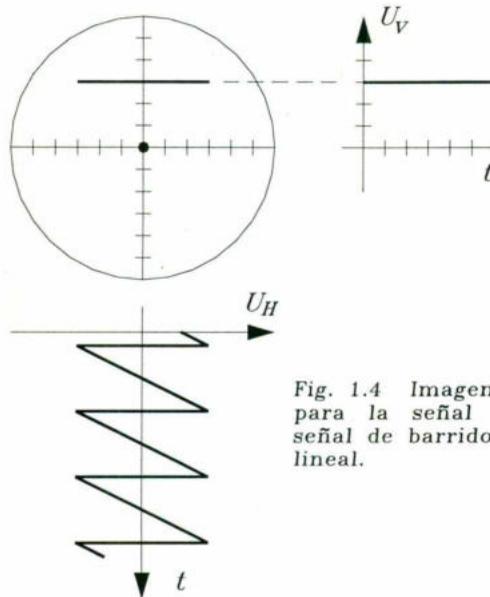


Fig. 1.4 Imagen del osciloscopio para la señal vertical dc y la señal de barrido horizontal lineal.

El voltaje de barrido se muestra como una forma de onda continua y no como un solo barrido. Esto sólo es necesario si se observa la imagen un tiempo largo. Un solo barrido a través de la parte frontal del tubo rápidamente se desvanece. Mediante la repetición del barrido se genera la imagen una y otra vez, y si se generan suficientes barridos por segundo la imagen aparece en forma continua. Si la velocidad del barrido se hace más lenta (mediante los controles de la base de tiempo del osciloscopio), se puede observar el desplazamiento real del haz a través de la parte frontal del tubo.

La aplicación de solo una señal senoidal a las estradas verticales (sin barrido horizontal) da como resultado una línea vertical, como se muestra en la figura 1.5. Si la velocidad del barrido (frecuencia) de la señal senoidal se reduce, es posible observar el haz de electrones moviéndose hacia arriba y abajo a lo largo de una trayectoria recta.

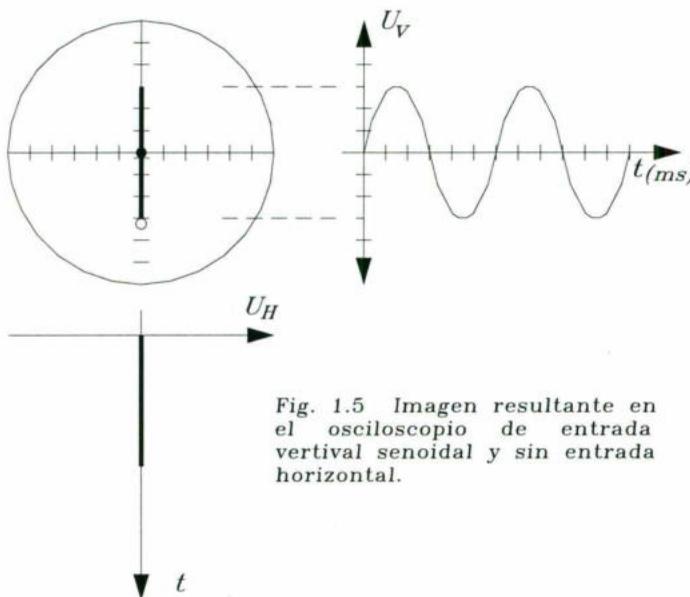


Fig. 1.5 Imagen resultante en el osciloscopio de entrada vertical senoidal y sin entrada horizontal.

Uso del barrido de "diente" de sierra lineal para visualizar entrada vertical

Para apreciar una señal senoidal es necesario usar una señal de barrido en el canal horizontal para que la señal aplicada al canal vertical pueda verse en la parte frontal del tubo. La figura 1.6 muestra la imagen resultante en el CRO de un barrido lineal horizontal y de una entrada senoidal al canal vertical. Para que un ciclo de la señal de entrada aparezca como se muestra en la figura 1.6a, es necesario que las frecuencias de la señal y del barrido lineal estén sincronizadas. Si hay cualquier diferencia, la imagen parecerá moverse (por no estar sincronizada), a menos que la frecuencia de barrido sea algún múltiplo de la frecuencia senoidal. Al bajar la frecuencia de barrido permite que se observen más ciclos de la señal senoidal y, a la vez, el incremento de la frecuencia de barrido da como resultado menos ciclos de la señal senoidal de la entrada vertical. Apareciendo, por tanto, como una magnificación de una parte de la señal de entrada.

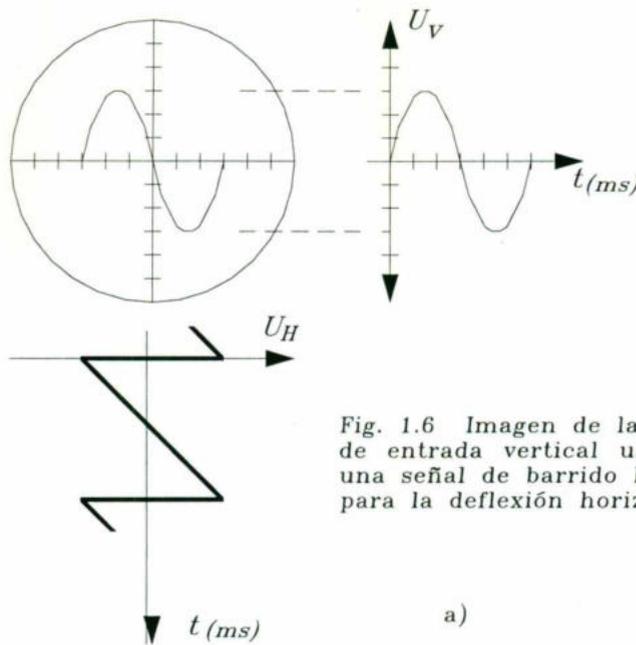


Fig. 1.6 Imagen de la señal de entrada vertical usando una señal de barrido lineal para la deflexión horizontal.

a)

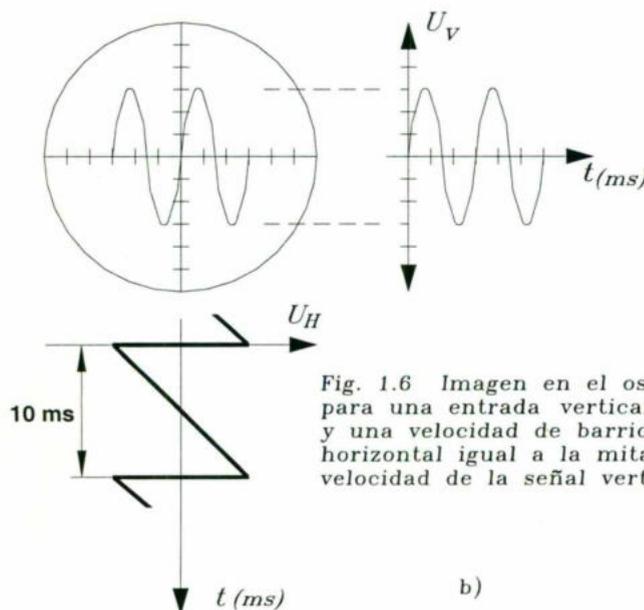


Fig. 1.6 Imagen en el osciloscopio para una entrada vertical senoidal y una velocidad de barrido horizontal igual a la mitad de velocidad de la señal vertical.

b)

La figura 1.7 muestra la figura de onda tipo pulso aplicada como entrada vertical con un barrido horizontal, dando como resultado una exhibición en el osciloscopio de la señal de pulso. La numeración en cada forma de onda permite seguir la imagen para las variaciones de la entrada y del voltaje de barrido durante el ciclo.

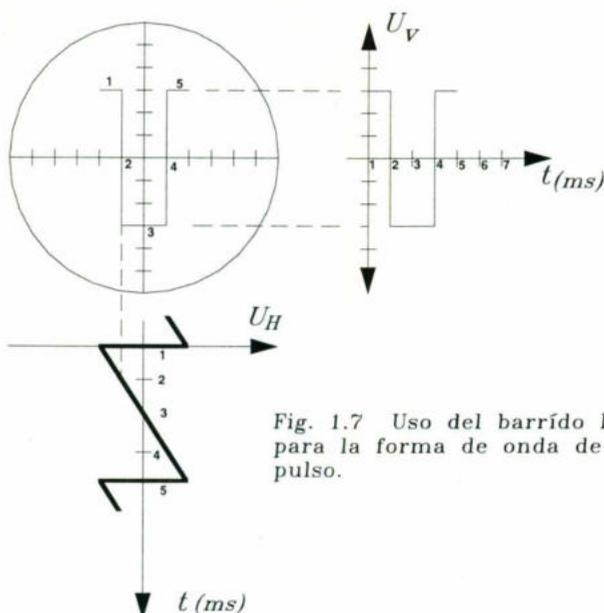


Fig. 1.7 Uso del barrido lineal para la forma de onda de tipo pulso.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P1.

Ajuste el generador de señal según la Tabla 1 y tome las mediciones en el osciloscopio y complete la Tabla 2.

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 2 V/DIV	CH-B 2 V/DIV	Time Base 0.50 mS/div
Y position 0.00	Y position -2.00	X position 0.00
DC	DC	Y/T

Implemente el circuito de la figura E-P2.

Una vez que ha llenado la tabla 2, coloque los siguientes valores en el osciloscopio y ajuste el generador de señal con los parámetros de la medición 1.

CH-A 2 V/DIV	CH-B 2 V/DIV	Time Base 0.50 mS/div
Y position 0.00	Y position -2.00	X position 0.00
DC	DC	Y/T

Observe el resultado en el osciloscopio y responda la pregunta 14 del cuestionario.

CUESTIONARIO

1. ¿Las mediciones tomadas en el osciloscopio coinciden con el ajuste hecho en el generador de señal?
2. ¿Qué es lo que grafica el osciloscopio?
3. ¿Qué unidades tiene el eje Y y X del osciloscopio?
4. ¿Qué significa Edge Trigger y para qué sirve?
5. ¿Qué significa Level Trigger y para qué sirve?
6. ¿Qué significa Auto, A, B, Ext Trigger y para qué sirve?
7. ¿Qué significa Time Base y para qué sirve?
8. ¿Por qué el osciloscopio es un instrumento de medición tan importante?
9. ¿Para que sirve el generador de señal o de función?
10. ¿En el generador de función la "Amplitud" es el V_p o V_{pp} ?
11. ¿Qué significa Duty Cycle y para qué sirve?
12. ¿Cómo podemos convertir la señal triangular en diente de sierra con el generador de función?
13. ¿Qué significa Offset y para qué sirve?
14. ¿Cómo esta la salida negativa del generador de señal con respecto a la positiva?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)

Tabla 1**Generador de señal**

Medición No	Forma de onda	Frecuencia	Duty Cycle	Amplitud	Offset
1	Senoidal	1KHz	50 %	2 V	0
2	Senoidal	1KHz	50 %	2 V	+2V
3	Senoidal	1KHz	50 %	2 V	-2V
4	Triangular	10KHz	50 %	3 V	0
5	Triangular	10KHz	50 %	3 V	+3V
6	Triangular	10KHz	10 %	3 V	+3V
7	Triangular	10KHz	90 %	3 V	+3V
8	Cuadrada	50KHz	50 %	5 V	0
9	Cuadrada	50KHz	50 %	5 V	+5V
10	Cuadrada	50KHz	10 %	5 V	+5V
11	Cuadrada	50KHz	90 %	5 V	+5V

Tabla 2**Osciloscopio CH-A**

Medición No	Forma de onda	Medición de Frecuencia $F = (1 / T)$	Medición de Vpp	V máximo de la señal con respecto al origen
1				
2				
3				
4				
5				
6				
7				
8				
9				
10				
11				



Fig. E-P1
Manipulación del osciloscopio y
generador de señal con un canal de entrada

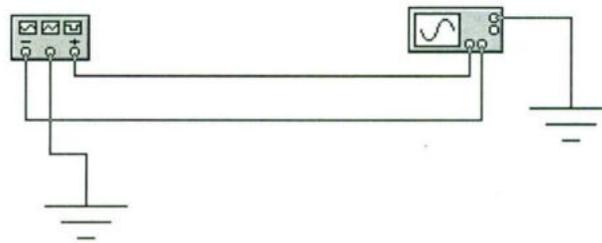


Fig. E-P2
Manipulación del osciloscopio y
generador de señal con dos canales de entrada

Referencia:

Boylestad, Nashelsky, "ELECTRÓNICA, TEORÍA DE CIRCUITOS", Prentice Hall Hispanoamericana.

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

LABORATORIO DE ELECTRONICA

PRACTICA 2a

Prof. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

RECTIFICACIÓN DE MEDIA ONDA POSITIVA

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de un diodo en la aplicación de rectificación de media onda positiva

Leer en su texto la sección que trata sobre rectificación de media onda.

MARCO TEORICO

Diodo Semiconductor

El diodo semiconductor se forma con sólo juntar estos materiales (construidos en la misma base: Ge o Si), según se muestra en la figura 2a1. En el momento en que son "unidos" los dos materiales, los electrones y los huecos en la región de la unión se combinan, dando por resultado una falta de portadores en la región cercana a la unión.

A esta región de iones positivos y negativos descubiertos se le llama región de agotamiento, debido al agotamiento de portadores en esta región.

Como el diodo es un dispositivo de dos terminales, la aplicación de un voltaje a través de sus terminales permite tres posibilidades: *sin polarización* ($V_D = 0\text{ V}$), *polarización directa* ($V_D > 0\text{ V}$) Y *polarización inversa* ($V_D < 0\text{ V}$). Cada una es una condición que dará un resultado que el usuario deberá comprender con claridad para que el dispositivo se aplique en forma efectiva.

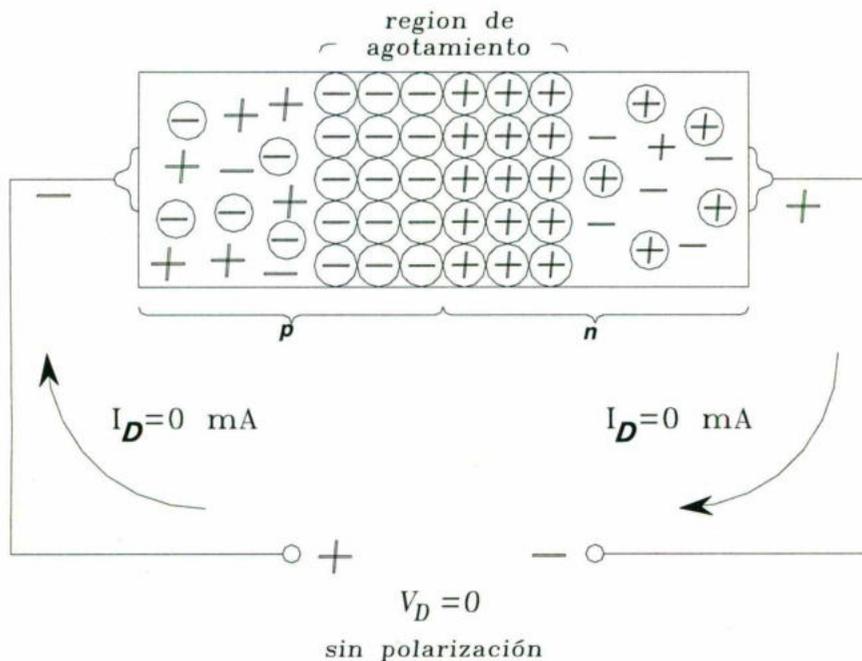


Figura 2a1 Unión p-n sin polarización externa.

Sin polarización aplicada ($V_D = 0\text{ V}$)

Bajo condiciones sin polarización, cualquiera de los portadores minoritarios (huecos) en el material tipo n que se encuentren dentro de la región de agotamiento, pasarán directamente al material tipo p . Mientras más cercano se encuentre el portador minoritario a la unión, mayor será la atracción de la capa de iones negativos y menor la oposición de los iones positivos en la región de agotamiento del material tipo n . Con la idea de que surjan análisis futuros, se supone que todos los portadores minoritarios del material tipo n que se localizan en la región de agotamiento debido a su movimiento aleatorio pasarán directamente al material tipo p . Se puede considerar que algo similar pasa con los portadores minoritarios (electrones) del material tipo p . Este flujo de portadores se indica en la figura 1.14 para los portadores minoritarios de cada material.

Los portadores mayoritarios (electrones) del material tipo n deben sobreponerse a las fuerzas de atracción de la capa de iones positivos del material tipo n , y a la capa de iones negativos en el material tipo p , con el fin de migrar hacia el área localizada más allá del área de agotamiento del material tipo p . Sin embargo, en el material tipo n el número de portadores mayoritarios es tan grande que invariablemente habrá un pequeño número de portadores mayoritarios con suficiente energía cinética para pasar a través de la región de agotamiento hacia el material tipo p . Una vez más, la misma consideración se puede aplicar a los portadores mayoritarios (huecos) del material tipo p . El flujo resultante debido a los portadores mayoritarios también se describe en la figura 2a1.

Si se examina con cuidado la figura 2a1, se observará que las magnitudes relativas de los vectores de flujo son tales que el flujo neto en cualquier dirección es igual a cero. Esta cancelación de los vectores se indica por medio de las líneas cruzadas. La longitud del vector que representa el flujo de huecos se dibujó en una escala mayor que el flujo de los electrones con objeto de demostrar que la magnitud de cada uno no necesariamente debe ser la misma para la cancelación del flujo, y que los niveles de dopado para cada material pueden dar como resultado un flujo de portadores desigual de electrones y huecos. En resumen:

En ausencia de un voltaje de polarización aplicado, el flujo neto de la carga en cualquier dirección para un diodo semiconductor es cero.

El símbolo para el diodo se repite en la figura 2a2 con las regiones tipo n y tipo p asociadas. Observe que la flecha esta asociada con el componente tipo p y la barra con ala región tipo n . como se indico para $V_D=0\text{V}$, la corriente en cualquier dirección es cero mA.

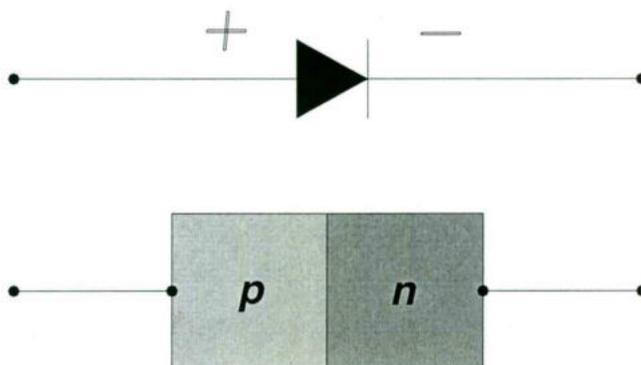


Figura 2a2 *Condiciones para un diodo Semiconductor sin polarización.*

Condición de polarización inversa ($V_D < 0 V$)

Si un potencial externo de V volts se aplica a través de la unión $p-n$ de tal forma que la terminal positiva se encuentre conectada con el material tipo n y la terminal negativa esté conectada con el material tipo p como se muestra en la figura 2a3, el número de iones positivos en la región de agotamiento del material tipo n se incrementará debido al gran número de electrones "libres" atraídos por el potencial positivo del voltaje aplicado. Por razones similares, el número de iones negativos se incrementará en el material tipo p . El efecto neto, por tanto, es una ampliación de la región de agotamiento. Dicha ampliación establecerá una barrera de potencial demasiado grande para ser superada por los portadores mayoritarios, además de una reducción efectiva del flujo de los portadores mayoritarios a cero, como se muestra en la figura 2a3.

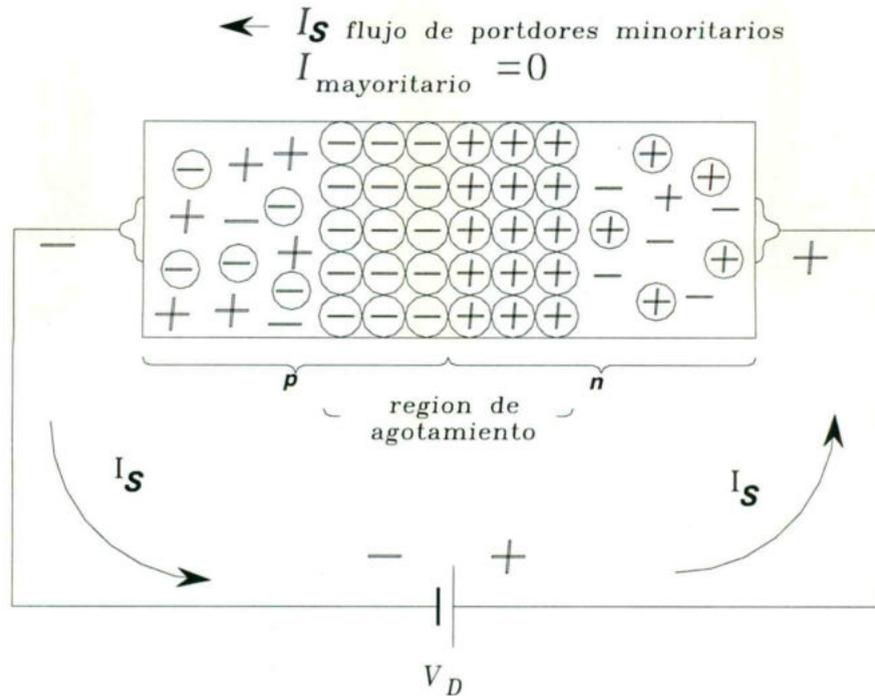


Figura 2a3 Unión $p-n$ con polarización inversa.

Sin embargo, el número de portadores minoritarios que están entrando a la región de agotamiento no cambiarán, y dan como resultado vectores de flujo de portadores minoritarios de la misma magnitud que sin voltaje aplicado, como lo indica la figura 2a1.

A la corriente que existe bajo las condiciones de polarización inversa se le llama corriente de saturación inversa, y se representa mediante I_S .

La corriente de saturación inversa rara vez es mayor que unos cuantos micro amperes, con excepción de los dispositivos de alta potencia. De hecho, en años recientes se encontró que su nivel está casi siempre en el rango de nano amperes para dispositivos de silicio, y en el rango de micro amperes para el Germanio. El término *saturación* proviene del hecho de que alcanza su máximo nivel con rapidez y no cambia de manera significativa con el incremento del potencial de polarización inversa, como se muestra en las características del diodos de la figura 2a6 para $V_D < 0 V$.

Las condiciones de polarización inversa se describen en la figura 2a4 para el símbolo de diodo y la unión $p-n$. Observe, en particular, que la dirección de I_S es contra la flecha del símbolo. A su vez, que el potencial negativo está conectado al material tipo p y el potencial positivo al material tipo n , y que la diferencia en las literales subrayadas para cada región revela una condición de polarización inversa.

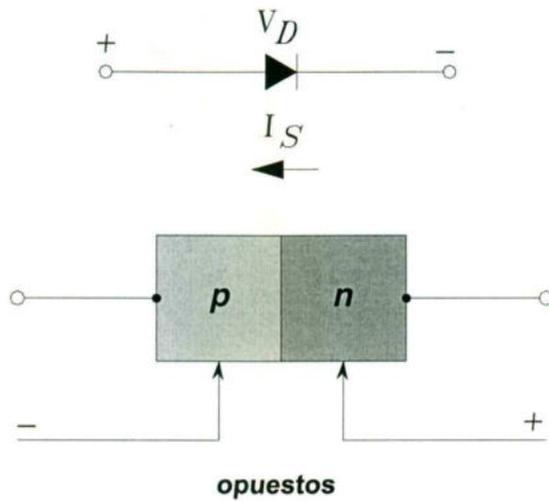


Figura 2a4 Condiciones de polarización Inversa para un diodo semiconductor.

Condición de polarización directa ($V_D > 0 V$)

Una condición de polarización directa o “encendido” se establece al aplicar el material positivo tipo p y el potencial negativo al material tipo n como lo muestra la figura 2a5.

Por tanto, para mayor referencia:

Un diodo semiconductor tiene polarización directa cuando se ha establecido la asociación tipo p y positivo tipo n y negativo.

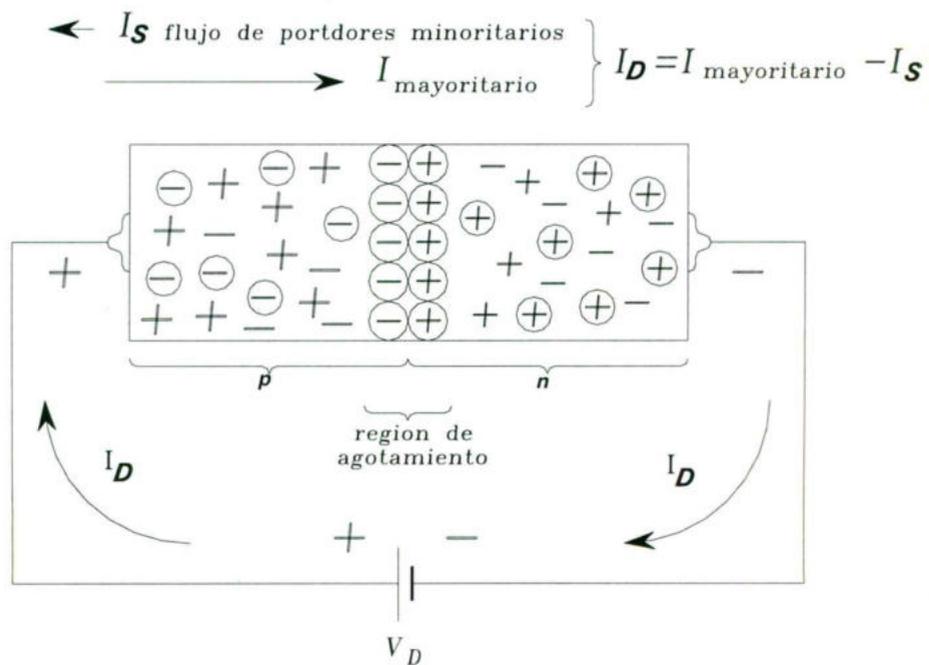


Figura 2a5 Unión p-n con polarización directa.

La aplicación de un potencial de polarización directa V_D “presionará” los electrones en el material tipo n y los huecos en el material tipo p para que se recombinen con los iones cercanos a la unión y reducirá el ancho de la región de agotamiento como se indica en la figura 2a5. El flujo de electrones, portadores minoritarios, del material tipo p al material tipo n (y de

los huecos de material tipo n al material tipo p) no ha cambiado en magnitud (debido a que el nivel de conducción se encuentra controlado básicamente por el número limitado de impurezas en el material), pero la reducción en el ancho de la región de agotamiento ha generado un gran flujo de portadores mayoritarios a través de la unión. Ahora, un electrón de material tipo n "observa" una barrera muy reducida en la unión, debido a la pequeña región de agotamiento y a una fuente atracción del potencial positivo aplicado al material tipo p .

Mientras se incremente en magnitud la polarización aplicada, la región de agotamiento continuará disminuyendo su anchura hasta que un flujo de electrones pueda pasar a través de la unión, lo que da como resultado un incremento exponencial en la corriente, como se muestra en la región de polarización directa de las características de la figura 2a6.

Observe que la escala vertical de la figura 2a6 está en mili amperes (aunque algunos diodos semiconductores tendrán una escala vertical en amperes), y la escala horizontal en la región de polarización directa tiene un máximo de 1 V. Por tanto, en general, el voltaje a través de un diodo de polarización directa será de menos de 1 V. Observe también la rapidez con que se incrementa la corriente después del punto de inflexión de la curva de respuesta.

A través del empleo de la física del estado sólido se puede demostrar que las características generales de un diodo semiconductor se pueden definir mediante la ecuación siguiente para las regiones de polarización directa e inversa:

$$I_D = I_S (e^{KV_D/T_K} - 1) \quad \text{Ec. 2a1}$$

Donde I_S = corriente de saturación inversa

$K = 11,600 / \eta = 1$ para Ge y $\eta = 2$ para Si en niveles relativamente bajos de corriente del diodo (en o abajo del punto de inflexión de la curva) y $\eta = 1$ para Ge y Si en mayores niveles de corriente del diodo (en la sección de crecimiento rápido de la curva)

$$T_K = T_e + 273^0$$

En la figura 2a6 se ofrece una gráfica de la ecuación (1.4). Si se expande la ecuación (1.4) en la forma siguiente, se puede describir con facilidad el componente de contribución para cada región de la figura 2a6:

$$I_D = I_S e^{KV_D/T_K} - I_S$$

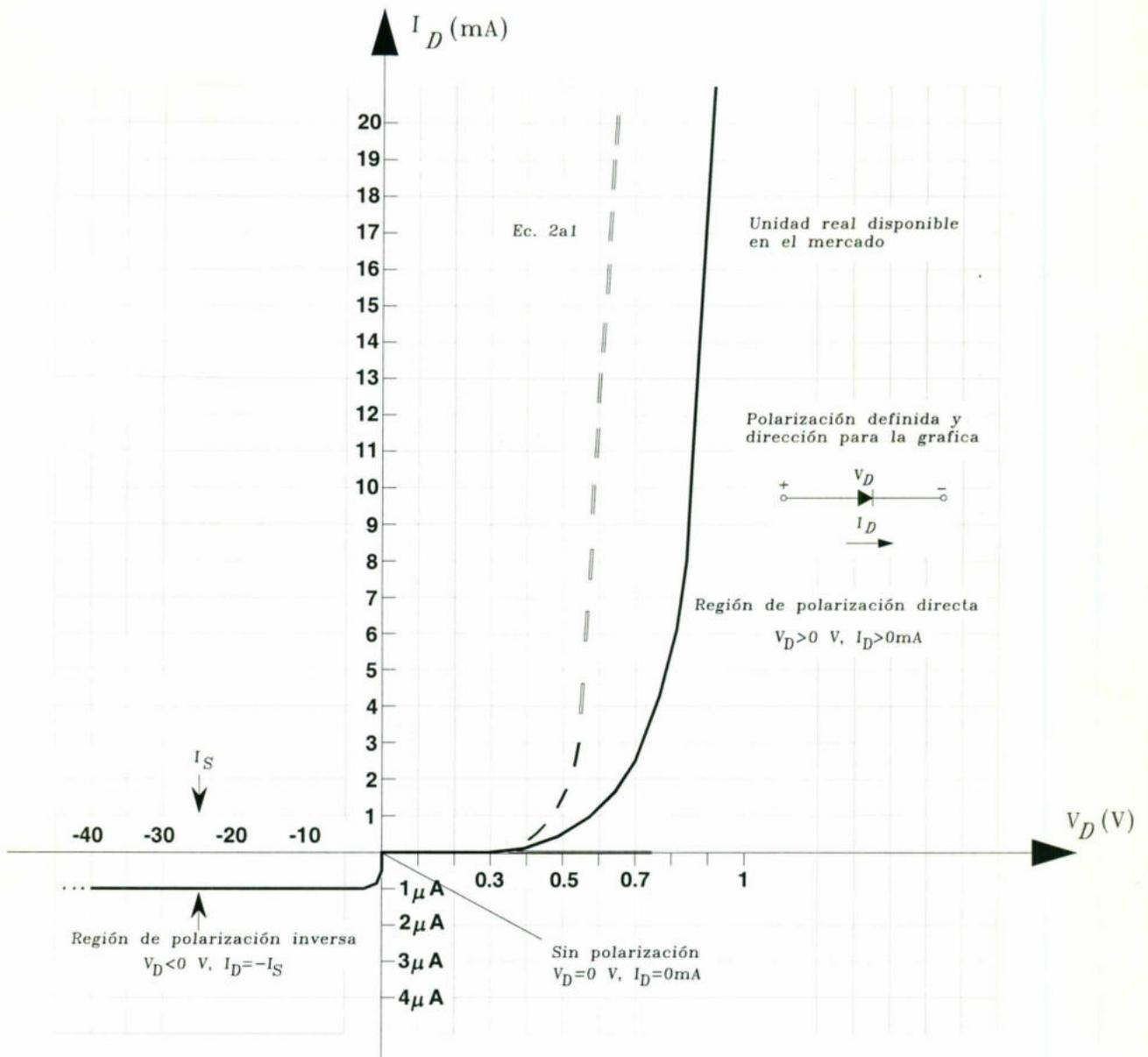


Figura 2a6 Características del diodo semiconductor de Si.

Para valores positivos de V_D el primer término de la ecuación anterior crecerá con mayor rapidez, y superará el efecto del segundo término. El resultado será positivo para los valores positivos de V_D e I_D y crecerá de la misma manera que la función $y = e^x$, la cual aparece en la figura 1.20. En $V_D = 0$ V, la ecuación (1.4) se convierte en $I_D = I_S(e^0 - 1) = I_S(1 - 1) = 0$ mA, como aparece en la figura 2a6. Para valores negativos de V_D , el primer término disminuirá rápidamente debajo de I_S , dando como resultado $I_D = -I_S$, que es la línea horizontal de la figura 1.19. La ruptura de las características en $V_D = 0$ V se debe sólo al cambio drástico en la escala de mA a μ A.

Observe en la figura 2a6 que la unidad comercial disponible tiene características que se encuentran desplazadas a la derecha por unas cuantas décimas de un volt. Esto se debe a la resistencia interna del "cuerpo" y a la resistencia externa de "contacto" de un diodo. Cada una contribuye a un voltaje adicional sobre el mismo nivel de corriente, como lo determina la ley de Ohm ($V = IR$). Con el tiempo, mientras se mejoran los métodos de producción, esta diferencia disminuirá y las características reales se aproximarán a aquellas de la sección (1.4).

Es importante observar el cambio en la escala para los ejes vertical y horizontal. Para los valores positivos de I_D , la escala se encuentra en mili amperes y la escala de la corriente abajo del eje se calcula en micro amperes (o posiblemente nano amperes). Para V_D , la escala para los valores positivos está en décimas de volts y para los valores negativos la escala es en decenas de volts.

En un principio, la ecuación (1.4) parece algo compleja y es susceptible de generar un temor injustificado de que ésta se someterá a todas las aplicaciones subsecuentes de diodos. Sin embargo, afortunadamente en una sección posterior se hará un número de aproximaciones que eliminará la necesidad de aplicar la ecuación (1.4) Y ofrecerá una solución con un mínimo de dificultad matemática.

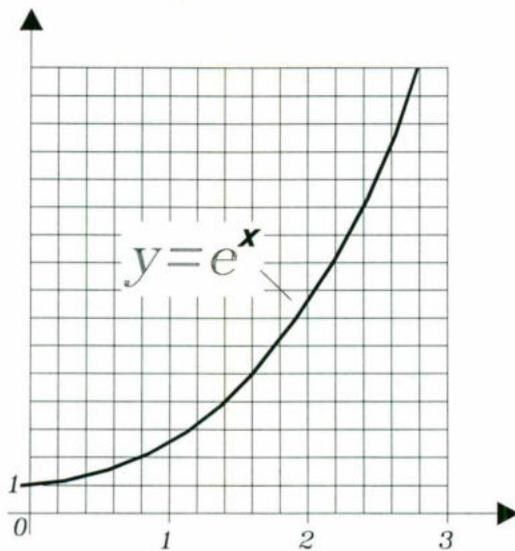


Figura 2a7 Grafica de e^x .

Antes de dejar el tema del estado de polarización directa, las condiciones para la conducción (el estado "encendido") se repiten en la figura 2a8 con los requerimientos de polaridad y la dirección resultante del flujo de portadores mayoritarios. Observe en particular cómo la dirección de la conducción concuerda con la flecha en el símbolo (según se reveló para el diodo ideal).

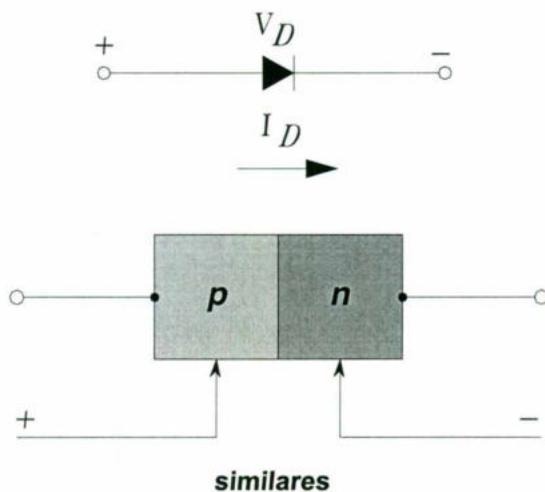


Figura 2a8 Condiciones de polarización Directamente para un diodo semiconductor.

Región Zener

Aunque la escala de la figura 2a6 se encuentra en múltiplos de diez volts en la región negativa, existe un punto en el cual la aplicación de un voltaje demasiado negativo dará por resultado un agudo cambio en las características, como lo muestra la figura 2a9. La corriente se incrementa a una velocidad muy rápida en una dirección opuesta a aquella de la región de voltaje positivo. El potencial de polarización inversa que da como resultado este cambio muy drástico de las características se le llama *potencial Zener* y se le da el símbolo V_z .

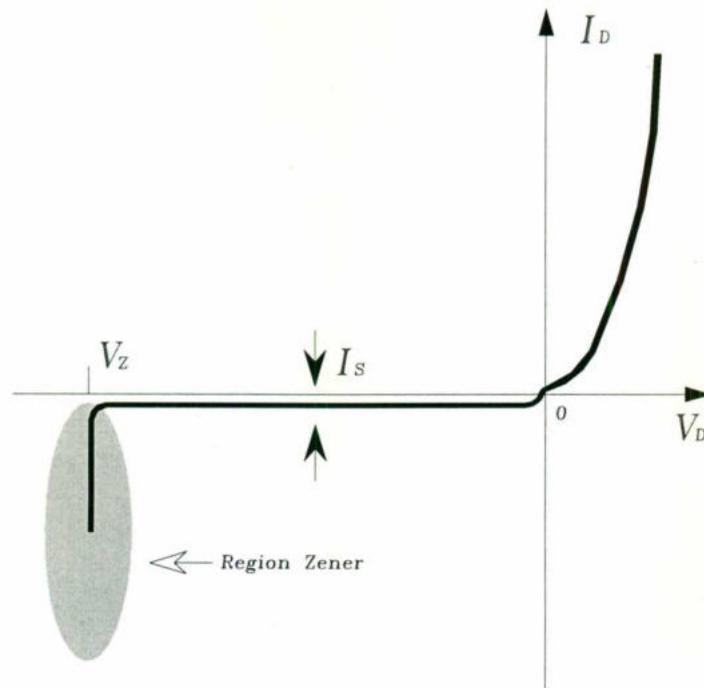


Figura 2a9 Región Zener

Mientras el voltaje a través del diodo se incrementa en la región de polarización inversa, la velocidad de los portadores minoritarios responsables de la corriente de saturación inversa I_S también se incrementarán. Eventualmente, su velocidad y energía cinética asociada ($W_k = \frac{1}{2} mv^2$) será suficiente para liberar portadores adicionales por medio de colisiones con otras estructuras atómicas estables.

Esto es, se generará un proceso de *ionización* por medio del cual los electrones de valencia absorben suficiente energía para dejar su átomo. Dichos portadores adicionales pueden luego ayudar al proceso de ionización, hasta el punto en el cual se establece una gran corriente de *avalancha* que determina la región de *ruptura de avalancha*.

La región de avalancha (V_Z) se puede acercar al eje vertical al incrementar los niveles de dopado en los materiales tipo *p* y tipo *n*. Sin embargo, mientras V_Z disminuye a niveles muy bajos, como -5 V, otro mecanismo llamado *ruptura Zener* contribuirá con un cambio agudo en la característica. Esto ocurre debido a que existe un fuerte campo eléctrico en la región de la unión que puede superar las fuerzas de unión dentro del átomo y "generar" portadores.

Aunque el mecanismo de ruptura Zener es un contribuyente significativo sólo en los niveles más bajos de V_Z , este cambio rápido en la característica a cualquier nivel se denomina *región Zener*, y los diodos que utilizan esta porción única de la característica de una unión *p-n* son los *diodos Zener*.

La región Zener del diodo semiconductor descrito se debe evitar si la respuesta de un sistema no debe ser alterada completamente por el severo cambio en las características de esta región de voltaje inverso.

El máximo potencial de polarización inversa que puede ser aplicado antes de entrar a la región Zener se conoce como voltaje pico inverso (referido simplemente como el valor PIV, por las iniciales en inglés de: Peak Inverse Voltage) o PRV, por las iniciales en inglés de: Peak Reverse Voltage).

Si una aplicación requiere de un valor PIV mayor que el de una sola unidad, se deben conectar en serie un número de diodos de la misma característica. Los diodos también se conectan de manera paralela para aumentar la capacidad de transporte de corriente.

Comparación entre diodos de Si y Ge

Los diodos de silicio tienen, en general, un PIV y un valor de corriente más altos, y rangos más amplios de temperatura que los diodos de germanio. Los valores PIV para el silicio pueden encontrarse en la vecindad de 1000 V, mientras que el valor máximo para el germanio está más cerca de los 400 V. El silicio puede utilizarse para aplicaciones en las cuales la

temperatura puede aumentar a cerca de 200°C (400 °F), mientras que el germanio tiene un valor máximo mucho menor (100°C). Sin embargo, la desventaja del silicio, comparado con el germanio, según se indica en la figura 2a10, es el mayor voltaje de polarización directa que se requiere para alcanzar la región de conducción. Éste suele ser del orden de 0.7 V de magnitud para los diodos de silicio disponibles *en el mercado*, y 0.3 V para diodos de germanio cuando se redondea a la siguiente décima. La mayor variación para el silicio se debe, básicamente, al factor η . Este factor toma parte en la determinación de la forma de la curva sólo en niveles de corriente muy bajos. Una vez que la curva empieza su crecimiento vertical, el factor η cae a 1 (el valor continuo del germanio).

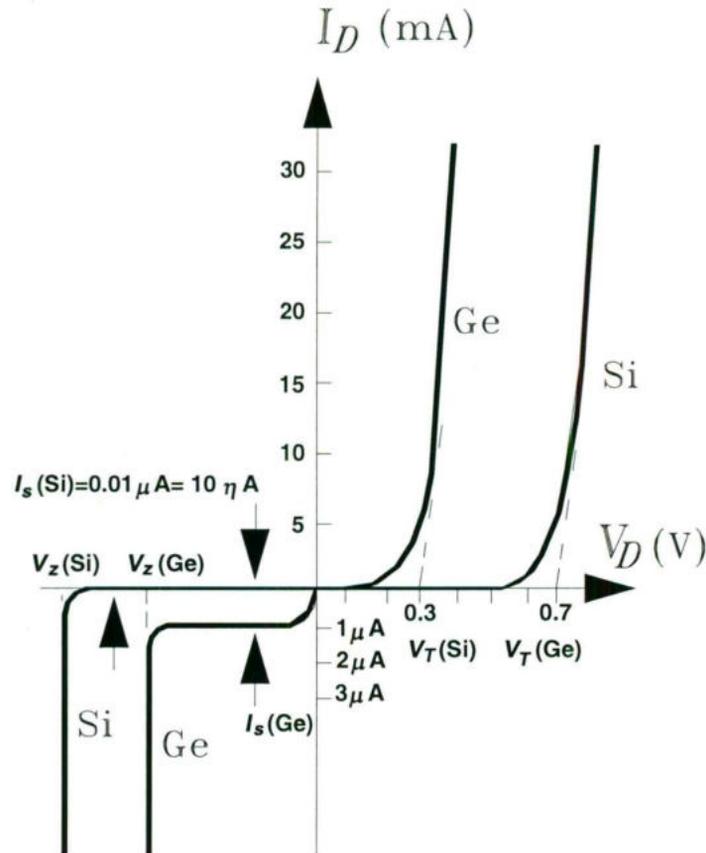


Figura 2a10 Comparación de diodos semiconductores de Si y Ge.

Esto es evidente por las similitudes en las curvas una vez que el potencial de conducción se ha alcanzado. El potencial por el cual, ocurre este crecimiento se conoce como *potencial de conducción de umbral* o *de encendido*. Con frecuencia, la primera letra de un término que describe una cantidad en particular se usa en la notación para dicha cantidad.

Sin embargo, para asegurar un mínimo de confusión con otros términos, como el voltaje de salida (V_o , por las iniciales en inglés de: *output*) y el voltaje de polarización directa (V_F , por la inicial en inglés de: *forward*), la notación V_T ha sido adaptada para este libro por la palabra "umbral" (por la inicial en inglés de: *threshold*).

En resumen:

$V_T = 0.7(\text{Si})$
$V_T = 0.3(\text{Ge})$

Obviamente, mientras más cercana al eje vertical es la excursión, más cerca de lo "ideal" está el dispositivo. Sin embargo, las otras características del silicio comparadas con el germanio lo hacen ser el elegido en la mayor parte de las unidades disponibles en el mercado.

Rectificador de media onda

La red mas simple con una señal variable con el tiempo (como la onda senoidal y la onda cuadrada), es la que se muestra en la figura 2a11 y que será la que utilizaremos a fin de comprender la rectificación de media onda.

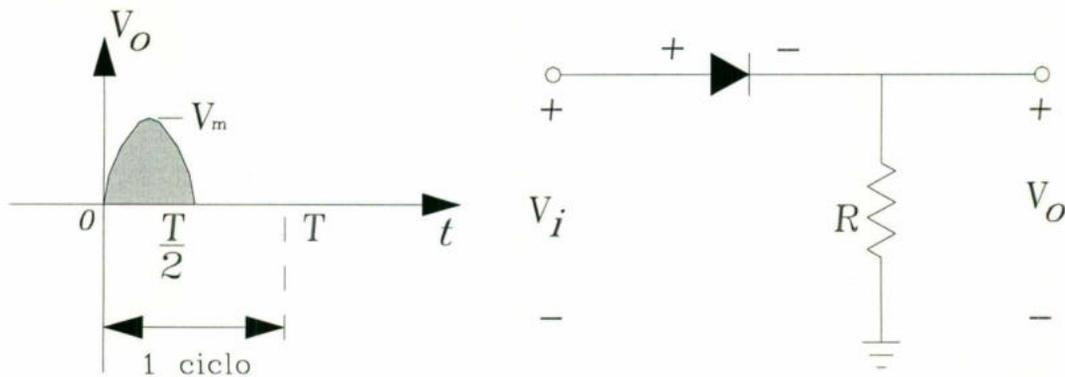


Figura 2a11 Rectificador de media onda.

A través de un ciclo completo, definido por el periodo T de la figura 2a11, el valor promedio (a suma algebraica de las áreas arriba y abajo del eje) es cero. El circuito de la figura 2a11, llamado **rectificador de media onda**, generará una forma de onda v_o la cual tendrá un valor promedio de uso particular en el proceso de conversión de ac a dc. Cuando un diodo se usa en el proceso de rectificación, es común que se le llame **rectificador**. Sus valores nominales de potencia y corriente son normalmente mucho más altos que los de los diodos que se usan en otras aplicaciones, como en computadoras o sistemas de comunicación.

Durante el intervalo $t = 0 \sim T/2$ en la figura 2a11, la polaridad del voltaje aplicado V_i es para establecer "presión" en la dirección que se indica, y encender el diodo con la polaridad indicada arriba del diodo. Al sustituir la equivalencia de circuito cerrado por el diodo dará por resultado el circuito equivalente de la figura 2a12, donde parece muy obvio que la señal de salida es una réplica exacta de la señal aplicada. Las dos terminales que definen el voltaje de salida están conectadas directamente a la señal aplicada mediante la equivalencia de corto circuito del diodo.

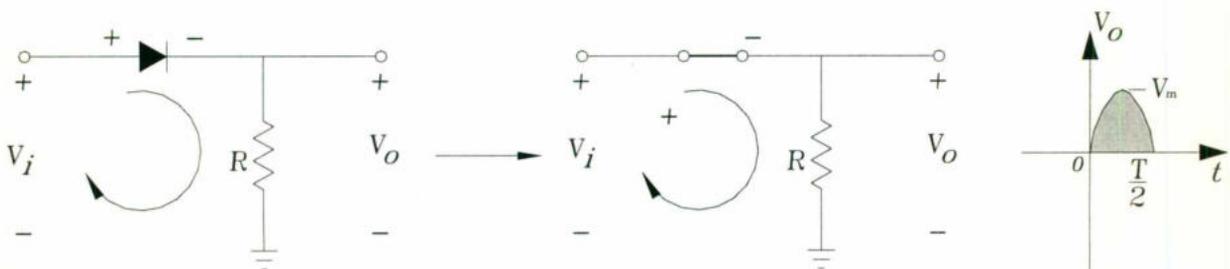


Figura 2a12 Región de conducción ($T \rightarrow T/2$).

Para el periodo $T/2 \rightarrow T$, la polaridad de la entrada V_i es como se indica en la figura 2a13, y la polaridad resultante a través del diodo ideal produce un estado "apagado" con un equivalente de circuito abierto. El resultado es la ausencia de una trayectoria para el flujo de carga y $V_o = iR = (0)R = 0$ V para el periodo $T/2 \rightarrow T$.

La entrada V_i y la salida V_o se dibujaron juntas en la figura 2a14 con el propósito de establecer una comparación. Ahora, la señal de salida V_o tiene un área neta positiva arriba del eje sobre un periodo completo, y un valor promedio determinado por:

$$V_{dc} = .3180 V_m$$

Ec. 2a3

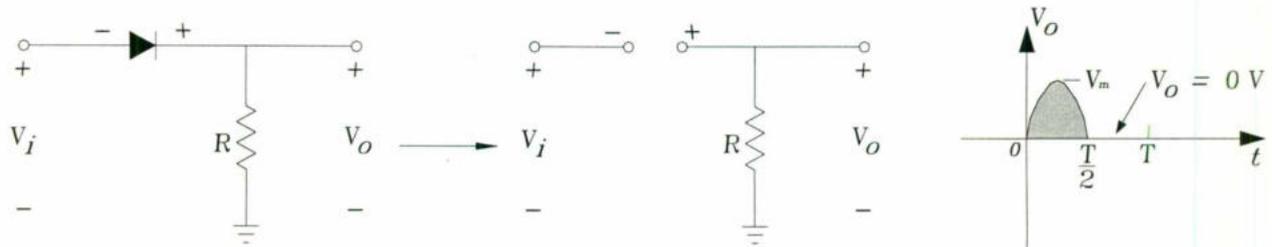


Figura 213 Región de no conducción ($T/2 \rightarrow T$).

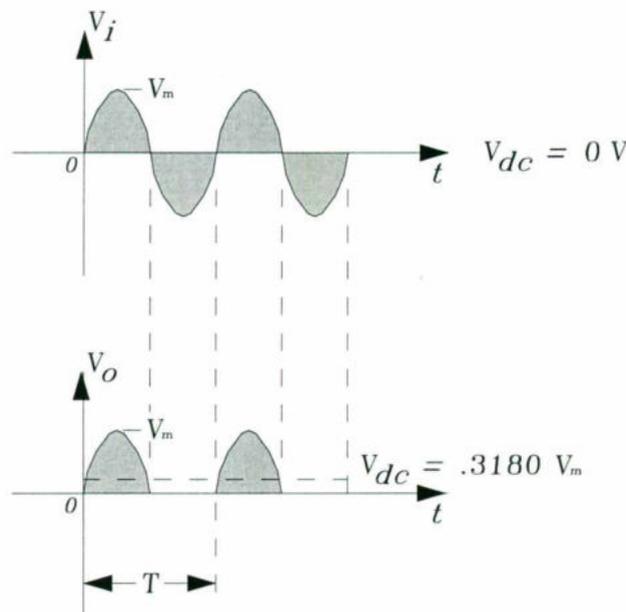


Figura 2a14 Señal rectificada de media onda.

Al proceso de eliminación de la mitad de la señal de entrada para establecer un nivel de le llama *rectificación de media onda*.

El efecto del uso de un diodo de silicio con $V_T = 0.7 \text{ V}$ se señala en la figura 2a15 para la región de polarización directa. La señal aplicada debe ser ahora de por lo menos 0.7 V antes que el diodo pueda "encender". Para los niveles de V_i menores que 0.7 V el diodo aún está en estado de circuito abierto y $V_o = 0 \text{ V}$, como lo indica la misma figura. Cuando conduce, la diferencia entre V_o y V_i se encuentra en un nivel fijo de $V_T = 0.7 \text{ V}$ y $V_o = V_i - V_T$ según se indica en la figura. El efecto neto es una reducción en el área arriba del eje, la cual reduce la manera natural el nivel resultante de voltaje dc. Para las situaciones donde $V_m \gg V_T$ la ecuación 2a2 puede aplicarse para determinar el valor promedio con un alto nivel de exactitud.

$$V_{dc} = 0.3180(V_m - V_T)$$

Ec. 2a4

Si V_m es suficientemente más grande que V_T la ecuación 2.7 es a menudo aplicada como una primera aproximación de V_{dc} .

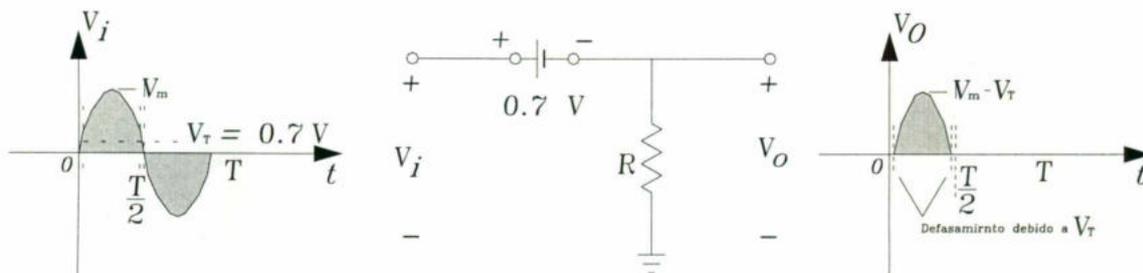


Figura 2a15 Efecto de V_T sobre la señal rectificadora de media onda.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P2a.

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 10 V/DIV
Y position -1.60
DC

CH-B 10 V/DIV
Y position 0.00
DC

Time Base 5.00 mS/div
X position 0.00
Y/T

Corra el programa, observe y registre las mediciones de los Instrumentos.

M1 =

M2 =

(Osciloscopio CH-A) V_{pp} ac = V, F = Hz, Dibujar forma de onda =

(Osciloscopio CH-B) $+V_p$ dc = V, F = Hz, Dibujar forma de onda =

Ecuaciones:

1) $V_{ac\ rms} = (V_p / \sqrt{2})$, medición en M1.

2) $V_{dc} = (0.318)V_p$, medición en M2.

3) $F = (1 / T)$, donde T = periodo de la onda.

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es la medición en M1?
2. ¿Cuál es la medición de V_{pp} ac? (utilizando el Osciloscopio CH-A)
3. ¿Cuál es el resultado de la ecuación 1?
4. ¿La medición en M1 es del orden esperado y por qué? (apóyese en la ecuación apropiada)

BIBLIOTECA
FACULTAD DE INGENIERIA

5. ¿Cuál es la medición en M2?
6. ¿Cuál es la medición de $+V_p$ dc ? (utilizando el Osciloscopio CH-B)
7. ¿Cuál es el resultado de la ecuación 2?
8. ¿La medición en M2 es del orden esperado y por qué? (apóyese en la ecuación apropiada)
9. ¿Cuál es la frecuencia de la señal senoidal que aparece en el Osciloscopio del CH-A?
10. ¿Cuál es la frecuencia de la señal rectificadora? (utilizando el Osciloscopio CH-B)

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)



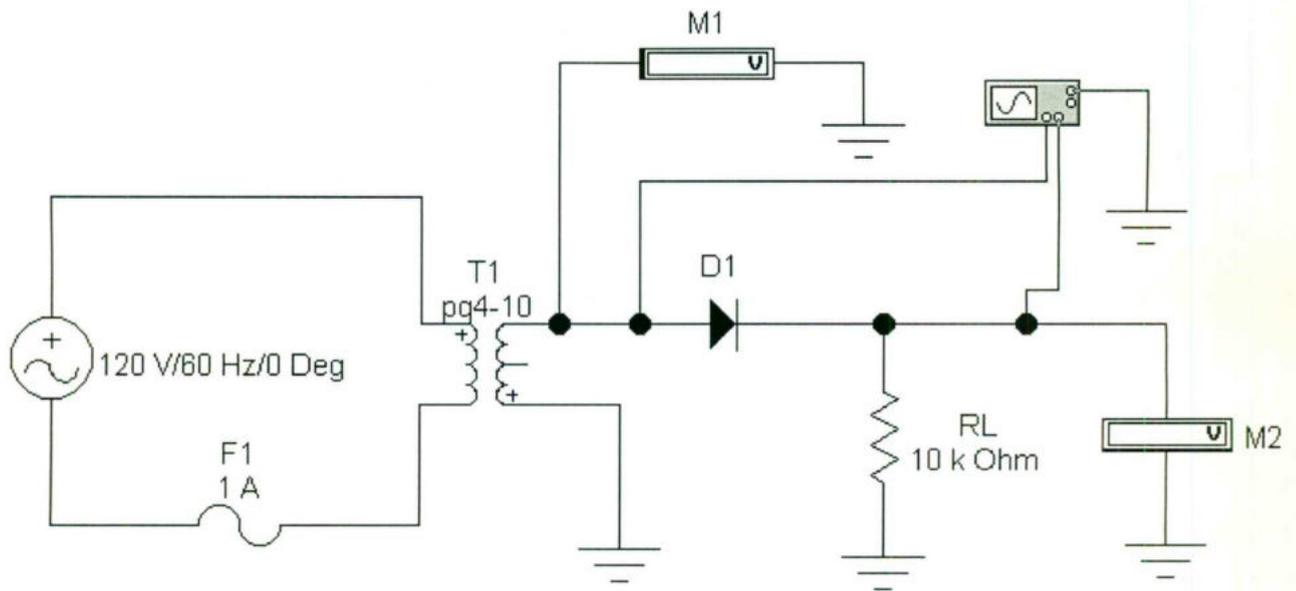


Fig. E-P2a.
Rectificador de media onda positiva

Referencia:

Malvino, Albert Paul, "PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA", Mc Graw-Hill.

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

LABORATORIO DE ELECTRONICA

PRACTICA 2b

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

RECTIFICACIÓN DE MEDIA ONDA NEGATIVA

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de un diodo en la aplicación de rectificación de media onda negativa.

Leer en su texto la sección que trata sobre rectificación de media onda.

MARCO TEORICO

Ahora para analicemos el siguiente circuito (Fig. 2b1):

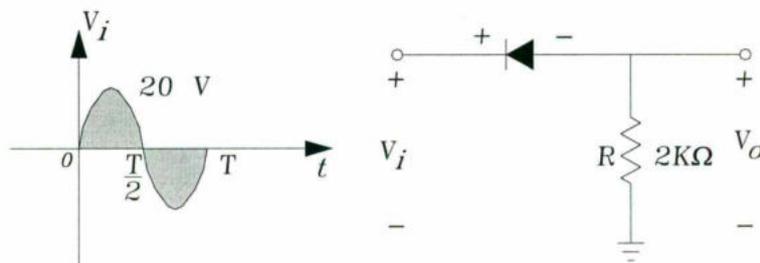


Figura 2b1 Red para rectificación de media onda negativa.

En esta situación el diodo conducirá durante la parte **negativa** de la entrada según se muestra en la figura 2b2, y V_o aparecerá como se señala en la misma figura. Para el periodo completo, el nivel dc es:

$$V_{dc} = -0.318V_m = -0.318(20 \text{ V}) = - 6.36 \text{ V}$$

El signo negativo indica que la polaridad de la salida es opuesta a la polaridad definida de la Figura 2b2.

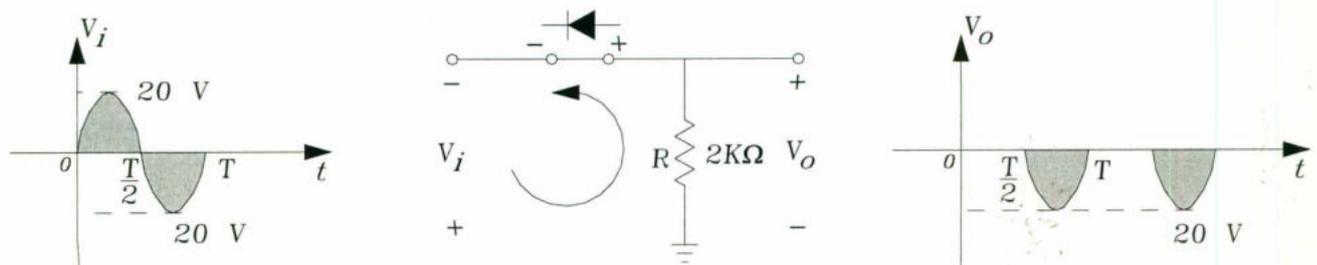


Figura 2b2 V_o resultante para el circuito de rectificación negativa.

La caída resultante en el nivel de dc, es una diferencia que, en efecto, puede ignorarse para la mayor parte de las aplicaciones.

Para un diodo de silicio, la salida tiene la apariencia de la figura 2b3.

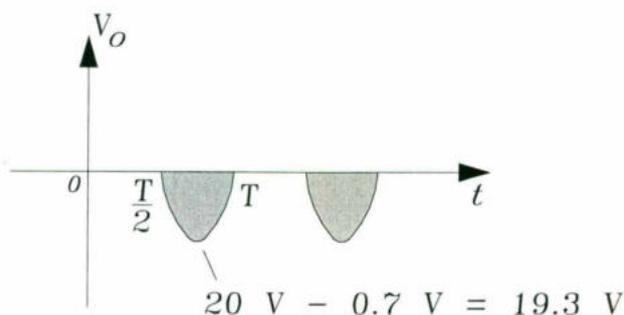


Figura 2b3 Efecto de V_T sobre la salida de la figura 3a2.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P2b.

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 10 V/DIV
Y position 1.40
DC

CH-B 10 V/DIV
Y position 0.00
DC

Time Base 5.00 mS/div
X position 0.00
Y/T

Corra el programa, observe y registre las mediciones de los Instrumentos.

M1 =

M2 =

(Osciloscopio CH-A) $V_{pp\ ac} =$ V, $F =$ Hz, Dibujar forma de onda =

(Osciloscopio CH-B) $-V_p\ dc =$ V, $F =$ Hz, Dibujar forma de onda =

Ecuaciones:

- 1) $V_{ac\ rms} = (V_p / \sqrt{2})$, medición en M1.
- 2) $V_{dc} = -(0.318)V_p$, medición en M2.
- 3) $F = (1 / T)$, donde T = periodo de la onda.

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es la medición en M1?
2. ¿Cuál es la medición de $V_{pp\ ac}$? (utilizando el Osciloscopio CH-A)
3. ¿Cuál es el resultado de la ecuación 1?
4. ¿La medición en M1 es del orden esperado y por qué? (apóyese en la ecuación apropiada)
5. ¿Cuál es la medición en M2?
6. ¿Cuál es la medición de $-V_p\ dc$? (utilizando el Osciloscopio CH-B)
7. ¿Cuál es el resultado de la ecuación 2?
8. ¿La medición en M2 es del orden esperado y por qué? (apóyese en la ecuación apropiada)
9. ¿Cuál es la frecuencia de la señal senoidal que aparece en el Osciloscopio del CH-A?
10. ¿Cuál es la frecuencia de la señal rectificadora? (utilizando el Osciloscopio CH-B)

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)

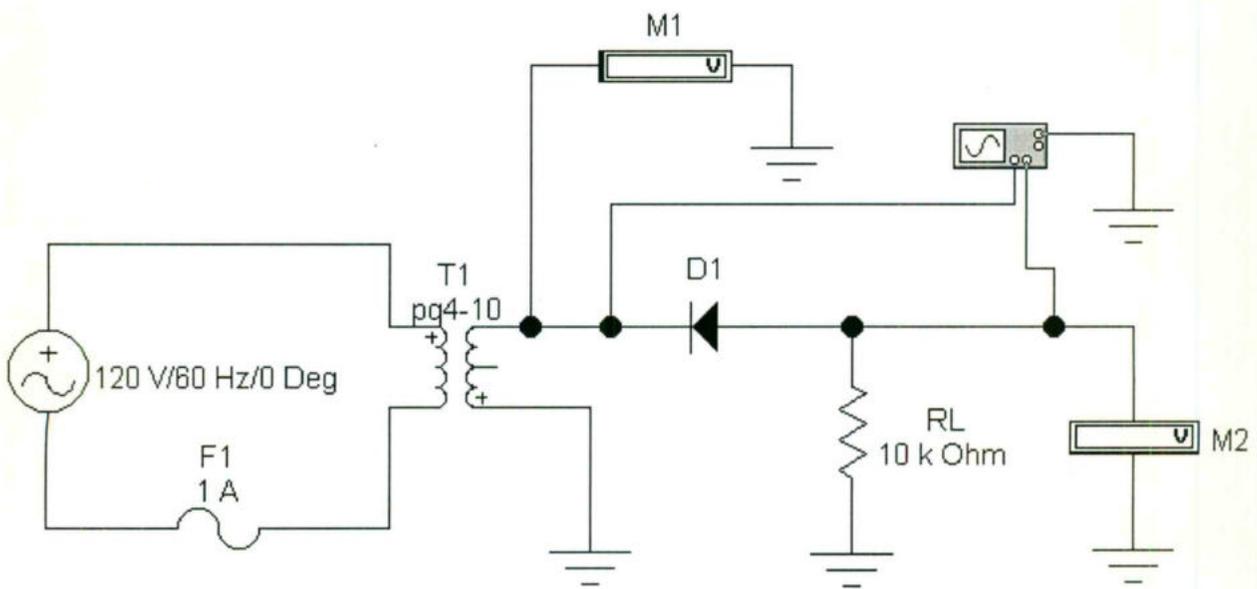


Fig. E-P2b
Rectificación de media onda negativa

Referencia:

Malvino, Albert Paul, "PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA", Mc Graw-Hill.

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

LABORATORIO DE ELECTRONICA

PRACTICA 3a

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

RECTIFICACIÓN DE ONDA COMPLETA POSITIVA CON TRANSFORMADOR CON DERIVACIÓN CENTRAL

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de los diodos en la aplicación de rectificación de onda completa positiva con transformador con derivación central.

Leer en su texto la sección que trata sobre rectificación de onda completa positiva.

MARCO TEORICO

Un segundo tipo de rectificador de onda completa es el que aparece en la figura 3a1 con solo dos diodos, pero requiere de un transformador con derivación central (CT, por las iniciales en inglés de: *Center Tapped*) para establecer la señal de entrada a través de cada sección del secundario del transformador.

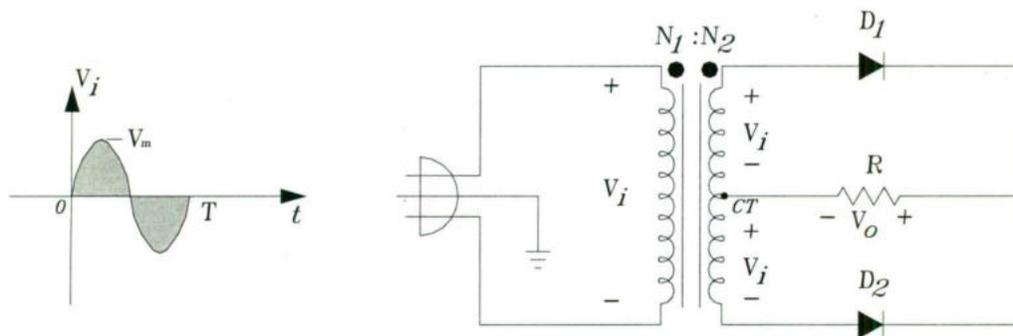


Figura 3a1 Transformador con derivación central para un rectificador de onda completa positiva.

Durante la porción positiva de V_i aplicada al primario del transformador, la red aparece como se muestra en la figura 3a2. D_1 asume el equivalente de corto circuito y D_2 el equivalente del circuito abierto, según se determinó por los voltajes secundarios y las direcciones de corriente resultantes.

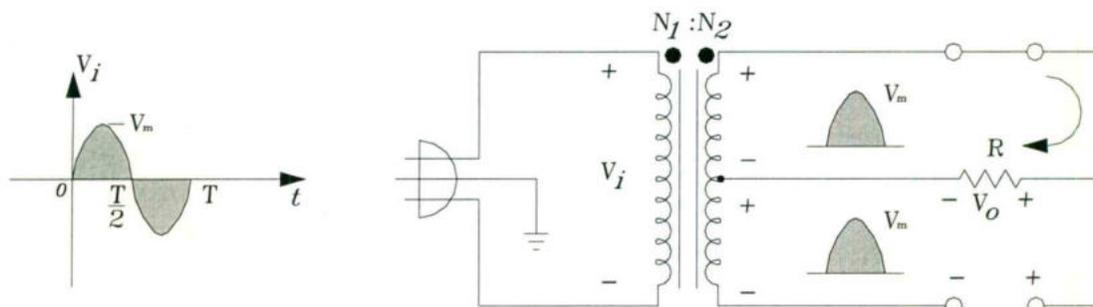


Figura 3a2 Condiciones de la red para la región positiva de V_i .

El voltaje de salida aparece en la figura 3a3:

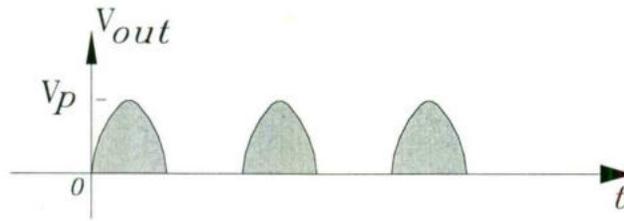


Figura 3a3 Salida V_{out} para el semiciclo positivo de entrada.

Durante la porción negativa de la entrada, la red aparece como lo indica la figura 3a4, invirtiendo los papeles de los diodos, pero manteniendo la misma polaridad para el voltaje a través de la resistencia de carga r .

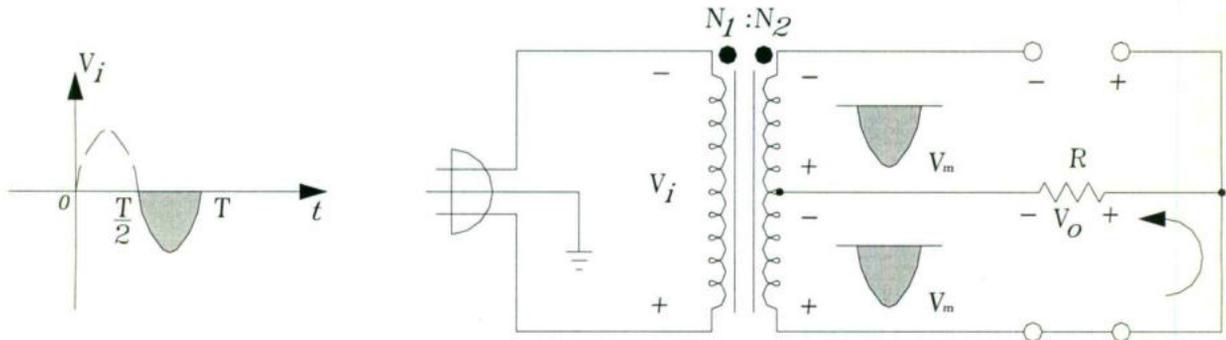


Figura 3a4 Condiciones de la red para la región negativa de V_i .

]Para obtener una señal de salida:

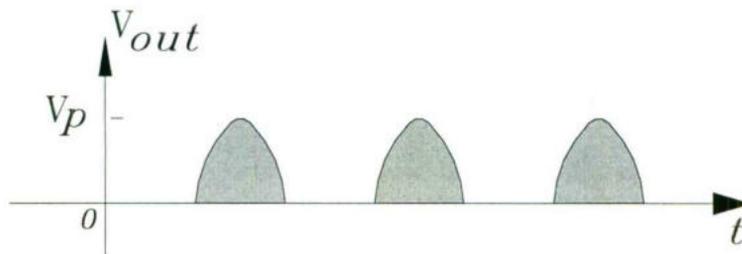


Figura 3a5 Salida V_{out} para el semiciclo negativo de entrada.

El efecto neto es igual a la que aparece en la figura 3a5 con los mismos niveles dc.

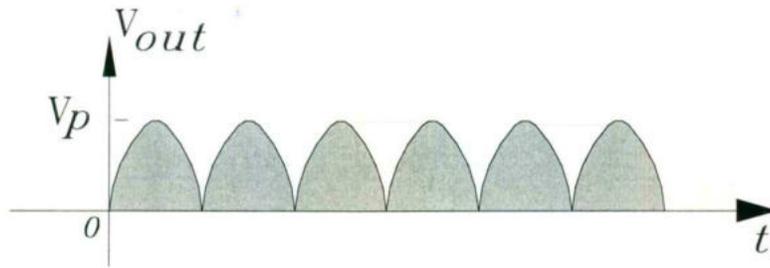


Figura 3a6 Salida de onda completa.

PIV

La red de la figura 3a7 ayudara a determinar el PIV (voltaje de pico inverso) neto para cada diodo de este rectificador de onda completa. La inserción del voltaje máximo del voltaje secundario y el V_m de acuerdo con lo establecido para la red adjunta dará por resultado

$$\begin{aligned}
 PIV &= P_{\text{secundario}} + V_R \\
 &= V_m + V_m
 \end{aligned}$$

$PIV \cong 2V_m$	transformador CT, rectificador de onda completa
------------------	---

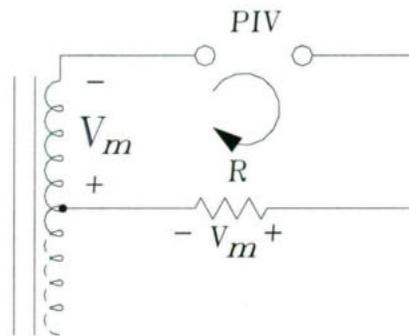


Figura 3a7 Determinación del nivel de PIV para los diodos del transformador con derivación central para un rectificador de onda completa.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P3a.

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 5 V/DIV
Y position -1.60
DC

CH-B 5 V/DIV
Y position 0.00
DC

Time Base 5.00 mS/div
X position 0.00
Y/T

Corra el programa, observe y registre las mediciones de los Instrumentos.

M1 =

M2 =

(Osciloscopio CH-A) V_{pp} ac = V, F = Hz, Dibujar forma de onda =

(Osciloscopio CH-B) + V_p dc = V, F = Hz, Dibujar forma de onda =

Ecuaciones:

- 1) $V_{ac\ rms} = (V_p / \sqrt{2})$, medición en M1.
- 2) $V_{dc} = (0.636)V_p$, medición en M2.
- 3) $F = (1 / T)$, donde T = periodo de la onda.

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es la medición en M1?
2. ¿Cuál es la medición de V_{pp} ac ? (utilizando el Osciloscopio CH-A)
3. ¿Cuál es el resultado de la ecuación 1?
4. ¿La medición en M1 es del orden esperado y por qué? (apóyese en la ecuación apropiada)
5. ¿Cuál es la medición en M2?
6. ¿Cuál es la medición de + V_p dc ? (utilizando el Osciloscopio CH-B)
7. ¿Cuál es el resultado de la ecuación 2?
8. ¿La medición en M2 es del orden esperado y por qué? (apóyese en la ecuación apropiada)
9. ¿Cuál es la frecuencia de la señal senoidal que aparece en el Osciloscopio del CH-A?
10. ¿Cuál es la frecuencia de la señal rectificadora? (utilizando el Osciloscopio CH-B)

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)



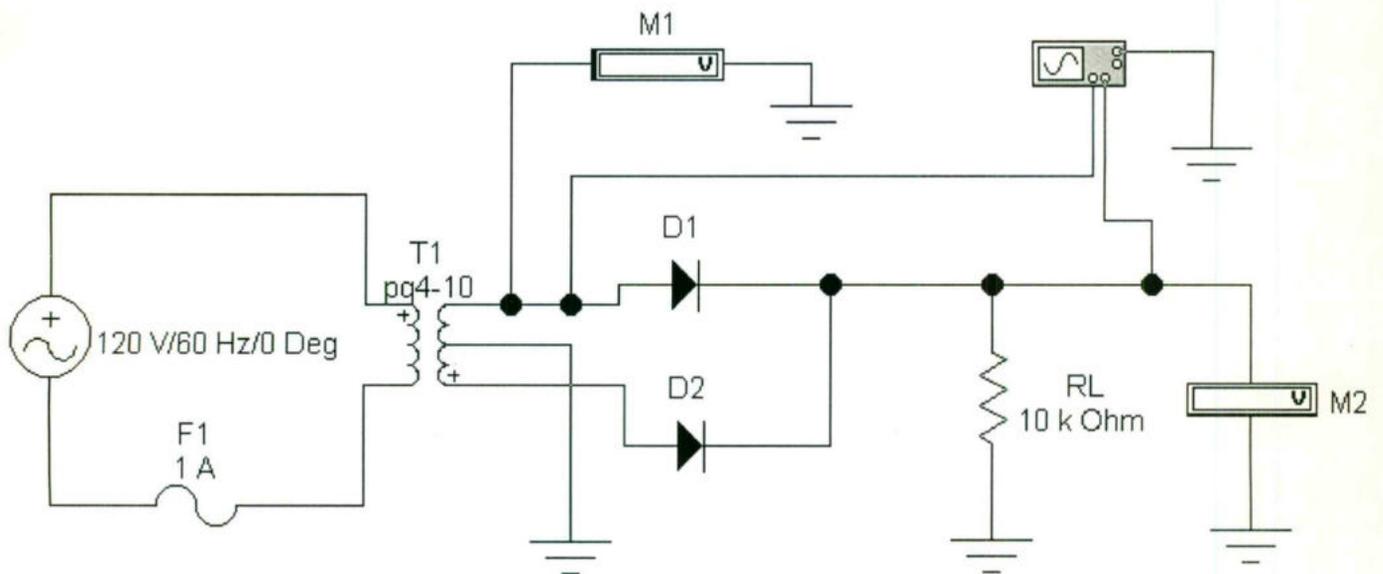


Fig. E-P3a
Rectificador de onda completa
salida positiva

Referencia:

Malvino, Albert Paul, "PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA", Mc Graw-Hill.

LABORATORIO DE ELECTRONICA

PRACTICA 3b

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

RECTIFICACIÓN DE ONDA COMPLETA NEGATIVA CON TRANSFORMADOR CON DERIVACIÓN CENTRAL

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de los diodos en la aplicación de rectificación de onda completa negativa con transformador con derivación central.

Leer en su texto la sección que trata sobre rectificación de onda completa.

MARCO TEORICO

El siguiente rectificador de onda completa negativa, el que se muestra en la figura 3b1 con solo dos diodos, también con un transformador con derivación central para establecer la señal de entrada a través de cada sección del secundario del transformador.

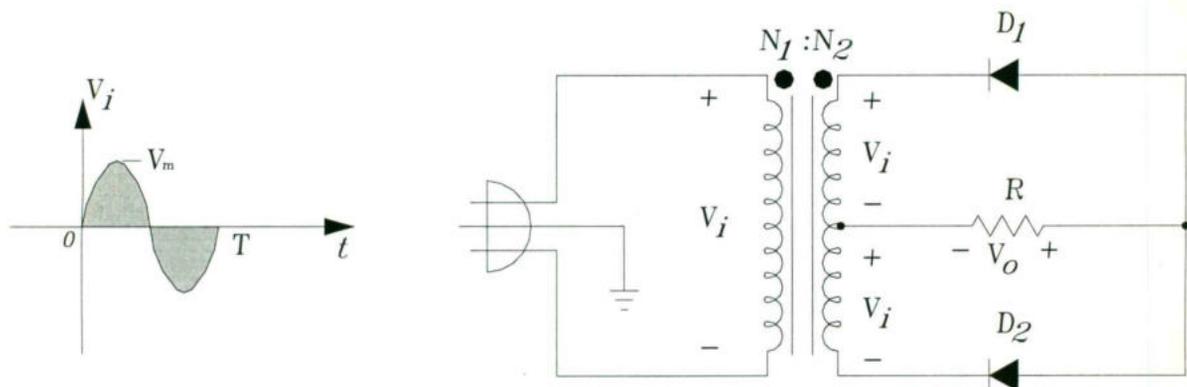


Figura 3b1 Transformador con derivación central para un rectificador de onda completa negativa.

Durante la porción positiva de V_i aplicada al primario del transformador, la red aparece como se muestra en la figura 3b2. D_1 asume el equivalente de corto circuito y D_2 el equivalente del circuito abierto, según se determinó por los voltajes secundarios y las direcciones de corriente resultantes.

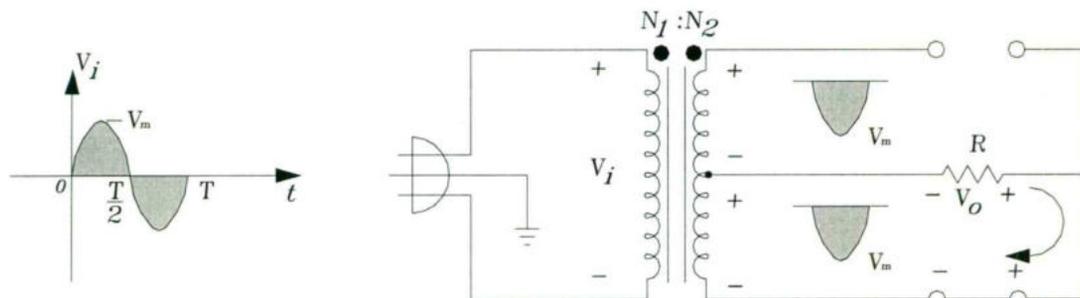


Figura 3b2 Condiciones de la red para la región negativa de V_i .

El voltaje de salida aparece en la figura 3b3:

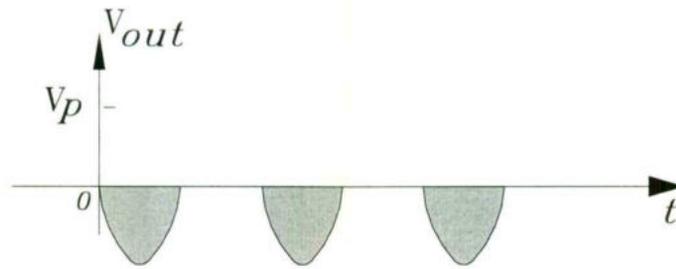


Figura 3b3 Salida V_{out} del semiciclo positivo de entrada.

Durante la porción positiva de la entrada, la red aparece como lo indica la figura 3b4, invirtiendo los papeles de los diodos, pero manteniendo la misma polaridad para el voltaje a través de la resistencia de carga r .

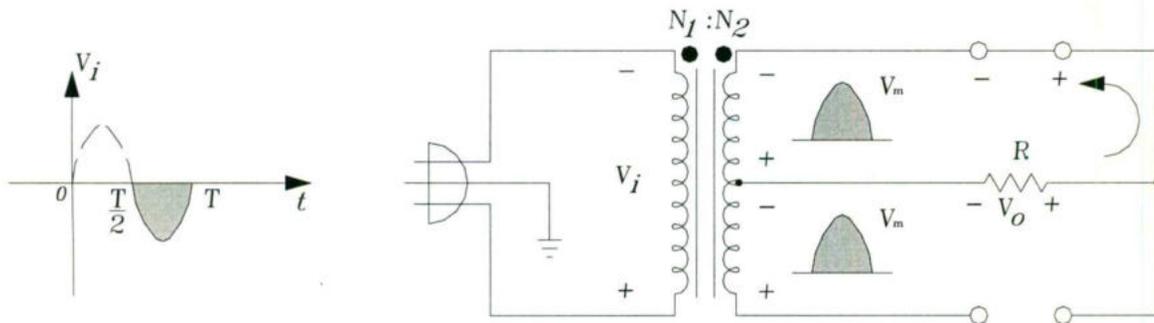


Figura 3b4 Condiciones de la red para la región positiva de V_i .

Para obtener una señal de salida:

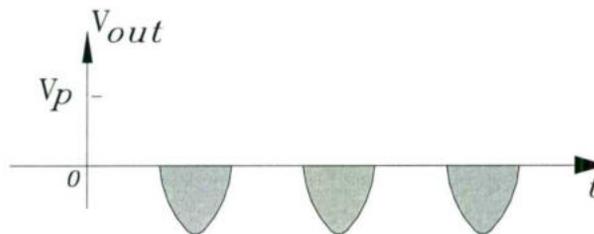


Figura 3b5 Salida V_{out} del semiciclo negativo de entrada.

El efecto neto es igual a la que aparece en la figura 3b6 con los mismos niveles dc.

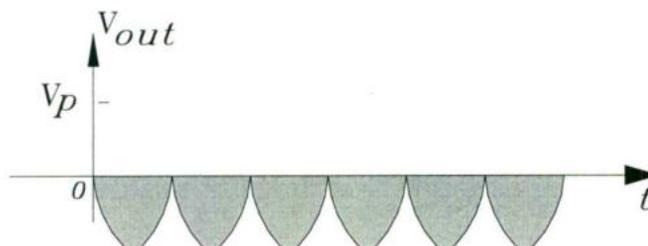


Figura 3b6 Salida de onda completa.

PIV

La red de la figura 3b7 ayudara a determinar el PIV (voltaje de pico inverso) neto para cada diodo de este rectificador de onda completa. La inserción del voltaje máximo del voltaje secundario y el V_m de acuerdo con lo establecido para la red adjunta dará por resultado

$$\begin{aligned} PIV &= P_{\text{secundario}} + V_R \\ &= V_m + V_m \end{aligned}$$

$$PIV \cong 2V_m \quad \text{transformador CT,} \\ \text{rectificador de} \\ \text{onda completa}$$

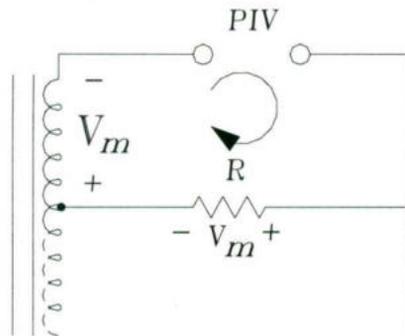


Figura 3b7 Determinación del nivel PIV para los diodos del transformador con derivación central para un rectificador de onda completa.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P3b.

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 10 V/DIV
Y position 1.40
DC

CH-B 10 V/DIV
Y position 0.00
DC

Time Base 5.00 mS/div
X position 0.00
Y/T

Corra el programa, observe y registre las mediciones de los Instrumentos.

M1 =

M2 =

(Osciloscopio CH-A) V_{pp} ac = V, F = Hz, Dibujar forma de onda =

(Osciloscopio CH-B) $-V_p$ dc = V, F = Hz, Dibujar forma de onda =

Ecuaciones:

- 1) $V_{ac\ rms} = (V_p / \sqrt{2})$, medición en M1.
- 2) $V_{dc} = -(0.636)V_p$, medición en M2.
- 3) $F = (1 / T)$, donde T = periodo de la onda.

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es la medición en M1?
 2. ¿Cuál es la medición de V_{pp} ac ? (utilizando el Osciloscopio CH-A)
 3. ¿Cuál es el resultado de la ecuación 1?
 4. ¿La medición en M1 es del orden esperado y por qué? (apóyese en la ecuación apropiada)
 5. ¿Cuál es la medición en M2?
 6. ¿Cuál es la medición de $-V_p$ dc ? (utilizando el Osciloscopio CH-B)
 7. ¿Cuál es el resultado de la ecuación 2?
 8. ¿La medición en M2 es del orden esperado y por qué? (apóyese en la ecuación apropiada)
 9. ¿Cuál es la frecuencia de la señal senoidal que aparece en el Osciloscopio del CH-A?
 10. ¿Cuál es la frecuencia de la señal rectificadora? (utilizando el Osciloscopio CH-B)
- Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)

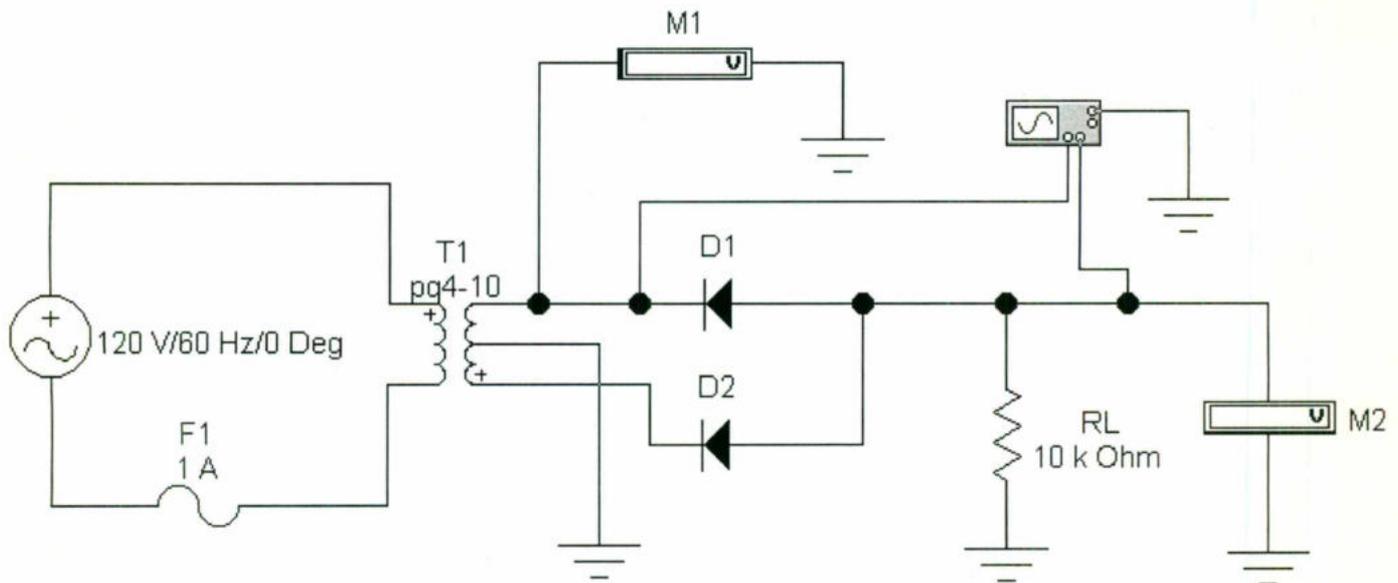


Fig. E-P3b
Rectificación de onda completa
Salida negativa

Referencia:

Malvino, Albert Paul, "PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA", Mc Graw-Hill.

LABORATORIO DE ELECTRONICA

PRACTICA 4a

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

RECTIFICACIÓN DE ONDA COMPLETA POSITIVA TIPO PUENTE**OBJETIVO**

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de los diodos en la aplicación de rectificación de onda completa positiva tipo puente.

Leer en su texto la sección que trata sobre rectificación de onda completa positiva tipo puente.

MARCO TEORICO

La Figura 4a1 muestra un puente rectificador. El puente rectificador es similar a un rectificador de onda completa porque produce una tensión de salida de onda completa. Los diodos D_1 y D_2 conducen en la mitad positiva del ciclo, y D_3 y D_4 conducen en la mitad negativa del ciclo. Como resultado, la corriente por la carga rectificada circula durante ambas mitades de los ciclos.

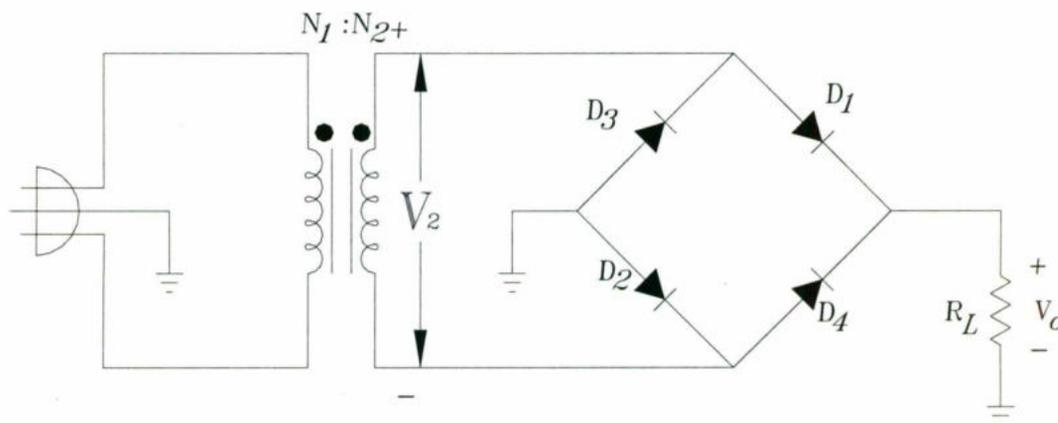


Figura 4a1 Puente rectificador de onda completa positiva tipo puente

La Figura 4a2 representa el circuito equivalente a la mitad positiva del ciclo. Como se puede ver, D_1 y D_2 están polarizados en directa.

Esto produce una tensión positiva en la carga, como se indica por la polaridad más-menos a través de la resistencia de carga. Como ayuda, se visualiza D_2 en corto; entonces, el circuito que queda es un rectificador de media onda, que ya nos es familiar.

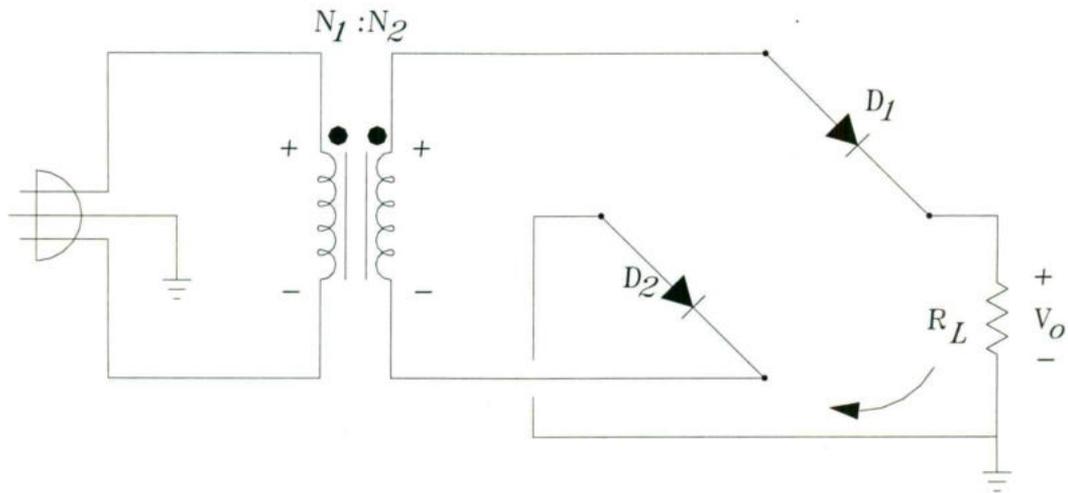


Figura 4a2 Circuito equivalente para el semiciclo negativo.

Durante ambas mitades de los ciclos, la tensión en la carga tiene la misma polaridad y la corriente por la carga circula en la misma dirección, originando una salida:

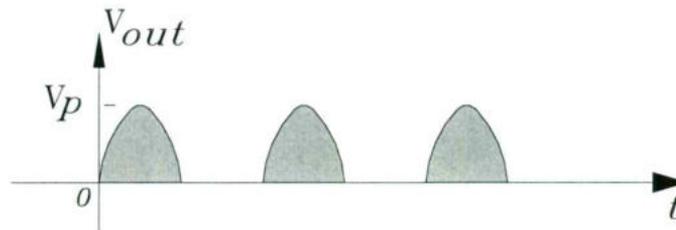


Figura 4a3 Salida V_{out} del semiciclo positivo de entrada.

En la Figura 4a4 aparece el circuito equivalente para la mitad negativa del ciclo. Esta vez, D_3 y D_4 están polarizados en directa. Esto también produce una tensión positiva en la carga. Si visualiza D_3 en corto, el circuito parece un rectificador de media onda así el puente rectificador actúa como dos rectificadores de media onda superpuestos.

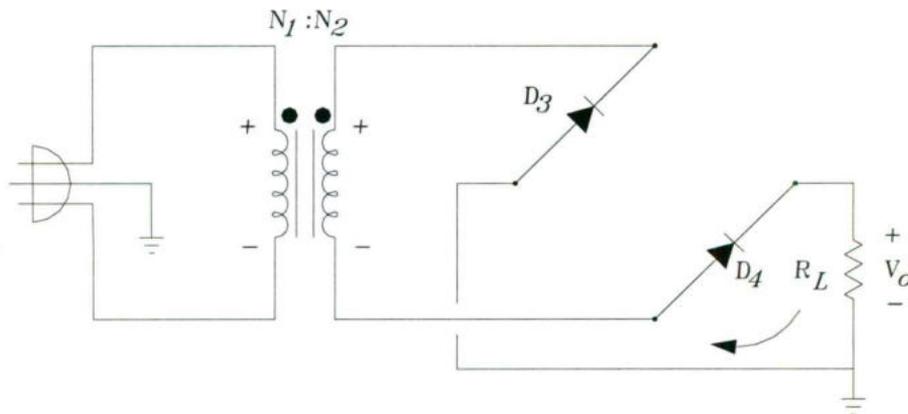


Figura 4a4 Salida del semiciclo negativo.

Durante ambas mitades de los ciclos, la tensión en la carga tiene la misma polaridad y la corriente por la carga circula en la misma dirección, originando una salida:

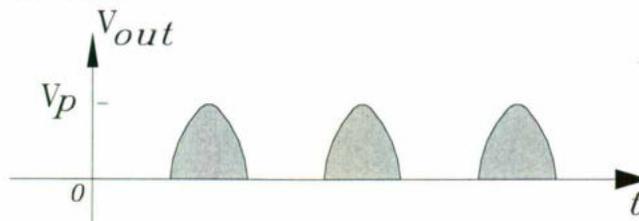


Figura 4a5 Salida V_{out} del semiciclo negativo de entrada.

Por lo tanto el circuito de la figura 4a1 ha cambiado la tensión de entrada alterna por una tensión de salida continua pulsante como se muestra en la Figura 4a6. Note la ventaja de este tipo de rectificación de onda completa sobre la versión con conexión central de la sección previa: *la tensión del secundario se usa en su totalidad.*

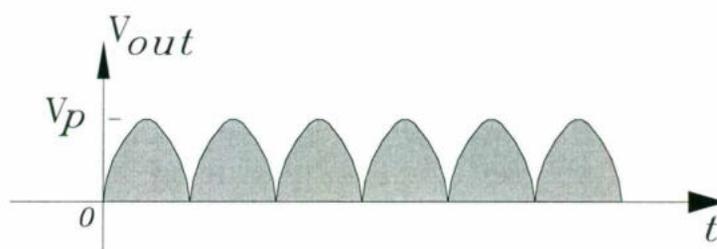


Figura 4a6 Salida de onda completa.

Valor medio y frecuencia de salida

Como un puente rectificador produce una salida de onda completa, las ecuaciones para el valor medio y la frecuencia de salida son las mismas que para el rectificador de onda completa:

$$V_{dc} = 2V_p / \pi$$

y

$$f_{out} = 2f_{in}$$

El valor medio es 63,6 por 100 del valor de pico, y la frecuencia de salida es 120 Hz, dada una frecuencia de línea de 60 Hz.

Una ventaja de un puente rectificador es que toda la tensión del secundario se usa como entrada al rectificador. Dado el mismo transformador, obtenemos el doble de la tensión de pico y el doble de la tensión continua con un rectificador de puente respecto a un rectificador de onda completa. Duplicar la tensión de salida continua compensa el uso de dos diodos extra. Por regla general, se verá el puente rectificador usado muchas más veces que el rectificador de onda completa.

El rectificador de onda completa se usó por muchos años antes de que apareciera el puente rectificador. Por esta razón, ha mantenido el nombre de rectificador de onda completa incluso aunque el puente rectificador tiene una salida de onda completa. Para distinguir el rectificador de onda completa del puente rectificador, en la bibliografía se pueden referir a un rectificador de onda completa como un rectificador de onda completa convencional. Un rectificador de onda completa de dos diodos, o un rectificador de onda completa con conexión central.

Nota: para un transformador dado, el puente rectificador es mejor que el rectificador de media onda porque tiene menos rizado y es mejor que rectificador de onda completa por que produce el doble de tensión de salida. El puente rectificador se ha convertido en el más popular.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P4a.

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 10 V/DIV	CH-B ----	Time Base 5.00 mS/div
Y position 0.00	----	X position 0.00
DC	----	Y/T

Corra el programa, observe y registre las mediciones de los Instrumentos.

M1 =

(Osciloscopio CH-A) $+V_p$ dc = V, F = Hz, Dibujar forma de onda =

Ecuaciones:

$V_{dc} = (0.636)V_p$, medición en M1.

$F = (1 / T)$, donde T = periodo de la onda.

$V_p = (\sqrt{2}) V_{rms}$

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es la medición en M1?
2. ¿Cuál es la medición de $+V_p$ dc ? (utilizando el Osciloscopio CH-A)
3. ¿El resultado de la pregunta 2 es del orden esperado y por qué?
4. ¿Cuál es el resultado de la ecuación $V_{dc} = (0.636)V_p$?
5. ¿La medición en M1 es del orden esperado y por qué? (apóyese en el resultado de la ecuación apropiada)
6. ¿Cuál es el voltaje de pico de la señal rectificadora utilizando la ecuación $V_{dc} = (0.636)V_p$?
7. ¿Cuál es la frecuencia de la señal rectificadora?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)



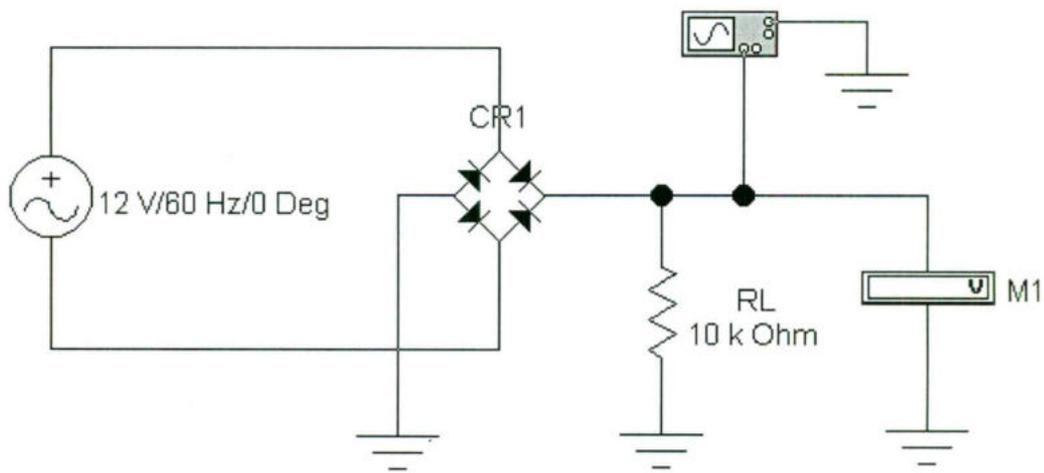


Fig. E-P4a
Rectificación de onda completa positiva tipo puente

Referencia:

Malvino, Albert Paul, "PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA", Mc Graw-Hill.

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

LABORATORIO DE ELECTRONICA

PRACTICA 4b

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

RECTIFICACIÓN DE ONDA COMPLETA NEGATIVA TIPO PUENTE

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de los diodos en la aplicación de rectificación de onda completa negativa tipo puente.

Leer en su texto la sección que trata sobre rectificación de onda completa negativa tipo puente.

MARCO TEORICO

La Figura 4a1 muestra un puente rectificador. El puente rectificador es similar al de onda completa positiva a diferencia del sentido inverso de los diodos y de igual manera también produce una tensión de salida de onda completa. Los diodos D_1 y D_2 conducen en la mitad positiva del ciclo, y D_3 y D_4 conducen en la mitad negativa del ciclo. Como resultado, la corriente por la carga rectificadora circula durante ambas mitades de los ciclos.

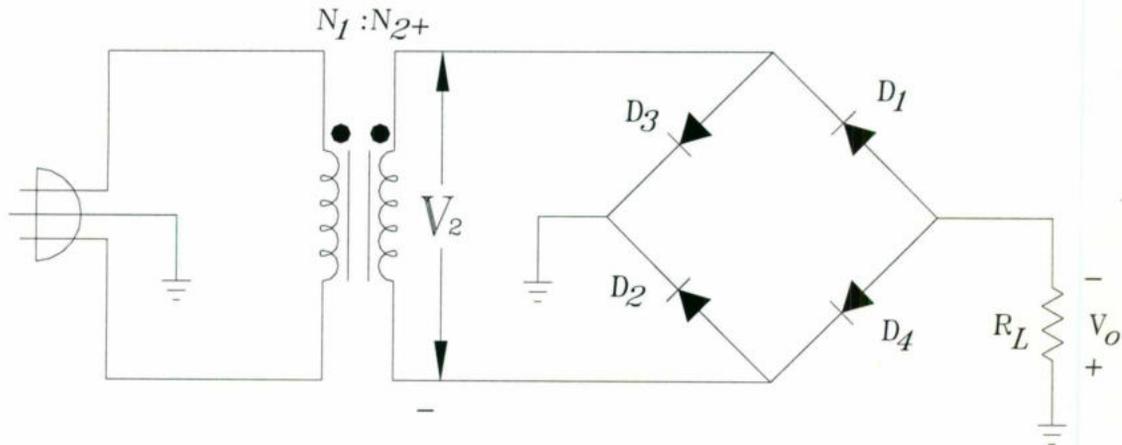


Figura 4b1 Puente rectificador de onda completa negativa tipo puente.

La Figura 4b2 representa el circuito equivalente a la mitad positiva del ciclo. Como se puede ver, D_1 y D_2 están polarizados en inversa.

Esto produce una tensión negativa en la carga, como se indica por la polaridad menos-más a través de la resistencia de carga. Como ayuda, se visualiza D_2 en corto; entonces, el circuito que queda es un rectificador de media onda, que ya nos es familiar.

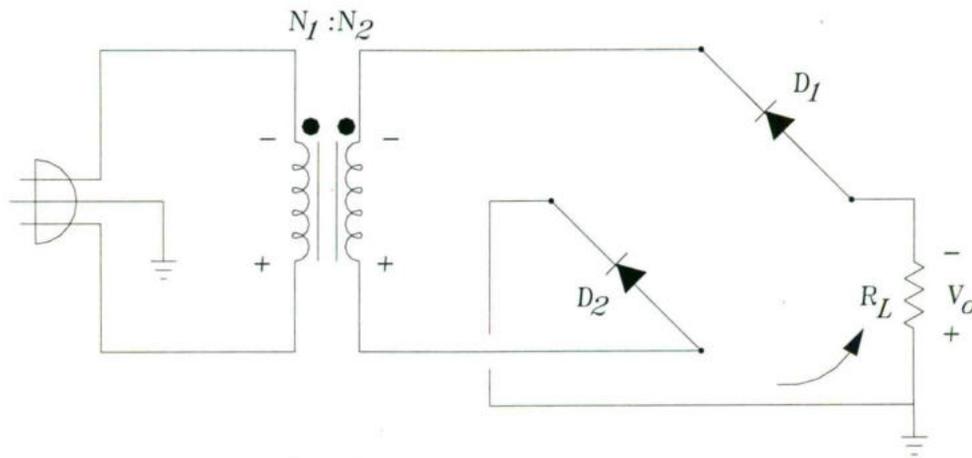


Figura 4b2 Circuito equivalente para el semiciclo positivo.

Durante ambas mitades de los ciclos, la tensión en la carga tiene la misma polaridad y la corriente por la carga circula en la misma dirección, originando una salida:

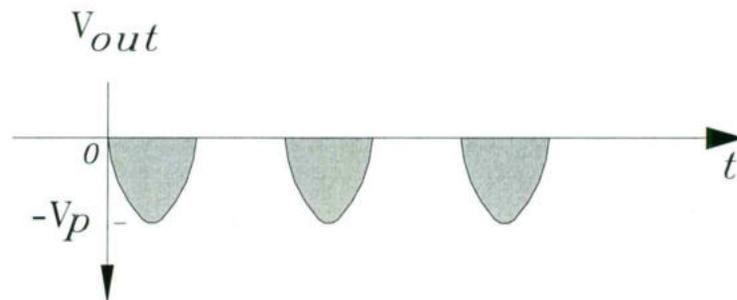


Figura 4b3 Salida V_{out} del semiciclo positivo de entrada.

En la Figura 4b4 aparece el circuito equivalente para la mitad negativa del ciclo. Esta vez, D_3 y D_4 están polarizados en inversa. Esto también produce una tensión negativa en la carga. Si visualiza D_3 en corto, el circuito parece un rectificador de media onda así el puente rectificador actúa como dos rectificadores de media onda superpuestos.

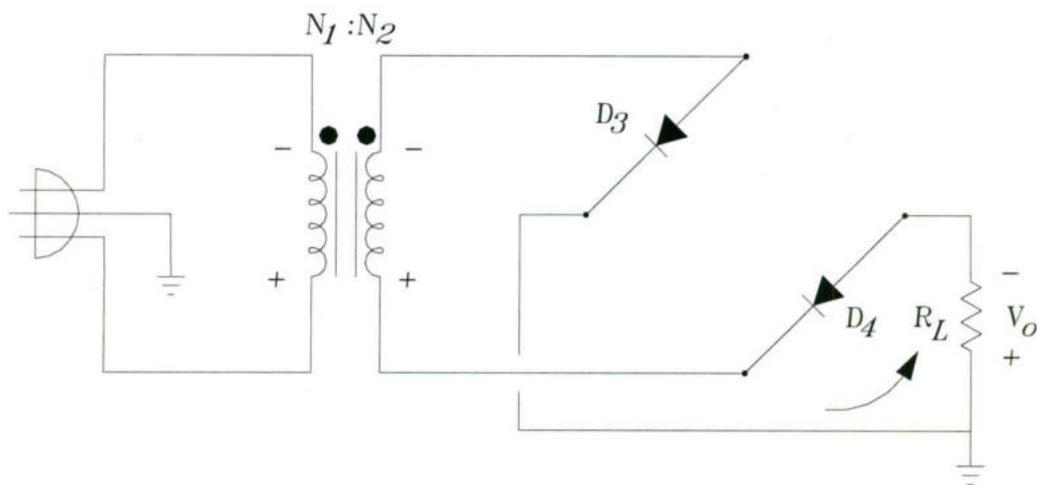


Figura 4b4 Salida del semiciclo negativo.

Durante ambas mitades de los ciclos, la tensión en la carga tiene la misma polaridad y la corriente por la carga circula en la misma dirección, originando una salida:

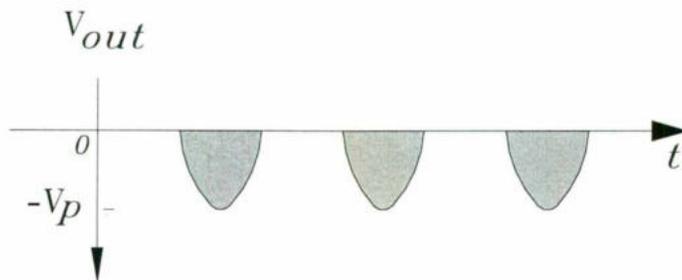


Figura 4b5 Salida del semiciclo negativo.

Por lo tanto el circuito de la figura 4b1 ha cambiado la tensión de entrada alterna por una tensión de salida continua pulsante como se muestra en la Figura 4b6. Note la ventaja de este tipo de rectificación de onda completa sobre la versión con conexión central de la sección previa: *la tensión del secundario se usa en su totalidad.*

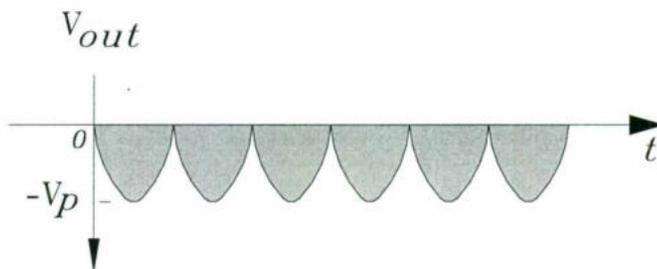


Figura 4b6 Salida de onda completa.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P4b.

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 10 V/DIV	CH-B ----	Time Base 5.00 mS/div
Y position 0.00	----	X position 0.00
DC	----	Y/T

Corra el programa, observe y registre las mediciones de los Instrumentos.

M1 =

(Osciloscopio CH-A) $-V_p$ dc = V, F = Hz, Dibujar forma de onda =

Ecuaciones:

$$V_{dc} = - (0.636)V_p, \text{ medición en M1.}$$

$$F = (1 / T), \text{ donde } T = \text{periodo de la onda.}$$

$$V_p = (\sqrt{2}) V_{rms}$$

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es la medición en M1?
2. ¿Cuál es la medición de $-V_p$ dc ? (utilizando el Osciloscopio CH-A)
3. ¿El resultado de la pregunta 2 es del orden esperado y por qué?
4. ¿Cuál es el resultado de la ecuación $V_{dc} = -(0.636)V_p$?
5. ¿La medición en M1 es del orden esperado y por qué? (apóyese en el resultado de la ecuación apropiada)
6. ¿Cuál es el voltaje de pico de la señal rectificadora utilizando la ecuación $V_{dc} = -(0.636)V_p$?
7. ¿Cuál es la frecuencia de la señal rectificadora?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)



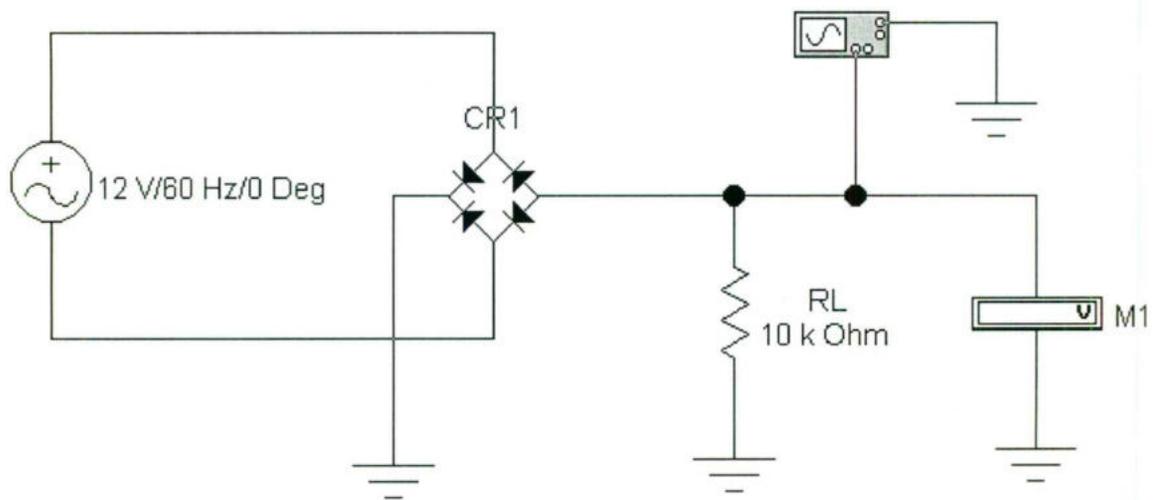


Fig. E-P4b
Rectificación de onda completa negativa tipo puente

Referencia:

Malvino, Albert Paul, "PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA", Mc Graw-Hill.

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

LABORATORIO DE ELECTRONICA

PRACTICA 5a

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

DOBLADOR DE VOLTAJE

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de un circuito doblador de voltaje de DC.

Leer en su texto el tema sobre circuitos dobladores de voltaje.

MARCO TEORICO

Los circuitos multiplicadores de voltaje se utilizan para mantener el voltaje pico de un transformador relativamente bajo, ya que elevan el voltaje de salida pico a dos, tres, cuatro o veces el voltaje pico rectificado.

Doblador de voltaje

La red de la figura 5a1 es un doblador de voltaje de media onda. Durante el medio ciclo de voltaje positivo a través del transformador, el diodo del secundario D_1 conduce (y el diodo D_2 está en corte), cargando el capacitor C_1 hasta el voltaje pico rectificado (V_m). El diodo es idealmente un circuito cerrado durante este medio ciclo, y el voltaje de entrada carga al capacitor C_1 hasta V_m con la polaridad mostrada en la figura 5a2 a).

Durante el medio ciclo negativo del voltaje del secundario, el diodo D_1 está en corte y el diodo D_2 conduce carga al capacitor C_2 . Dado que el diodo D_2 actua como un corto circuito durante el medio ciclo negativo (y el diodo D_1 abierto), pueden sumarse los voltajes alrededor del lazo externo, (véase la figura 5a2 b)):

$$\begin{aligned} -V_{C_2} + V_{C_1} + V_m &= 0 \\ -V_{C_2} + V_m + V_m &= 0 \end{aligned}$$

De la cual

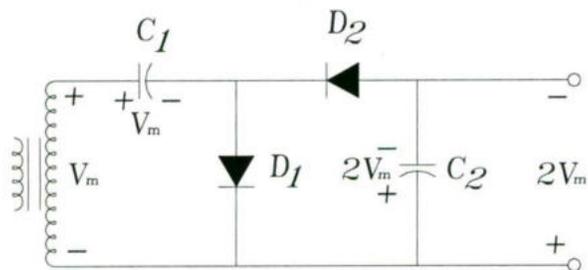


Figura 5a1 Doblador de voltaje de media onda.

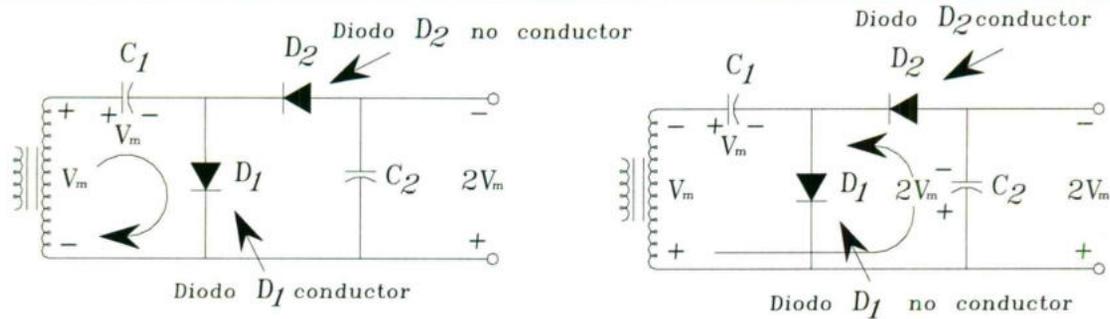


Figura 5a2 Operación doble, indicando cada medio ciclo de operación.

- a) medio ciclo positivo
- b) medio ciclo negativo

En el siguiente medio ciclo positivo, el diodo D_2 no está conduciendo y el capacitor C_2 se descargara través de la carga. Si ninguna carga está conectada a través del capacitor C_2 , ambos capacitores permanecen cargados, C_1 a V_m y C_2 a $2V_m$. Si, como pudiera esperarse, existe una carga conectada a la salida del doblador de voltaje, el voltaje a través del capacitor C_2 cae durante el medio ciclo positivo (en la entrada), el capacitor se recarga hasta $2V_m$ durante el medio ciclo negativo.

La forma de onda de la salida a través del capacitor C_2 es la de una señal de media onda filtrada por un filtro capacitor. El voltaje pico inverso a través de cada diodo es de $2V_m$.

Otro circuito doblador es el doblador de onda completa de la figura 5a3. Durante el medio ciclo positivo del voltaje del secundario del transformador (véase la figura 5a4 del inciso a), el diodo D_1 conduce carga al capacitor C_1 hasta un voltaje pico V_m . El diodo D_2 no esta conduciendo en este momento.

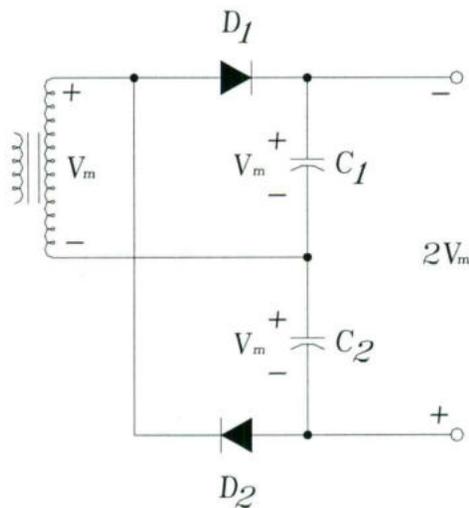


Figura 5a3 Dobrador de voltaje de onda completa.

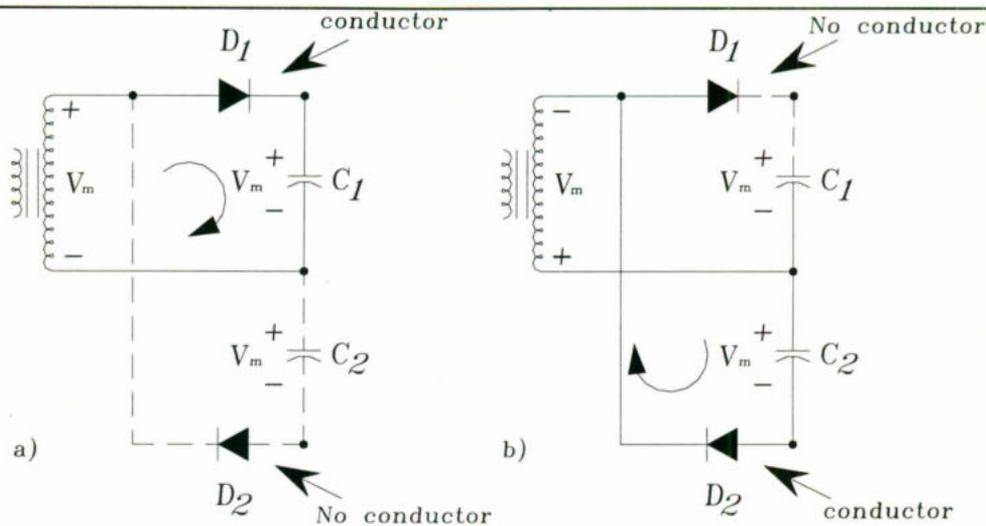


Figura 5a4 Medios ciclos de operación para el doblador de voltaje de onda completa.

Durante el medio ciclo negativo (véase la figura 5c4 del inciso b) el diodo D_2 conduce carga al capacitor C_2 , en tanto que el diodo D_1 no está conduciendo. Si no hay consumo de corriente la carga del circuito, el voltaje a través de los capacitores C_1 y C_2 es $2V_m$. Si hay consumo corriente de carga en el circuito, el voltaje en los capacitores C_1 y C_2 es el mismo que a través de un capacitor alimentado por un circuito rectificador de onda completa. Una diferencia es capacitancia efectiva de C_1 y C_2 en serie, que es menor a la capacitancia de C_1 y C_2 solos. El valor menor del capacitor ofrecerá una acción de filtrado más pobre que el circuito de filtrado con un solo capacitor.

El voltaje pico inverso a través de cada diodo es $2V_m$ así como lo es para el circuito, filtro con capacitor. En resumen, los circuitos dobladores de voltaje de media onda y de onda completa ofrecen el doble del voltaje pico del secundario del transformador, y no se requiere un transformador con derivación central sino únicamente un valor PIV de $2V_m$ para los diodos.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P5a.
Registre el valor que nos proporcionan los medidores

M1 =

M2 =

Ecuaciones:

$$V_{rms} = (V_p / \sqrt{2})$$

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es el valor de voltaje que nos esta midiendo M1?
2. ¿La medición de voltaje de M1 es rms o de pico?
3. ¿Cuál es el valor de voltaje de pico V_p del secundario del transformador? (apóyese en la ecuación)
4. ¿El voltaje que esta midiendo M2 es de AC o de DC?
5. ¿Cuál es el valor de voltaje que nos esta midiendo M2?
6. ¿El valor de M2 es del orden esperado y por qué? (apóyese en el resultado de la pregunta 3)

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)

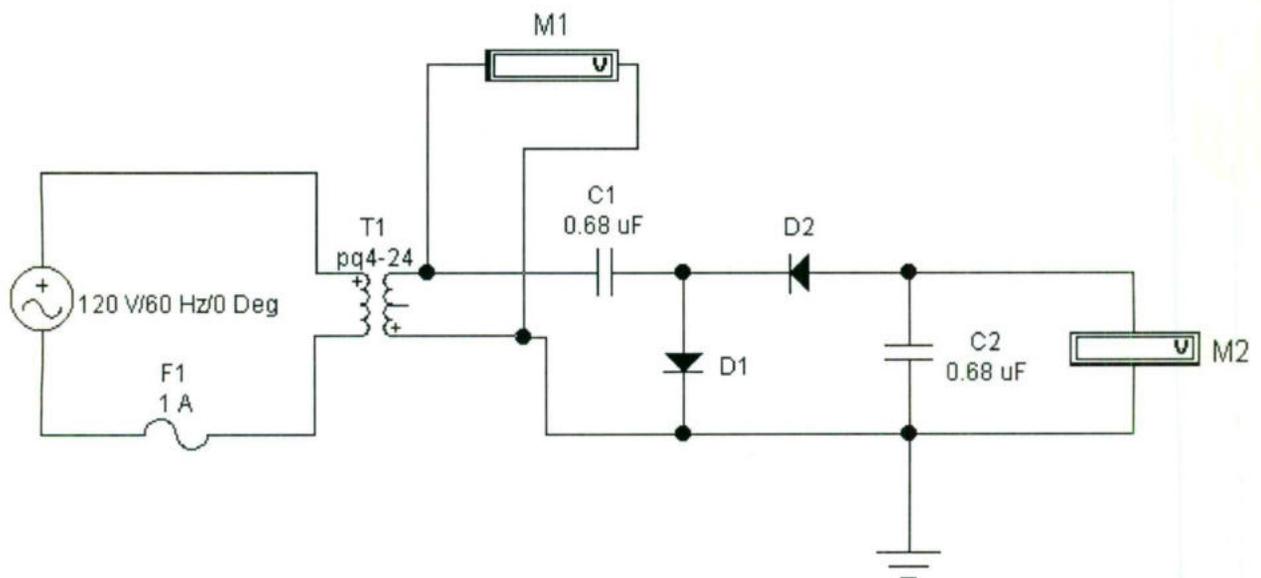


Fig. E-P5a
Doblador de voltaje

Referencia:

Malvino, Albert Paul, "PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA", Mc Graw-Hill.

LABORATORIO DE ELECTRONICA

PRACTICA 5b

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

TRIPLICADOR Y CUADRUPLICADOR DE VOLTAJE.

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de un circuito triplicador y cuadruplicador de voltaje de DC.

Leer en su texto el tema sobre circuitos triplicadores y cuadruplicadores de voltaje.

MARCO TEORICO

La figura 5b1 muestra una extensión del doblador de voltaje de media onda, el que desarrolla tres y cuatro veces el voltaje pico de entrada. Resultará obvio para el patrón de la conexión del circuito la forma en que los diodos y capacitores adicionales se pueden conectar de tal forma que el voltaje de salida puede ser de cinco, seis, siete, y así sucesivamente, veces el voltaje pico básico (V_m).

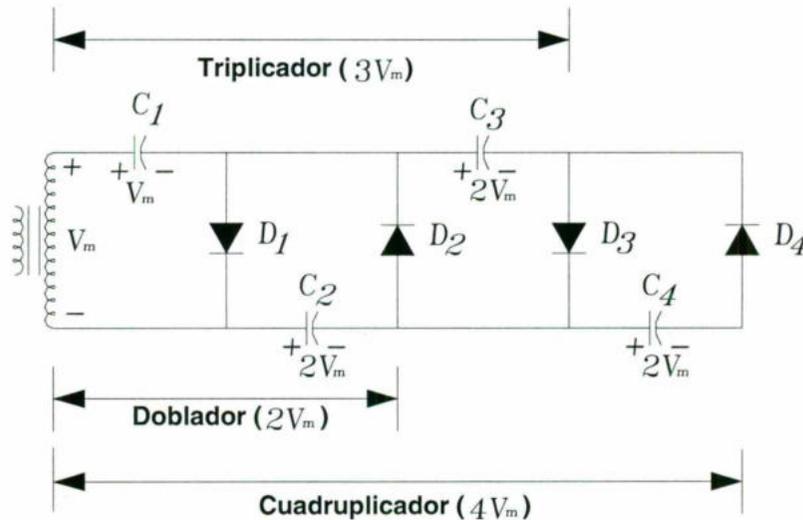


Figura 5b1 Triplicador y cuadruplicador de voltaje.

Durante la operación el capacitor C_1 se carga a través del diodo D_1 a un voltaje pico, V_m durante el medio ciclo positivo del voltaje del secundario del transformador. El capacitor C_2 se carga al doble del voltaje pico $2V_m$ desarrollado por la suma de los voltajes a través del capacitor C_1 y el transformador, durante el medio ciclo negativo del voltaje del secundario del transformador.

Durante el medio ciclo positivo, el diodo D_3 conduce y el voltaje a través del capacitor C_2 carga al capacitor C_3 al mismo voltaje pico de $2V_m$. En el medio ciclo negativo, los diodos D_2 y D_4 conducen con el capacitor C_3 , cargando C_4 a $2V_m$.

El voltaje a través del capacitor C_2 es $2V_m$, a través de C_1 y C_3 es de $3V_m$, y a través de C_2 y C_4 es de $4V_m$. Si se utilizan secciones adicionales de diodo y capacitor, cada capacitor se cargado con $2V_m$. La medición desde la parte superior del devanado del transformador (5b1) ofrecerá múltiplos nones de V_m en la salida, mientras que si la medición es desde parte inferior del transformador el voltaje de salida ofrecerá múltiplos pares del voltaje pico V_m .

El valor del voltaje nominal de salida del transformador es únicamente V_m , máximo, cada diodo en el circuito debe tener un

valor nominal de $2V_m$ para PIV . Si la carga es pequeña y los capacitores tienen poca fuga, pueden desarrollarse de dc voltajes dc muy altos mediante este tipo de circuito, utilizando muchas secciones para aumentar el voltaje de dc.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P5b.

Registre el valor que nos proporciona el medidor

M1 =

Tome mediciones de voltaje con el medidor M2 en los siguientes nodos

$V_{N1-N2} =$

$V_{N1-N3} =$

$V_{N4-N5} =$

$V_{N4-N6} =$

Ecuaciones:

$$V_{rms} = (V_p / \sqrt{2})$$

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es el valor de voltaje que nos está midiendo M1?
2. ¿La medición de voltaje que nos proporciona M1 es rms o de pico?
3. ¿Cuál es el valor de voltaje de pico V_p del secundario del transformador? (apóyese en la ecuación)
4. ¿El voltaje que está midiendo M2 es de AC o de DC y por qué?
5. ¿Cuál es el voltaje entre los nodos N1-N2?
6. ¿Cuál es el voltaje entre los nodos N1-N3?
7. ¿Cuál es el voltaje entre los nodos N4-N5?
8. ¿Cuál es el voltaje entre los nodos N4-N6?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)



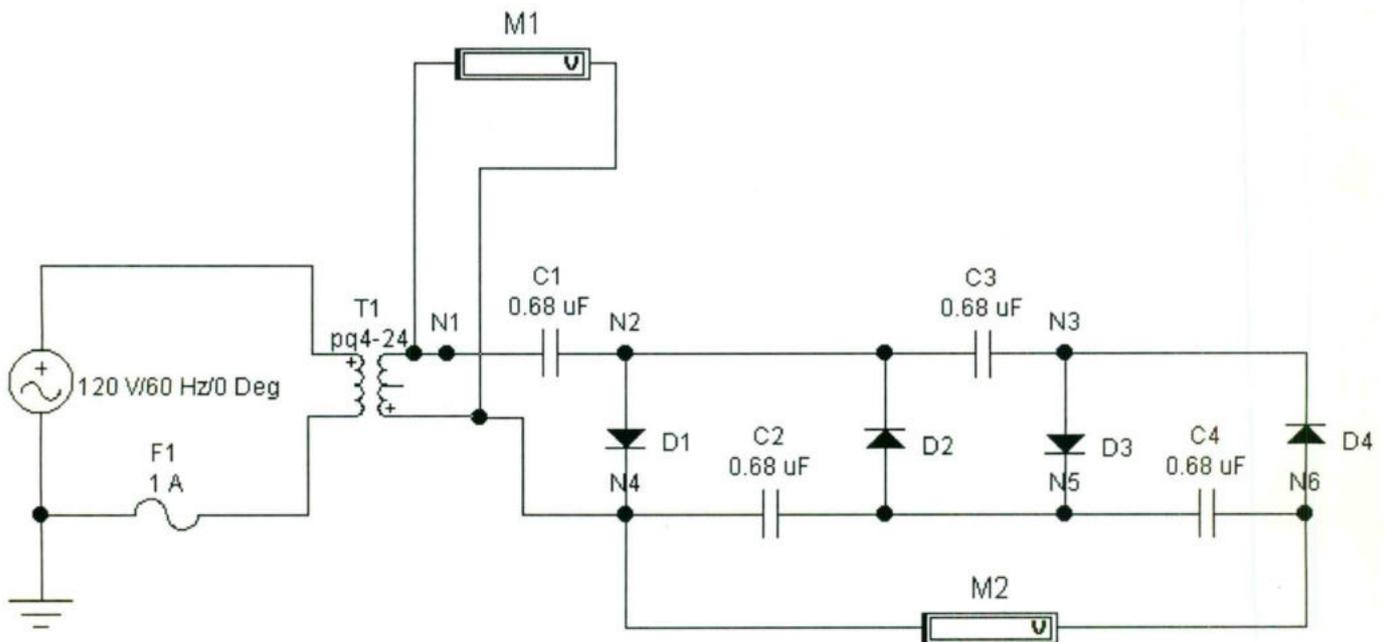


Fig. E-P5b
Triplicador y cuadruplicador de voltaje

Referencia:

Malvino, Albert Paul, "PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA", Mc Graw-Hill.

LABORATORIO DE ELECTRONICA

PRACTICA 6a

Prof. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

APLICACIÓN DEL DIODO ZENER

OBJETIVO

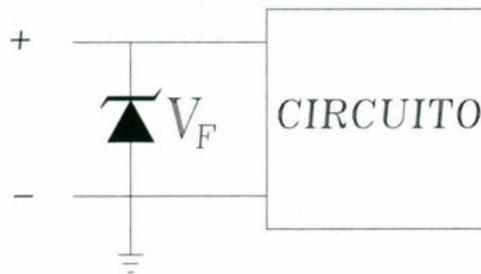
Implementar, analizar y observar el funcionamiento de los diodos zener en la aplicación de rectificación de onda completa positiva y negativa..

Leer en su texto la sección que trata sobre aplicaciones del diodo zener.

MARCO TEORICO

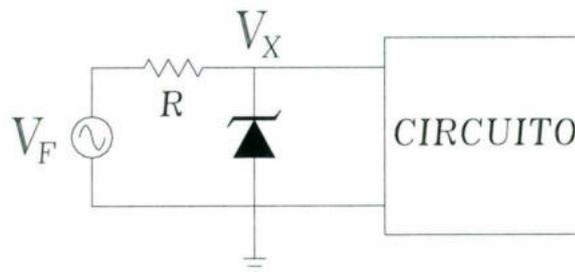
Diodo zener como elemento de protección

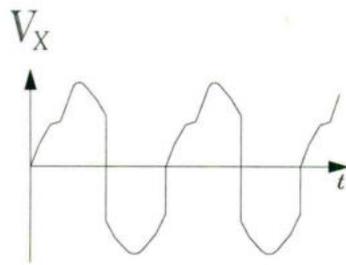
Se coloca el diodo Zener en paralelo con el circuito a proteger, si el voltaje de fuente crece por encima de V_Z el diodo conduce y no deja que el voltaje que llega al circuito sea mayor a V_Z . No se debe usar cuando $V_F > V_Z$ por largos periodos de tiempo pues en ese caso se daña el diodo. Se aplica acompañado de lámparas de neón o de descargadores de gas para proteger circuitos de descargas eléctricas por rayos.



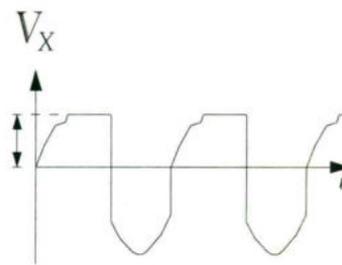
diodo zener como circuito recortador

Se usa con fuentes AC o para recortar señales variables que vienen de elementos de medición (sensores). Cuando V_X tiende a hacerse mayor que V_Z el diodo entra en conducción y mantiene el circuito con un voltaje igual a V_Z .





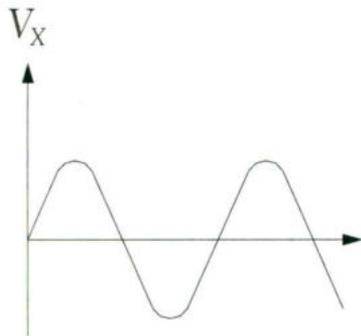
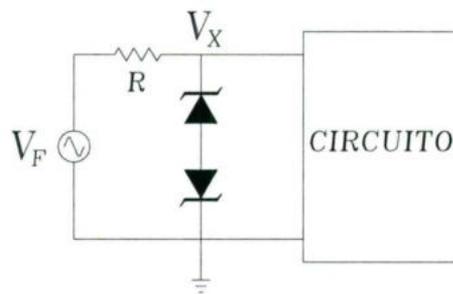
Sin Diodo Zener.



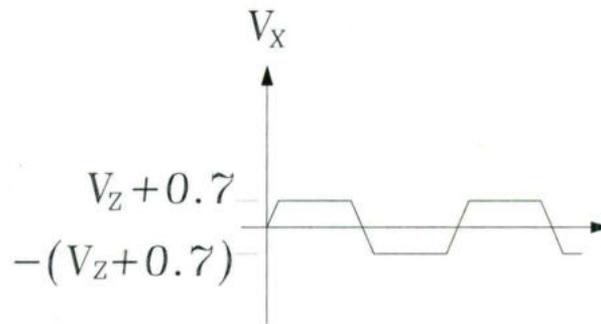
Con Diodo Zener.

conexión antiparalelo

Se usa para recortar en dos niveles, uno positivo y el otro negativo.



Sin Diodos Zener.



Con Diodos Zener.

Si el circuito tiene una resistencia equivalente R_C la corriente en el diodo es:

$$I_{DP} = \frac{V_{FP} - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_C}$$

Sea una fuente senoidal de $10V_p$, $R = 200\Omega$, $R_C = 1K\Omega$ y un diodo Zener de $6v$, cual será la corriente pico en el diodo.

$$I_{DP} = \frac{10v - 6v}{200\Omega} - \frac{6v}{1k\Omega} = 20mA - 6mA = 14mA_p$$

diodo zener como regulador de voltaje

Un regulador con zener ideal mantiene un voltaje fijo predeterminado a su salida, sin importar si varía el voltaje en la fuente de alimentación y sin importar como varíe la carga que se desea alimentar con este regulador.

Se llama voltaje no regulado aquel que disminuye cuando el circuito conectado a él consume más corriente, esto ocurre en las fuentes DC construidas con solo el rectificador y el condensador de filtro, en los adaptadores AC-DC y en las baterías. Un voltaje regulado mantiene su valor constante aunque aumente o disminuya el consumo de corriente. Una de las muchas formas de regular un voltaje es con un diodo Zener.

La condición de funcionamiento correcto es que V_F en ningún momento sea menor a V_Z . El voltaje regulado sobre el circuito es V_Z .

El calculo del circuito consiste en conocer el valor adecuado de R, como dato se requiere el valor de V_F , se selecciona una corriente para el Zener (I_Z) menor que su corriente máxima, se calcula o mide la corriente que consume el circuito (I_C) cuando se le aplica V_Z , y se calcula:

Sea un circuito que consume 10mA a 5v, con una fuente de $V_F = 8v$, cuál es el valor de R adecuado?

Supongamos que disponemos de un diodo de $V_Z = 5V$ a 1/2w.

Su corriente máxima es: $I_{Dmax} = 0.5w/5v = 0.1A$, escogemos una corriente menor para funcionamiento:
 $I_Z = 10mA$, entonces $R = (8v - 5v)/(10mA + 10mA) = 3v/20mA = 150\Omega$

$$R = \frac{8v - 5v}{10mA + 10mA} = \frac{3v}{20mA} = 150\Omega$$

Para circuitos que consumen alta corriente se usa regulación en conjunto de un diodo Zener y un transistor en ese caso el voltaje en el circuito es $V_Z - 0.7v$.

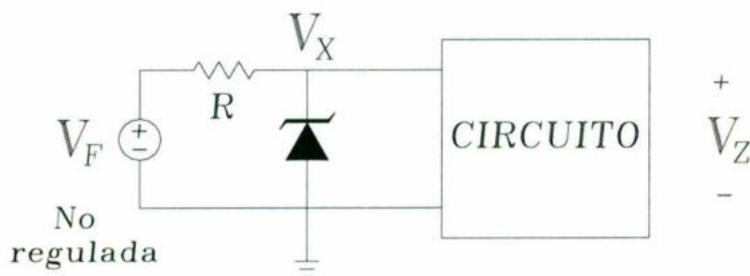
Nota: En las fuentes de voltaje ideales (algunas utilizan, entre otros elementos el diodo zener), el voltaje de salida no varía conforme varía la carga. Pero las fuentes no son ideales y lo normal es que la tensión de salida disminuya conforme la carga va aumentando, o sea conforme la demanda de corriente de la carga aumente.

Para poder saber si una fuente de voltaje es de buena calidad se utiliza la siguiente fórmula:

Porcentaje de regulación =

$$\frac{V(\text{sin carga}) - V(\text{carga total})}{V(\text{carga total})} * 100 \%$$

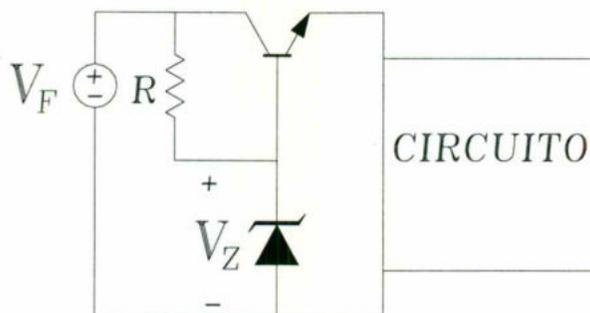
A menor valor de porcentaje de regulación, mejor calidad de fuente



$$R = \frac{V_F - V_Z}{I_Z + I_C}$$

referencia de voltaje

Los diodos Zener son construidos de manera que V_Z es muy exacto y se mantiene constante para diferentes valores de I_Z , esto permite que un Zener se use en electrónica como referencia de voltaje para diferentes aplicaciones.



PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P6a.

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 5 V/DIV

Y position 0.00

DC

CH-B 5 V/DIV

Y position 0.00

DC

Time Base 5.00 mS/div

X position 0.00

Y/T

Observe la forma de onda en el osciloscopio y registre las siguientes mediciones:

(Osciloscopio CH-A) $+V_p$ dc = V, F = Hz, Dibujar forma de onda =

(Osciloscopio CH-B) $-V_p$ dc = V, F = Hz, Dibujar forma de onda =

Ecuaciones:

$F = (1 / T)$, donde T = periodo de la onda.

CUESTIONARIO

1. ¿Cual es el valor teórico del diodo zener 1N4742A (DZ1)?
2. ¿Cual es el valor medido con el osciloscopio del diodo zener 1N4742A?
3. ¿Es del orden esperado el valor del voltaje medido del zener 1N4742A y por qué?
4. ¿Cual es el valor teórico del diodo zener 1N4740A (DZ2)?
5. ¿Cual es el valor medido con el osciloscopio del diodo zener 1N4740A?
6. ¿Es del orden esperado el valor del voltaje medido del zener 1N4742A y por qué?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)

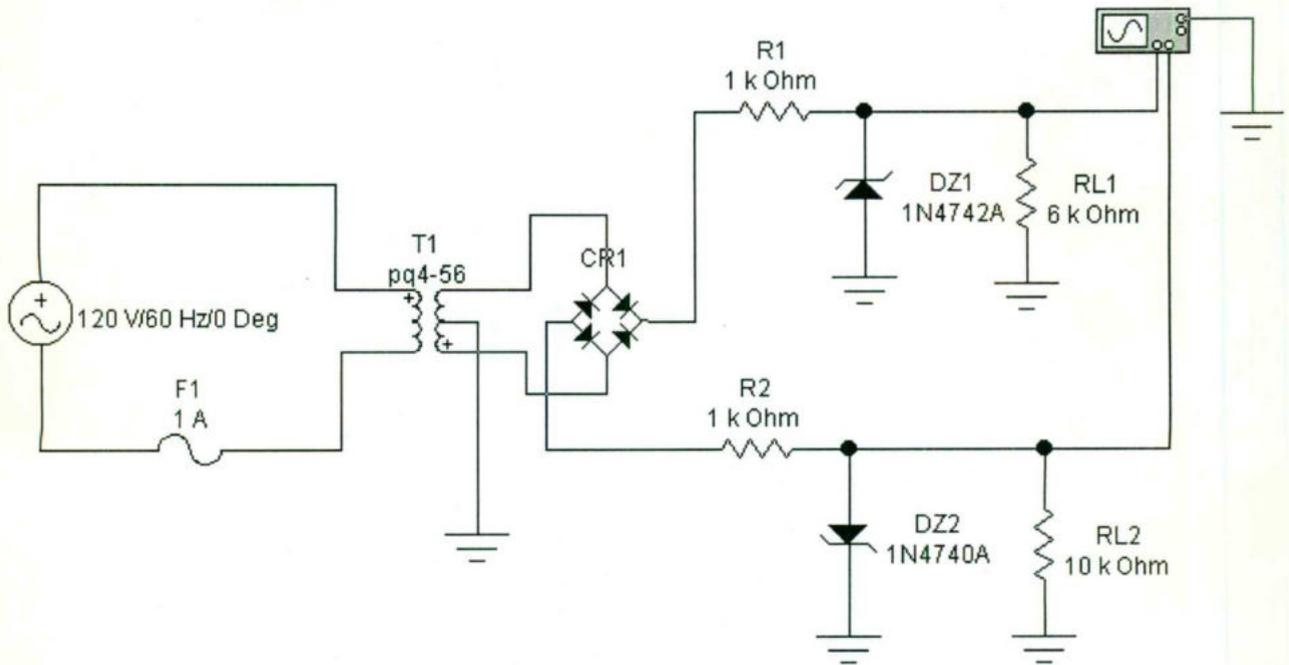


Fig. E-P6a
Aplicación del diodo Zener

Referencia:

Malvino, Albert Paul, "PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA", Mc Graw-Hill.

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

LABORATORIO DE ELECTRONICA

PRACTICA 6b

Prof. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

ARREGLOS DE DIODOS ZENER.

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de arreglos en serie con diodos zener para conseguir voltajes no comerciales.

Leer en su texto la sección que trata sobre aplicaciones del diodo zener.

MARCO TEORICO

En ocasiones se necesita tener un voltaje regulado de un determinado valor y los valores comercialmente disponibles de zener no se encuentran disponibles con el voltaje que se necesita, por lo tanto es necesario hacer arreglos serie de diferentes valores de voltaje comercial hasta lograr el valor que se requiere, ver Fig. 6b1.

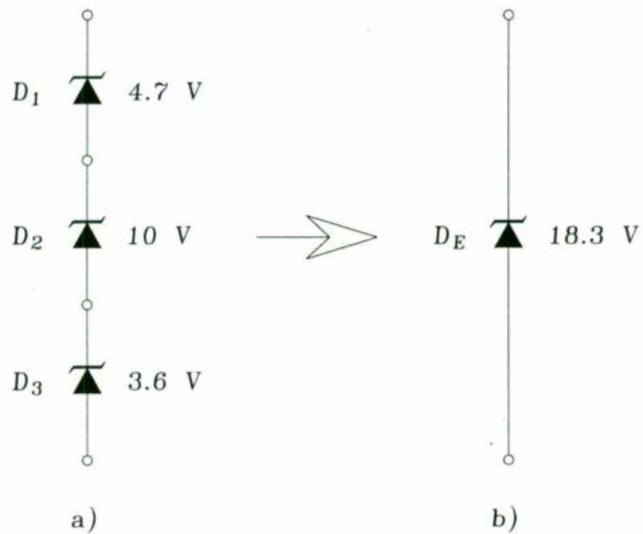


Figura 6b1 a) Arreglos de zeners b) Circuito equivalente.

En el caso de que se necesite manejar una corriente determinada para un caso específico y que los zeners disponibles comercialmente no estén disponibles, será necesario hacer un arreglo en paralelo de zeners con diferente capacidad de conducción de corriente para lograr el resultado deseado, ver Fig. 6b2.

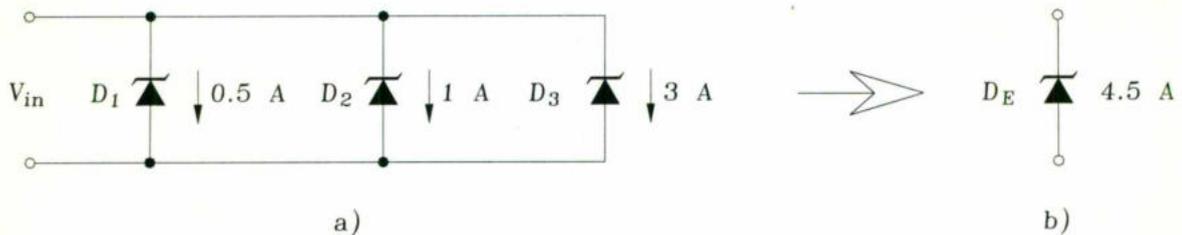


Figura 6b2 a) Arreglos de zeners b) Circuito equivalente.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P6b.

Voltajes de los Diodos Zener:

Voltaje Teórico	Voltaje Medido	Voltaje Total Teórico	Voltaje Total Medido
$V_{Z1} =$	$V_{Z1} =$	$V_{ZT} =$	$V_{ZT} =$
$V_{Z2} =$	$V_{Z2} =$		
$V_{Z3} =$	$V_{Z3} =$		
$V_{Z4} =$	$V_{Z4} =$		

CUESTIONARIO

1. ¿Qué función desempeña la resistencia R1?
2. ¿Cual es el voltaje teórico del diodo zener DZ1?
3. ¿Cual es el voltaje medido del diodo zener DZ1?
4. ¿Cual es el voltaje teórico del diodo zener DZ2?
5. ¿Cual es el voltaje medido del diodo zener DZ2?
6. ¿Cual es el voltaje teórico del diodo zener DZ3?
7. ¿Cual es el voltaje medido del diodo zener DZ3?
8. ¿Cual es el voltaje teórico del diodo zener DZ4?
9. ¿Cual es el voltaje medido del diodo zener DZ4?
10. ¿Es del orden esperado el voltaje medido de cada zener y por qué?
11. ¿Cuál es el voltaje teórico total del arreglo?
12. ¿Cuál es el voltaje medido total del arreglo?
13. ¿Es del orden esperado el voltaje medido total del arreglo y por qué?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)



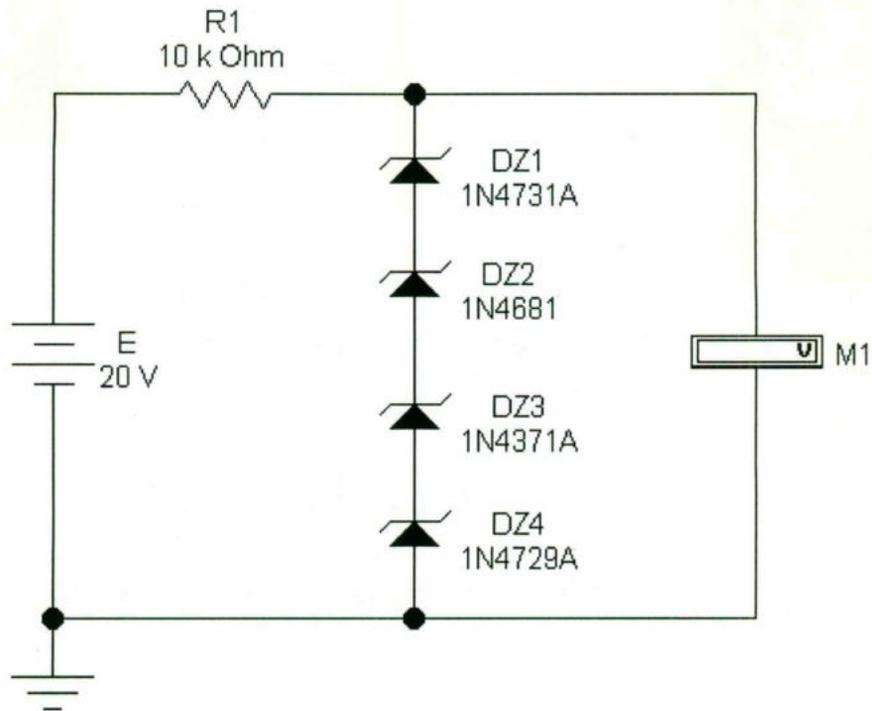


Fig. E-P6b
Arreglo de diodos Zener

Referencia:

Malvino, Albert Paul, "PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA", Mc Graw-Hill.

Prof. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

LABORATORIO DE ELECTRONICA
PRACTICA 7a

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

FILTRO A CONDENSADOR.

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de un filtro a base de condensador en un circuito de rectificación de onda completa positiva.

Leer en su texto el tema sobre filtros.

MARCO TEORICO

El filtro con condensador a la entrada

El filtro de choque produce una tensión de salida continua igual al valor medio de la tensión rectificada. El filtro con condensador a la entrada genera una tensión de salida continua igual al valor de pico de la tensión rectificada. Este tipo de filtros es el más usado en fuentes de alimentación.

Idea básica

La figura 7a1 muestra una fuente alterna, un diodo y un condensador. La clave para entender un filtro con condensador a la entrada consiste en comprender lo que hace este circuito simple durante el primer cuarto de ciclo.

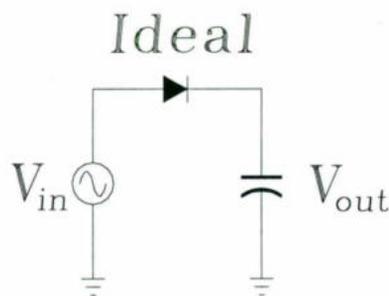


Figura 7a1 Filtro con condensador a la entrada sin carga.

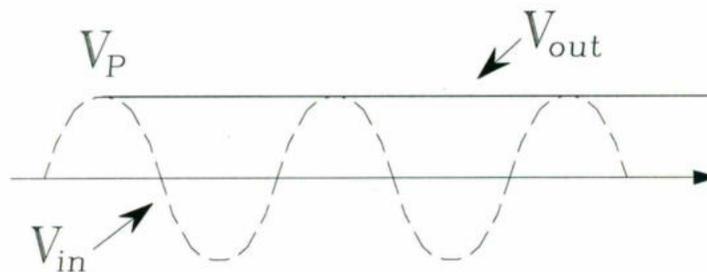


Figura 7a2 La salida es tensión continua pura.

Inicialmente el condensador está descargado. Si observamos la Figura 7a2, durante el primer cuarto de ciclo el diodo está polarizado en directa. Dado que idealmente funciona como un circuito cerrado, el condensador se carga, y su tensión se iguala a la tensión de fuente en cada instante del primer cuarto de ciclo. La carga continúa hasta que la entrada alcanza su máximo valor. En este punto, la tensión del condensador es igual a V_p .

Después de que la tensión de entrada alcanza el pico, empieza a decrecer. Tan pronto como la tensión de entrada sea menor que V_p , el diodo deja de conducir. En este caso, actúa como el interruptor abierto de la Figura 7a3. Durante los ciclos siguientes, el condensador permanece totalmente cargado y el diodo abierto. Esta es la razón de que la tensión a la salida en la Figura 7a2 sea constante e igual a V_p .

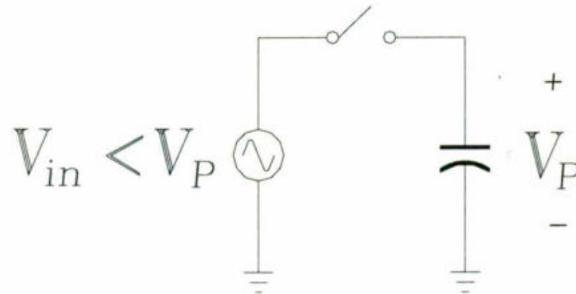


Figura 7a3 El condensador permanece cargado cuando el diodo no conduce.

Idealmente, todo lo que hace el filtro con condensador a la entrada cargar el condensador a la tensión de pico durante el primer cuarto de ciclo. Esta tensión de pico es constante, la tensión continua perfecta que necesitamos para los equipos electrónicos. Sólo existe un problema: no hay resistencia de carga.

Efecto de la resistencia de carga

Para que el filtro con condensador a la entrada sea útil, necesitamos conectar una resistencia de carga a través del condensador, como se muestra en Figura 7a4. Mientras la constante de tiempo RLC sea mucho mayor que el período, el condensador permanece casi totalmente cargado y la tensión en la carga es aproximadamente V_p . La única desviación de la tensión perfecta es el pequeño rizado que se ve en la Figura 7a5. Cuanto menor sea el valor de pico a pico de este rizado, mejor se aproximará la salida a una tensión continua perfecta.

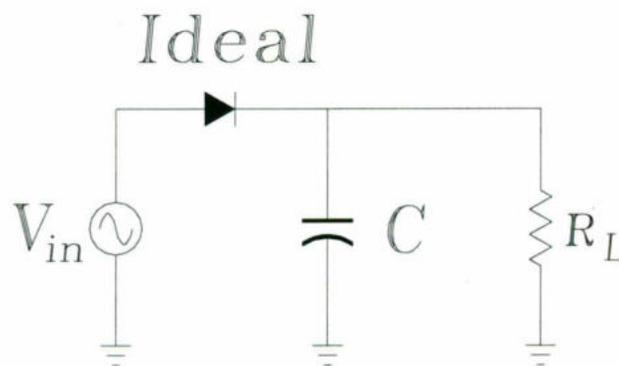


Figura 7a4 Filtro con condensador a la entrada con carga

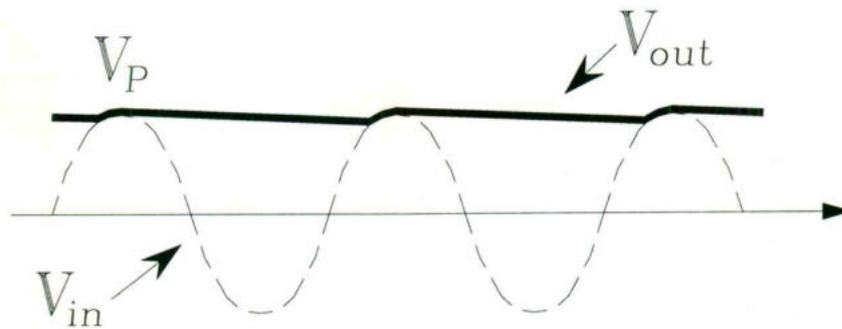


Figura 7a5 La salida es la corriente directa con un pequeño rizo.

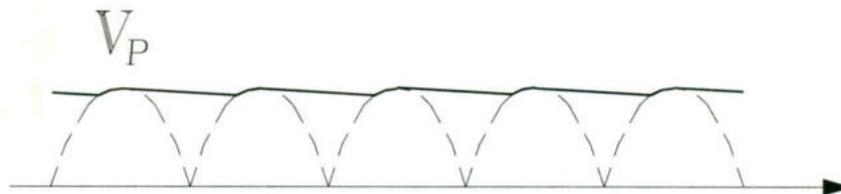


Figura 7a6 La onda completa de salida tiene menos rizado.

Entre picos, el diodo está apagado y el condensador se descarga a través de la resistencia de carga; en otras palabras, el condensador suministra la corriente a la carga. Como el condensador se descarga sólo ligeramente entre picos, el rizado de pico a pico es pequeño. Cuando llega el siguiente pico, el diodo conduce brevemente y recarga el condensador al valor de pico. Una cuestión clave es: ¿qué tamaño debería tener el condensador para operar apropiadamente? antes de discutir el tamaño del condensador consideremos lo que sucede con otros circuitos rectificadores.

Filtro de onda completa.

Si conectamos un puente rectificador a un a un filtro de choque, el rizado de pico a pico se corta por la mitad. La respuesta la encontramos en la Figura 6a4 cuando una tensión de onda completa se aplica a un circuito RC , el condensador se descarga solo la mitad del tiempo. Por lo tanto, el rizado de pico a pico tiene la mitad de tamaño que tendría con un rectificador de onda completa

La formula del rizado

Aquí tenemos un derivación que usaremos para estimar el rizado de pico a pico de cualquier filtro con condensador a la entrada:

$$V_R = \frac{I}{fC}$$

Donde

V_R = de rizado de pico a pico

I = corriente por la carga en continua

f = frecuencia de de rizado

C = capacidad

Esto es una aproximación, no una derivación exacta. Podemos usar esta fórmula para estimar el rizado de pico a pico.

Cuando se necesite una respuesta más precisa, una solución consiste en usar un ordenador con un simulador de circuitos como EWB.

Por ejemplo, si la corriente por la carga en continua es 10 mA y la capacidad es 20 MF, el rizado con un puente rectificador y un filtro con condensador a la entrada es:

$$V_R = \frac{10 \text{ mA}}{(120 \text{ Hz})(20 \mu\text{F})} = 0.417 V_{PP}$$

Cuando se use esta derivación, han de recordarse dos cosas. Primero, el rizado es una tensión de pico a pico (pp). Esto es útil porque normalmente medimos tensiones de rizado con un osciloscopio. Segundo, la fórmula es válida con tensiones de media onda y de onda completa. Se utiliza 50 Hz para media onda y 100 Hz para onda completa.

Debería usarse un osciloscopio para las medidas de rizado si éste está disponible. Si no, usted puede usar un voltímetro de alterna, aunque habrá un error significativo en la medida. La mayoría de los voltímetros de alterna están calibrados para leer valores rms de una onda sinusoidal. Como el rizado no es una onda sinusoidal, puede obtener un error de medida como mucho del 25 por 100, dependiendo del diseño del voltímetro de alterna. Pero esto no debería ser un problema cuando estamos detectando averías, ya que estamos buscando cambios de rizado mucho mayores.

Si usted efectivamente usa un voltímetro de alterna para medir el rizado. Puede convertir el valor de pico a pico dado por la Ecuación anterior a un valor rms usando la siguiente fórmula para una onda sinusoidal:

Dividiendo por 2 se convierte el valor de pico a pico a un valor de pico, y haciéndolo por la raíz cuadrada de dos da el valor de rms de una onda sinusoidal con el mismo valor de pico a pico que la tensión de rizado.

Tensión continua en la carga

Es difícil calcular la tensión continua en la carga en un puente rectificador con filtro con condensador a la entrada. Para empezar, tenemos las caídas de tensión de los dos diodos que se restan a la tensión de pico. Además de las caídas en los diodos ocurre una caída de tensión adicional que es la siguiente: los diodos conducen fuertemente cuando se recarga el condensador porque están en directa sólo un corto período de tiempo durante cada ciclo.

Esta corriente breve pero grande tiene que circular a través de los arrollamientos del transformador y la resistencia interna de los diodos. En nuestros ejemplos, calcularemos tanto la salida ideal como la salida con la segunda aproximación de un diodo, recordando que la tensión continua real es ligeramente inferior.

$$V_{rms} = \frac{V_{PP}}{2\sqrt{2}}$$

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P7a.

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 2 V/DIV
Y position -3.00
DC

CH-B ----

Time Base 5.00 mS/div
X position 0.00
Y/T

Con SW1 abierto observe la forma de onda en el osciloscopio.

Con SW1 cerrado observe la forma de onda en el osciloscopio (conteste las preguntas 1 y 4 del cuestionario).

Aumente el valor del condensador C1 a 100 uF

Con SW1 cerrado observe la forma de onda en el osciloscopio (conteste las preguntas 2 y 5 del cuestionario).

Ecuaciones:

$$Fr = (V_r(\text{rms}) / V_{dc}) 100\%, \quad \text{factor de rizo.}$$

$$V_r(\text{rms}) = (V_r(\text{p-p}) / 2 \sqrt{3})$$

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es el voltaje de rizo de pico a pico $V_r(\text{p-p})$ de este filtro con $C1$ de $33 \mu\text{F}$?
2. ¿Cuál es el voltaje de rizo de pico a pico $V_r(\text{p-p})$ de este filtro con $C1$ de $100 \mu\text{F}$?
3. ¿Qué es el factor de rizo?
4. ¿Cuál es el factor de rizo de este filtro con $C1$ de $33 \mu\text{F}$?
5. ¿Cuál es el factor de rizo de este filtro con $C1$ de $100 \mu\text{F}$?
6. ¿Cuál es el factor de rizo ideal en un filtro?
7. ¿Cuál es el máximo valor permitido del factor de rizo en un filtro?
8. ¿Cómo podemos disminuir el voltaje de rizo?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)



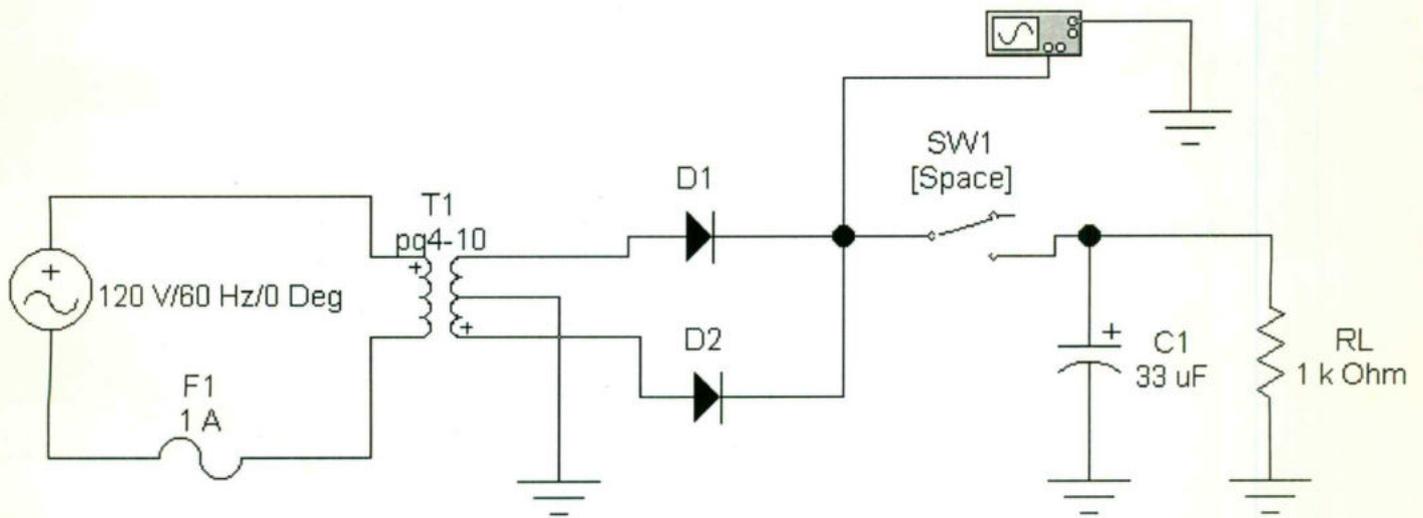


Fig. E-P7a
Filtro a condensador

Referencia:

Malvino, Albert Paul, "PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA", Mc Graw-Hill.

LABORATORIO DE ELECTRONICA

PRACTICA 7b

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

FILTRO RC.**OBJETIVO**

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de un filtro RC en un circuito de rectificación de onda completa positiva.

Leer en su texto el tema sobre filtros RC.

MARCO TEORICO**Filtros RC**

Antes de los años setenta se conectaban *filtros pasivos* (componentes R , L y C) entre el condensador del filtro y la carga. Hoy en día raramente se ven filtros pasivos en fuentes de alimentación con semiconductores, pero pueden existir aplicaciones especiales, tales como amplificadores de potencia de audio, en las que se pueden encontrar. La figura 7b1 muestra un puente rectificador y un filtro con condensador a la entrada. Normalmente, un diseñador fijará un rizado de pico a pico no superior a 10 por 100 a través del condensador del filtro.

La razón para no tratar de obtener un rizado aún menor es que el condensador del filtro sería demasiado grande. Un filtrado adicional se realiza entonces mediante secciones RC entre el condensador del filtro y la resistencia de carga. Las secciones RC son ejemplos de *filtros pasivos*, los que usan sólo R , L o C . Por consideraciones de diseño, R debe ser mucho mayor que X_C a la frecuencia del rizado.

Por tanto, el rizado se reduce antes de que alcance la resistencia de carga. Comúnmente, R es por lo menos diez veces mayor que X_C , lo que significa que cada sección atenúa el rizado en un factor por lo menos de 10. La desventaja principal del filtro RC es la pérdida de tensión en cada resistencia.

Esto quiere decir que el filtro RC es adecuado solamente para cargas pequeñas (corriente por la carga pequeña o resistencia de carga grande).

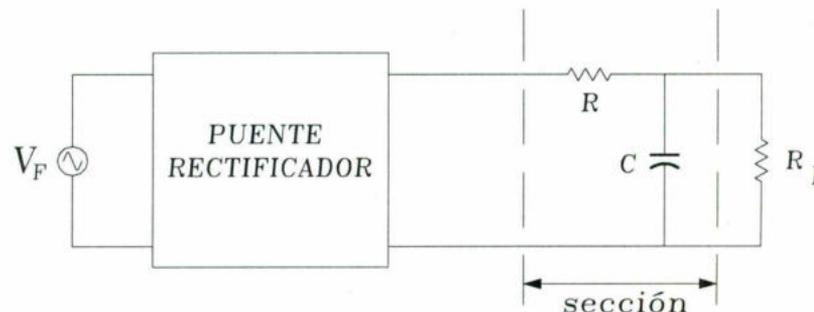


Figura 7a1 Puente rectificador y un filtro RC.

La figura 7b2 ilustra la idea. Un regulador de tensión integrado, que es un tipo de circuito integrado, está entre el condensador del filtro y la resistencia de carga. Este dispositivo no solo reduce el rizado, también mantiene constante la tensión continua de salida. Debido a su bajo costo, los reguladores de tensión integrados son ahora el método estándar para reducir el rizado.

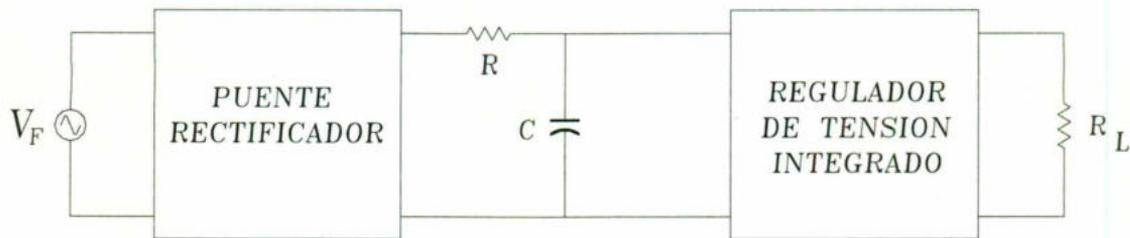


Figura 7a2 Regulador de tensión integrado.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P7b.

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 2 V/DIV
Y position 0.00
DC

CH-B 2 V/DIV
Y position -1.00
DC

Time Base 5.00 mS/div
X position 0.00
Y/T

Con SW1 abierto observe la forma de onda en el osciloscopio.

Con SW1 cerrado observe la forma de onda en el osciloscopio (conteste las preguntas 1, 2, 3 y 4 del cuestionario).

Aumente el valor del condensador C1 a 100 uF.

Con SW1 cerrado observe la forma de onda en el osciloscopio (conteste la pregunta 7 del cuestionario).

Ecuaciones:

$$Fr = (Vr \text{ (rms)} / Vdc) 100\%$$

$$Vr \text{ (rms)} = (Vr \text{ (p-p)} / 2 \sqrt{3})$$

CUESTIONARIO

1. ¿Cual es el voltaje de rizo de pico a pico V_r (p-p) de este filtro con $C1 = 33 \mu F$ antes de la resistencia $R1$?
2. ¿Cual es el voltaje de rizo de pico a pico V_r (p-p) de este filtro con $C1 = 33 \mu F$ después de la resistencia $R1$?
3. ¿Cuál es el factor de rizo de este filtro con $C1 = 33 \mu F$ antes de la resistencia $R1$?
4. ¿Cuál es el factor de rizo de este filtro con $C1 = 33 \mu F$ después de la resistencia $R1$?
5. ¿Qué ventaja tenemos al usar este filtro RC?
6. ¿Qué desventaja tenemos al usar el filtro RC?
7. ¿Cómo podemos disminuir el voltaje de rizo?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)



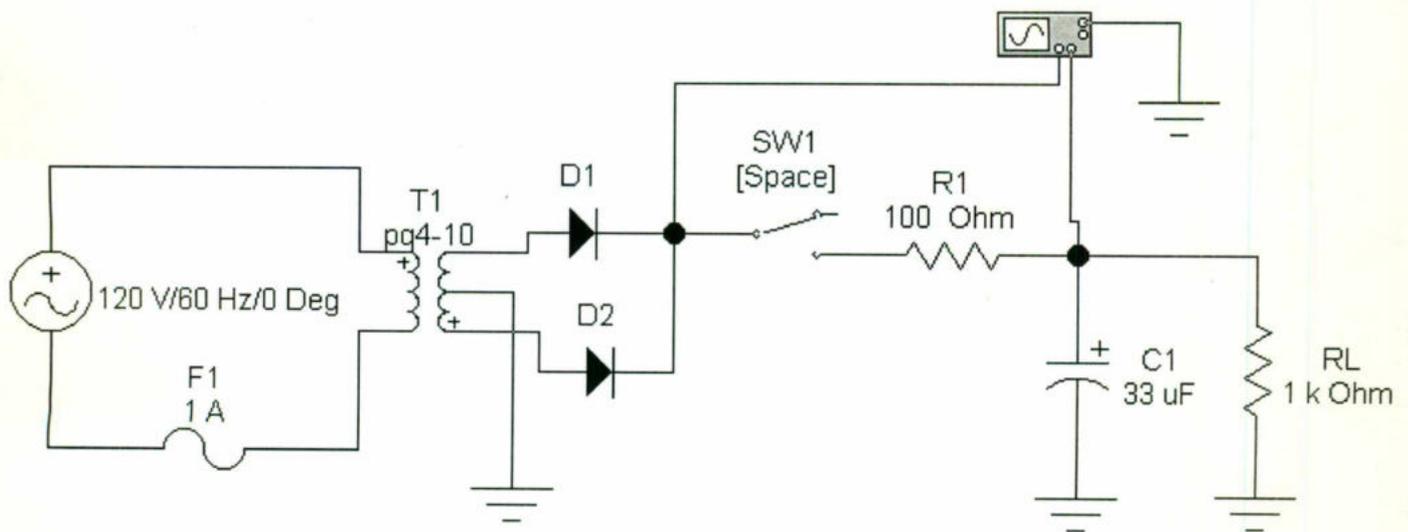


Fig. E-P7b
Filtro RC

Referencia:

Malvino, Albert Paul, "PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA", Mc Graw-Hill.

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

LABORATORIO DE ELECTRONICA

PRACTICA 7c

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

FILTRO LC.

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de un filtro LC en un circuito de rectificación de onda completa positiva.

Leer en su texto el tema sobre filtros LC.

MARCO TEORICO

Cuando la corriente por la carga es grande, los filtros LC de la Figura 7c1 representa una mejora con respecto a los filtros RC. De nuevo, la idea es reducir el rizado a través de los componentes en serie, las bobinas en este caso. Esto se logra haciendo XL mucho mayor que Xc a la frecuencia del rizado. De esta forma, el rizado se puede reducir a niveles extremadamente bajos. Además, la caída de tensión continua en las bobinas es mucho menor que en las secciones RC porque la resistencia de los arrollamientos es menor.

El filtro LC fue popular en su tiempo. En la actualidad se está haciendo obsoleto en fuentes de alimentación típicas debido al tamaño y costo de las bobinas. Para fuentes de alimentación de baja tensión, el filtro LC ha sido sustituido por un *circuito integrado*. Éste es un dispositivo que contiene diodos, transistores, resistencias y otros componentes en un paquete miniaturizado para realizar funciones específicas.

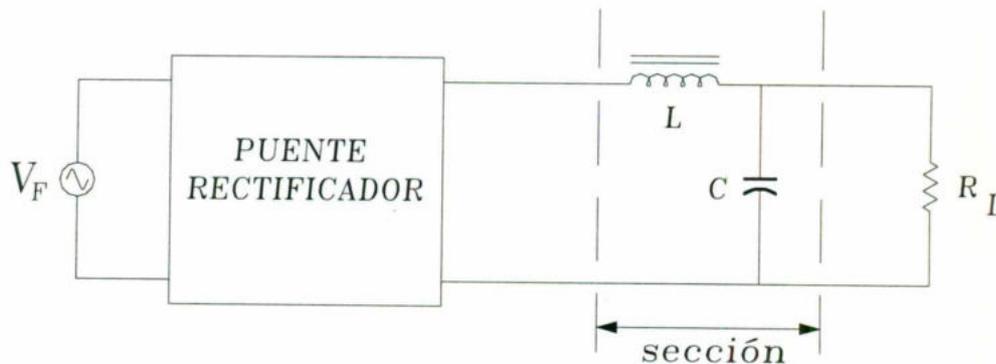


Figura 7c1 Puente rectificador y un filtro LC.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P7c.

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 2 V/DIV
Y position 0.00
DC

CH-B 2 V/DIV
Y position -1.00
DC

Time Base 5.00 mS/div
X position 0.00
Y/T

Con SW1 abierto observe la forma de onda en el osciloscopio.

Con SW1 cerrado observe la forma de onda en el osciloscopio (conteste las preguntas 1 y 2 del cuestionario).

Aumente el valor del condensador C1 a 100 uF

Con SW1 cerrado observe la forma de onda en el osciloscopio (conteste la pregunta 6 del cuestionario).

Ecuaciones:

$$Fr = (V_r \text{ (rms)} / V_{dc}) 100\%$$

$$V_r \text{ (rms)} = (V_r \text{ (p-p)} / 2 \sqrt{3})$$

CUESTIONARIO

1. ¿Cual es el voltaje de rizo de pico a pico V_r (p-p) con $C1 = 33 \mu\text{F}$ a la salida de este filtro?
2. ¿Cuál es el factor de rizo con $C1 = 33 \mu\text{F}$ a la salida de este filtro?
3. ¿Qué función desempeña la Inductancia?
4. ¿Qué ventaja tiene usar este filtro?
5. ¿Qué desventaja tiene el filtro LC?
6. ¿Cómo podemos disminuir el voltaje de rizo?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)



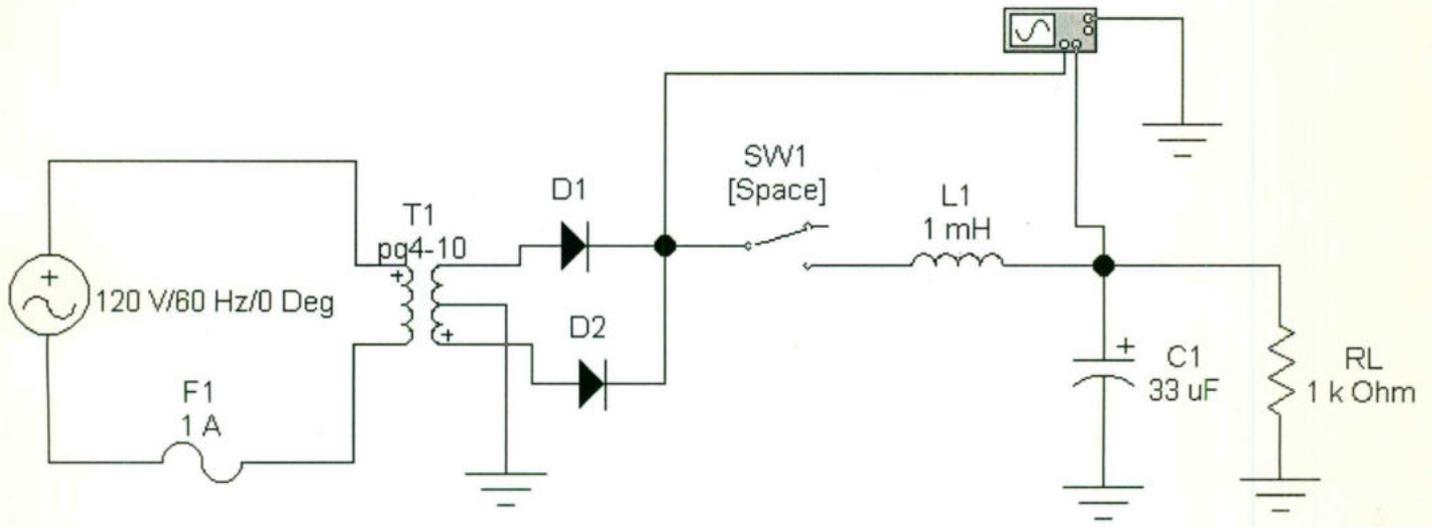


Fig. E-P7c
Filtro LC

Referencia:

Malvino, Albert Paul, "PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA", Mc Graw-Hill.

LABORATORIO DE ELECTRONICA

PRACTICA 8a

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

VIDEO SOBRE TRANSISTORES

OBJETIVO

Estudiar el funcionamiento básico de los transistores, analizando el video "todo sobre transistores".

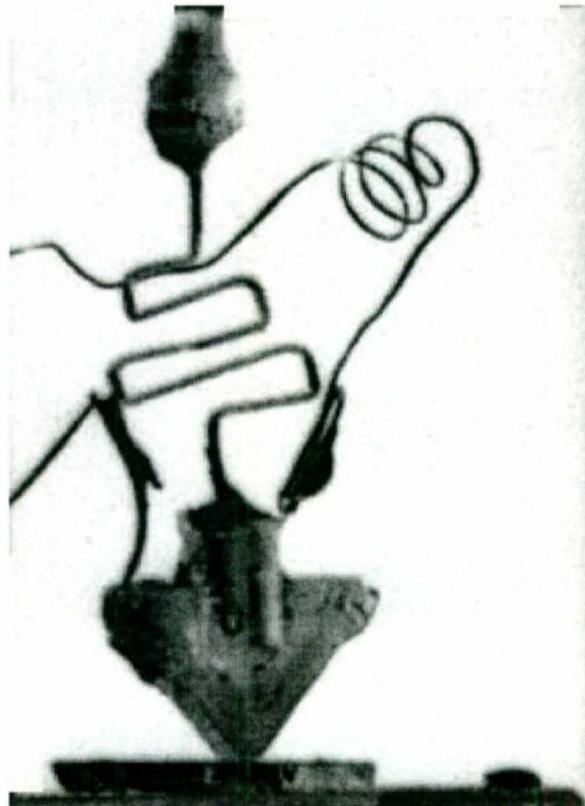
Leer en su texto el tema sobre transistores.

MARCO TEORICO

Durante el periodo de 1904 a 1947, el bulbo fue, sin duda, el dispositivo electrónico mas interesante y también el que más se desarrolló. El diodo de bulbo fue introducido por J. A. Fleming en 1904. Poco tiempo después, en 1906, Lee De Forest le añadió un tercer elemento al diodo al vacío, denominado *rejilla de control*, lo cual dio por resultado el *triodo*, primer amplificador de su género. En los años subsecuentes, la radio y la televisión ofrecieron un gran estímulo a la industria de los bulbos.

La producción se incrementó de cerca de un millón bulbos en 1922 a cien millones aproximadamente en 1937. A principio de los años treinta el tubo de vacío de cuatro y cinco elementos cobró gran importancia en la industria de los tubos electrónicos al vacío. En los años siguientes la industria se convirtió en una de las importantes y se lograron rápidos avances en el diseño, técnicas de manufactura, aplicaciones de alta potencia y alta frecuencia y la miniaturización.

Sin embargo, el 23 de diciembre de 1947, la industria de la electrónica registró la aparición de un nuevo campo de interés y desarrollo. Fue esa tarde cuando Walter H. Brattain y Joseph Bardeen demostraron la acción amplificadora del primer transistor en la compañía Bell Telephone Laboratories. El transistor original (un transistor de punto de contacto) se muestra en la fotografía siguiente:



Las ventajas de este dispositivo de estado sólido de tres terminales respecto al bulbo se manifestaron de inmediato: era más pequeño y ligero, no tenía requerimientos de calentamiento o disipación de calor, su construcción era resistente y era más eficiente debido a que el mismo dispositivo consumía menos potencia, estaba disponible para utilizarse de inmediato, no requería de un periodo de calentamiento y era posible utilizar voltajes de operación mas bajos. Los amplificadores (dispositivos que incrementan el voltaje, la corriente o nivel de tensión tendrán por lo menos tres terminales, donde una controla de flujo de las otras dos terminales.

Construcción de transistores

El transistor es un dispositivo semiconductor de tres capas que consiste de dos capas de material tipo n y una capa tipo p , o bien, de dos capas de material tipo p y una tipo n . Al primero se le llama *transistor npn*, en tanto que al segundo *transistor pnp*. Ambos se muestran en la figura 8a1 con la polarización de dc adecuada. La capa del emisor se encuentra fuertemente dopada, la base ligeramente dopada y el colector sólo muy poco dopado. Las capas exteriores tienen espesores mucho mayores que el material tipo p o n al que circundan.

Para los transistores que se muestran en la figura 8a1, la proporción del espesor total respecto al de la capa central es de $0.150/0.001 = 150:1$. El dopado de la capa central es también mucho menor que el dopado de las capas exteriores (casi siempre $10:1$ o menos). este nivel bajo de dopado disminuye la conductividad (aumenta la resistencia) de este material al limitar el número de portadores "libres".

Para la polarización que se muestra en la figura 8a1 las terminales se indican mediante las literales E para el *emisor*, C para el *colector* y B para la *base*. Se desarrollará una apreciación de la elección de esta notación cuando se analice la operación básica del transistor. La abreviatura BJT, de *transistor bipolar de unión* (del inglés, *Bipolar Junction Transistor*), suele aplicarse a este dispositivo de tres terminales. El término *bipolar* refleja el hecho de que los huecos y los electrones participan en el proceso de inyección hacia el material polarizado de forma opuesta. Si sólo se utiliza un portador (electrón o hueco), entonces se considera un dispositivo *unipolar*. El diodo Schottky, es uno de estos dispositivos.

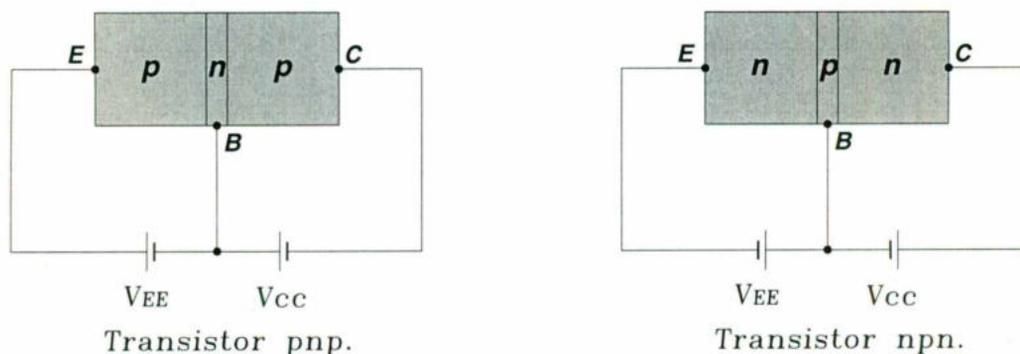


Figura 8a1 Tipo de transistores

El transistor de efecto de campo (FET) (por las siglas en inglés de *Field Effect Transistor*) es un dispositivo de tres terminales que se utiliza para aplicaciones diversas que se asemejan, en una gran proporción, a las del transistor BJT. Aunque existen importantes diferencias entre los dos tipos de dispositivos, también es cierto que tienen muchas similitudes que se presentarán a continuación.

La diferencia básica entre los dos tipos de transistores es el hecho de que el transistor BJT es un dispositivo *controlado por corriente* como se describe en la figura 8a2 a), mientras que el transistor JFET es un dispositivo *controlado por voltaje* como se muestra en la figura 8a2 b). En otras palabras, la corriente I_C de la figura 8a2 a) es una función directa del nivel de I_B . Para el FET la corriente I_D será una función del voltaje V_{GS} aplicado al circuito de entrada como se muestra en la figura 8a2 b). En cada caso, la corriente del circuito de salida está controlado por un parámetro del circuito de entrada, en un caso se trata de un nivel de corriente y en el otro de un voltaje aplicado.

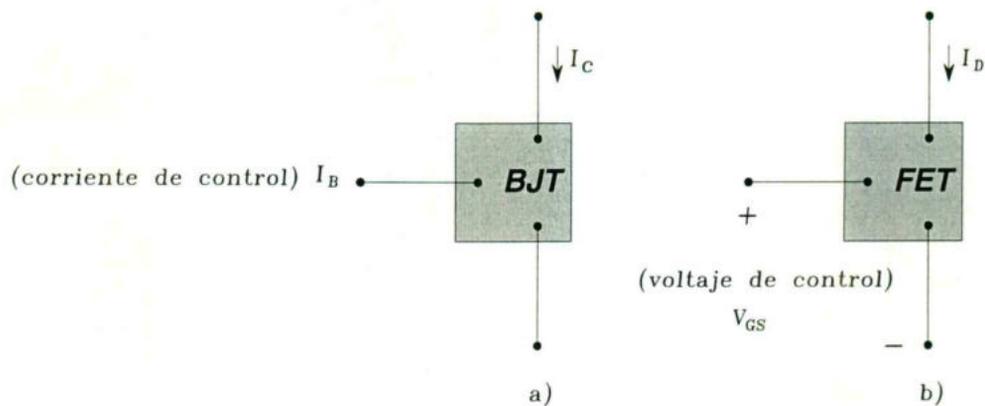


Figura 8a2 Amplificadores controlados por corriente
a) corriente y b) voltaje

De la misma manera que existen transistores bipolares *npn* y *pnp*, hay transistores de efecto de campo de *canal-n* y *canal-p*. Sin embargo, es importante considerar que el transistor BJT es un dispositivo *bipolar*; el prefijo *bi* indica que el nivel de conducción es una función de dos portadores de carga, los electrones y los huecos. El FET es un dispositivo *unipolar* que depende únicamente de la conducción o bien, de electrones (*canal-n*) o de huecos (*canal-p*). El término "efecto de campo" en el nombre seleccionado merece cierta explicación. Toda la gente conoce la capacidad de un imán permanente para atraer limaduras de metal hacia el imán sin la necesidad de un contacto real. El campo magnético del imán permanente envuelve la limaduras y las atrae al imán por medio de un esfuerzo por parte de las líneas de flujo magnético con objeto de que sean lo más cortas posibles. Para el FET un *campo eléctrico* se establece mediante las cargas presentes que controlarán la trayectoria de conducción del circuito de salida, sin la necesidad de un contacto directo entre las cantidades controladoras y controladas.

Existe una tendencia natural cuando se presenta un segundo dispositivo con un rango de aplicaciones similar a uno que se dio a conocer previamente, para comparar algunas de las características generales de cada uno. Uno de los rasgos más importantes del FET es una *gran impedancia de entrada*. A un nivel desde 1 a varios cientos de mega ohms excede por mucho los niveles típicos de resistencia de entrada de las configuraciones con transistor BIT. En un punto muy importante en el diseño de amplificadores lineales de ac. Por otro lado, el transistor BJT tiene una sensibilidad mucho más alta a los cambios en la señal aplicada; es decir, la variación en la corriente de salida es obviamente mucho mayor para el BIT, que la que produce en un FET para el mismo cambio de voltaje aplicado. Por esta razón, las ganancias normales de voltaje en ac para los amplificadores a BIT son mucho mayores que para los FET. En general, los FET son más estables a la temperatura que los BJT, y los primeros son por lo general más pequeños en construcción que los BIT, lo cual los hace mucho más útiles en los *circuitos integrados (IC)* por las siglas en inglés de, *Integrated Circuits*). Sin embargo, las características de construcción de algunos FET los pueden hacer más sensibles al manejo que los BJT.

En esta introducción, mencionaremos dos tipos de FET: el *transistor de efecto de campo de unión (JFET)* (por las siglas en inglés de, *Junction Field Effect Transistor*) y el *transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (MOSFET)* (por las siglas en inglés de *Metal-oxide Semiconductor Field Effect Transistor*). La categoría MOSFET se desglosa des tipos decremental e incremental, los mismos que describiremos. El transistor MOSFET se ha convertido en uno de los dispositivos más importantes en el diseño y construcción de los circuitos integrados para las computadoras digitales. Su estabilidad térmica y otras características generales lo hacen muy popular en el diseño de circuitos para computadoras. Sin embargo como elemento discreto en un encapsulado típico de sombrero alto, se debe manipular con cuidado (tema que se analizará en una sección posterior).

Construcción y características de los JFET

La construcción básica del JIFET de canal-n se muestra en la figura 8a3. Obsérvese que la mayor parte de la estructura es del material de *tipo-n* que forma el canal entre las capas interiores del material de tipo *p*. La parte superior del canal de tipo *n* se encuentra conectada por medio de un contacto óhmico a la terminal referida como el *drenaje (D)*, mientras que el extremo inferior del mismo material se conecta por medio de un contacto óhmico a una terminal referida como la *fuerza (S)* (por su sigla en inglés, *Source*). Los dos materiales de tipo *p* se encuentran conectados entre sí y también a una terminal de *compuerta (G)* (por la sigla en inglés de, *Gate*). Por tanto, el drenaje y la fuente se hallan conectadas a los extremos del canal de tipo *n* y la entrada a las dos capas de material tipo *p*. Durante la ausencia de cualesquiera potenciales aplicados el JFET tiene dos uniones *p-n* bajo condiciones sin polarización. El resultado es una región de agotamiento en cada unión,

como se muestra en la figura 8a3; la cual se asemeja a la región de un diodo sin polarización. Recuerde también que la región de agotamiento es aquella que no presenta portadores libres y es, por tanto, incapaz de soportar la conducción a través de la región.

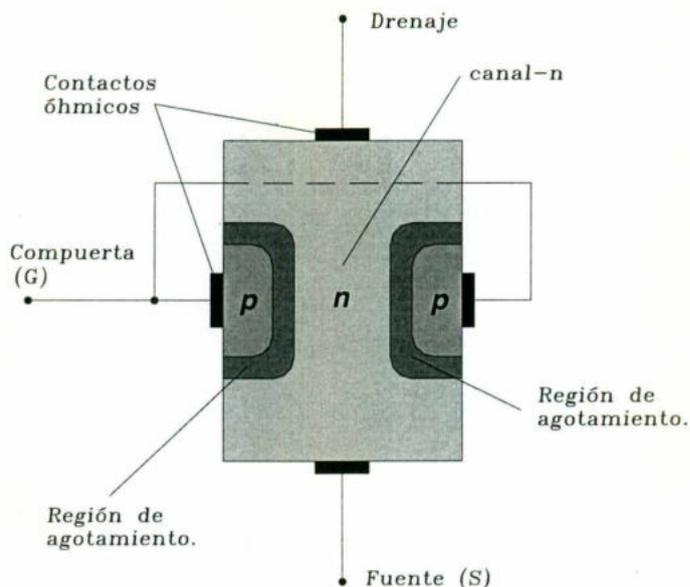


Figura 8a3 Transistor de efecto de campo de unión (JFET).

En raras ocasiones son perfectas las analogías y a veces pueden causar confusiones; sin embargo, la analogía del agua de la figura 8a4 proporciona cierto sentido sobre el control del JFET a través de la terminal de compuerta y acerca de lo adecuado de la terminología aplicada a las terminales del dispositivo. La fuente de la presión del agua se parece al voltaje aplicado desde el drenaje hasta la fuente que establecerá un flujo de agua (electrones), a través de la llave (fuente). La "compuerta", mediante una señal aplicada (potencial), controla el flujo de agua (carga) hacia el "drenaje". Las terminales del drenaje y de la fuente se encuentran en los extremos opuestos del canal-n como en la figura 8a2 porque la terminología está definida para el flujo de electrones.

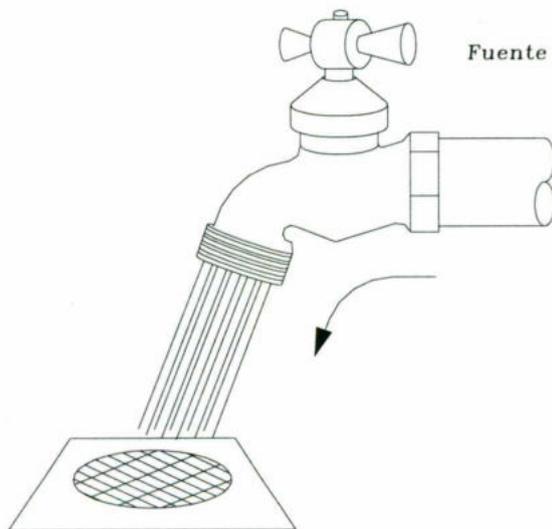


Figura 8a4 Analogía hidráulica para el mecanismo de control del JFET.

$V_{GS} = 0 \text{ V}$, V_{DS} algún valor positivo

En la figura 8a5 se ha aplicado un voltaje positivo V_{DS} a través del canal, y la entrada se conectó directamente a la fuente con objeto de establecer la condición $V_{GS} = 0 \text{ V}$. El resultado es que la compuerta y la fuente tienen el mismo potencial y una región de agotamiento en el extremo inferior de material-p similar a la distribución de la condición de sin polarización de la

figura 8a3. En el instante en que se aplica el voltaje $V_{DD} (= V_{DS})$ los electrones serán atraídos a la terminal de drenaje, estableciéndose la corriente convencional I_D con la dirección definida de la figura 8a5. La trayectoria del flujo de carga revela con claridad que las corrientes de drenaje y fuente son equivalentes ($I_D = I_S$). Bajo las condiciones que aparecen en la figura 8a5, el flujo de la carga se encuentra relativamente sin ninguna restricción y sólo lo limita la resistencia de canal n entre el drenaje y la fuente.

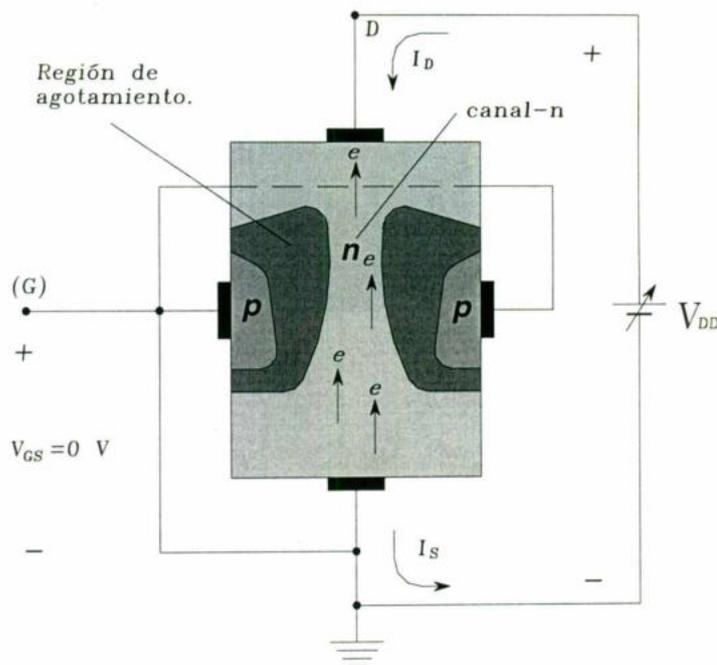


Figura 8a5 JFET en $V_{GS}=0$ V y $V_{DS}=0$ V

Es importante observar que la región de agotamiento es más amplia cerca de la parte superior de ambos materiales de tipo p . La razón por el cambio de tamaño de la región se describe mejor por medio de la ayuda de la figura 8a6. Suponiendo una resistencia uniforme en el canal- n , la resistencia del canal se puede desglosar en las divisiones que aparecen en la figura 8a6. La corriente I_D establecerá los niveles de voltaje a través del canal que se indica en la misma figura.

El resultado es que la región superior del material de tipo p estará polarizada de manera inversa con cerca de 1.5 V, con la región inferior polarizada en forma inversa únicamente con 0.5 V. Recuerde a partir de la discusión de la operación del diodo, que mientras mayor es la polarización inversa aplicada, más ancha es la región de agotamiento, de ahí que la distribución de la región de agotamiento es como se muestra en la figura 8a6.

El hecho de que la unión p - n esté polarizada de forma inversa a través de toda la longitud del canal ocasiona una corriente en la entrada de cero amperes como se muestra en la misma figura. El hecho de que $I_e = 0$ A es una característica importante del JFET.

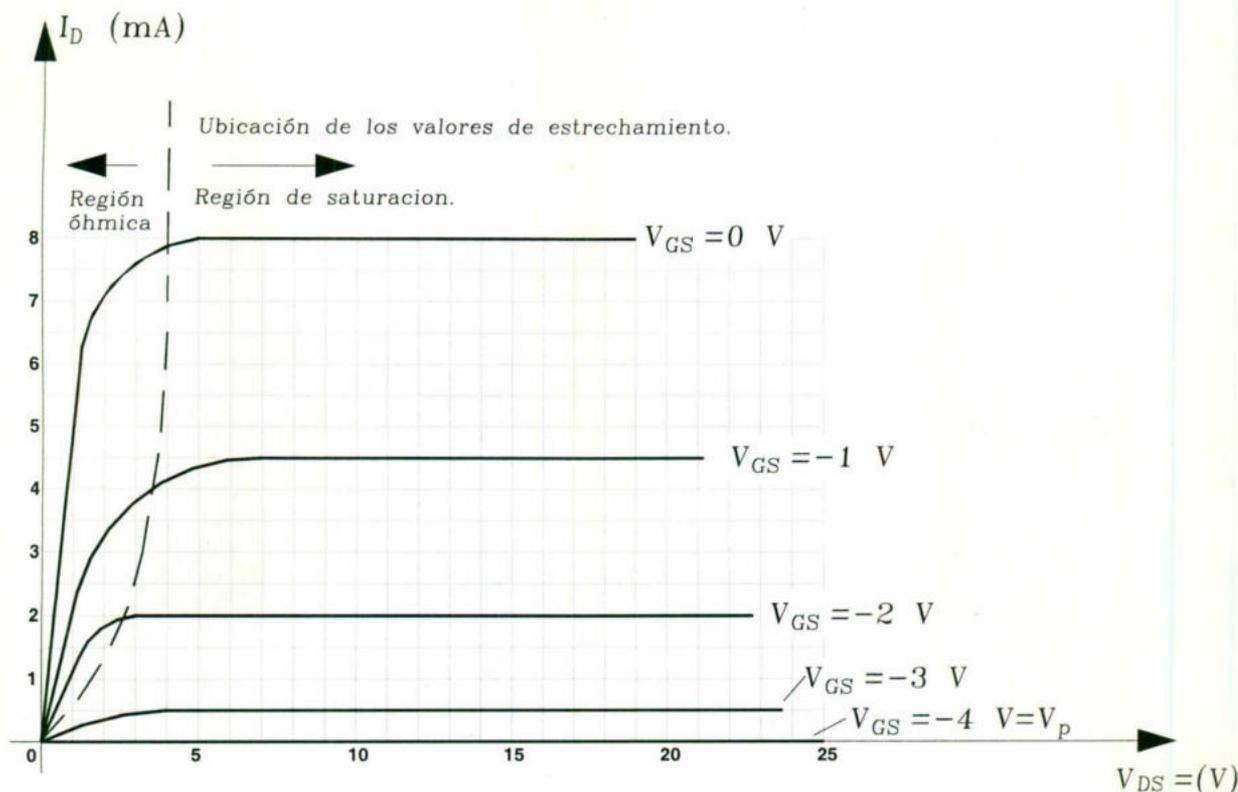


Figura 8a11 Características del JFET de canal n con $I_{DSS} = 8 \text{ mA}$ y $V_p = -4 \text{ V}$.

El nivel de V_{GS} que da por resultado $I_D = 0 \text{ mA}$ se encuentra definido por $V_{GS} = V_p$, siendo V_p un voltaje negativo para los dispositivos de canal-n y un voltaje positivo para los JFET de canal-p.

En la mayor parte de las hojas de especificaciones, el voltaje de estrechamiento se encuentra especificado como $V_{GS(\text{apagado})}$ en vez de V_p . La región a la derecha del estrechamiento en la figura 8a11 es la región empleada normalmente en los amplificadores lineales (amplificadores con una mínima distorsión de la señal aplicada), y se le refiere como la región de corriente constante, saturación o región de amplificación lineal.

Resistor controlado por voltaje

La región a la izquierda del estrechamiento en la figura 8a11 es conocida como la región óhmica de resistencia controlada por voltaje. En esta región al JFET se le usa en realidad como un resistor variable (posiblemente para un sistema de control de ganancia automática) cuya resistencia se encuentra controlada por medio del voltaje de la compuerta a la fuente. Obsérvese en la figura 8a11 que la pendiente para cada curva, y por tanto la resistencia del dispositivo entre el drenaje y la fuente para $V_{DS} < V_p$, es una función del voltaje aplicado V_{GS} . Mientras V_{GS} se convierte en más negativo, la pendiente de cada curva se hace más horizontal, correspondiendo a un nivel creciente de resistencia. La siguiente ecuación ofrecerá una buena y primera aproximación del nivel de resistencia en términos del voltaje aplicado V_{GS} .

$$r_d = \frac{r_o}{(1 - V_{GS} / V_p)^2}$$

donde r_o es la resistencia con $V_{GS} = 0 \text{ V}$ y r_d es la resistencia en un nivel particular de V_{GS} .

Para un JFET de canal-n con r_o igual a $10 \text{ k}\Omega$ ($V_{GS} = 0 \text{ V}$, $V_p = -6 \text{ V}$), la ecuación anterior dará por resultado $40 \text{ k}\Omega$ en $V_{GS} = -3 \text{ V}$.

Dispositivos de canal-p

El JFET de canal-p está construido exactamente de la misma manera que el dispositivo de canal-n de la figura 8a3 con una

inversión de los materiales tipo p y tipo n , como se muestra en la figura 8a12.

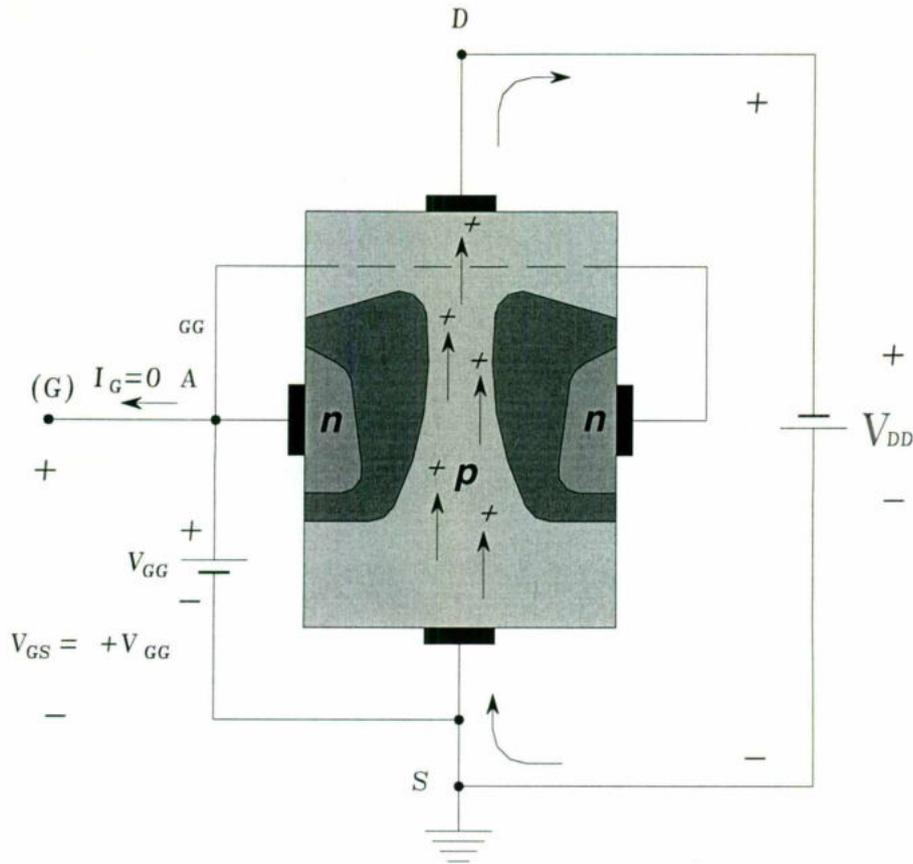


Figura 8a12 JFET en $V_{GS} = 0\text{ V}$ y $V_{DS} > 0\text{ V}$.

Las direcciones de corriente definidas están invertidas, como las polaridades reales para los voltajes V_{GS} y V_{DS} . Para el dispositivo de canal-p, éste será estrechado mediante voltajes crecientes positivos de la compuerta a la fuente, y la notación de doble subíndice para V_{DS} por tanto, dará resultado voltajes negativos para V_{DS} sobre las características de la figura 8a13, la cual tiene una I_{DSS} de 6 mA y un voltaje de estrechamiento de $V_{GS} = +6\text{ V}$. No se debe confundir por el signo de menos para V_{DS} . Éste simplemente indica que la fuente se encuentra a un potencial mayor que el drenaje.

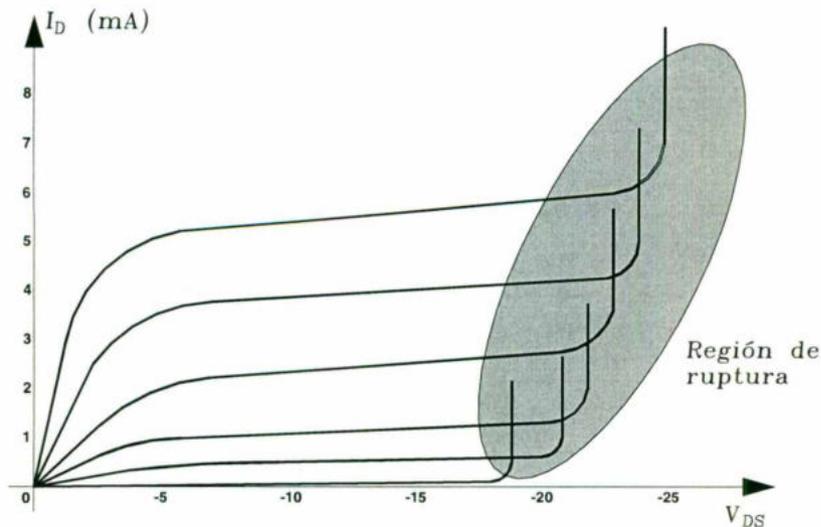


Figura 8a13 Características del JFET de canal p con $I_{DSS} = 6\text{ mA}$ y $V_p = +6\text{ V}$.

Se observa en los niveles altos de V_{DS} que las curvas suben repentinamente a niveles que parecen ilimitados. El crecimiento vertical es una indicación de que ha sucedido una ruptura y que la corriente a través del canal (en la misma dirección en que normalmente se encuentra) ahora esta limitada únicamente por el circuito externo. Aunque no aparece en la figura 8a11 para el dispositivo de canal-n, sucede para el canal-n cuando se aplica suficiente voltaje.

Símbolos.

Los símbolos gráficos para el JFET de canal n y de canal p se presentan en la figura 8a14. Obsérvese que la flecha se encuentra apuntando hacia adentro para el dispositivo de canal n de la figura 8a14 a), con objeto de presentar la dirección en la cual fluiría I_G si la unión p-n estuviera polarizada directa. La única diferencia en el símbolo es la dirección de la flecha para el dispositivo de canal p (figura 8a14 b).

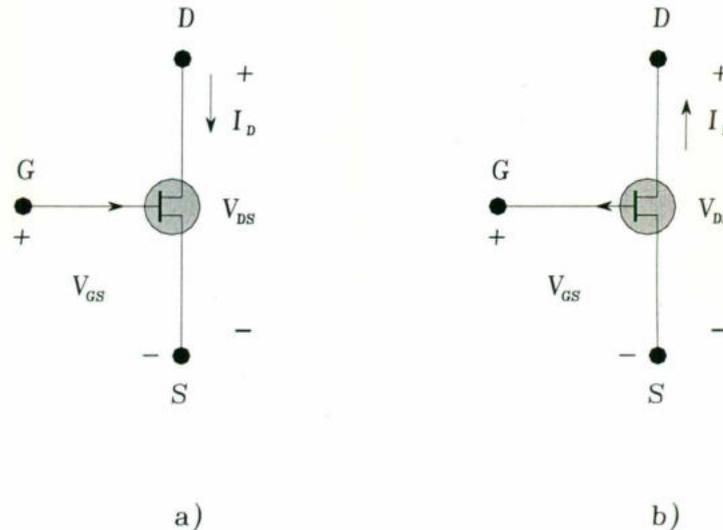


Figura 8a14 Símbolos del JFET
a) de canal-n b) de canal-p.

MOSFET DE TIPO DECREMENTAL

Existen dos tipos de FET: los JFET y los MOSFET. Los MOSFET se desglosan más adelante en *tipo decremental* y en *tipo incremental*. Los términos *agotamiento* e *incremental* definen su modo básico de operación, mientras que la etiqueta MOSFET significa transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor. Debido a que existen diferencias en las características y en la operación de cada tipo de MOSFET, se han cubierto en secciones por separado. En esta sección se examinará el MOSFET de tipo decremental, el cual tiene las características similares a aquellas de un JFET entre el corte y la saturación en I_{DSS} pero luego tiene el rasgo adicional de características que se extienden hacia la región de polaridad opuesta para V_{GS} .

Construcción básica

La construcción básica del MOSFET de tipo decremental de canal-n se proporciona figura 8a15. Una placa de material tipo p está formada a partir de una base de silicio y se conoce como *substrato*, que es la base sobre la que se construye el dispositivo. En algunos casos el substrato se encuentra conectado interiormente con la terminal de la fuente. Si embargo, muchos dispositivos discretos ofrecen una terminal adicional etiquetada SS, dando por resultado un dispositivo de cuatro terminales, como el que aparece en la figura 8a15. Las terminales de fuente y compuerta están conectadas por medio de contactos metálicos a las regiones dopadas-n unidas por un canal-n como se muestra en la figura.

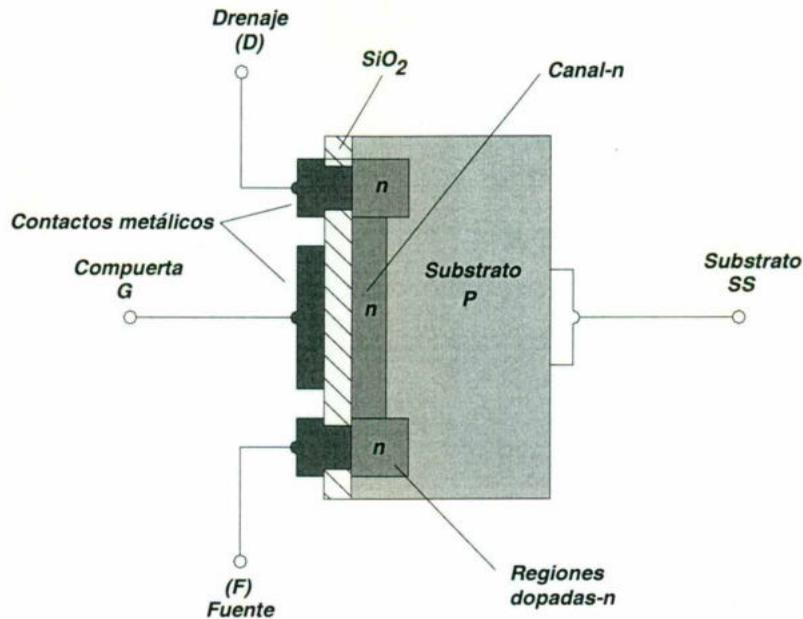


Figura 8a15 MOSFET de tipo decremental canal-n.

La compuerta se encuentra conectada también a una superficie de contacto metálico, pero permanece aislada del canal-n por medio de una capa muy delgada de dióxido de silicio (SiO_2). El SiO_2 es un tipo particular de aislante conocido como *dieléctrico* que ocasiona campos eléctricos opuestos (como se indica por el prefijo *di*) dentro del dieléctrico cuando se expone a un campo externamente aplicado. El hecho de que la capa SiO_2 es una capa aislante revela el siguiente hecho:

No existe conexión eléctrica directa entre la terminal de la compuerta y el canal de un MOSFET.

Adicionalmente

Se debe a la capa aislante de SiO_2 del MOSFET explica la alta impedancia, muy deseable, de entrada del dispositivo.

De hecho, la resistencia de entrada de un MOSFET es a menudo igual a la del JFET, aun cuando la impedancia de entrada de la mayoría de los JFET es lo suficientemente alta para la mayoría de las aplicaciones. La muy alta impedancia de entrada continúa soportando totalmente hecho de que la corriente de la entrada (I_G) es en esencia de cero amperes para las configuraciones de polarización de dc.

El motivo de la etiqueta FET de metal-óxido-semiconductor es ahora mucho más obvia:

Metal por las conexiones del drenaje, fuente y compuerta a las superficies adecuadas en particular, la terminal de la compuerta y el control que ofrece el área de la superficie de contacto, el oxido por capa aislante de dióxido de silicio y el *semiconductor* por la estructura básica sobre la cual las regiones de tipo *n* y *p* se difunden. La capa aislante entre la compuerta y el canal ha dado por resultado otro nombre para el dispositivo: *FET de compuerta aislada* o IGFET (por las siglas en inglés de, *Insulated Gate*), aunque este nombre es cada vez menos utilizado en la literatura actual.

Operación básica y característica

En la figura 8a16 el voltaje compuerta-fuente se hace cero volts mediante la conexión directa de una terminal a la otra, y se aplica un voltaje V_{DS} a través de las terminales del drenaje y fuente el resultado es una atracción, por el potencial positivo del drenaje, para los electrones libres del canal-n y una corriente similar a aquella establecida a través del canal del JFET.

De hecho la corriente resultante con $V_{GS} = 0\text{ V}$ se le sigue denominando I_{DSS} como se muestra en la figura 8a17.

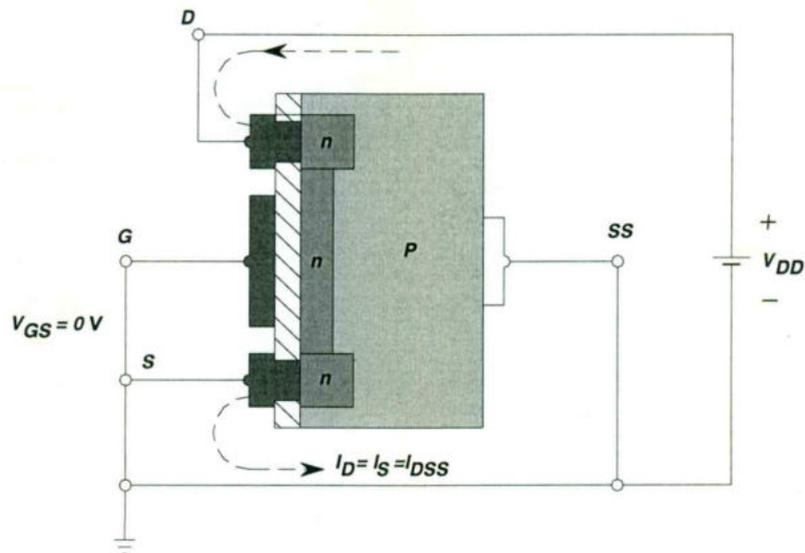


Figura 8a16 MOSFET de tipo decremental canal-n con $V_{GS}=0\text{ V}$ aplicando V_{DD} .

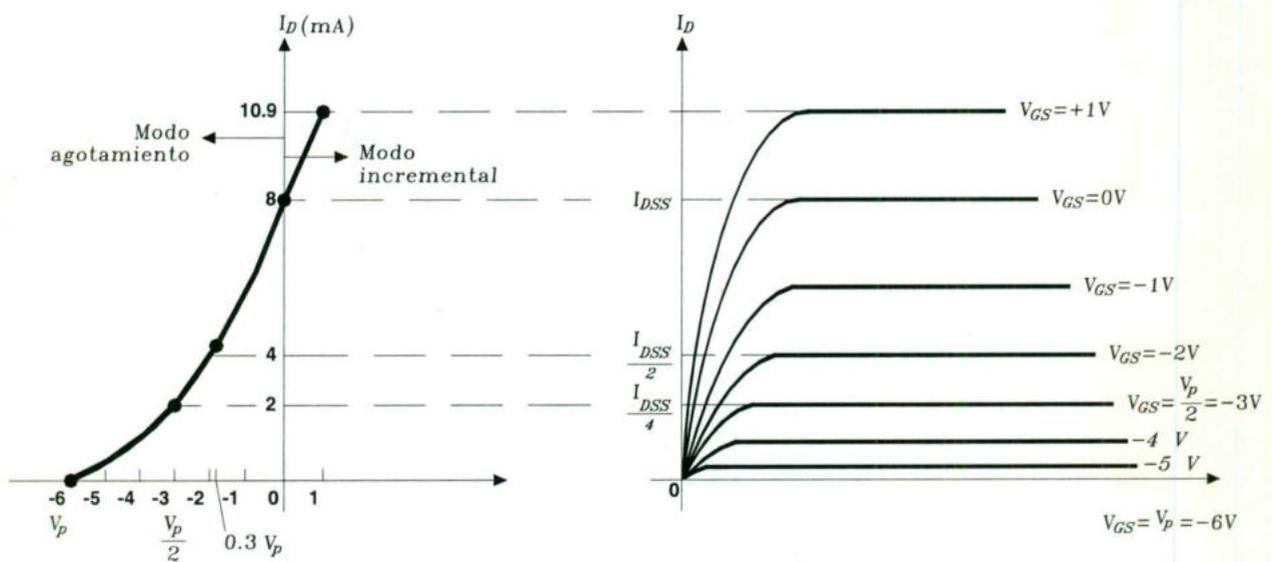


Figura 8a17 Características de drenaje y de transferencia para un MOSFET de tipo decremental de canal-n.

En la figura 8a18, V_{GS} tiene un voltaje negativo tal como -1 V . El potencial negativo en la entrada tenderá a presionar a los electrones hacia el sustrato de tipo p (cargas similares se repelen) y atrae huecos del sustrato de tipo p (cargas opuestas se atraen) como se muestra en la figura 8a18. Dependiendo de la magnitud de la polarización negativa que aplica V_{GS} , sucederá un nivel de recombinación entre los electrones y los huecos que reducirá el número de electrones libres disponibles para la conducción en el canal-n. Mientras más negativa sea la polarización, más alta será la tasa de recombinación. El nivel resultante de corriente de drenaje es, por tanto, reducida con la polarización negativa creciente de V_{GS} como se muestra en la figura 8a17 para $V_{GS} = -1\text{ V}$, -2 V , Y así sucesivamente, hasta el nivel de estrechamiento de -6 V . Los niveles resultantes de corriente de drenaje y la gráfica de la curva de transferencia se conduce exactamente igual a la descrita para el JFET.

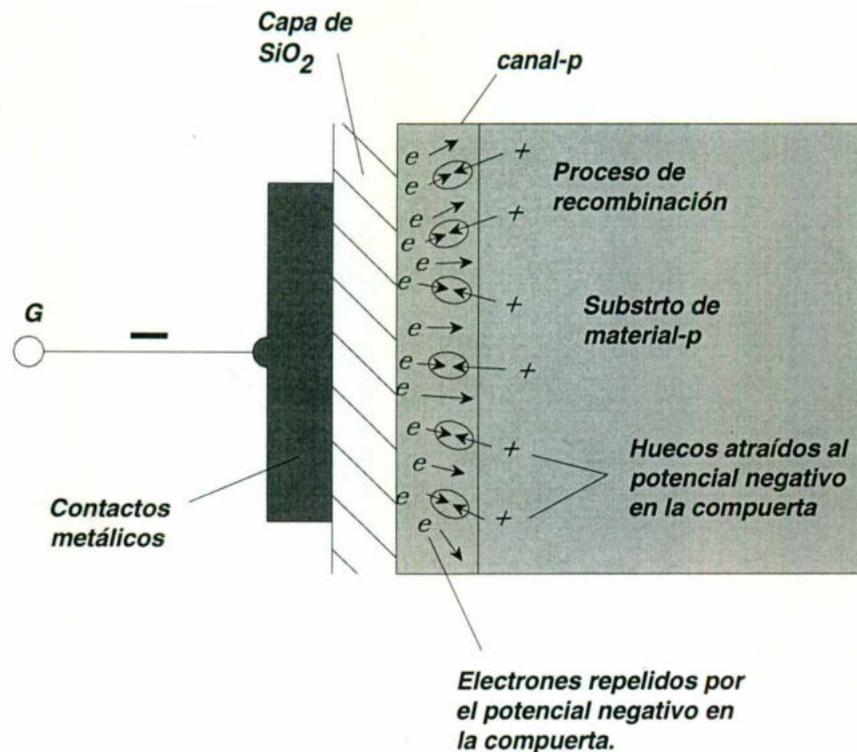


Figura 8a18 Reducción de portadores libres en el canal debido a un potencial negativo en la terminal de la compuerta.

Para los valores positivos de V_{GS} la entrada positiva atraerá electrones adicionales (portadores libres) desde el sustrato de tipo p debido a la corriente de fuga inversa, y creará nuevos portadores mediante la colisión resultante entre las partículas en aceleración. Mientras el voltaje compuerta-fuente sigue aumentando en la dirección positiva, la figura 8a17 indica que la corriente de drenaje se incrementará de manera acelerada debido a las razones listadas arriba.

El espaciado vertical entre las curvas de $V_{GS} = 0$ y $V_{GS} = +1$ V de la figura 8a17 es una clara indicación de cuánto ha aumentado la corriente por el cambio en 1 volt en V_{GS} . El incremento, el usuario debe estar alerta del valor máximo de corriente de drenaje porque puede excederse con un voltaje positivo en la entrada. Esto es, para el dispositivo de la figura 8a17, la aplicación de un voltaje $V_{GS} = +4$ y podría dar por resultado una corriente de drenaje de 22.2 mA, la cual posiblemente podría exceder el valor máximo (corriente o potencia) para el dispositivo. Como se dijo antes, la aplicación de un voltaje positivo de la compuerta a la fuente ha "incrementado" el nivel de portadores libres en el canal comparado con aquel encontrado con $V_{GS} = 0$ V. Por esta razón la región de voltajes positivos de la entrada sobre el drenaje o las características de transferencia es a menudo conocida como la *región incremental*, con la región entre el nivel de corte y de saturación de I_{DSS} denominada *región de agotamiento*.

Es particularmente interesante y útil que la ecuación de Shockley siga aplicándose para las características del MOSFET de tipo decremental tanto en la región de agotamiento como en la incremental. Para ambas regiones simplemente es necesario que se incluya el signo adecuado de V_{GS} en la ecuación, y que el signo sea seguido con cuidado en las operaciones matemáticas.

Mosfet de tipo decremental de canal-p.

La construcción de un MOSFET de tipo decremental de canal-p es exactamente el inverso del que aparece en la figura 8a16. Esto es, ahora existe un sustrato de tipo n y un canal de tipo p , como lo muestra la figura 8a16. Las terminales permanecen como se encuentran identificadas, pero todas las polaridades de los voltajes y las direcciones de las corrientes están invertidas, como lo ilustra la misma figura. Las características de drenaje podrían aparecer iguales que en la figura 8a17, pero con valores negativos de V_{DS} , I_D positiva como se indica (debido a que la dirección definida ahora está invertida) y V_{GS} con las polaridades opuestas como se muestra en la figura 8a19 c). La inversión en V_{GS} traerá como resultado una imagen de espejo (con respecto al eje I_D) para las características de transferencia como lo muestra la figura 8a19 b). En otras palabras, la corriente de drenaje aumenta desde el corte en $V_{GS} = V_p$ en la región positiva de V_{GS} a I_{DSS} y

después continúa su crecimiento para valores negativos mayores de V_{GS} . La ecuación de Shockley todavía se aplica, pero necesita sólo colocar el signo correcto tanto para V_{GS} como para V_p en la ecuación.

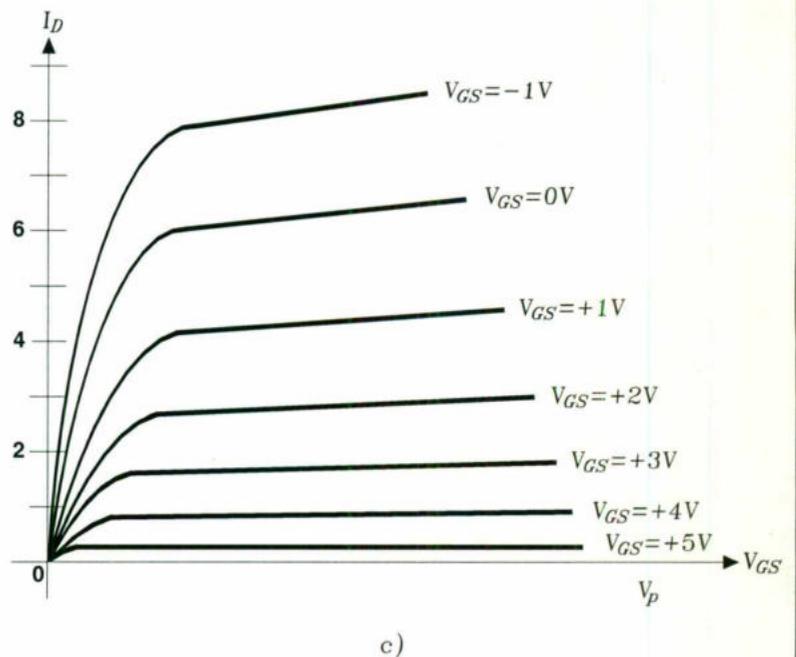
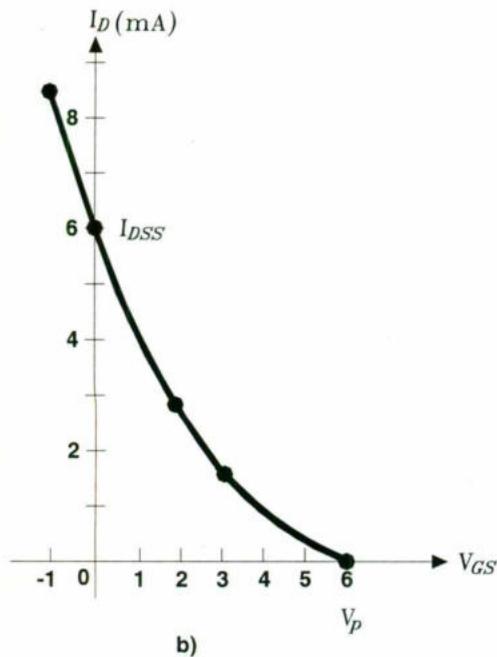
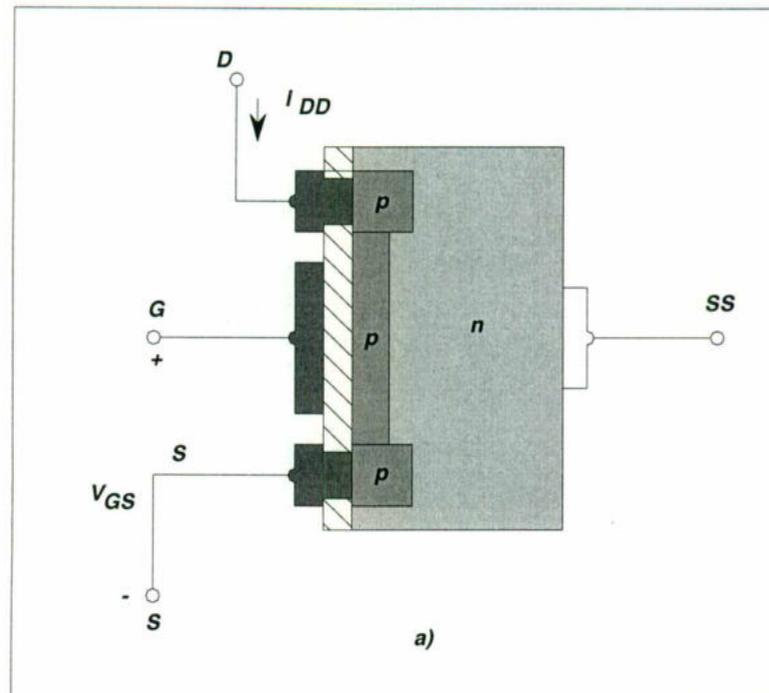


Figura 8a19 MOSFET de tipo decremental de canal p con $I_{DSS} = 6 \text{ mA}$ y $V_p = +6 \text{ V}$. Símbolos, hojas de especificaciones y construcción del encapsulado.

Los símbolos gráficos para un MOSFET de tipo decremental de canal-n y p se proporcionan en la figura 8a20. Obsérvese cómo los símbolos seleccionados intentan reflejar la construcción real del dispositivo. La falta de una conexión directa (debido al aislamiento de la entrada) entre la compuerta y el canal está representado por un espacio entre la compuerta y las otras terminales del símbolo. La línea vertical que representa el canal está conectada entre el drenaje y la fuente y está "soportada" por el sustrato. Para cada tipo de canal se ofrecen dos símbolos para reflejar el hecho de que en algunos casos el sustrato se encuentra disponible en forma externa. Mientras que en otros no lo está.

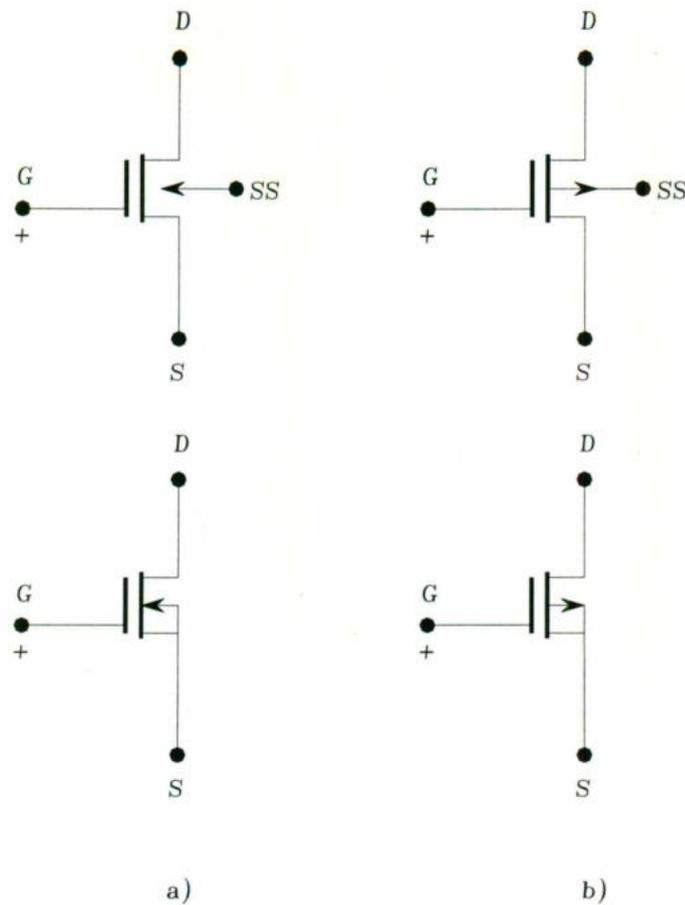


Figura 8a20 Símbolo gráfico para
a) MOSFET de tipo decremental de canal-n y
b) MOSFET de tipo decremental de canal-p.

MOSFET DE TIPO INCREMENTAL

Aunque existen muchas similitudes en la construcción y modo de operación entre los MOSFET de tipo decremental y de tipo incremental, las características del MOSFET de tipo incremental son bastante diferentes de cualquier otro que hasta ahora obtuvimos. La curva de transferencia no está definida por la ecuación de Shockley, y la corriente de drenaje ahora está en corte hasta que el voltaje compuerta-fuente alcance una magnitud específica. Entonces, el control de corriente en un dispositivo de canal-n ahora resulta afectado por un voltaje compuerta-fuente positivo en lugar del rango de voltajes negativos encontrados para los JFET de canal-n y los MOSFET de tipo decremental de canal-n.

Construcción básica

La construcción básica del MOSFET de tipo incremental de canal-n se ofrece en la figura 8a21.

Una placa de material tipo p se forma a partir de una base de silicio y una vez más se le conoce como sustrato. De la misma forma que con el MOSFET de tipo decremental, el sustrato algunas veces se conecta a la terminal de la fuente, mientras que en otros casos hay disponible una cuarta terminal para el control externo de su nivel de potencial. Las terminales de la fuente y drenaje se conectan una vez más por medio de contactos metálicos a regiones dopadas n , pero se observa en la figura 8a21 la ausencia de un canal entre las dos regiones dopadas n . Esta es la diferencia primaria entre la construcción de los MOSFET de tipo decremental y los de tipo incremental: la ausencia de un canal como un componente construido del dispositivo. La capa de SiO_2 aún está presente para aislar la plataforma metálica de la compuerta de la región entre el drenaje y la fuente, pero ahora está simplemente separada de una sección de material de tipo p . Por tanto, la construcción de un MOSFET de tipo incremental es bastante similar a la de un MOSFET de tipo decremental, excepto por la ausencia de un canal entre las terminales del drenaje y la fuente.

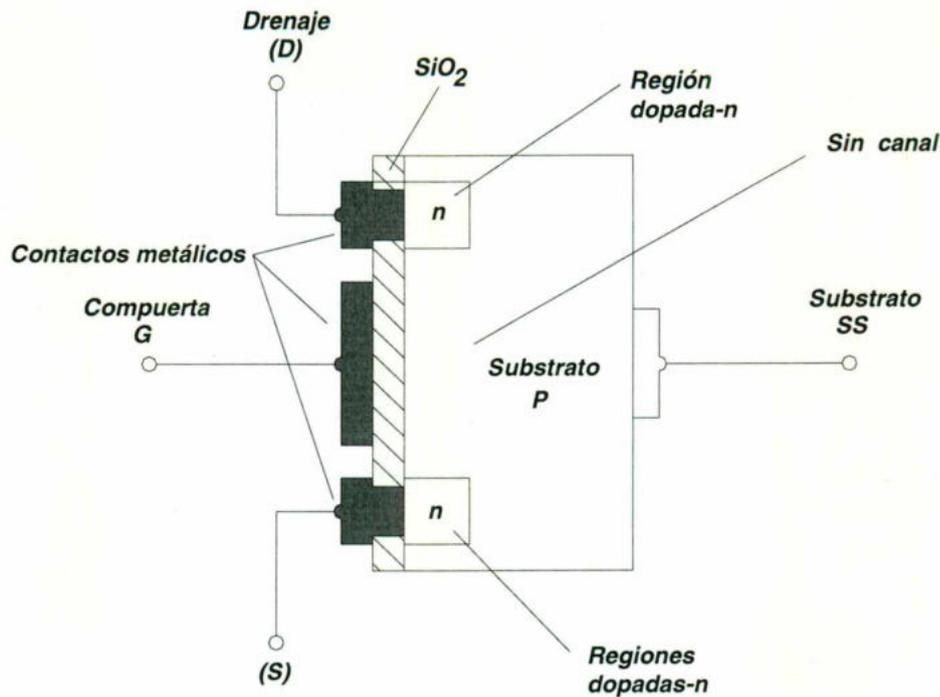


Figura 8a21 MOSFET de tipo incremental canal n.

Construcción básica y características

Si V_{GS} se hace 0V y se aplica un voltaje entre el drenaje y la fuente del dispositivo de la figura 8a21, la ausencia de un canal-n (con su generoso número de portadores libres) dará por resultado una corriente de cero amperes efectivos, una diferencia grande con el MOSFET y JFET de tipo decremental donde $I_D = I_{DSS}$. No es suficiente tener acumulados una gran cantidad de portadores (electrones) en el drenaje y la fuente (debido a las regiones dopadas n) si no existe una trayectoria entre las dos. Si V_{DS} es cierto voltaje positivo, V_{GS} es 0 V, y la terminal SS se conecta directamente a la fuente, existen de hecho dos uniones p-n con polarización inversa entre las regiones dopadas n y el sustrato p para oponer cualquier flujo significativo entre el drenaje y la fuente.

En la figura 8a22 tanto V_{DS} como V_{GS} están en algún voltaje positivo mayor de cero volts, estableciendo al drenaje y la compuerta a un potencial positivo respecto a la fuente. El potencial positivo en la compuerta presionará los huecos (porque las cargas iguales se repelen) del sustrato p a lo largo del filo de la capa de SiO_2 con objeto de dejar esa área y entrar a regiones más profundas del sustrato p, como se muestra en la figura. El resultado es una región de agotamiento cerca de la capa aislante de SiO_2 sin huecos. Sin embargo, los electrones en el sustrato p (los portadores minoritarios del material) serán atraídos a la entrada positiva y se acumularán en la región cercana a la superficie de la capa de SiO_2 . La capa de SiO_2 y sus cualidades aislantes evita que los portadores negativos sean absorbidos en la terminal de la compuerta. Mientras V_{GS} aumenta en magnitud, la concentración de electrones cerca de la superficie de Si_2 se incrementará hasta que una región inducida de tipo n pueda eventualmente soportar un flujo mesurable entre el drenaje y la fuente. El nivel de V_{GS} que resulta en un incremento significativo de la corriente de drenaje se le llama *voltaje de umbral*, y se le da el símbolo de V_T (por la sigla en ingles de, *Threshold*). En las hojas de especificaciones se le conoce como $V_{GS(Th)}$, aunque V_T es mas corto y será utilizado en el siguiente análisis. Debido a que el canal no existe con $V_{GS} = 0V$ y se forma al "incrementar" la conductividad mediante la aplicación de un voltaje compuerta fuente, este tipo de MOSFET se le llama *MOSFET de tipo incremental*. Tanto los MOSFET de tipo decremental como incremental tienen regiones de tipo incremental, pero el nombre se aplico al último debido a que ese es su único modo de operación.

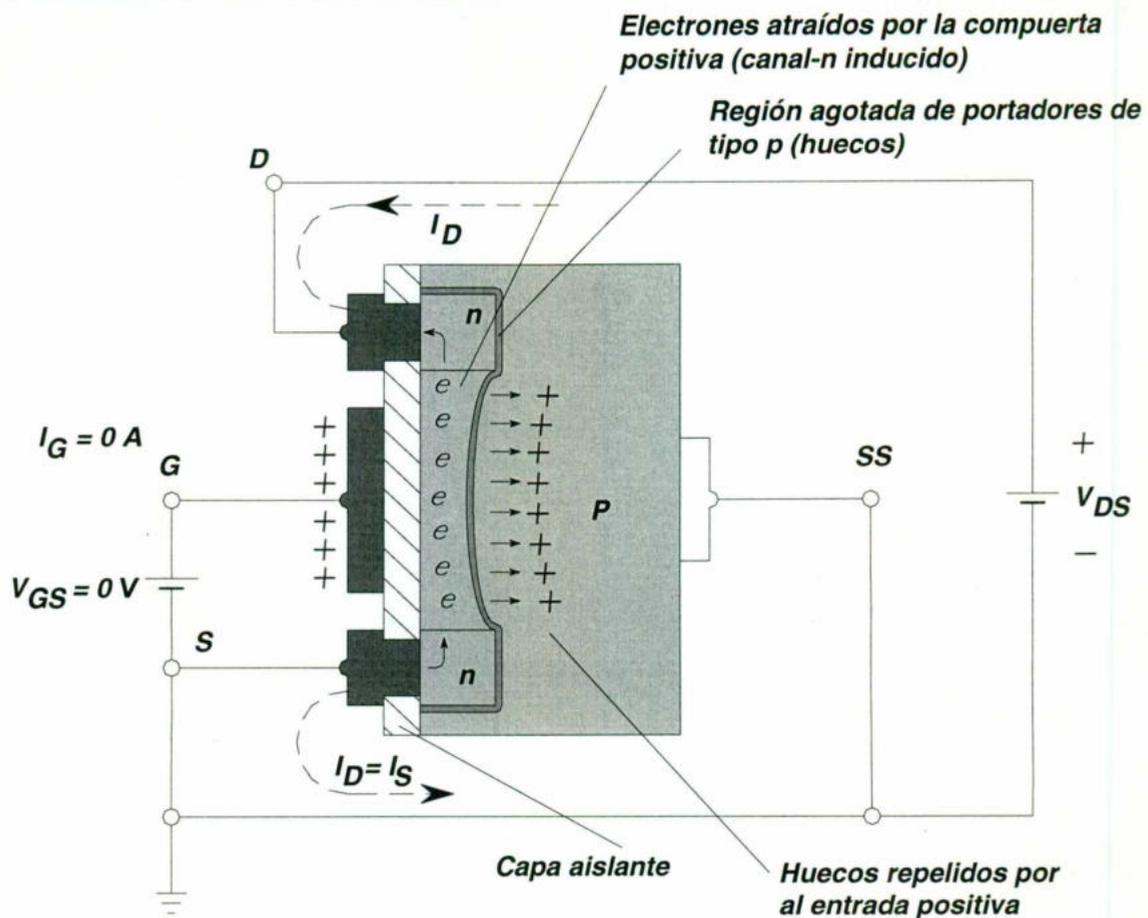


Figura 8a22 Formación del canal en el MOSFET de tipo incremental de canal-n.

Cuando V_{GS} se incrementa más allá del nivel de umbral, la densidad de los portadores libre en el canal inducido se incrementan, dando por resultado un nivel mayor de corriente de drenaje. Sin embargo, si se mantiene V_{GS} constante y sólo se aumenta el nivel de V_{DS} , corriente de drenaje eventualmente alcanzará un nivel de saturación así como ocurrió al JFET y al MOSFET de tipo decremental. La saturación de I_D se debe a un proceso de estrechamiento descrito por un canal más angosto al final del drenaje del canal inducido, como se muestra en la figura 8a23. Al aplicar la ley de voltaje de Kirchoff a los voltajes de las terminales del MOSFET de la figura 8a3, se encuentra que

$$V_{DG} = V_{DS} - V_{GS}$$

Si V_{GS} se mantiene fijo en un valor tal como 8 V y V_{DS} se aumenta de 2 V a 5 V, el voltaje V_{DG} [debido a la ecuación (5.11)] caerá de -6 V a -3 V y la entrada será cada vez menos positiva respecto al drenaje. Esta reducción en el voltaje de la compuerta al drenaje reducirá a su vez la fuerza de atracción para los portadores libres (electrones) en esta región del canal inducido, causando una reducción en el ancho efectivo del canal. Eventualmente, en el canal se reducirá al punto del estrechamiento y se establecerá una condición de saturación como se describió antes para el JFET y el MOSFET de tipo decremental. En otras palabras, cualquier crecimiento posterior en V_{DS} y en el valor fijo de V_{GS} no afectará el nivel de saturación de I_D hasta que se encuentren las condiciones de ruptura.

Las características de drenaje de la figura 8a24 revelan que para el dispositivo de la figura 8a23 con $V_{GS} = 8$ V, la saturación ocurrió en un nivel de $V_{DS} = 6$ V. De hecho, el nivel de saturación para V_{DS} está relacionado con el nivel de V_{GS} aplicado por

$$V_{DG(sat)} = V_{DS} - V_T \quad \text{Ecuación 8a3}$$

Por tanto, es obvio que para un valor fijo de V_p , mientras mayor sea el nivel de V_{GS} mayor será el nivel de saturación para V_{DS} como se muestra en la figura 5.33 por la localización de los niveles de saturación.

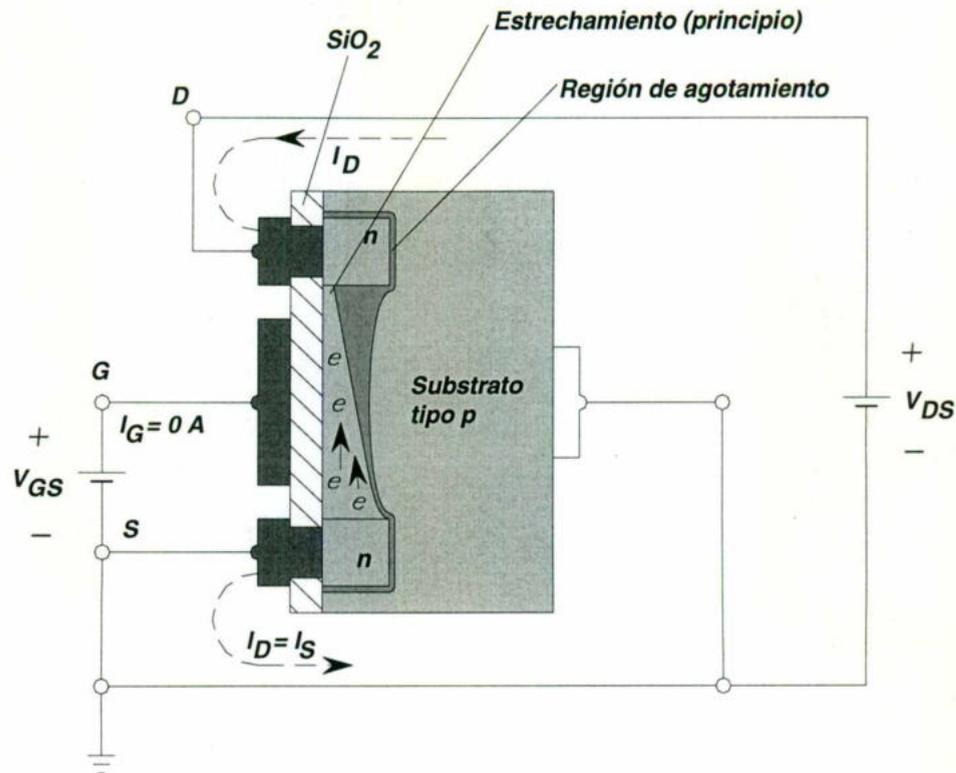


Figura 8a23 Cambio en la región de agotamiento y el canal con aumento en el nivel de V_{DS} para un valor fijo de V_{GS} .

Como se indicó para las características de la figura 8a23, el nivel de V_T es de 2 V, por el hecho de que la corriente de drenaje ha caído a 0 mA. Por tanto:

Para los valores de V_{GS} menores que el nivel de umbral, la corriente de drenaje de un MOSFET de tipo incremental es de 0 mA.

La figura 8a24 indica que cuando el nivel de V_{GS} se incrementa de V_T a 8 V, el nivel de saturación resultante para I_D también aumenta desde un nivel de 0 mA a 10 mA. Además, es bastante notorio que el espaciamento entre los niveles de V_{GS} aumentó cuando subió la magnitud V_{GS} dando por resultado aumentos siempre crecientes en la corriente del drenaje. Para los niveles de $V_{GS} > V_T$ la corriente de drenaje está relacionada al voltaje compuerta-fuente aplicado mediante la siguiente relación no lineal:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \quad \text{Ecuación 8a4}$$

Una vez más, es el término cuadrático que resulta de la relación no lineal (curva) entre I_D y V_{GS} . El término k es una constante que, a su vez, es una función de la fabricación del dispositivo, el valor de k se puede calcular a partir de la siguiente ecuación (derivada de la ecuación 8a4) donde $I_{D(\text{encendido})}$ y $V_{GS(\text{encendido})}$ son los valores de cada uno en un punto en particular sobre las características del dispositivo.

$$k = \frac{I_{D(\text{encendido})}}{(V_{GS(\text{encendido})} - V_T)^2}$$

sustituyendo $I_{D(\text{encendido})} = 10 \text{ mA}$ donde $V_{GS(\text{encendido})} = 8 \text{ V}$ a partir de las características de la figura 8a24 da

$$k = \frac{10 \text{ mA}}{(8\text{V}-2\text{V})^2} = \frac{10 \text{ mA}}{(6\text{V})^2} = \frac{10 \text{ mA}}{36\text{V}^2}$$

$$= 0.278 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2$$

y una ecuación general para I_D para las características de la figura 8a24 da por resultado:

$$I_D = 0.278 \times 10^{-3} (V_{GS} - 2V_T)^2$$

Sustituyendo $V_{GS} = 4 \text{ V}$, se encuentra que

$$I_D = 0.278 \times 10^{-3} (4\text{V} - 2\text{V})^2$$

$$= 0.278 \times 10^{-3} (2)^2$$

$$= 0.278 \times 10^{-3} (4)$$

$$= 1.11 \text{ mA}$$

como se verifica en la figura 8a24. En $V_{GS} = V_T$ el término al cuadrado es 0 e $I_D = 0 \text{ mA}$.

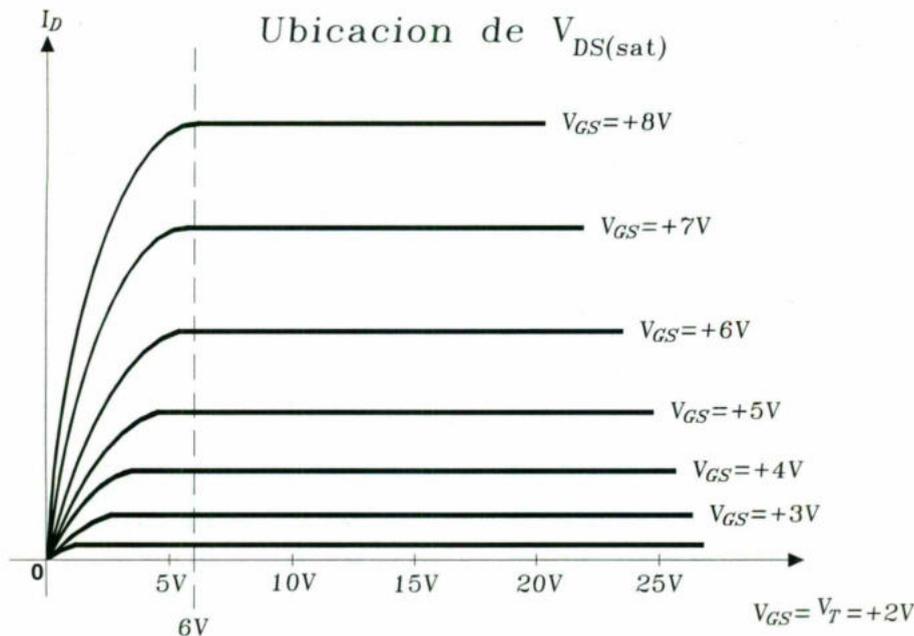


Figura 8a24 Características del drenaje de un MOSFET de tipo decremental de canal-n con $V_T=2 \text{ V}$ y $k = 0.278 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2$.

Para el análisis en dc del MOSFET de tipo incremental que aparece en el capítulo 6 las características de transferencia otra vez serán las que se utilizarán en la solución gráfica. En la figura 8a25 el drenaje y las características de drenaje y de transferencia se han colocado lado a lado para describir el proceso de transferencia tanto de una como de la otra. En esencia procede igual que en el ejemplo que antes presentamos para el JFET y el MOSFET de tipo decremental. Sin embargo, en este caso se debe recordar que la corriente de drenaje es de 0 mA para $V_{GS} < V_T$. En este momento una corriente que se puede medir será el resultado para I_D y crecerá como se definió en la ecuación (8a4). Obsérvese que al definir los puntos de la característica de transferencia a partir de las características de drenaje, sólo se utilizan los niveles de saturación, limitando

de tal modo la región de operación a niveles de V_{DS} mayores que los niveles de saturación como se definió en la ecuación (8a3).

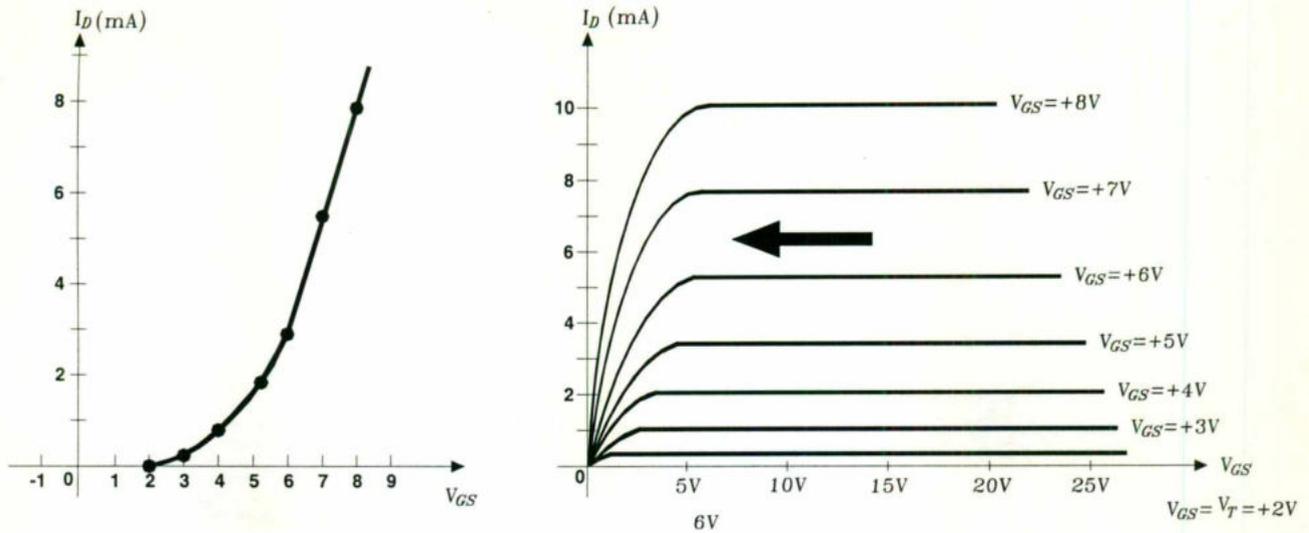


Figura 8a25 Trazo de las características de transferencia de un MOSFET de tipo incremental de canal n a partir de las características de drenaje.

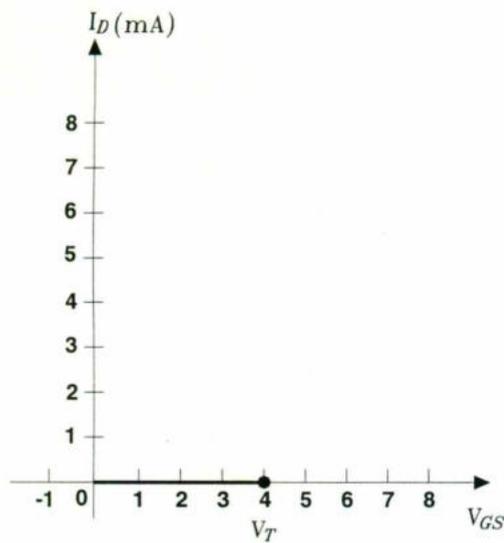
La curva de transferencia de la figura 8a25 es bastante diferente de aquellas otras obtenidas. Ahora, el dispositivo de canal n (inducido) está totalmente en la región de V_{GS} positiva y no aumenta hasta que $V_{GS} = V_T$ surge entonces la pregunta sobre cómo graficar las características de transferencia dados los niveles de k y de V_T así como se incluye abajo para un MOSFET en particular:

$$I_D = 0.5 \times 10^{-3} (V_{GS} - 4V)^2$$

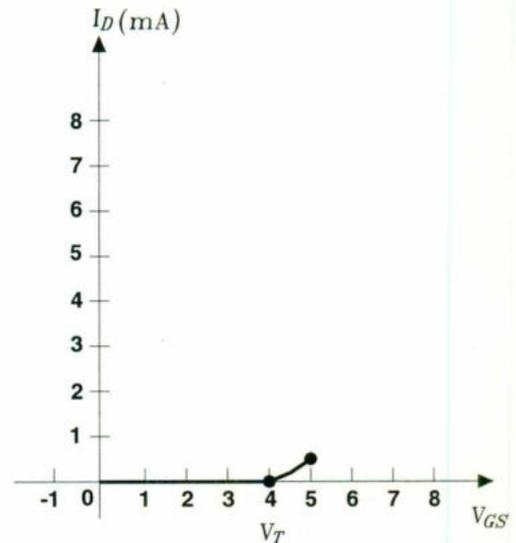
Primero se dibuja una línea horizontal en $I_D = 0$ mA desde $V_{GS} = 0$ mA a $V_{GS} = 4$ V como se muestra en la figura 8a26 a). Luego, se elige un nivel de V_{GS} mayor que V_T , tal como 5 V y se sustituye en la ecuación (8a4) para determinar el nivel resultante de I_D de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} I_D &= 0.5 \times 10^{-3} (V_{GS} - 4V)^2 \\ &= 0.5 \times 10^{-3} (5V - 4V)^2 \\ &= 0.5 \times 10^{-3} (1)^2 \\ &= 0.5 \text{ mA} \end{aligned}$$

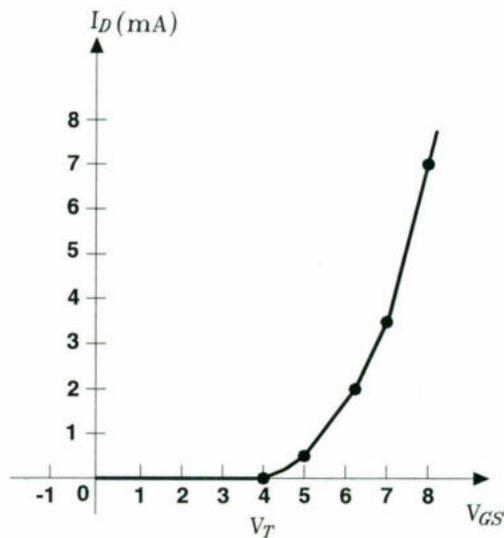
y se obtiene un punto en el plano, como se muestra en la figura 8a26 b). Por último se eligen niveles adicionales de V_{GS} y se obtienen los niveles resultantes de I_D , en particular, para $V_{GS} = 6$ V, 7 V y 8 V el nivel de I_D es 2 mA, 4.5 mA y 8 mA respectivamente, como se muestra en el diagrama resultante de la figura 8a26 c).



a)



b)



c)

Figura 8a26 Grafica de las características de transferencia de un MOSFET de tipo incremental de canal n con $k=0.5 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2$ y $V_T = 4\text{V}$.

MOSFET de tipo incremental de canal-p.

La construcción de un MOSFET de tipo incremental de canal-p es exacto al inverso que aparece en la figura 8a21, como se muestra en la figura 8a27 a). Esto es, ahora existe un substrato de tipo n y regiones dopadas-p bajo las conexiones del drenaje y de la fuente. Las terminales permanecen tal como se indicaron, pero están invertidas todas las polarizaciones del voltaje y las direcciones de corriente. Las características del drenaje aparecerán igual que en la figura 8a27 c), con niveles de corriente crecientes que resultan del incremento negativo de los valores de V_{GS} . Las características de transferencia serán una imagen de espejo (respecto al eje I_D) de La curva de transferencia de la figura 8a25, pero con I_D creciendo con los valores cada vez más negativos de V_{GS} después de V_T como se muestra en la figura 8a27 b).

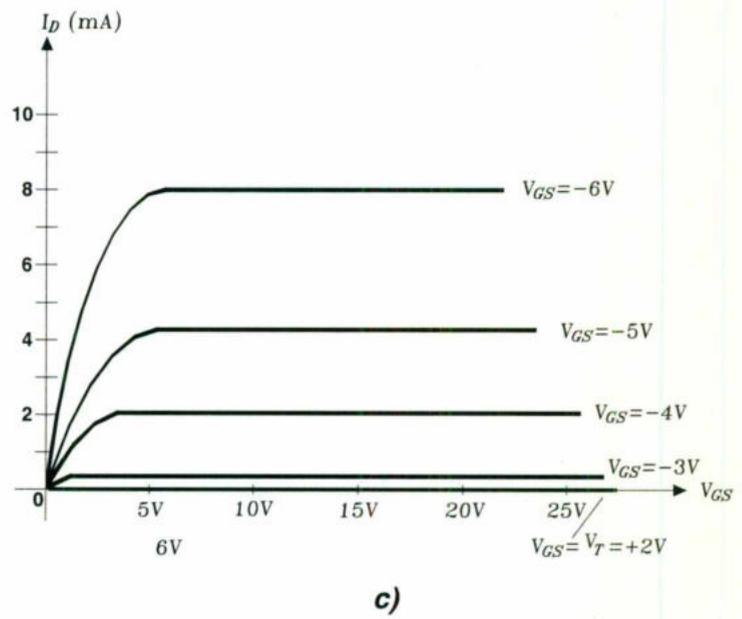
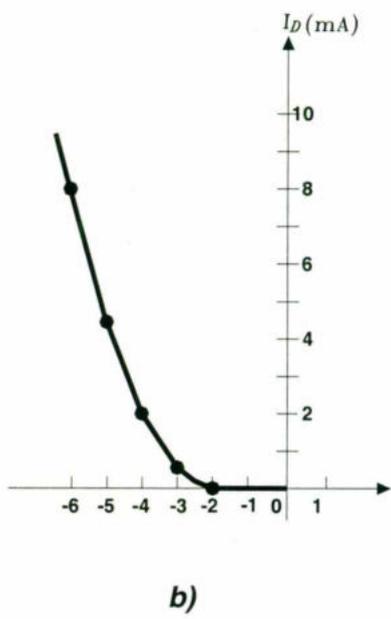
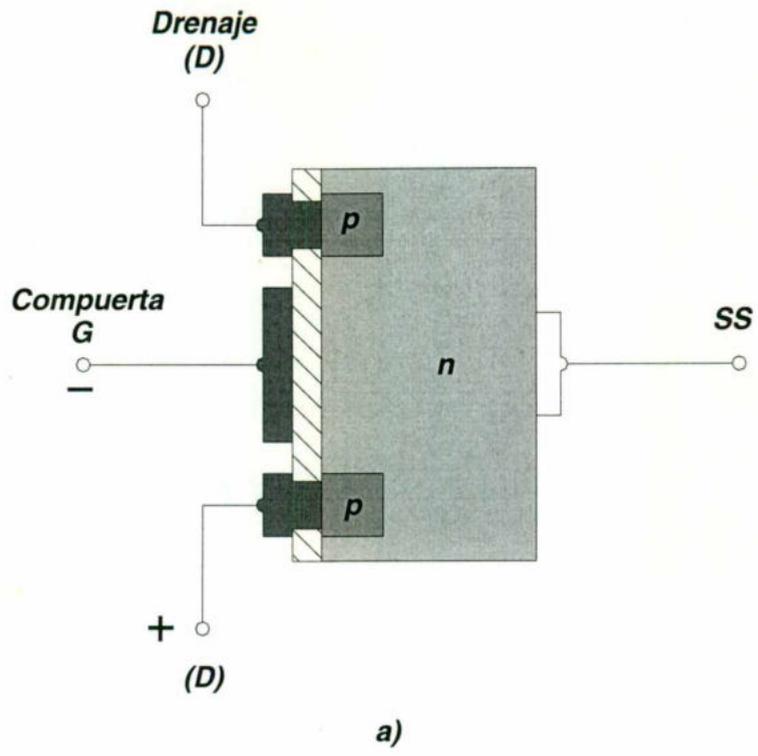


Figura 8a27 MOSFET de tipo incremental de canal p con $V_T=2\text{ V}$ y $k=0.5 \times 10^{-3}\text{ A/V}^2$ y $V_T = 4\text{V}$.

Símbolos, hojas de especificaciones y construcción del encapsulado.

En la figura 8a28 se proporcionan los símbolos gráficos para los MOSFET de tipo incremental para el canal-n y p. Una vez más podemos ver la manera en que los símbolos intentan reflejar la construcción real del dispositivo. Se eligió la línea punteada entre el drenaje y la fuente para reflejar el hecho de que no existe un canal entre los dos bajo condiciones de no polarización. De hecho, esta es la única diferencia entre los símbolos para los MOSFET de tipo decremental y de tipo incremental.

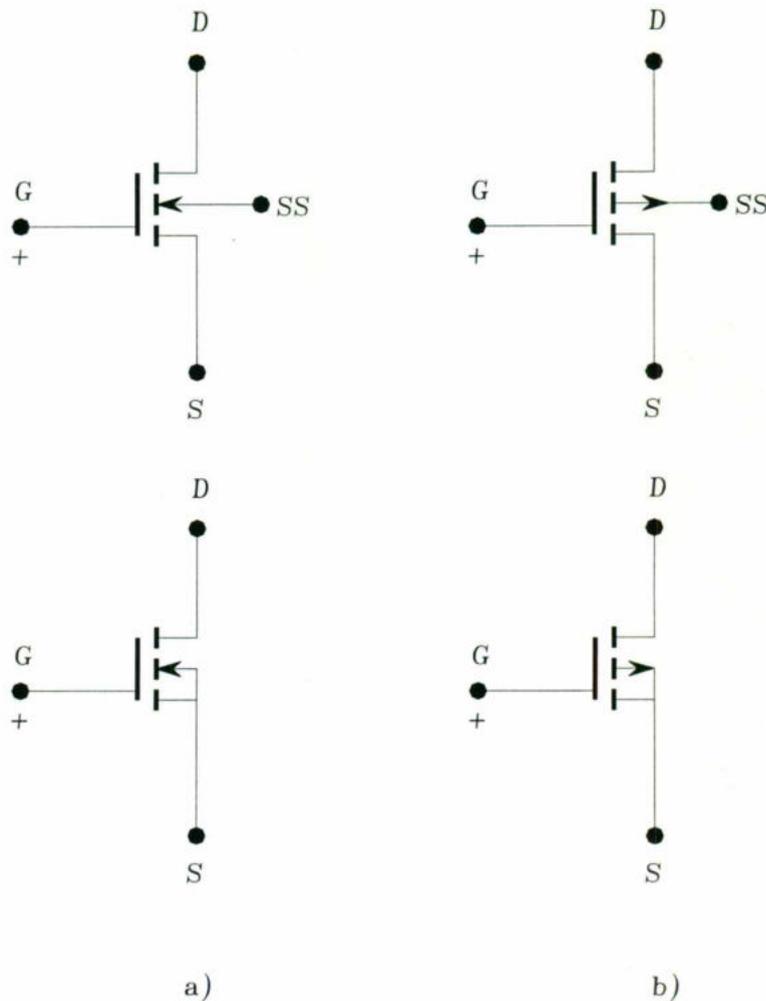


Figura 8a28 Símbolos para
a) MOSFET de tipo incremental de canal n y
b) MOSFET de tipo incremental de canal p.

PROCEDIMIENTO

Observar y analizar el video “todo sobre transistores”.

Tomar nota de los puntos más importantes en relación con las preguntas del cuestionario.

CUESTIONARIO

1. ¿Qué significa BJT?
2. ¿Cuántos tipos de BJT hay y cuales son?
3. ¿Cuál es el voltaje V_{BE} en funcionamiento normal de un BJT de Si?
4. ¿Cuál es el voltaje V_{BE} en funcionamiento normal de un BJT de Ge?
5. ¿Qué significa FET?
6. ¿Cuántos tipos de FET hay y cuales son?
7. ¿De que orden es la impedancia (Z_i) de entrada del JFET?
8. ¿Qué significa MOSFET?
9. ¿Cuántos tipos de MOSFET hay y cuales son?

10. ¿De que orden es la impedancia (Z_i) de entrada del MOSFET?
11. ¿Cuáles son las dos formas de utilización del transistor?

Conclusiones (¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)



LABORATORIO DE ELECTRONICA

PRACTICA 8b

Prof. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

AMPLIFICADOR BJT EN BASE COMÚN

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de un amplificador BJT en configuración base común.

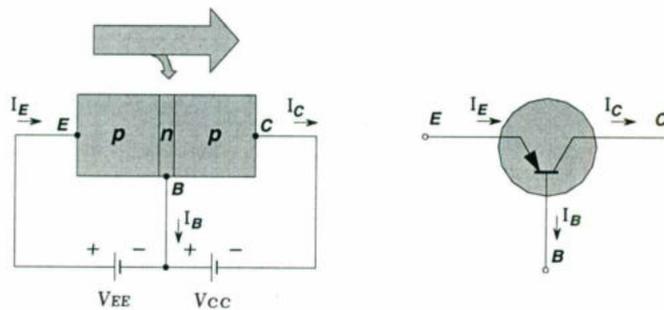
Leer en su texto el tema sobre el amplificador BJT en configuración de base común.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

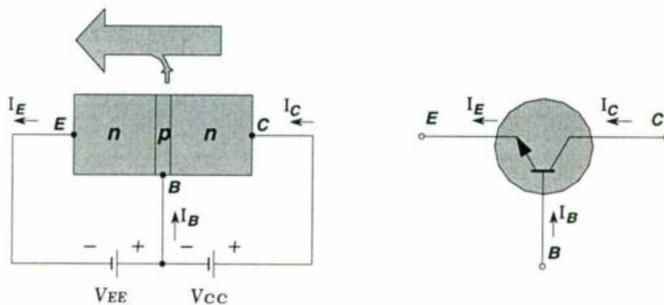
Configuración de base común

La notación y los símbolos que se utilizan junto con el transistor en casi todos los textos y manuales que se publican hoy en día, se indican en la figura 8b1, para la configuración de base común con transistores *pnp* y *npn*. La terminología de la base común se deriva del hecho de que la base es común tanto a la entrada como a la salida de la configuración. A su vez, por lo regular la base es la terminal más cercana a, o que se encuentra en, el potencial de tierra. A lo largo de este libro todas las direcciones de corriente harán referencia al flujo convencional (huecos) en lugar de hacerlo respecto al flujo de electrones. Esta elección se basó, sobre todo, en el hecho de que en la gran cantidad de literatura disponible en instituciones educativas e industriales se utiliza el flujo convencional, y las flechas en todos los símbolos electrónicos tienen una dirección definida por esta convención. Recuerde que la flecha en el símbolo del diodo define la dirección de la conducción para la corriente convencional. Para el transistor:

en el símbolo gráfico define la dirección de la corriente del emisor (flujo convencional) a través del dispositivo .



Transistor pnp.

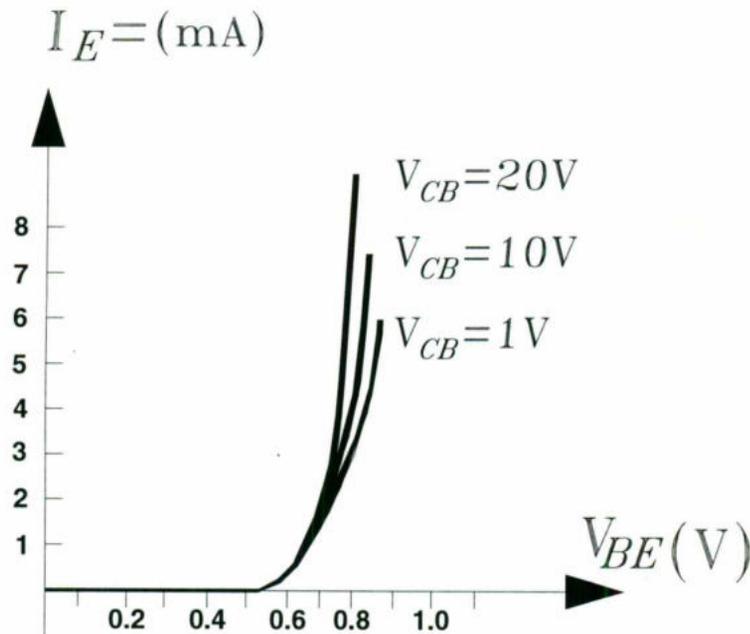


Transistor npn.

Figura 8b1 Notación y símbolos utilizados en la configuración de base común.

Todas las direcciones de corriente que aparecen en la figura 8b1 son las direcciones reales de la elección del flujo convencional. Nótese, en cada caso, que $I_E = I_C + I_B$. Obsérvese también que las polaridades aplicadas (fuentes de alimentación) son tales que permiten establecer una corriente en la dirección que se indica en cada rama. Es decir, se comprara la dirección de I_E con la polaridad de V_{EE} para cada configuración y la dirección de I_C con la polaridad de V_{CC} .

Para escribir en su totalidad el comportamiento de un dispositivo de tres terminales, como los amplificadores de base común de la figura 8b1, se requiere de dos conjuntos de características, uno para el *punto de excitación* o parámetros de *entrada* y el otro para el lado de salida. Como se muestra en la figura 8b2, el conjunto de entrada para el amplificador de base común relacionara la corriente de entrada (I_E) con un voltaje de entrada (V_{BE}) para varios niveles de voltaje de salida (V_{CB}).



**Figura 8b2 Características del punto de entrada o manejo
Para un amplificador de Silicio de base común.**

El conjunto de salida relacionará la corriente de salida (I_C) con un voltaje de salida (V_{CB}) para varios niveles de corriente de entrada (I_E) según se muestra en la figura 8b3. El conjunto de la salida o *colector* tiene tres regiones básicas de interés, como se indica en la figura 8b3 las regiones *activa*, de *corte* y de *saturación*. La región activa es la que se utiliza para los amplificadores lineales (sin distorsión). En particular:

En la región activa la unión base-colector se polariza inversamente, mientras que la unión emisor-base se polariza directamente.

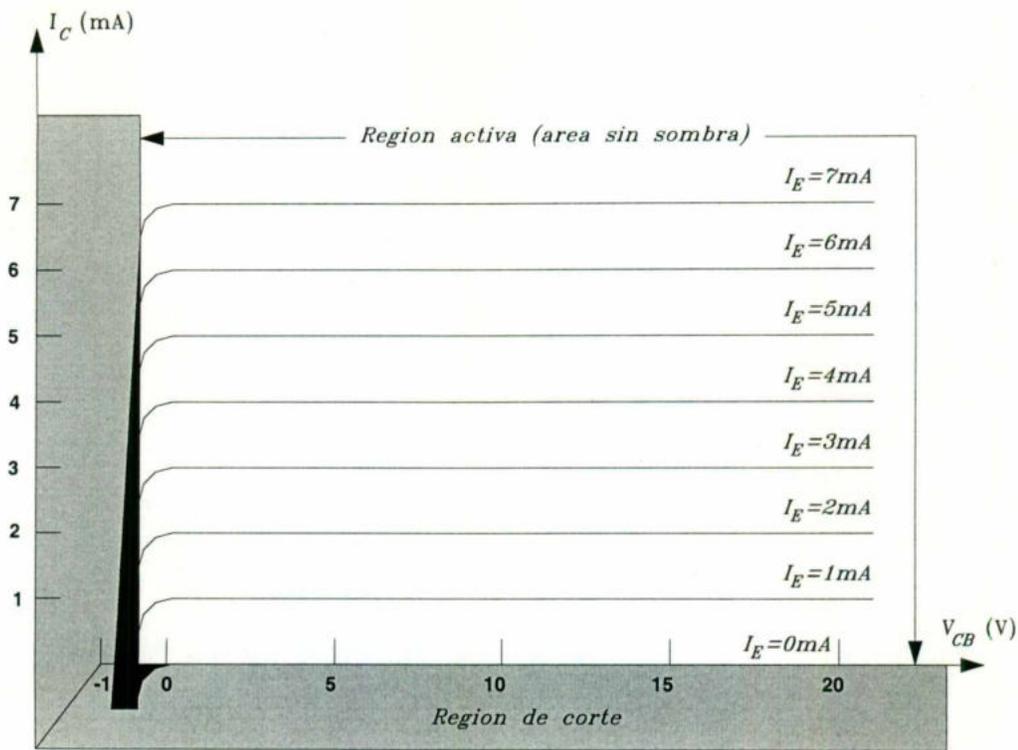


Figura 8b2 Características de salida o colector para un amplificador a transistor de base común.

La región activa se define mediante los arreglos de polarización de la figura 3.6. en el extremo más bajo de la región activa, la corriente del emisor (I_E) es cero; esa es la verdadera corriente del colector, y se debe a la corriente de saturación inversa I_{CO} como lo señala la figura 8b3. La corriente I_{CO} real es tan pequeña (micro amperes) en magnitud si se compara con la escala vertical de I_C (mili amperes) que aparece virtualmente sobre la misma línea horizontal, en donde $I_E = 0$. Las condiciones de circuito que existen cuando $I_E = 0$ para la configuración de base común se muestran en la figura 8b4.

La notación que con más frecuencia se utilizan para I_{CO} en los datos y las hojas de especificaciones es, como se indica en la figura 8b4, y I_{CBO} . Debido a las mejoras en las técnicas de fabricación, el nivel de I_{CBO} para los transistores de propósito general (en especial los de silicio) en los rangos de potencia baja y mediana, por lo regular es tan bajo que puede ignorarse su efecto. Sin embargo, para las unidades de mayor potencia I_{CBO} aparecerá todavía en el rango de los micro amperes.

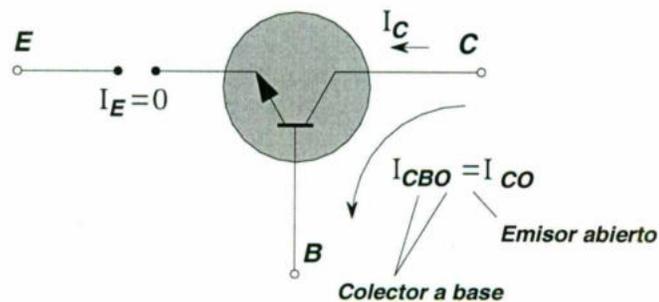


Figura 8b4 Corriente de saturación inversa.

Además, recuerde que I_{CBO} así I_S , para el diodo (ambas corrientes de fuga inversas) son sensibles a la temperatura. A mayores temperaturas, el efecto de I_{CBO} puede convertirse en un factor importante debido a que aumentan muy rápidamente con la temperatura.

Obsérvese en la figura 8b3 que cuando la corriente del emisor se incrementa por arriba de cero, la corriente del colector aumenta a una magnitud en esencia igual a aquella de la corriente del emisor, según se determina por las relaciones básicas de corriente en el transistor. Nótese asimismo el efecto casi nulo de V_{CB} sobre la corriente del colector para la región activa.

Las curvas indican con claridad que una primera aproximación a la relación entre I_E e I_C región activa está especificada por

$$I_E \cong I_C$$

Como se infiere por su propio nombre, la región de corte se define como la región en la que la corriente del colector es 0 A, según indica la figura 8b3. Así también:

En la región de corte, tanto la unión base-colector como la unión emisor-base del transistor tienen polarización inversa.

La región de saturación se define como la región a la izquierda de las características de $V_{CB} = 0$ V. la escala horizontal en esta región se expandió para mostrar con claridad el cambio radical que sufren las características en esta región. Obsérvese el incremento exponencial en la corriente del colector cuando el voltaje V_{CB} se incrementa hacia los 0 V.

En la región de saturación, tanto la unión base-colector como la emisor-base están en polarización directa.

Las características de entrada de la figura 8b2 revelan que para valores fijos del voltaje del colector (V_{CB}) conforme se incrementa el voltaje base-emisor, la corriente del emisor aumenta de tal manera que es muy similar a las características del diodo. De hecho, los niveles crecientes de V_{CB} tienen un efecto tan bajo sobre las características que, como una primera aproximación, se pueden ignorar los cambios ocasionados por V_{CB} y sus características pueden dibujarse como se ilustra en la figura 8b5 a). Si se aplica la aproximación de segmentos lineales, dará por resultado las características que se presentan en la figura 3.10b. Al avanzar un paso más e ignorando la pendiente de la curva, y, por tanto, la resistencia asociada con la unión con la polarización directa se obtendrán las características que denota la figura 8b5 c). Para los propósitos de análisis de este texto, el modelo equivalente de la figura 8b5 c) se utilizará para todos los análisis en dc en redes de transistores. Es decir, una vez que el transistor se encuentre en estado "encendido" se supondrá que el voltaje base-emisor es de 7V .

En otras palabras, el efecto de las variaciones debidas a V_{CB} y a la pendiente de las características de entrada se omitirán en tanto sea posible analizar las redes de transistores de tal manera que ofrescan una buena aproximación a la respuesta real, sin involucrarse demasiado en las variaciones de los parámetros de menor importancia.

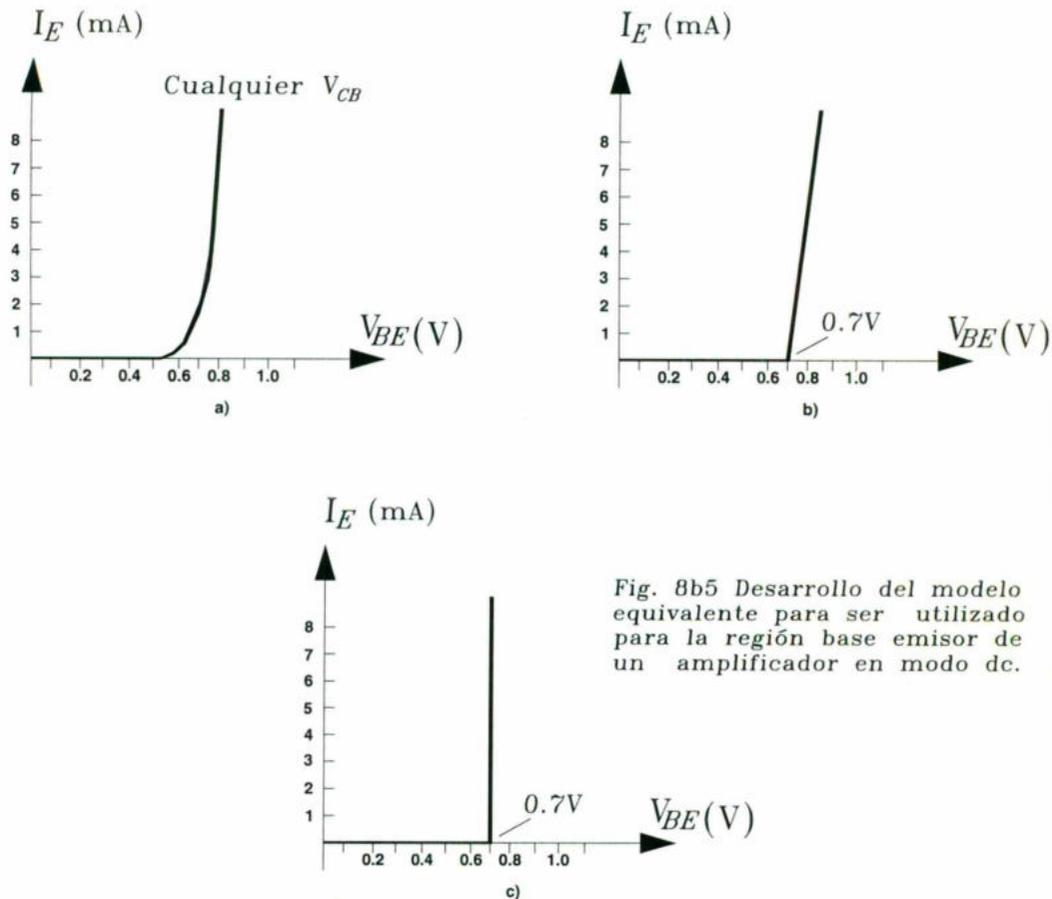


Fig. 8b5 Desarrollo del modelo equivalente para ser utilizado para la región base emisor de un amplificador en modo dc.

Es importante apreciar en su totalidad el enunciado que establece las características de la figura 8b5 c). Estas especifican que con el transistor en estado "encendido" o activo, el voltaje base-emisor, será de 0.7 V a cualquier nivel de corriente del emisor controlada mediante una red externa. Desde la primera vez que se encuentra cualquier configuración de transistor en el modo de DC es posible especificar de inmediato que el voltaje base-emisor es de 0.7 V si el dispositivo se encuentra en la región activa.

Implemente el circuito de la figura E-P8b.

Valores iniciales del Generador de Función:

Onda Senoidal
Frecuencia 10 KHz
Duty Cycle 50
Amplitud 0.1V
Offset 0

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 200 mV/DIV	CH-B 1 V/DIV	Time Base 0.05 mS/div
Y position 0.00	Y position 0.00	X position 0.00
DC	DC	Y/T

Observe el osciloscopio y registre los siguientes valores:

V_i pp =

V_o pp =

Responda la pregunta 1 del cuestionario.

Registre los siguientes valores:

V_{CB} =

I_E =

I_C =

Ecuaciones:

Ecuación de la ganancia de voltaje de ésta configuración, $A_v = V_o / V_i$

Ecuación de la ganancia de corriente de ésta configuración, $\alpha = I_C / I_E$

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es la ganancia de voltaje de este amplificador?
2. ¿Cuál es la ganancia de corriente de este amplificador?
3. ¿La ganancia de corriente de este amplificador es en realidad una ganancia?
4. ¿Cuál es el voltaje entre el Colector y la Base de éste amplificador?
5. ¿Cuál es el voltaje óptimo de polarización V_{CB} ?
6. ¿Cómo podemos ajustar este voltaje V_{CB} ?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)



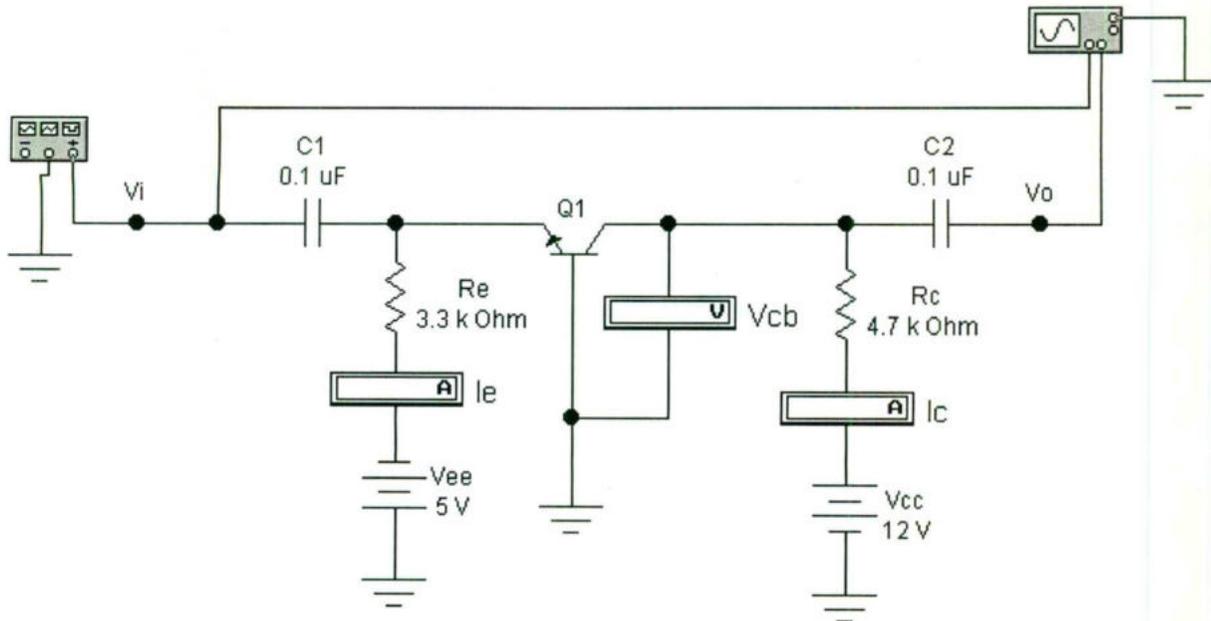


Fig. E-P8b
Amplificador con BJT en base común

Referencia:

Boylestad, Nashelsky, "ELECTRÓNICA, TEORÍA DE CIRCUITOS", Prentice Hall Hispanoamericana.

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

LABORATORIO DE ELECTRONICA
PRACTICA 8c

Prof. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

AMPLIFICADOR BJT EN EMISOR COMÚN

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de un amplificador con BJT en configuración de emisor común.

Leer en su texto el tema sobre el amplificador BJT en configuración de emisor común.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Configuración de emisor común

La configuración de transistor que se encuentra más a menudo aparece en la figura 8c1 para los transistores *npn* y *pnp*. Se le denomina *configuración de emisor común* debido a que el emisor es común o hace referencia a las terminales tanto de entrada como de salida (este caso, es común tanto a la terminal de base como a la de colector). Una vez más, se necesitan dos conjuntos de características para describir por completo el comportamiento de la configuración de emisor común: uno para el circuito de *entrada* o *base-emisor* y otro para el circuito de *salida* o *colector-emisor*. Ambos se muestran en la figura 8c2.

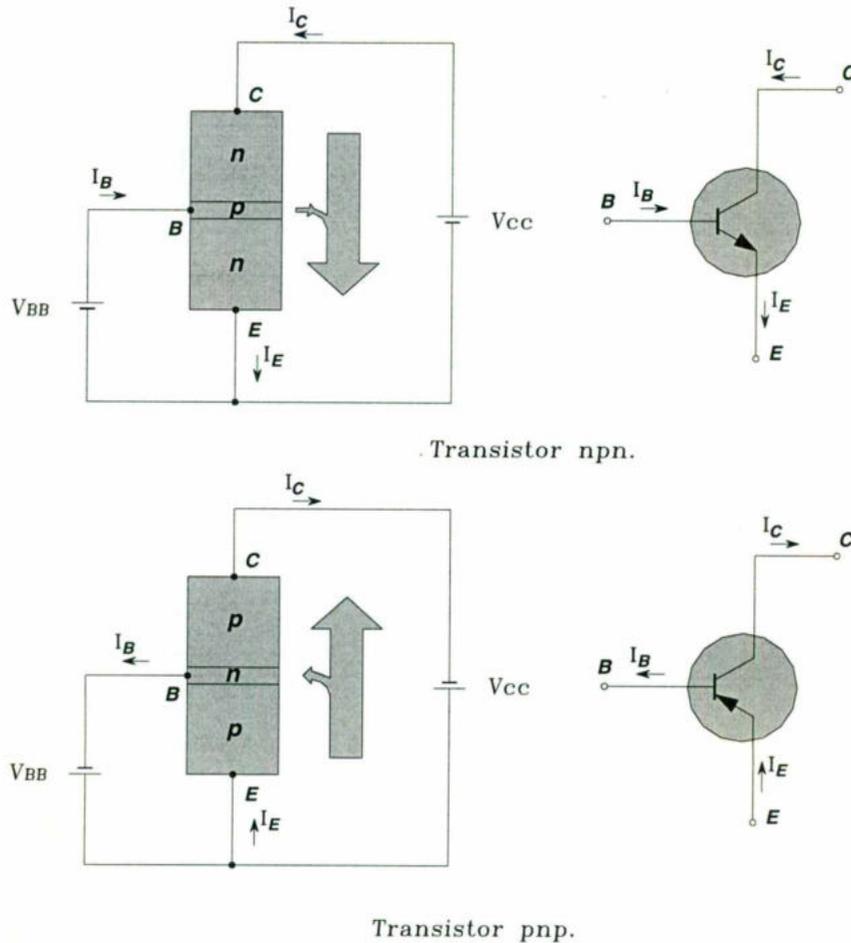


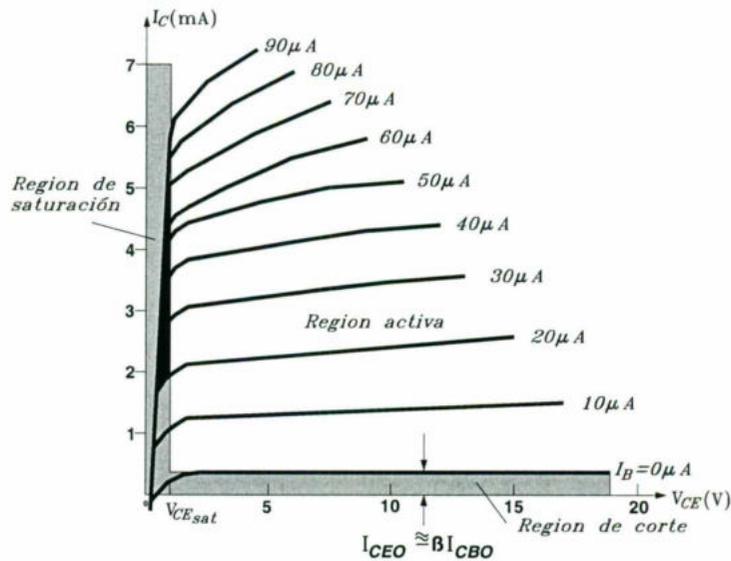
Figura 8c1 Notación y símbolos utilizados en la Configuración de emisor común.

Las corrientes del emisor, colector y base se muestran en su dirección convencional para la corriente. Si bien cambió la configuración del transistor, aún se puede aplicar las relaciones de corriente que se desarrollaron antes para la configuración de base común. Es decir, $I_E = I_C + I_B$ e $I_C = \alpha I_E$.

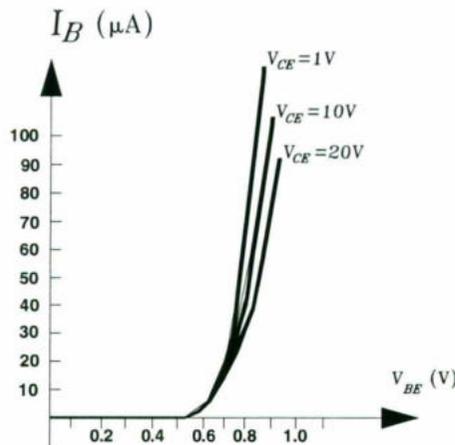
Para la configuración de emisor común, las características de salida son una gráfica de la corriente de salida (I_C) en función del voltaje de salida (V_{CE}) para un rango de valores de corriente de entrada (I_B). Las características de entrada son una gráfica de la corriente de entrada I_B en función del voltaje de entrada (V_{BE}) para un rango de valores de voltaje de salida (V_{CE}).

Obsérvese que las características de la figura 8c2 la magnitud de I_B se indica en micro amperes comparado con los mili amperes de I_C . Considere también que las curvas de I_B no son tan horizontales como las que se obtuvieron para I_E en la configuración de base común, lo cual indica que el voltaje del colector al emisor tendrá influencia sobre la magnitud de la corriente del colector. La región activa para la configuración del emisor común es la parte del cuadrante superior derecho que tiene mayor linealidad, es decir, la región en la que las curvas para I_B son casi rectas e igualmente espaciadas. En la figura 8c2 a), esta región existe a la derecha de la línea punteada en V_{CE} de saturación por arriba de la curva para I_B igual a cero. La región a la izquierda de V_{CE} de saturación se denomina *región de saturación*.

En la región activa de un amplificador de base común la unión del colector-base se encuentra polarizada inversamente, mientras que la unión base-emisor se encuentra polarizada directamente.



a) características del colector.



a) características de la base.

Figura 8c2 a) y b) Características de un transistor de Silicio en la configuración de emisor común.

Recuerde que estas son las mismas condiciones que existieron en la región activa de la configuración de la configuración de base común. La región activa de la configuración de emisor común se puede emplear también para la amplificación de voltaje, corriente o potencia.

La región de corte para la configuración de emisor común no está tan bien definida como para la configuración de base común. Obsérvese en las características del colector de la figura 3.14 que I_C no es = a cero cuando I_B es cero. Para la configuración de base común, la corriente de entrada I_E fue igual a cero, la corriente del colector fue igual sólo a la corriente de saturación inversa I_{CO} de tal forma que en la curva $I_E = 0$ y el eje de los voltajes fue uno para todos los propósitos prácticos

Implemente el circuito de la figura E-P8c.

Valores iniciales del Generador de Función:

Onda Senoidal
Frecuencia 10 KHz
Duty Cycle 50
Amplitud 0.1V
Offset 0

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 200 mV/DIV	CH-B 1 V/DIV	Time Base 0.05 mS/div
Y position 0.00	Y position 0.00	X position 0.00
DC	DC	Y/T

Observe el osciloscopio y registre los siguientes valores:

V_i pp =
 V_o pp =

Responda la pregunta 1 del cuestionario.

Registre los siguientes valores:

$V_{CE} =$
 $I_B =$
 $I_C =$

Ecuaciones:

Ganancia de voltaje de ésta configuración, $A_v = V_o / V_i$

Ganancia de corriente de ésta configuración, $\beta = I_C / I_B$

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es la ganancia de voltaje de este amplificador?
2. ¿Cuál es la ganancia de corriente de este amplificador?
3. ¿Cómo está la fase de la señal de salida con respecto a la señal de entrada?
4. ¿Cuántos grados está defasada la señal de salida con respecto a la señal de entrada?
5. ¿Cuál es el voltaje óptimo de polarización V_{CEQ} ?
6. ¿Cómo podemos ajustar este voltaje?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)



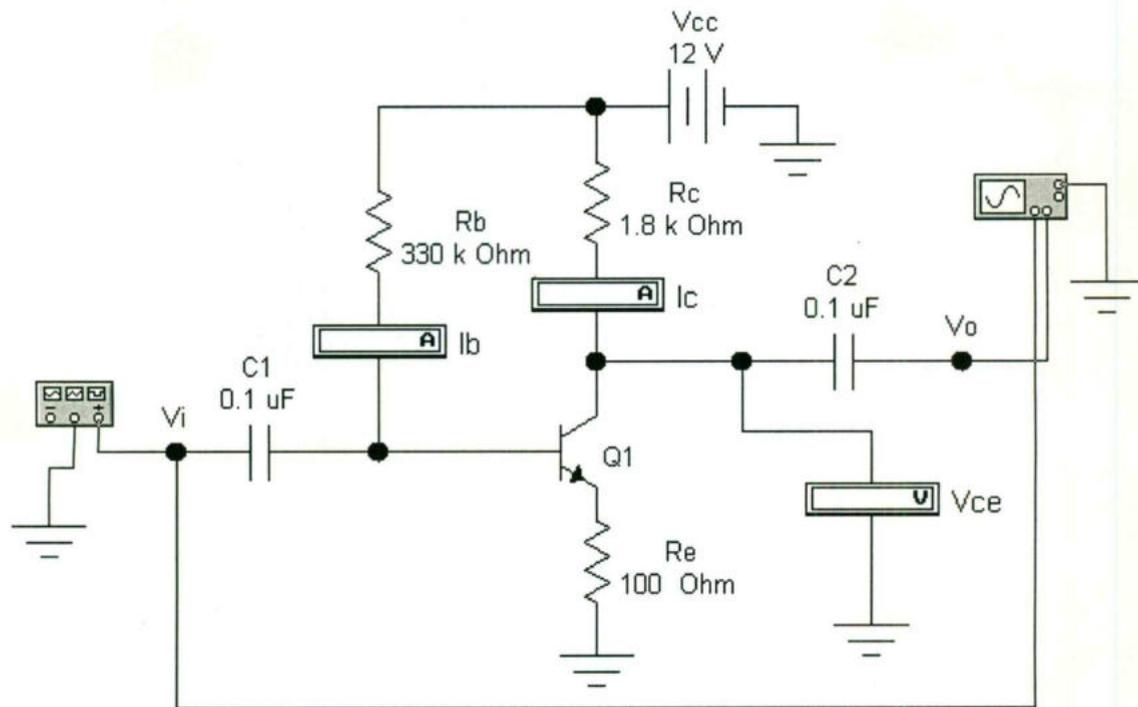


Fig. E-P8c
Amplificador con BJT en emisor común

Referencia:

Boylestad, Nashelsky, "ELECTRÓNICA, TEORÍA DE CIRCUITOS", Prentice Hall Hispanoamericana.

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

LABORATORIO DE ELECTRONICA
PRACTICA 9a

Prof. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

AMPLIFICADOR BJT EN COLECTOR COMÚN O SEGUIDOR DE EMISOR

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de un amplificador con BJT en configuración de seguidor de emisor o colector común.

Leer en su texto el tema sobre el amplificador BJT en configuración de seguidor de emisor o colector común.

MARCO TEORICO

Configuración de colector común

Esta configuración de transistor es la *configuración de colector común*, que se ilustra en la figura 9a1 con las direcciones adecuadas de corriente y notación de voltaje. La configuración de colector común se utiliza sobre todo para propósitos de acoplamiento de impedancia, debido a que tiene una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida, contrariamente a las de las configuraciones de base común y de un emisor común.

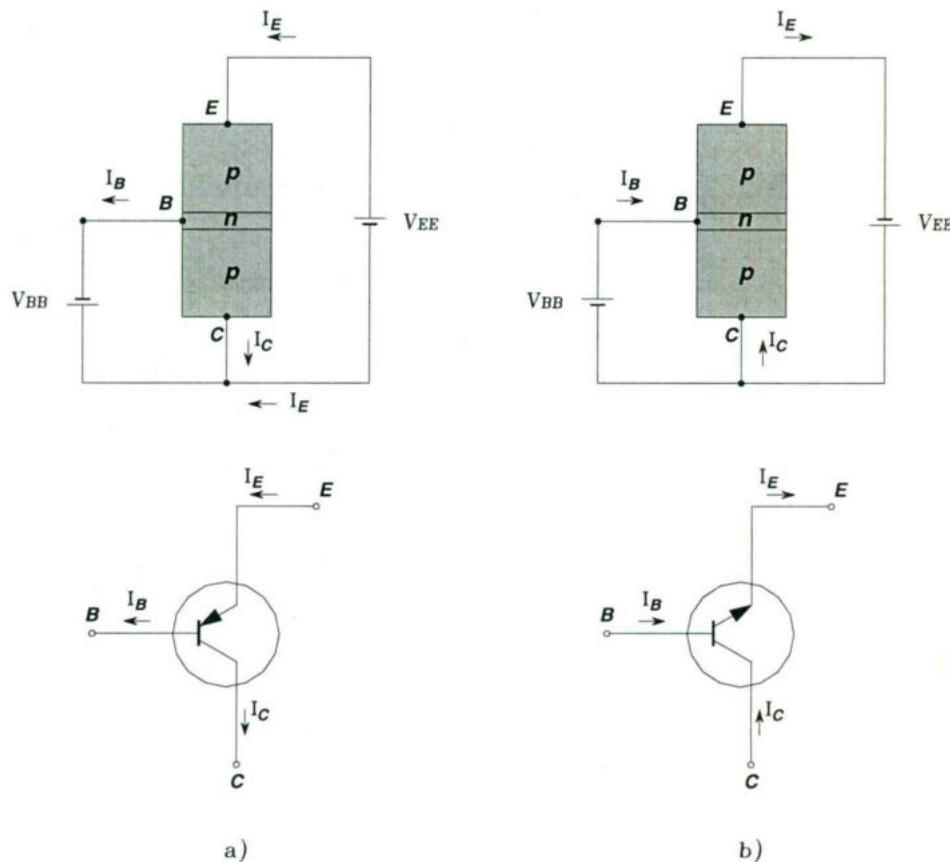


Figura 9a1 Notación y símbolos utilizados con la configuración de colector común.

a) Transistor pnp ; b) Transistor npn

En la figura 9a2 se muestra una configuración de circuito de colector común con la resistencia en la resistencia de carga conectada del emisor a la tierra. Obsérvese que el colector se encuentra conectado a la tierra aunque el transistor esté conectado de manera similar a la configuración del emisor común. Desde un punto de vista de diseño, no se requiere de un conjunto de características de colector común para elegir los parámetros del circuito de la figura 9a2.

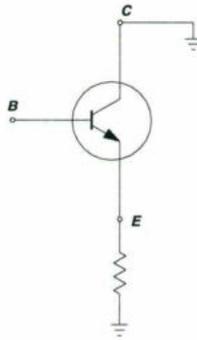


Fig. 9a2 Configuración de colector común utilizado para propósitos de acoplamiento de impedancia.

Para todos los propósitos prácticos, las características de salida para la configuración de colector común son las mismas que para la configuración de emisor común. Para la configuración de colector común, las características de salida son una gráfica de I_E en función de V_{EC} para un rango de valores de I_B . Por tanto, la corriente de entrada es la misma tanto para las características del emisor común como para las del colector común. El eje horizontal del voltaje para la configuración del colector común se obtiene con sólo cambiar el signo del voltaje del colector al emisor de las características del emisor común.

Por último, existe un cambio casi imperceptible en la escala vertical de I_C de las características de emisor común, si I_C se reemplaza por I_E para las características de colector común (debido a que $\alpha = 1$). Para el circuito de entrada de la configuración de colector común las características básicas de emisor común son suficientes para obtener la información que se requiere.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P9a.

Valores iniciales del Generador de Función:

Onda Senoidal
 Frecuencia 10 KHz
 Duty Cycle 50
 Amplitud 0.1V
 Offset 0

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 100 mV/DIV	CH-B 100 mV/DIV	Time Base 0.05 mS/div
Y position 0.00	Y position 0.00	X position 0.00
DC	DC	Y/T

Observe el osciloscopio y registre los siguientes valores:

V_i pp =
 V_o pp =

Responda la pregunta 1 del cuestionario.

Registre los siguientes valores:

V_{CE} =
 I_B =
 I_E =

Ecuaciones:

Ganancia de voltaje de ésta configuración, $A_v = V_o / V_i$

Ganancia de corriente de ésta configuración, $\beta = I_E / I_B$

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es la ganancia de voltaje de este amplificador?
1. ¿Cuál es la ganancia de corriente de este amplificador?
2. ¿Realmente este amplificador nos proporciona ganancia de voltaje?
3. ¿Cómo esta la fase de la señal de salida con respecto a la señal de entrada?
4. ¿Cuántos grados está defasada la señal de salida con respecto a la señal de entrada?
5. ¿Cuál es el voltaje óptimo de polarización V_{CEQ} ?
6. ¿Cómo podemos ajustar este voltaje?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)

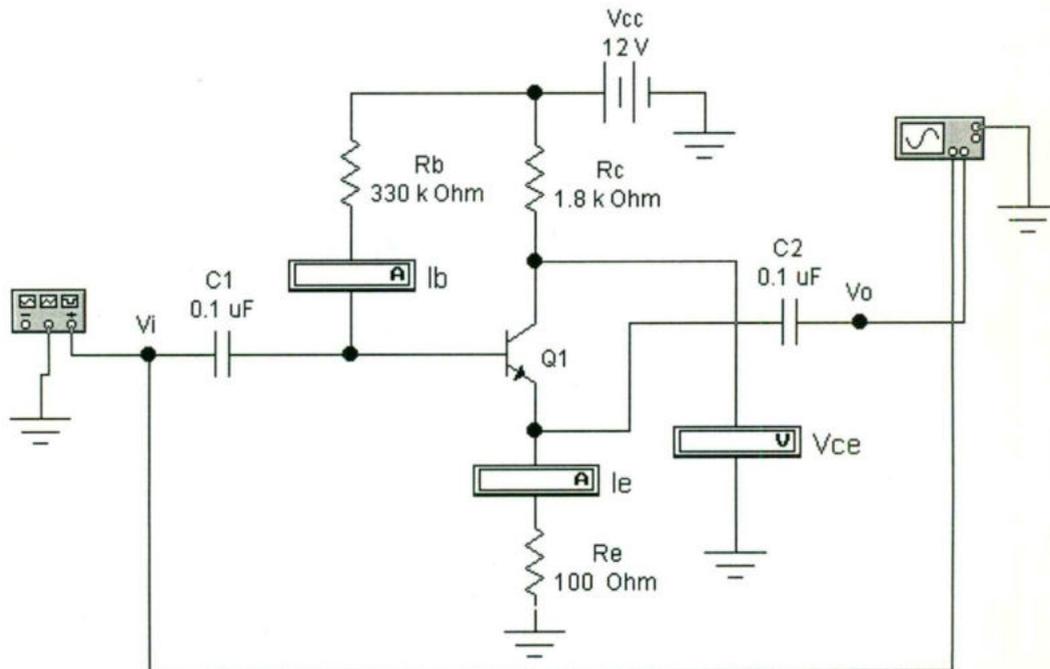


Fig. E-P9a

Amplificador con BJT en colector común o seguidor de emisor

Referencia:

Boylestad, Nashelsky, "ELECTRÓNICA, TEORÍA DE CIRCUITOS", Prentice Hall Hispanoamericana.

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

LABORATORIO DE ELECTRONICA
PRACTICA 9b

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

AMPLIFICADOR JFET CON AUTOPOLARIZACIÓN.

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de un amplificador JFET en fuente común.

Leer en su texto el tema sobre el amplificador JFET de canal N en configuración de fuente común.

MARCO TEORICO

Configuración de auto polarización.

La configuración de auto polarización elimina la necesidad de dos fuentes de dc. El voltaje de control de la puerta a la fuente ahora lo determina el voltaje a través del resistor R_S que se conecta en la terminal de la fuente de la configuración como se muestra en la figura 9b1.

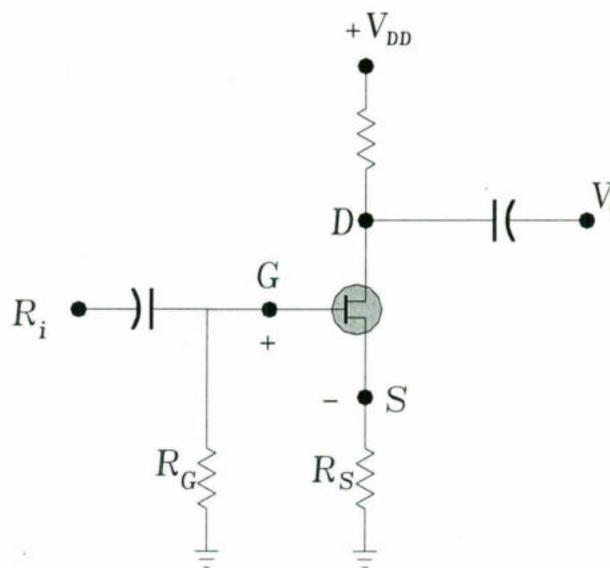


Figura 9b1 Configuración de auto polarización para JFET.

Para el análisis en dc los capacitores pueden reemplazarse una vez más por "circuitos abiertos", y el resistor R_e puede cambiarse por un corto circuito equivalente dado que $I_e = 0$ A. El resultado es la red de la figura 9b2 para el análisis en dc.

La corriente a través de R_S es la corriente de la fuente I_S pero $I_S = I_D$ y

$$V_{R_S} = I_D R_S$$

Para el lazo cerrado que se indico en la figura 9b2 se tiene que

$$-V_{GS} - V_{R_S} = 0$$

$$V_{GS} = -V_{RS}$$

$$V_{GS} = -I_D R_S$$

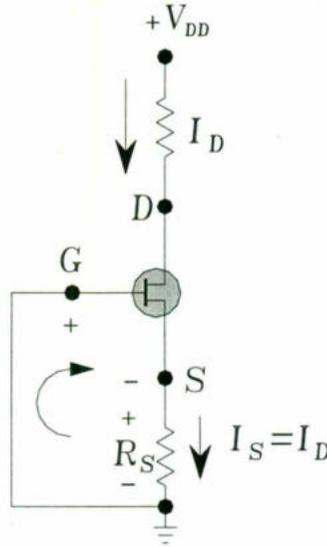


Figura 9b2 Análisis en dc de la configuración de auto polarización para JFET.

En esta caso podemos ver que V_{GS} es una función de la corriente de salida I_D , y no fija en magnitud, como ocurrió para la configuración de polarización fija.

La ecuación 9b1 está definida por la configuración de la red, y la ecuación de Shockley relaciona las cantidades de entrada y de salida del dispositivo. Ambas ecuaciones relacionan las mismas dos variables, y permiten tanto una solución matemática como una gráfica.

Puede conseguirse una solución matemática mediante la simple sustitución de la ecuación 9b1 en la ecuación de Shockley como mostramos a continuación:

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

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{-I_D R_S}{V_p} \right)^2$$

$$I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{I_D R_S}{V_p} \right)^2$$

Al desarrollar el término cuadrático que se indica y al reorganizar los términos, puede una ecuación de la siguiente forma:

$$I_D^2 + K_1 I_D + K_2 = 0$$

Puede resolverse la ecuación cuadrática para la solución adecuada de I_D .

La secuencia anterior define el método matemático. El método gráfico requiere que primero se establezcan las características de transferencia del dispositivo como se muestra en la figura 9b3. Debido a que la ecuación 9b1 define una línea recta en la misma gráfica, primero se identifican dos puntos sobre la gráfica que se localizan sobre la línea y simplemente se dibuja una línea recta entre ambos puntos. La condición más obvia de aplicación es $I_D = 0$ A ya que da por resultado $V_{GS} = -I_D R_S = (0 \text{ A}) R_S = 0$ V. Por tanto, para la ecuación 9b1 se define un punto sobre la línea recta mediante $I_D =$

O A Y $V_{GS} = 0$ V, tal como aparece en la figura 9b3

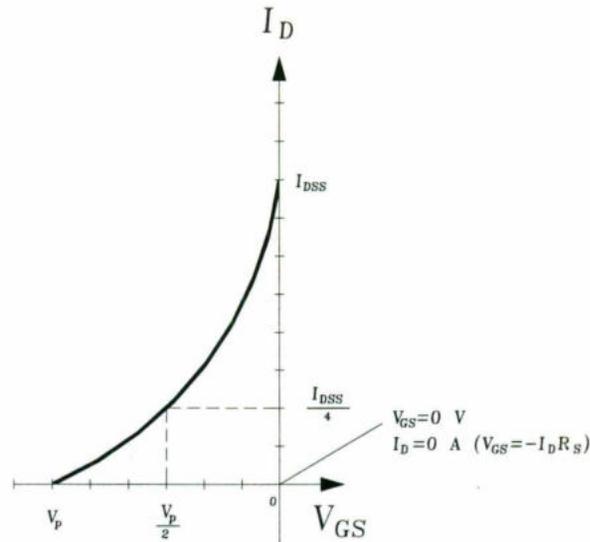


Figura 9b3 Definición de un punto sobre la recta de auto polarización.

El segundo punto para la ecuación 9b1 requiere de la selección de un nivel de V_{GS} o de I_D y calcular el valor correspondiente de la otra cantidad con la ayuda de la ecuación 9b1. Los niveles resultantes de I_D y de V_{GS} después definirán otro punto sobre la línea recta y permitirán un dibujo real de dicha línea. Se supone, por ejemplo, que se selecciona un nivel de I_D igual a la mitad del nivel de saturación, esto es,

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{2}$$

luego

$$V_{GS} = -I_D R_S = -\frac{I_{DSS} R_S}{2}$$

El resultado es un segundo punto con el objeto de dibujar la línea recta como se muestra en la figura 9b4. Luego se dibuja la línea recta por medio de la ecuación 9b1 y se obtiene el punto estable en la intersección de la línea recta y la curva característica del dispositivo. Los valores estables de I_D y de V_{GS} pueden determinarse y utilizarse para encontrar las otras cantidades de interés.

Puede calcularse el valor de V_{GS} si aplicamos la ley de voltajes de Kirchhoff al circuito de salida, lo que das resultado

$$V_{R_S} + V_{DS} + V_{R_D} - V_{DD} = 0$$

$$V_{DS} = V_{DD} - V_{R_S} - V_{R_D} = V_{DD} - I_S R_S - I_D R_D$$

y

$$I_D = I_S$$

Pero

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_S + R_D)$$

y
además:

$$V_R = I_D R_S$$

$$V_D = V_{DS} + V_S = V_{DD} - V_{R_S}$$

y

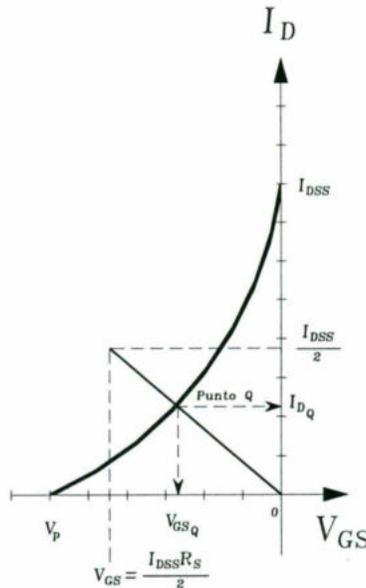


Figura 9b4 Trazo de la recta de auto polarización.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la siguiente figura E-P9b.

Valores iniciales del Generador de Función:

- Onda Senoidal
- Frecuencia 10 KHz
- Duty Cycle 50
- Amplitud 0.1V
- Offset 0

Valores iniciales del Osciloscopio:

- CH-A** 100 mV/DIV
- Y position 0.00
- DC

- CH-B** 200 mV/DIV
- Y position 0.00
- DC

- Time Base** 0.05 ms/div
- X position 0.00
- Y/T

Observe el osciloscopio y registre los siguientes valores:

V_i pp =

V_o pp =

Responda la pregunta 2 del cuestionario.

Registre los siguientes valores:

V_{DS} =

V_{GS} =

I_D =

Ecuaciones:

Transconductancia teórica $g_m = g_{m0} [1 - (V_{gs} / V_p)]$, $g_{m0} = (2 I_{dss} / |V_p|)$, $I_{dss} = 0.4 \text{ mA}$, $V_p = -2\text{V}$

Transconductancia medida $g_m = I_D / V_{GS}$

$A_v = V_o / V_i$

CUESTIONARIO

1. ¿Qué significa g_m y g_{m0} ?
2. ¿Cuál es la ganancia de voltaje $A_v = V_o / V_i$ de este amplificador?
3. ¿Cómo está la fase de la señal de salida con respecto a la señal de entrada?
4. ¿Cuántos grados está defasada la señal de salida con respecto a la señal de entrada?
5. ¿Cuál es la transconductancia aplicando la ecuación teórica $g_m = g_{m0} [1 - (V_{gs} / V_p)]$?
6. ¿Cuál es la transconductancia real o medida $g_m = I_D / V_{GS}$?
7. ¿Es del orden esperado la transconductancia medida y por qué?
8. ¿Cuál es el voltaje óptimo V_{DSQ} de polarización entre drenaje y fuente?
9. ¿Cómo podemos ajustar este voltaje V_{DSQ} ?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)



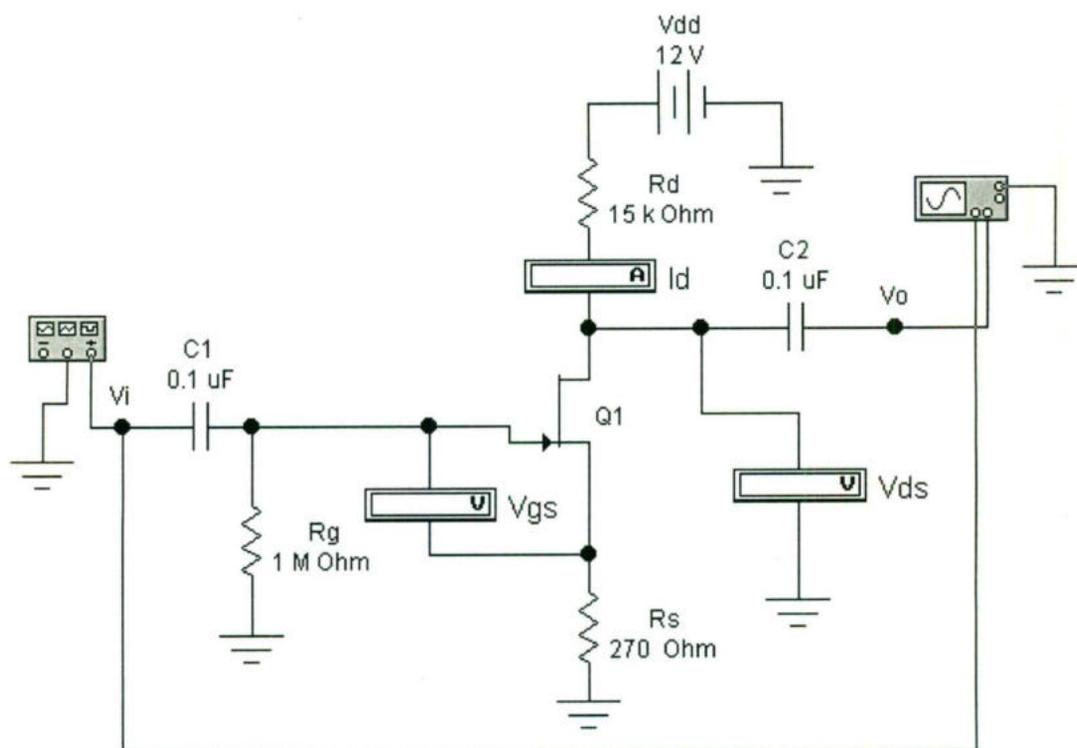


Fig. E-P9b
Amplificador JFET de canal N en fuente común

Referencia:

Boylestad, Nashelsky, "ELECTRÓNICA, TEORÍA DE CIRCUITOS", Prentice Hall Hispanoamericana.

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

LABORATORIO DE ELECTRONICA
PRACTICA 9c

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

AMPLIFICADOR MOSFET DE TIPO INCREMENTAL CON POLARIZACIÓN DE RETROALIMENTACIÓN.**OBJETIVO**

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de un amplificador MOSFET de tipo incremental en fuente común.

Leer en su texto el tema sobre el amplificador MOSFET de tipo incremental de canal N en configuración de fuente común.

MARCO TEORICO*MOSFET de tipo incremental*

Las características de transferencia del MOSFET de tipo incremental son muy diferentes de las encontradas para JFET y los MOSFET de tipo decremental, pero se obtiene una solución grafica muy diferente a las encontradas en secciones precedentes. Lo primero y quizá mas importante es recordar que para un MOSFET de tipo incremental de canal n, la corriente de drenaje es cero para aquellos niveles de voltaje compuerta/fuente, menores que el nivel del umbral $V_{GS(Th)}$, como lo muestra la figura 9c1. Para los niveles de V_{GS} mayores que $V_{GS(Th)}$, la corriente de drenaje se define mediante

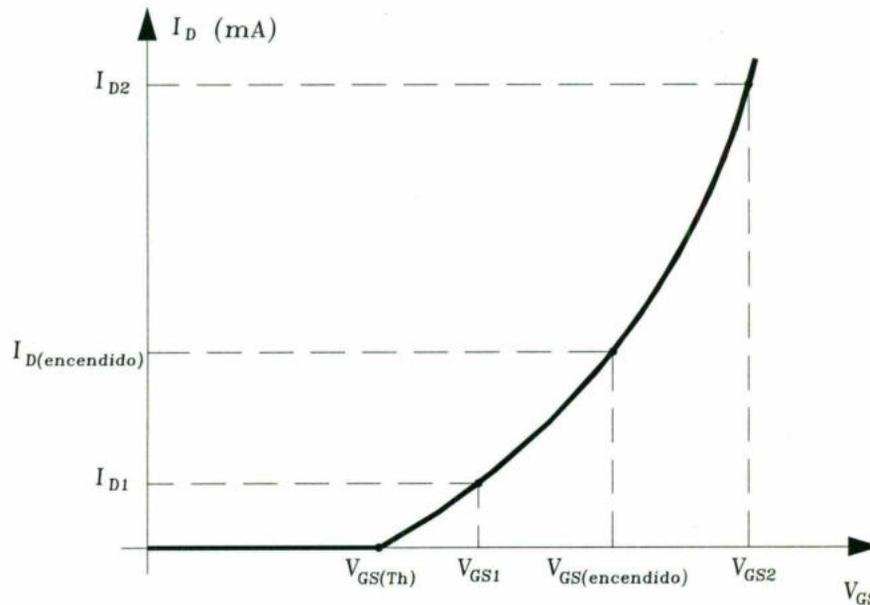


Figura 9c1 Características de transferencia de un Mosfet de Tipo incremental de canal n.

$$I_D = K(V_{GS} - V_{GS(Th)})^2 \quad \text{Ec. 9c1}$$

Ya que las hojas de especificaciones por lo general proporcionan el voltaje del umbral y un nivel de corriente de drenaje ($I_{D(\text{encendido})}$), así como su nivel correspondiente de $V_{GS(\text{encendido})}$, pueden definirse dos puntos de inmediato como lo muestra la figura 9c1. Para completar la curva, primero tiene que determinar la constante k de la ecuación 9c1 a partir de los datos de las hojas de especificaciones mediante la sustitución en la ecuación 9c1 y resolviendo para k de la siguiente

manera:

$$I_D = K(V_{GS} - V_{GS(Th)})^2$$

$$I_{D(\text{encendido})} = K(V_{GS(\text{encendido})} - V_{GS(Th)})^2$$

$$K = \frac{I_{D(\text{encendido})}}{(V_{GS(\text{encendido})} - V_{GS(Th)})^2}$$

Una vez que k está definida, pueden calcularse otros niveles de I_D para los valores seleccionados de V_{GS} . Por lo general, un punto entre $V_{GS(Th)}$ y $V_{GS(\text{encendido})}$ y uno un poco mayor que $V_{GS(\text{encendido})}$ ofrecerán una cantidad suficiente de puntos para graficar la ecuación 9c1 (obsérvense I_{D1} e I_{D2} en la figura 9c1).

Arreglo por retroalimentación.

En la figura 9c2 se proporciona un arreglo común de polarización para los MOSFET de tipo incremental. El resistor R_G proporciona un voltaje suficientemente grande a la compuerta para "encender" el MOSFET. Debido a que $I_G = 0$ mA y $V_{RG} = 0$ V, la red equivalente de dc aparece como se muestra en la figura 9c3

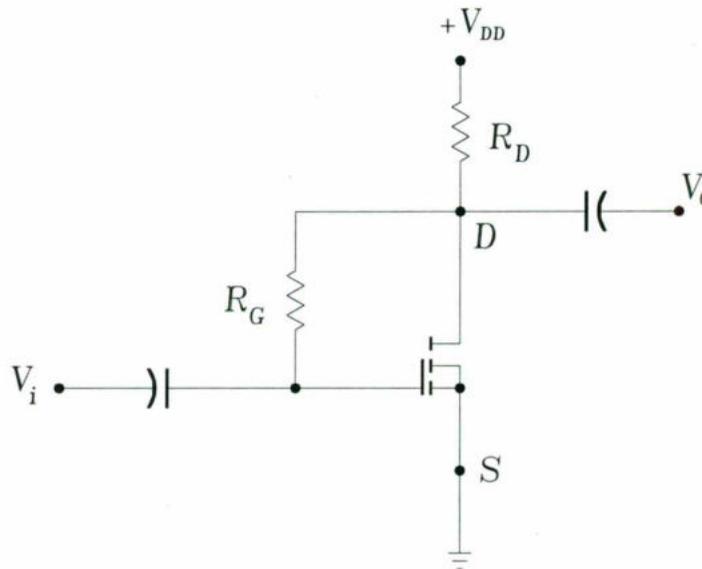


Figura 9c2 Arreglo de polarización por retroalimentación.

Existe ahora una conexión directa entre el drenaje y la compuerta, y tenemos

$$V_D = V_G$$

$$V_{DS} = V_{GS}$$

Ec. 9c2

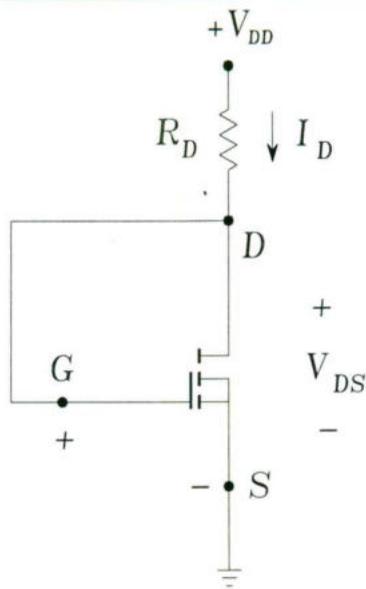


Figura 9c3 *Equivalentes dados de la red de la figura 9c2.*

Para el circuito de salida,

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D$$

La cual se convierte en la siguiente ecuación después de sustituir la ecuación 9c2:

$$V_{GS} = V_{DD} - I_D R_D \quad \text{Ec. 9c3}$$

Se obtiene una ecuación que relaciona las mismas dos variables como la ecuación 9c1, permitiendo graficar cada una en el mismo conjunto de ejes. Debido a que la ecuación 9c3 es la línea de una línea recta, puede emplearse el mismo procedimiento que se describió con anterioridad para calcular dos puntos que definirán el trazo sobre la gráfica. Sustituyendo $I_D = 0$ mA en la ecuación 9c3 se obtiene

$$V_{GS} = V_{DD} \quad | \quad I_D = 0 \text{ mA}$$

Sustituyendo $V_{GS} = 0$ V en la ecuación 9c3, se tiene

$$I_D = \frac{I_{DD}}{R_D} \quad | \quad V_{GS} = 0 \text{ V}$$

Las gráficas definidas por la ecuaciones 9c1 y 9c3 aparecen en la figura 9c4 con el punto de operación resultante

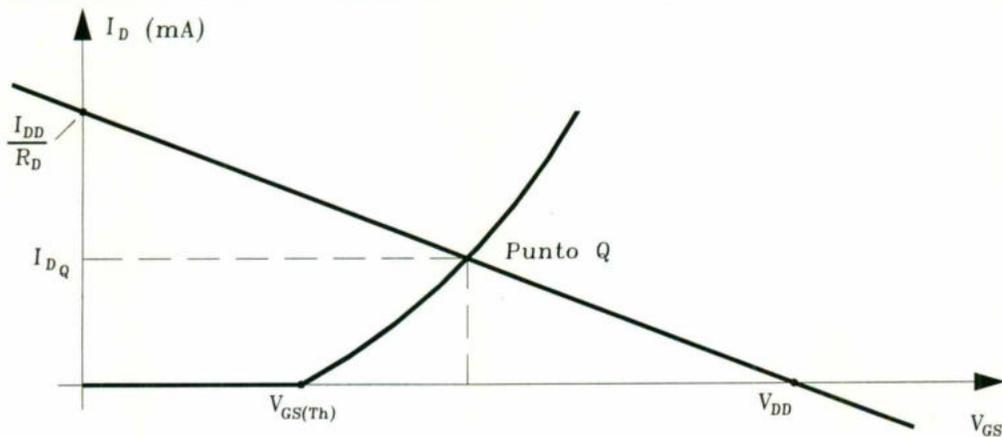


Figura 9c4 Cálculo del punto Q para la red de la figura 9c2.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la siguiente figura E-P9c.

Valores iniciales del Generador de Función:

Onda Senoidal

Frecuencia 10 KHz

Duty Cycle 50

Amplitud 0.1V

Offset 0

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 100 mV/DIV

Y position 0.00

DC

CH-B 100 mV/DIV

Y position 0.00

DC

Time Base 0.05 mS/div

X position 0.00

Y/T

Observe el osciloscopio, registre los siguientes valores y responda la pregunta 2 del cuestionario.

V_i pp =

V_o pp =

Registre los siguientes valores:

V_{DS} =

V_{GS} =

I_D =

Ecuaciones:

$$I_D = k (V_{GS} - V_T)^2, \quad k = 43.27 \mu A/V^2, \quad V_T = 3V,$$

$$g_m = I_D / V_{GS}, \quad V_{DS} = V_{GS}, \quad V_{GS} = V_{DD} - I_D R_D$$

$$A_v = V_o / V_i$$

CUESTIONARIO

1. ¿Qué significa g_m ?
2. ¿Cuál es la ganancia de voltaje $A_v = V_o / V_i$ de este amplificador?
3. ¿Cómo está la fase de la señal de salida con respecto a la señal de entrada?
4. ¿Cuántos grados está defasada la señal de salida con respecto a la señal de entrada?
5. ¿Cuál es el valor de I_D aplicando la ecuación y el valor de V_{GS} leído del voltímetro?
6. ¿Cuál es el valor medido de I_D ?
7. ¿Es del orden esperado la I_D medida con el amperímetro y por qué?
8. ¿Cuál es la transconductancia $g_m = I_D / V_{GS}$?
9. ¿Qué significa V_T ?
10. ¿Qué significa k ?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)

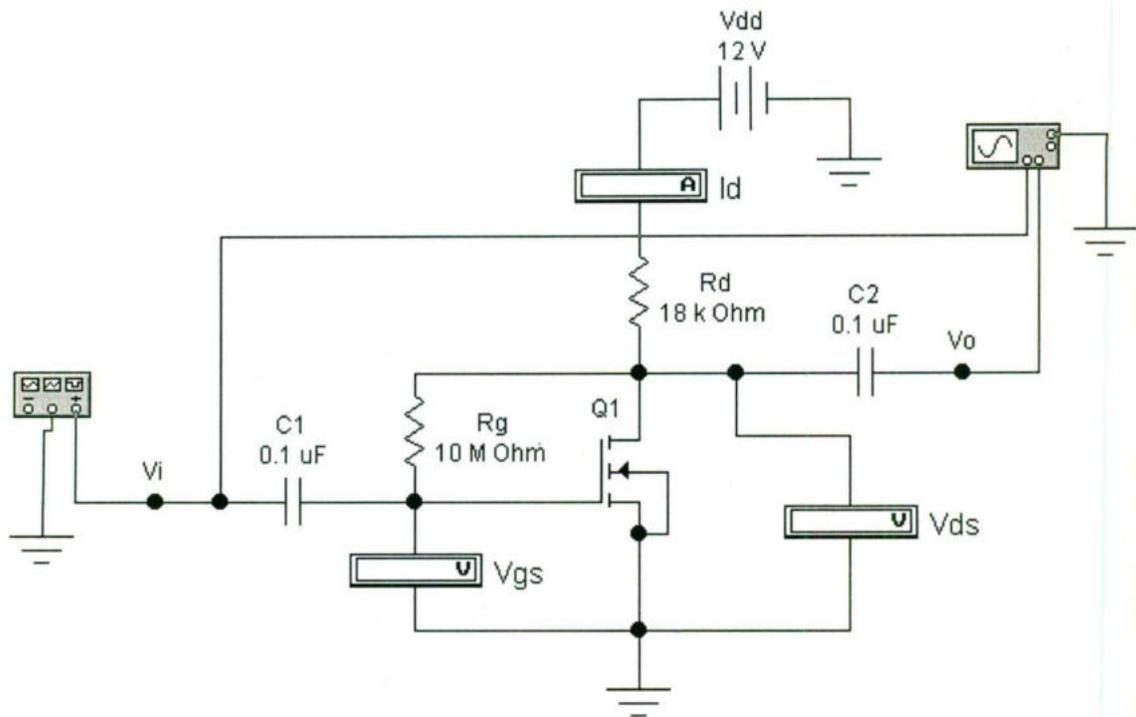


Fig. E-P9c
Amplificador MOSFET de canal N de tipo incremental en fuente común

Referencia:

Boylestad, Nashelsky, "ELECTRÓNICA, TEORÍA DE CIRCUITOS", Prentice Hall Hispanoamericana.

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

LABORATORIO DE ELECTRONICA
PRACTICA 10a

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

CONFIGURACIÓN DARLINGTON.

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de la configuración Darlington con BJTs.

Leer en su texto el tema sobre la configuración Darlington con BJTs

MARCO TEORICO

Una conexión muy popular de dos transistores de unión bipolar para que operen como un transistor con "superbeta" es la conexión Darlington, mostrada en la figura 10a1. La principal característica de la conexión Darlington es que el transistor compuesto actúa como una sola unidad, con una ganancia de corriente, que es el producto de las ganancias de corriente de los transistores individuales. Si la conexión se hace cuando se utilizan dos transistores separados que tengan ganancias de corriente β_1 y β_2 , la conexión Darlington proporcionará una ganancia de corriente de....

$$\beta_D = \beta_1 \beta_2$$

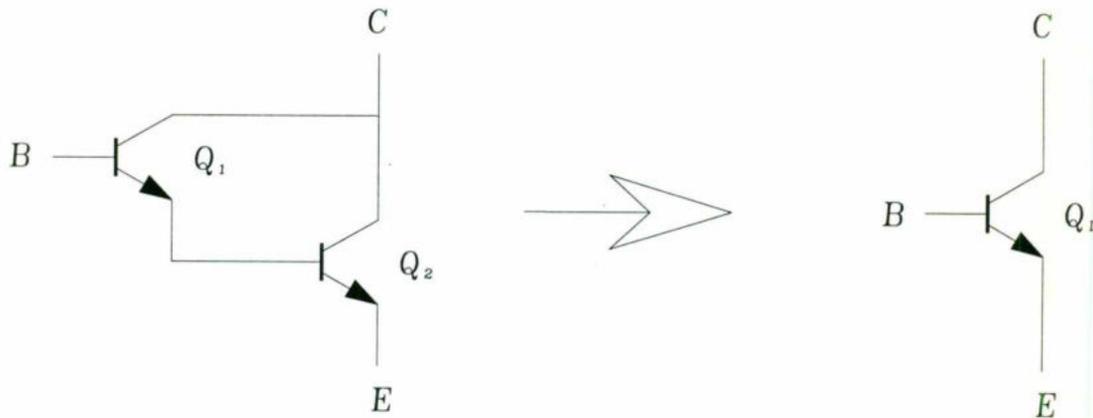


Figura 10a1 Conjunto de transistor Darlington.

Si los dos transistores están pareados para que $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3$, la conexión Darlington da una ganancia de corriente de....

$$\beta_D = \beta^2$$

Una conexión Darlington de transistores proporciona un transistor que tiene una ganancia de corriente muy grande, casi siempre de unos cuantos miles.

Transistor darlington encapsulado

Debido a que la conexión Darlington es popular, puede obtenerse un solo encapsulado que contenga en su interior dos BJT conectados como transistor Darlington. La figura 10a2 facilita algunos datos de la hoja de especificaciones de un típico par Darlington. La ganancia de corriente listada es la del transistor conectado en configuración Darlington. El dispositivo externo proporciona sólo tres terminales (base, emisor y colector). Puede considerarse la unidad como solo transistor Darlington, la cual tiene una ganancia de corriente muy alta cuando se compara con los transistores típicos solos.

Transistor encapsulado de Silicio.

Parametros	Condiciones de prueba.	Min.	Max.
V_{BE}	$I_C = 100\text{mA}$		1.8 V
$h_{FE} (\beta_D)$	$I_C = 10\text{mA}$	4000	
	$I_C = 100\text{mA}$	7000	70,000

Fig. 10a2 Información de especificaciones sobre el transistor darlington en un encapsulado (2n999).

Polarización dc de un circuito darlington

La figura 10a3 se muestra un circuito Darlington básico. Se utiliza un transistor Darlington que posee una ganancia de corriente muy alta, β_D . La corriente de base puede calcularse a partir de

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta_D R_E}$$

A pesar que esta ecuación es la misma que para un transistor normal, el valor de β_D es mucho mayor, pero también el valor de V_{BE} es alto, como lo indican los datos en la hoja de especificaciones de la figura 10a2.

La corriente del emisor es entonces:

$$I_E = (\beta_D + 1) I_B = \beta_D I_B$$

donde los voltajes de dc son:

$$V_E = I_E R_E$$

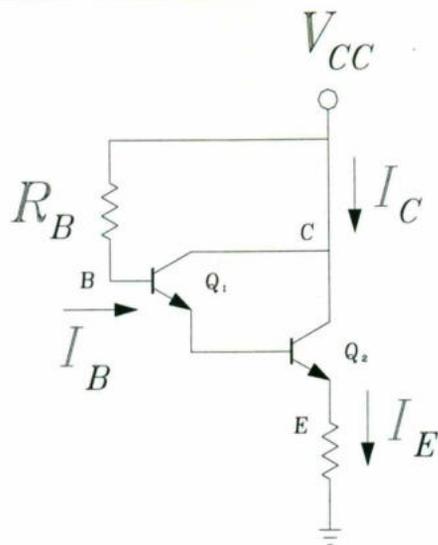


Figura 10a3 Circuito de polarización básico darlington.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P10a.

Observe y registre los valores de los medidores para diferentes valores de R_b .

A1 = A2 = A3 = A4 = V1 = V2 = (con $R_b = 100 \text{ K ohms}$)

A1 = A2 = A3 = A4 = V1 = V2 = (con $R_b = 330 \text{ K ohms}$)

A1 = A2 = A3 = A4 = V1 = V2 = (con $R_b = 750 \text{ K ohms}$)

Ecuaciones:

$$\beta_1 = I_{C1} / I_{B1}, \quad \beta_2 = I_{C2} / I_{B2}, \quad \beta_T \approx \beta_1 \beta_2, \quad \beta_T = I_{C2} / I_{B1}$$

$$P = IV, \quad P = I^2 R, \quad P = V^2 / R$$

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es la corriente teórica que debe pasar normalmente por R_L ?
2. ¿Cuál es la corriente real que pasa por R_L ?
3. ¿El resultado de la pregunta 2 es del orden esperado y por qué?
4. ¿Cuál es la ganancia de corriente β_1 de Q_1 con $R_b = 100 \text{ K ohms}$?
5. ¿Cuál es la ganancia de corriente β_2 de Q_2 con $R_b = 100 \text{ K ohms}$?
6. ¿Cuál es la ganancia de corriente total con $\beta_T \approx \beta_1 \beta_2$ de esta configuración con $R_b = 100 \text{ K ohms}$?
7. ¿Cuál es la ganancia de corriente total con $\beta_T = I_{C2} / I_{B1}$ de esta configuración con $R_b = 100 \text{ K ohms}$?
8. ¿El resultado de la pregunta 7 es del orden esperado y por qué?
9. ¿Cómo podemos variar la corriente que pasa por la carga R_L ?
10. ¿Cuál es el valor óptimo de R_b y por qué?
11. ¿Cuál sería el valor ideal del V_{CE} (V_2) de Q_2 operando como interruptor y por qué?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)

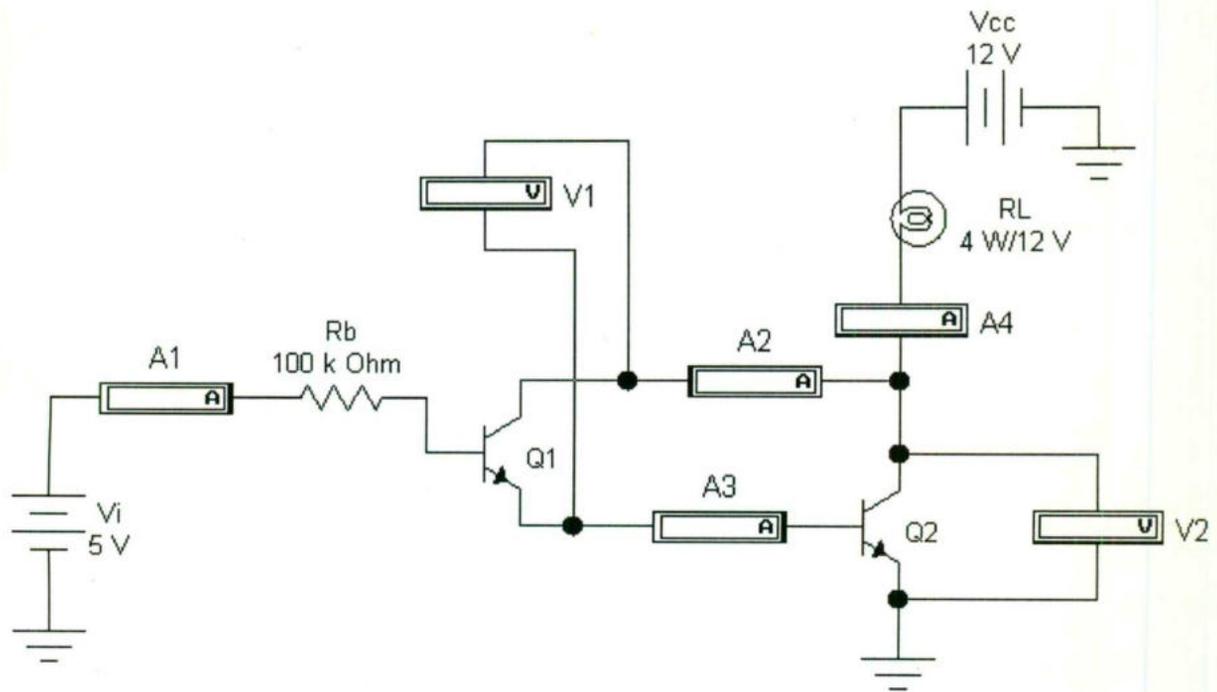


Fig. E-P10a
Configuración Darlington

Referencia:

Boylestad, Nashelsky, "ELECTRÓNICA, TEORÍA DE CIRCUITOS", Prentice Hall Hispanoamericana.

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

LABORATORIO DE ELECTRONICA
PRACTICA 10b

Prof. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

AMPLIFICADOR EN SIMETRÍA COMPLEMENTARIA

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de un amplificador con BJT's en simetría complementaria

Leer en su texto el tema sobre amplificadores con BJT en simetría complementaria.

MARCO TEORICO

Circuitos simétricos complementarios

Con el uso de transistores complementarios (*nnp* y *pnnp*) es posible obtener una salida de ciclo completo a través de una carga usando medios ciclos de operación de cada transistor, como se muestra en la figura 10b1.

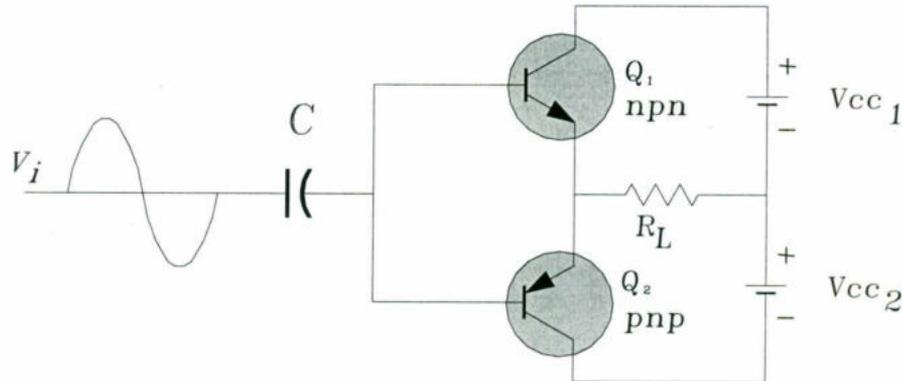


Figura 10b1 *Uso de transistores complementarios.*

Mientras se aplica una sola señal de entrada a la base de ambos transistores, los transistores de tipo opuesto conducirán en medios ciclos opuestos de la entrada. El transistor *nnp* conducirá en el medio ciclo positivo de la señal, con un medio ciclo de señal resultante a través de la carga, tal como se muestra en la figura 10b2.

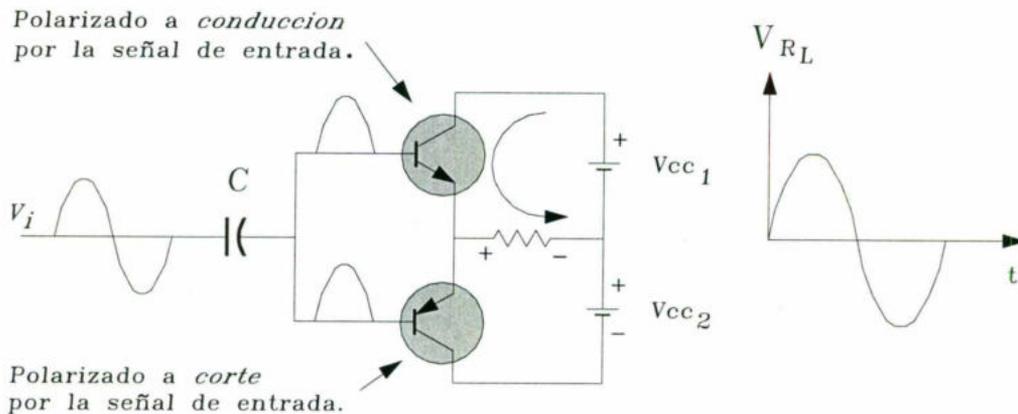


Figura 10b2 *Conducción en medio ciclo positivo.*

Durante el medio ciclo negativo de la señal, el transistor *pnnp* conduce cuando la entrada es negativa, como se muestra en la

Figura 10b3.

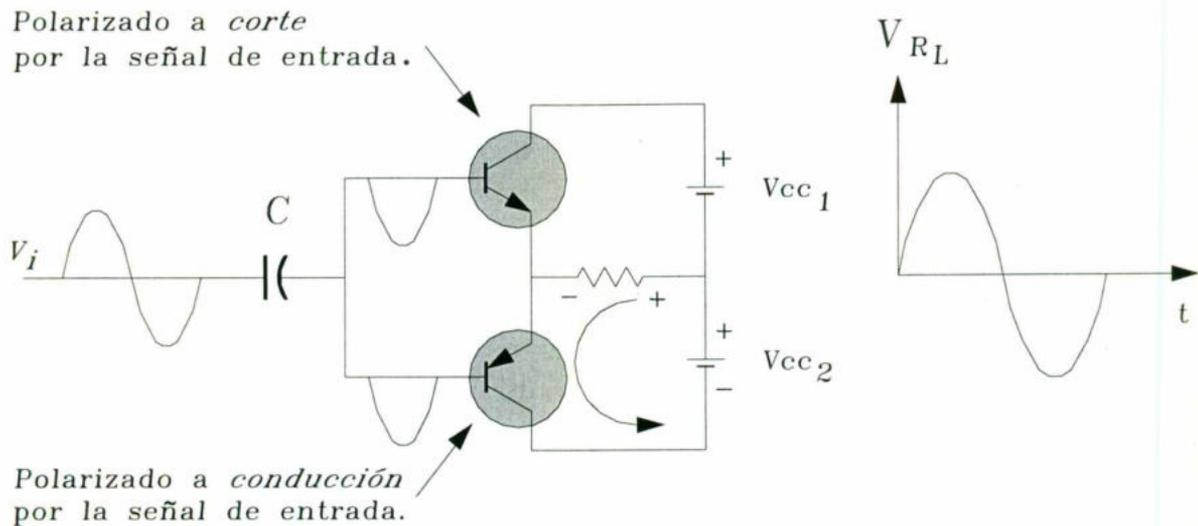


Figura 10b3 Conducción en medio ciclo negativo.

Durante un ciclo completo de la entrada se desarrolla un ciclo completo de la señal de salida a través de la carga. Una desventaja del circuito es la necesidad de dos voltajes de alimentación separados. Otra desventaja menos obvia con el circuito complementario se muestra en la distorsión de cruce resultante en la señal de salida (vea la figura 10b4. La *distorsión* de cruce se refiere al hecho de que durante el cruce de la señal de positivo a negativo (o viceversa) existe una falta de linealidad en la señal de salida.

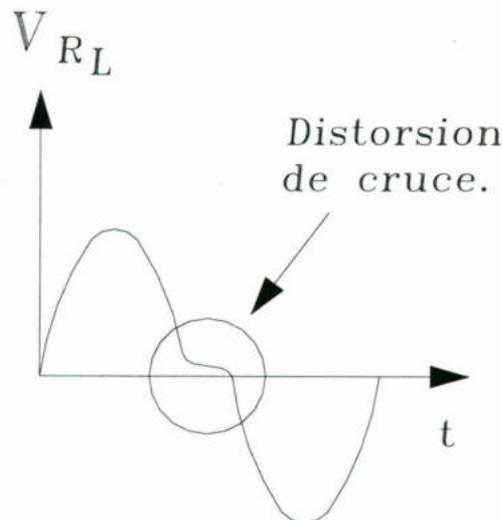


Figura 10b4

Esto es resultado del hecho de que el circuito no proporciona una conmutación exacta de un transistor apagado y otro encendido en la condición de cero voltaje. Ambos transistores pueden estar parcialmente apagados, por lo que el voltaje de salida no sigue a la entrada cerca de la condición de voltaje cero.

Polarizar los transistores en clase AB mejora esta operación, puesto que polarizan ambos que permanezcan encendidos por un poco más de medio ciclo.

Una versión más práctica de un circuito en contra fase se consigue con transistores complementarios igual que en la figura 10b5; Observe que la carga se maneja como salida de un seguidor de emisor, por lo que la resistencia de carga está acoplada por la resistencia de salida baja de la fuente excitadora. El circuito necesita transistores complementarios conectados en

Darlington para proporcionar corriente de salida más alta y menor resistencia de salida.

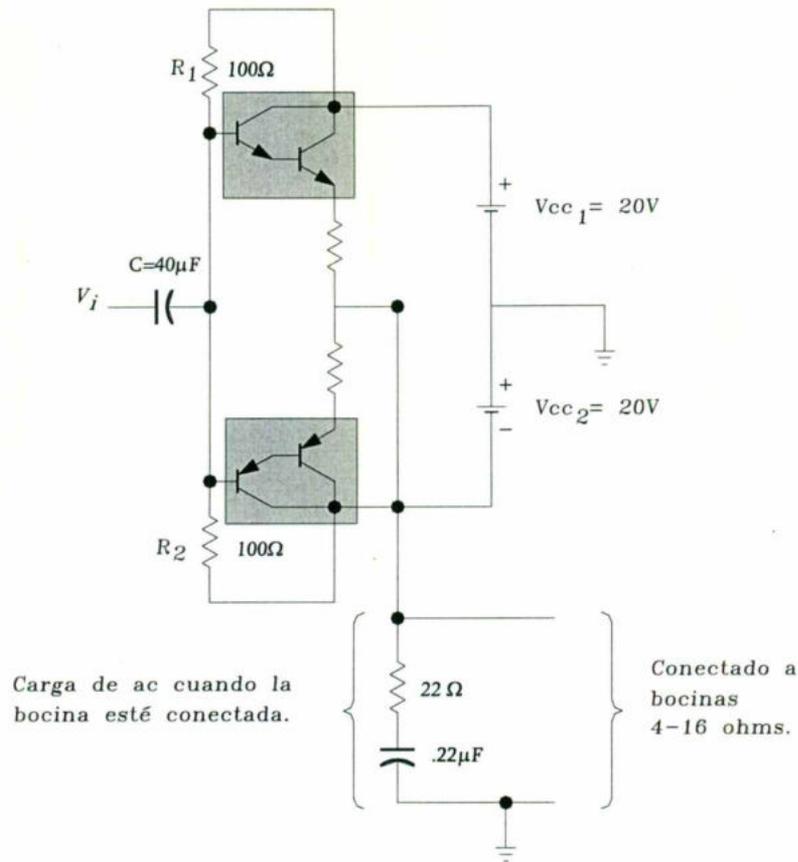


Figura 10b5 Circuito en contratase de simetría complementaria usando transistores Darlington.

Amplificador en contra fase cuasi complementario

En circuitos de amplificador de potencia prácticos es preferible usar transistores *nnp* para ambos dispositivos de alta corriente de salida. Debido a que la conexión en contra fase requiere dispositivos complementarios, se debe usar un transistor *pnnp* de alta potencia. Un medio práctico para obtener operación complementaria, mientras se empleen los mismos transistores *nnp* pareados para la salida, se proporciona por un circuito cuasi complementario, como se muestra en la 10b6.

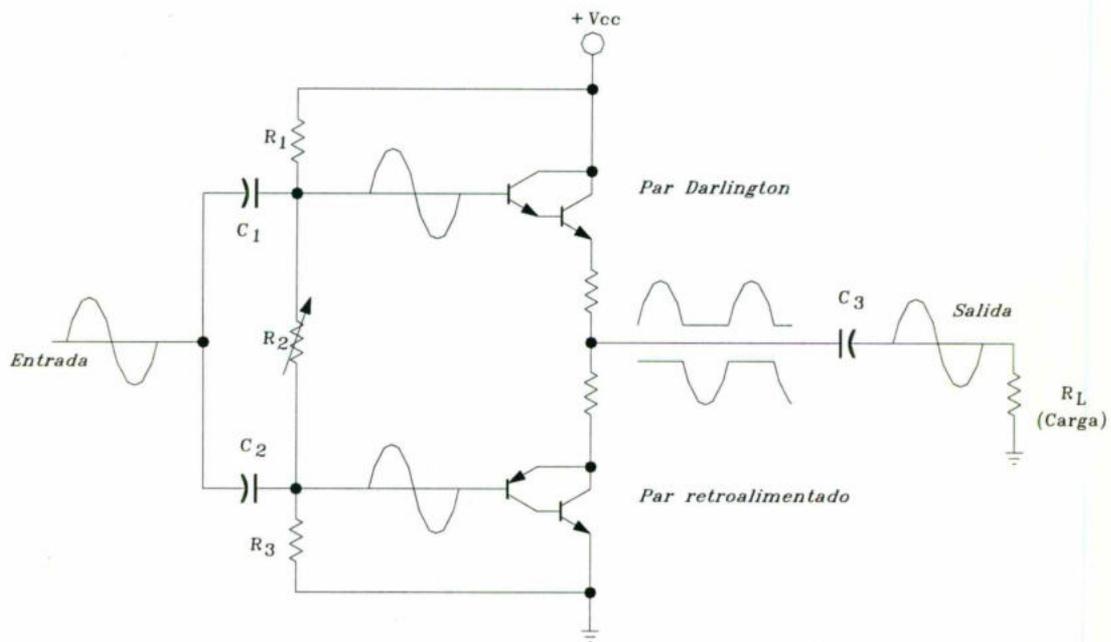


Figura 10b6 Amplificador de potencia en contratase cuasi complementario sin transformador.

La operación en contra fase se logra con los transistores complementarios ($Q1$ y $Q2$) antes de los transistores de salida $n-p-n$ pareados ($Q3$ y $Q4$). Observe que los transistores $Q1$ y $Q3$ forman una conexión Darlington que proporciona la salida a partir de un emisor seguidor de baja impedancia. La conexión de los transistores $Q2$ y $Q4$ forma un par retroalimentado, que ofrece en forma similar un manejo de baja impedancia a la carga.

La resistencia $R2$ puede ajustarse para minimizar la distorsión de cruce mediante el ajuste de la condición de polarización. La única señal de entrada aplicada a la etapa en contra fase resulta luego en una salida de ciclo completo ante la carga. El amplificador en contra fase cuasi complementario es en la actualidad la forma más popular del amplificador de potencia.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P10b.

Valores iniciales del Generador de Función:

Onda Senoidal
Frecuencia 1 KHz
Duty Cycle 50
Amplitud 10 V
Offset 0

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 5 V/DIV	CH-B 5 V/DIV	Time Base 0.20 mS/div
Y position -1.2	Y position 1.2	X position 0.00
DC	DC	Y/T

Observe la forma de onda en el osciloscopio con $R_b = 1 \text{ M ohm}$ y con $R_b = 470 \text{ K ohms}$.

Ecuaciones:

$$A_v = V_o / V_i, \quad P_o(\text{ac}) = (V_L \text{ pico})^2 / 2R_L, \quad I_L(\text{p}) = V_L(\text{p}) / R_L, \quad I_{dc} = (2/\pi) I_L(\text{p}),$$

$$P_i(\text{dc}) = V_{cc} I_{dc}, \quad \eta = (P_o/P_i) 100\%, \quad P_Q = (P_i - P_o) / 2$$

CUESTIONARIO

1. ¿De que valor es A_v con $R_b = 1 \text{ M ohm}$?
2. ¿En realidad existe ganancia de voltaje?
3. ¿Existe distorsión de cruce?
4. ¿A que se debe la distorsión de cruce?
5. ¿Cómo podemos disminuir la distorsión de cruce?
5. ¿Existe defasamiento entre la señal de salida y la entrada?
6. ¿Nos proporciona ganancia de corriente este amplificador?
7. ¿Este amplificador es de potencia? ¿Por qué?
8. ¿Qué potencia $P_o(\text{ac})$ nos entrega?
9. ¿Qué corriente de pico $I_L(\text{p})$ entrega a la carga?
10. ¿Qué potencia $P_i(\text{dc})$ consume?
11. ¿Qué potencia P_Q disipa cada transistor?
12. ¿Cuál es la eficiencia η de este amplificador?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)



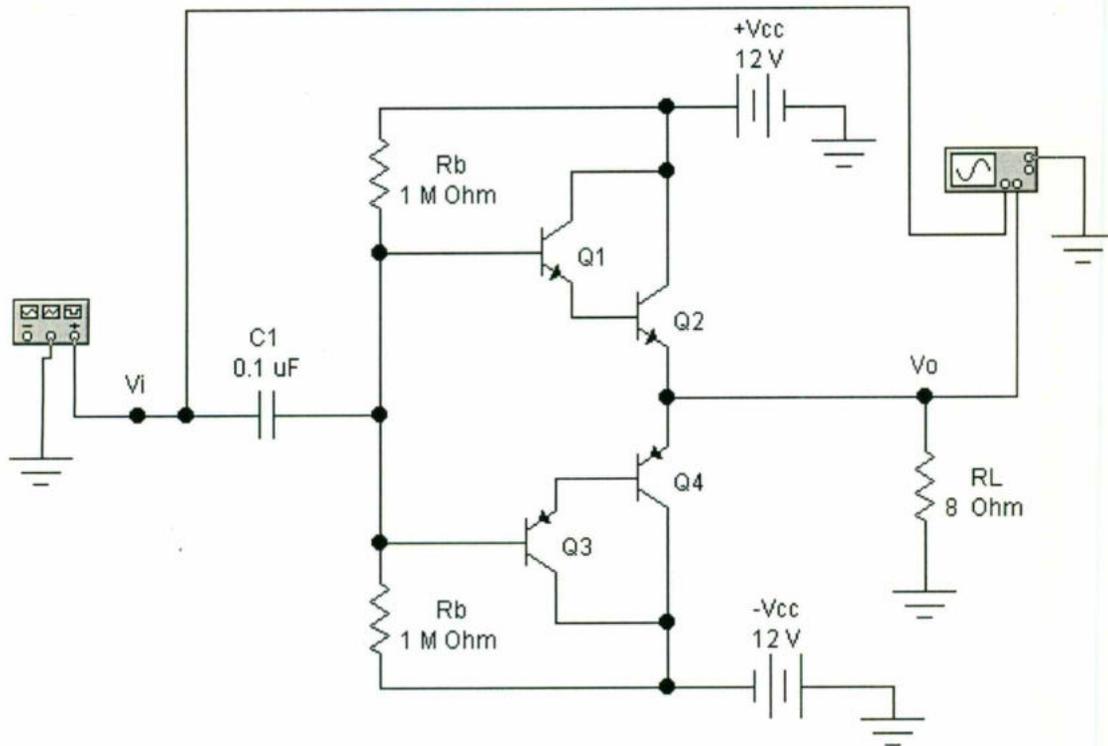


Fig. E-P10b
Amplificador en simetría complementaria

Referencia:

Boylestad, Nashelsky, "ELECTRÓNICA, TEORÍA DE CIRCUITOS", Prentice Hall Hispanoamericana.

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

LABORATORIO DE ELECTRONICA

PRACTICA 11a

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

REGULADOR DE VOLTAJE TRANSISTORIZADO TIPO SERIE.

OBJETIVO

Implementar, observar y analizar el funcionamiento de un regulador de voltaje transistorizado tipo serie.

Leer en su texto el tema sobre reguladores de voltaje tipo serie.

MARCO TEORICO

Dos tipos de reguladores de voltaje a transistor son el regulador de voltaje en serie y el regulador de voltaje en paralelo. Cada tipo de circuito puede proporcionar un voltaje de dc de salida que regula o mantiene un valor determinado, incluso aunque el voltaje de entrada varié o cambie la carga conectada a la salida.

Regulación de voltaje serie

La conexión básica de un circuito regulador serie se muestra en el diagrama de bloques de la figura 11a1. El elemento serie controla la cantidad del voltaje de entrada que llega a la salida. El voltaje de salida se muestra con un circuito que proporciona un voltaje de retroalimentación para ser comparado con un voltaje de referencia.

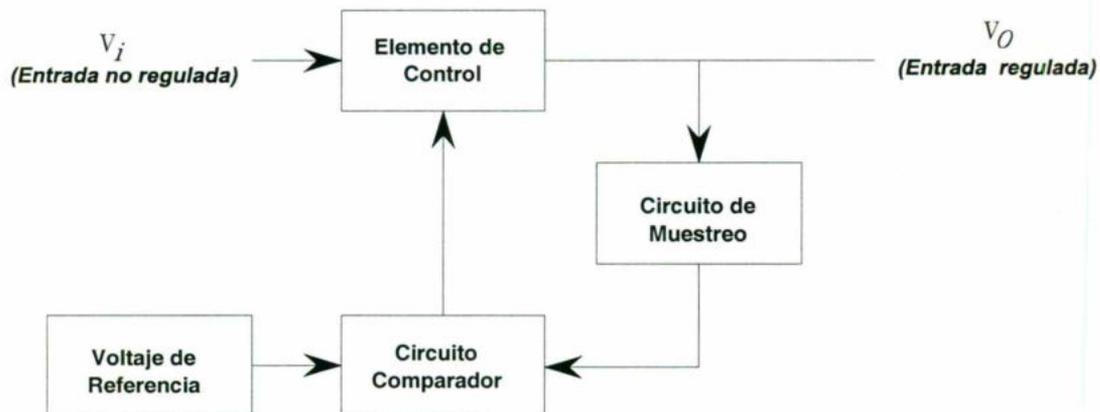


Figura 11a1 Diagrama de bloques de un regulador en serie.

1. Si el voltaje de salida se incrementa, el circuito comparador proporciona una señal de control que hace disminuir la cantidad del voltaje de salida del elemento de control en serie y, por tanto, mantiene el voltaje de salida.
2. Si el voltaje de salida disminuye, el circuito comparador proporciona una señal de control para incrementar la cantidad del voltaje de salida en el elemento de control en serie.

Circuito regulador en serie

En la figura 11a2 se muestra un circuito regulador en serie simple. El transistor Q en el elemento de control en serie y el diodo Zener D_z proporciona el voltaje de referencia la operación de regulación puede describirse de la siguiente manera.

1. Si disminuye el voltaje de salida, aumenta el voltaje base-emisor causando que el transistor Q_1 conduzca más, elevando así el voltaje de salida y manteniendo la salida constante. Si se incrementa el voltaje de salida, disminuye el voltaje base-emisor, causando transistor Q_1 conduzca menos. Reduciendo, por tanto, el voltaje de salida y manteniendo la salida constante.

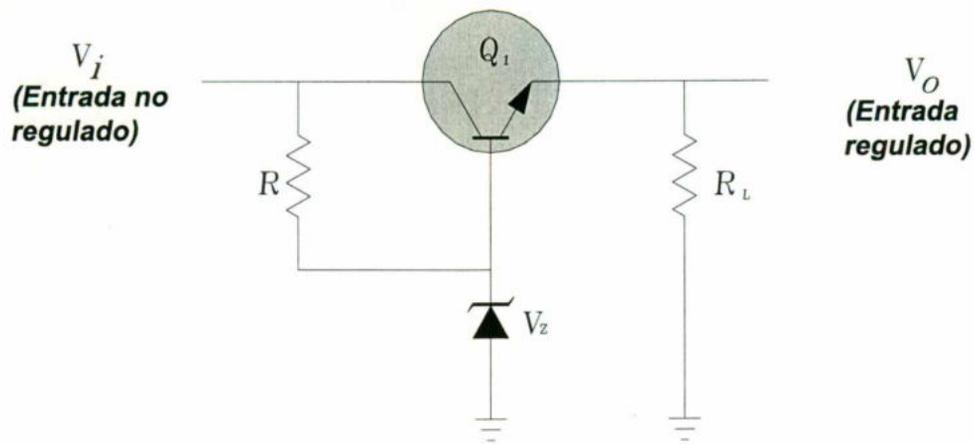


Figura 11a2 Circuito regulador en serie.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P11a.

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 2 V/DIV
Y position 0.00
AC

CH-B 50 mV/DIV
Y position 0.00
AC

Time Base 5.00 mS/div
X position 0.00
Y/T

Observe las formas de onda en el osciloscopio y registre los valores de los medidores para diferentes valores de R_L .

R_L	Vac	V_i	V_{CE}	I_L	V_o
100 K Ω					
1 K Ω					
100 Ω					
25 Ω					
10 Ω					

Ecuaciones:

$$V_o = V_z - V_{BE}, \quad V_{CE} = V_i - V_o, \quad RV = [(V_{NL} - V_{FL}) / V_{FL}] 100 \%$$

CUESTIONARIO

- ¿Cuál es el voltaje de salida nominal ($V_o = V_z - V_{BE}$) de este regulador?
- ¿Cuál es la corriente máxima que nos puede entregar antes de perder la regulación de voltaje?
- ¿Cuál es la regulación de voltaje RV ? (utilice $V_{NL} = V_o$ con R_L de 100 K Ω y $V_{FL} = V_o$ con R_L de 25 Ω)
- ¿Cuál es el valor ideal de RV ?
- ¿Cuáles son las características máximas de este regulador?
- ¿Qué sucede con el voltaje de rizo V_r pp a medida que aumenta la corriente de carga? (visto en el osciloscopio)
- ¿Cómo podemos disminuir el voltaje de rizo?
- ¿Cuál es el V_r pp en C1 con $R_L = 25 \Omega$?
- ¿Cuál es el V_r pp en V_o con $R_L = 25 \Omega$?
- ¿A qué se debe la disminución del V_r pp en V_o en comparación con el V_r pp en C1?
- ¿Qué sucede con el voltaje a la salida V_o cuando aumenta la corriente de carga I_L ?
- ¿Qué sucede con V_{CE} cuando disminuye el voltaje a la salida V_o ?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)

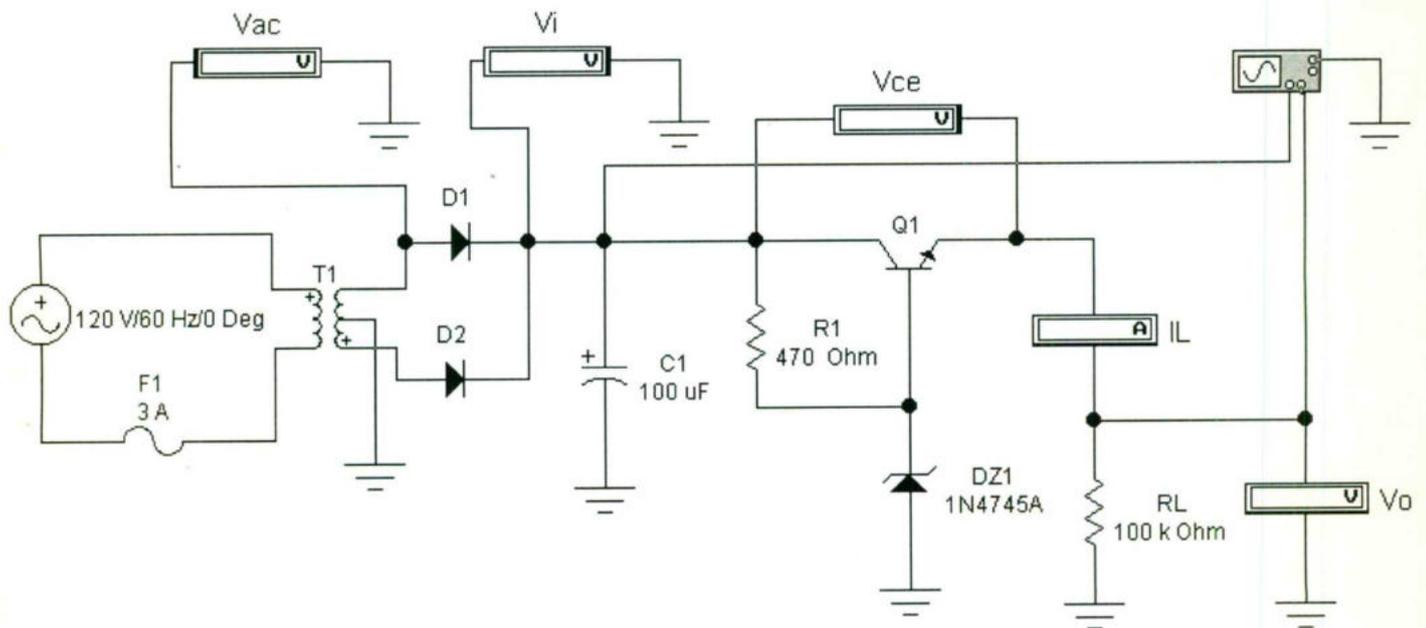


Fig. E-P11a
Regulador de voltaje tipo serie

Referencia:

Boylestad, Nashelsky, "ELECTRÓNICA, TEORÍA DE CIRCUITOS", Prentice Hall Hispanoamericana.

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

FUENTE DE ALIMENTACIÓN

OBJETIVO

Implementar, analizar y observar el funcionamiento de una fuente de alimentación completa.

Leer en su texto el tema sobre fuentes de alimentación.

MARCO TEORICO

Este capítulo presenta la operación de los circuitos construidos como fuente de alimentación usando filtros, rectificadores y reguladores de voltaje. Se inicia con un voltaje de ac, se obtiene un voltaje de dc estable rectificando el voltaje de ac, luego se filtra a un nivel dc y, por último, se regula para obtener el voltaje de dc fijo deseado. La regulación se obtiene, por lo general, mediante el CI regulador de voltaje que toma un voltaje dc y proporciona un poco inferior que permanece constante, aunque el voltaje de entrada varíe o la carga conectada a la salida de voltaje de dc cambie.

En la figura 11b1 se muestra un diagrama de bloques que contiene las partes de una fuente de alimentación típica y el voltaje en diversos puntos de la unidad. El voltaje de ac es por lo general de 120 V rms y se conecta a un transformador que disminuye ese voltaje al nivel de la salida de dc deseada. Luego, un rectificador de diodos proporciona un voltaje rectificado de onda completa y es filtrado inicialmente por un filtro de condensador simple para producir un voltaje de dc. Este voltaje de dc resultante tiene, por lo general, algo de rizo o variación de voltaje de ac. Un circuito regulador puede usar esta entrada dc para proporcionar un voltaje que tiene no solamente mucho menos voltaje de rizo, sino que también permanece en el mismo valor de dc, aunque el voltaje de entrada varíe un poco o cambie la carga conectada al voltaje de dc de salida. Esta regulación de voltaje se obtiene generalmente, usando un CI regulador de voltaje popular.

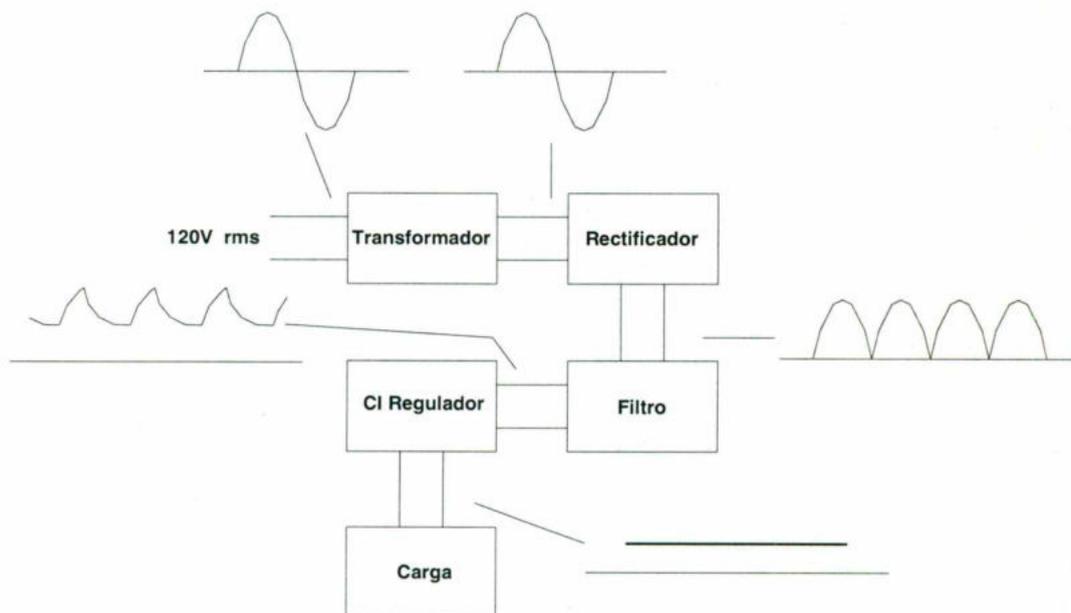


Figura 11b1 Diagrama de bloques que muestra las partes de una alimentación.

Consideraciones generales de filtros

Se necesita un circuito rectificador para convertir una señal que tenga un valor promedio cero en otra que tenga un promedio diferente de cero. La salida resultante de un rectificador es un voltaje de dc pulsante, y todavía no es adecuado

para reemplazar una batería. Este voltaje se puede aplicar, digamos, en un cargador de baterías, donde el voltaje de dc promedio es lo suficientemente grande para proporcionar una corriente de carga para la batería. Para voltajes de alimentación de dc, como los usados en la radio, sistemas estéreo, computadoras, Etc. En el voltaje de dc pulsante de un rectificador no es lo suficientemente bueno. Se necesita un circuito de filtro para proporcionar un voltaje de dc más estable.

Filtrado para regulación de voltaje y voltaje de rizo

Antes de pasar a los detalles de un circuito de filtro, sería adecuado considerar los métodos usuales para valorar los circuitos de filtro para que podamos comparar la efectividad de un circuito como filtro. La figura 11b2 muestra un voltaje típico de salida de filtro que será usado para definir algunos de los factores de la señal. La salida filtrada de la figura 11b2 tiene un valor de dc y alguna variación de ac (rizo). Aunque una batería tiene en esencia un voltaje de salida de dc constante, el voltaje de dc derivado de una fuente de señal de ac mediante rectificado y filtrado tendrá alguna variación de ac (rizo). Entre más pequeña sea la variación de ac respecto al nivel de dc, mejor será la operación del circuito de filtro.

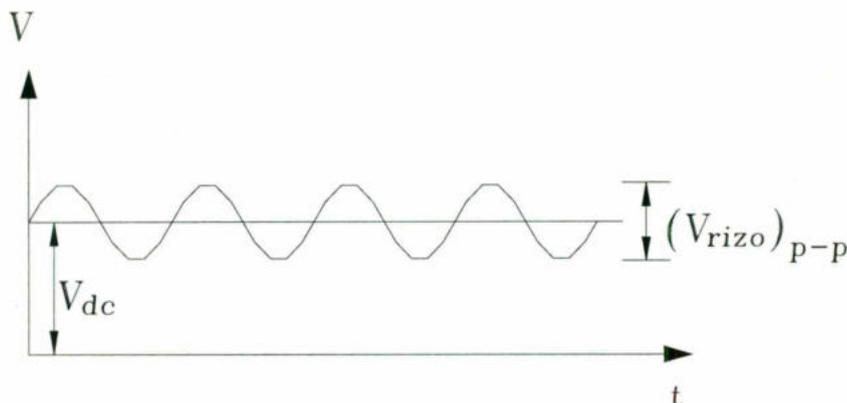


Figura 11b2 Formas de onda de voltaje filtrado que muestra los voltajes dc y de rizo.

Considere la medición del voltaje de salida de un circuito de filtro usando un voltímetro de dc y uno de ac (rms). El voltímetro de dc leerá solamente el promedio o nivel de dc del v salida. El medidor ac (rms) leerá sólo el valor rms del componente de ac del voltaje de salida (suponiendo que la señal ac está acoplada por medio de un condensador para bloquear el nivel dc.).

Definición de Rizo

$$r = \frac{\text{voltaje de rizo (rms)}}{\text{voltaje dc}} = \frac{V_r \text{ (rms)}}{V_{dc}} \times 100\%$$

regulación de voltaje

Otro factor importante en una fuente de alimentación es la cantidad en que cambia el voltaje de salida sobre un rango de operación del circuito. El voltaje proporcionado en la salida bajo condiciones sin carga (sin consumo de corriente de la fuente) se reduce cuando la carga consume corriente de la alimentación (bajo carga). La cantidad en que cambia el voltaje entre las condiciones de sin carga y con carga se describe por un factor llamado regulación de voltaje.

Definición de Regulación de voltaje

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

Si el valor del voltaje a plena carga es el mismo que el del voltaje sin carga, la regulación de voltaje calculada es 0%, que es la mejor esperada. Esto significa que la fuente de alimentación de voltaje es perfecta, ya que el voltaje de salida es independiente del consumo de corriente extraída de la alimentación. Entre más pequeña sea la regulación de voltaje, mejor es la operación de la fuente de alimentación de voltaje.

Factor de rizo de la señal rectificada

Aunque el voltaje rectificado no es un voltaje filtrado, contiene una componente de dc y una componente de rizo. Veremos que la señal rectificada de onda completa tiene un componente de dc mayor y menos rizo que el voltaje rectificado de media onda.

En resumen, una señal rectificada de onda completa tiene menos rizo que una señal rectificada de media onda y por tanto es mejor para aplicarse a un filtro.

Filtro capacitor

Un circuito de filtro muy popular es el circuito de filtro de condensador mostrado en la figura 11b3. Se conecta un condensador a la salida rectificada y se obtiene un voltaje de dc a través del condensador. La figura 11b4 a) muestra el voltaje de salida de un rectificador de onda completa antes de que la señal sea filtrada; en cambio, la figura 11b4 b) muestra la forma de onda resultante después de conectarse el condensador de filtro a la salida del rectificador. Obsérvese que la forma de onda filtrada es en esencia un voltaje de dc con algo de rizo (o variación de ac).

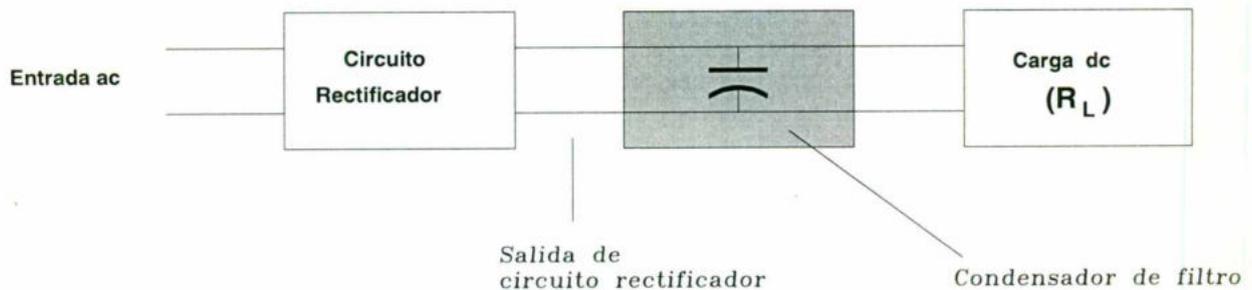


Figura 11b3 Filtro de condensador simple.

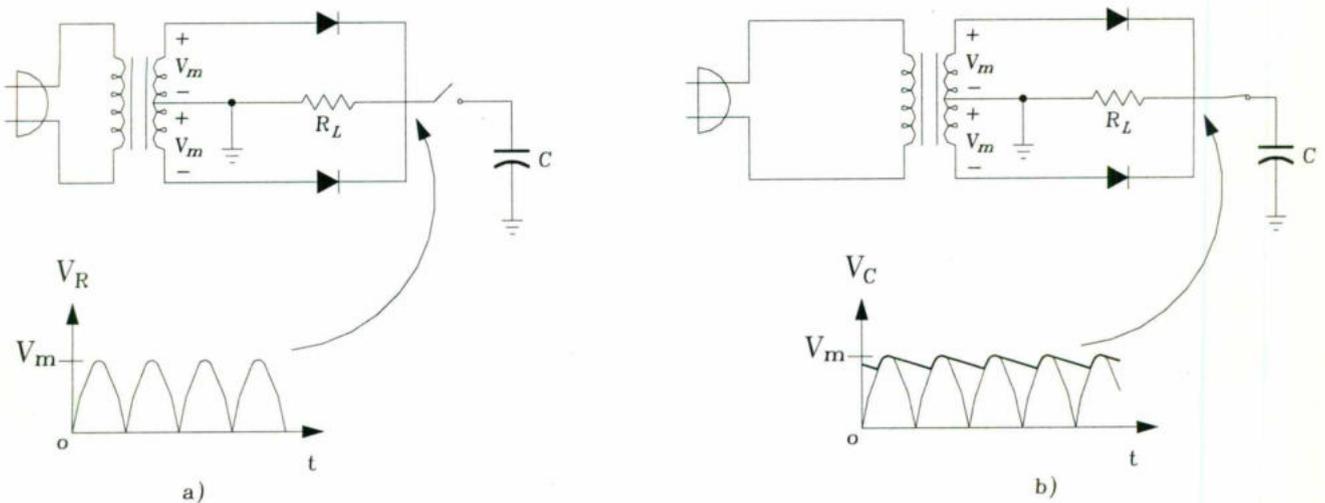


Figura 11b4 Operación de condensador de filtro
 a) voltaje de rectificador de onda completa
 b) voltaje de salida filtrado.

La figura 11b5a) muestra un puente rectificador de onda completa y la forma de salida que se obtuvo del circuito cuando se conecta a una carga (R_L). Si no estuviera conectada una carga a través del condensador, la forma de onda de salida sería idealmente un nivel de dc constante, igual en valor al voltaje pico (V_m) del circuito rectificador.

Sin embargo, el propósito de obtener un voltaje dc es proporcionar este voltaje para que sea usado para diversos circuitos electrónicos, que entonces constituyen una carga para la fuente de alimentación.

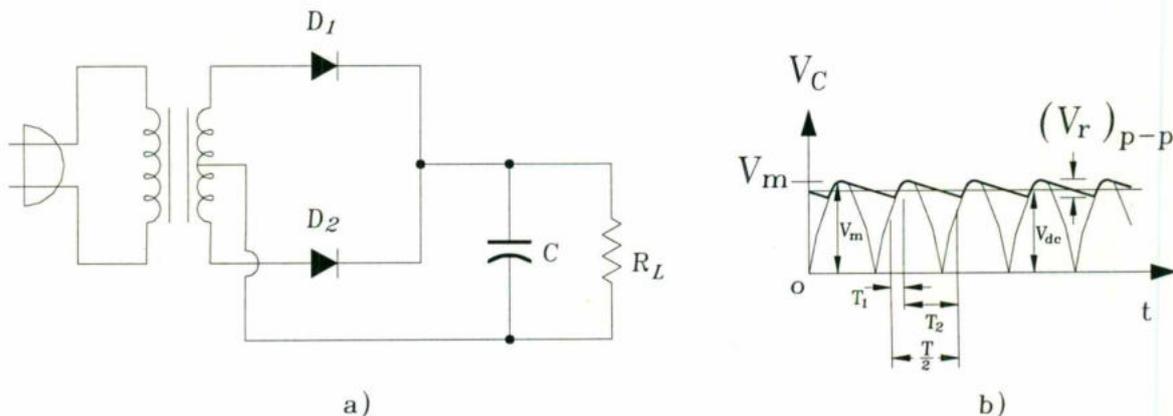


Figura 11b5 Condensador de filtro
a) circuito de condensador de filtro
b) forma de onda de voltaje de salida

Forma de onda de salida

La figura 11b5b) muestra la forma de onda a través de un filtro de condensador. El tiempo T_1 es el tiempo durante el cual los diodos de un rectificador de onda completa conducen, cargando al condensador hasta el voltaje pico del rectificador, V_m . El tiempo T_2 es el intervalo de tiempo durante el cual el voltaje del rectificador cae por abajo del voltaje pico y el condensador se descarga a través de la carga. Debido a que el ciclo carga-descarga sucede cada medio ciclo para un rectificador de onda completa, el periodo de la forma de onda rectificada es $T/2$, la mitad de la frecuencia de la señal de entrada. La forma de la onda del voltaje de salida filtrado de la figura 11b6 muestra que la forma de onda de salida tiene un nivel de dc V_{dc} y un voltaje de rizo V_r (rms) conforme el condensador se carga y descarga.

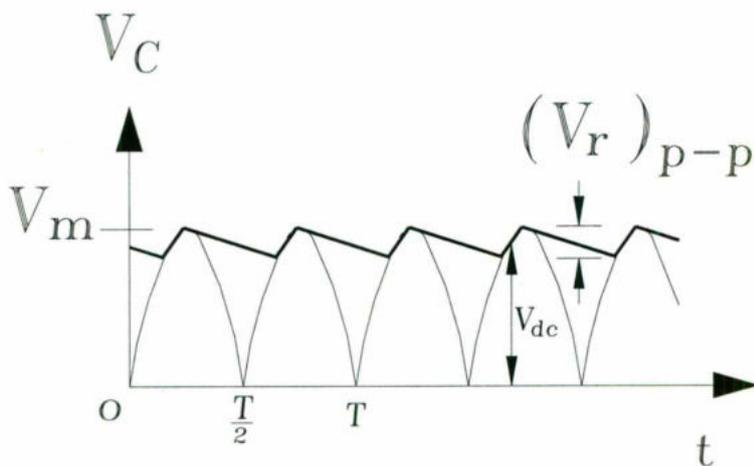


Figura 11b6 Voltaje de salida aproximado
En un circuito de condensador de filtro.

PROCEDIMIENTO Y MEDICIONES

Implemente el circuito de la figura E-P11b.

Valores iniciales del Osciloscopio:

CH-A 1 V/DIV
Y position 0.00
AC

CH-B 10 mV/DIV
Y position 0.00
AC

Time Base 5.00 mS/div
X position 0.00
Y/T

Observe las formas de onda en el osciloscopio y registre los valores de los medidores para diferentes valores de RL.

RL Vac Vi V_{CE} IL Vo

100 KΩ

1 KΩ

100 Ω

25 Ω

10 Ω

Cambie el fusible F1 de 10 Amp a 1 Amp con RL = 10 Ω y observe el resultado (conteste la pregunta 10).

Ecuaciones:

$$V_O = V_Z - V_{BE}, \quad V_{CE} = V_i - V_O, \quad RV = [(V_{NL} - V_{FL}) / V_{FL}] 100 \%$$

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es el voltaje de salida nominal ($V_O = V_Z - V_{BE}$) de este regulador?
2. ¿Cuál es la corriente máxima que nos puede entregar antes de perder la regulación de voltaje?
3. ¿Cuál es la regulación de voltaje RV? (utilice $V_{NL} = V_O$ con RL de 100 KΩ y $V_{FL} = V_O$ con RL de 25 Ω)
4. ¿Cuáles son las características máximas de esta fuente de alimentación?
5. ¿Qué sucede con el voltaje de rizo Vr pp a medida que aumenta la corriente de carga? (visto en el osciloscopio)
6. ¿Cómo podemos disminuir el voltaje de rizo?
7. ¿Cuál es el Vr pp en C1 con RL = 25 Ω?
8. ¿Cuál es el Vr pp en Vo con RL = 25 Ω?
9. ¿A qué se debe la disminución del Vr pp en Vo en comparación con el Vr pp en C1?
10. ¿Cuál es el resultado de cambiar el valor de F1 a 1 Amp con RL = 10 Ω y a que se debe este resultado?
11. ¿Qué sucede con el voltaje a la salida Vo cuando aumenta la corriente de carga IL?
12. ¿Qué sucede con V_{CE} cuando disminuye el voltaje a la salida Vo?

Conclusiones (Interpretación de resultados, ¿se alcanzó el objetivo?, aplicaciones, etc.)



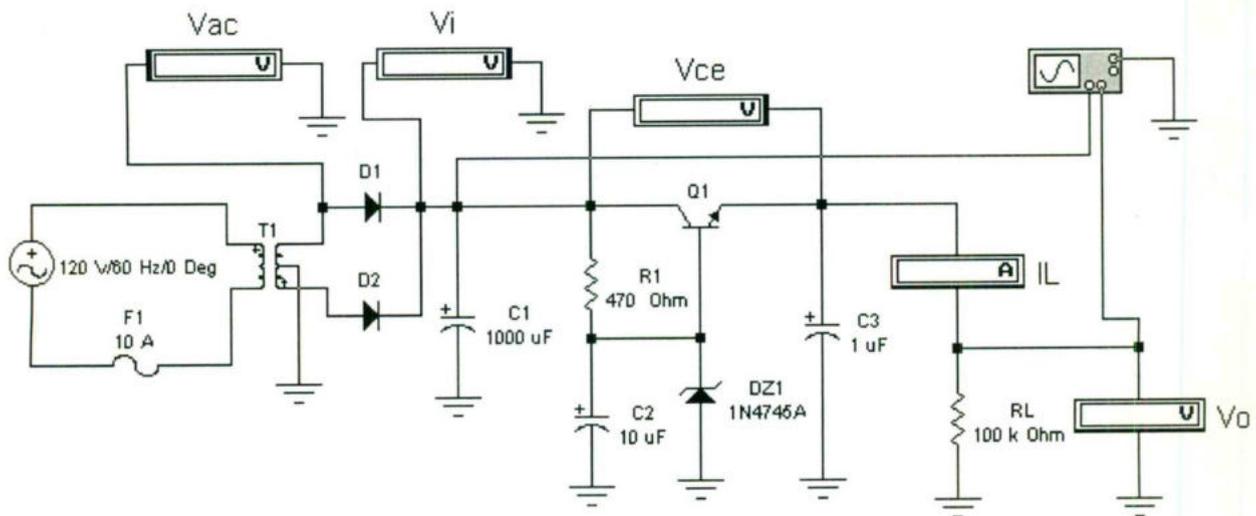


Fig. E-P11b
Fuente de Alimentación con
Regulador de voltaje tipo serie

Referencia:

Boylestad, Nashelsky, "ELECTRÓNICA, TEORÍA DE CIRCUITOS", Prentice Hall Hispanoamericana.

Profs. Ing. Sergio Zavaleta Guerrero, M. en I. Sergio Eduardo Cervantes Pérez.

BIBLIOGRAFÍA

AUTOR	TITULO	EDITORIAL	ISBN
ROBERT L. BOYLESTAD - LOUIS NASHESKY	ELECTRÓNICA, Teoría de Circuitos 8ª ED.	Prentice hall- Pearson	9702604362
MALVINO	PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA 6/ED.	Mc Graw Hill	8448125681
SEDRA	DISPOSITIVOS ELECTRONICOS Y AMPLIFICADORES DE SEÑALES.	Mc Graw Hill	
CATHEY	DISPOSITIVOS ELECTRONICOS Y CIRCUITOS	Mc Graw Hill	
SINGH	DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES	Mc Graw Hill	
GROB	ELECTRONICA BASICA	Mc Graw Hill	
GEOFF WATERWORTH	ELÉCTRICA	ADDISON - WESLEY	
NEIL STOREY	ELECTRÓNICA, DE LOS SISTEMAS A LOS COMPONENTES	ADDISON - WESLEY	62572
PIERRET	FUNDAMENTOS DE SEMICONDUCTORES	ADDISON - WESLEY	
NEUDECK	TRANSISTOR BIPOLAR	ADDISON - WESLEY	