

41126
32



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO**

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES.

CAMPUS ARAGÓN

**APLICACIONES PRACTICAS DE LA ELECTRÓNICA
DE POTENCIA.**

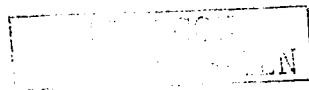
T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERA MECÁNICA ELÉCTRICA
(ÁREA ELÉCTRICA – ELECTRÓNICA)**

**P R E S E N T A :
FARIAS VÁZQUEZ ISAAC GALO**

**ASESOR :
PINEDA DÍAZ ELEAZAR MARGARITO**

MÉXICO



2003

A





Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

AGRADECIMIENTOS

A DIOS

Dice la palabra:

Si como a la plata la buscareis y la escudriñas como a tesoros, entonces entenderás el temor de Dios y hallarás el conocimiento de Dios; Porque Dios da la sabiduría y de su boca viene el conocimiento y la inteligencia.

Proverbios 2: 4-6

Gracias Señor, por concederme el conocimiento y la inteligencia necesarios para elaborar este trabajo, ya que es una bendición tuya el poder llegar hasta aquí, amén.

A MIS PADRES

Galo Felipe Farías Ramírez y María Araceli Vázquez García

Por los consejos, regaños y halagos que sabiamente me han dado para guiarme por un buen camino en la vida, porque sin su apoyo yo no hubiese podido enfrentar los obstáculos que se me presentaban para poder llegar hasta aquí ya que ustedes han sido el mejor ejemplo que yo pueda tener de cómo ser una persona para bien y es por todo esto, y más, que les doy las GRACIAS.

A MIS HERMANOS

Jorge Alberto Farías Vázquez y Eduardo Julián Farías Vázquez

Por ayudarme a encontrar errores que a veces se me pasaban y por su imprescindible compañía que en todo momento me brindaron y que yo necesitaba, porque para mí eso fue un apoyo importantísimo durante el tiempo en que elaboré este trabajo; GRACIAS hermanos.

A MIS FAMILIARES Y AMIGOS

Poner todos sus nombres me llevarían varias hojas, por lo que les hago un agradecimiento en general por los consejos, experiencias, anécdotas, etcétera que me dieron y que me inspiraban para la elaboración de ese trabajo, GRACIAS.

A MIS PROFESORES

A todos los profesores de las diferentes materias que cursé durante la carrera, les agradezco que me brindaran sus grandes conocimientos ya que sin éstos yo no hubiese podido elaborar este trabajo y no hay duda de que los profesores de la UNAM son los mejores, muchas GRACIAS.



B

CONTENIDO

INTRODUCCIÓN

TEMA 1. COMPONENTES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA

1.1 El diodo rectificador , 1

- 1.1.1 Funcionamiento , 1
- 1.1.2 Características , 3
- 1.1.3 Curva de operación , 9

1.2 El transistor bipolar de juntura (TBJ) , 11

- 1.2.1 Funcionamiento , 11
- 1.2.2 Características , 13
- 1.2.3 Curvas de entrada y salida , 19

1.3 El rectificador controlado de silicio (SCR) , 21

- 1.3.1 Descripción , 21
- 1.3.2 Estado de bloqueo , 23
- 1.3.3 Estado de conducción , 27
- 1.3.4 Curva característica , 32

1.4 El triodo de corriente alterna (TRIAC) , 36

- 1.4.1 Descripción , 36
- 1.4.2 Estado de bloqueo , 38
- 1.4.3 Estado de conducción , 40
- 1.4.4 Curva característica , 48

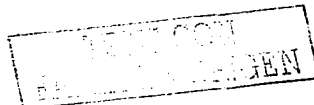
TEMA 2. APLICACIONES PRÁCTICAS DEL DIODO RECTIFICADOR

2.1 Fuente de corriente directa con rectificador de media onda , 49

- 2.1.1 Diagrama , 49
- 2.1.2 Análisis funcional , 50
- 2.1.3 Análisis matemático , 51

2.2 Fuente de corriente directa con rectificador de onda completa , 55

- 2.2.1 Diagrama , 55
- 2.2.2 Análisis funcional , 56
- 2.2.3 Análisis matemático , 57



2.3 Fuente de corriente directa con transformador reductor y puente rectificador de onda completa , 62

- 2.3.1 Diagrama , 62
- 2.3.2 Análisis funcional , 63
- 2.3.3 Análisis matemático , 64

2.4 Fuente simétrica de corriente directa , 67

- 2.4.1 Diagrama , 67
- 2.4.2 Análisis funcional , 68
- 2.4.3 Análisis matemático , 69

TEMA3. APLICACIONES PRÁCTICAS DEL TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA (TBJ)

3.1 Fuente de corriente directa variable de 0 a 15V , 75

- 3.1.1 Diagrama , 75
- 3.1.2 Análisis funcional , 76
- 3.1.3 Análisis matemático , 77

3.2 Control luminoso para un motor de cd , 82

- 3.2.1 Diagrama , 82
- 3.2.2 Análisis funcional , 83
- 3.2.3 Análisis matemático , 84

3.3 Probador de polaridad , 90

- 3.3.1 Diagrama , 90
- 3.3.2 Análisis funcional , 91
- 3.3.3 Análisis matemático , 92

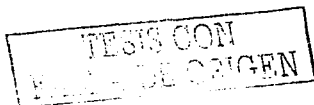
3.4 Fuente de alimentación simétrica regulada , 97

- 3.4.1 Diagrama , 97
- 3.4.2 Análisis funcional , 99
- 3.4.3 Análisis matemático , 100

TEMA 4. APLICACIONES PRÁCTICAS DEL RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO (SCR)

4.1 Control de potencia de semiciclo positivo , 108

- 4.1.1 Diagrama , 108
- 4.1.2 Análisis funcional , 109
- 4.1.3 Análisis matemático , 110



D

4.2 Cargador para baterías de 12V , 115

- 4.2.1 Diagrama , 115
- 4.2.2 Análisis funcional , 116
- 4.2.3 Análisis matemático , 117

4.3 Sistema destellador de tres estados , 122

- 4.3.1 Diagrama , 122
- 4.3.2 Análisis funcional , 123
- 4.3.3 Análisis matemático , 124

4.4 Luz intermitente , 130

- 4.4.1 Diagrama , 130
- 4.4.2 Análisis funcional , 131
- 4.4.3 Análisis matemático , 132

TEMA 5. APLICACIONES PRÁCTICAS DEL TRIODO DE CORRIENTE ALTERNA (TRIAC)

5.1 Control de potencia de ciclo completo , 140

- 5.1.1 Diagrama , 140
- 5.1.2 Análisis funcional , 141
- 5.1.3 Análisis matemático , 142

5.2 Control de potencia para taladro , 145

- 5.2.1 Diagrama , 145
- 5.2.2 Análisis funcional , 146
- 5.2.3 Análisis matemático , 147

5.3 Detector del nivel de agua , 151

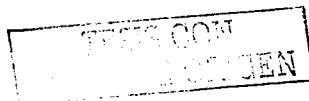
- 5.3.1 Diagrama , 151
- 5.3.2 Análisis funcional , 152
- 5.3.3 Análisis matemático , 154

5.4 Tablero señalizador con control digital , 161

- 5.4.1 Diagrama , 161
- 5.4.2 Análisis funcional , 163
- 5.4.3 Análisis matemático , 165

CONCLUSIONES

BIBLIOGRAFÍA



INTRODUCCIÓN

En la vida cotidiana siempre utilizamos aparatos electrónicos como televisores, radios, teléfonos, amplificadores de sonido, reproductores de disco compacto ó CD, hornos de microondas, etcétera y sabemos que cualquiera de estos aparatos posee en sus circuitos dispositivos semiconductores. Actualmente, todas las grandes empresas que fabrican aparatos electrónicos diseñan sus circuitos basándose en los dispositivos semiconductores, por lo que estos dispositivos son totalmente indispensables para diseñar cualquier circuito electrónico. Los dispositivos semiconductores más comunes que podemos encontrar en este tipo de aparatos son el diodo rectificador y el transistor bipolar de juntura ó TBJ, los cuales son utilizados para múltiples aplicaciones y los podemos encontrar en casi cualquier aparato electrónico, ya sea en circuitos que manejen potencias bajas o en circuitos que manejan potencias grandes. En los aparatos electrónicos de potencia que son utilizados a escala industrial, también podemos encontrar estos diodos y transistores, pero existen otros dispositivos semiconductores que están fabricados específicamente para manejar corrientes y voltajes elevados, donde los más comunes son el rectificador controlado de silicio ó SCR y el triodo de corriente alterna ó TRIAC y estos dispositivos se aplican comúnmente en aparatos industriales como arrancadores y controles de velocidad para motores monofásicos y trifásicos, controles de potencia para iluminación, controles de temperatura para hornos industriales, cargadores de baterías, etcétera. Muchas veces se nos dificulta el tratar de entender el funcionamiento de algunos circuitos, o tal vez se nos hace complicado el diseñar algún circuito que necesitemos para una aplicación específica; entonces, considerando los cuatro dispositivos semiconductores de potencia que mencionamos anteriormente y sabiendo que tienen una extensa gama de aplicaciones, nos hemos propuesto los siguientes objetivos:

Analizar las características básicas del diodo rectificador, el transistor bipolar de juntura (TBJ), el rectificador controlado de silicio (SCR) y el triodo de corriente alterna (TRIAC); así como de algunas aplicaciones básicas de estos dispositivos.

En este trabajo, se presentará la teoría básica para cada uno de estos cuatro dispositivos; en los casos del diodo rectificador y del transistor bipolar de juntura, mostraremos su modo de funcionamiento en el cual daremos una breve explicación de para que sirve y en donde se puede aplicar y se describirá su configuración interna. Mostraremos sus características, donde describiremos su símbolo eléctrico lo cual nos servirá para poder identificar a los dispositivos dentro de los diagramas eléctricos, su número de terminales, identificación de terminales, el nombre de sus terminales, en que sentido conduce la corriente eléctrica, las fórmulas que rigen su comportamiento, voltajes y constantes de operación, formas de activar y desactivar al dispositivo y algunos métodos para protegerlo.

A

Mostraremos su curva de operación; para el diodo rectificador presentaremos las curvas de diodos hechos de germanio y de silicio y en las cuales describimos los puntos para identificar sus voltajes de conducción en directa así como para sus regiones zener que son de gran importancia; y para el transistor bipolar de juntura existen dos curvas de operación, una es la curva de entrada en la cual identificamos su región de operación dependiendo de su voltaje de colector a emisor y la otra curva es la de salida donde describimos la corriente de colector respecto al voltaje de colector a emisor.

Para los casos del SCR y del TRIAC, presentaremos una breve descripción en la cual se explica como esta configurada básicamente su estructura interna, presentaremos su símbolo eléctrico e identificaremos sus terminales, el nombre de sus terminales y el sentido de conducción de la corriente eléctrica. Mostraremos su estado de bloqueo, donde describimos las polaridades de voltajes y corrientes suficientes para que el dispositivo no tenga conducción. Mostraremos su estado de conducción, donde describimos las polaridades de voltajes y corrientes necesarias para que el dispositivo entre en conducción, así mismo dentro de éste punto mostraremos algunas formas de activación y desactivación y métodos para proteger al dispositivo. Y mostraremos sus curvas características, donde identificamos los voltajes y corrientes que deben estar dentro de los datos proporcionados por el fabricante de estos dispositivos.

Presentaremos cuatro aplicaciones prácticas para cada uno de los dispositivos que hemos mencionado y las cuales son circuitos electrónicos que nos darán una visión más clara sobre la forma de poder analizar a los circuitos en aplicaciones reales y que podemos adaptarlos a los requerimientos que necesitamos. También ejemplificaremos con algunos de estos circuitos sobre la forma de poder diseñar; Básicamente, aplicaremos la ley de Ohm y las leyes de Kirchhoff de sumatorias de corrientes y voltajes, las cuales son la base para realizar cualquier análisis dentro de un circuito eléctrico. Para cada dispositivo que analizaremos, obtendremos los datos necesarios de manuales que podemos conseguir fácilmente y que se utilizan comúnmente en la escuela, como lo son el NTE Semiconductors y el Motorola Semiconductors. Dentro de éstos circuitos será necesario aplicar dispositivos inductivos y capacitivos ya que sin éstos no podríamos realizar casi ningún circuito. Los datos de fabricante de cada uno de los cuatro dispositivos y los valores comerciales de resistores y capacitores serán utilizados para que de esta manera podamos asegurar que los circuitos puedan acercarse lo más posible a un funcionamiento real y estandarizado; todos los circuitos serán considerados con cargas reales.

En síntesis, lo que trataremos de mostrar en este trabajo de tesis es que lo aprendido en las diferentes materias que se cursan durante la carrera, sirven para entender, analizar y diseñar a un circuito práctico real y que podemos aplicarlos libremente según las necesidades que se nos presenten.



TEMA 1. COMPONENTES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA

1.1 El diodo rectificador

1.1.1 FUNCIONAMIENTO

Los diodos semiconductores de potencia juegan un papel significativo en los circuitos electrónicos de potencia. Un diodo funciona como interruptor, a fin de llevar a cabo varias funciones, como la de interruptores en los rectificadores, de marcha libre en los reguladores conmutados, inversión de carga en los capacitores y transferencia de energía entre componentes, aislamiento de voltaje, retroalimentación de la energía de la carga a la fuente de energía y recuperación de la energía atrapada.

El diodo idealmente, es un componente discreto que permite la circulación de corriente entre sus terminales en un determinado sentido, mientras que la bloquea en el sentido contrario.

El funcionamiento del diodo ideal es el de un componente que presenta resistencia nula al paso de la corriente en un determinado sentido, y resistencia infinita en el sentido opuesto.

$$\left. \begin{array}{l} V = 0 \\ I > 0 \end{array} \right\} \Rightarrow R = \frac{V}{I} = 0$$

Presenta resistencia nula

$$\left. \begin{array}{l} V < 0 \\ I = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow R = \frac{V}{I} = \infty$$

Presenta resistencia infinita

Mediante el siguiente ejemplo se pretende mostrar el funcionamiento ideal de un diodo en circuito sencillo.

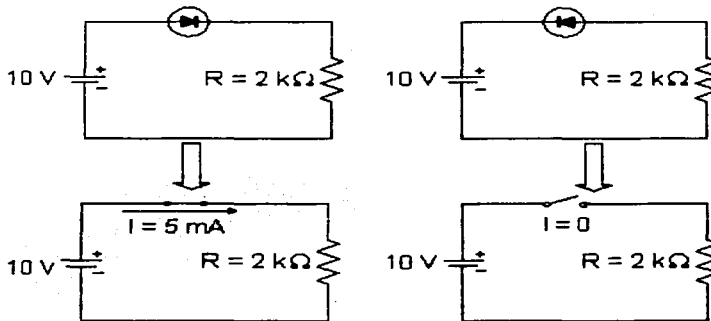


Figura 1.1 Ejemplo de funcionamiento del diodo ideal.

TECIS CON
FALLA DE ORIGEN

De la figura 1.1, según está colocada la fuente, la corriente debe circular en sentido horario.

En el circuito de la izquierda, el diodo permite dicha circulación, ya que la corriente entra por el ánodo, y éste se comporta como un interruptor cerrado. Debido a esto, se produce una caída de tensión de 10V en la resistencia, y se obtiene una corriente de 5mA.

En el circuito de la derecha, el diodo impide el paso de corriente, comportándose como un interruptor abierto, y la caída de tensión en la resistencia es nula: los 10V se aplican al diodo con polaridad negativa.

Para la mayor parte de las aplicaciones, se puede suponer que los diodos de potencia son interruptores ideales, pero los diodos prácticos o reales difieren de las características ideales y tienen ciertas limitaciones. Los diodos de potencia son similares a los diodos de señal de unión pn. Sin embargo, los diodos de potencia tienen mayores capacidades en el manejo de la energía, el voltaje y la corriente, que los diodos de señal ordinarios. La respuesta a la frecuencia (o velocidad de conmutación) es baja en comparación con los diodos de señal.

Diferencias entre el diodo de unión PN (real) y el diodo ideal

Las principales diferencias entre el comportamiento real e ideal son:

1. La resistencia del diodo en polarización directa no es nula.
2. La tensión para la que comienza la conducción es V_{ON} .
3. En polarización inversa aparece una pequeña corriente.
4. A partir de una tensión en inversa V_{PR} el dispositivo entra en conducción por avalancha.

TESIS CON
FECHA DE ORIGEN

1.1.2 CARACTERÍSTICAS

El diodo es un dispositivo semiconductor formado por la unión de dos pastillas semiconductoras, una de tipo P (ánodo) y otra de tipo N (cátodo). Dicha unión se muestra en la figura 1.2, donde se puede ver que existe una región llamada de agotamiento que se forma por la combinación de las cargas eléctricas de las pastillas.

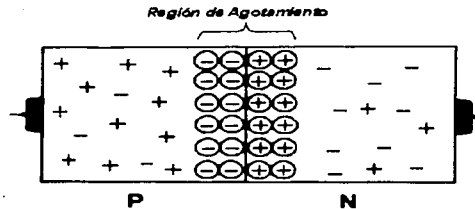
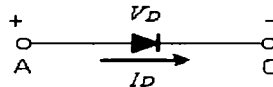


Figura 1.2 Unión PN.

Dichas pastillas se encapsulan en un material aislante y para que el usuario sepa identificar a las terminales, el fabricante dibuja con una franja al cátodo. Esto aparece en la figura 1.3.



TEXTO CON
FALLA DE ORIGEN

Figura 1.3 Símbolo de diodo.

Donde se puede ver:

V_D = Voltaje entre las terminales del diodo, en voltios (V).

I_D = Corriente de conducción del diodo, en amperios (A).

A = Terminal positiva llamada ánodo.

C = Terminal negativa llamada cátodo.

Cuando el potencial del ánodo es positivo con respecto al cátodo, se dice que el diodo tiene polarización directa o positiva y el diodo conduce; en esta disposición el diodo se comportará prácticamente como un corto circuito. Un diodo en conducción tiene una caída de voltaje relativamente pequeña a través de sí mismo; la magnitud de esta caída de voltaje es de alrededor de 0.7 voltios en diodos de silicio y de 0.3 voltios en diodos de germanio; también puede estar especificado por el fabricante.

Cuando el potencial del cátodo es positivo con respecto al ánodo, se dice que el diodo tiene polarización inversa y el diodo no conducirá, siendo equivalente a un circuito abierto. Sin embargo, bajo condiciones de polarización inversa, fluye una pequeña corriente inversa (también conocida como corriente de fuga) en el rango de los micros o miliamperios, cuya magnitud crece lentamente en función del voltaje inverso, hasta llegar al voltaje de avalancha o zener.

El diodo en conducción tiene un valor de corriente mayor de 0 amperios y en conducción inversa de casi 0 amperios; donde los valores exactos son datos del fabricante.

Para fines prácticos, un diodo se puede considerar como un interruptor ideal, cuyas características se muestran en la figura 1.4.

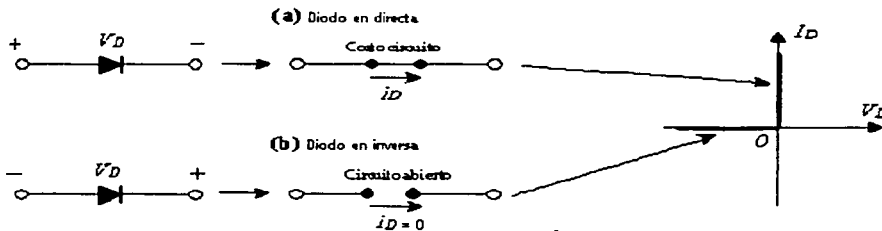


Figura 1.4 Modelo y curva del diodo ideal.

Para un análisis más aproximado se puede considerar al diodo como una fuente DC, cuyo valor es proporcionado por el fabricante (V_f) cuando está en directa, mientras que en inversa se puede considerar como un circuito abierto porque prácticamente no conduce. La gráfica de su curva característica aparece en la figura 1.5 y será ampliamente descrita en el subtítulo 1.1.3.

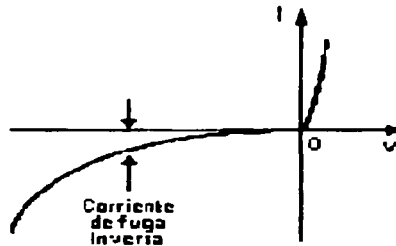


Figura 1.5 Curva característica V – I del diodo real.

REVISADO POR
EL ORIGIN

La operación del diodo se puede representar mediante una ecuación conocida como la ecuación Shockley del diodo, y está dada por la siguiente ecuación:

$$I_D = I_S (e^{V_D/nV_T} - 1)$$

donde:

I_D = corriente a través del diodo en Amperios (A).

V_D = voltaje del diodo con el ánodo positivo con respecto al cátodo en Voltios (V).

I_S = corriente de fuga (o corriente de saturación inversa), típicamente en el rango entre 10^{-6} y 10^{-15} Amperios .

n = constante empírica conocida como coeficiente de emisión o factor de idealidad, cuyo valor varía de 1 a 2 según la fabricación del diodo.

El coeficiente de emisión n depende del material y de la construcción física del diodo. En el caso de los diodos de germanio, n se considera igual a 1. En los diodos de silicio, el valor predicho de n es 2, pero en la mayor parte de los diodos de silicio reales, el valor de n cae entre 1.1 y 1.8.

V_T = constante llamada voltaje térmico y está dada por la siguiente ecuación:

$$V_T = \frac{kT}{q}$$

donde:

q = carga del electrón : 1.6022×10^{-19} culombios

T = temperatura absoluta en grados kelvins = $273 + ^\circ\text{C}$

k = constante de Boltzmann = $1.3806 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

Por ejemplo, a una temperatura de unión de 25°C , el valor de V_T será:

$$V_T = \frac{kT}{q} = \frac{1.3806 \times 10^{-23} (273 + 25)}{1.6022 \times 10^{-19}} \approx 25.8 \text{ mV}$$

De acuerdo a la forma de polarizar a un diodo, éste se puede encontrar en las siguientes regiones:

Región de polarización directa

En la región de polarización directa, $V_D > 0$. La corriente del diodo I_D es muy pequeña si el voltaje del diodo V_D es menor que un valor específico V_{TD} (típicamente 0.7 V). El diodo conduce totalmente si V_D es mayor que este valor V_{TD} , que se conoce como el voltaje umbral, voltaje de corte, o voltaje de activación. Por lo tanto, el voltaje umbral es un voltaje al cual el diodo conduce totalmente.

Región de polarización inversa

En la región de polarización inversa, $V_D < 0$. Si V_D es negativo y $|V_D| \gg V_T$, cosa que ocurre para $V_D < -0.1$, el término de la exponencial de la ecuación es despreciablemente pequeña en comparación con la unidad.

Región de ruptura

En la región de ruptura, el voltaje inverso es alto, por lo general mayor que 1000 V. La magnitud del voltaje inverso excede un voltaje especificado conocido como voltaje de ruptura V_{PR} . La corriente inversa aumenta rápidamente con un pequeño cambio en el voltaje inverso más allá de V_{PR} . La operación en la región de ruptura no será destructiva, siempre y cuando la disipación de la potencia esté dentro del "nivel seguro" especificado en la hoja de datos del fabricante. A menudo es necesario limitar la corriente inversa en la región de la ruptura, a fin de mantener la disipación de la energía dentro de valores permisibles.

Características de la recuperación inversa

La corriente de un diodo con polarización directa se debe al efecto de los portadores mayoritarios y minoritarios. Cuando un diodo está en modo de conducción directa y su corriente se reduce a cero (debido al comportamiento natural del circuito del diodo o a la aplicación de un voltaje inverso), el diodo continúa conduciendo, debido a los portadores minoritarios que permanecen almacenados en la unión pn y en el material del cuerpo semiconductor. Los portadores minoritarios requieren de un cierto tiempo para recombinarse con cargas opuestas y neutralizarse. Este tiempo se conoce como tiempo de recuperación inversa del diodo. En la Figura 1.6 se muestran dos características de recuperación inversa en los diodos; la recuperación suave y la recuperación abrupta.

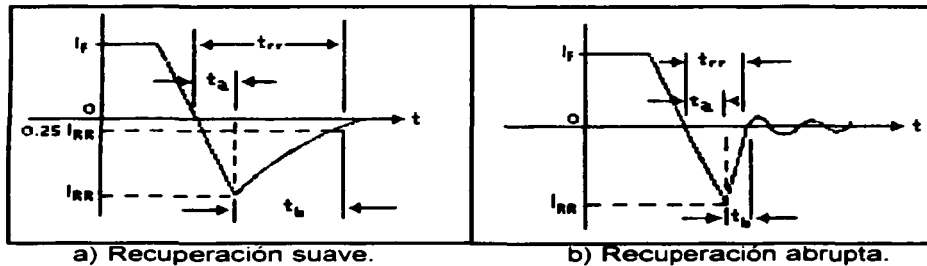


Figura 1.6 Tiempo de recuperación en el diodo.

El más común es el tipo de recuperación suave. El tiempo de recuperación inversa se denomina t_{rr} y se mide a partir del cruce del cero inicial de la corriente del diodo con el 25% de la corriente inversa máxima (o de pico), I_{RR} . t_{rr} está formado por dos componentes, t_a y t_b . t_a está generado por el almacenamiento de carga en la región de agotamiento de la unión y representa el tiempo entre el cruce por cero y la corriente inversa pico, I_{RR} . t_b es debido al almacenamiento de carga en el material del cuerpo del semiconductor. La relación t_b/t_a se conoce como el factor de suavidad, SF. Para efectos prácticos, uno debe preocuparse por el tiempo total de recuperación t_{rr} y por el valor pico de la corriente inversa I_{RR} , las cuales se pueden calcular a partir de las ecuaciones siguientes:

$$t_{rr} = t_a + t_b \text{ en segundos} \quad \text{y} \quad I_{RR} = t_a \frac{di}{dt} \text{ en amperios}$$

El tiempo de recuperación inversa t_{rr} se puede definir como el intervalo de tiempo entre el instante en que la corriente pasa a través del cero, durante el cambio de la conducción directa a la condición de bloqueo inverso, y el momento en que la corriente inversa se ha reducido al 20% de su valor inverso pico I_{RR} . Su valor depende de la temperatura de la unión, de la velocidad de abatimiento de la corriente directa y de la corriente directa antes de la conmutación.

La carga de recuperación inversa Q_{RR} , es la cantidad de portadores de carga que fluyen a través del diodo en dirección inversa debido a un cambio de la conducción directa a la condición de bloqueo inverso. Su valor queda determinado por el área encerrada por la trayectoria de la corriente de recuperación inversa.

La carga de almacenamiento, que es el área envuelta por la trayectoria de la corriente de recuperación, se puede determinar con ayuda de la relación siguiente:

$$Q_{RR} \cong \frac{1}{2} I_{RR} t_a + \frac{1}{2} I_{RR} t_b = \frac{1}{2} I_{RR} t_{rr}$$

La corriente de recuperación inversa pico I_{RR} , la carga inversa Q_{RR} y el factor de suavidad SF son todos de interés para el diseñador de circuitos, y estos parámetros se incluyen en forma común en las hojas de especificación de diodos.

Si un diodo está en una condición de polarización inversa, fluye una corriente de fuga debida a los portadores minoritarios. En ese caso, la aplicación de un voltaje directo obligaría al diodo a conducir la corriente en la dirección directa. Sin embargo, se requiere de un cierto tiempo, conocido como tiempo de recuperación directa (o de activación), antes de que los portadores mayoritarios de toda la unión puedan contribuir al flujo de corriente.

Si la velocidad de elevación de la corriente directa es alta, y la corriente directa está concentrada en una pequeña superficie de la unión, el diodo puede fallar. Por lo tanto, el tiempo de recuperación directo limita la velocidad de elevación de la corriente directa y la velocidad de conmutación.

Principales características comerciales

A la hora de elegir un diodo para una aplicación concreta se debe cuidar que presente unas características apropiadas para dicha aplicación. Para ello, se debe examinar cuidadosamente la hoja de especificaciones que el fabricante provee. Las características comerciales más importantes de los diodos que aparecen en cualquier hoja de especificaciones son:

Corriente máxima en directa, $I_{F_{Max}}$ o I_{FM} (DC forward current): Es la corriente continua máxima que puede atravesar el diodo en directa sin que este sufra ningún daño, puesto que una alta corriente puede provocar un calentamiento por efecto Joule excesivo. Los fabricantes suelen distinguir tres límites:

- Corriente máxima continua (I_{FM}).
- Corriente de pico transitoria (*Peak forward surge current*), en la que se especifica también el tiempo que dura el pico.
- Corriente de pico repetitivo (*Recurrent peak forward current*), en la que se especifica la frecuencia máxima del pico.

1) Tensión de ruptura en polarización inversa (*Breakdown Voltage, BV; Peak Inverse Voltage, PIV*): Es la tensión a la que se produce el fenómeno de ruptura por avalancha.

2) Tensión máxima de trabajo en inversa (*Maximun Working Inverse Voltage*): Es la tensión que el fabricante recomienda no sobrepasar para una operación en inversa segura.

3) Corriente en inversa, I_R (*Reverse current*): Es habitual que se exprese para diferentes valores de la tensión inversa.

4) Caída de tensión en PD, V_F (*Forward Voltage*): Pese a que se ha señalado anteriormente los 0.7V como valor típico, en muchas ocasiones los fabricantes aportan datos detallados de esta caída de tensión, mediante la gráfica I-V del dispositivo.

Además, es frecuente que los fabricantes suministren datos adicionales a cerca del comportamiento del dispositivo para otras temperaturas diferentes a la nominal.

1.1.3 CURVA DE OPERACIÓN

En la figura 1.7 se observan dos curvas; la punteada es la curva de operación de un diodo hecho de silicio y la no punteada es la curva de operación de un diodo hecho de germanio.

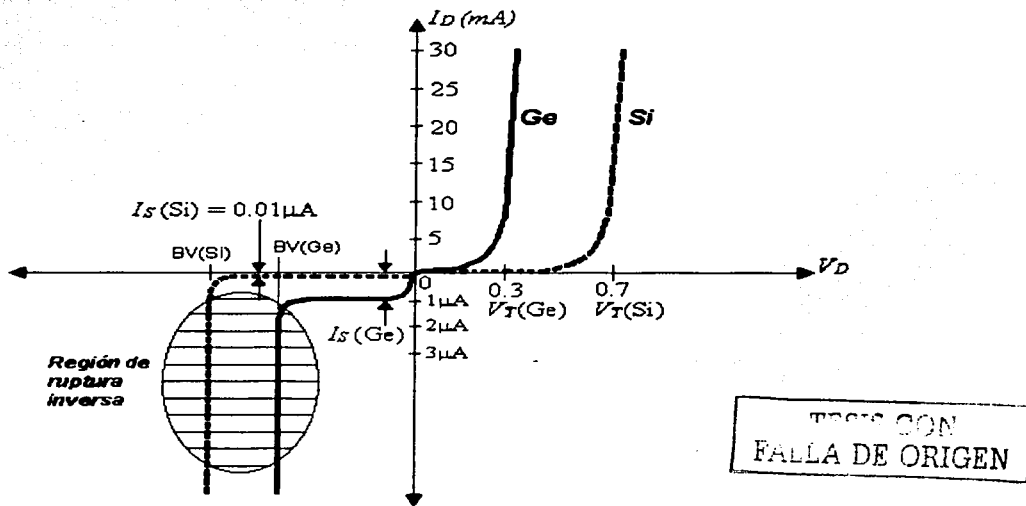


Figura 1.7 Curvas de operación para diodos de silicio y germanio.

De estas dos curvas se notan diferencias que se describen a continuación:

En los V_T ; voltajes típicos de conducción en polarización directa (con el ánodo positivo respecto al cátodo), se observa que el V_T para un diodo de silicio es de aproximadamente 0.7 V mientras que el V_T para un diodo de germanio es de aproximadamente 0.3 V.

Así mismo, se tienen diferencias en los voltajes de ruptura BV (voltajes en polarización inversa); se observa que para un diodo de silicio se requiere de un voltaje negativo mayor que en el diodo de germanio. Estas características se necesitan conocer y los valores de BV son datos de fabricante.

En el caso de las corrientes de fuga iniciales (o corrientes de saturación inversa) se observan, en la figura 1.7, diferencias significativas; la I_s de inicio para un diodo de silicio es de aproximadamente de $0.01 \mu A$ mientras que la I_s de inicio para un diodo de germanio es de aproximadamente $1 \mu A$ el cual es un valor diez veces mas alto que en el silicio; ésta podría ser una de las principales desventajas que se encuentran al usar diodos de germanio en donde estos diodos conducen una mayor corriente de fuga I_s inicial y depende de la aplicación que se desee hacer en cada diodo.

Para un diodo de silicio la corriente de saturación inversa I_s aumentará cerca del doble en magnitud por cada $10^\circ C$ de incremento en la temperatura.

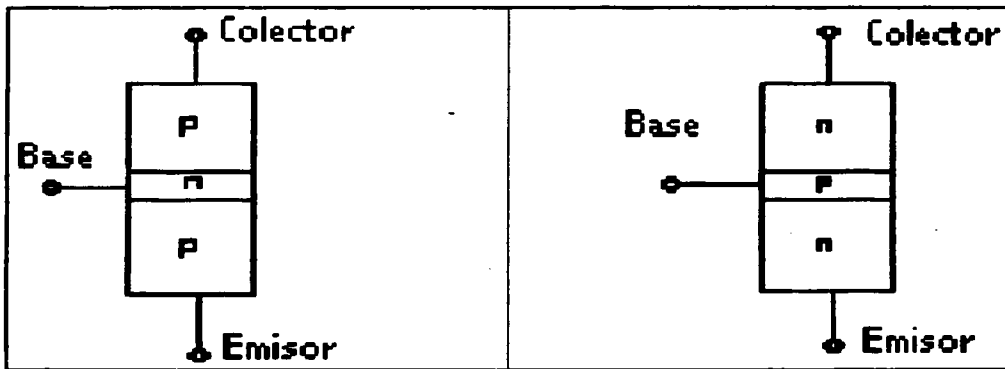
TIENE CON
FALLA DE ORIGEN

1.2 El transistor bipolar de juntura (TBJ)

1.2.1 FUNCIONAMIENTO

Los transistores de potencia tienen características controladas de activación y desactivación. Los transistores, que se utilizan como elementos conmutadores, se operan en la región de saturación, lo que da como resultado es una baja caída de voltaje en su salida. Los transistores tienen ciertas limitaciones, por lo que se encuentran restringidos en algunas aplicaciones, las características y especificaciones proporcionadas por el fabricante deberán examinarse para determinar su adecuada aplicación particular.

Un transistor bipolar se forma añadiendo una segunda región de material tipo p ó tipo n a un diodo de unión pn. Con dos regiones n y una región p, se forman dos uniones conocidas como un transistor NPN. Con dos regiones p y una región n, se conoce como un transistor PNP. Las tres terminales se llaman colector, emisor y base. Un transistor bipolar tiene dos uniones, la unión colector base (CBJ) y la unión base emisor (BEJ). Esto se muestra en la figura 1.8.



a) Unión PNP. b) Unión NPN.
Figura 1.8 Dos tipos de uniones existentes para transistores TBJ.

TECNOLOGÍA CON
FALLA DE ORIGEN

Para ejemplificar el funcionamiento de un transistor bipolar de unión se observara la figura 1.9, en donde se encuentra un transistor NPN a dos fuentes. Una tensión de voltaje V_{BB} se aplica a la base del transistor y los pequeños cambios de voltaje entre las terminales B y E dan como resultado grandes cambios en la corriente a través del resistor R_2 (salida). El transistor NPN consiste en una capa muy fina de material tipo p entre dos secciones de material tipo n. El material tipo n a la izquierda del diagrama representa el elemento emisor del transistor, que constituye la fuente de electrones. Para permitir el avance de la corriente a lo largo de la unión np, el emisor tiene un pequeño voltaje negativo con respecto a la capa tipo p, o componente base, que controla el flujo de electrones. El material tipo n en el circuito de salida sirve como elemento colector y tiene un voltaje positivo alto con respecto a la base, para evitar la inversión de corriente. Los electrones que salen del emisor entran en la base, son atraídos hacia el colector cargado positivamente y fluyen a través del circuito de salida. La resistencia de entrada entre el emisor y la base es reducida, mientras que la resistencia de salida entre el colector y el emisor es elevada; Por lo tanto, pequeños cambios en el voltaje de la base provocan grandes cambios en la caída de voltaje a lo largo de la resistencia del colector.

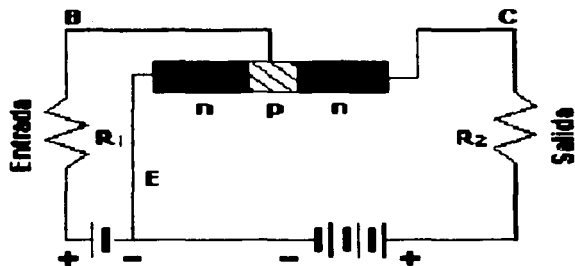
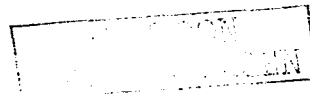


Figura 1.9 Ejemplo de funcionamiento del transistor NPN.

En el caso de un transistor PNP, el funcionamiento sería similar solamente cambiarían las polaridades de los voltajes y la dirección de las corrientes; en cualquier caso, ya sea con transistores NPN ó PNP, en un análisis matemático serían los signos de voltajes y signos de corrientes los que cambiarían, por lo que las ecuaciones de los transistores de unión bipolar son generales, tanto para NPN como para PNP.



1.2.2 CARACTERÍSTICAS

Características en régimen permanente

De los transistores bipolares de juntura (TBJ) existen dos tipos; transistor NPN y transistor PNP. Estos dos tipos se pueden explicar a partir de sus terminales: tienen una terminal de entrada llamada Base, por donde puede ser controlada la activación y desactivación de su operación, esto hace que pueda funcionar como un dispositivo conmutador a una velocidad mayor que los diodos y los tiristores, pero a menor corriente por lo que se usan en circuitos de menor potencia. Además cuentan con dos terminales de salida llamadas Colector y Emisor, para controlar la carga o circuito que se conecte a la salida.

En la figura 1.10 se pueden ver los símbolos para los transistores de uniones PNP y NPN, y donde se muestra la dirección de las corrientes en la Base, Colector y Emisor dependiendo del tipo de unión en la que circulen.

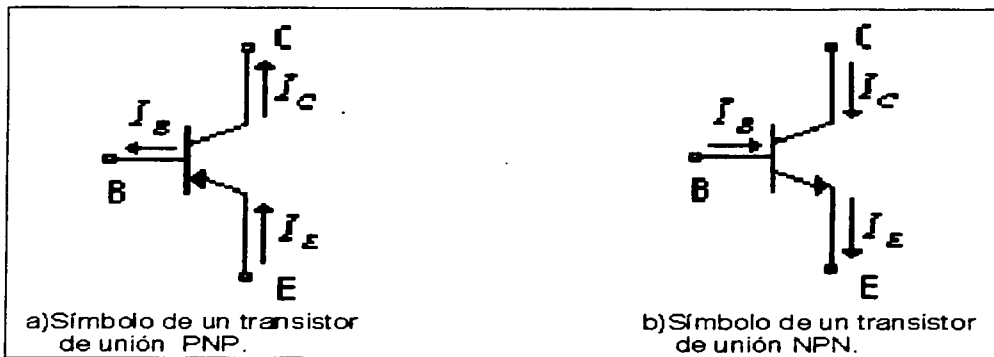


Figura 1.10 Símbolos de transistores TBJ y sus direcciones de corrientes en Base, Colector y Emisor.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

En un transistor existen tres regiones de operación normal: región de corte, región activa y región de saturación.

En la región de corte, el transistor está desactivado y la corriente de base no es suficiente para activarlo. En la región activa, el transistor actúa como un amplificador, donde la corriente del colector queda amplificada mediante la ganancia del transistor y el voltaje colector – emisor (V_{CE}) disminuye con la corriente de la base. La unión colector - base tiene polarización inversa, y la unión base – emisor tiene polarización directa. En la región de saturación, la corriente de base es lo suficientemente alta para que el voltaje colector – emisor (V_{CE}) sea bajo, y el transistor actúa como interruptor. Ambas uniones, (CBJ) colector – base y (BEJ) base – emisor, tienen polarización directa.

La característica de transferencia entre regiones de operación, la cual es una gráfica de V_{CE} en función de I_B , se puede observar en la figura 1.11.

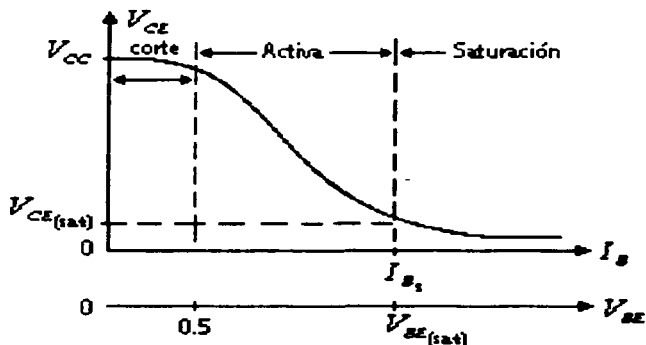


Figura 1.11 Característica de la transferencia entre regiones de operación.

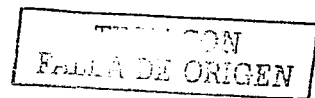
Para relacionar las corrientes en los transistores de unión bipolar se tiene la siguiente ecuación:

$$I_E = I_C + I_B$$

también:

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

$$I_E \approx I_C \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) = I_C \frac{\beta + 1}{\beta}$$



La corriente de base I_B , es efectivamente la corriente de entrada y la corriente del colector I_C es la corriente de salida. La relación entre la corriente del colector I_C y la corriente de base I_B , se conoce como ganancia de corriente β y esta dada por la siguiente expresión:

$$\beta = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

La corriente del colector tiene dos componentes: una debida a la corriente de base y otra debida a la corriente de fuga de la unión colector emisor, como se denota en la expresión siguiente:

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO}$$

donde I_{CEO} es la corriente de fuga colector a emisor con la base en circuito abierto, por lo que se puede considerar despreciable en comparación con βI_B .

La corriente del colector también se puede expresar como:

$$I_C \approx \alpha I_E$$

donde la constante α está relacionado con β mediante la expresión:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

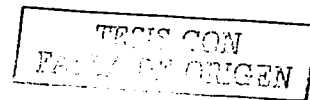
o bien:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Características de conmutación

Una unión pn con polarización directa exhibe dos capacitancias paralelas: una capacitancia de la capa de agotamiento y una capacitancia de difusión. Por otra parte, una unión pn con polarización inversa sólo tiene una capacitancia de agotamiento. Bajo condiciones de régimen permanente, estas capacitancias no juegan ningún papel. Sin embargo, en condiciones transitorias, influyen en el comportamiento de activación y desactivación del transistor.

C_{cb} y C_{be} son las capacitancias efectivas de las uniones CBJ y BEJ, respectivamente.



La transconductancia g_m de un TBJ se define como la relación entre ΔI_C y ΔV_{BE} . Estas capacitancias dependen de los voltajes de la unión y de la construcción física del transistor. C_{cb} afecta en forma significativa la capacitancia de entrada. r_{ce} y r_{be} son las resistencias de colector a emisor y de la base a emisor, respectivamente.

Debido a las capacitancias internas, el transistor no se activa en forma instantánea. En la figura 1.12 se observa que conforme el voltaje de entrada V_B se eleva desde cero hasta V_1 y la corriente de base se eleva hasta I_{B1} , la corriente del colector no responde de inmediato. Existe un retraso, conocido como tiempo de retraso, t_d antes de que fluya cualquier corriente del colector. Este retraso es necesario para cargar la capacitancia de la unión BEJ al voltaje de polarización directa V_{BE} (aproximadamente de 0.7 volts). Una vez pasado este retraso, la corriente del colector se eleva al valor de régimen permanente I_{CS} . El tiempo de elevación t_r depende de la constante de tiempo determinada por la capacitancia de la unión BEJ.

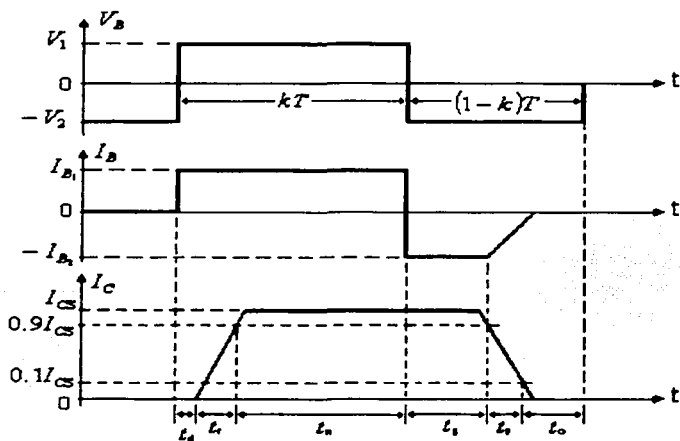


Figura 1.12 Tiempos de conmutación de transistor bipolar.

TEXTO CON
FALLA DE ORIGEN

Ruptura secundaria

La ruptura secundaria (SB), que es un fenómeno destructivo, resulta del flujo de corriente a una pequeña porción de la base, lo que produce puntos calientes. Si la energía en estos puntos calientes es suficientemente grande, el calentamiento excesivo puede dañar al transistor. Por lo tanto, la ruptura secundaria es causada por un sobrecalentamiento térmico, resultado de concentraciones altas de corriente. La concentración de corriente puede ser causada por defectos en la estructura del transistor. La ruptura secundaria ocurre en ciertas combinaciones de voltaje, corriente y tiempo. Dado que el tiempo está involucrado, la ruptura secundaria es básicamente un fenómeno que depende de la energía.

Área de operación segura en polarización directa (FBSOA)

Durante la condición activa y en operación, la temperatura promedio de la unión y la ruptura secundaria limitan la capacidad de manejo de potencia de un transistor. Los fabricantes normalmente proporcionan curvas FBSOA bajo condiciones de prueba especificadas. Las FBSOA indican los límites de $I_C - V_{CE}$ del transistor; para una operación confiable del mismo el transistor no debe ser sujeto a una disipación de potencia mayor que la que se muestra en la curva FBSOA proporcionada por el fabricante del dispositivo.

Área de operación segura en polarización inversa (RBSOA)

Durante la desactivación, el transistor debe soportar una corriente y un voltaje altos, en la mayor parte de los casos con una unión base a emisor con polarización inversa. El voltaje colector – emisor debe mantenerse a un nivel seguro o por debajo de un valor especificado de la corriente del colector. Los fabricantes proporcionan límites para el $I_C - V_{CE}$ durante la desactivación con polarización inversa como el área de operación segura en polarización inversa (RBSOA).

Voltajes de ruptura

Un voltaje de ruptura se define como el voltaje máximo absoluto entre dos terminales, con la tercera terminal abierta, en corto circuito o polarizada, ya sea directa o inversamente. En la ruptura el voltaje se conserva relativamente constante, en tanto que la corriente se eleva con rapidez. Los fabricantes citan los siguientes voltajes de ruptura:

V_{EBO} : voltaje máximo entre las terminales del emisor y de la base, con la terminal del colector en circuito abierto.

V_{CEV} o V_{CEX} : voltaje máximo entre las terminales del colector y del emisor, a un voltaje negativo especificado aplicado entre base y emisor.

$V_{CEO(SUS)}$: voltaje máximo de mantenimiento entre las terminales del colector y del emisor, con la base en circuito abierto. Esta especificación se fija a los valores máximos de corriente y voltaje del colector, apareciendo simultáneamente a través del dispositivo con un valor específico de la inductancia de la carga.

Decaimiento de potencia

En la figura 1.13 se muestra el circuito térmico equivalente de un transistor TBJ, si la pérdida de potencia total es P_T , la temperatura de la cubierta del transistor se da con la expresión siguiente:

$$T_C = T_J - P_T R_{JC}$$

(donde T_J es la temperatura de la juntura)

La temperatura del disipador de calor se muestra en la expresión:

$$T_S = T_C - P_T R_{CS}$$

La temperatura ambiente esta dada por la expresión:

$$T_A = T_S - P_T R_{SA}$$

Donde se observa que:

R_{JC} = La resistencia térmica de la unión a la cubierta, °C/W.

R_{CS} = La resistencia térmica de la cubierta al disipador térmico, °C/W.

R_{SA} = La resistencia térmica del disipador térmico al ambiente, °C/W.

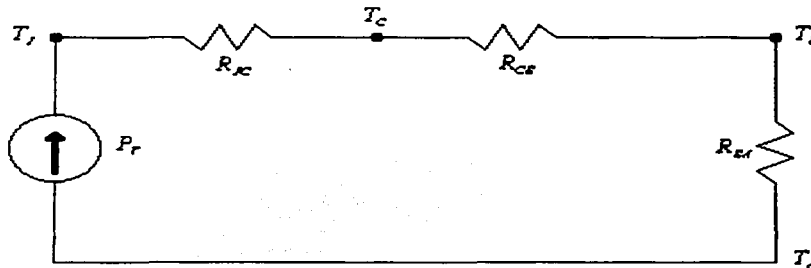
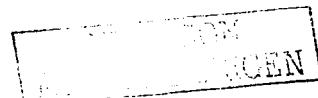


Figura 1.13 Circuito térmico equivalente de un transistor TBJ.



1.2.3 CURVAS DE ENTRADA Y SALIDA

Curva de entrada

La figura 1.14 muestra las características típicas de entrada de la corriente de base I_B en función del voltaje de base a emisor V_{BE} para el transistor NPN.

Se observa que mientras V_{BE} se mantiene en un valor cercano de cero voltios, la I_B también se mantendrá en cero amperios, pero mientras V_{BE} crece hasta llegar a un valor determinado de voltios, la I_B empezará a crecer gradualmente y cuando el V_{BE} llega a un valor constante, de igual manera la I_B dejará de crecer, logrando con esto mantener un control eficiente del voltaje colector a emisor (V_{CE}) en la salida.

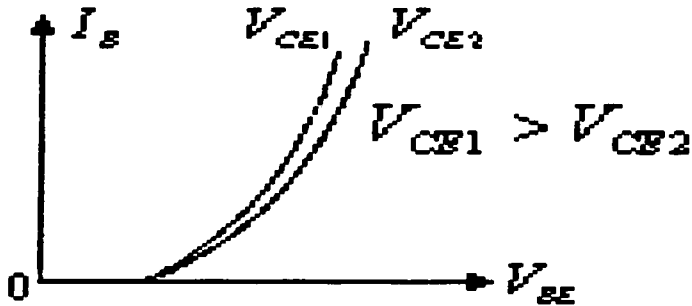


Figura 1.14 Curva característica de entrada, I_B contra V_{BE} del transistor NPN.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Curva de salida

La figura 1.15 muestra las características típicas de salida de la corriente del colector I_C en función del voltaje colector a emisor V_{CE} para el transistor NPN. Se observa que cuando la corriente de la base I_B aumenta, el V_{CE} disminuye y al mismo tiempo la I_C aumenta; comprobándose con esto que la corriente de base es la que controla a la corriente de salida la cual es I_C y al mismo tiempo se da una caída de voltaje V_{CE} , por lo que la corriente I_B gobierna la región en la que se encontrará operando el transistor y en donde la máxima corriente I_C se dará cuando la I_B sea lo suficiente alta y el transistor se encontrará operando en la región de saturación, comportándose básicamente como un interruptor, donde el V_{CE} de saturación será lo suficientemente bajo como para dejar circular la I_C más alta que el transistor pueda soportar.

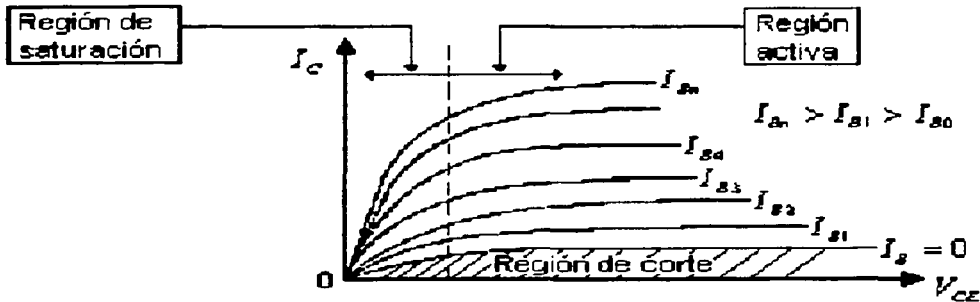


Figura 1.15 Curva característica de salida, I_C contra V_{CE} del transistor NPN.

Es necesario mencionar que para transistores de unión PNP las gráficas serán las mismas con la diferencia de que los signos de voltajes y corrientes serán inversos. Las características de entrada y salida en los dos tipos de transistores serán similares, pero con polaridades inversas.

TESIS CON
FOLIA DE ORIGEN

1.3 El rectificador controlado de silicio (SCR)

1.3.1 DESCRIPCIÓN

El SCR, de la familia de los tiristores, es un dispositivo semiconductor de cuatro capas de estructura pnpn y con tres uniones pn. Tiene tres terminales, las cuales son: Ánodo, Cátodo y Compuerta (o puerta), esto se puede observar en la figura 1.16 donde también se muestra el símbolo para el SCR.

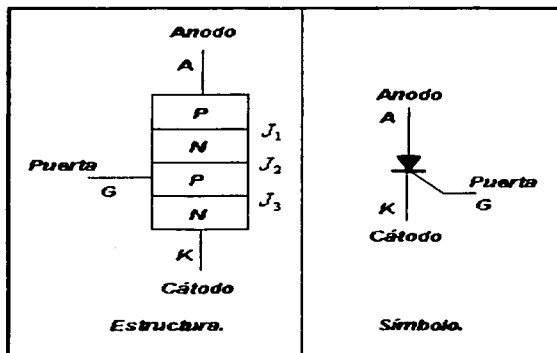


Figura 1.16 Estructura y símbolo para el SCR.

El SCR se comporta como un diodo, sin embargo, su corriente de conducción es controlable. Por esta razón se le llama rectificador controlado de silicio (SCR). A diferencia del diodo, que presenta dos estados de trabajo (bloqueo inverso y conducción), el SCR posee un estado de trabajo más llamado estado de bloqueo directo y se caracteriza porque a pesar de la existencia de polaridad positiva (ánodo positivo con respecto al cátodo) el SCR puede bloquear la corriente en el sentido de conducción. Esto se estudiará ampliamente en los subtemas 1.3.2 y 1.3.3.

RECIBIDO CON
FALLA DE ORIGEN

En la figura 1.17 se muestra de una manera simple el funcionamiento del SCR en sus tres estados de trabajo, donde se observa que este dispositivo cuenta con un estado de trabajo más que el diodo, el cual es el estado de bloqueo directo.

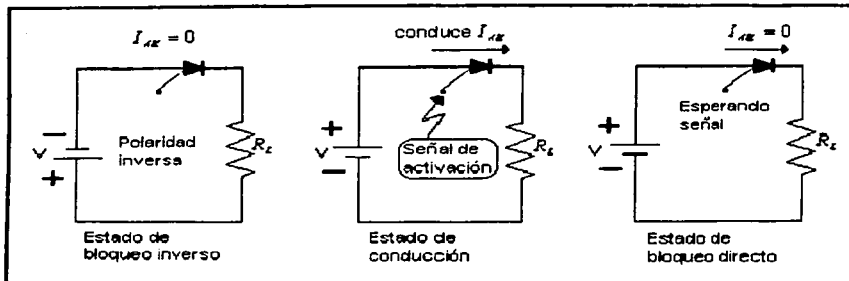


Figura 1.17 Funcionamiento del SCR en sus tres estados de trabajo.

El SCR es un elemento unidireccional; una vez aplicada la señal de mando a la compuerta, el dispositivo deja pasar una corriente que sólo puede tener un único sentido; de ánodo a cátodo.

El dispositivo cumple varias misiones, de las cuales las más importantes son:

- **Rectificación:** Consiste en usar la propiedad de funcionamiento unidireccional del dispositivo, el cual realiza la función de un diodo;
- **Interrupción de corriente:** Usado como interruptor, el SCR puede reemplazar a los contactores mecánicos;
- **Regulación:** La posibilidad de ajustar el momento preciso de activación permite emplear el SCR para gobernar la potencia o la corriente media de salida;
- **Amplificación:** Puesto que la corriente en la compuerta puede ser muy pequeña (μA) en comparación con la corriente en el ánodo, se puede activar con un circuito digital.

1.3.2 ESTADO DE BLOQUEO

Estado de bloqueo directo

Observando la figura 1.18, cuando el voltaje del ánodo se hace positivo con respecto al cátodo, las uniones J_1 y J_3 tienen polarización directa o positiva. La unión J_2 tiene polarización inversa, y sólo fluirá una pequeña corriente de fuga del ánodo al cátodo. Se dice entonces que el SCR está en condición de bloqueo directo o en estado desactivado llamándose a la corriente de fuga corriente de estado inactivo I_D .

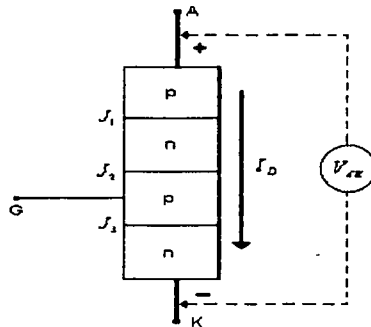


Figura 1.18 Estado de bloqueo directo.

Si el voltaje ánodo a cátodo V_{AK} se incrementa a un valor lo suficientemente grande, la unión J_2 polarizada inversamente entrará en ruptura. Esto se conoce como ruptura por avalancha y el voltaje correspondiente se llama voltaje de ruptura directa V_{BO} .

En la figura 1.19 se muestra la curva característica de bloqueo directo. Muestra el comportamiento del SCR en estado de no encendido con tensión positiva del ánodo respecto al cátodo y electrodo de mando (compuerta) abierto.

Esta curva apenas se diferencia de la del caso de bloqueo inverso. En un principio, la corriente I_B permanece constante al incrementarse la tensión de bloqueo directo V_B . Con la tensión V_{BTO} acontece el incremento rápido de corriente. El SCR está dimensionado de manera que V_{RBR} y V_{BTO} sean aproximadamente iguales en valor absoluto.

TEXTO CON
FALLA DE ORIGEN

La curva característica de bloqueo directo cae a la de conducción en un determinado valor de la corriente I_B durante el incremento rápido (reflejado a trazos en la figura 1.19). Por ello, V_{BTO} se denomina tensión nula de relajación (nula se refiere a corriente de compuerta = 0A) ó activación.

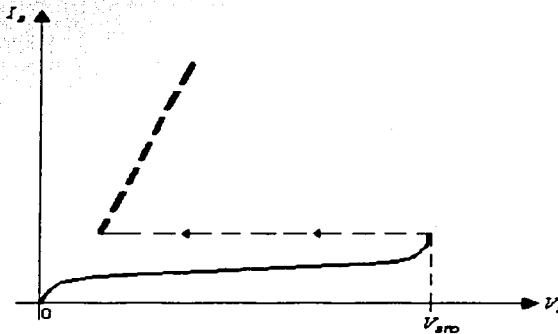


Figura 1.19 Curva característica de bloqueo directo.

Si la velocidad de elevación del voltaje ánodo a cátodo es alta, la corriente de carga de las uniones capacitivas puede ser suficientemente alta y activar el SCR. Un valor alto de corriente de carga puede dañar el SCR; por lo que el dispositivo debe protegerse contra un dv/dt alto. Los fabricantes especifican el dv/dt máximo permisible de los SCR's.

Estado de bloqueo inverso

Cuando el voltaje del cátodo es positivo con respecto al ánodo, la unión J_2 tiene polarización directa, pero las uniones J_1 y J_3 tienen polarización inversa. Esto es similar a dos diodos conectados en serie con un voltaje inverso a través de ellos. El SCR estará en estado de bloqueo inverso y una corriente de fuga inversa, conocida como corriente inversa I_R , fluirá a través del dispositivo. Esto se muestra en la figura 1.20.

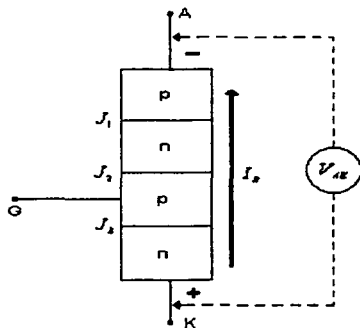


Figura 1.20 Estado de bloqueo inverso.

La curva característica de bloqueo inverso esclarece el comportamiento de bloqueo inverso del SCR con la conexión de mando (compuerta) abierta.

La curva característica de bloqueo inverso tiene dos porciones definidas:

- 1- El nivel de corriente de bloqueo inverso;
- 2- El incremento rápido de corriente de bloqueo inverso.

Es característico de un SCR en estado de bloqueo inverso, que incluso con altos voltajes de V_R , únicamente fluye una pequeña cantidad de corriente llamada corriente de bloqueo inverso I_R . Esta corriente de bloqueo inverso se mantiene casi constante a pesar de que el voltaje V_R sea creciente. Por este motivo, esta parte de la curva característica se designa como nivel de corriente de bloqueo inverso y se muestra en la figura 1.21.

Al alcanzar el voltaje de ruptura de bloqueo inverso V_{RBR} , esta zona de la curva característica pasa a la de crecimiento rápido y la corriente de bloqueo inverso crece violentamente. Por lo tanto, el voltaje de bloqueo inverso V_{RBR} es el voltaje máximo al que puede ser expuesto el dispositivo SCR para hacerlo conducir en inversa, pero la componente se daña porque se forma un corto circuito entre el ánodo y el cátodo.

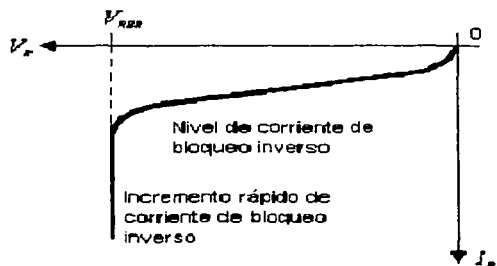


Figura 1.21 Curva característica de bloqueo inverso.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

1.3.3 ESTADO DE CONDUCCIÓN

Si el voltaje ánodo a cátodo V_{AK} se incrementa a un valor lo suficientemente grande, la unión J_2 polarizada inversamente entrará en conducción. Esto se conoce como conducción por avalancha y el voltaje correspondiente se llama voltaje de conducción directa V_{BO} . Dado que las uniones J_1 y J_3 ya tienen polarización directa, habrá un movimiento libre de portadores a través de las tres uniones, que provocará una gran corriente directa del ánodo, esto se observa en la figura 1.22.

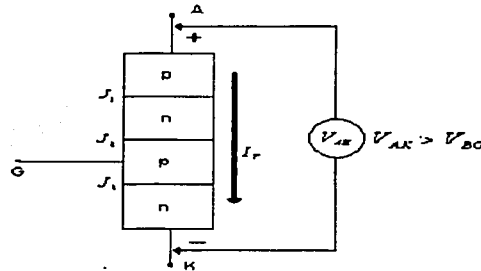
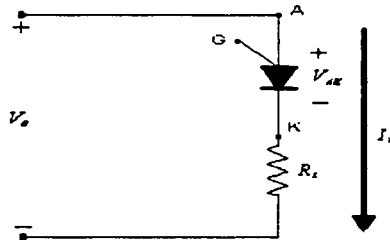


Figura 1.22 Incremento de I_T debido a $V_{AK} > V_{BO}$.

Se dice que el dispositivo ha sido disparado. La caída de voltaje se deberá a la caída óhmica de las cuatro capas y será pequeña, por lo común de 1V. En el estado activo, la corriente del ánodo está limitada por una impedancia o una resistencia externa de carga R_L , tal y como se muestra en la figura 1.23.



TRANSISTOR CON FALLA DE ORIGEN

Figura 1.23 Limitación de I_T con ayuda de R_L .

La corriente del ánodo debe ser mayor que un valor conocido como corriente de enganche I_L , a fin de mantener la cantidad requerida de flujo de portadores a través de la unión. La corriente de enganche I_L es la corriente del ánodo mínima requerida para mantener el SCR en estado de conducción inmediatamente después de que ha sido activado y se ha retirado la señal de compuerta.

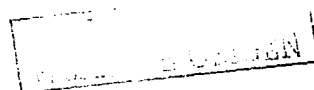
Una vez que el SCR es activado, se comporta como un diodo en conducción y ya no hay control sobre el dispositivo. El SCR seguirá conduciendo, porque en la unión J_2 no existe una capa de agotamiento debida a movimientos libres de los portadores. Sin embargo, si se reduce la corriente directa del ánodo por debajo de un nivel conocido como corriente de mantenimiento I_H , se genera una región de agotamiento alrededor de la unión J_2 debida al número reducido de portadores; el SCR estará entonces en estado de bloqueo. La corriente de mantenimiento es del orden de los miliamperios y es menor que la corriente de enganche I_L . Esto significa que $I_L > I_H$. La corriente de mantenimiento I_H es la corriente del ánodo mínima para mantener el SCR en estado de régimen permanente.

Un SCR se puede activar aumentando el voltaje directo de V_{AK} más allá de V_{RO} , pero esta forma de activarlo puede ser destructiva. En la práctica, el voltaje directo se mantiene por debajo de V_{RO} y el SCR se activa mediante la aplicación de un voltaje positivo entre la compuerta y el cátodo, mostrado en la figura 1.26 como disparo de compuerta con líneas punteadas. Una vez activado el tiristor mediante una señal de compuerta y una vez que la corriente del ánodo es mayor que la corriente de mantenimiento I_H , el dispositivo continúa conduciendo, debido a una retroalimentación positiva, aun si se elimina la señal de compuerta. Un SCR es un dispositivo de enganche.

Otras formas para activar al SCR

Un SCR se activa incrementando la corriente del ánodo. Esto se puede llevar a cabo mediante una de las siguientes formas.

- **Térmica:** Si la temperatura de un SCR es alta, habrá un aumento en el número de pares electrón-hueco, lo que aumentará las corrientes de fuga. Este aumento en las corrientes de fuga hará que la ganancia interna del dispositivo aumente significativamente. Esta acción regenerativa puede provocar que el dispositivo se active. Este tipo de activación puede causar una fuga térmica que por lo general se debe evitar para no dañar el dispositivo.
- **Luz:** Si se permite que la luz llegue a las uniones de un tiristor, aumentarán los pares electrón-hueco pudiéndose activar el SCR. La activación por esta manera se usa en los optoacopladores con salida a tiristor.
- **Alto voltaje:** Si el voltaje directo ánodo a cátodo es mayor que el voltaje de ruptura directo V_{RO} , fluirá una corriente de fuga suficiente para iniciar una



activación regenerativa. Este tipo de activación puede resultar destructiva para el SCR, por lo que se debe evitar.

- dv/dt : Si la velocidad de elevación del voltaje ánodo a cátodo es alta, la corriente de carga de las uniones capacitivas puede ser suficiente para activar el SCR. Ya se sabe que una unión pn presenta una cierta capacitancia. Si se hace crecer bruscamente la tensión ánodo a cátodo, esta capacitancia se carga con una corriente como se muestra en la expresión siguiente:

$$i = C \, dv/dt$$

Un valor alto de corriente de carga puede dañar el dispositivo; por lo que el SCR debe protegerse contra un dv/dt alto. Los fabricantes especifican el dv/dt máximo permisible de los SCR's.

Protección contra di/dt

Un SCR requiere de un tiempo mínimo para dispersar la conducción de la corriente en forma uniforme a través de las uniones. Si la velocidad de elevación de la corriente del ánodo es muy alta en comparación con la velocidad de dispersión del proceso de activación, aparecerá un punto de calentamiento, debido a una alta densidad de corriente, por lo que el dispositivo puede fallar, debido a una temperatura excesiva.

Los dispositivos prácticos deben protegerse contra un di/dt alto. Como ejemplo, consideremos el circuito de la figura 1.24. Bajo una operación de régimen permanente, D_m conduce cuando el tiristor T_1 está desactivado. Si T_1 se dispara cuando D_m está conduciendo, di/dt puede resultar muy alto y solamente limitado por la inductancia dispersa del circuito.

En la práctica, di/dt se limita al añadir un inductor en serie L_S , como se muestra en la figura 1.24.

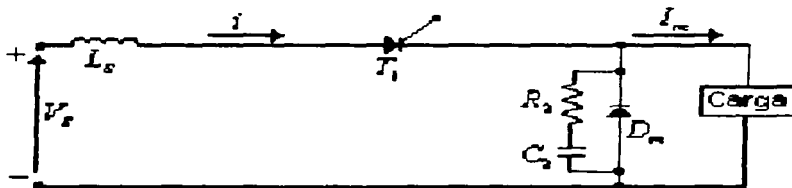


Figura 1.24 Circuito pulsador con inductor limitante de di/dt .

El di/dt directo es:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_S}{L_S}$$

donde: L_S es la inductancia en serie, que incluye cualquier inductancia dispersa.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Protección contra dv/dt

Si el interruptor S_1 de la figura 1.25a se cierra en $t=0$, se aplicará un escalón de voltaje a través del SCR (T_1) por lo que dv/dt puede ser lo suficientemente alto para activar el dispositivo. El dv/dt se puede limitar con el capacitor C_S que aparece en la misma figura 1.25a. Cuando el SCR se activa, la corriente de descarga del capacitor estará limitada por el resistor R_S , como aparece en la figura 1.25b.

Con un circuito RC conocido como circuito de freno, el voltaje a través del SCR se eleva en forma exponencial, como se muestra en la figura 1.25c, y el circuito dv/dt puede encontrarse aproximadamente a partir de la siguiente expresión:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{0.632V_S}{R_S C_S}$$

El valor de R_S se calcula con la expresión siguiente:

$$R_S = \frac{V_S}{I_{TD}}$$

donde: I_{TD} es la corriente de descarga.

Es posible utilizar más de una resistencia para dv/dt y para la descarga, tal y como aparece en la figura 1.25d. dv/dt queda limitado por R_1 y por C_S . ($R_1 + R_2$) limita la corriente de descarga, de modo que:

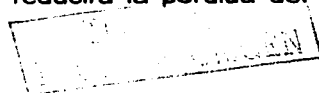
$$I_{TD} = \frac{V_S}{R_1 + R_2}$$

La carga puede formar un circuito en serie con la red de freno, tal y como se muestra en la figura 1.25e.

La relación de amortiguación se da en la siguiente expresión:

$$\mathcal{D} = \frac{R_S + R}{2} \sqrt{\frac{C_S}{L_S + L}}$$

A fin de limitar el excedente de voltaje pico aplicado a través del SCR, la relación de amortiguación se utiliza en el rango de 0.5 a 1.0. si la inductancia de la carga es alta, que por lo general es el caso, R_S puede ser alto y C_S puede ser pequeño, para retener el valor deseado de la relación de amortiguación. Un valor alto de R_S reducirá la corriente de descarga y un valor bajo de C_S reducirá la pérdida del



circuito de freno. Los circuitos de la figura 1.25 permiten determinar el valor requerido de la relación de amortiguación para limitar dv/dt a un valor deseado. Una vez conocida la relación de amortiguación, se pueden determinar R_s y C_s . Por lo general, se utiliza la misma red RC o de freno, tanto para la protección dv/dt como para suprimir el voltaje transitorio debido al tiempo de recuperación inversa.

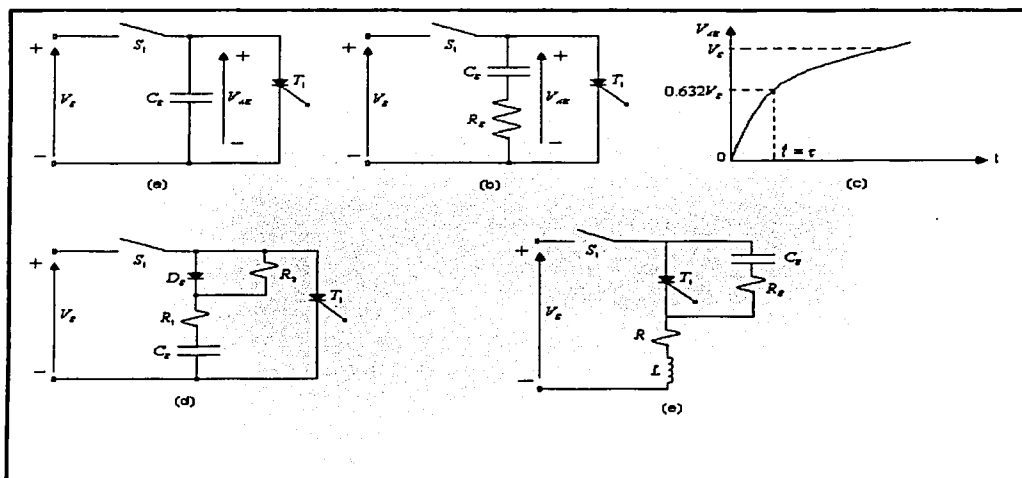


Figura 1.25 Circuitos de protección para dv/dt .

5
 FALLA DE ORIGEN

1.3.4 CURVA CARACTERÍSTICA

En la figura 1.26 se muestra la curva característica típica de un SCR, respetándose la corriente I_A en función del voltaje de ánodo a cátodo V_{AK} .

Cuando es nulo el voltaje V_{AK} , lo es también la corriente I_A . Al crecer el voltaje en sentido directo se alcanza un valor mínimo (V_D) que provoca la activación; el SCR se hace conductor y cae el voltaje ánodo a cátodo a un valor V_{FT} , mientras aumenta la corriente I_A . A esta corriente I_A que aumenta y la cual es directa, la llamaremos I_F .

Si se polariza inversamente el SCR, aplicándole un voltaje V_R (inverso) observaremos la existencia de una débil corriente inversa de fuga I_R , hasta que alcanza un punto de voltaje inverso máximo V_{RR} que provoca la destrucción del dispositivo.

El SCR es conductor sólo en el primer cuadrante. El disparo ha sido provocado en este caso por aumento del voltaje directo.

La aplicación de una corriente de mando en la compuerta desplaza hacia la derecha el punto de disparo V_D .

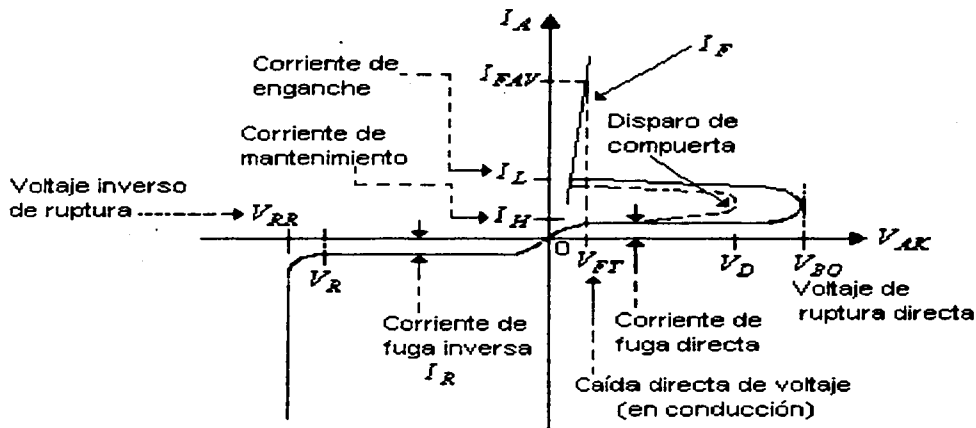


Figura 1.26 Curva característica para el SCR.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Definición de símbolos

En la tabla 1.1 aparece una lista con los significados de las siglas mostradas en la curva característica para el SCR.

Símbolo	Palabra en inglés	Significado en español
AV	Average	Media
D	Direct	Continua
F	Forward	Sentido directo
G	Gate	Puerta
H	Hold	Mantenimiento
L	Latching	Enganche
M	Maximum	Máxima
N	Negative	Negativa
P	Peak	Pico o cresta
R (primer lugar)	Reverse	Inversa
R (segundo lugar)	Recurrent	Recurrente
S	Surge	Accidental
W	Working	De servicio

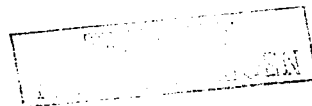
Tabla 1.1 Principales definiciones.

A continuación definiremos los símbolos principales relativos a puntos notables de la curva característica para el SCR y algunos parámetros de fabricante;

Corriente directa media: Se define así el valor medio de los valores instantáneos de corriente directa ánodo a cátodo en el SCR, para un intervalo dado de tiempo. Su símbolo es I_{ED} .

$$I_{ED} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} i dt$$

Corriente accidental de pico: Es el valor que puede alcanzar una punta de corriente ánodo a cátodo en forma accidental, esto es, transitoriamente y no de modo recurrente. Su símbolo es I_{EM} y se define como el valor máximo admisible de las extracorrientes, en el curso de regímenes transitorios aleatorios.



Corriente máxima de compuerta: Esta corriente se simboliza por I_{GFS} , y es el valor máximo instantáneo que puede alcanzar una punta de corriente en la terminal de compuerta del SCR.

Este valor también define el valor máximo de la corriente de compuerta en régimen de impulsos de muy corta duración.

Voltaje directo de disparo: Se simboliza por V_D y es el voltaje directo por encima del cual se activa el SCR por disparo directo.

Voltaje inverso de ruptura: El voltaje inverso que produce la ruptura del elemento se simboliza por V_{RR} .

Voltaje inverso recurrente: el voltaje inverso recurrente es V_{RHM} . Se define así al valor máximo que puede tomar la amplitud del voltaje inverso periódico aplicado entre el ánodo y cátodo del SCR.

Voltaje inverso recurrente de pico: Se simboliza por V_{RPM} y es el valor máximo que pueden alcanzar las puntas recurrentes de voltaje inverso. Este valor es numéricamente superior al valor máximo de voltaje inverso del SCR (valor pico máximo).

Voltaje inverso transitorio o accidental: Se simboliza por V_{RSM} . Este valor limita el voltaje inverso de cátodo a ánodo a la que puede someterse el SCR, durante un intervalo dado de tiempo.

Voltaje directo de pico en bloqueo: Se simboliza por V_{FDM} (o también V_{DHM}). Su valor fija el límite de voltaje máximo aplicable entre ánodo y cátodo del SCR, con compuerta flotante, sin riesgo de disparo.

Este voltaje es ligeramente inferior al voltaje de disparo en ausencia de señal de compuerta.

Potencia total disipada: Se simboliza por P_{TOT} . En ella se consideran todas las corrientes: directa, media e inversa (I_{FAV} e I_{RR}); de fuga, directa e inversa (I_{FD} e I_R); de mando (I_G); corriente capacitiva, etc.

Potencia media disipable de compuerta: Se simboliza por P_{GAV} . Es el valor de la potencia disipada en la unión compuerta a cátodo.

Potencia de pico de compuerta: Se simboliza por P_{GFS} . Corresponde a la potencia máxima disipada en la unión compuerta a cátodo, en el caso de aplicarse una señal de disparo no continua. Su valor es superior al de P_{GAV} .

Tiempo de integración: Es el tiempo en el que se calcula el valor medio, o el eficaz, de la potencia disipada. Se simboliza por t_{int} .

En el caso de los tiristores, este tiempo suele fijarse en 20 ms. No obstante, será necesario tener en cuenta la relación existente entre el periodo de la señal y estos 20ms para efectuar cualquier cálculo.

Corriente de enganche: Se simboliza por I_L y es la corriente de ánodo mínima que hace conmutar al SCR del estado de bloqueo al de conducción. Su valor es por lo general de dos veces la corriente de mantenimiento.

Corriente de mantenimiento: Para conservar su estado de conducción el SCR debe suministrar una corriente de ánodo mínima que recibe el nombre de corriente de mantenimiento I_H . A veces se denomina también como corriente hipo- estática.

Voltaje de enganche: A la corriente de enganche I_L la origina un voltaje de enganche V_L .

Voltaje de mantenimiento: Del mismo modo, se podría definir un voltaje de mantenimiento V_H que sería el voltaje que, aplicado al ánodo, permitiría el paso de la corriente I_H de mantenimiento.

Corriente de compuerta: Se simboliza por I_G . En una serie dada de tiristores, el valor máximo para asegurar la activación de cualquier elemento se designa I_{GT} (corriente de compuertas total).

Voltaje de activación: A esta corriente I_{GT} le corresponde un voltaje de activación V_{GT} (que en los dispositivos de uso corriente se aproxima a 1V).

Voltaje máximo de compuerta sin disparo: Finalmente, el voltaje máximo aplicable en la compuerta sin provocar el disparo se simboliza por V_{GD} . Este voltaje se define a la temperatura máxima y es siempre muy inferior al voltaje de activación (puede ser, por ejemplo, de 0.3V).

1.4 El triodo de corriente alterna (TRIAC)

1.4.1 DESCRIPCIÓN

Un TRIAC es un elemento semiconductor que puede conducir corriente en ambas direcciones, por lo que también se le llama tiristor de triodo bidireccional y es la versión bidireccional del SCR. Se puede considerar como si fueran SCR's conectados en antiparalelo, con una conexión de compuerta común, como la que se muestra en la figura 1.27.

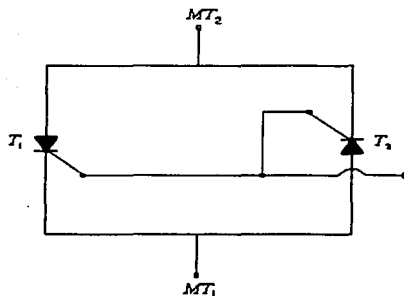


Figura 1.27 Equivalente del TRIAC con dos SCR's conectados en antiparalelo.

Dado que el TRIAC es un dispositivo bidireccional, no es posible identificar sus terminales como ánodo y cátodo. Para el TRIAC sus terminales se nombrarán como: MT_1 , MT_2 y G (compuerta). En la figura 1.28 se muestra el símbolo del TRIAC.

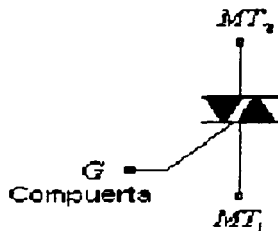


Figura 1.28 Símbolo del TRIAC.

RECIBIDO
FABRIL DE ORIGEN

Tiene unas fugas en bloqueo y una caída de tensión en conducción prácticamente iguales a las de un SCR y el hecho de que entre en conducción, si se supera la tensión de ruptura en cualquier sentido, puede llegar a la destrucción por sobretensión.

Estructura

En la figura 1.29 se muestra la estructura interna típica de un TRIAC. En ella pueden reconocerse los dos SCR's constituyentes del TRIAC, lo cual se explica a continuación:

- La mitad de la pastilla, ABC, representa un SCR de estructura clásica, pnpn, cuya conducción tiene lugar según (I);
- La otra mitad, ABD, es un SCR de conducción inversa (según II), siendo la capa N_3 la de cátodo. Tecnológicamente, el TRIAC es la unión de las capas de dos tiristores SCR's, cuya superficie de emisor útil en cada semiperiodo es la de media pastilla;
- La compuerta del conjunto está formada por dos capas de tipos opuestos: una porción N_4 y una porción de P_1 .

En la parte de corte vertical de la figura 1.29, se muestra de manera más real la estructura interna de un TRIAC.

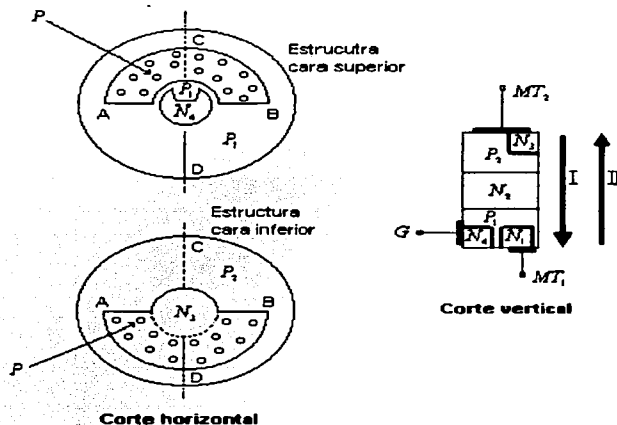


Figura 1.29 Estructura interna de un TRIAC típico.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

1.4.2 ESTADO DE BLOQUEO

Como ya sabemos, el SCR conduce corriente en una sola dirección, (ánodo a cátodo). El SCR se mantendrá en estado de bloqueo mientras no se exceda el voltaje ánodo a cátodo V_{AK} hasta llegar al voltaje de ruptura directa V_{BO} ; ó también estará en estado de bloqueo mientras no exista una señal en la compuerta que pueda activar al SCR.

De esto se concluye que el SCR tiene una polarización específica para lograr su activación y desactivación.

Ahora bien, como ya sabemos, el TRIAC es la versión bidireccional del SCR; Esto quiere decir que el funcionamiento del TRIAC es idéntico al del SCR, con la diferencia de que el TRIAC conduce corriente en dos direcciones.

Por lo tanto, el estado de bloqueo en el TRIAC se basa en las mismas características que en el SCR, simplemente que en el TRIAC serán también con polarizaciones de voltaje inversas.

Ilustración de los casos más prácticos de bloqueo en el TRIAC

- 1) Observando la figura 1.30a), el TRIAC tiene un voltaje V_{21} ; mientras la terminal MT_2 sea positiva respecto a MT_1 y no se excede este voltaje hasta llegar a el V_{BO} y sin existir señal en la compuerta, el TRIAC no se activará; Mientras el voltaje V_{21} está dentro de los niveles normales y no se aplica señal positiva en la compuerta ($+V_G$), el TRIAC no se activará, esto se ejemplifica con la figura 1.30b).

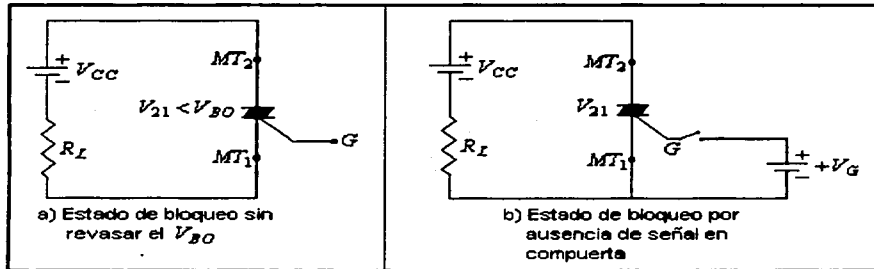


Figura 1.30 Bloqueo en el TRIAC con la terminal MT_2 positiva respecto a MT_1 .

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Esto se cumple, igualmente, en el caso de invertir las polaridades de voltajes en cada terminal del TRIAC.

- 2) Observando la figura 1.31a), el TRIAC tiene un voltaje $-V_{21}$; mientras la terminal MT_2 sea negativa respecto a MT_1 y no se excede este voltaje hasta llegar a el $-V_{BO}$ y sin existir señal en la compuerta, el TRIAC no se activará. O, mientras el voltaje $-V_{21}$ está dentro de los niveles normales y no se aplica señal negativa en la compuerta ($-V_G$), el TRIAC no se activará, esto se ejemplifica con la figura 1.31b).

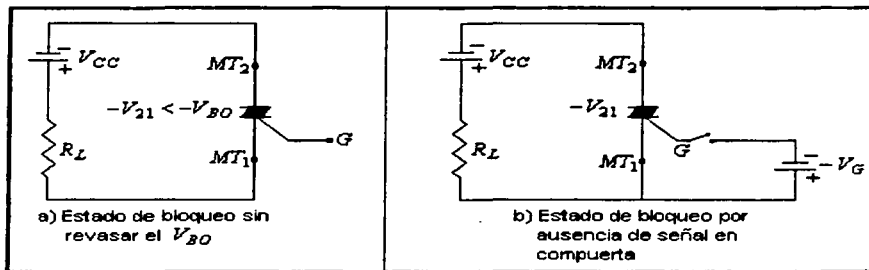


Figura 1.31 Bloqueo en el TRIAC con la terminal MT_2 negativa respecto a MT_1 .

Es necesario mencionar las diferencias básicas que se tienen del estado de bloqueo en el SCR al estado de bloqueo en el TRIAC, estas son:

- En el TRIAC, básicamente no existe el estado de bloqueo inverso;
- El estado de bloqueo directo en el TRIAC existirá en dos direcciones, dependiendo de la polaridad que exista en cada terminal de este; Por lo que las definiciones de este tipo de bloqueo directo analizadas para el SCR, en el subtema 1.3.2, también son aceptables para el TRIAC.

Por lo tanto, podemos concluir que el estado de bloqueo en el TRIAC es prácticamente igual que el estado de bloqueo directo en el SCR, con la simple diferencia de que en el TRIAC, por ser un dispositivo bidireccional y no poseer polaridad, no existe la característica de bloqueo inverso y más bien se podría definir este bloqueo inverso para el TRIAC como un bloqueo directo con polaridades negativas.

TRICOM
PARLA DE ORIGEN

1.4.3 ESTADO DE CONDUCCIÓN

En la figura 1.32 se muestran las polaridades de voltaje en las terminales MT_2 y G del TRIAC, para cada uno de los cuatro cuadrantes de polarización, tomando como referencia la terminal MT_1 con un voltaje de 0 Voltios ($V_1 = 0$), conectada a tierra.

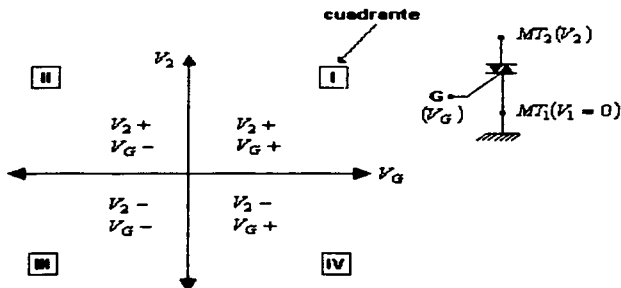


Figura 1.32 Cuatro cuadrantes para activar el TRIAC.

Si se aplica el voltaje V_1 a la terminal MT_1 , el voltaje V_2 a la terminal MT_2 y el voltaje V_G a la terminal de compuerta G , necesitamos tomar una referencia la cual es $V_1 = 0$ V, podremos definir los cuatro cuadrantes de polarización, mostrados a continuación en la tabla 1.2.

CUADRANTE	V_2	V_G	NOTACIÓN
I	>0	>0	(++)
II	>0	<0	(+-)
III	<0	<0	(--)
IV	<0	>0	(-+)

Tabla 1.2 Notación de voltajes en cada cuadrante de polarización.

Modos de activación de un TRIAC

En la práctica, normalmente el TRIAC se opera en el cuadrante I^+ (voltaje y corriente de compuerta positivos) o en el cuadrante III^- (voltaje y corriente de compuerta negativos). A continuación, analizaremos los cuatro modos posibles para activar al TRIAC utilizando a su estructura interna:

1- Activación en el cuadrante I (+ +).

En este cuadrante el TRIAC se dispara como un SCR normal. La zona P_1 es la compuerta y la unión N_1P_1 inyecta portadores, produciéndose el disparo del tiristor entre P_2 y N_1 . La corriente I_G mínima de disparo es función de la repartición de los cortocircuitos entre N_1 y P_1 , es decir, del valor de la resistencia R situada entre la compuerta G y la terminal MT_1 . En este cuadrante el TRIAC se comporta como un SCR $N_1P_1N_2P_2$. Esto se muestra en la figura 1.33.

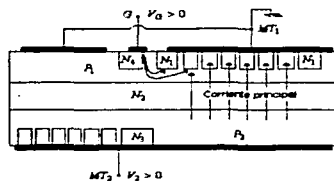


Figura 1.33 Disparo del TRIAC en el cuadrante I.

2- Activación en el cuadrante II (+ -)

En el cuadrante II, la corriente de disparo circula de P_1 a N_1 y se activa el tiristor $N_4P_1N_2P_2$, mostrado en la figura 1.34. Debido a la geometría del elemento, la corriente principal de $N_4P_1N_2P_2$ polariza las bases P_1N_2 y el tiristor $N_1P_1N_2P_2$ bascula a su vez. Este último, normalmente de menor impedancia, provoca la apertura de $N_4P_1N_2P_2$ (por I_H) a menos que se mantenga la corriente de compuerta. La corriente principal circula como ocurría en el cuadrante (I) entre P_2 y N_1 .

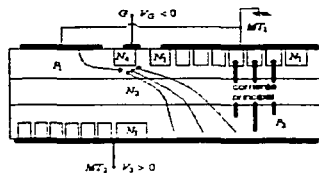


Figura 1.34 Disparo del TRIAC en el cuadrante II.

TIENE CON
FABRICA DE ORIGEN

3- Activación en el cuadrante III (--)

La situación para la activación en este cuadrante es un poco mas compleja. En la figura 1.35, el potencial de P_1 es superior al de N_4 ; la unión P_1N_4 tiene polarización directa e inyecta portadores. Ahora bien, el tiristor que queremos activar es el formado por las capas $N_3P_2N_2P_1$ (cátodo en N_3 y ánodo en P_1).

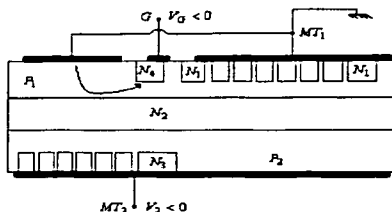


Figura 1.35 Disparo del TRIAC en el cuadrante III.

La unión eficaz de puerta de ese tiristor es el diodo N_3P_2 ; para que se produzca el disparo es necesario que esa unión N_3P_2 inyecte sus portadores.

Ahora, refiriéndonos en la figura 1.36 el cual es un esquema equivalente del TRIAC, se observa que el transistor T_1 está formado por las capas $N_4P_1N_2$ y T_2 por las capas $P_2N_2P_1$; R es la resistencia de cortocircuito entre N_3 y P_2 . Para que se cebe el tiristor Th_2 es necesario que la corriente de emisor de T_2 que circula por R dé una polarización suficiente de la unión compuerta a cátodo de Th_2 (tiristor con cortocircuito de emisor). De esto tenemos las siguientes expresiones:

$$I_{B2} = \alpha_1 I_G \quad \text{y} \quad I_{E2} = \beta_2 I_{B2} = \alpha_1 \beta_2 I_G$$

donde se define que:

I_{E2} es la verdadera corriente de compuerta de Th_2 ;

I_G es la corriente inyectada en la compuerta del TRIAC.

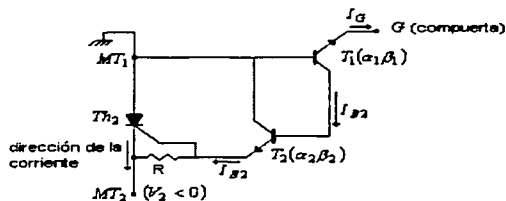
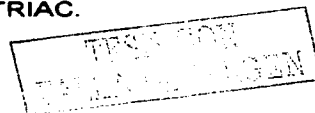


Figura 1.36 Esquema equivalente del TRIAC.



Es necesario mencionar que el transistor T_1 tiene polarización directa en sus uniones colector a base y emisor a base; está en región de saturación, y α_1 es un valor impuesto. En general $\alpha_1\beta_2$ no difiere mucho de la unidad, con lo que el TRIAC presenta en este cuadrante una sensibilidad relativamente cercana a la que presenta en los cuadrantes precedentes.

Resumiendo, la activación de T_{h2} se logra mediante una corriente I_{E2} creada por I_G en los transistores T_1 y T_2 .

4- Activación en el cuadrante IV (-+).

El proceso de disparo en este cuadrante es idéntico al del tercer cuadrante, siendo ahora la capa N_1 la que juega el papel que anteriormente desempeñaba la capa N_4 . No obstante, la zona $N_3P_2N_2P_1$ susceptible de activarse está bastante alejada geoméricamente; la sensibilidad se verá reducida proporcionalmente.

Corriente de mantenimiento y corriente de enganche

Las definiciones dadas anteriormente para las corrientes de mantenimiento I_H y corriente de enganche I_L en el SCR siguen siendo válidas para el TRIAC, puesto que el funcionamiento de éstas es idéntico tanto para el SCR como para el TRIAC. La única diferencia en el TRIAC, es que simplemente se tiene que definir el valor de estas corrientes I_H e I_L en cada cuadrante de activación.

CON
FALLA DE ORIGEN

Característica de compuerta

Puede activarse un TRIAC mediante una corriente de puerta positiva o negativa. Las curvas que dan la intensidad de puerta en función de la polarización puerta a cátodo adoptan la misma forma, en los dos sentidos de conducción, que las de un diodo.

Más exactamente, se encuentran en ellas dos regiones, una correspondiente a un diodo normal y otra cerca del origen que es sensiblemente resistiva, esto se observa en la figura 1.37.

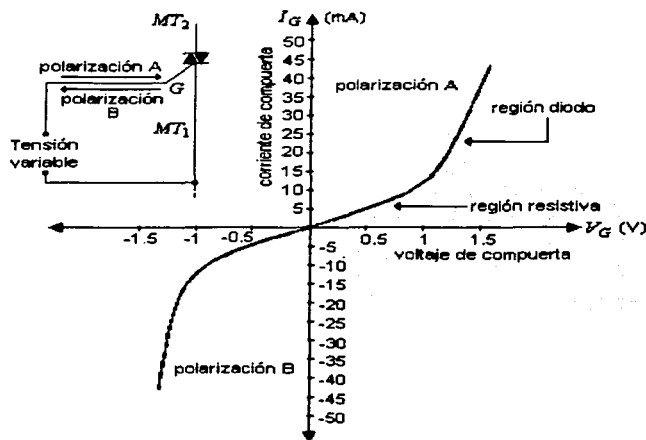


Figura 1.37 Característica de compuerta del TRIAC con polarización directa (zona A) y polarización inversa (zona B).

Las curvas correspondientes a corrientes positivas y negativas de compuerta pueden presentar inclinaciones diferentes, según el sentido de polarización de las terminales MT_1 y MT_2 .

La sensibilidad difiere según el cuadrante, pero vemos que una corriente de compuerta suministrada en forma de impulsos, por ejemplo 100mA a 3V, bastará en todos los casos para disparar el TRIAC.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Efecto del dv/dt en el TRIAC

En los TRIAC's se distinguen dos tipos de condiciones, en cuanto a la variación de voltaje, estos son:

- dv/dt aplicada sin conducción previa.
- dv/dt aplicada con conducción, llamada también dv/dt en conmutación.

Aplicación de dv/dt sin conducción previa

Podemos usar aquí el análisis del SCR, ya que el fenómeno es idéntico.

La única diferencia, en el TRIAC, es que la restricción se impone en ambos sentidos de conducción.

Cuando se aplica una rampa de voltaje (dv/dt) en polarización directa, a partir del nivel cero a un TRIAC, la zona desierta se establece en la capa de compuerta sólo cuando se han evacuado las cargas móviles por la corriente de compuerta mostrada en la siguiente expresión:

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

Por consiguiente, para valores suficientemente elevados de dv/dt , el TRIAC puede bascular al estado de conducción directa.

Para la solución a este problema, es necesario disponer de la técnica de cortocircuitos en las capas N_3 y N_1 ya que el riesgo de disparo por dv/dt existe tanto para un sentido de conducción como para el otro.

Aplicación de una dv/dt en conmutación

Consideremos un TRIAC en estado conductor, por ejemplo, cuando conduce el SCR de capas $N_1P_1N_2P_2$ mostrado en la figura 1.38.

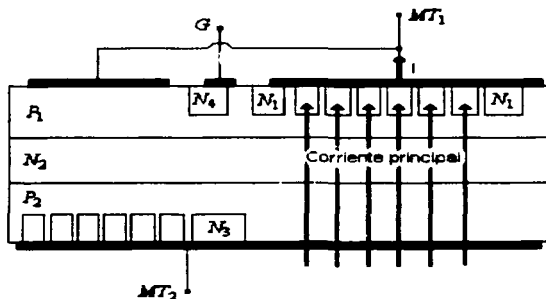


Figura 1.38 TRIAC en estado de conducción.

PROTECCIÓN
CON
ORIGEN

La distribución de las cargas en las capas P_1 y N_2 es función del nivel de corriente y de los dopados, esto se observa en la figura 1.39a). Si se polariza bruscamente el elemento en sentido opuesto, de bloqueo, la distribución de las cargas ha de evolucionar hasta alcanzar la configuración mostrada en la figura 1.39b).

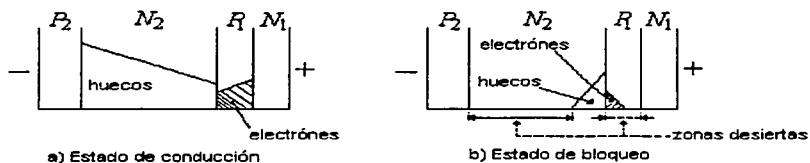


Figura 1.39 Distribución de cargas en el TRIAC.

Es evidente que el exceso de cargas almacenadas entre las dos posiciones límites debe desaparecer durante la conmutación; una parte de estas cargas se evacua por la corriente (carga recuperada) y el resto se absorbe por recombinación.

Ahora bien, este exceso de cargas es fundamental en la conmutación del TRIAC. En efecto, la aplicación de un voltaje inverso a $N_1P_1N_2P_2$ se hace a una cierta velocidad $(dv/dt)_i$, donde el subíndice i indica que se trata de la inversa; pero este voltaje se aplica en sentido directo al tiristor $N_3P_2N_2P_1$. Si se considera este tiristor, vemos que las cargas inyectadas en las bases se deben a los dos motivos siguientes:

- La corriente capacitiva debida a $(dv/dt)_i$;
- La conducción previa del tiristor $N_1P_1N_2P_2$ (en razón del acoplamiento que se produce entre los tiristores elementales $N_1P_1N_2P_2$ y $N_3P_2N_2P_1$).

Está claro que el tiristor $N_3P_2N_2P_1$ se activará si el número de cargas inyectadas es suficiente. El límite tolerable por el TRIAC, de esta dv/dt en conmutación será en general bastante menor que el dv/dt estática (sin conducción previa).

El valor dv/dt en conmutación vendrá esencialmente determinado por la cantidad de carga inyectada a partir del tiristor $N_1P_1N_2P_2$ hacia el $N_3P_2N_2P_1$.

Si se ha insistido sobre este fenómeno es porque no es raro encontrar TRIAC's que posean una característica excelente en cuanto a dv/dt (sin conducción previa), superior a los $100V/\mu s$, pero que presentan, a la vez, un límite en conmutación de algunos voltios por microsegundo, o incluso menos. Es necesario distinguir bien, a nivel de utilización, estos dos tipos de restricciones, a pesar de infortunada similitud existente entre sus denominaciones. La dv/dt en conmutación se asemeja más al fenómeno de bloqueo del SCR que a la dv/dt clásica.

No todos los circuitos que se utilizan imponen restricciones en cuanto a la dv/dt ; en general éstas se presentan sólo cuando se usan cargas inductivas, se muestra en la figura 1.40a). Cuando la carga es inductiva, el defasamiento puede llegar a imponer una derivada de conmutación excesiva al TRIAC, esto se muestra en la figura 1.40b).

En este caso, el defasamiento puede introducir voltajes de conmutación prohibitivos, mostrado en la figura 1.40c) y se hace necesario proveer un circuito de protección RC, en función de las características del TRIAC.

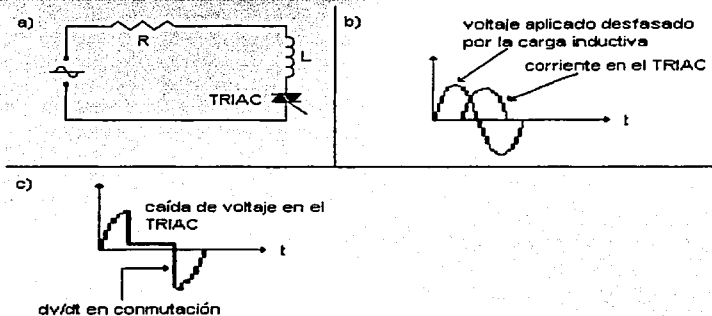


Figura 1.40 Efecto de la carga inductiva en el TRIAC.

TRIAK CON
FALLA DE ORIGEN

1.4.4 CURVA CARACTERÍSTICA

En la figura 1.41 se muestra la curva característica de funcionamiento para el TRIAC.

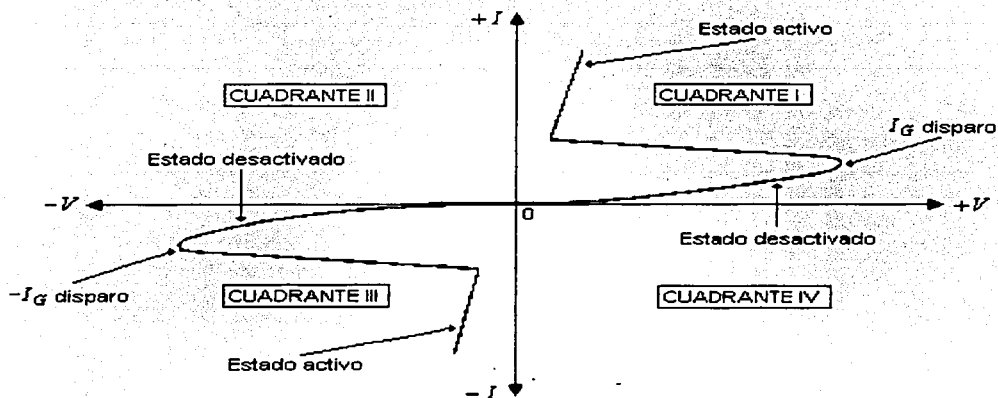


Figura 1.41 Curva característica para el TRIAC.

Prácticamente el TRIAC funciona dentro de los cuadrantes I y III; la forma de la curva de cada uno de estos dos cuadrantes es similar a la curva del SCR, por lo que su explicación sería la misma que se dio en el subtema 1.3.4. Simplemente, en la curva del TRIAC, en el cuadrante III no existe corriente inversa porque el TRIAC, en ese cuadrante, funciona como si fuera un SCR normal pero con voltajes y corrientes negativas. El análisis de la curva del SCR es válido para estudiar la curva característica del TRIAC.

ESTADO CON
ORIGEN

TEMA 2. APLICACIONES PRÁCTICAS DEL DIODO RECTIFICADOR

2.1 Fuente de corriente directa con rectificador de media onda

2.1.1 DIAGRAMA

En la figura 2.1 se muestra el diagrama eléctrico de una fuente de cd construida con un rectificador de media onda y filtro capacitivo, el cual alimenta a un ventilador con motor de cd.

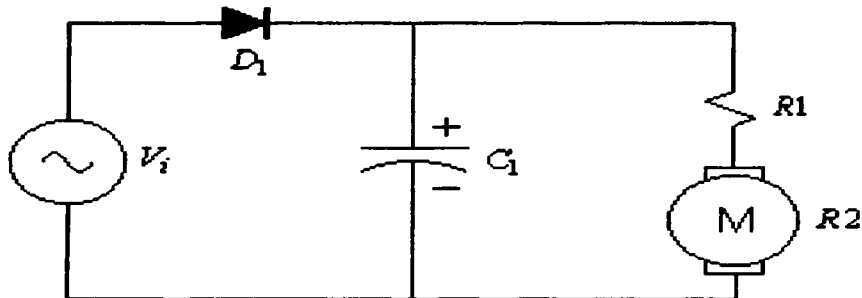


Figura 2.1 Fuente de cd con rectificador de media onda y filtro capacitivo.

Componentes:

V_i = línea de C.A. de $125 V_{CA}$ (rms) a 60Hz;

D_1 = ECG116;

C_1 = capacitor electrolítico de $470 \mu f$ a 200V;

R_1 = $1.8 k\Omega$ a 25W;

R_2 = ventilador con motor de $48 V_{cd}$ a 3.6W.

TRABAJOS CON
FALSA DE ORIGEN

2.1.2 ANÁLISIS FUNCIONAL

- La corriente alterna de V_i suministra $125V_{CA}$ (rms) a una frecuencia de 60Hz, la cual entrará en el ánodo del diodo rectificador D_1
- D_1 conducirá sólo en los semiciclos de corriente positivos de V_i , mientras que en los semiciclos negativos el diodo se bloqueará
- por el cátodo de D_1 saldrá una corriente pulsante positiva
- C_1 se encargará de filtrar esa corriente pulsante; es decir, por medio de las descargas de C_1 se rellenará la parte del periodo que se encuentra vacía para linealizar la señal y mantener la corriente lo mas constante posible y así obtener una corriente directa a la salida de la fuente
- La carga total para esta fuente de cd será la suma en serie de las resistencias $R1$ con $R2$, en Ω
- $R1$ se encargará de crear una caída de voltaje con el objetivo de que $R2$ se encuentre alimentada con sólo 48V de corriente directa
- $R2$ es la carga principal, la cual es un ventilador con un motor de cd que trabaja a $48V_{cd}$ y consume una potencia de 3.6W
- El objetivo de este circuito práctico es acondicionar lugares que cuentan con poca ventilación, a un bajo consumo de energía eléctrica

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

2.1.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO

1- Datos:

$V_i = 125V_{CA}(rms)$ con $f = 60Hz$;

$D_1 = ECG116$: Silicio, $V_{PR_{MAX}} = 600V$, $I_{D_{MAX}} = 1A$, $V_F = 0.8V$;

$C_1 = 470\mu f$ a $200V$;

$R2 =$ Motor de $48V_{cd}$ a $3.6W$.

2- Cálculo del voltaje de salida V_O sin carga

Cuando D_1 conduce, el voltaje en C_1 se calculará aplicando L.V.K. en la malla I mostrada en la figura 2.2:

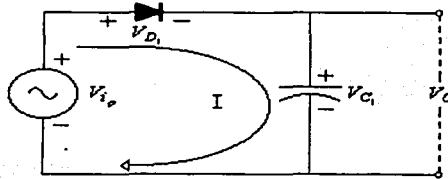


Figura 2.2 Malla I.

L.V.K. en I:

$$V_{i_p} - V_{D_1} - V_{C_1} = 0$$

$$V_{C_1} = V_{i_p} - V_{D_1}$$

$$V_{i_p} = V_i \sqrt{2}$$

$$V_{i_p} = (125)\sqrt{2} = 176.776V_p$$

$$V_{D_1} = 0.8V$$

$$V_{C_1} = 176.776 - 0.8 = 175.976V_p$$

este es el voltaje con que se carga el C_1 cuando D_1 conduce:

$$V_{C_1} = 175.976V_p$$

y por lo tanto: $V_{C_1} = 175.976V_{cd}$

de la figura 2.2 se ve que $V_{C_1} = V_O$, entonces el voltaje de salida sin carga será:

$$V_O = 175.976V_{cd}$$

TRICIS CON
 FALLA DE ORIGEN

3- Cálculo del voltaje de salida V_{Ocd} a plena carga

a) Cálculo de la corriente directa en el diodo I_{D_1}

Con los datos del motor se obtendrá su corriente I_{R2} de consumo:

$$V_{R2} = 48V_{cd}$$

$$P_{R2} = 3.6W$$

$$I_{R2} = \frac{P_{R2}}{V_{R2}}$$

$$I_{R2} = \frac{3.6}{48} = 75 \times 10^{-3} A$$

ésta será la corriente en la carga $R2$, por lo que también será igual a I_{R1} e igual a I_{D_1} del diodo, entonces:

$$I_{R2} = I_{R1} = I_{D_1}$$

por lo tanto, la corriente directa de D_1 será:

$$I_{D_1} = 75mA$$

b) Cálculo de la carga total R_L

Se usara la malla II, mostrada en la figura 2.3, para calcular el voltaje en $R1$ y después determinar su resistencia:

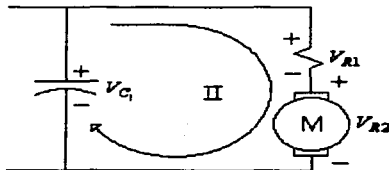


Figura 2.3 Malla II.

Aplicando L.V.K. en II:

$$V_{C1} - V_{R1} - V_{R2} = 0$$

$$V_{C1} = 175.976V_{cd}$$

$$V_{R2} = 48V_{cd}$$

$$V_{R1} = 175.976 - 48 = 127.976V_{cd}$$

TRABAJO CON
FALLA DE ORIGEN

entonces:

$$R1 = \frac{V_{R1}}{I_{R1}}$$

$$R1 = \frac{127.976}{75 \times 10^{-3}} = 1.7 \times 10^3 \Omega$$

$$R1 = 1.7 K\Omega$$

el valor comercial más próximo de R1 será de $1.8 K\Omega$, por lo tanto:

$$R1 = 1.8 K\Omega$$

la potencia de R1 será:

$$P_{R1} = I_{R1}^2 R1$$

$$P_{R1} = (75 \times 10^{-3})^2 (1.8 \times 10^3) = 10.125 W$$

se debe colocar una resistencia del valor comercial inmediato, el cual es de 25W.

$$P_{R1} = 25 W$$

por lo tanto, el valor comercial para R1 será:

$$R1 = 1.8 K\Omega \text{ a } 25 W$$

La resistencia R2 (X_L en el motor) será:

$$R2 = \frac{V_{R2}}{I_{R2}}$$

$$R2 = \frac{48}{75 \times 10^{-3}} = 640 \Omega$$

$$X_L = R2 = 640 \Omega$$

La carga total será:

$$R_L = R1 + R2$$

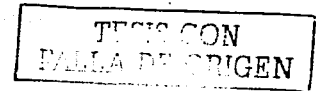
$$R_L = 1.8 \times 10^3 + 640 = 2.44 \times 10^3 \Omega$$

$$\text{por lo tanto: } R_L = 2.44 K\Omega$$

Ahora para calcular el voltaje final de salida V_{Ocd} a plena carga, involucraremos la frecuencia f de la línea de C.A., C_1 , R_L y V_O sin carga, se utilizará la siguiente fórmula:

$$V_{Ocd} = \frac{V_O}{1 + \frac{1}{2fR_L C_1}}$$

$$V_O = 175.976 V_{cd}, f = 60 Hz, R_L = 2.44 \times 10^3 \Omega \text{ y } C_1 = 470 \times 10^{-6} f$$



$$V_{Ocd} = \frac{175.976}{1 + \frac{1}{2(60)(2.44 \times 10^3)(470 \times 10^{-6})}} = 174.706V_{cd}$$

por lo tanto, el voltaje de salida a plena carga será:

$$V_{Ocd} = 174.706V_{cd}$$

4- Cálculo del voltaje de pico inverso en D_1 (VPR_{D_1})

El máximo voltaje que se aparece en D_1 se presenta cuando está en estado de bloqueo, porque el voltaje que recibe el diodo es el de V_i en el semiciclo negativo ($-V_{i_p}$), por lo tanto:

$$VPR_{D_1} = 176.776V_p$$

de los datos del fabricante se observa que $VPR_{MAX} = 600V$, por lo tanto $176.776 < 600$, es decir que:

El VPR de D_1 está dentro del valor permitido por el fabricante.

5- Factor de rizado

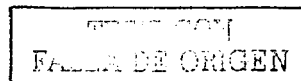
Por último, para calcular el factor de rizado γ , se utilizará la siguiente fórmula:

$$\gamma = \frac{1}{2\sqrt{3}fR_L C_1}$$

$$\gamma = \frac{1}{2\sqrt{3}(60)(2.44 \times 10^3)(470 \times 10^{-6})} = 0.00419$$

por lo tanto, el factor de rizado para ésta fuente de cd será:

$$\gamma = 0.00419$$



2.2 Fuente de corriente directa con rectificador de onda completa

2.2.1 DIAGRAMA

En la figura 2.4 se muestra el diagrama eléctrico de una fuente de cd construida con un puente rectificador de onda completa y filtro capacitivo, el cual alimenta a un relevador de contactos normalmente cerrados.

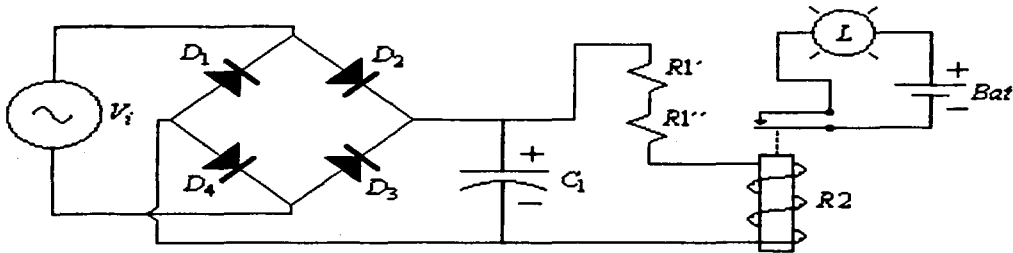


Figura 2.4 Fuente de cd con puente rectificador de onda completa y filtro capacitivo.

Componentes:

V_i = línea de C.A. de $125V_{CA}$ (rms) a 60Hz;

$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = \text{NTE116}$;

C_1 = capacitor electrolítico de $22\mu f$ a 200V;

$R_1' = 39K\Omega$ a $1/2W$;

$R_1'' = 1.5K\Omega$ a $1/4W$;

R_2 = relevador normalmente cerrado de $48V_{cd}$ a $150mW$;

Bat = batería de $12V_{CC}$;

L = lámpara de 12V.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

2.2.2 ANÁLISIS FUNCIONAL

- La corriente de V_i suministra $125V_{CA}$ (rms), la cual entrará en el puente rectificador de onda completa formado por los cuatro diodos: D_1 , D_2 , D_3 y D_4
- Durante el semiciclo positivo de V_i , conducirán los diodos D_2 y D_4 mientras que D_1 y D_3 se encontrarán en estado de bloqueo
- Durante el semiciclo negativo de V_i , conducirán los diodos D_1 y D_3 mientras que D_2 y D_4 se encontrarán en estado de bloqueo
- Del puente rectificador, saldrá una corriente pulsante positiva
- C_1 se encargará de filtrar esta corriente pulsante, el cual, por medio de sus descargas, reducirá el rizado en la corriente de salida y la mantendrá lo más constante posible
- La carga total para esta fuente de cd será la suma en serie de las resistencias $R1'+R1''$ con $R2$, en Ω
- Las resistencias $R1'$ y $R1''$ se encargaran de crear una caída de voltaje con el objetivo de que en $R2$ se encuentren sólo $48V_{cd}$
- $R2$ es la carga principal, la cual es un relevador de contactos normalmente cerrados, trabaja con $48V_{cd}$ y consume una potencia de 150mW
- Al conectar el V_i , el relevador se activa y abre sus contactos
- Al desconectar el V_i , el relevador se desactiva y cerrarán sus contactos
- El objetivo de este circuito es como sensor de línea de C.A., es decir, cuando no existe V_i , el relevador sigue con sus contactos cerrados, teniendo la opción de activar algún sistema auxiliar de energía, por ejemplo una batería alimentando una lámpara, cuando se restablece la energía eléctrica los contactos se abren y se desconecta la lámpara de emergencia
- Otra aplicación se deja a criterio del lector

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

2.2.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO

1- Datos

$V_i = 125 V_{CA}$ (rms) con $f = 60 Hz$;

$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = \text{NTE116}$: Silicio, $V_{PR_{MAX}} = 600V$, $I_{D_{MAX}} = 1A$, $V_F = 1.1V$;

$C_1 = 22 \mu f$ a $200V$;

$R1 = 40.5K\Omega$ a $1/2W$;

$R2 =$ reelevador normalmente cerrado de $48V_{cd}$ a $150mW$.

2- Cálculo del voltaje de salida sin carga V_O

- En el semiciclo positivo de V_i , conducen los diodos D_2 y D_4 , esto se muestra en la figura 2.5:

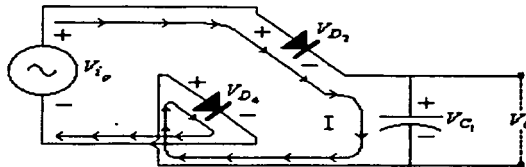


Figura 2.5 Malla I.

- En el semiciclo negativo de V_i , conducen los diodos D_1 y D_3 , esto se muestra en la figura 2.6:

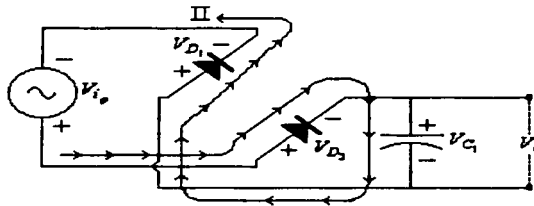


Figura 2.6 Malla II.

Para calcular el voltaje V_{C_1} del capacitor, se puede analizar una de cualquiera de las dos mallas mostradas en las figuras 2.5 y 2.6, ya que, durante todo el periodo de V_i , el V_{C_1} será el mismo para cualquier semiciclo. En este caso analizaremos

la malla I:

Aplicando L.V.K. en malla I:

$$V_{i_p} - V_{D_2} - V_{C_1} - V_{D_4} = 0$$

$$V_{C_1} = V_{i_p} - V_{D_2} - V_{D_4}$$

$$V_{i_p} = V_i \sqrt{2}$$

$$V_{i_p} = (125) \sqrt{2} = 176.776 V_p$$

$$V_{D_2} = V_{D_4} = 1.1V$$

$$V_{C_1} = 176.776 - 1.1 - 1.1 = 174.576 V_p$$

este es el voltaje con que se carga el C_1 en cualquier semiciclo de V_i :

$$V_{C_1} = 174.576 V_p$$

y por lo tanto: $V_{C_1} = 174.576 V_{cd}$

de las figuras 2.5 y 2.6 se observa que $V_{C_1} = V_O$, entonces el voltaje de salida sin carga será:

$$V_O = 174.576 V_{cd}$$

3- Cálculo del voltaje de salida V_{Ocd} a plena carga

a) Cálculo de la corriente en los diodos

Con los datos del reelevador se obtendrá su corriente I_{R2} de consumo:

$$V_{R2} = 48 V_{cd}$$

$$P_{R2} = 150 \times 10^{-3} W$$

$$I_{R2} = \frac{150 \times 10^{-3}}{48} = 3.125 \times 10^{-3} A$$

esta es la corriente en la carga R2, por lo que también será igual a la corriente en

$R1'$ y $R1''$: $I_{R2} = I_{R1'} = I_{R1''} = 3.125 \times 10^{-3} A$

las corrientes de cada diodo serán idénticas:

$$I_{D_1} = I_{D_2} = I_{D_3} = I_{D_4} = 3.125 mA$$

TRABAJO CON
FALLA DE ORIGEN

b) Cálculo de la carga total R_L

Se usará la malla III, mostrada en la figura 2.7, para calcular el voltaje en R_1 total y después determinar su resistencia:

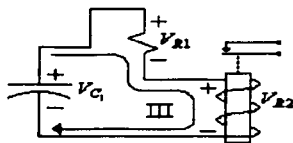


Figura 2.7 Malla III.

Aplicando L.V.K. en III:

$$V_{C_1} - V_{R_1} - V_{R_2} = 0$$

$$V_{C_1} = 174.576V_{CD}$$

$$V_{R_2} = 48V_{CD}$$

$$V_{R_1} = 174.576 - 48 = 126.576V_{CD}$$

entonces:

$$R_1 = \frac{V_{R_1}}{I_{R_1}}$$

$$R_1 = \frac{126.576}{3.125 \times 10^{-3}} = 40.5 \times 10^3 \Omega$$

la potencia de R_1 será:

$$P_{R_1} = (3.125 \times 10^{-3})^2 (40.5 \times 10^3) = 395.5 \times 10^{-3} W$$

por lo tanto, el valor calculado de R_1 es:

$$R_1 = 40.5k\Omega \text{ a } 395mW$$

TRABAJO CON
FALLA DE ORIGEN

Como este valor de $R1 = 40.5k\Omega$ no existe comercialmente, se construirá con resistores en serie de valores comerciales, como se muestra en la figura 2.8:

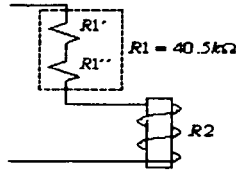


Figura 2.8 Construcción de R1 con dos resistores en serie.

valores comerciales:

$$R1' = 39K\Omega$$

$$R1'' = 1.5K\Omega$$

$$R1 = R1' + R1''$$

$$\text{entonces: } R1 = 39 \times 10^3 + 1.5 \times 10^3 = 40.5 \times 10^3 \Omega$$

$$\text{calculando potencias, tomando en cuenta que: } I_{R2} = I_{R1'} = I_{R1''} = 3.125 \times 10^{-3} A$$

$$P_{R1'} = (I_{R1'})^2 (R1')$$

$$P_{R1'} = (3.125 \times 10^{-3})^2 (39 \times 10^3) = 380.8 \times 10^{-3} W$$

$$\text{valor comercial inmediato: } P_{R1'} = 1/2 W$$

$$P_{R1''} = (I_{R1''})^2 (R1'')$$

$$P_{R1''} = (3.125 \times 10^{-3})^2 (1.5 \times 10^3) = 14.6 \times 10^{-3} W$$

$$\text{valor comercial inmediato: } P_{R1''} = 1/4 W$$

los valores comerciales serán:

$$R1' = 39K\Omega \text{ a } 1/2W$$

$$R1'' = 1.5K\Omega \text{ a } 1/4W$$

la resistencia $R2$ (X_L del inductor en el reelevador) será:

$$R2 = \frac{V_{R2}}{I_{R2}}$$

$$R2 = \frac{48}{3.125 \times 10^{-3}} = 15.36 \times 10^3 \Omega$$

$$X_L = R2 = 15.36K\Omega$$

la carga total será: $R_L = R1 + R2$

$$R_L = 40.5 \times 10^3 + 15.36 \times 10^3 = 55.86 \times 10^3 \Omega$$

$$R_L = 55.86K\Omega$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Ahora, para calcular el voltaje de salida final a plena carga, involucraremos la frecuencia f de la línea de C.A., C_1 , R_L y V_O sin carga, se utilizará la siguiente fórmula:

$$V_{Ocd} = \frac{V_O}{1 + \frac{1}{4fR_L C_1}}$$

$$V_{Ocd} = \frac{174.576}{1 + \frac{1}{4(60)(55.86 \times 10^3)(22 \times 10^{-6})}} = 173.986V_{cd}$$

el voltaje de salida a plena carga será:

$$V_{Ocd} = 173.986V_{cd}$$

4- Cálculo del voltaje de pico inverso en los diodos (VPR)

Cuando los diodos se encuentran en estado de bloqueo, el máximo voltaje que reciben es el de V_{i_p} , por lo que:

- Durante el semiciclo positivo conducen D_2 y D_4 .
- Durante el semiciclo negativo conducen D_1 y D_3 .

Entonces, los cuatro diodos reciben el mismo voltaje, esto es:

$$VPR_{D1} = VPR_{D2} = VPR_{D3} = VPR_{D4} = V_{i_p}$$

el VPR en cada uno de los diodos es:

$$VPR = 176.776V_p$$

de los datos del fabricante se ve que $VPR_{MAX} = 600V$, en nuestros cálculos $176.776 < 600$ para cada diodo, es decir que:

El VPR de los diodos D_1 , D_2 , D_3 y D_4 está dentro del valor permitido por el fabricante.

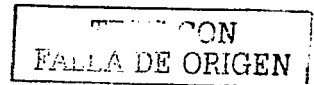
5- Factor de rizado

Por último, para calcular el factor de rizado, se utilizará la siguiente fórmula:

$$\gamma = \frac{1}{4\sqrt{3}fR_L C_1} \Rightarrow \gamma = \frac{1}{4\sqrt{3}(60)(55.86 \times 10^3)(22 \times 10^{-6})} = 1.95 \times 10^{-3}$$

el factor de rizado para esta fuente de cd es:

$$\gamma = .00195$$



2.3 Fuente de corriente directa con transformador reductor y puente rectificador de onda completa

2.3.1 DIAGRAMA

En la figura 2.9 se muestra el diagrama eléctrico de una fuente de cd construida con un transformador reductor de voltaje, puente rectificador de onda completa y filtro capacitivo, el cual alimenta a un televisor de marca Samsung.

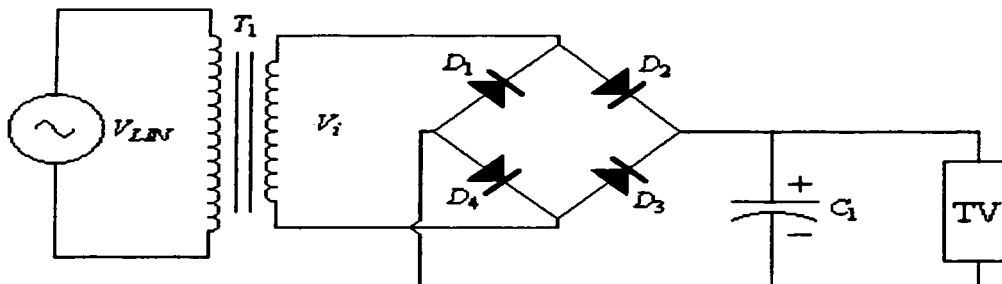


Figura 2.9 Fuente de cd con transformador reductor, puente rectificador de onda completa y filtro capacitivo.

Componentes:

V_{LIN} = línea de C.A. de $125 V_{CA}$ a 60Hz;

T_1 = transformador reductor de voltaje de 125 a $12 V_{CA}$ (rms) a 6A;

V_i = voltaje de salida del devanado secundario de $12 V_{CA}$ (rms) a 60Hz;

$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 =$ NTE572;

C_1 = capacitor electrolítico de $10000 \mu f$ a 35V;

TV = televisor marca SAMSUNG, modelo TT10V52 que se utilizará como carga R_L del circuito.

2.3.2 ANÁLISIS FUNCIONAL

- V_{LIN} de $125V_{CA}$ (rms) entrará al devanado primario de T_1
- T_1 reducirá el voltaje y por su devanado secundario sacará un voltaje V_i de $12V_{CA}$ (rms) a 60Hz
- El V_i entrará al puente rectificador de onda completa formado por los diodos D_1 , D_2 , D_3 y D_4
- Durante el semiciclo positivo de V_i , conducirán los diodos D_2 y D_4 mientras que D_1 y D_3 se encontrarán en estado de bloqueo
- Durante el semiciclo negativo de V_i , conducirán los diodos D_1 y D_3 mientras que D_2 y D_4 se encontrarán en estado de bloqueo
- Del puente rectificador, saldrá una corriente pulsante positiva
- C_1 se encargará de filtrar esta corriente pulsante, es decir, por medio de sus descargas reducirá el rizado en la corriente de salida con el objetivo de mantenerla lo más constante posible
- TV es la carga para esta fuente de cd. Es un televisor de marca SAMSUNG modelo TT10V52 (unidad combinada TV/VHS de 10 pulgadas a color), funciona con $12V_{CD}$ y consume una potencia de 55W
- El objetivo de este circuito práctico es que alimente al televisor con la alimentación de la toma de $127V_{CA}$ y no con las 8 pilas de 1.5V con las que viene equipada

2.3.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO

1- Datos:

$$V_{LIN} = 125V_{CA} \text{ (rms) a } 60\text{Hz};$$

$$V_i = 12V_{CA} \text{ (rms) a } 60\text{Hz};$$

$$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = \text{NTE572: Silicio, } V_{PR_{MAX}} = 1000V, I_{D_{MAX}} = 6A, V_F = 1.3V;$$

$$C_1 = 10000\mu f \text{ a } 35V;$$

$$R_L = 12V_{cd} \text{ a } 55W.$$

2- Cálculo del voltaje de salida V_O sin carga

Se analizará la malla I mostrada en la figura 2.10:

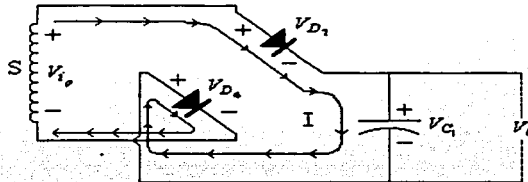


Figura 2.10 Malla I.

Aplicando L.V.K. en I:

$$V_{i_p} - V_{D_2} - V_{C_1} - V_{D_4} = 0 \Rightarrow V_{C_1} = V_{i_p} - V_{D_2} - V_{D_4}$$

$$V_{i_p} = V_i \sqrt{2}$$

$$V_{i_p} = 12\sqrt{2} = 16.97V_p$$

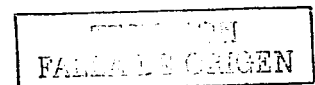
$$V_{D_2} = V_{D_4} = 1.3V$$

$$V_{C_1} = 16.97 - 1.3 - 1.3 = 14.37V_p$$

por lo tanto: $V_{C_1} = 14.37V_{cd}$

de la figura 2.10 se observa que $V_{C_1} = V_O$, entonces el voltaje de salida sin carga será:

$$V_O = 14.37V_{cd}$$



3- Cálculo del voltaje de salida V_{Ocd} a plena carga

a) Cálculo de corriente en los diodos

Con los datos del televisor R_L , se puede obtener su valor de corriente I_{R_L} necesaria para su buen funcionamiento, esto es:

$$V_{R_L} = 12V_{cd}$$

$$P_{R_L} = 55W$$

$$I_{R_L} = \frac{P_{R_L}}{V_{R_L}}$$

$$I_{R_L} = \frac{55}{12} = 4.583A$$

$$I_{R_L} = 4.583A$$

esta es la corriente en el televisor R_L , por lo tanto será la corriente máxima en cada diodo, esto es:

$$I_{D_1} = I_{D_2} = I_{D_3} = I_{D_4} = I_{R_L}$$

por lo tanto:

$$I_{D_1} = I_{D_2} = I_{D_3} = I_{D_4} = 4.583A$$

b) Cálculo de la carga total R_L

Con los mismos datos del televisor, se puede calcular el valor en Ω de carga, esto es:

$$V_{R_L} = 12V_{cd}$$

$$P_{R_L} = 55W$$

$$I_{R_L} = 4.583A$$

$$R_L = \frac{V_{R_L}}{I_{R_L}}$$

$$R_L = \frac{12}{4.583} = 2.618\Omega$$

por lo tanto:

$$R_L = 2.618\Omega$$



Ahora, para calcular el voltaje de salida final a plena carga, involucraremos la frecuencia f del devanado secundario del T_1 , C_1 , R_L y V_O sin carga, se utilizará la siguiente fórmula:

$$V_{Ocd} = \frac{V_O}{1 + \frac{1}{4fR_L C_1}} \rightarrow V_{Ocd} = \frac{14.37}{1 + \frac{1}{4(60)(2.618)(10000 \times 10^{-6})}} = 12.396V_{cd}$$

por lo tanto, el voltaje de salida a plena carga será:

$$V_{Ocd} = 12.396V_{cd}$$

Donde se puede ver que este V_{Ocd} es parecido al voltaje que requiere la TV para su operación, por lo que no es necesario colocar una resistencia en serie con la TV para que origine una caída de 2V en el V_O sin carga (punto 2 del análisis matemático).

4- Cálculo del voltaje pico inverso (VPR) en los diodos

Cuando los diodos se encuentran en estado de bloqueo, el máximo voltaje que reciben es el de V_{ip} , por lo que:

- Durante el semiciclo positivo conducen D_2 y D_4 ;
- Durante el semiciclo negativo conducen D_1 y D_3 ;

Entonces, los cuatro diodos reciben el mismo voltaje, esto es:

$$VPR_{D_1} = VPR_{D_2} = VPR_{D_3} = VPR_{D_4} = V_{ip}$$

el VPR en cada uno de los diodos es:

$$VPR = 16.97V_p$$

de los datos de fabricante se ve que $VPR_{MAX} = 1000V$, en nuestros cálculos $16.97 < 1000$ para cada diodo, es decir que:

El VPR de los diodos D_1 , D_2 , D_3 y D_4 está dentro del valor permitido por el fabricante.

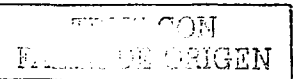
5- Factor de rizado

Por último, para calcular el factor de rizado se utilizará la siguiente fórmula:

$$\gamma = \frac{1}{4\sqrt{3}fR_L C_1} \Rightarrow \gamma = \frac{1}{4\sqrt{3}(60)(2.618)(10000 \times 10^{-6})} = 91.8 \times 10^{-3}$$

por lo tanto, el factor de rizado para esta fuente de cd es:

$$\gamma = 0.0918$$



2.4 Fuente simétrica de corriente directa

2.4.1 DIAGRAMA

En la figura 2.11 se muestra el diagrama eléctrico de una fuente simétrica de corriente directa, construida con un transformador reductor de voltaje y derivación central, un puente rectificador de onda completa, filtros capacitivos y como carga del circuito se utilizará el amplificador operacional LM741.

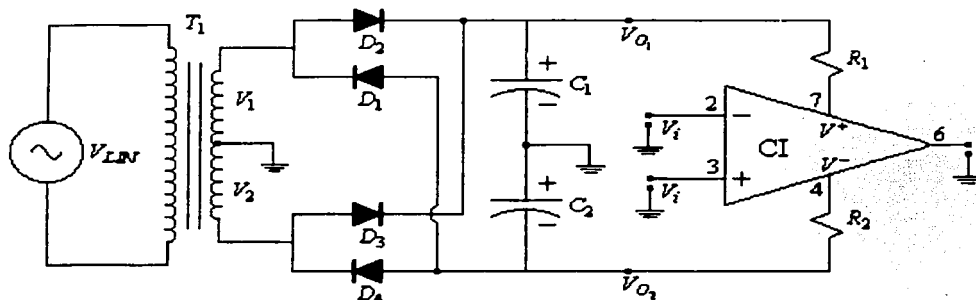


Figura 2.11 Fuente simétrica de cd.

Componentes:

V_{LIN} = línea de C.A. de $125 V_{CA}$ (rms) a 60Hz;

T_1 = transformador reductor de 125 a $30 V_{CA}$ (rms) con derivación central a 500mA;

$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 =$ NTE116;

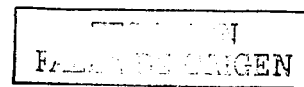
$C_1 = C_2 =$ capacitor electrolítico de $2200 \mu f$ a 35V;

$R_1 = R_2 = 1.5 K\Omega$ a 1/4W;

CI= Amplificador operacional LM741.

2.4.2 ANÁLISIS FUNCIONAL

- V_{LIN} suministra $125V_{CA}$ (rms) a 60Hz al devanado primario de T_1
- T_1 es un transformador reductor de voltaje que reducirá el voltaje de 125 a $30V_{CA}$ (rms), el cual será dividido en 2 por el tap central
- Las corrientes de V_1 y V_2 del devanado secundario de T_1 , entrarán en sentidos contrarios al puente rectificador de onda completa (diodos D_1 , D_2 , D_3 y D_4)
- La corriente pulsante que sale del puente rectificador, será filtrada por los capacitores C_1 y C_2
- De la figura 2.11 (mostrada anteriormente en el subtema 2.4.1), se observa que C_2 está conectado con su terminal negativa hacia una de las salidas; esto se debe a que la derivación central de T_1 será la referencia de los voltajes V_{O1} y V_{O2} de salida del puente rectificador. En otras palabras, la derivación central de T_1 será la terminal neutra o tierra, lo que quiere decir que al medir los voltajes en la salida, el V_{O1} será positivo respecto a la derivación (tierra) mientras que el V_{O2} será negativo respecto a la misma derivación (tierra)
- El funcionamiento de esta fuente simétrica, será exactamente el mismo que el de la fuente de cd con puente rectificador de onda completa, con la única diferencia de que existe una derivación central en el transformador de alimentación, lo que provoca que existan dos voltajes a la salida con polaridades opuestas, cada uno de la mitad del voltaje que suministra todo el devanado secundario y referidos a la derivación (tierra)
- R_1 y R_2 se encargarán de crear una caída de voltaje con el objetivo de tener polarizada a la carga CI con $+15V_{cd}$ y $-15V_{cd}$ ($30V_{cd}$)
- La carga principal de esta fuente simétrica será el circuito integrado LM741, el cual es un amplificador operacional que requiere de \pm voltaje de alimentación
- El objetivo de este circuito práctico es polarizar al amplificador operacional con un voltaje positivo de 15V y otro negativo de -15V en sus terminales 7 y 4 respectivamente; sin tener que utilizar a 2 fuentes DC
- La aplicación particular del LM741 se deja a criterio del lector



2.4.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO

1- Datos

$T_1 = 125$ a $15+15V_{CA}$ (rms) a 500mA ;

$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = \text{NTE116}$: Silicio, $V_{PR_{MAX}} = 600V$, $I_{D_{MAX}} = 1A$, $V_F = 1.1V$;

$C_1 = C_2 = 2200\mu\text{f}$ a $35V$;

CI= LM741: alimentación de $+15V_{cd}$ y $-15V_{cd}$, $I_{CI_{max}} = 3.3\text{mA}$, $P_{CI_{max}} = 100\text{mW}$.

2- Cálculo de los voltajes de salida V_{O1} y V_{O2} sin carga

En la figura 2.12 se muestra el sentido de la corriente, los diodos que conducen durante el semiciclo positivo y los capacitores que permiten cerrar el circuito con los extremos del transformador.

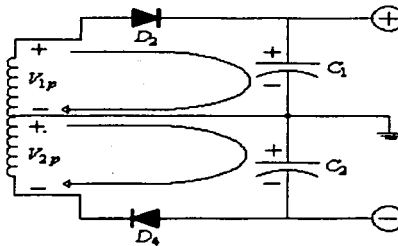


Figura 2.12 Conducción en el semiciclo positivo.

En la figura 2.13 se muestra el sentido de la corriente y los diodos que conducen durante el semiciclo negativo. Observe que C_1 y C_2 se han invertido para facilitar el diagrama:

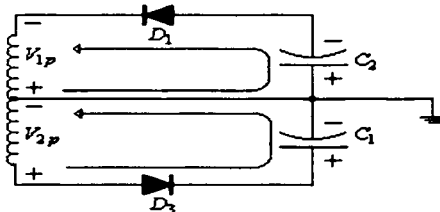
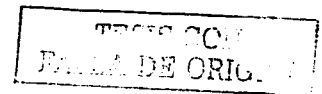


Figura 2.13 Conducción en el semiciclo negativo.



Para calcular los voltajes de salida sin carga, es suficiente con analizar solo una de las dos figuras 2.12 o 2.13, ya que los voltajes V_{O1} y V_{O2} son exactamente iguales durante la conducción en cualquier semiciclo.

En este caso, analizaremos la figura 2.12 dividiéndola en dos mallas;

La figura 2.14 muestra la malla I y la malla II tomadas de la figura 2.12:

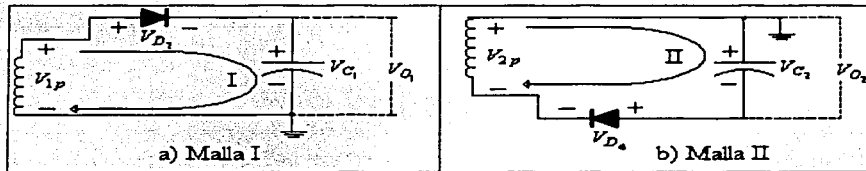


Figura 2.14 Malla I y II.

Aplicando L.V.K. en I:

$$V_{1p} - V_{D2} - V_{C1} = 0 \Rightarrow V_{C1} = V_{1p} - V_{D2}$$

$$V_{1p} = V_1 \sqrt{2} \Rightarrow V_{1p} = 15\sqrt{2} = 21.213V_p$$

$$V_{D2} = 1.1V$$

$$V_{C1} = 21.213 - 1.1 = 20.113V_p$$

entonces $V_{C1} = 20.113V_{cd}$ y de la figura 2.14a), se observa que $V_{C1} = V_{O1}$, por lo tanto:

$$V_{O1} = 20.113V_{cd}$$

Aplicando L.V.K. en II:

$$V_{2p} - V_{C2} - V_{D4} = 0 \Rightarrow V_{C2} = V_{2p} - V_{D4}$$

$$V_{2p} = V_2 \sqrt{2} \Rightarrow V_{2p} = 15\sqrt{2} = 21.213V_p$$

$$V_{D4} = 1.1V$$

$$V_{C2} = 21.213 - 1.1 = 20.113V_p$$

entonces $V_{C2} = 20.113V_{cd}$ y de la figura 2.14b), se observa que $V_{C2} = V_{O1}$, por lo tanto:

$$V_{O2} = 20.113V_{cd}$$

3- Referencia de los voltajes de salida V_{O1} y V_{O2}

La referencia de los voltajes de salida de esta fuente es la derivación central de T_1 y esta terminal será el punto de tierra (o neutro) de esta fuente. Por este motivo, el voltaje V_{O1} tendrá polaridad positiva y el voltaje V_{O2} tendrá polaridad negativa.

Esto se comprueba al medir los voltajes de salida con el multímetro; la terminal negativa (punta negra) del multímetro, debe estar conectada a la tierra de la fuente (derivación); la terminal positiva (punta roja) del multímetro, será la que se moverá para medir cualquiera de estos dos voltajes. Esto se muestra en la figura 2.15:

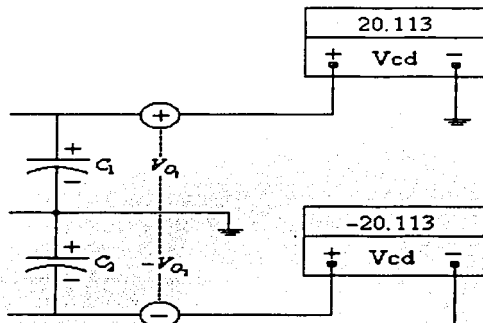


Figura 2.15 Medición de V_{O1} y $-V_{O2}$.

TRCIS CON
FALLA DE ORIGEN

TRCIS CON
FALLA DE ORIGEN

4- Cálculo de los voltajes de salida V_{O1cd} y V_{O2cd} a plena carga

a) Cálculo de la resistencia interna del CI

De los datos del LM741, podemos calcular el valor de la resistencia interna total entre sus terminales 4 y 7, esto es:

$$I_{MAX} = 3.3mA \text{ y } P_{MAX} = 100mW$$

$$R_{CI} = \frac{P_{MAX}}{(I_{MAX})^2} \Rightarrow R_{CI} = \frac{100 \times 10^{-3}}{(3.3 \times 10^{-3})^2} = 9.182 \times 10^3 \Omega$$

por lo tanto, la resistencia interna del LM741 es:

$$R_{CI} = 9.182 \times 10^3 \Omega$$

b) Cálculo de la corriente directa en los diodos

Sabemos que el LM741 consume una corriente máxima de 3.3mA en su terminal 4 y 7, por lo tanto la corriente directa en cada diodo será:

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = 3.3mA$$

c) Cálculo de R_1 y R_2

De los datos del LM741, sabemos que se debe polarizar con $+15V_{cd}$ y $-15V_{cd}$, con estos valores podemos considerar al CI como dos fuentes de voltaje con referencia común. Esto se muestra en la figura 2.16:

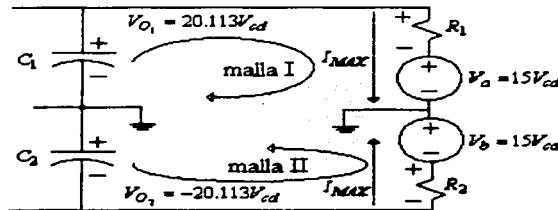


Figura 2.16 Representación gráfica del LM741 como dos fuentes de voltaje con referencia común.

Aplicando L.V.K. en la malla I de la figura 2.16:

$$V_{O1} - I_{MAX}R_1 - V_a = 0 \Rightarrow R_1 = \frac{V_{O1} - V_a}{I_{MAX}}$$

$$R_1 = \frac{20.113 - 15}{3.3 \times 10^{-3}} = 1.549 \times 10^3 \Omega$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Aplicando L.V.K. en la malla II de la figura 2.16:

$$-V_{O_2} + I_{MAX}R_2 + V_b = 0 \Rightarrow R_2 = \frac{V_{O_2} - V_b}{I_{MAX}}$$

$$R_2 = \frac{20.113 - 15}{3.3 \times 10^{-3}} = 1.549 \times 10^3 \Omega$$

El valor comercial más próximo para R_1 y R_2 es: $1.5K\Omega$ y su potencia será:

$$P_{R_1} = P_{R_2} = I_{MAX}^2 R_1$$

$$P_{R_1} = P_{R_2} = (3.3 \times 10^{-3})(1.5 \times 10^3) = 16.33 \times 10^{-3} W$$

por lo tanto, el valor comercial inmediato de estos resistores es:

$$R_1 = R_2 = 1.5K\Omega \text{ A } 1/4W$$

d) Cálculo de los voltajes de salida V_{O1cd} y V_{O2cd} a plena carga

Para hacer este cálculo, es necesario conocer a la resistencia en la terminal 4 y 7, por lo que se debe dividir a la resistencia R_{CI} , esto es con el objetivo de encontrar la R_L de carga en cada salida:

$$R_L' = \frac{R_{CI}}{2} = \frac{9.182 \times 10^3}{2} = 4.591 \times 10^3 \Omega$$

y sumándola con la resistencia R_1 se obtendrá la R_L para la salida 7:

$$R_L = R_1 + R_L' \Rightarrow R_L = 1.5 \times 10^3 + 4.591 \times 10^3 = 6.091 \times 10^3 \Omega$$

como $R_1 = R_2$, entonces esta R_L se utilizará para las dos secciones de la fuente.

Se implicará la frecuencia $f = 60$ de la línea de C.A., V_{O_1} , $-V_{O_2}$, C_1 , C_2 y R_L en las siguientes fórmulas:

$$V_{O1cd} = \frac{V_{O_1}}{1 + \frac{1}{4fC_1R_L}} = V_{O1cd} = \frac{20.113}{1 + \frac{1}{4(60)(2200 \times 10^{-6})(6.091 \times 10^3)}} = 20.106V_{cd}$$

$$V_{O2cd} = \frac{V_{O_2}}{1 + \frac{1}{4fC_2R_L}} = V_{O2cd} = \frac{-20.113}{1 + \frac{1}{4(60)(2200 \times 10^{-6})(6.091 \times 10^3)}} = -20.106V_{cd}$$

por lo tanto, los voltajes finales de salida a plena carga son:

$$V_{O1cd} = 20.106V_{cd}$$

$$V_{O2cd} = -20.106V_{cd}$$

TIENE CON
FALLA DE ORIGEN

5- Cálculo del voltaje pico inverso (VPR) en los diodos

Se sabe que $V_{1p} = V_{2p}$, entonces los cuatro diodos reciben el mismo voltaje cuando se encuentran en estado de bloqueo, esto es:

$$VPR_{D_1} = VPR_{D_2} = VPR_{D_3} = VPR_{D_4} = V_{1p} = V_{2p}$$

el VPR en cada uno de los diodos es:

$$VPR = 21.213V_p$$

de los datos del fabricante, se ve que $VPR_{MAX} = 600V$, en nuestros cálculos es $21.213 < 600$ para cada diodo, es decir que:

El VPR de los diodos D_1 , D_2 , D_3 y D_4 está dentro del valor permitido por el fabricante.

6- Factor de rizado

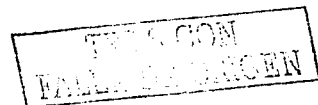
Por último, para calcular el factor de rizado, se puede tomar solo una de las dos secciones de la fuente, es decir, ya que es una fuente simétrica, las capacitancias y las cargas para cada sección son iguales. Se utilizará la siguiente fórmula:

$$\gamma = \frac{1}{4\sqrt{3}fC_1R_L}$$

$$\gamma = \frac{1}{4\sqrt{3}(60)(2200 \times 10^{-6})(6.091 \times 10^3)} = 179.5 \times 10^{-6}$$

por lo tanto, el factor de rizado para esta fuente simétrica de cd es:

$$\gamma = 0.000179$$



TEMA 3. APLICACIONES PRÁCTICAS DEL TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA (TBJ)

3.1 Fuente de corriente directa variable de 0 a 15V

3.1.1 DIAGRAMA

En la figura 3.1 se muestra el diagrama eléctrico de una fuente de corriente directa variable de 0 a 15V positivos; la etapa reguladora esta construida con un transistor TBJ tipo NPN (Q_1) cuya base es polarizada conjuntamente por el potenciómetro R_1 y el diodo zener Z_1 y como carga R_L de esta fuente se utilizará un motor de cd de 6V a 160mW.

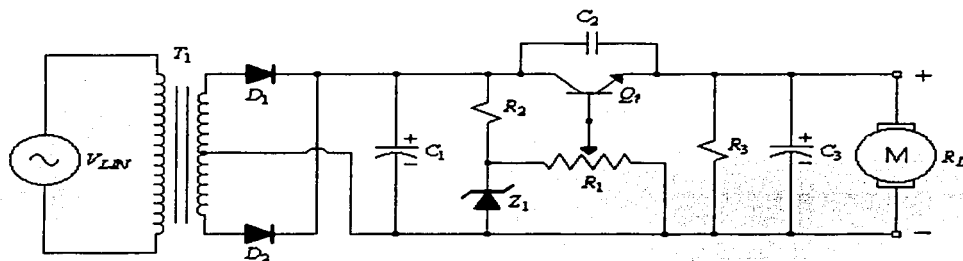


Figura 3.1 Fuente de cd variable de 0 a 15V.

Componentes:

V_{LIN} = línea de C.A. de $125 V_{CA}$ (rms) a 60Hz;

T_1 = transformador reductor de 125 a $50 V_{CA}$ (rms) con derivación central a 2A;

$D_1 = D_2 =$ NTE125;

$Z_1 =$ NTE5075A;

$Q_1 = Q_1$ NTE152;

C_1 = capacitor electrolítico de $100 \mu f$ a 35V;

C_2 = capacitor cerámico de $0.02 \mu f$ a 50V;

C_3 = capacitor electrolítico de $470 \mu f$ a 25V;

R_1 = potenciómetro lineal de $10 K\Omega$;

$R_2 = 820 \Omega$ a $1/2W$;

$R_3 = 1 K\Omega$ a $1/2W$;

$R_L =$ Motor de $6 V_{cd}$ a 160mW.

TRABAJO CON
FALLA DE ORIGEN

3.1.2 ANÁLISIS FUNCIONAL

- V_{LIN} suministra $125V_{CA}$ (rms) a una frecuencia de 60Hz al devanado primario de T_1
- T_1 es un transformador reductor de 125 a $50V_{CA}$ (rms) con derivación central que divide en 2 partes al voltaje de 50V y suministra una corriente máxima de 2A
- La etapa de rectificación esta construida con los dispositivos D_1 y D_2
- La etapa de filtrado la forma C_1
- La etapa de regulación esta construida con los dispositivos R_2 , Z_1 , R_1 y Q_1
- Q_1 es un transistor TBJ tipo NPN; la base esta conectada a la terminal variable del potenciómetro R_1 y esta polarizado por R_2 y el diodo zener Z_1 que regula 16V; esto es para poder ajustar la corriente de base y poder variar el voltaje de salida en el emisor y obtener los valores deseados de voltaje a la salida
- C_2 se encuentra conectado entre el colector y el emisor de Q_1 para filtrar el V_{CE} y reducir las pequeñas variaciones de voltaje que puedan existir
- R_3 y C_3 se encuentran conectados en paralelo con la salida para evitar picos de voltaje no deseados y al mismo tiempo R_3 mantiene una corriente constante a través del transistor Q_1 aunque no exista carga conectada a la salida; esto es para mantener equilibrado el circuito
- Esta fuente se puede ajustar desde 0V hasta 15V positivos de corriente directa variando a R_1 y puede suministrar una corriente máxima de carga de 2A
- Como carga, se utilizará un motor de $6V_{cd}$ a 160mW
- El objetivo de este circuito práctico es regular la velocidad del motor para que gire más o menos, según la necesidad del usuario

TRABAJE CON
FALLA DE ORIGEN

3.1.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO

1- Datos

$T_1 = 125$ a $25+25 V_{CA}$ (rms) a $2A$;

$D_1 = D_2 = NTE125$: Si, $V_{PR}=1000V$, $I_F = 2.5A$, $V_F = 0.8V$;

$Q_1 = NTE152$: $I_{Cmax} = 7A$, $BV_{CBO} = 60V$, $BV_{CEO} = 60V$, $BV_{EBO} = 5V$,

$h_{FE} = 60$, $P_D = 50$;

$Z_1 = NTE5075A$: $V_Z = 16V$, $P_D = 1W$;

$R_1 = 10K\Omega$;

$R_2 = 820\Omega$ a $1/2W$;

$R_3 = 1K\Omega$ a $1/2W$.

2- Cálculo del voltaje V_{cd} a la salida de la etapa de rectificación

En la figura 3.2 se muestra la malla I analizando el voltaje de salida en la etapa de rectificación durante el semiciclo positivo de voltaje V_{1p} :

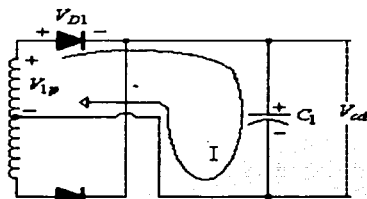


Figura 3.2 Malla I.

Aplicando L.V.K. en I:

$$V_{1p} - V_{D1} - V_{C1} = 0 \Rightarrow V_{C1} = V_{1p} - V_{D1}$$

$$V_1 = 25V(\text{rms}) \Rightarrow V_{1p} = 25\sqrt{2} = 35.355V_p$$

$$V_{C1} = 35.355 - 0.8 = 34.555V_p \Rightarrow V_{C1} = 34.555V_{cd}$$

de la figura 3.2 se observa que $V_{C1} = V_{cd}$,

por lo tanto, el voltaje en la salida de la etapa de rectificación es:

$$V_{cd} = 34.555V$$

3- Cálculo de la corriente máxima en la salida de la fuente I_T

La I_T es la corriente total de salida de la fuente de alimentación y será la suma de las corrientes I_{R_L} con I_{R_3} :

a) Cálculo de I_{R_L} máxima

$$I_{R_L} = \frac{P_{R_L}}{V_{R_L}}$$

$$P_{R_L} = 160 \times 10^{-3} W$$

$$V_{R_L} = 6V$$

$$I_{R_L} = \frac{160 \times 10^{-3}}{6} = 26.666 \times 10^{-3} A$$

por lo tanto, la corriente en el motor será:

$$I_{R_L} = 26.666 \times 10^{-3} A$$

b) Cálculo de I_{R_3} máxima

$$I_{R_3} = \frac{V_{R_3}}{R_3}$$

$$V_{R_3} = 6V$$

$$R_3 = 1 \times 10^3 \Omega$$

$$I_{R_3} = \frac{6}{1 \times 10^3} = 6 \times 10^{-3} A$$

por lo tanto, esta será la corriente en R_3 :

$$I_{R_3} = 6 \times 10^{-3} A$$

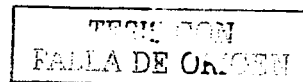
c) Cálculo de I_T

La corriente permanente I_{R_3} siempre se tendrá que sumar con la corriente de carga I_{R_L} para obtener el valor total de corriente I_T que va a suministrar la fuente, esto es:

$$I_T = I_{R_L} + I_{R_3} \Rightarrow I_T = 26.666 \times 10^{-3} + 6 \times 10^{-3} = 32.666 \times 10^{-3} A$$

por lo tanto:

$$I_T = 32.666 \times 10^{-3} A$$



4- Análisis del transistor Q_1 de la etapa de regulación

Q_1 se encarga de entregar la corriente a la salida de la fuente a partir de su punto "Q" de operación.

a) Cálculo de I_B , I_C e I_E

En la figura 3.3 se muestra la dirección de las corrientes en las terminales de Q_1 y así mismo, se muestra la dirección de la corriente total I_T :

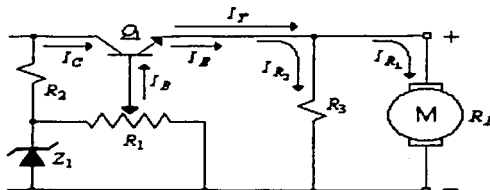


Figura 3.3 Dirección de corrientes en las terminales de Q_1 .

De la figura 3.3 se puede observar que la corriente total es igual a la corriente de emisor, esto es:

$$I_E = I_T = 32.666 \times 10^{-3} A$$

por lo tanto, la corriente de emisor será:

$$I_E = 32.666 \times 10^{-3} A$$

De la siguiente fórmula del TBJ se despejará I_B para su cálculo:

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

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta + 1)} \Rightarrow I_B = \frac{32.666 \times 10^{-3}}{(60 + 1)} = 0.535 \times 10^{-3} A$$

por lo tanto, la corriente de base será:

$$I_B = 0.535 \times 10^{-3} A$$

De la siguiente fórmula del TBJ se despejará I_C para su cálculo:

$$I_E = I_C + I_B$$

$$I_C = I_E - I_B \Rightarrow I_C = 32.666 \times 10^{-3} - 0.535 \times 10^{-3} = 32.131 \times 10^{-3} A$$

por lo tanto, la corriente de colector será:

$$I_C = 32.131 \times 10^{-3} A$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

ESTA TESIS NO SALE
DE LA BIBLIOTECA

b) Cálculo de V_{CE}

En la figura 3.4 se muestra la malla II para el cálculo de V_{CE} :

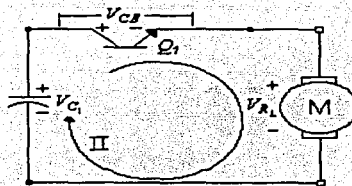


Figura 3.4 Malla II.

Aplicando L.V.K. en II:

$$V_{C1} - V_{CE} - V_{RL} = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{C1} - V_{RL}$$

donde:

$$V_{C1} = 34.555V$$

$$V_{RL} = 6V$$

$$V_{CE} = 34.555 - 6 = 28.555V$$

por lo tanto, el voltaje de colector a emisor será: -

$$V_{CE} = 28.555V$$

c) Determinación de la región de operación para el Q_1

El punto de operación "Q" para este circuito es:

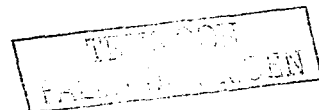
$$Q = \begin{cases} I_{BQ} = 0.535 \times 10^{-3} A \\ I_{CQ} = 32.131 \times 10^{-3} A \\ V_{CEQ} = 28.555V \end{cases}$$

donde se observa que:

$$0 < V_{CEQ} < V_{cd} \Rightarrow 0V < 28.555V < 34.555V$$

por lo tanto:

El transistor Q_1 se encuentra operando en la región activa.



5- Posición de la terminal variable del potenciómetro R_1

El transistor Q_1 está fabricado de Silicio, por lo tanto, el voltaje de base a emisor se puede considerar como $V_{BE} = 0.7V$.

En la figura 3.5 se muestra la malla III para el cálculo del voltaje de base V_B , la caída de voltaje en R_1 (V_{R_1}) y la posición en la que debe estar el potenciómetro para que la fuente pueda entregar al motor los 6V que requiere:

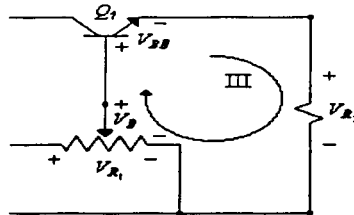


Figura 3.5 Mallas III.

Se calculará el valor en Ω de la posición R_{1pos} en que se encuentra la terminal variable de R_1 , la cual alimenta a la base de Q_1 ; para los valores utilizados en este análisis se aplicará una regla de tres, esto es:

$$10K\Omega \rightarrow V_{R_1}$$

$$R_{1pos} \leftarrow V_B$$

donde se deduce la siguiente expresión:

$$R_{1pos} = \frac{(V_B)(10 \times 10^3 \Omega)}{V_{R_1}}$$

donde:

V_{R_1} = es igual al voltaje del diodo zener, es decir 6V

V_B se calcula aplicando L.V.K. en la malla III de la figura 3.5, esto es:

$$V_B - V_{BE} - V_{R_3} = 0 \Rightarrow V_B = V_{BE} + V_{R_3}$$

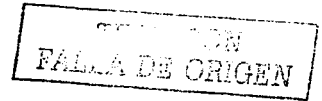
$$V_{BE} = 0.7V$$

$$V_{R_3} = 6V$$

$V_B = 0.7 + 6 = 6.7V$, por lo tanto $V_B = 6.7V$ y sustituyendo valores tenemos:

$$R_{1pos} = \frac{(6.7V)(10 \times 10^3 \Omega)}{6V} = 4.187 \times 10^3 \Omega$$

por lo tanto, la base de Q_1 se encuentra en la posición de $4.187K\Omega$ del potenciómetro R_1 respecto a tierra.



3.2 Control luminoso para un motor de cd

3.2.1 DIAGRAMA

En la figura 3.6 se muestra el diagrama eléctrico de un circuito de control luminoso para un motor de corriente directa, donde la etapa de amplificación la forman los transistores Q_2 y Q_3 los cuales son TBJ tipo PNP.

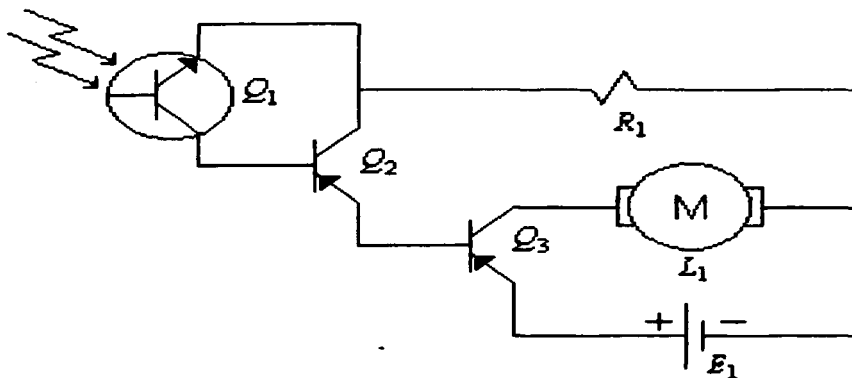


Figura 3.6 Control luminoso de un motor de cd.

Componentes:

Q_1 = NTE3032;

$Q_2 = Q_3$ = NTE159;

R_1 = $15K\Omega$ a $1/4W$;

L_1 = motor de $12V_{cd}$ a $0.13A$;

E_1 = fuente de alimentación de $12V_{cd}$.

3.2.2 ANÁLISIS FUNCIONAL

- E_1 es una fuente de alimentación que suministra $12V_{cd}$
- Q_1 es un fototransistor TBJ tipo NPN; al aplicarle luz visible o infrarroja, sus terminales colector a emisor conducirán corriente y el fototransistor se comportará como un circuito cerrado; al eliminar la iluminación, el fototransistor se comportará como un circuito abierto y sus terminales colector a emisor no permitirán que circule corriente
- Q_2 y Q_3 son TBJ tipo PNP
- La etapa de control luminoso la forma el fototransistor Q_1 y la etapa de amplificación la forman los transistores Q_2 y Q_3
- Cuando Q_1 detecta la luz, origina a la corriente de base de Q_2 , el cual entrará en operación dentro de la región activa y sus terminales colector - emisor originan a la corriente de base de Q_3
- Q_3 entrara en operación en la región de saturación, lo cual es necesario para lograr que el motor opere lo más próximo a su potencia nominal
- R_1 limitará la corriente a través de Q_1 y Q_2 para mantener un nivel de corriente moderada en la base de Q_3
- El objetivo de este circuito práctico es que a través de un flujo luminoso, se logre controlar la activación y desactivación del motor
- El motor puede realizar diferentes trabajos mecánicos, por ejemplo abrir y cerrar una puerta, activar una bomba de agua, etc.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

3.2.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO

1- Datos

$$E_1 = 12V_{cd};$$

$$Q_1 = \text{NTE3032: NPN, Silicio, } BV_{CBO} = 180V, I_C = 1A, P_L = 200mW;$$

$$Q_2 = Q_3 = \text{NTE159: PNP, Silicio, } I_C = 1A, BV_{CBO} = 80V, BV_{CEO} = 80V,$$

$$BV_{EBO} = 5V, h_{FE} = 180, P_D = 0.625W;$$

$$L_1 = 12V_{cd} \text{ a } 0.13A.$$

2- Análisis en el transistor Q_3

a) Cálculo de las corrientes I_{B3} , I_{C3} e I_{E3}

En la figura 3.7 se muestra la dirección de las corrientes en las terminales de Q_3 , donde se puede observar que $I_{C3} = I_{L1}$:

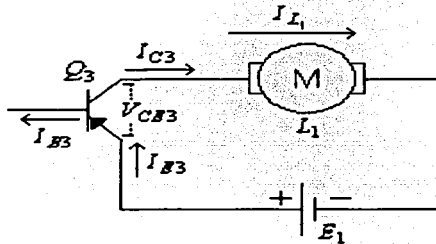


Figura 3.7 Dirección de corrientes en Q_3 .

El motor L_1 requiere una corriente $I_{L1} = 0.13A$, entonces $I_{L1} = I_{C3} = 0.13A$ por lo tanto:

$$I_{C3} = 0.13A$$

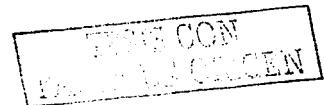
de la siguiente fórmula del TBJ se despejará I_{B3} para su cálculo:

$$I_C = \beta \times I_B$$

$$I_{B3} = \frac{I_{C3}}{\beta} \Rightarrow I_{B3} = \frac{0.13}{180} = 722 \times 10^{-6} A$$

por lo tanto:

$$I_{B3} = 722 \mu A$$



con la siguiente fórmula del TBJ se calculará I_{E3} :

$$I_E = I_C + I_B$$

$$I_{E3} = I_{C3} + I_{B3} \Rightarrow I_{E3} = 0.13 + 722 \times 10^{-6} = 130.722 \times 10^{-3} A$$

por lo tanto:

$$I_{E3} = 130.722 mA$$

b) Cálculo de V_{CE3}

Necesitamos que el motor L_1 trabaje lo más cerca a su potencia nominal, por lo cual requiere de $12V_{cd}$. Entonces, como el transistor Q_3 será el que proporcione la alimentación al motor, se requiere que su $V_{CE3} \approx 0$ para que el motor trabaje lo más cerca a $12V_{cd}$ y opere a su potencia nominal, por lo tanto:

$$V_{CE3} \approx 0$$

El valor anterior se puede estandarizar a $0.2V$.

c) Determinación de la región de operación para el Q_3

El punto de operación "Q" para este transistor es:

$$Q = \begin{cases} I_{B3} = 722 \mu A \\ I_{C3} = 0.13 A \\ V_{CE3} \approx 0.2 V \end{cases}$$

por lo tanto:

El Q_3 debe estar operando en la región de saturación y para lograrlo el transistor Q_2 debe permitir el flujo de corriente de $I_{B3} = 722 \times 10^{-6} A$.

TESIS CON
FALLA DE ORDEN

3- Análisis en el transistor Q_2

a) Cálculo de las corrientes I_{B2} , I_{C2} e I_{E2}

En la figura 3.8 se muestra la dirección de las corrientes en las terminales de Q_2 , donde se puede observar que $I_{B3} = I_{E2}$:

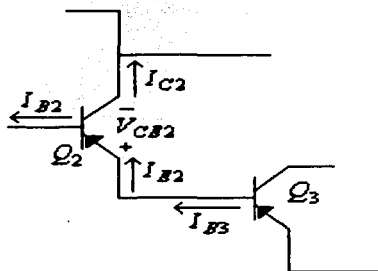


Figura 3.8 Dirección de corrientes en Q_2 .

De la figura 3.8 se observa que $I_{B3} = I_{E2} = 722 \times 10^{-6} A$
por lo tanto:

$$I_{E2} = 722 \mu A$$

de la siguiente fórmula del TBJ se despejará I_{B2} para su cálculo:

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

$$I_{B2} = \frac{I_{E2}}{\beta + 1} \Rightarrow I_{B2} = \frac{722 \times 10^{-6}}{180 + 1} = 3.988 \times 10^{-6} A$$

por lo tanto:

$$I_{B2} = 3.988 \mu A$$

con la siguiente fórmula del TBJ se calculará I_{C2} :

$$I_C = \beta \times I_B$$

$$I_{C2} = \beta \times I_{B2} \Rightarrow I_{C2} = 180 \times 3.988 \times 10^{-6} = 717 \times 10^{-6} A$$

por lo tanto:

$$I_{C2} = 717 \mu A$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

b) Cálculo de V_{CE2}

En la figura 3.9 se muestra la malla I donde se observa que $V_{CE1} = V_{BC2}$ y también se muestra la malla II haciendo la sumatoria de voltajes en el transistor Q_2 para el cálculo de V_{CE2} :

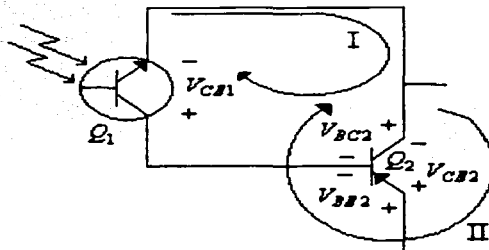


Figura 3.9 Mallas I y II.

Se considerará que el fototransistor Q_1 está iluminado a una intensidad máxima y estará operando en la región de saturación, por lo que $V_{CE1} \approx 0V$; de la figura 3.9 se observa que $V_{CE1} = V_{BC2} \approx 0V$ y considerando que Q_2 es en TBJ de silicio tipo PNP su $V_{BE2} = -0.7V$ y haciendo L.V.K. en la malla II de la figura 3.9 se tiene:

$V_{CE2} - V_{BE2} + V_{BC2} = 0 \Rightarrow V_{CE2} = V_{BE2} - V_{BC2} \Rightarrow V_{CE2} = V_{BE2}$
y como el $V_{BE2} = -0.7V$, por lo tanto:

$$V_{CE2} = -0.7V$$

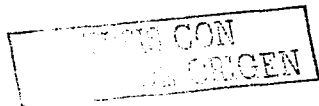
c) Determinación de la región de operación para el Q_2

El punto de operación "Q" para Q_2 es:

$$Q = \begin{cases} I_{B2} = 3.988 \mu A \\ I_{C2} = 717 \mu A \\ V_{CE2} = -0.7V \end{cases}$$

con estos datos y sabiendo que $V_{BC2} = 0$ y que $V_{CE2} = V_{BE2}$ se determina que:

El transistor Q_2 se encuentra operando en la región activa.



4- Cálculo de R_1

En la figura 3.10 se muestra el nodo A donde se observa que $I_{R_1} = I_{E1} + I_{C2}$:

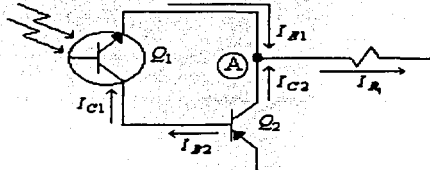


Figura 3.10 Nodo A.

De la figura 3.10 también se observa que $I_{B2} = I_{C1}$ y sabiendo que $I_{C1} \approx I_{E1}$ se tiene que:

$$I_{B2} = I_{C1} = 3.988 \times 10^{-6} A \text{ entonces } I_{C1} \approx I_{E1}, \text{ por lo tanto:}$$

$$I_{E1} \approx 3.988 \mu A$$

haciendo L.C.K. en el nodo A de la figura 3.10 se tiene:

$$I_{C2} + I_{E1} - I_{R_1} = 0 \Rightarrow I_{R_1} = I_{C2} + I_{E1}$$

donde:

$$I_{C2} = 717 \times 10^{-6} A, I_{E1} \approx 3.988 \times 10^{-6} A \text{ y sustituyendo los valores:}$$

$$I_{R_1} = 717 \times 10^{-6} + 3.988 \times 10^{-6} = 720.988 \times 10^{-6} A$$

por lo tanto:

$$I_{R_1} = 720.988 \times 10^{-6} A$$

para calcular el voltaje en R_1 se tomará la malla III mostrada en la figura 3.11:

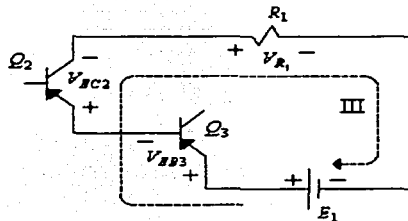


Figura 3.11 Malla III.

Aplicando L.V.K. en III:

$$E_1 - V_{EB3} - V_{EC2} - V_{R_1} = 0 \Rightarrow V_{R_1} = E_1 - V_{EB3} - V_{EC2}$$

haciendo $V_{R_1} = I_{R_1} \times R_1$, sustituyendo y despejando a R_1 en L.V.K. se tiene:

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

$$R_1 = \frac{E_1 - V_{EB3} - V_{EC2}}{I_{R_1}}$$

donde:

$$E_1 = 12V;$$

$$V_{EB3} = 0.7V;$$

$$V_{EC2} = 0.7V \text{ y}$$

$$I_{R_1} = 720.988 \times 10^{-6} A$$

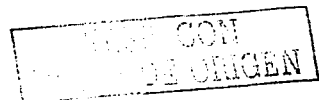
$$R_1 = \frac{12 - 0.7 - 0.7}{720.988 \times 10^{-6}} = 14.702 \times 10^3 \Omega$$

su potencia será:

$$P_{R_1} = (R_1)(I_{R_1}^2) \Rightarrow P_{R_1} = (14.702 \times 10^3)(720.988 \times 10^{-6})^2 = 7.642 \times 10^{-3} W$$

por lo tanto, el valor comercial inmediato de R_1 es:

$$R_1 = 15K\Omega \text{ a } 1/4W$$



3.3 Probador de polaridad

3.3.1 DIAGRAMA

En la figura 3.12 se muestra el diagrama eléctrico de un circuito probador de polaridad. Los transistores Q_1 , Q_2 , Q_3 y Q_4 forman una etapa de estabilización de corriente para que se puedan probar las polaridades de voltajes desde 6 hasta 20Vcd.

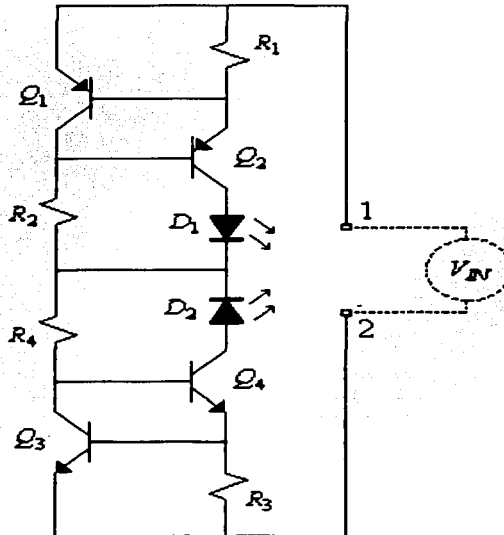


Figura 3.12 Circuito de un probador de polaridad.

Componentes:

V_{IN} = voltaje a probar desde ± 6 hasta ± 20 Vcd;

$Q_1 = Q_2 =$ NTE159;

$Q_3 = Q_4 =$ NTE128;

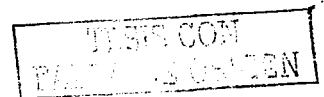
$D_1 = D_2 =$ NTE3020;

$R_1 = R_3 = 33\ \Omega$ a 1/4W;

$R_2 = R_4 = 8.2\text{K}\Omega$ a 1/4W.

3.3.2 ANÁLISIS FUNCIONAL

- V_{IN} es el voltaje a probar y se recomienda que sea desde 6Vcd hasta 20Vcd
- La polaridad es indicada por los led's D_1 y D_2
- Durante la prueba, sólo encenderá uno de los led's (D_1 o D_2); el led encendido indicara que ésa es la terminal positiva, mientras que el otro led permanecerá apagado indicando la terminal de tierra
- La intensidad de luz en D_1 y D_2 variará según el voltaje de entrada V_{IN} , es por eso que se recomienda un voltaje mínimo de prueba de 6Vcd para tener buena visibilidad a la lectura y un voltaje máximo de prueba de 20Vcd para no forzar a los led's a voltajes a excesivos
- Los transistores Q_1 , Q_2 , Q_3 y Q_4 junto con los resistores R_1 , R_2 , R_3 y R_4 forman la etapa de regulación de corriente y sirve para proteger a los diodos D_1 y D_2 manteniendo un nivel de corriente constante a través de ellos
- Cuando se conecta el polo positivo de una fuente de alimentación a la terminal de prueba 1 de la figura 3.12 , mostrada anteriormente en el subtema 3.3.1, y en la terminal 2 se conecta el polo negativo, encenderá el led D_1 indicando que en esa terminal 1 se encuentra el polo positivo, mientras que el led D_2 permanecerá apagado y los transistores que estarán operando durante la prueba serán Q_2 y Q_4
- Cuando se conecta el polo positivo a la terminal de prueba 2, de la misma figura 3.12, y el polo negativo se conecta a la terminal de prueba 1, entonces encenderá el led D_2 indicando que en esa terminal se encuentra el polo positivo, mientras que D_1 permanecerá apagado y los transistores que estarán operando durante la prueba serán Q_1 , Q_3 y Q_4
- El objetivo de este circuito es checar a la polaridad de los voltajes para su mejor manejo y al mismo tiempo la existencia de los mismos, ya que si durante la prueba ningún led enciende, es posible que no exista voltaje ó que sea muy pequeño (<6V)



3.3.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO

1- Datos

$$V_{IN} = 12V_{cd};$$

$$D_1 = D_2 = \text{NTE3020: Rojo difuso, } V_F = 1.7V, I_F = 100mA, P_D = 180mW;$$

$$Q_1 = Q_2 = \text{NTE159: PNP, Silicio, } I_C = 1A, BV_{CBO} = 80V, BV_{CEO} = 80V,$$

$$BV_{EBO} = 5V, h_{FE} = 180, P_D = 0.625W;$$

$$Q_3 = Q_4 = \text{NTE128: NPN, Silicio, } I_C = 1A, BV_{CBO} = 120V, BV_{CEO} = 80V,$$

$$BV_{EBO} = 7V, h_{FE} = 90min, P_D = 1W;$$

$$R_1 = R_3 = 33\Omega \text{ a } 1/4W;$$

$$R_2 = R_4 = 8.2K\Omega \text{ a } 1/4W.$$

2- Prueba del circuito con un $V_{IN} = 12V_{cd}$

El polo positivo de V_{IN} estará conectado a la terminal 1 del circuito probador y el polo negativo estará conectado a la terminal 2, esto se muestra en la figura 3.13 donde se puede observar la sección del circuito que se encuentra en funcionamiento:

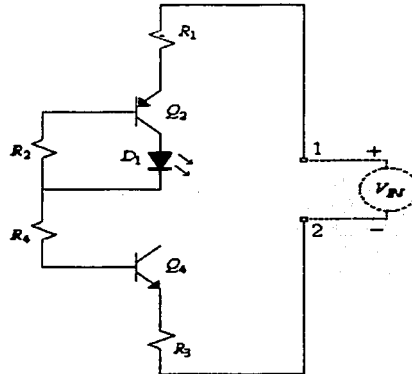


Figura 3.13 Sección en funcionamiento con polaridad positiva en la terminal 1 y negativa en la terminal 2.

En la figura 3.13 se observa que los únicos transistores que se encuentran operando son Q_2 y Q_4 por lo que nuestro análisis será sobre estos dos transistores, lo cual se realizará a continuación.

a) Cálculo de las corrientes y voltajes en Q_2 y Q_4

En la figura 3.14 se muestran todos los voltajes y corrientes en los transistores Q_2 y Q_4 , así mismo se muestran las mallas I y II y el nodo A, todo esto es de la sección del circuito en funcionamiento:

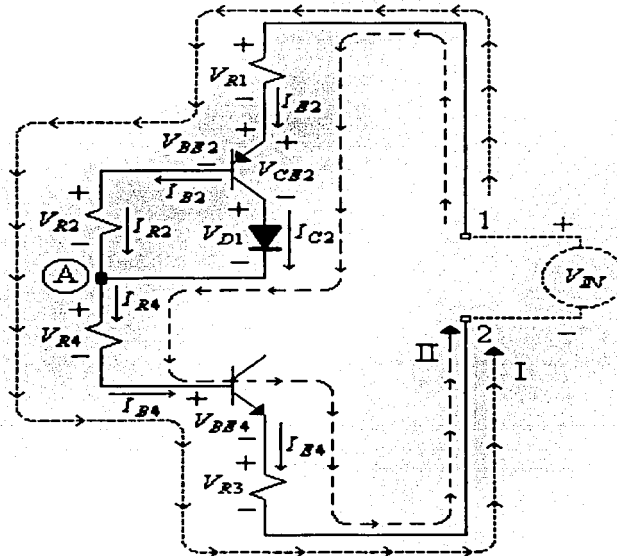


Figura 3.14 Mallas I y II y nodo A.

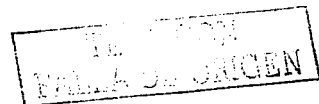
Basaremos todo nuestro análisis sobre la figura 3.14 debido a que están denotados todos los voltajes y corrientes a calcular, así como las mallas I y II y el nodo A necesarios para dicho análisis.

Haciendo L.V.K. en la malla I de la figura 3.14 se obtiene la ecuación 1:

$$V_{IN} - V_{R1} - V_{BE2} - V_{R2} - V_{R4} - V_{BE4} - V_{R3} = 0 \dots\dots\dots 1$$

haciendo L.V.K. en la malla II de la figura 3.14 se obtiene la ecuación 2:

$$V_{IN} - V_{R1} - V_{CE2} - V_{D1} - V_{R4} - V_{BE4} - V_{R3} = 0 \dots\dots\dots 2$$



donde:

$$V_{IN} = 12 \text{ V};$$

$$V_{BE2} = 0.7 \text{ V por ser de Silicio};$$

$$V_{CE2} \cong 0 \text{ V se considera al } Q_2 \text{ operando en la región de saturación}$$

$$V_{BE4} = 0.7 \text{ V};$$

$$V_{R1} = (33)I_{R1} \text{ V};$$

$$V_{R2} = (8.2 \times 10^3)I_{R2} \text{ V};$$

$$V_{R3} = (33)I_{R3} \text{ V};$$

$$V_{R4} = (8.2 \times 10^3)I_{R4} \text{ V};$$

$$V_{D1} = 1.7 \text{ V};$$

de la figura 3.14 se observa que el transistor Q_4 esta trabajando como un diodo y por estar en serie con R_4 y R_3 las corrientes de éstos dos serán iguales, esto es:

$$I_{R4} = I_{R3}$$

substituyendo valores en la ecuación 1 se tiene:

$$12 - (33)I_{R1} - 0.7 - (8.2 \times 10^3)I_{R2} - (8.2 \times 10^3)I_{R4} - 0.7 - (33)I_{R3} = 0$$

sumando enteros y haciendo $I_{R4} = I_{R3}$ se tiene:

$$10.6 - (33)I_{R1} - (8.2 \times 10^3)I_{R2} - (8.2 \times 10^3)I_{R3} - (33)I_{R3} = 0$$

sumando las I_{R3} se obtiene la ecuación 1a:

$$10.6 - (33)I_{R1} - (8.2 \times 10^3)I_{R2} - (8.233 \times 10^3)I_{R3} = 0 \dots\dots\dots 1a$$

Ahora, substituyendo valores en la ecuación 2 se tiene:

$$12 - (33)I_{R1} - 0 - 1.7 - (8.2 \times 10^3)I_{R4} - 0.7 - (33)I_{R3} = 0$$

sumando enteros y haciendo $I_{R4} = I_{R3}$ se tiene:

$$9.6 - (33)I_{R1} - (8.2 \times 10^3)I_{R3} - (33)I_{R3} = 0$$

sumando las I_{R3} se obtiene la ecuación 2a:

$$9.6 - (33)I_{R1} - (8.233 \times 10^3)I_{R3} = 0 \dots\dots\dots 2a$$

Multiplicando por menos (-) la ecuación 1a se tiene:

$$- [9.6 - (33)I_{R1} - (8.233)I_{R3} = 0] \Rightarrow -9.6 + (33)I_{R1} + (8.233)I_{R3} = 0$$

y sumándola con la ecuación 2a se tiene:

$$\begin{array}{r} 10.6 - (33)I_{R1} - (8.2 \times 10^3)I_{R2} - (8.233 \times 10^3)I_{R3} = 0 \\ -9.6 + (33)I_{R1} + 0 + (8.233 \times 10^3)I_{R3} = 0 \\ \hline 1 + 0 - (8.2 \times 10^3)I_{R2} + 0 = 0 \end{array}$$

donde se obtiene la siguiente expresión:

$1 - (8.2 \times 10^3)I_{R2} = 0$ y despejando a I_{R2} se obtiene la primer corriente, esto es:

$$I_{R2} = \frac{1}{8.2 \times 10^3} = 121.951 \times 10^{-6} A$$

de la figura 3.14 se observa que: $I_{R2} = I_{B2} = 121.951 \times 10^{-6} A$
por lo tanto:

$$I_{B2} = 121.951 \mu A$$

con la siguiente fórmula del TBJ se calculará I_{C2} :

$$I_C = \beta \times I_B$$

$$I_{C2} = \beta \times I_{B2} \Rightarrow I_{C2} = 180 \times 121.951 \times 10^{-6} = 21.951 \times 10^{-3} A$$

por lo tanto:

$$I_{C2} = 21.951 mA$$

con la siguiente fórmula del TBJ se calculará I_{E2} :

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

$$I_{E2} = I_{B2}(\beta + 1) \Rightarrow I_{E2} = (121.951 \times 10^{-6})(180 + 1) = 22.073 \times 10^{-3} A$$

por lo tanto:

$$I_{E2} = 22.073 mA$$

El transistor Q_4 esta conduciendo una corriente de base a emisor únicamente debido a que su operación es como un diodo ($I_{C4} \approx 0$) y haciendo L.C.K. en Q_4 se obtiene que:

$I_{B4} + I_{C4} - I_{E4} = 0$, haciendo $I_{C4} \approx 0$ se concluye que:

$$I_{B4} = I_{E4} \text{ y } V_{CE4} \approx 0$$

haciendo L.C.K. en el nodo A de la figura 3.14, se tiene:

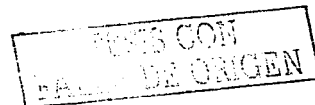
$$I_{R2} + I_{C2} - I_{R4} = 0 \Rightarrow I_{R4} = I_{R2} + I_{C2}$$

$$I_{R4} = 121.951 \times 10^{-6} + 21.951 \times 10^{-3} = 22.072 \times 10^{-3} A$$

de la figura 3.14 se observa que: $I_{R4} = I_{B4} = I_{R3} = I_{E4} = 22.072 \times 10^{-3} A$

por lo tanto:

$$I_{B4} = 22.072 mA \text{ e } I_{E4} = 22.072 mA$$



3- Agrupando corrientes y voltajes se conoce el punto de operación en el transistor Q_2

El punto de operación "Q" está dado por:

$$Q = \begin{cases} I_{B2} = 121.951 \mu A \\ I_{C2} = 21.951 mA \\ V_{CE2} \approx 0 \end{cases}$$

por lo tanto:

El transistor Q_2 se encuentra operando en la región de saturación.

4- Agrupando corrientes y voltajes se conoce el punto de operación en el transistor Q_4

El punto de operación "Q" esta dado por:

$$Q = \begin{cases} I_{B4} = I_{E4} = 22.072 mA \\ I_{C4} = 0 A \\ V_{CE4} \approx 0 V \end{cases}$$

esto quiere decir que Q_4 está actuando como un diodo y no como un transistor.

5- Nota

Si efectuáramos otra prueba pero ahora conectando al voltaje de prueba al revés, al analizar el circuito los valores de voltajes y corrientes serán similares a los que obtuvimos en nuestros análisis anteriormente efectuados, con la diferencia de que los transistores que operarán serán Q_1 , Q_3 y Q_4 , esto es debido a que nuestro circuito probador de polaridad posee dos secciones simétricas; una sección para la polaridad (+) y la otra sección para la polaridad (-) por lo que el circuito operará simétricamente en cualquiera de las dos pruebas. Se deja al lector la comprobación, a manera de ejercicio.

3.4 Fuente de alimentación simétrica regulada

3.4.1 DIAGRAMA

En la figura 3.15 se muestra el diagrama eléctrico de una fuente de alimentación simétrica regulada de 0 a $\pm 15V_{CD}$ y que suministra una corriente máxima de 3A.

El transistor Q_1 y el regulador IC_1 forman la etapa positiva y el transistor Q_2 junto con el regulador IC_2 forman la etapa negativa de la fuente. Como carga para esta fuente se utilizará un circuito par diferencial que requiere una alimentación de $\pm 15V_{CD}$ y 1A. M_1 es un motor de ventilación para la fuente.

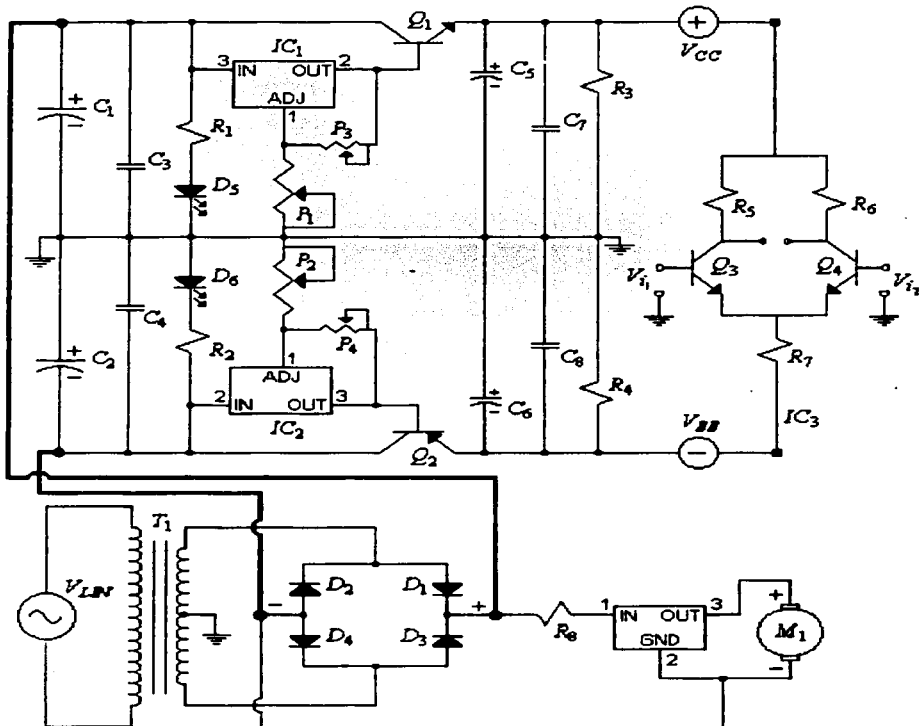


Figura 3.15 Fuente de alimentación simétrica regulada.

Componentes:

V_{LIN} = línea de C.A. de $125 V_{CA}$ (rms) a 60Hz;

$V_{CC} = +15V_{CD}$;

$V_{EE} = -15V_{CD}$;

$V_{i_1} = V_{i_2} = 5V_{CD}$;

T_1 = transformador reductor de 125 a $30 V_{CA}$ con derivación central y 3A;

$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = \text{NTE156}$;

$D_5 = \text{NTE3024}$;

$D_6 = \text{NTE3020}$;

$IC_1 = \text{NTE 956}$;

$IC_2 = \text{NTE957}$;

$IC_3 = \text{NTE966}$;

$Q_1 = \text{NTE392}$;

$Q_2 = \text{NTE393}$;

$Q_3 = Q_4 = \text{NTE241}$;

$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1K\Omega$ a 1/2W;

$R_5 = R_6 = 22\Omega$ a 10W;

$R_7 = 18\Omega$ a 25W;

$R_8 = 56\Omega$ a 2W;

$P_1 = P_2 =$ potenciómetro de $5K\Omega$;

$P_3 = P_4 =$ potenciómetro preajustable de $1K\Omega$;

$C_1 = C_2 =$ capacitor electrolítico de $10000\mu f$ a 50V;

$C_3 = C_4 = C_7 = C_8 =$ capacitor cerámico de $0.1\mu f$ a 50V;

$C_5 = C_6 =$ capacitor electrolítico de $470\mu f$ a 25V;

$M_1 =$ ventilador de $12V_{cd}$ a 0.13A; Marca: CRAFT FAN, Modelo: CH80S12M.

3.4.2 ANÁLISIS FUNCIONAL

- V_{LIN} suministra $125V_{CA}$ a una frecuencia de 60 Hz al devanado primario de T_1
- T_1 es un transformador reductor de 125 a 30 V_{CA} (rms) con derivación central y corriente máxima de 3A
- En la sección positiva de la fuente, su etapa de rectificación esta construida con los dispositivos D_1 , D_3 y C_1 y su etapa de regulación esta construida con IC_1 , Q_1 , R_3 y R_1
- IC_1 es un regulador ajustable positivo; R_3 esta conectado entre las terminales 1 (de ajuste) y 2 (de salida) para dar realimentación al regulador mientras que R_1 estará referida a tierra para el ajuste de su voltaje de salida
- Q_1 es un TBJ tipo NPN; su base esta conectada a la terminal 2 del IC_1 con el objetivo de controlar la corriente de base y poder variar su voltaje de colector a emisor y obtener los valores deseados de voltaje a la salida; Q_1 suministrará la corriente de carga en la sección positiva de la fuente
- En la sección negativa de la fuente, su etapa de rectificación esta construida con los dispositivos D_2 , D_4 y C_2 y su etapa de regulación esta construida con IC_2 , Q_2 , R_4 y R_2
- IC_2 es un regulador ajustable negativo; R_4 esta conectada entre las terminales 1 (de ajuste) y 3 (de salida) para dar realimentación al regulador mientras que R_2 estará referida a tierra para el ajuste de su voltaje de salida
- Q_2 es un TBJ tipo PNP; su base esta conectada a la terminal 3 del IC_2 con el objetivo de controlar la corriente de base y poder variar su voltaje de colector a emisor y obtener los valores deseados de voltaje a la salida; Q_2 suministrará la corriente de carga en la sección negativa de la fuente
- D_5 y D_6 son los indicadores de encendido; D_5 es un led color verde que al encender indica que la sección positiva de la fuente se encuentra activada y D_6 es un led color rojo que al encender indica que la sección negativa de la fuente se encuentra activada
- Los capacitores C_3 , C_4 , C_7 y C_8 suprimirán picos de voltaje repentinos que puedan existir a la entrada y salida de las dos etapas de regulación
- Q_1 y Q_2 tienen disipadores térmicos y, debido a su alta disipación de calor, tienen un sistema de enfriamiento por aire forzado; el sistema de aire forzado está construido con los dispositivos R_8 , IC_3 y M_1 ; IC_3 es un regulador fijo que entrega en su salida un voltaje constante de $12V_{CD}$ y suministra una corriente máxima de 1A; M_1 es un ventilador con un motor de $12V_{CD}$ y 0.13 A
- Como carga para esta fuente se utilizará un circuito par diferencial construido con R_5 , R_6 , R_7 , Q_3 y Q_4 que requiere una alimentación de $\pm 15V_{CD}$ y 1A

3.4.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO

1- Datos

T_1 = reductor de 125 a 30 V_{CA} (rms) con derivación central a 3A;

$D_1 = D_2 = D_3 = D_4$ = NTE156: Silicio, $V_{PR} = 1000V$, $I_F = 3A$, $V_F = 1.1V$;

D_5 = NTE3024: $V_F = 2.2V$, $I_F = 35mA$, $P_D = 120mW$;

D_6 = NTE3020: $V_F = 1.7V$, $I_F = 100mA$, $P_D = 180mW$;

IC_1 = NTE956: $V_{out} = 1.2V$ a $37V$, $V_{IN_{Min}} = 3V$, $V_{IN_{Max}} = 40V$, $I_O = 1.5A$, $P_D = 15W$;

IC_2 = NTE957: $V_{out} = -1.2V$ a $-37V$, $V_{IN_{Min}} = -3V$, $V_{IN_{Max}} = -40V$, $I_O = 1.5A$,
 $P_D = 15W$;

IC_3 = NTE966: $V_{out} = 12V$, $V_{IN_{Min}} = 14.8V$, $V_{IN_{Max}} = 35V$, $I_O = 1A$, $P_D = 15W$;

Q_1 = NTE392: NPN, Silicio, $I_C = 25A$, $BV_{CBO} = 100V$, $BV_{CEO} = 100V$,
 $BV_{EBO} = 5V$, $h_{FE} = 25$ min, $P_D = 125W$;

Q_2 = NTE393: PNP, Silicio, $I_C = 25A$, $BV_{CBO} = 100V$, $BV_{CEO} = 100V$,
 $BV_{EBO} = 5V$, $h_{FE} = 25$ min, $P_D = 125W$;

$R_3 = R_4 = 1K\Omega$;

$P_1 = P_2 = 5K\Omega$;

Par diferencial: $\pm 15V_{CD}$ y 1 A.

2- Análisis en la etapa de rectificación de la sección positiva de la fuente

a) Cálculo del voltaje sin carga V_{cd} a la salida de la etapa de rectificación

En la figura 3.16 se muestra la malla I de la sección en funcionamiento durante un semiciclo positivo de V_{P_1} y también se muestra V_{cd} a la salida de esa etapa:

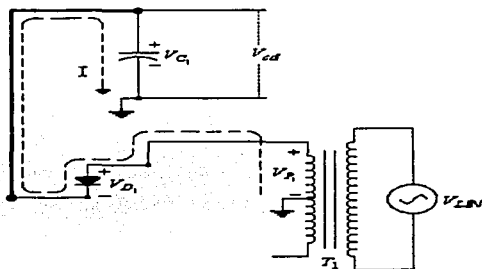


Figura 3.16 malla I.

$$V_{p1} = \sqrt{2} \times V_{rms}$$

donde: $V_{rms} = 15V_{CC}$, entonces: $V_{p1} = \sqrt{2} \times 15 = 21.213V_p$ y en la figura 3.16 se observa que $V_{C1} = V_{cd}$. Haciendo L.V.K. en malla I se tiene:

$$V_{p1} - V_{D1} - V_{C1} = 0 \Rightarrow V_{C1} = V_{p1} - V_{D1} \Rightarrow V_{cd} = V_{p1} - V_{D1}$$

donde:

$$V_{p1} = 21.213V_p \text{ y } V_{D1} = 1.1V$$

entonces:

$$V_{cd} = 21.213 - 1.1 = 20.113V_{cd}$$

por lo tanto:

$$V_{cd} = 20.113V_{cd}$$

b) Cálculo de la carga total R_L

El voltaje total en el par diferencial es de $V_{CC} + V_{EE} = 30V_{cd}$ y una corriente de 1 A por lo tanto, como estamos analizando sólo la sección positiva, utilizaremos solamente $V_{CC} = 15V_{cd}$ y la corriente en el par diferencial $I_{PD} = 1A$ para hacer el cálculo de R_{PD1} , que es la representación en ohms del par diferencial, esto es:

$$R_{PD1} = \frac{V_{CC}}{I_{PD}} \Rightarrow R_{PD1} = \frac{15}{1} = 15\Omega$$

En la figura 3.17 se muestra el diagrama representativo cuando sólo se tiene V_{CC} alimentando al par diferencial y donde se observa que R_{PD1} está en paralelo con R_3 y R_L es la resistencia equivalente de las dos:

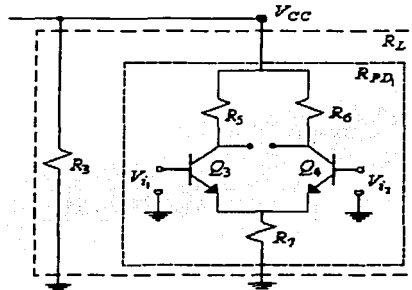


Figura 3.17 Conexión en paralelo de R_3 con R_{PD1} .

$$R_L = \frac{R_{PD1} \times R_3}{R_{PD1} + R_3} \Rightarrow R_L = \frac{15 \times 1000}{15 + 1000} = 14.778\Omega$$

por lo tanto, la carga total será:

$$R_L = 14.778\Omega$$

c) Cálculo de la caída de voltaje debida a la carga R_L

Cuando se conecta una carga que requiere bastante corriente se observará una caída de voltaje en nuestra fuente. El voltaje final con carga que dará la etapa de regulación es V_{cd1} y lo calcularemos con la siguiente fórmula:

$$V_{cd1} = \frac{V_{cd}}{1 + \frac{1}{4fR_L C}}$$

donde:

$$V_{cd} = 20.113V;$$

$$f = 60Hz;$$

$$R_L = 14.778\Omega \text{ y}$$

$$C_1 = 10000\mu f$$

esto es:

$$V_{cd1} = \frac{20.113}{1 + \frac{1}{4(60)(14.778)(10000 \times 10^{-6})}} = 19.561V_{cd}$$

por lo tanto, $V_{cd1} = 19.561V_{cd}$ será el voltaje en la salida de la etapa de rectificación positiva y será el voltaje que finalmente entrará a la etapa de regulación.

3- Análisis en la etapa de regulación de la sección positiva

a) Cálculo del voltaje en el potenciómetro P_1 en su máxima excursión a $5K\Omega$

En la figura 3.18 se muestran las conexiones necesarias para controlar al regulador IC_1 donde también se muestran las corrientes I_{P_1} e I_{P_3} y los voltajes V_{cd_1} , V_{i1} , V_{i2} , V_{P_1} , V_{P_3} y V_{BE_1} :

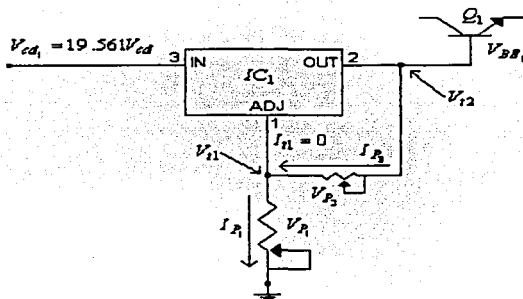


Figura 3.18 Conexiones para el control de IC_1 .

De la figura 3.18 se observa que debido a $V_{BE_1} = 0.7V$, necesitamos un V_{i2} suficiente para obtener a la salida un $V_{CC} = 15V$; para tener el mejor control posible sobre IC_1 necesitamos que en su realimentación, dada por P_3 , exista un $V_{P_3} = 1.2V$ cuando IC_1 este a su máximo V_{i2} y P_1 en su máximo valor de $5K\Omega$.

Al tener el P_1 en 0Ω (tierra) se tienen $V_{i1} = 0V$ y $V_{i2} = 1.2V$. Por cada voltio que aumente en V_{i1} también aumentará un voltio en V_{i2} , esto se muestra en la tabla 3.1:

V_{i1}	V_{i2}
0	1.2
1	2.2
2	3.2
3	4.2
.	.
.	.
14	15.2
15	16.2

Tabla 3.1 Relación de los voltajes V_{i1} y V_{i2} .

TESIS CON
I DE ORIGEN

De la tabla 3.1 tomaremos los valores $V_{t1} = 14V$ y $V_{t2} = 15.2V$ para ponerlos en una regla de tres y obtener el V_{t1} que necesitamos; consideraremos que $V_{t2} = 15.8V$ el cual será la salida máxima en IC_1 que necesitamos, esto es:

$$\begin{aligned} 14 &\rightarrow 15.2 \\ V_{t1} &\leftarrow 15.8 \end{aligned}$$

se obtiene la siguiente expresión:

$$V_{t1} = \frac{15.8 \times 14}{15.2} = 14.552V$$

por lo tanto, este voltaje será el máximo que necesita IC_1 en su terminal de ajuste y por consiguiente $V_{t1} = V_{P1}$, donde R_1 estará a su máximo valor de $5K\Omega$, esto es:

$$V_{t1} = V_{P1} = 14.552V \Rightarrow V_{P1} = 14.552V$$

b) Ajuste de R_3

$$I_{P1} = \frac{V_{P1}}{R_1} \Rightarrow I_{P1} = \frac{14.552}{5000} = 2.91 \times 10^{-3} A$$

por lo tanto:

$$I_{P1} = 2.91mA$$

Debido a que la terminal 1 del IC_1 es sólo para referencia de voltaje, su corriente en esta terminal es nula ($I_{t1} = 0$), por lo tanto:

$$I_{P1} = I_{P3} = 2.91mA$$

entonces:

$$R_3 = \frac{V_{P3}}{I_{P3}}$$

donde:

$$V_{P3} = 1.2V \quad \text{e} \quad I_{P3} = 2.91 \times 10^{-3} A$$

$$R_3 = \frac{1.2}{2.91 \times 10^{-3}} = 412.371\Omega$$

por lo tanto:

El potenciómetro R_3 deberá estar ajustado lo más cerca posible de 412.371Ω .

4- Análisis en el transistor Q_1

En la figura 3.19 se muestran las corrientes y voltajes que involucran a Q_1 y también se muestran las mallas II y III y el nodo A:

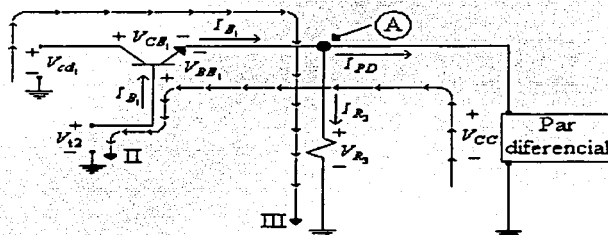


Figura 3.19 Mallas II y III y nodo A.

Haciendo L.V.K. en II:

$$V_{CC} + V_{BE1} - V_{I2} = 0 \Rightarrow V_{CC} = V_{I2} - V_{BE1}$$

donde:

$$V_{I2} = 15.8V \text{ y } V_{BE1} = 0.7V$$

$$V_{CC} = 15.8 - 0.7 = 15.1V$$

por lo tanto, el voltaje final de salida es:

$$V_{CC} = 15.1V$$

Haciendo L.V.K. en III:

$$V_{cd1} - V_{CE1} - V_{R3} = 0 \Rightarrow V_{CE1} = V_{cd1} - V_{R3}$$

donde:

$$V_{R3} = V_{CC} = 15.1V \text{ y } V_{cd1} = 19.561V$$

$$V_{CE1} = 19.561 - 15.1 = 4.461V$$

por lo tanto:

$$V_{CE1} = 4.46V$$

Haciendo L.C.K. en nodo A:

$$I_{E1} - I_{R3} - I_{PD} = 0 \Rightarrow I_{E1} = I_{R3} + I_{PD}$$

donde:

$$I_{R3} = \frac{V_{R3}}{R_3} \Rightarrow I_{R3} = \frac{15.1}{1000} = 15.1 \times 10^{-3} A \text{ y } I_{PD} = 1A$$

$$I_{E1} = 15.1 \times 10^{-3} + 1 = 1.0151A$$

por lo tanto:

$$I_{E1} = 1.0151A$$

De la siguiente fórmula del TBJ se despejará I_{B_1} para su cálculo:

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

$$I_{B_1} = \frac{I_E}{\beta + 1}$$

donde:

$$I_{E_1} = 1.0151A \text{ y } \beta = 25$$

$$I_{B_1} = \frac{1.0151}{25 + 1} = 39.042 \times 10^{-3} A$$

por lo tanto:

$$I_{B_1} = 39.042mA$$

Con la siguiente fórmula del TBJ se calculará I_{C_1} :

$$I_C = \beta \times I_B$$

$$I_{C_1} = \beta \times I_{B_1}$$

donde:

$$I_{B_1} = 39.042 \times 10^{-3} \text{ y } \beta = 25$$

$$I_{C_1} = 25 \times 39.042 \times 10^{-3} = 976.05 \times 10^{-3} A$$

por lo tanto:

$$I_{C_1} = 976.05mA$$

5- Agrupando a las corrientes y voltajes, se obtiene la región de operación para el transistor Q_1

El punto de operación "Q" esta dado por:

$$Q = \begin{cases} I_{B_1} = 39.042mA \\ I_{C_1} = 976.05mA \\ V_{CE_1} = 4.461V \end{cases}$$

donde se observa que:

$$0 < V_{CE_1} < V_{cd_1} \Rightarrow 0V < 4.461V < 19.561V$$

por lo tanto:

El transistor Q_1 se encuentra operando en la región activa.

6- Notas sobre el análisis de la sección negativa

Los análisis realizados anteriormente de la sección positiva de nuestra fuente de alimentación serán idénticos para la sección negativa por el simple hecho de ser dos secciones simétricas, la única diferencia consiste en que las polaridades de voltajes y dirección de corrientes serán inversas, pero los valores numéricos serán exactamente los mismos a los que ya calculamos para la sección positiva teniendo la misma carga del par diferencial y por lo tanto, el voltaje de la sección negativa es $V_{EE} = -15.1V$ y el ajuste de P_4 será en el mismo valor que en P_3 , es decir, lo más cerca posible a 412.371Ω y se da por hecho que el transistor Q_2 también se encontrará operando en la región activa con los valores de $I_{B_2} = 39.042mA$, $I_{C_2} = 976.05mA$ y $V_{CE_2} = 4.461V$.

TEMA 4. APLICACIONES PRÁCTICAS DEL RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO (SCR)

4.1 Control de potencia de semiciclo positivo

4.1.1 DIAGRAMA

En la figura 4.1 se muestra el diagrama eléctrico de un circuito de control de potencia de semiciclo positivo, el cual está construido con un SCR (T_1) y como carga R_L se conectará una lámpara de uso doméstico de 60W.

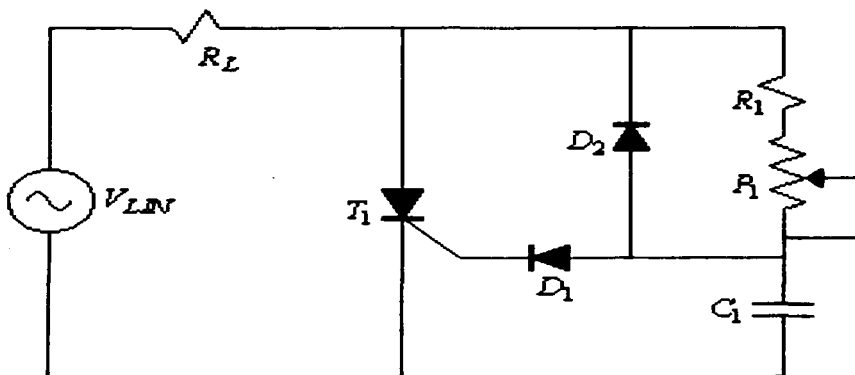


Figura 4.1 Control de potencia.

Componentes:

V_{LIN} = línea de C.A. de $125V_{CA}$ (rms) a 60Hz;

R_L = lámpara de $125V_{CA}$ y 60W;

T_1 = C106D;

$D_1 = D_2$ = NTE116;

R_1 = $8.2K\Omega$ a 1/4W;

R_2 = potenciómetro lineal de $250K\Omega$;

C_1 = capacitor de poliéster metalizado de $0.068\mu f$ a 250V.

4.1.2 ANÁLISIS FUNCIONAL

- V_{LIN} suministra un voltaje de $125V_{CA}$ (rms) a una frecuencia de 60Hz
- R_L es la carga, la cual es una lámpara de $125V_{CA}$ con potencia de 60W y sobre la cual se controlará su potencia con el objetivo de variar su intensidad luminosa
- T_1 es un tiristor tipo SCR (rectificador controlado de silicio) que solo conducirá de ánodo a cátodo en el semiciclo positivo de V_{LIN} mientras que en el semiciclo negativo no conducirá y se podrá ajustar su activación por medio de la variación de la constante de tiempo RC que esta conectada a su terminal de compuerta
- D_1 protege a la terminal de compuerta de posibles retornos de corriente que la puedan dañar
- D_2 cargará a C_1 al voltaje pico de V_{LIN} durante el semiciclo negativo
- La red RC, que se encuentra en la compuerta de T_1 , esta construida con los dispositivos R_1 , P_1 y C_1 los cuales se encargan de el control del disparo de T_1 ; este control se logra al variar la resistencia del potenciómetro P_1 para que de esta manera cambie la constante de tiempo RC
- R_1 es el resistor permanente que limitará a la corriente de compuerta I_{GT} cuando P_1 se encuentre en su posición mínima de 0Ω
- P_1 es el potenciómetro que variará a la constante de tiempo RC y a la corriente de compuerta I_{GT}
- Cuando P_1 está en su posición mínima (0Ω), la constante de tiempo RC disminuye y la lámpara R_L se encontrará iluminada al máximo
- Cuando P_1 está en su posición máxima ($250K\Omega$), la constante de tiempo RC aumentará y la lámpara R_L estará apagada
- C_1 es un capacitor no polarizado y debe ser capaz de soportar el voltaje pico que suministra V_{LIN}
- El objetivo de este circuito de control es regular la intensidad luminosa de la lámpara para el ahorro de energía eléctrica

TRABAJO CON
FALLA DE ORIGEN

4.1.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO

1- Datos

$V_{LIN} = 125 V_{CA}$ a 60Hz;

$R_L =$ lámpara de $125 V_{CA}$ y potencia de 60W;

$T_1 =$ C106D: SCR, $V_{DRM} = 400V$, $I_T = 4A$, $I_{GT} = 200\mu A$, $V_{GT} = 1V$, $P_G = 0.1W$;

$D_1 = D_2 =$ NTE116: $V_{PR} = 600V$, $I_F = 1A$, $V_F = 1.1V$.

2- Cálculo de la constante de tiempo RC

El cálculo de la constante de tiempo es vital para realizar el análisis detallado en circuitos con SCRs aplicados a C.A. y para ello será necesario basarnos en las gráficas normalizadas de θ vs ωRC donde se describe el comportamiento del ángulo de activación del SCR respecto a la variación que haremos de la constante de tiempo.

La relación de estas curvas es V_{GT}/V_p y nos guiará para elegir la curva adecuada que describirá el funcionamiento de nuestro circuito. A continuación calcularemos esta relación:

En la figura 4.2 se muestra la malla I para el cálculo de V_{GT} :

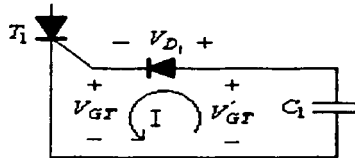


Figura 4.2 Malla I.

Haciendo L.V.K. en I:

$$V_{GT} - V_{D1} - V_{GT} = 0 \Rightarrow V_{GT} = V_{D1} + V_{GT}$$

donde

$$V_{D1} = 1.1V \text{ y } V_{GT} = 1V$$

$$\text{entonces: } V_{GT} = 1.1 + 1 = 2.1V$$

ahora, calculando V_p se tiene:

$$V_p = \sqrt{2} \times V_{LIN} \text{ donde: } V_{LIN} = 125V_{rms} \text{ , entonces:}$$

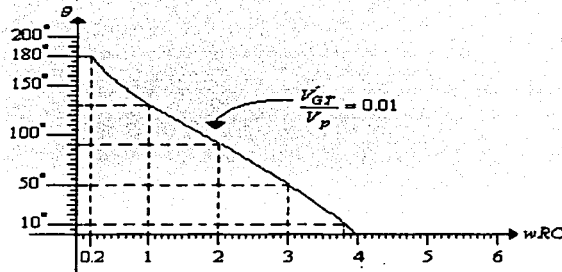
$$V_p = \sqrt{2} \times 125 = 176.776V_p$$

luego:

$$\frac{V_{GT}}{V_p} = \frac{2.1}{176.776} = 0.011$$

En la gráfica 4.1 se muestra la curva normalizada de θ vs ωRC para la relación

$$\frac{V_{GT}}{V_p} = 0.011:$$



Gráfica 4.1 Relación $\frac{V_{GT}}{V_p} = 0.01$

Observando la gráfica 4.1 se requiere que $\omega RC = 4$ para asegurar que el circuito controlará los 180° del semiciclo positivo, entonces despejando RC se tiene que:

$$RC = \frac{4}{\omega} \Rightarrow RC = \frac{4}{2\pi f} \quad \text{donde: } f = 60\text{Hz}$$

$$RC = \frac{4}{2\pi(60)} = 10.6 \times 10^{-3} \text{ seg.}$$

por lo tanto, la constante de tiempo será:

$$RC = 0.0106 \text{ seg.}$$

En la figura 4.3 se muestra la red RC la cual esta construida con los elementos R_L , R_1 , P_1 y C_1 y también se muestra la misma red RC pero reducida a R_T y C_1 en donde $R_T = R_L + R_1 + P_1$:

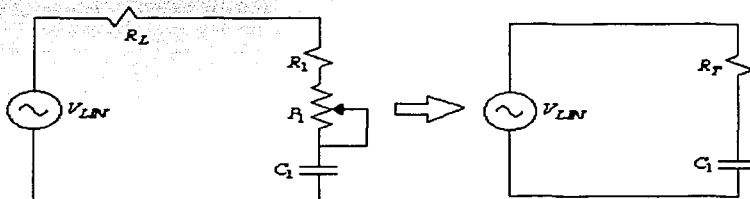


Figura 4.3 Reducción de la red RC.

También podemos expresar la constante de tiempo en esta forma:

$$R_T C_1 = 10.6 \times 10^{-3} \text{ seg.}$$

3- Cálculo de los dispositivos R_1 , P_1 y C_1

Cuando P_1 esta en su posición de máximo valor, la constante de tiempo aumentará y observando la gráfica 4.1, mostrada anteriormente en el punto 2, el SCR estará conduciendo para un ángulo de casi cero grados y se requiere que la corriente en R_T sea igual a la corriente de compuerta I_{GT} ; para hacer más práctico nuestro análisis aseguraremos que el control llegue hasta 10° y consideraremos que esta controlado todo el semiciclo; entonces cuando $\theta = 10^\circ$ el voltaje de ánodo a cátodo del T_1 será:

$$V_{AK} = V_p \text{ sen } \theta$$

$$\text{donde: } V_p = 176.776V$$

$$V_{AK} = 176.776 \text{ sen } 10^\circ = 30.696V_p$$

Ahora, consideraremos una R_{T1} que será la suma de R_1 con P_1 y considerando que P_1 se encuentra a su valor máximo. En la figura 4.4 se muestra la malla II para el cálculo de R_{T1} :

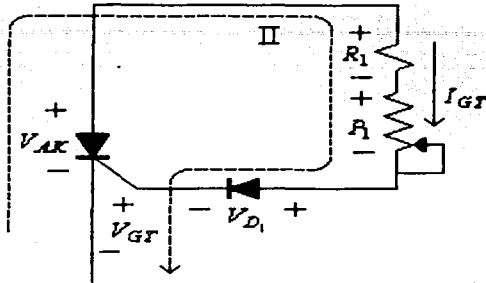


Figura 4.4 Malla II.

Haciendo L.V.K. en II:

$$V_{AK} - I_{GT}R_1 - I_{GT}R_1 - V_{D_1} - V_{GT} = 0 \Rightarrow V_{AK} - I_{GT}(R_1 + R_1) - V_{D_1} - V_{GT} = 0$$

haciendo $R_1 + R_1 = R_{T_1}$ y despejándola se tiene:

$$R_{T_1} = \frac{V_{AK} - V_{D_1} - V_{GT}}{I_{GT}}$$

donde: $V_{AK} = 30.696V_p$, $V_{D_1} = 1.1V$, $V_{GT} = 1V$ e $I_{GT} = 200 \times 10^{-6}A$

$$R_{T_1} = \frac{30.696 - 1.1 - 1}{200 \times 10^{-6}} = 142.98 \times 10^3 \Omega$$

entonces: $R_{T_1} = R_1 + R_1 = 142.98K\Omega$ y donde estamos considerando que R_1 esta a su valor máximo.

Ahora calcularemos la R_T :

Sabemos que $R_T = R_L + R_1 + R_1 \Rightarrow R_T = R_L + R_{T_1}$ y calculando el valor en Ω de R_L se tiene:

$$R_L = \frac{V_{R_L}}{I_{R_L}} \text{ donde: } V_{R_L} = 125V \text{ e } I_{R_L} = \frac{P_{R_L}}{V_{R_L}} \Rightarrow I_{R_L} = \frac{60}{125} = 0.48A, \text{ entonces:}$$

$$R_L = \frac{125}{0.48} = 260.416\Omega$$

$$R_T = 260.416 + 142.98 \times 10^3 = 143.24 \times 10^3 \Omega$$

por lo tanto:

$$R_T = 143.24 \times 10^3 \Omega$$

retomando la expresión $R_T C_1 = 10.6 \times 10^{-3} \text{seg.}$ despejaremos a C_1 para su cálculo:

TRABAJO CON
FALLA DE ORIGEN

$$C_1 = \frac{10.6 \times 10^{-3}}{143.24 \times 10^3} = 74.001 \times 10^{-9} \Rightarrow C_1 = 0.074 \mu\text{f}$$

el valor comercial más próximo de C_1 y tomando en cuenta que $V_p = 176.776V$ será:

$$C_1 = 0.068 \mu\text{f a } 250V$$

Cuando R_1 esta en su valor mínimo (0Ω), la resistencia R_1 será la única que limitará la corriente de compuerta I_{GT} , entonces la expresión de la constante de tiempo será $R_1 C_1 = t$ y observando la gráfica 4.1, mostrada en el punto 2, se ve que a un control de 180° se requiere que:

$$\omega RC = 0.2 \Rightarrow 2\pi f R_1 C_1 = 0.2 \Rightarrow R_1 = \frac{0.2}{2\pi f C_1}$$

donde:

$$f = 60\text{Hz y } C_1 = 0.068 \mu\text{f}$$

$$R_1 = \frac{0.2}{2\pi(60)(0.068 \times 10^{-6})} = 7.8 \times 10^3 \Omega$$

su potencia es:

$$P_{R_1} = I_{R_1}^2 R_1 \Rightarrow P_{R_1} = (200 \times 10^{-6})^2 (7.8 \times 10^3) = 312 \times 10^{-6} W$$

por lo tanto, el valor comercial más próximo para R_1 es:

$$R_1 = 8.2K\Omega \text{ a } 1/4W$$

Ahora, retomando $R_{T1} = R_1 + P_1$ despejaremos a P_1 para su cálculo:

$$P_1 = R_{T1} - R_1 \Rightarrow P_1 = 142.98 \times 10^3 - 8.2 \times 10^3 = 134.78 \times 10^3 \Omega$$

su potencia es:

$$P_{P_1} = I_{P_1}^2 P_1 \Rightarrow P_{P_1} = (200 \times 10^{-6})^2 (134.78 \times 10^3) = 5.319 mW$$

por lo tanto, el valor comercial más próximo para el potenciómetro P_1 es:

$$P_1 = 250K\Omega \text{ a } 0.15W$$

4.2 Cargador para baterías de 12V

4.2.1 DIAGRAMA

En la figura 4.5 se muestra el diagrama eléctrico de un cargador para baterías de 12V controlado por dos SCRs, donde Ti_1 está en la etapa de recarga y Ti_2 está en la etapa de control para evitar sobrecargas en la batería (V_{BC}).

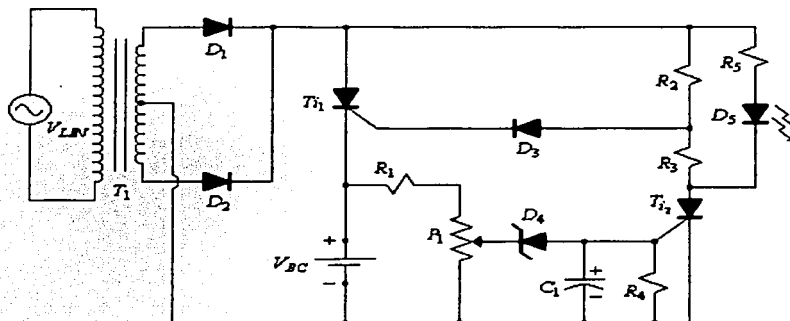


Figura 4.5 Cargador de baterías.

Componentes:

$V_{LIN} = 125V_{CA}$ (rms) a 60Hz;

T_1 = reductor de 125 a 30 V_{CA} con derivación central a 3A;

$D_1 = D_2 =$ NTE156;

$D_3 =$ NTE116;

$D_4 =$ NTE5074A;

$D_5 =$ NTE3024;

$Ti_1 = Ti_2 =$ C106D;

$R_1 = 47\Omega$ a 1/4W;

$R_2 = 27K\Omega$ a 1/4W;

$R_3 = 680K\Omega$ a 1/4W;

$R_4 = 1K\Omega$ a 1/4W;

$R_5 = 270\Omega$ a 1/4W;

P_1 = potenciómetro lineal de 1K Ω ;

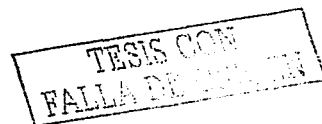
C_1 = capacitor electrolítico de 50 μ f a 25V;

V_{BC} = batería de 12V a 7Ah, Marca: YUASA Modelo: NP7-12.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

4.2.2 ANÁLISIS FUNCIONAL

- V_{LIN} suministra $125V_{CA}$ con frecuencia de 60Hz al devanado primario de T_1
- T_1 es un transformador que reduce el voltaje de 125 a $30V_{CA}$ (rms) con derivación central y da una corriente máxima de 3A
- D_1 y D_2 forman la etapa de rectificación de onda completa que alimentará a todo el sistema
- La etapa encargada de recargar a la batería (V_{BC}) la forman los dispositivos T_{i1} , R_2 y D_3
- La etapa de control que se encarga de quitar la carga a la batería cuando ya esta completamente cargada la forman los dispositivos R_1 , R_1 , D_4 , T_{i2} y R_3
- T_{i1} y T_{i2} son tiristores tipo SCR (rectificador controlado de silicio)
- C_1 protegerá la compuerta del T_{i2} de cualquier señal transitoria que pueda encenderlo accidentalmente
- Se considerará que la batería esta descargada cuando tenga un voltaje de 6V; al conectarla al cargador, T_{i2} estará apagado mientras que T_{i1} estará encendido y proporcionando corriente a V_{BC} hasta que la batería llegue a su voltaje de carga nominal
- Se considerará que el voltaje nominal de carga completa en la batería es de 13.5V; cuando la batería llega a 13.5V en el divisor de voltaje formado por R_1 y R_1 habrá el suficiente voltaje para que el diodo zener D_4 de 11V entre en conducción y alimente a la compuerta del T_{i2} para activarlo
- Cuando T_{i2} se activa, en el divisor de voltaje formado por R_2 y R_3 se generará una caída de voltaje para que ya no se alimente a la compuerta de T_{i1} y por lo tanto se apagará deteniendo la carga de la batería; esto es para proteger a la batería de sobrecargas y evitar que se dañe
- También, cuando T_{i2} se activa, se encenderá el led D_5 para indicar que la recarga de la batería ha terminado
- Para esta aplicación usaremos una batería de 12V a 7Ah Marca: YUASA Modelo: NP7-12



4.2.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO

1- Datos

$T_1 = 125$ a $30 V_{CA}$ (rms), derivación central a $3 A$;

$D_1 = D_2 = NTE156$: Silicio, $V_{PR} = 1000V$, $I_F = 3A$, $V_F = 1.1V$;

$D_3 = NTE116$: Silicio, $V_{PR} = 600V$, $I_F = 1A$, $V_F = 1.1V$;

$D_4 = NTE5074A$: Zéner, $V_Z = 11.0V$, $P_Z = 1W$;

$Ti_1 = Ti_2 = C106D$: SCR, $V_{DRM} = 400V$, $I_T = 4A$, $I_{GT} = 200\mu A$, $V_{GT} = 1V$,

$P_G = 0.1W$, $V_{TM} = 2.2V$;

$R_1 = 47\Omega$;

$R_4 = 1K\Omega$;

$R_1 = 1K\Omega$;

$C_1 = 50\mu f$;

$V_{BC} = 12V$ a $7Ah$.

2- Análisis cuando la batería esta descargada

Consideraremos que el voltaje de la batería descargada es $V_{BCD} = 6V$ por lo que su recarga comenzará; para lograr esto, necesitamos asegurar que en Ti_1 existan $I_{GT1} = 200\mu A$ y $V_{GT1} = 1V$ para activarlo, por lo que debemos calcular el valor de R_2 .

a) Cálculo de R_2

En la figura 4.6 se muestra la malla I para el cálculo de V_{R_2} :

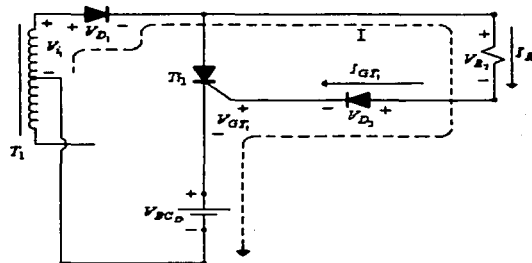


Figura 4.6 Malla I.

TRIP CON
EVALUACION

Haciendo L.V.K. en I:

$$V_{i_1} - V_{D_1} - V_{R_2} - V_{D_3} - V_{GT_1} - V_{BCD} = 0 \Rightarrow V_{R_2} = V_{i_1} - V_{D_1} - V_{D_3} - V_{GT_1} - V_{BCD}$$

donde:

$$V_{i_1} = 15V, V_{D_1} = 1.1V, V_{D_3} = 1.1V, V_{GT_1} = 1V \text{ y } V_{BCD} = 6V$$

entonces:

$$V_{R_2} = 15 - 1.1 - 1.1 - 1 - 6 = 5.8V$$

luego:

$$I_{R_2} = I_{GT_1} = 200 \mu A$$

$$R_2 = \frac{V_{R_2}}{I_{R_2}} \Rightarrow R_2 = \frac{5.8}{200 \times 10^{-6}} = 29 \times 10^3 \Omega$$

su potencia es:

$$P_{R_2} = I_{R_2}^2 \times R_2 \Rightarrow P_{R_2} = (200 \times 10^{-6})^2 \times (29 \times 10^3) = 1.16 \times 10^{-3} W$$

por lo tanto, el valor comercial más próximo para R_2 será:

$$R_2 = 27 K\Omega \text{ a } 1/4W$$

3- Análisis cuando la batería ya esta cargada

Consideraremos que el voltaje de la batería cargada es $V_{BCc} = 13.5V$, entonces debemos asegurar que T_{i_2} se active para que por medio del divisor formado por R_2 y R_3 el T_{i_1} se desactive, por lo que ahora calcularemos el valor de R_3 .

a) Cálculo de R_3

Primero, calcularemos I_{R_2} y V_{R_2} necesarios para que en T_{i_1} existan $I_{GT_1} \approx 0$ y $V_{GT_1} \approx 0$, tomando la malla II de la figura 4.7 se tiene:

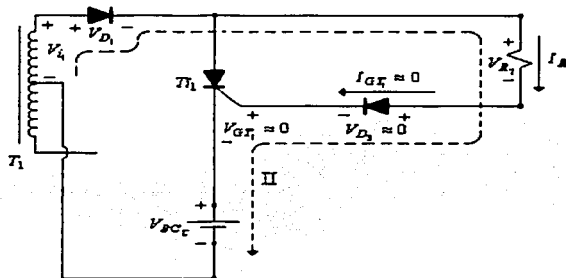


Figura 4.7 Malla II.

Haciendo L.V.K. en II:

$$V_{i_1} - V_{D_1} - V_{R_2} - V_{D_3} - V_{GT_1} - V_{BCC} = 0 \Rightarrow V_{R_2} = V_{i_1} - V_{D_1} - V_{D_3} - V_{GT_1} - V_{BCC}$$

donde:

$$V_{i_1} = 15V, V_{D_1} = 1.1V, V_{D_3} \approx 0, V_{GT_1} \approx 0, V_{BCC} = 13.5V$$

entonces:

$$V_{R_2} = 15 - 1.1 - 0 - 0 - 13.5 = 0.4V$$

luego:

$$I_{R_2} = \frac{V_{R_2}}{R_2} = I_{R_3} = \frac{0.4}{27 \times 10^3} = 14.814 \times 10^{-6} A$$

podemos considerar que $I_{R_2} \approx I_{R_3} = 14.814 \times 10^{-6} A$, tomando la malla III mostrada en la figura 4.8 se tiene:

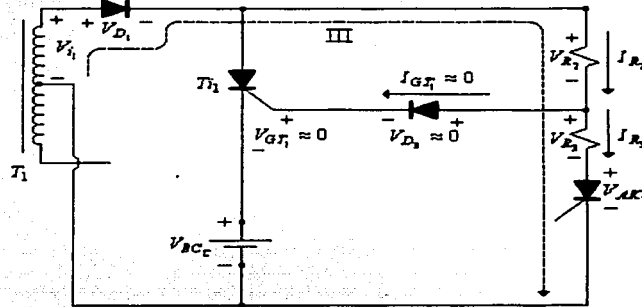


Figura 4.8 Malla III.

Haciendo L.V.K. en III:

$$V_{i_1} - V_{D_1} - V_{R_2} - V_{R_3} - V_{AK_2} = 0 \Rightarrow V_{R_3} = V_{i_1} - V_{D_1} - V_{R_2} - V_{AK_2}$$

donde:

$V_{i_1} = 15V$, $V_{D_1} = 1.1V$, $V_{R_2} = 0.4V$ y para T_{i_2} de los datos de fabricante vemos que $V_{TM} = 2.2V$ por lo que consideraremos que $V_{TM} = V_{AK_2} = 2.2V$ con el cual aseguraremos que T_{i_2} encienda, esto es:

$$V_{R_3} = 15 - 1.1 - 0.4 - 2.2 = 11.3V$$

luego:

$$R_3 = \frac{V_{R_3}}{I_{R_3}} = R_3 = \frac{11.3}{14.814 \times 10^{-6}} = 762.791 \times 10^3 \Omega$$



su potencia es:

$$P_{R_3} = \frac{V_{R_3}^2}{R_3} \Rightarrow P_{R_3} = \frac{(11.3)^2}{762.791 \times 10^3} = 167.398 \times 10^{-6} W$$

por lo tanto, el valor comercial más próximo para R_3 será:

$$R_3 = 820 K\Omega \text{ a } 1/4W$$

4- Ajuste en el potenciómetro P_1

Sabemos que el voltaje nominal de la batería cuando esta cargada es de 13.5V y el divisor de voltaje que forman R_1 y P_1 será el responsable de que Ti_2 se active; el diodo zener D_4 conducirá la corriente de compuerta del Ti_2 cuando reciba un voltaje de 11V los cuales tomará de este divisor, por lo que debemos calcular el valor en ohms en que estará ajustado el potenciómetro P_1 para proporcionarle 11V al diodo zener D_4 .

Primero calcularemos el voltaje V_{P_1} en el potenciómetro y para esto tomaremos la malla IV mostrada en la figura 4.9:

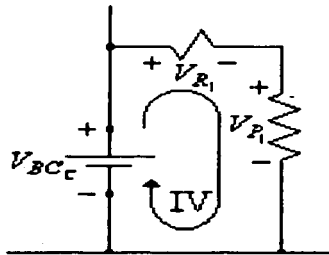


Figura 4.9 Malla IV.

Haciendo L.V.K. en IV:

$$V_{BCC} - V_{R_1} - V_{P_1} = 0 \Rightarrow V_{BCC} - (I_{R_1} \times R_1) - (I_{P_1} \times P_1) = 0$$

haciendo $I_{R_1} = I_{P_1}$ se tiene:

$$I_{R_1} = \frac{V_{BCC}}{R_1 + P_1} \text{ y sabemos que: } R_1 = 47\Omega, P_1 = 1K\Omega \text{ y } V_{BCC} = 13.5V, \text{ entonces:}$$

$$I_{R_1} = \frac{13.5}{47 + 1 \times 10^3} = 12.893 \times 10^{-3} A \text{ o también } I_{P_1} = 12.893 \times 10^{-3}$$

por lo tanto:

$$V_{P_1} = P_1 \times I_{P_1} \Rightarrow V_{P_1} = (1 \times 10^3) \times (12.893 \times 10^{-3}) = 12.893V$$

Entonces, el voltaje del potenciómetro P_1 a su valor máximo de $1K\Omega$ es $V_{P_1} = 12.893V$ por lo que podemos aplicar una regla de tres para localizar el valor en ohms para ajustar al diodo zener D_4 a $11V$, esto es:

$$\begin{aligned} 1K\Omega &\rightarrow 12.893V \\ X &\leftarrow 11V \end{aligned}$$

donde se obtiene la siguiente expresión:

$$X = \frac{11 \times 1000}{12.893} = 853.176\Omega$$

Por lo tanto, el potenciómetro P_1 debe estar ajustado lo más cerca posible de 853.176Ω respecto a tierra y esto garantizará que cuando la batería ha llegado a su voltaje nominal de carga, el zéner D_4 conduzca la corriente de compuerta de Ti_2 para que al mismo tiempo el Ti_1 se desactive y deje de suministrar corriente de carga a la batería (V_{BC}).

4.3 Sistema destellador de tres estados

4.3.1 DIAGRAMA

En la figura 4.10 se muestra el diagrama eléctrico de un circuito destellador de tres estados, donde cada SCR Ti_1 , Ti_2 y Ti_3 soportará la potencia de L_1 , L_2 y L_3 .

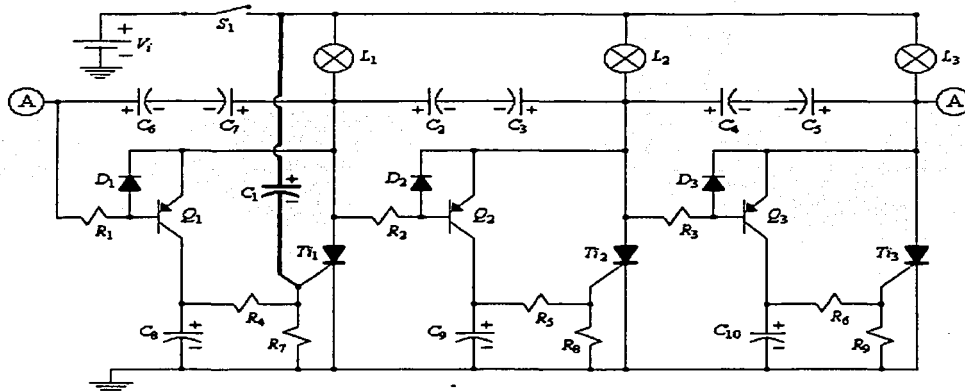


Figura 4.10 Circuito destellador de tres estados.

Componentes:

V_i = fuente de alimentación de $12V_{cd}$ a $5A$;

S_1 = interruptor un polo un tiro para $6A$;

$D_1 = D_2 = D_3 = NTE116$;

$Q_1 = Q_2 = Q_3 = NTE159$;

$Ti_1 = Ti_2 = Ti_3 = C106D$;

C_1 = electrolítico de $0.1\mu f$ a $50V$;

$C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C_7$ = electrolítico de $220\mu f$ a $25V$;

$C_8 = C_9 = C_{10}$ = electrolítico de $47\mu f$ a $25V$;

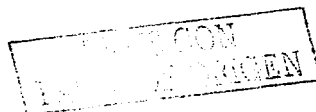
$R_1 = R_2 = R_3 = 4.7M\Omega$ a $1/4W$;

$R_4 = R_5 = R_6 = 18K\Omega$ a $1/4W$;

$R_7 = R_8 = R_9 = 4.7K\Omega$ a $1/4W$;

$L_1 = L_2 = L_3$ = lámparas de $12V$ a $35W$;

A = nodos interconectados a través de un cable.



4.3.2 ANÁLISIS FUNCIONAL

- V_i es un voltaje de $12V_{CD}$ suministrado por una batería o una fuente de alimentación; nuestro circuito requiere de una corriente aproximada de 4A
- En el diagrama del circuito, de la figura 4.10 mostrada anteriormente en el subtema 4.3.1, se observan tres pares de capacitores los cuales son: $C_2 \rightarrow C_3$, $C_4 \rightarrow C_5$ y $C_6 \rightarrow C_7$; cada par representa a un capacitor de poliéster debido a que se encuentran conectados en serie y con sus polaridades negativas encontradas, por lo que pueden tener entre sus extremos un voltaje positivo ó negativo; el objetivo de hacer este tipo de arreglo en cada par es debido a que en el mercado es muy difícil de encontrar, o no existen, capacitores no polarizados de valores tan grandes como los que requerimos para este circuito
- Nuestro circuito posee tres etapas de trabajo idénticas; cada etapa está construida con los mismos valores de capacitores y resistencias y utilizan los mismos tipos de transistores, diodos y SCR's; los componentes que constituyen a cada etapa son: Etapa1 = L_1 , Ti_1 , Q_1 , D_1 , R_1 , R_4 , R_7 , C_6 , C_7 y C_8 ; Etapa2 = L_2 , Ti_2 , Q_2 , D_2 , R_2 , R_5 , R_8 , C_2 , C_3 y C_9 ; Etapa3 = L_3 , Ti_3 , Q_3 , D_3 , R_3 , R_6 , R_9 , C_6 , C_7 y C_{10}
- Al cerrar el interruptor S_1 , el capacitor C_1 permite pasar un pulso a la compuerta de Ti_1 provocando que este se active y encienda la lámpara L_1
- Al estar activado Ti_1 , el par $C_2 \rightarrow C_3$ se carga al voltaje de V_i y a través de este par y de R_2 , el transistor Q_2 pasa a la región activa permitiendo que C_9 se cargue
- Cuando el voltaje en el capacitor C_9 alcanza un voltaje lo suficientemente alto para alimentar a el divisor de voltaje formado por R_5 y R_8 y provocar el V_{GT_2} necesario, entonces se activará Ti_2 encendiendo la lámpara L_2
- Al estar activado Ti_2 , el par $C_2 \rightarrow C_3$ invertirá su polaridad sobre el ánodo de Ti_1 obligando a que este se desactive y apagando a la lámpara L_1 ; entonces el transistor Q_2 regresará a la región de corte asegurando que C_9 se descargue totalmente a través de el divisor formado por R_5 y R_8
- La etapa siguiente realizará el mismo funcionamiento, anteriormente descrito, y se repetirá de nuevo otro ciclo de trabajo
- Cada SCR, durará 1seg activado y 2seg apagado aproximadamente
- Los diodos D_1 , D_2 y D_3 protegerán a las uniones de base – emisor, de los transistores Q_1 , Q_2 y Q_3 , cuando la polaridad en estas terminales es inversa
- Los puntos A de la figura 4.10, son nodos e indican que existe conexión; nuestro circuito permite la conexión de etapas sucesivas a libre elección, las cuales se conectarán abriendo estos mismos nodos A

4.3.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO

1- Datos

$Q_1 = Q_2 = Q_3 = \text{NTE159}$: Silicio, PNP, $I_C = 1A$, $BV_{CBO} = 80V$, $BV_{CEO} = 80V$,
 $BV_{EBO} = 5V$, $h_{FE} = 180$, $P_D = 0.625W$;

$Ti_1 = Ti_2 = Ti_3 = \text{C106D}$: SCR, $V_{DRM} = 400V$, $P_G = 0.1W$, $V_{TM} = 2.2V$, $I_T = 4A$
 $I_{GT} = 200\mu A$, $V_{GT} = 1V$, $t_{off} = 40\mu\text{seg}$;

$C_1 = 10\mu\text{f}$ a 25V;

$L_1 = L_2 = L_3 =$ lámparas 12V a 35W.

2- Cálculo de los capacitores C_2 , C_3 , C_4 , C_5 , C_6 y C_7

Debido a que nuestro circuito posee tres secciones idénticas, será suficiente con sólo analizar una de ellas la cual se muestra en la figura 4.11:

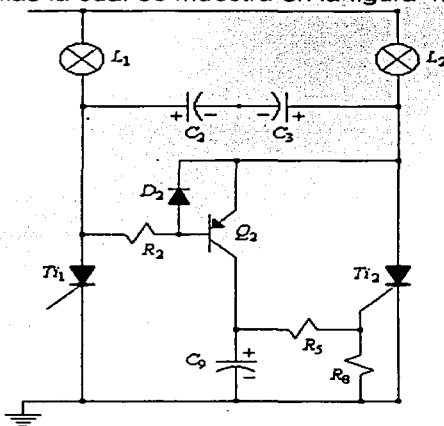


Figura 4.11 Sección de análisis.

El primer SCR que se activa es Ti_1 ; después se activará Ti_2 el cual polarizará a $C_2 \rightarrow C_3$ para que en el ánodo de Ti_1 se encuentre con polaridad inversa y este se desactive; entonces $C_2 \rightarrow C_3$ debe mantener su carga con polaridad inversa un tiempo mucho más grande que el t_{off} del Ti_1 ; la suma en serie de $C_2 \rightarrow C_3$ la llamaremos C_T , esto se muestra en la figura 4.12:

TRABAJOS CON
ELECTRÓNICA

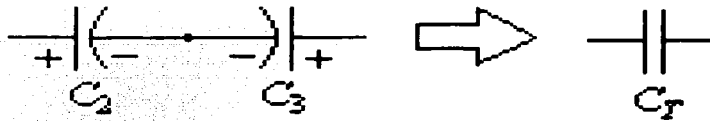


Figura 4.12 Equivalencia de la capacitancia $C_2 \rightarrow C_3$ a C_T .

Entonces:

$$C_T \times R_{L_1} = t_{off} \Rightarrow C_T = \frac{t_{off}}{R_{L_1}}$$

donde:

$$t_{off} = 40 \mu\text{seg} \text{ y la resistencia de la lámpara } R_{L_1} = \frac{V_{R_{L_1}}^2}{P_{R_{L_1}}} \Rightarrow R_{L_1} = \frac{12^2}{35} = 4.114 \Omega$$

luego:

$$C_T = \frac{40 \times 10^{-6}}{4.114} = 9.722 \times 10^{-6} \text{ f}$$

para garantizar la desactivación de T_{i_1} , buscaremos un valor de C_T mucho más grande del que ya calculamos; consultando los valores comerciales de capacitores proponemos que $C_2 = C_3 = 220 \mu\text{f}$, entonces la capacitancia total para $C_2 \rightarrow C_3$ será:

$$C_T = \frac{C_2 \times C_3}{C_2 + C_3} \Rightarrow C_T = \frac{(220 \times 10^{-6}) \times (220 \times 10^{-6})}{(220 \times 10^{-6}) + (220 \times 10^{-6})} = 110 \times 10^{-6} \text{ f}$$

sabemos que $C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C_7$; por lo tanto el valor comercial para estos capacitores será:

$$C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C_7 = 220 \mu\text{f a } 25\text{V}$$

3- Cálculo de los resistores R_1 , R_2 y R_3

Seguiremos considerando a el par $C_2 \rightarrow C_3$ como C_T ; sabemos que C_T está cargado al voltaje de V_i , por lo que tomaremos la malla I mostrada en la figura 4.13 para el cálculo de R_2 :

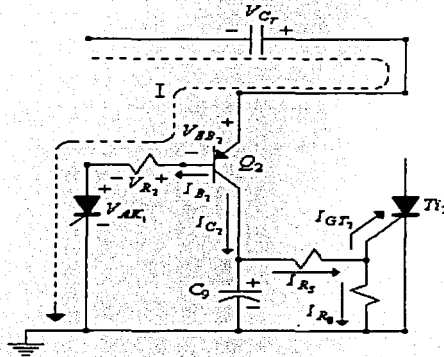


Figura 4.13 Malla I.

Haciendo L.V.K. en I:

$$V_{C_T} - V_{EB_2} - V_{R_2} - V_{AK_1} = 0$$

donde:

$$V_{C_T} = V_i = 12V, V_{EB_2} = 0.7V, V_{R_2} = I_{B_2} \times R_2 \text{ y } V_{AK_1} = 2.2V$$

entonces:

$$12 - 0.7 - I_{B_2} \times R_2 - 2.2 = 0 \Rightarrow I_{B_2} = \frac{12 - 0.7 - 2.2}{R_2} \Rightarrow I_{B_2} = \frac{9.1}{R_2}$$

I_{B_2} se sustituirá en la siguiente fórmula del TBJ:

$$I_C = \beta \times I_B \Rightarrow I_{C_2} = \beta \times I_{B_2} \Rightarrow I_{C_2} = 180 \times \frac{9.1}{R_2} \Rightarrow I_{C_2} = \frac{1.638 \times 10^3}{R_2}$$

de la figura 4.13 se observa que I_{C_2} debe ser mayor que I_{GT_2} y sabiendo que $I_{GT_2} = 200\mu A$ podemos proponer que $I_{C_2} = 350\mu A$ para asegurar un buen suministro de corriente, entonces:

$$R_2 = \frac{1.638 \times 10^3}{350 \times 10^{-6}} = 4.68 \times 10^6 \Omega$$

su potencia es:

$$P_{R_2} = I_{R_2}^2 \times R_2$$

$$\text{donde: } I_{R_2} = I_{B_2} = \frac{9.1}{4.68 \times 10^6} = 1.944 \times 10^{-6} \text{ A}$$

entonces:

$$P_{R_2} = (1.944 \times 10^{-6})^2 (4.68 \times 10^6) = 17.686 \times 10^{-6} \text{ W}$$

por lo tanto, como R_1 y R_3 son iguales a R_2 , su valor comercial más próximo será:

$$R_1 = R_2 = R_3 = 4.7 \text{ M}\Omega \text{ a } 1/4 \text{ W}$$

4- Cálculo de los resistores R_4 , R_5 , R_6 , R_7 , R_8 y R_9

Para evitar que el SCR se active por ruidos aleatorios, proponemos que este se active cuando el voltaje en el capacitor del colector de cada transistor sea $V_C = 5V$; en nuestro análisis consideraremos el $V_{C_9} = 5V$ y para calcular el valor de R_5 tomaremos la malla II mostrada en la figura 4.14:

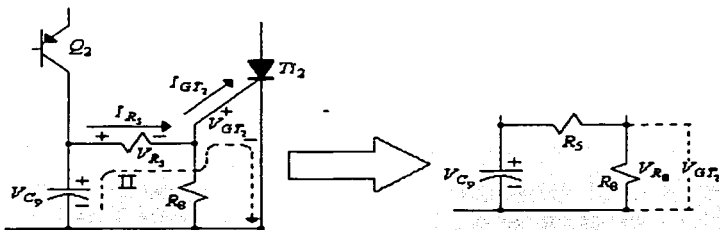


Figura 4.14 Malla II y divisor de voltaje.

Haciendo L.V.K. en II:

$$V_{GT_2} + V_{R_5} - V_{C_9} = 0$$

$$\text{donde: } V_{R_5} = I_{R_5} \times R_5 \text{ e } I_{R_5} = I_{GT_2}$$

entonces:

$$R_5 = \frac{V_{C_9} - V_{GT_2}}{I_{R_5}} \Rightarrow R_5 = \frac{5 - 1}{200 \times 10^{-6}} = 20 \times 10^3 \Omega$$

su potencia es:

$$P_{R_5} = I_{R_5}^2 \times R_5 \Rightarrow P_{R_5} = (200 \times 10^{-6})^2 \times (20 \times 10^3) = 800 \times 10^{-6} \text{ W}$$

por lo tanto, como R_4 y R_6 son iguales a R_5 , su valor comercial más próximo será:

$$R_4 = R_5 = R_6 = 18 \text{ K}\Omega \text{ a } 1/4 \text{ W}$$

Ahora, de la figura 4.14 tomaremos el divisor de voltaje formado por R_5 y R_8 , para despejar R_8 y calcularlo, esto es:

$$V_{GT_2} = V_{C_9} \frac{R_8}{R_5 + R_8} \Rightarrow R_8 = \frac{V_{GT_2} \times R_5}{V_{C_9} - V_{GT_2}}$$

donde:

$$V_{GT_2} = 1V, V_{C_9} = 5V \text{ y } R_5 = 18 \times 10^3 \Omega$$

entonces:

$$R_8 = \frac{(1) \times (18 \times 10^3)}{5 - 1} = 4.5 \times 10^3 \Omega$$

sabiendo que $V_{R_8} = V_{GT_2} = 1V$ su potencia es:

$$P_{R_8} = \frac{V_{R_8}^2}{R_8} \Rightarrow P_{R_8} = \frac{(1)^2}{4.5 \times 10^3} = 222.222 \times 10^{-6} W$$

por lo tanto, como R_7 y R_9 son iguales a R_8 , su valor comercial más próximo será:

$$R_7 = R_8 = R_9 = 4.7 K\Omega \text{ a } 1/4W$$

5- Cálculo de los capacitores C_8 , C_9 y C_{10}

En la figura 4.15 se muestra la red formada por C_9 , R_5 y R_8 y también se muestra el circuito representativo de esta misma red pero con I_{C_2} como fuente de corriente y un solo resistor R_T ; donde $R_T = R_5 + R_8$:

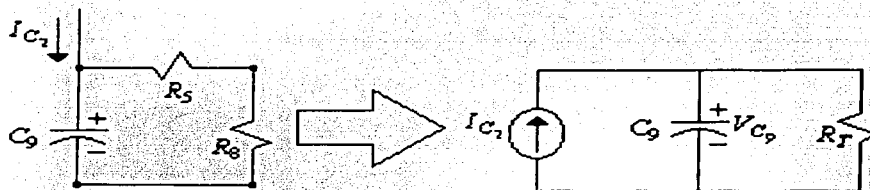


Figura 4.15 Circuito representativo para el cálculo de C_9 .

De este circuito representativo, se obtiene una expresión para el cálculo de C_9 en función de la corriente de colector I_{C_2} , de la resistencia equivalente R_T , del voltaje en el capacitor V_{C_9} y de el tiempo en que se mantendrá su carga, ésta es :

$$C_9 = \frac{t}{R_T \times \ln \left[\frac{R_T \times I_{C_2}}{(R_T \times I_{C_2}) - V_{C_9}} \right]}$$

donde:

$$R_T = R_5 + R_8 \Rightarrow R_T = (18 \times 10^3) + (4.7 \times 10^3) = 22.7 \times 10^3 \Omega;$$

$$I_{C_2} = 350 \mu A;$$

$$V_{C_9} = 5V \text{ y}$$

t será el tiempo que durará cada lámpara encendida y proponemos que sea de $t = 1 \text{ seg}$, por lo tanto:

$$C_9 = \frac{1}{(22.7 \times 10^3) \times \ln \left[\frac{(22.7 \times 10^3)(350 \times 10^{-6})}{(22.7 \times 10^3)(350 \times 10^{-6}) - 5} \right]} = 44.388 \times 10^{-6} \text{ f}$$

por lo tanto, sabiendo que C_8 y C_{10} son iguales a C_9 , su valor comercial más próximo será:

$$C_8 = C_9 = C_{10} = 47 \mu \text{f a } 25V$$

TRABAJE CON
FALLA DE ORIGEN

4.4 Luz intermitente

4.4.1 DIAGRAMA

En la figura 4.16 se muestra el diagrama eléctrico de un circuito de luz intermitente controlado por SCRs, donde el tiristor Ti_1 soportará la potencia requerida por la lámpara L .

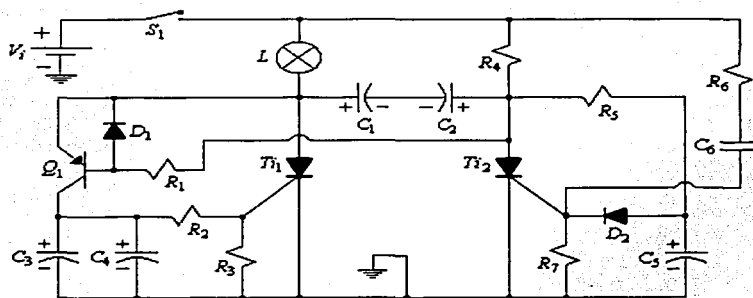


Figura 4.16 Circuito de luz intermitente.

Componentes:

V_1 = Batería o fuente de alimentación de $12V_{CD}$ a 5A;

S_1 = interruptor un polo un tiro a 6A;

Ti_1 = C122B1;

Ti_2 = C106D;

$D_1 = D_2$ = NTE116;

Q_1 = NTE159;

$R_1 = R_5 = R_6$ = $47K\Omega$ a $1/4W$;

R_2 = 330Ω a $1/4W$;

R_3 = 56Ω a $1/4W$;

R_4 = $1K\Omega$ a $1/4W$;

R_7 = $4.7K\Omega$ a $1/4W$;

$C_1 = C_2$ = electrolíticos de $1000\mu f$ a 16V;

$C_3 = C_4$ = electrolíticos de $4700\mu f$ a 16V;

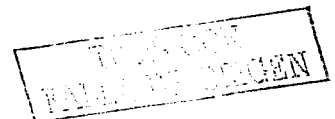
C_5 = electrolítico de $47\mu f$ a 16V;

C_6 = cerámico de $33pf$ a 500V;

L = lámpara de 12V a 50W.

4.4.2 ANÁLISIS FUNCIONAL

- V_i es un voltaje de $12V_{CD}$ proporcionado por una batería o fuente de alimentación; nuestro circuito requiere de una corriente aproximada de 5A
- En el diagrama del circuito, figura 4.16 mostrada anteriormente en el subtema 4.4.1, observamos que el par de capacitores $C_1 \rightarrow C_2$ equivale a un capacitor de poliéster; esto es porque están conectados en serie y con sus polaridades negativas encontradas, por lo que pueden tener entre sus extremos un voltaje positivo ó negativo; el objetivo de hacer este tipo de arreglo se debe a que en el mercado es difícil de encontrar un capacitor no polarizado de el valor que requerimos para esa sección del circuito
- L es una lámpara de 12V a 50W ; la lámpara estará encendida sólo cuando el tiristor Ti_1 este activado
- Al cerrar el interruptor S_1 , la red formada por R_6 y C_6 introduce un pulso sobre la compuerta del Ti_2 provocando que este se active e iniciando la intermitencia; en ese momento, la lámpara L estará apagada;
- Al estar activado el Ti_2 , el par $C_1 \rightarrow C_2$ se carga al voltaje de V_i y con la polaridad positiva sobre el ánodo de Ti_1 ; al mismo tiempo, Q_1 estará en la región activa y permitirá que C_3 y C_4 se carguen con la corriente de colector y eleven su voltaje
- Cuando el voltaje en los capacitores C_3 y C_4 alcanza un valor lo suficientemente alto para alimentar a el divisor de voltaje formado por R_2 y R_3 y provocar el V_{GT_1} necesario, entonces se activará el Ti_1 encendiendo a la lámpara L
- En el momento en que Ti_1 se activa, el par $C_1 \rightarrow C_2$ ahora se cargará con polaridad contraria y aplicará un voltaje inverso al ánodo de Ti_2 lo que provocará que este se desactive
- Durante el tiempo en que el par $C_1 \rightarrow C_2$ se va cargando, también se estará cargando C_5 hasta que éste alcanza el voltaje necesario para activar de nuevo a Ti_2 y por consiguiente el Ti_1 se desactivará y se apagará la lámpara L
- De nueva cuenta se repetirá el mismo ciclo de trabajo descrito anteriormente
- Ti_1 estará activado 1.75seg y desactivado 0.5seg aproximadamente; Ti_2 estará activado 0.5seg y desactivado 1.75seg aproximadamente
- El diodo D_1 protegerá a la unión base – emisor del transistor Q_1 cuando esté polarizado en inversa; el diodo D_2 sirve para que el pulso de arranque al cerrar el interruptor S_1 se introduzca directamente a la compuerta del Ti_2 y no se amortigüe a tierra a través de C_5



4.4.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO

1- Datos

$T_{i1} = \text{C122B1: SCR}$, $V_{DRM} = 200V$, $V_{TM} = 1.83V$, $I_{GT} = 25mA$, $V_{GT} = 1.5V$,
 $t_{off} = 50\mu\text{seg}$, $P_G = 0.5W$, $I_T = 8A$;

$T_{i2} = \text{C106D: SCR}$, $V_{DRM} = 400V$, $V_{TM} = 2.2V$, $I_{GT} = 200\mu A$, $V_{GT} = 1V$,
 $t_{off} = 40\mu\text{seg}$, $t_{on} = 1.2\mu\text{seg}$, $P_G = 0.1W$, $I_T = 4A$;

$Q_1 = \text{NTE159: Silicio, PNP}$, $I_C = 1A$, $BV_{CBO} = 80V$, $BV_{CEO} = 80V$, $BV_{EBO} = 5V$,
 $h_{FE} = 180$, $P_D = 0.625W$;

$D_1 = D_2 = \text{NTE116: Silicio}$, $V_{PR} = 600V$, $I_F = 1A$, $V_F = 1.1V$;
 $L = 12V \text{ A } 50W$.

2- Cálculo de R_6 y C_6

Al cerrar el interruptor S_1 , el C_6 se comportará como un corto circuito sólo por un breve instante, esto se muestra en la figura 4.17 donde también se muestra la malla I:

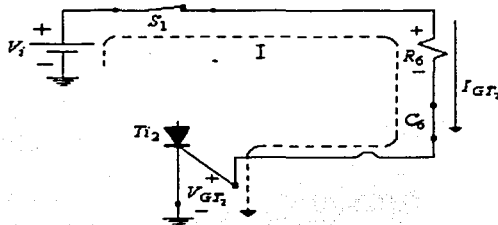


Figura 4.17 Malla I.

Haciendo L.V.K. en I:

$$V_i - (I_{GT_2} \times R_6) - V_{GT_2} = 0 \Rightarrow R_6 = \frac{V_i - V_{GT_2}}{I_{GT_2}}$$

donde: $V_i = 12V$, $V_{GT_2} = 1V$ e $I_{GT_2} = 200\mu A$, entonces:

$$R_6 = \frac{12 - 1}{200 \times 10^{-6}} = 55 \times 10^3 \Omega$$

su potencia es:

$$P_{R_6} = (I_{GT_2})^2 \times R_6 \Rightarrow P_{R_6} = (200 \times 10^{-6})^2 \times (55 \times 10^3) = 2.2 \times 10^{-3} W$$

por lo tanto, el valor comercial más próximo para R_6 será:

$$R_6 = 47K\Omega \text{ a } 1/4W$$

Ahora, tomaremos la constante de tiempo formada por la red R_6 y C_6 , esto es:

$$R_6 \times C_6 = t_{on2} \Rightarrow C_6 = \frac{t_{on2}}{R_6}$$

donde:

$R_6 = 47K\Omega$ y $t_{on2} = 1.2\mu\text{seg}$ el cual es el tiempo de activación para el Ti_2

entonces:

$$C_6 = \frac{1.2 \times 10^{-6}}{47 \times 10^3} = 25.531 \times 10^{-12} \text{ f}$$

por lo tanto, el valor comercial más próximo para C_6 será:

$$C_6 = 33 \text{ p f a } 500 \text{ V}$$

3- Cálculo de C_1 , C_2 y R_3

Consideraremos a el par de capacitores $C_1 \rightarrow C_2$ como C_0 , esto se muestra en la figura 4.18:

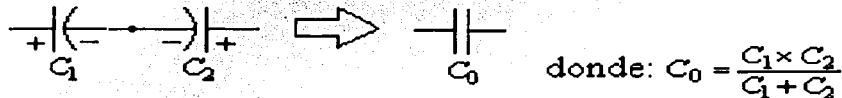


Figura 4.18 Consideración de $C_1 \rightarrow C_2$ como C_0 .

Tomaremos dos constantes de tiempo; una es la que llega al ánodo del Ti_1 formada por la red R_4 y C_0 ; y la otra es la que llega al ánodo del Ti_2 formada por la red R_L y C_0 ; el tiempo en cada red será el t_{off} respectivo de cada SCR y esto se muestra en la figura 4.19:

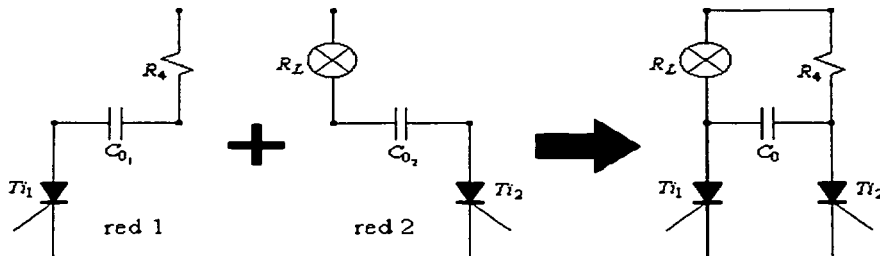


Figura 4.19 Análisis de las redes 1 y 2 para el cálculo de C_0 .

Entonces, tomando la red 1 de la figura 4.19 se tiene:

$$C_{01} \times R_4 = t_{off1} \Rightarrow C_{01} = \frac{t_{off1}}{R_4}$$

donde:

$$t_{off1} = 50 \mu\text{seg} \text{ y } R_4 = 1K\Omega$$

entonces:

$$C_{01} = \frac{50 \times 10^{-6}}{1 \times 10^3} = 50 \times 10^{-9} \text{ f}$$

Nota: estamos proponiendo que $R_3 = 1K\Omega$ ya que solo nos servirá para dar el tiempo de apagado al T_{i1} , calcularemos su potencia para determinar su valor comercial, esto es:

$$P_{R_4} = \frac{12^2}{1 \times 10^3} = 0.144W$$

por lo tanto, el valor comercial más próximo para R_4 será:

$$R_4 = 1K\Omega \text{ a } 1/4W$$

Ahora, tomando la red 2 de la figura 4.19 se tiene:

$$C_{02} \times R_L = t_{off2} \Rightarrow C_{02} = \frac{t_{off2}}{R_L}$$

$$\text{donde: } t_{off2} = 40 \mu\text{seg} \text{ y } R_L = \frac{12^2}{50} = 2.88\Omega$$

entonces:

$$C_{02} = \frac{40 \times 10^{-6}}{2.88} = 13.888 \times 10^{-6} \text{ f}$$

$$\text{luego: } C_0 = C_{01} + C_{02} \Rightarrow C_0 = (1.063 \times 10^{-9}) + (13.888 \times 10^{-6}) = 13.889 \times 10^{-6} \text{ f}$$

podemos observar que $C_0 = 13.889 \times 10^{-6} \text{ f}$ es un valor prácticamente bajo y puede provocar un desequilibrio en el circuito y que no exista el acoplamiento necesario para lograr la desactivación de cada SCR; entonces, debido a que estamos utilizando dos SCRs con tiempos de apagado diferentes, aseguraremos la desactivación de los SCRs proponiendo que $C_1 = C_2 = 1000 \mu\text{f}$; para determinar el valor resultante real de C_0 aplicaremos la expresión mostrada en la figura 4.18, esto es:

$$C_0 = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} \Rightarrow C_0 = \frac{(1000 \times 10^{-6})(1000 \times 10^{-6})}{(1000 \times 10^{-6}) + (1000 \times 10^{-6})} = 500 \times 10^{-6} \text{ f}$$

por lo tanto, el valor comercial para C_1 y C_2 será:

$$C_1 = C_2 = 1000 \mu\text{f} \text{ a } 16V$$

TIENE CON
FALLA DE ORIGEN

4- Cálculo de R_1 , R_2 , R_3 , C_3 y C_4

Seguiremos considerando a el par $C_1 \rightarrow C_2$ como C_0 .

a) Cálculo de R_1

En la figura 4.20 se muestra la malla II para el cálculo de R_1 :

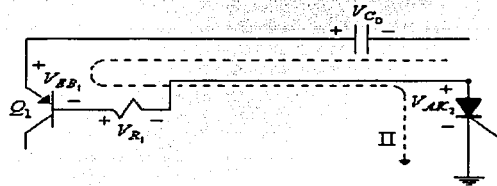


Figura 4.20 Malla II.

Haciendo L.V.K. en II:

$$V_{C_0} - V_{EB_1} - V_{R_1} - V_{AK_2} = 0$$

donde:

$$V_{C_0} = V_i = 12V, V_{EB_1} = 0.7V, V_{AK_2} = 2.2V \text{ y } V_{R_1} = I_{B_1} \times R_1$$

entonces:

$$12 - 0.7 - (I_{B_1} \times R_1) - 2.2 = 0 \Rightarrow I_{B_1} = \frac{12 - 0.7 - 2.2}{R_1} \Rightarrow I_{B_1} = \frac{9.1}{R_1}$$

ahora, este I_{B_1} lo sustituiremos en la siguiente fórmula del TBJ, esto es:

$$I_C = \beta \times I_B$$

$$I_{C_1} = \beta \times I_{B_1} \Rightarrow I_{C_1} = 180 \times \frac{9.1}{R_1} \Rightarrow I_{C_1} = \frac{1638}{R_1} \Rightarrow R_1 = \frac{1638}{I_{C_1}}$$

para tener un buen suministro de corriente por parte del transistor Q_1 y asegurar la $I_{GT_1} = 25 \times 10^{-3} A$, podemos proponer que la corriente de su colector sea

$I_{C_1} = 35 \times 10^{-3}$, entonces:

$$R_1 = \frac{1638}{35 \times 10^{-3}} = 46.8 \times 10^3 \Omega$$

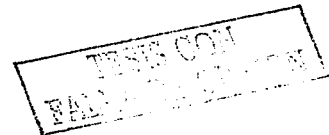
su potencia será:

$$P_{R_1} = I_{R_1}^2 \times R_1 \text{ donde: } I_{R_1} = I_{B_1} = \frac{9.1}{46.8 \times 10^3} = 194.444 \times 10^{-6} A, \text{ entonces:}$$

$$P_{R_1} = (194.444 \times 10^{-6})^2 \times (46.8 \times 10^3) = 1.769 \times 10^{-3} W$$

por lo tanto, el valor comercial más próximo para R_1 será:

$$R_1 = 47K\Omega \text{ a } 1/4W$$



b) Cálculo de R_2 y R_3

Para evitar que el T_{I1} se active por ruidos aleatorios, proponemos que éste sea activado cuando el voltaje en los capacitores C_3 y C_4 sea de 6V, es decir $V_{C_3} = V_{C_4} = 6V$.

Para el cálculo de R_2 tomaremos la malla III y para calcular R_3 tomaremos el divisor de voltaje formado por las mismas R_2 y R_3 , esto se muestra en la figura 4.21:

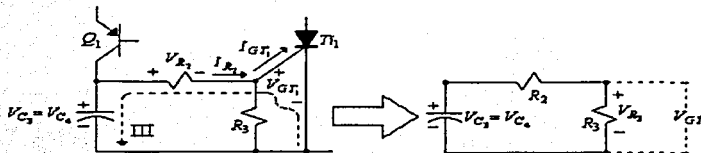


Figura 4.21 Malla III y divisor de voltaje formado por R_2 y R_3 .

Haciendo L.V.K. en III y considerando solo a V_{C_3} , tenemos:

$$V_{GT1} + V_{R_2} - V_{C_3} = 0$$

donde: $V_{GT1} = 1.5V$, $V_{C_3} = 6V$ y $V_{R_2} = I_{R_2} \times R_2$ e $I_{R_2} = I_{GT1} = 25 \times 10^{-3} A$ entonces:

$$1.5 + (I_{GT1} \times R_2) - 6 = 0 \Rightarrow R_2 = \frac{6 - 1.5}{25 \times 10^{-3}} = 180 \Omega$$

para dar mejor equilibrio al circuito, proponemos que $R_2 = 330 \Omega$ y su potencia será:

$$P_{R_2} = I_{GT1}^2 \times R_2 \Rightarrow P_{R_2} = (25 \times 10^{-3})^2 \times 330 = 206.25 \times 10^{-3} W$$

por lo tanto, el valor comercial para R_2 será:

$$R_2 = 330 \Omega \text{ a } 1/4W$$

Ahora, tomaremos el divisor de voltaje de la figura 4.21 y despejaremos a R_3 para su cálculo, ésto es:

$$V_{GT1} = V_{C_3} \frac{R_3}{R_2 + R_3} \Rightarrow R_3 = \frac{V_{GT1} \times R_2}{V_{C_3} - V_{GT1}} \Rightarrow R_3 = \frac{1.5 \times 330}{6 - 1.5} = 110 \Omega$$

para dar mejor equilibrio al circuito, proponemos que $R_3 = 56 \Omega$ y su potencia será:

$$P_{R_3} = \frac{V_{R_3}^2}{R_3} \Rightarrow P_{R_3} = \frac{1.5^2}{56} = 40.178 \times 10^{-3} W$$

por lo tanto, el valor comercial para R_3 será:

$$R_3 = 56 \Omega \text{ a } 1/4W$$

TEXTO CON
FALLA DE ORIGEN

c) Cálculo de C_3 y C_4

En la figura 4.22 se muestra la red formada por C_A , R_2 y R_3 ; donde $C_A = C_3 + C_4$ y también se muestra el circuito representativo de esta red pero con I_{C_1} como fuente de corriente y un solo resistor R_A ; donde $R_A = R_2 + R_3$:

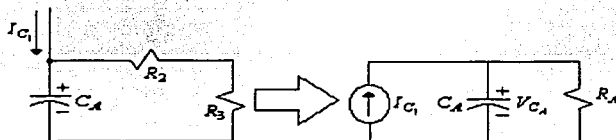


Figura 4.22 Circuito representativo para el cálculo de C_A .

De este circuito representativo, se obtiene una expresión para el cálculo de C_A en función de la corriente de colector I_{C_1} , de la resistencia equivalente R_A , del voltaje en el capacitor V_{C_A} y de el tiempo en que se mantendrá su carga, ésta es:

$$C_A = \frac{t_{enc}}{R_A \times \ln \left[\frac{R_A \times I_{C_1}}{(R_A \times I_{C_1}) - V_{C_A}} \right]}$$

donde:

$$R_A = R_2 + R_3 \Rightarrow R_A = 330 + 56 = 386 \Omega;$$

$$I_{C_1} = 35 \times 10^{-3} A$$

$$V_{C_A} = V_{C_3} = V_{C_4} = 6V; \text{ y}$$

t_{enc} será el tiempo en que estará activado el Ti_1 y por consiguiente la lámpara L estará encendida; proponemos que $t_{enc} = 1.75 \text{ seg}$.

entonces:

$$C_A = \frac{1.75}{386 \times \ln \left[\frac{(386)(35 \times 10^{-3})}{(386)(35 \times 10^{-3}) - 6} \right]} = 7720.912 \times 10^{-6} f$$

podemos aproximar este valor con dos capacitores de $4700 \mu f$ y calculando el valor real de C_A tenemos que: $C_A = C_3 + C_4$ y considerando que $C_3 = C_4$, entonces $C_A = 2 \times C_3 \Rightarrow C_A = 2 \times (4700 \times 10^{-6}) = 9400 \times 10^{-6} f$ por lo tanto, los valores comerciales para C_3 y C_4 serán:

$$C_3 = C_4 = 4700 \mu f \text{ a } 16V$$

5- Cálculo de R_5 , R_7 y C_5

a) Cálculo de R_5 y R_7

Para el cálculo de R_5 se tomará la malla IV y para el cálculo de R_7 tomaremos el divisor de voltaje formado por las mismas R_5 y R_7 , esto se muestra en la figura 4.23:

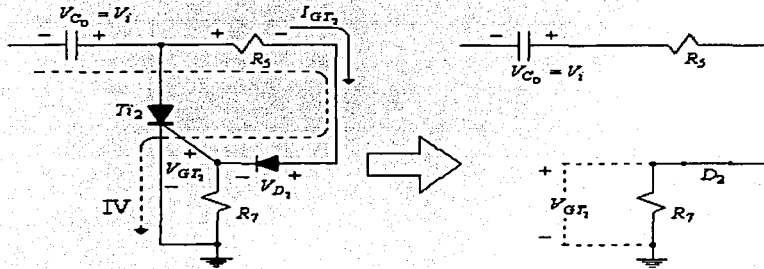


Figura 4.23 Malla IV y divisor de voltaje formado por R_5 y R_7 .

Para ambos cálculos, consideraremos que C_0 está cargado al voltaje de V_i y con la polaridad positiva sobre el ánodo de T_{i2} ; entonces, haciendo L.V.K. en IV tenemos:

$$V_{C_0} - (I_{GT_2} \times R_5) - V_{D_2} - V_{GT_2} = 0 \Rightarrow R_5 = \frac{V_{C_0} - V_{D_2} - V_{GT_2}}{I_{GT_2}}$$

donde:

$$V_{C_0} = V_i = 12V, V_{D_2} = 1.1V, V_{GT_2} = 1V \text{ e } I_{GT_2} = 200 \times 10^{-6} A$$

entonces:

$$R_5 = \frac{12 - 1.1 - 1}{200 \times 10^{-6}} = 49.5 \times 10^3 \Omega$$

su potencia será:

$$P_{R_5} = I_{GT_2}^2 \times R_5 \Rightarrow P_{R_5} = (200 \times 10^{-6})^2 \times (49.5 \times 10^3) = 1.98 \times 10^{-3} W$$

por lo tanto, el valor comercial más próximo para R_5 será:

$$R_5 = 47K\Omega \text{ a } 1/4W$$

TESIS CON
FALLAS EN
EL DISEÑO

Ahora, tomaremos el divisor de voltaje de la figura 4.23; en esta figura podemos observar que no colocamos la caída de voltaje creada por el diodo D_2 y esto es porque los voltajes en los extremos son V_{C_0} y V_{GT_2} y son valores que ya determinamos, por lo que a D_2 lo consideraremos como un corto circuito; entonces despejaremos a R_7 , esto es:

$$V_{GT_2} = V_{C_0} \times \frac{R_7}{R_5 + R_7} \Rightarrow R_7 = \frac{R_5 \times V_{GT_2}}{V_{C_0} - V_{GT_2}}$$

donde:

$$R_5 = 47K\Omega, V_{GT_2} = 1V \text{ y } V_{C_0} = V_i = 12V$$

entonces:

$$R_7 = \frac{(47 \times 10^3)(1)}{12 - 1} = 4.272 \times 10^3 \Omega$$

su potencia será:

$$P_{R_7} = \frac{V_{GT_2}^2}{R_7} \Rightarrow P_{R_7} = \frac{1^2}{4.272 \times 10^3} = 234 \times 10^{-6} W$$

por lo tanto, el valor comercial más próximo para R_7 será:

$$R_7 = 4.7K\Omega \text{ a } 1/4W$$

b) Cálculo de C_5

Tomaremos la siguiente expresión para el cálculo de C_5 :

$$C_5 = \frac{t_{apag}}{R_5 \times \ln \left[\frac{V_i}{V_i - V_{GT_2} - V_{D_2}} \right]}$$

donde:

$$R_5 = 47K\Omega;$$

$$V_i = 12V, V_{GT_2} = 1V, V_{D_2} = 1.1V; \text{ y}$$

t_{apag} será el tiempo en que estará activado el Ti_2 y por consiguiente la lámpara L estará apagada; proponemos que $t_{apag} = 0.5 \text{ seg}$, entonces:

$$C_5 = \frac{0.5}{(47 \times 10^3) \times \ln \left[\frac{12}{12 - 1 - 1.1} \right]} = 55.3 \times 10^{-6} f$$

por lo tanto, el valor comercial más próximo para C_5 será:

$$C_5 = 47\mu f \text{ a } 25V$$

TEMA 5. APLICACIONES PRÁCTICAS DEL TRIODO DE CORRIENTE ALTERNA (TRIAC)

5.1 Control de potencia de ciclo completo

5.1.1 DIAGRAMA

En la figura 5.1 se muestra el diagrama eléctrico de un circuito de control de potencia de ciclo completo, donde el TRIAC Ti_1 soportará la potencia requerida por la lámpara R_L .

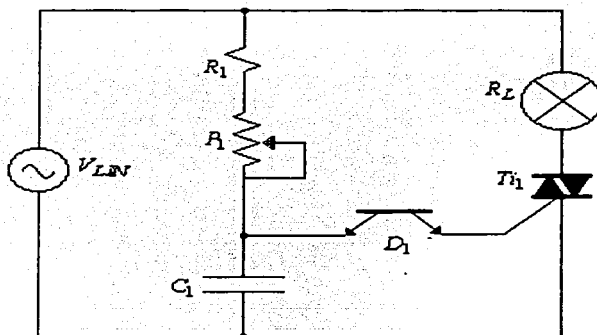


Figura 5.1 Control de potencia de ciclo completo.

Componentes:

V_{LIN} = línea monofásica de $125V_{CA}$ (rms) a 60Hz;

Ti_1 = MAC218A6;

D_1 = NTE6408;

R_1 = $15K\Omega$ a 1W;

P_1 = potenciómetro lineal de $250K\Omega$;

C_1 = capacitor de poliéster metalizado de $0.1\mu f$ a 250V;

R_L = lámpara de 125V a 300W.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

5.1.2 ANÁLISIS FUNCIONAL

- V_{LIN} es el voltaje de línea monofásica que suministra al circuito $125V_{CA}$ (rms) a 60Hz
- R_L es una lámpara de 125V con una potencia de 300W, sobre la cual se controlará su potencia con el objetivo de variar su intensidad luminosa
- T_{i1} es un tiristor tipo TRIAC (triodo de corriente alterna) que conducirá en los 360° de la señal senoidal de V_{LIN} ; es decir, que conducirá los 180° del semiciclo positivo y los 180° del semiciclo negativo
- D_1 es un diodo tipo DIAC (diodo de corriente alterna) que introducirá los pulsos de activación a la compuerta del T_{i1}
- Se podrá ajustar la activación del T_{i1} por medio de la variación de la constante de tiempo RC que se encuentra conectada en su terminal de compuerta
- La red RC está construida con los componentes R_1 , P_1 y C_1 , los cuales se encargarán de el tiempo de disparo del T_{i1} ; al variar la resistencia del potenciómetro P_1 cambiará la constante de tiempo RC y con esto se logrará tener control sobre la potencia en la carga R_L
- Cuando el capacitor C_1 se carga por medio de la serie R_1 y P_1 y llega a un voltaje de 32V, el diodo D_1 entrará en conducción y suministrará la corriente necesaria de activación a la compuerta del T_{i1}
- Cuando P_1 está en su posición mínima de 0Ω , sólo la resistencia R_1 soportará la corriente de compuerta provocando que la constante de tiempo disminuya y por lo tanto, la lámpara R_L estará iluminada al máximo
- Cuando P_1 está en su posición máxima de $250K\Omega$ se sumará con R_1 provocando que la constante de tiempo aumente y por lo tanto, la lámpara R_L estará iluminada a una intensidad muy baja
- C_1 es un capacitor no polarizado y deberá ser capaz de soportar el voltaje pico de V_{LIN}

RECIBO CON
FALLA DE ORIGEN

5.1.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO

1- Datos

$V_{LIN} = 125V_{CA}$ (rms) a 60Hz;

$T_{i1} = \text{MAC218A6}$: TRIAC, $I_T = 8A$, $V_T = 1.7V$, $I_{GT} = 50mA$, $V_{GT} = 2V$, $P_G = 0.35W$;

$D_1 = \text{NTE6408}$: DIAC, $V_{BO} = 32V$, $I_{BR} = 100\mu A$, $\Delta V = 6V$, $P_D = 250mW$;

$R_L = 125V$ a 300W.

2- Cálculo de la constante de tiempo RC

a) Cálculo de la relación $\frac{V_{BO}}{V_p}$

Esta relación es adimensional y nos servirá para seleccionar la curva adecuada en la gráfica normalizada que describirá el funcionamiento de nuestro circuito, entonces:

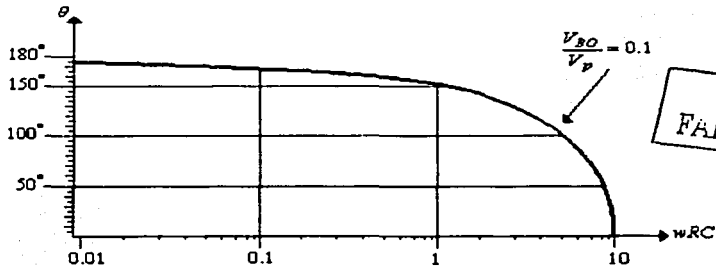
$$\frac{V_{BO}}{V_p} \text{ donde: } V_{BO} = 32V \text{ y } V_p = (125) \times \sqrt{2} = 176.776V_p$$

luego:

$$\frac{V_{BO}}{V_p} = \frac{32}{176.776} = 0.181$$

seleccionaremos una curva de $\frac{V_{BO}}{V_p} = 0.1$

En la gráfica 5.1 se muestra la gráfica normalizada de θ vs ωRC con una curva de $\frac{V_{BO}}{V_p} = 0.1$, ésta es:



Gráfica 5.1 Gráfica normalizada de θ vs ωRC .

b) Cálculo de RC

De esta gráfica normalizada observamos que $\omega RC = 10$, entonces:

$$\omega RC = 10 \Rightarrow RC = \frac{10}{\omega}$$

donde: $\omega = 2\pi f$ y $f = 60\text{Hz}$

luego:

$$RC = \frac{10}{2 \times \pi \times 60} = 26.525 \times 10^{-3} \text{ seg}$$

por lo tanto, la constante de tiempo necesaria para lograr un ángulo de conducción aproximado a 0° será:

$$RC = 26.525 \times 10^{-3} \text{ seg}$$

3- Cálculo de C_1

Para garantizar el buen funcionamiento del TRIAC T_{i1} , aseguraremos que su tiempo de activación sea de $t_{on} = 7 \mu\text{seg}$; aplicaremos la siguiente expresión para despejar y calcular a C_1 , ésta es:

$$\frac{(\Delta V - V_{GT})}{I_{GT}} \times C_1 = t_{on} \Rightarrow C_1 = \frac{t_{on} \times I_{GT}}{\Delta V - V_{GT}}$$

donde:

$$t_{on} = 7 \times 10^{-6} \text{ seg}, I_{GT} = 50 \text{ mA}, \Delta V = 6 \text{ V} \text{ y } V_{GT} = 2 \text{ V}$$

entonces:

$$C_1 = \frac{(7 \times 10^{-6})(50 \times 10^{-3})}{6 - 2} = 0.087 \times 10^{-6} \text{ f}$$

por lo tanto, tomando en cuenta que $V_p = 176.776 V_p$, el valor comercial más próximo para C_1 será:

$$C_1 = 0.1 \mu\text{f a } 250\text{V}$$

4- Cálculo de R_1 y P_1

Para el siguiente cálculo consideraremos una R_T , donde $R_T = R_1 + P_1$; retomando la constante de tiempo, calculada en el punto 2, se tiene:

$$RC = 26.525 \times 10^{-3} \text{ seg} \Rightarrow R_T \times C_1 = 26.525 \times 10^{-3} \text{ seg} \Rightarrow R_T = \frac{26.525 \times 10^{-3}}{C_1}$$

entonces:

$$R_T = \frac{26.525 \times 10^{-3}}{0.1 \times 10^{-6}} = 265.25 \times 10^3 \Omega$$



Cuando el potenciómetro R_1 se encuentra a su valor mínimo (0Ω), sólo la resistencia R_1 será la que soporte la corriente de compuerta; en la figura 5.2 se muestra la malla I para el cálculo de R_1 :

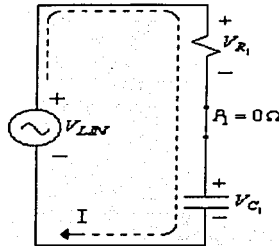


Figura 5.2 Malla I.

El capacitor C_1 se cargará a un voltaje pico de $32V_p$, por lo que calcularemos el voltaje rms en C_1 , esto es:

$$V_{C_1rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \Rightarrow V_{C_1rms} = \frac{32}{\sqrt{2}} = 22.627V$$

ahora, haciendo L.V.K. en I:

$$V_{LIN} - V_{R_1} - V_{C_1rms} = 0 \Rightarrow V_{R_1} = V_{LIN} - V_{C_1rms} \Rightarrow V_{R_1} = 125 - 22.627 = 102.373V$$

entonces, para dar protección a R_1 y D_1 , proponemos que $R_1 = 15K\Omega$ y su potencia será:

$$P_{R_1} = \frac{V_{R_1}^2}{R_1} \Rightarrow P_{R_1} = \frac{102.373^2}{15 \times 10^3} = 0.698W$$

por lo tanto, el valor comercial más próximo para R_1 será:

$$R_1 = 15K\Omega \text{ a } 1W$$

Ahora, retomando la expresión $R_T = R_1 + P_1$, despejaremos a P_1 para su cálculo, esto es:

$$R_T = R_1 + P_1 \Rightarrow P_1 = R_T - R_1$$

donde:

$$R_T = 265.25 \times 10^3 \Omega \text{ y } R_1 = 15 \times 10^3 \Omega$$

entonces:

$$P_1 = (265.25 \times 10^3) - (15 \times 10^3) = 250.25 \times 10^3 \Omega$$

por lo tanto, el valor comercial más próximo para el potenciómetro P_1 será:

$$P_1 = 250K\Omega$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

5.2 Control de potencia para taladro

5.2.1 DIAGRAMA

En la figura 5.3 se muestra el diagrama eléctrico de un circuito de control de potencia, donde el TRIAC T_{i1} gobernará la potencia requerida por el taladro L .

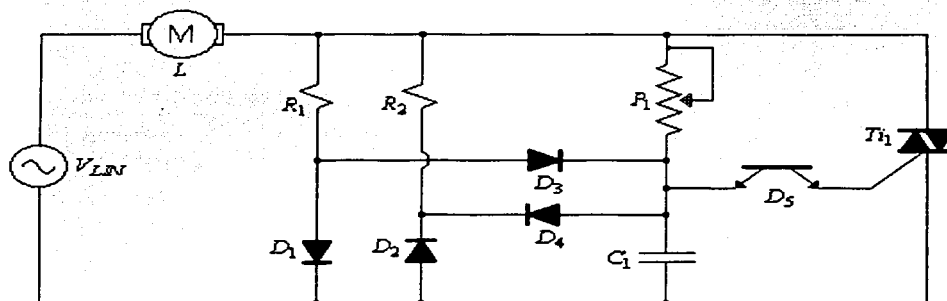


Figura 5.3 Circuito de control de potencia para taladro.

Componentes:

V_{LIN} = línea monofásica de $125V_{CA}$ (rms) a 60Hz;

T_{i1} = MAC218A6;

$D_1 = D_2 = D_3 = D_4$ = NTE116;

D_5 = NTE6408;

$R_1 = R_2$ = $15K\Omega$ a 1W;

P_1 = potenciómetro lineal de $250K\Omega$;

C_1 = capacitor de poliéster metalizado de $0.1\mu f$ a 250V;

L = Taladro de 500W; Marca: KRAFTtech, Modelo: ID13Q-K de 500W.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

5.2.2 ANÁLISIS FUNCIONAL

- V_{LIN} es el voltaje de línea monofásica que suministra al circuito $125V_{CA}$ (rms) a una frecuencia de 60Hz
- L es un taladro con motor de 500W, sobre el cual se controlará su potencia con el objetivo de variar su velocidad de giro
- Este circuito está diseñado para manejar cargas inductivas; en su sección de control, que se encuentra conectada a la terminal de compuerta del T_{i1} , tiene un sistema de activación simétrica con el objetivo de eliminar los efectos de histéresis que se puedan presentar en el motor L cuando se ajuste a bajos voltajes
- La sección de activación simétrica que funcionará durante el semiciclo positivo de V_{LIN} está construida con los dispositivos R_1 , D_1 y D_3 ; la otra sección de activación que funcionará durante el semiciclo negativo está construida con los dispositivos R_2 , D_2 y D_4
- T_{i1} es un tiristor tipo TRIAC que conducirá en los 360° de la señal senoidal de V_{LIN}
- D_5 es un diodo tipo DIAC, el cual introducirá los pulsos de activación a la compuerta del T_{i1}
- El ajuste de la activación para T_{i1} lo darán los dispositivos P_1 y C_1 , donde al variar el valor resistivo del potenciómetro P_1 cambiaremos la constante de tiempo y con esto controlaremos el tiempo de activación para lograr cambios en la potencia del motor L
- Cuando P_1 este ajustado a su valor mínimo de 0Ω , el motor L girará a su máxima potencia
- Cuando P_1 este ajustado a su valor máximo de $250K\Omega$, el motor L estará apagado
- El capacitor C_1 es sin polaridad y deberá soportar el voltaje pico de V_{LIN}

CON
FALLA DE ORIGEN

5.2.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO

1- Datos

$V_{LIN} = 125V_{CA}$ (rms) a 60Hz;

$T_{i1} = \text{MAC218A6}$: TRIAC, $V_{DRM} = 400V$, $I_T = 8A$, $V_{TM} = 1.7V$, $I_{GT} = 50mA$,
 $V_{GT} = 2V$, $P_G = 0.35W$;

$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = \text{NTE116}$: Silicio, $V_{PR} = 600V$, $I_F = 1A$, $V_F = 1.1V$;

$D_5 = \text{NTE6408}$: DIAC, $V_{BO} = 32 \pm 4V$, $I_{BR} = 100\mu A$, $P_D = 250mW$;

$R_1 = R_2 = 15K\Omega$;

$R_3 = 250K\Omega$;

$C_1 = 0.1\mu f$;

$L = 125V$ a 500W.

2- Análisis del circuito

Haremos un análisis del circuito cuando esta en funcionamiento durante un semiciclo positivo de V_{LIN} ; en la figura 5.4 se muestra la sección del circuito que se encuentra en funcionamiento durante este semiciclo:

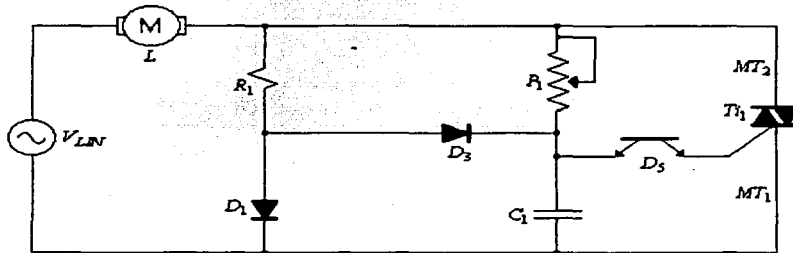
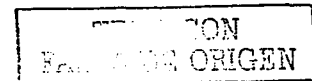


Figura 5.4 Sección del circuito funcionando durante el semiciclo positivo.

De esta figura 5.4, podemos observar la sección de activación simétrica para el semiciclo positivo y la cual se verá influenciada por la potencia que exista en el motor L ya que todo el sistema se pondrá al voltaje (V_{12}) que exista entre las terminales MT_1 y MT_2 del T_{i1} .



a) Análisis cuando R_1 está ajustado a su valor máximo

La constante de tiempo esta dada por:

$$R_1 \times C_1 = \tau$$

donde:

$$R_1 = 250 \times 10^3 \Omega \text{ y } C_1 = 0.1 \times 10^{-6} \text{ f}$$

entonces:

$$(250 \times 10^3) \times (0.1 \times 10^{-6}) = 25 \times 10^{-3} \text{ seg}$$

en esta situación, el Ti_1 no conduce por lo que el voltaje entre sus terminales MT_1 y MT_2 (V_{12}) será igual a el voltaje de línea V_{LIN} y el voltaje en el motor será $V_L = 0$ ya que solo estará como un corto circuito; esto se muestra en la figura 5.5 donde también se muestra la malla I:

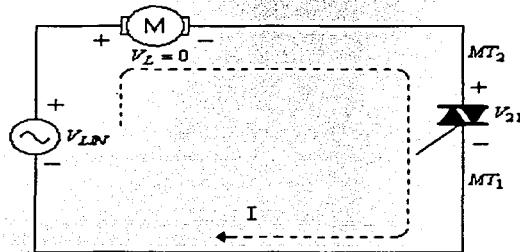


Figura 5.5 Malla I.

Haciendo L.V.K. en I:

$$V_{LIN} - V_L - V_{12} = 0 \Rightarrow V_{12} = V_{LIN} - V_L$$

donde:

$$V_{LIN} = 125V \text{ y } V_L = 0$$

entonces:

$$V_{12} = 125 - 0 = 125$$

por lo tanto, cuando el Ti_1 no conduce el voltaje entre sus terminales MT_1 y MT_2 será:

$$V_{12} = V_{LIN} = 125V$$

RECIBO CON
F. DE ORIGEN

b) Análisis cuando R_1 está ajustado a su valor mínimo

La constante de tiempo cuando $R_1 = 0\Omega$ será:

$$R_1 \times C_1 = t \Rightarrow (0) \times (0.1 \times 10^{-6}) = 0 \text{seg}$$

este tiempo de $t = 0 \text{seg}$ significa que el T_{i1} estará conduciendo la máxima corriente del motor L y esto es porque la carga del capacitor C_1 es instantánea debido a que la terminal de compuerta estará recibiendo el máximo voltaje disponible; esto obligará a que el voltaje entre las terminales MT_1 y MT_2 del T_{i1} caiga al voltaje $V_{TM} = 1.7V$; en la figura 5.6 se muestra la malla II para el cálculo del voltaje resultante en el motor L :

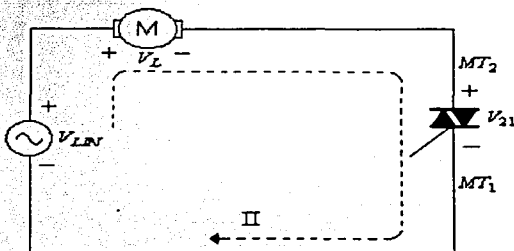


Figura 5.6 Malla II.

Haciendo L.V.K. en II:

$$V_{LIN} - V_L - V_{12} = 0 \Rightarrow V_L = V_{LIN} - V_{12}$$

donde:

$$V_{LIN} = 125V \quad \text{y} \quad V_{12} = 1.7V$$

entonces:

$$V_L = 125 - 1.7 = 123.3V$$

por lo tanto, el voltaje de máxima potencia en el motor será:

$$V_L = 123.3V$$

ANÁLISIS CON
E. A. DE ORIGEN

c) Análisis de la sección de activación simétrica

La sección de activación simétrica, será la que suministre la corriente para la activación del T_1 protegiendo al potenciómetro R_1 y eliminando el efecto de histéresis; sabemos que $R_1 = R_2 = 15K\Omega$ por lo que calcularemos su potencia tomando el caso en que el voltaje en el motor sea $V_L = 0$ y esto se muestra en la figura 5.7 donde también se muestra la malla III para el cálculo de la potencia en R_1 :

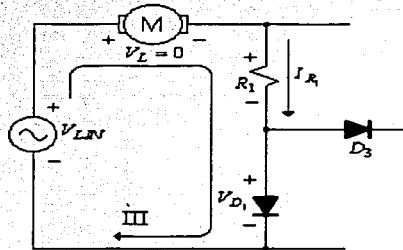


Figura 5.7 Malla III.

Haciendo L.V.K. en III:

$$V_{LIN} - V_L - (R_1 \times I_{R_1}) - V_{D_1} = 0 \Rightarrow I_{R_1} = \frac{V_{LIN} - V_L - V_{D_1}}{R_1}$$

donde:

$$V_{LIN} = 125V, V_L = 0, V_{D_1} = 1.1V \text{ y } R_1 = 15 \times 10^3 \Omega$$

entonces:

$$I_{R_1} = \frac{125 - 0 - 1.1}{15 \times 10^3} = 8.26 \times 10^{-3} A$$

la potencia de R_1 será:

$$P_{R_1} = I_{R_1}^2 \times R_1 \Rightarrow P_{R_1} = (8.26 \times 10^{-3})^2 \times (15 \times 10^3) = 1.023W$$

sabemos que $R_1 = R_2$ y por lo tanto, su valor comercial más próximo será:

$$R_1 = R_2 = 15K\Omega \text{ a } 1W$$

CON
FALLA DE ORIGEN

5.3 Detector del nivel de agua

5.3.1 DIAGRAMA

En la figura 5.8 se muestra el diagrama eléctrico de un circuito detector del nivel de agua que se deposita en un tinaco de 750L, donde el TRIAC T_{i1} soportará la potencia requerida por el motor monofásico de la bomba L de 3/4Hp.

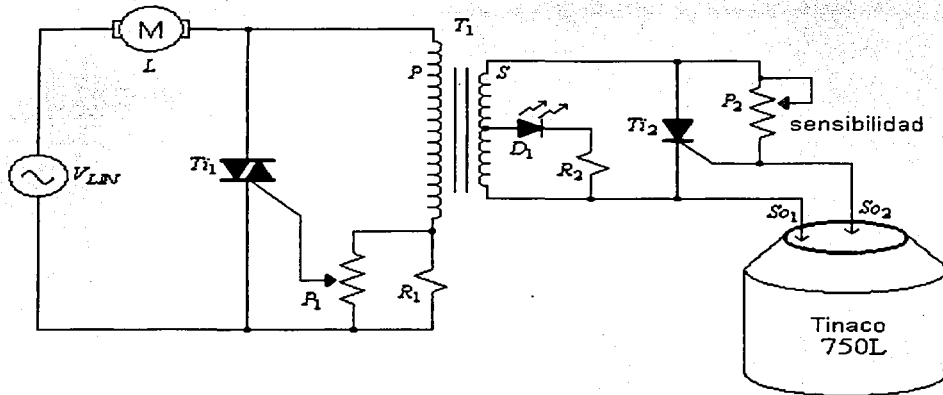


Figura 5.8 Diagrama de un circuito detector del nivel de agua.

Componentes:

V_{LIN} = línea monofásica de $125V_{CA}$ (rms) a 60Hz;

T_{i1} = MAC223A6;

T_{i2} = C106D;

D_1 = NTE3020;

T_1 = transformador reductor de 125 a $6V_{CA}$ (rms) con derivación central a 500mA;

P_1 = potenciómetro preajustable de 220Ω ;

P_2 = potenciómetro lineal de $1M\Omega$;

R_1 = 56Ω a $1/4W$;

R_2 = 100Ω a $1/4W$;

S_{01} y S_{02} = sondas (cables conductores);

L = bomba con motor monofásico de 3/4Hp (559.5W).

HECHO CON
FABRICA DE ORIGEN

5.3.2 ANÁLISIS FUNCIONAL

- $V_{L/N}$ es el voltaje de línea monofásica que suministra al circuito un voltaje de $125V_{CA}$ (rms) a una frecuencia de 60Hz
- L es una bomba para agua con motor monofásico de 3/4Hp (559.5W) y sobre la cual se controlará su encendido y su apagado de forma electrónica dependiendo del nivel en que se encuentre el agua depositada en un tinaco de 750L
- T_{i1} es un tiristor tipo TRIAC capaz de soportar 25A(rms) y el cual suministrará la potencia que requiere el motor de la bomba L
- T_{i2} es un tiristor tipo SCR el cual cortocircuitará al devanado secundario del transformador T_1
- T_1 es un transformador reductor común de 125 a $6V_{CA}$ (rms) con derivación central a $500mA$; éste transformador hará el acoplamiento para el control de la activación y desactivación del TRIAC T_{i1} ; por razones de seguridad, seleccionamos que el voltaje en su devanado secundario sea de 6V porque es en este devanado donde se encuentran las sondas detectoras de agua (So_1 y So_2) y las cuales se tienen que introducir en el agua para cumplir con su función
- So_1 y So_2 son dos cables conductores comunes, los cuales deben estar debidamente aislados el uno del otro para que sólo se interconecten por medio del agua; estas dos sondas serán instaladas dentro del tinaco a un nivel deseado al que se quiera que llegue el agua
- P_1 y P_2 son dos potenciómetros de ajuste; con P_1 ajustaremos la corriente de compuerta del T_{i1} ; mientras que con P_2 ajustaremos la sensibilidad con que reaccionarán las sondas So_1 y So_2 al estar sumergidas en el agua; en el siguiente subtema 5.3.3 haremos los cálculos para el ajuste aproximado de estos potenciómetros, pero en la práctica estos ajustes se harán bajo el funcionamiento mismo del circuito)
- Cuando el nivel del agua es bajo y no toca a las sondas So_1 y So_2 , la bomba estará encendida e introducirá agua al tinaco; durante este tiempo, el T_{i2} estará activado y cortocircuitará el devanado secundario del transformador T_1 provocando que este devanado se encuentre en 0V; al mismo tiempo, este voltaje del devanado secundario provocará que en el devanado primario también se encuentre en 0V por lo que la compuerta del T_{i1} tendrá voltaje y corriente suficiente para activarse y conducir la corriente que requiere el motor de la bomba, la cual ya estará alimentada con un voltaje de $125V_{CA}$
- Cuando el agua llega al nivel de las sondas So_1 y So_2 y las toca, entonces se producirá un efecto de cortocircuito entre éstas, lo que provocará que la corriente de compuerta del T_{i2} se desvíe a través de estas sondas y el voltaje

de compuerta caiga a 0V desactivando al SCR; al desactivarse el T_{i2} , el voltaje en el devanado secundario regresará a su valor normal de 6V provocando que el voltaje en el devanado primario también regrese a su valor normal de 125V; entonces, cuando el voltaje en el devanado primario sube a 125V, el voltaje en la compuerta del T_{i1} caerá a 0V lo cual provocará que éste TRIAC se desactive y al mismo tiempo se desactivará la bomba por que también su voltaje se caerá hasta 0V

- El led D_1 nos indicará el nivel en que se encuentra el agua dentro del tinaco; D_1 estará encendido cuando el nivel del agua este tocando a las sondas S_{o1} y S_{o2} , por lo que la bomba L estará apagada; mientras que el led estará apagado cuando el nivel del agua a descendido y ha dejado de tocar a las sondas, por lo que la bomba estará encendida para introducir agua al tinaco

TESTEADO EN
FALLA DE ORIGEN

5.3.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO

1- Datos

$V_{LIN} = 125V_{CA}$ (rms) a 60Hz;

$T_{i1} = \text{MAC223A6: TRIAC}$, $V_{DRM} = 400V$, $I_T = 25A$, $V_{TM} = 1.4V$, $I_{GT} = 20mA$,
 $V_{GT} = 1.1V$, $P_G = 0.5W$;

$T_{i2} = \text{C106D: SCR}$, $V_{DRM} = 400V$, $I_T = 4A$, $V_{TM} = 2.2V$, $I_{GT} = 200\mu A$,
 $V_{GT} = 0.8V$, $P_G = 0.1W$;

$D_1 = \text{NTE3020}$; Rojo difuso, $V_F = 1.7V$, $I_F = 100mA$, $P_D = 180mW$;

$R_1 = 1M\Omega$;

$R_2 = 220\Omega$;

$R_3 = 56\Omega$;

$R_4 = 100\Omega$;

$T_1 = 125$ a $6V_{CA}$ (rms) a $500mA$;

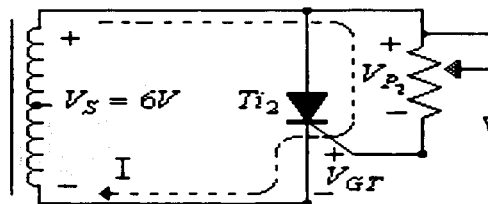
$L = 1/4Hp$ (559.5W).

Para los siguientes análisis, tomaremos el funcionamiento del circuito durante un semiciclo positivo.

2- Análisis del circuito cuando el nivel del agua es bajo

a) Análisis de la sección de control

Cuando el nivel del agua a descendido, las sondas So_1 y So_2 estarán aisladas y no circulará corriente a través de ellas; esto provocará que se active el SCR T_{i2} el cual cortocircuitará al devanado secundario del transformador T_1 provocando un voltaje $V_S \approx 0V$; en la figura 5.9 se muestra la sección de control antes de que se cortocircuite el devanado secundario del transformador y donde también se muestra la malla I:



TESIS CON
FALLA DE TIPO EN

Figura 5.9 Malla I antes de cortocircuitarse el devanado secundario.

Para lograr cortocircuitar al devanado secundario, debemos cumplir que $V_{GT} = 0.8V$ e $I_{GT} = 200\mu A$ y para esto localizaremos el valor en Ω aproximado en que deberá estar ajustado el potenciómetro P_2 ; entonces, haciendo L.V.K. en la malla I se tiene:

$$V_S - V_{P_2} - V_{GT} = 0 \Rightarrow V_{P_2} = V_S - V_{GT}$$

donde: $V_S = 6V$ y $V_{GT} = 0.8V$

entonces:

$$V_{P_2} = 6 - 0.8 = 5.2V$$

luego:

$$P_2 = \frac{V_{P_2}}{I_{P_2}}$$

donde: $V_{P_2} = 5.2V$ e $I_{P_2} = I_{GT} = 200 \times 10^{-6} A$

entonces:

$$P_2 = \frac{5.2}{200 \times 10^{-6}} = 26 \times 10^3 \Omega$$

por lo tanto, debemos ajustar el potenciómetro P_2 lo más cerca posible de $26K\Omega$ para asegurar la activación del SCR Ti_2 y con esto provocar que el voltaje en el devanado secundario sea $V_S \approx 0V$.

En la figura 5.10 se muestra la corriente máxima que circulará en el devanado secundario y la cual será soportada por el SCR Ti_2 al estar activado y cortocircuitando a éste devanado:

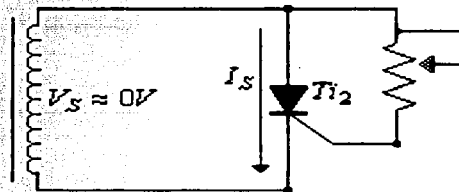


Figura 5.10 Devanado secundario cortocircuitado por el SCR Ti_2 .

De los datos del transformador T_1 observamos que su corriente máxima en el devanado secundario es $I_S = 500mA$; luego, consultando los datos de fabricante del C106D vemos que su corriente máxima de conducción es $I_T = 4A$, por lo que estamos operando al SCR dentro de los valores permitidos por el fabricante.

En esta situación de operación, el led D_1 permanecerá apagado.

b) Análisis de la sección de potencia

La relación de transformación r para nuestro transformador T_1 estará dada por la siguiente expresión:

$$r = \frac{V_P}{V_S}$$

donde: $V_P = 125V$ y $V_S = 6V$

entonces:

$$r = \frac{125}{6} = 20.8333$$

ahora, sabemos que $V_S \approx 0V$ por lo que calcularemos el voltaje que existirá en el devanado primario, esto es:

$$r = \frac{V_P}{V_S} \Rightarrow V_P = r \times V_S$$

donde: $r = 20.833$ y $V_S \approx 0V$

entonces:

$$V_P = (20.833) \times (0) = 0V$$

con esto comprobamos que, cuando $V_S \approx 0V$, el voltaje en el devanado primario también será $V_P \approx 0V$; esto provocará que el voltaje en el motor de la bomba L sea $V_L \approx V_{LIN}$ y esto se muestra en la figura 5.11, donde también se muestra la malla II para el cálculo del valor en Ω aproximado en que deberá estar ajustado el potenciómetro R_1 :

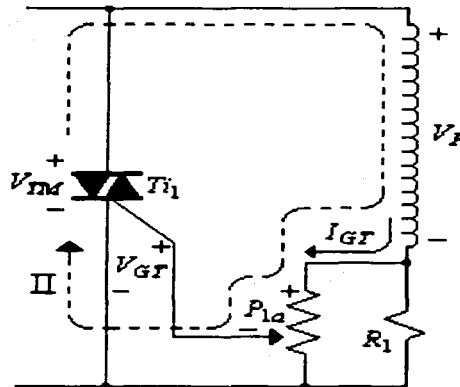


Figura 5.11 Malla II.

Haciendo L.V.K. en II:

$$V_{TM} - (R_a \times I_{GT}) - V_{GT} = 0 \Rightarrow R_a = \frac{V_{TM} - V_{GT}}{I_{GT}}$$

donde: $V_{TM} = 1.4V$, $V_{GT} = 1.1V$ e $I_{GT} = 20 \times 10^{-3} A$
entonces:

$$R_a = \frac{1.4 - 1.1}{20 \times 10^{-3}} = 15\Omega$$

por lo tanto, debemos ajustar a la terminal variable del potenciómetro P_1 aproximadamente a 15Ω respecto del devanado primario del T_1 .

Ahora, haremos el cálculo del voltaje que se encontrará en el motor de la bomba L y para esto tomaremos la malla III que se muestra en la siguiente figura 5.12:

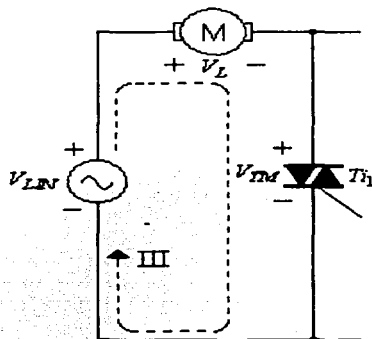


Figura 5.12 Malla III.

Haciendo L.V.K. en III:

$$V_{LIN} - V_L - V_{TM} = 0 \Rightarrow V_L = V_{LIN} - V_{TM}$$

donde: $V_{LIN} = 125V$ y $V_{TM} = 1.4V$

entonces:

$$V_L = 125 - 1.4 = 123.6V$$

por lo tanto, el voltaje máximo que se encontrará en el motor de la bomba cuando el nivel del agua es bajo será $V_L = 123.6V_{CA}$; no obstante, este voltaje dependerá de los ajustes que se tengan en los potenciómetros P_1 y P_2 .

3- Análisis del circuito cuando el agua sube y toca a las sondas So_1 y So_2

a) Análisis de la sección de control

Cuando el nivel del agua ha subido hasta tocar a las sondas, esto hará un efecto de corto circuito y provocará que en el Ti_2 se tenga un $V_{GT} \approx 0V$ y con esto se asegura que el SCR se desactive; esto se muestra en la figura 5.13:

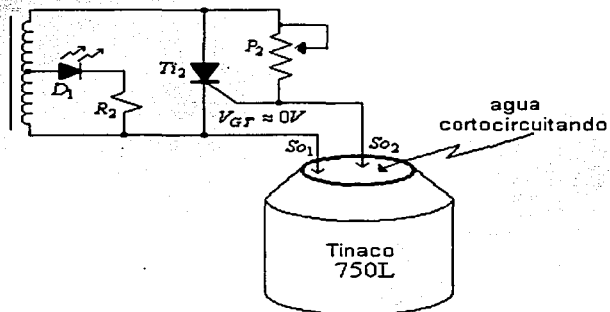


Figura 5.13 Desactivación del SCR Ti_2 .

Entonces, al desactivarse el Ti_2 , el voltaje en el devanado secundario del transformador T_1 regresará a 6V y con lo cual se encenderá el led D_1 ; en la figura 5.14 se muestra la malla IV para el cálculo de R_2 :

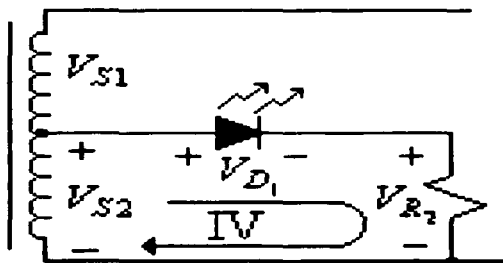


Figura 5.14 Malla IV.

COPIA CON
FOLIO DE ORIGEN

Haciendo L.V.K. en IV:

$$V_{S2} - V_{D1} - V_{R2} = 0 \Rightarrow V_{R2} = V_{S2} - V_{D1}$$

$$\text{donde: } V_{S2} = 3V \text{ y } V_{D1} = V_F = 1.7V$$

entonces:

$$V_{R2} = 3 - 1.7 = 1.3V$$

luego:

$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_{R2}}$$

$$\text{donde: } V_{R2} = 1.3V \text{ e } I_{R2} = I_F = 100 \times 10^{-3} A$$

entonces:

$$R_2 = \frac{1.3}{100 \times 10^{-3}} = 13\Omega$$

y su potencia será:

$$P_{R2} = \frac{V_{R2}^2}{R_2} \Rightarrow P_{R2} = \frac{(1.3)^2}{13} = 130 \times 10^{-3} W$$

para asegurar que el led D_1 se encienda hasta que el voltaje de derivación sea de 3V, proponemos un valor comercial de $R_2 = 100\Omega$ a 1/4W.

b) Análisis de la sección de potencia

La relación de transformación de nuestro transformador es $r = 20.833$ y sabemos que el voltaje en el devanado secundario es $V_S = 6V$, entonces podemos calcular el voltaje que existirá en el devanado primario V_P , esto es:

$$V_P = r \times V_S \Rightarrow V_P = (20.833) \times (6) = 124.998V \approx 125V$$

debido a este voltaje, en el motor de la bomba L se tendrá un voltaje de alimentación de $V_L \approx 0V$ por lo que permanecerá apagado y al mismo tiempo, el voltaje entre las terminales MT_2 y MT_1 del TRIAC será $V_{12} = V_P \approx 125V$ y su voltaje de compuerta caerá a $0V$, con lo cual garantizamos que el T_{i1} no se active; esto se muestra en la figura 5.15 donde también se muestra la malla V:

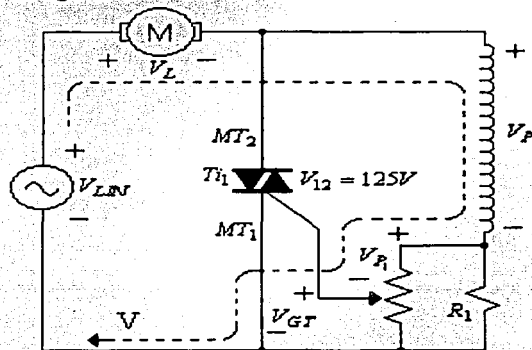


Figura 5.15 Malla V.

Haciendo L.V.K. en V:

$$V_{LIN} - V_L - V_P - V_{GT} = 0 \Rightarrow V_{GT} = V_{LIN} - V_L - V_P$$

donde: $V_{LIN} = 125V$, $V_L = 0V$ y $V_P = 125V$

entonces:

$$V_{GT} = 125 - 0 - 125 = 0V$$

por lo tanto, cuando en el devanado primario del transformador T_1 existe un voltaje de $V_P = V_{LIN} = 125V$, el TRIAC T_{i1} no se activará y el motor de la bomba L tendrá un voltaje de $V_L \approx 0V$ por lo que sólo estará como un simple conductor.

ESTÁ CON
FALLA DE ORIGEN

5.4 Tablero señalizador con control digital

5.4.1 DIAGRAMA

En la figura 5.16 se muestra el diagrama eléctrico del tablero señalizador, donde la activación y desactivación de los TRIACs Ti_1 a Ti_8 es controlada digitalmente.

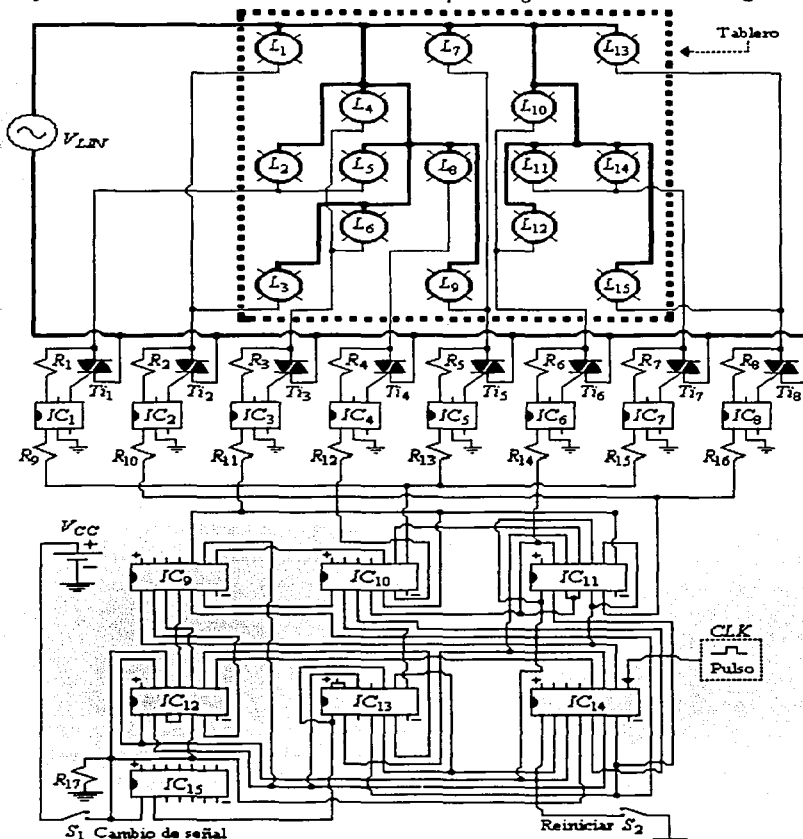


Figura 5.16 Diagrama eléctrico del tablero señalizador.

Componentes:

V_{LIN} = línea monofásica de $125V_{CA}$ a 60Hz;

V_{CC} = fuente de alimentación de $5V_{CD}$ a 1A;

T_{i1} a T_{i8} = MAC218A6;

IC_1 a IC_8 = MOC3021;

IC_9 = IC_{11} = 74LS08;

IC_{10} = IC_{12} = 74LS32;

IC_{13} = 74LS21;

IC_{14} = 74LS175;

IC_{15} = 74LS04;

L_1 a L_{15} = lámparas de uso común de 125V a 40W;

R_1 a R_8 = 220Ω a 1/2W;

R_9 a R_{17} = 330Ω a 1/4W;

S_1 = S_2 = microswitch de dos terminales;

CLK = módulo generador de pulso digital (señal cuadrada).

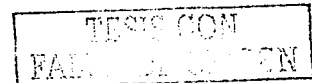
TRABAJO CON
FALLA DE ORIGEN

5.4.2 ANÁLISIS FUNCIONAL

- V_{LIN} es el voltaje de línea monofásica que suministra al tablero señalizador $125V_{CA}$ a una frecuencia de 60Hz
- V_{CC} es una fuente de alimentación de $5V_{CD}$ con una intensidad máxima de 1A el cual alimentará sólo al sistema de control digital
- El tablero señalizador cuenta con quince lámparas de L_1 a L_{15} de 125V a 40W, pero se pueden usar lámparas de hasta 600W; el tablero desplegará tres señales: La primer señal es una flecha indicando a la derecha (\rightarrow), la segunda señal es una flecha indicando a la izquierda (\leftarrow) y la tercer señal es una cruz (\times) como se verá más adelante
- Del Ti_1 al Ti_8 son los tiristores tipo TRIAC; el Ti_1 activará al par de lámparas L_2 y L_5 , Ti_2 activará al par L_1 y L_3 , Ti_3 activará al par L_4 y L_6 , Ti_4 activará a una sola lámpara la cual es L_8 , Ti_5 activará al par L_7 y L_9 , Ti_6 activará al par L_{10} y L_{12} , Ti_7 activará al par L_{11} y L_{14} y el Ti_8 activará al par L_{13} y L_{15} . Cada par de lámparas esta conectada en paralelo y tiene una línea común directamente conectada a un polo de V_{LIN}
- En la terminal de compuerta de cada uno de los TRIACs, se encuentra conectado un circuito integrado opto-acoplador formado por LED-TRIAC y estos son del IC_1 al IC_8 , los cuales activarán y desactivarán a su respectivo TRIAC
- La activación y desactivación de cada opto-acoplador es controlada por un sistema digital, el cual está diseñado de tal forma que en el tablero se desplieguen las tres señales antes mencionadas
- El sistema de control digital se divide en dos secciones: La primer sección es un circuito secuencial y la segunda sección es un circuito decodificador
- El circuito secuencial lo forman los circuitos integrados IC_9 , IC_{10} , IC_{12} , IC_{13} , IC_{14} e IC_{15} ; este circuito secuencial es de 3 bits y su señal de control la daremos por medio del interruptor S_1 ; el sistema iniciará sin desplegar nada y en el tablero estarán todas las lámparas apagadas; Al oprimir y soltar a S_1 , el circuito cambiará de estado, en el tablero aparecerá la primer señal de flecha a la derecha y estarán encendidas las lámparas L_2 , L_5 , L_7 , L_8 , L_9 , L_{10} , L_{11} , L_{12} y L_{14} ; Al volver a oprimir y soltar a S_1 , el circuito cambiará a otro estado, en el tablero aparecerá la segunda señal de flecha a la izquierda y estarán encendidas las lámparas L_2 , L_4 , L_5 , L_6 , L_7 , L_8 , L_9 , L_{11} y L_{14} ; De nuevo, al oprimir y soltar a S_1 el circuito cambiará a otro estado, en el tablero aparecerá la tercer señal de cruz y estarán encendidas las lámparas L_1 , L_3 , L_4 , L_6 , L_8 , L_{10} , L_{12} , L_{13} y L_{15} ; Después, al volver a oprimir y soltar a S_1 , el circuito regresará a su estado inicial y el tablero no desplegará nada, por lo que todas

las lámparas estarán apagadas nuevamente. CLK es el pulso de señal cuadrada que se aplica en la terminal 9 del IC_{14} y se encarga de que el circuito secuencial haga sus cambios de estados

- El circuito decodificador lo forman los circuitos integrados IC_9 , IC_{10} e IC_{11} ; éste circuito decodificador está diseñado de 3 bits de entrada por 8 bits de salida; éstos 3 bits de entrada, serán los tres bits de estado que maneja el circuito secuencial, para que por medio de estos cambios de estados se puedan obtener las salidas especificadas en el circuito decodificador y con esto lograr la activación de los TRIACs necesarios para el despliegue de cada una de las tres señales; cada uno de los 8 bits de salida activará a su respectivo opto-acoplador; el bit menos significativo activará al opto-acoplador IC_1 , mientras que el bit más significativo activará al IC_8 y así respectivamente cada opto-acoplador activará a su respectivo TRIAC
- Para aprovechar mejor a los circuitos integrados, utilizamos los IC_9 e IC_{10} dentro de las dos secciones del control digital, es decir que estos dos circuitos integrados forman parte del circuito secuencial y del circuito decodificador, esto es con el objetivo de reducir el número de conexiones y utilizar las compuertas lógicas que sobran del circuito secuencial y aplicarlas al circuito decodificador
- Al oprimir el interruptor S_2 , el sistema se reiniciará obligando a que el circuito regrese a su estado inicial con todas las lámparas apagadas



5.4.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO

Haremos el diseño de la etapa de control digital, la cual se divide en dos secciones: La primera sección es un circuito secuencial y la segunda sección es un circuito decodificador.

1- Diseño del circuito secuencial

a) Mapa de estados

En la figura 5.17 se muestra el mapa de estados que describe la secuencia del control que tendremos sobre el tablero señalizador, éste es:

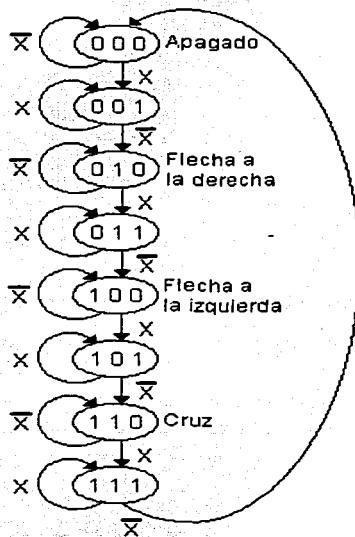


Figura 5.17 Mapa de estados.

En este mapa, los estados 001, 011, 101 y 111 están para evitar brinco de estados al tener oprimido el interruptor S_1 y obtener un control más eficaz sobre el tablero.

La señal X será un 0 lógico y lo obtenemos cuando el interruptor S_1 no está accionado; mientras que la señal X será un 1 lógico y lo obtenemos cuando accionamos el interruptor S_1 .

TESIS CON
LA DE ORIGEN

b) Tabla de estados

En la tabla 5.1 se muestra la tabla de estados presente y futuro en función de X y \bar{X} , la cual se obtuvo del mapa de estados (figura 5.17), ésta es:

Estado presente	Estado futuro en \bar{X}	Estado futuro en X
$Q_2 Q_1 Q_0$	$Q_2 Q_1 Q_0$	$Q_2 Q_1 Q_0$
0 0 0	0 0 0	0 0 1
0 0 1	0 1 0	0 0 1
0 1 0	0 1 0	0 1 1
0 1 1	1 0 0	0 1 1
1 0 0	1 0 0	1 0 1
1 0 1	1 1 0	1 0 1
1 1 0	1 1 0	1 1 1
1 1 1	0 0 0	1 1 1

Tabla 5.1 Tabla de estados.

c) Tabla de excitación para el flip-flop tipo "D"

Para este diseño, aplicaremos flip-flops tipo "D" y en la tabla 5.2 se muestra su tabla de excitación:

$Q(t)$	$Q(t+1)$	D
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

Tabla 5.2 Tabla de excitación para el flip-flop tipo "D".

d) Tabla de entradas en los flip-flop

Debido a que este circuito es de 3bits, entonces utilizaremos tres flip-flops tipo D; en la tabla 5.3 se muestra la tabla de entradas D_2 , D_1 y D_0 para cada flip-flop y la cual se obtuvo al comparar la tabla de estados (tabla 5.1) con la tabla de excitación del flip-flop tipo D (tabla 5.2), ésta es:

X	Q ₂	Q ₁	Q ₀	Q ₂	Q ₁	Q ₀	D ₂	D ₁	D ₀
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	1	0	0	1	0
0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
0	0	1	1	1	0	0	1	0	0
0	1	0	0	1	0	0	1	0	0
0	1	0	1	1	1	0	1	1	0
0	1	1	0	1	1	0	1	1	0
0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	1	0	0	1
1	0	0	1	0	0	1	0	0	1
1	0	1	0	0	1	1	0	1	1
1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
1	1	0	0	1	0	1	1	0	1
1	1	0	1	1	0	1	1	0	1
1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Tabla 5.3 Tabla de entradas en los flip-flops.

e) Ecuaciones de diseño

Tomaremos las entradas D_2 , D_1 y D_0 de la tabla 5.3 para aplicarles el método de mapas de Karnaugh para reducir las expresiones booleanas y obtener las ecuaciones finales para el diseño del circuito secuencial, esto es:

- Entrada D_2

	X	Q ₂	Q ₁		
	Q ₀	00	01	11	10
00		0	1	1	0
01		0	1	1	0
11		1	0	1	0
10		0	1	1	0

entonces:

$$D_2 = \bar{Q}_0 Q_2 + \bar{Q}_1 Q_2 + Q_2 X + Q_0 Q_1 Q_2 X \rightarrow D_2 = Q_2 (Q_0 + Q_1 + X) + Q_0 Q_1 Q_2 X$$

- Entrada D_1

	Q_2	Q_1		
Q_2	Q_1	X	Q_2	
	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	1	1	0	0
11	0	0	1	1
10	1	1	1	1

entonces:

$$D_1 = \bar{Q}_0 Q_1 + Q_1 X + Q_0 \bar{Q}_1 X \rightarrow D_1 = Q_1(\bar{Q}_0 + X) + Q_0 \bar{Q}_1 X$$

- Entrada D_0

	Q_2	Q_1		
Q_2	Q_1	X	Q_2	
	00	01	11	10
00	0	0	1	1
01	0	0	1	1
11	0	0	1	1
10	0	0	1	1

entonces:

$$D_0 = X$$

Por lo tanto, las ecuaciones para el diseño del circuito secuencial serán:

$$D_2 = Q_2(Q_0 + Q_1 + X) + Q_0 Q_1 Q_2 X$$

$$D_1 = Q_1(\bar{Q}_0 + X) + Q_0 \bar{Q}_1 X$$

$$D_0 = X$$

TESIS CON
FALLA DE CONTEN

f) Diagrama lógico

En la figura 5.18 se muestra el diagrama lógico del circuito secuencial:

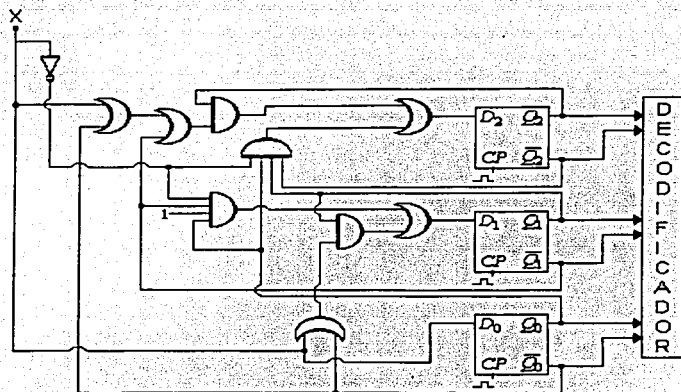


Figura 5.18 Diagrama lógico.

g) Diagrama eléctrico

En la figura 5.19 se muestra el diagrama eléctrico del circuito secuencial:

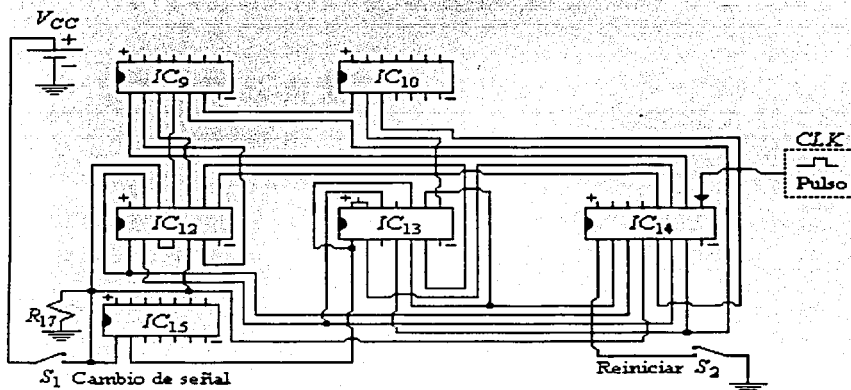


Figura 5.19 Diagrama eléctrico.

2- Diseño del circuito decodificador

a) Configuración de las lámparas en el tablero

En la figura 5.20 se muestra la configuración de los pares de lámparas con su respectivo TRIAC que las activará, esto es:

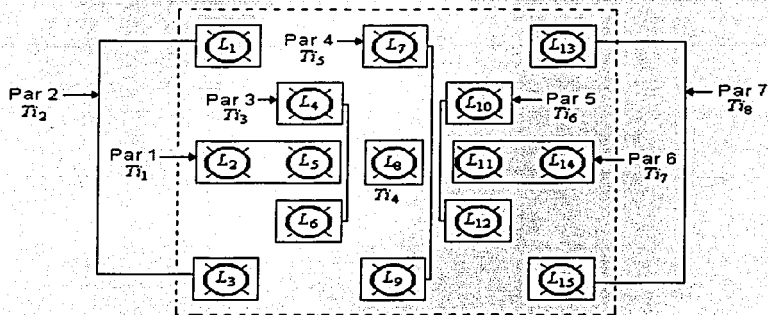


Figura 5.20 Configuración de los pares de lámparas.

De la figura 5.20, observamos que el TRIAC Ti_4 activará sólo a la lámpara L_8 , mientras que los demás TRIACs activarán a dos lámparas al mismo tiempo, esto es:

Ti_1 encenderá a L_2 y L_5 ;

Ti_2 encenderá a L_1 y L_3 ;

Ti_3 encenderá a L_4 y L_6 ;

Ti_5 encenderá a L_7 y L_9 ;

Ti_6 encenderá a L_{10} y L_{12} ;

Ti_7 encenderá a L_{11} y L_{14} ;

y

Ti_8 encenderá a L_{13} y L_{15} .

La conexión en cada par de lámparas es en paralelo.

TECNOLOGÍA
FALLA DE ORIGEN

b) Designación de la activación de los TRIACs

Ahora, designaremos a los TRIACs que necesitamos activar para que el tablero despliegue cada una de las tres señales.

En la figura 5.21 se muestra al tablero desplegando a la primer señal, la cual es FLECHA A LA DERECHA, esto es:

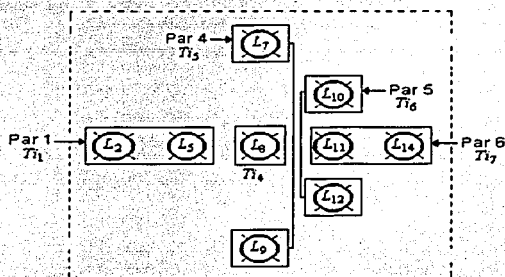


Figura 5.21 Señal de flecha a la derecha.

De la figura 5.21 observamos que para desplegar la señal de flecha a la derecha, necesitamos activar a los TRIACs T_{11} , T_{14} , T_{15} , T_{16} y T_{17} .

En la figura 5.22 se muestra al tablero desplegando a la segunda señal, la cual es FLECHA A LA IZQUIERDA, esto es:

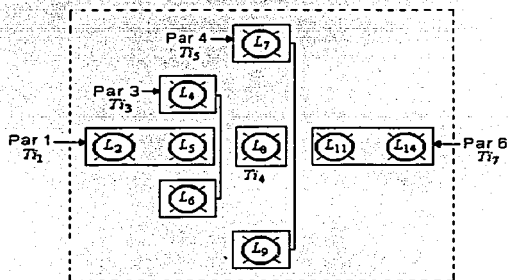


Figura 5.22 Señal de flecha a la izquierda.

De la figura 5.22 observamos que para desplegar la señal de flecha a la izquierda, necesitamos activar a los TRIACs T_{11} , T_{13} , T_{14} , T_{15} y T_{17} .

En la figura 5.23 se muestra al tablero desplegando a la tercer señal, la cual es una CRUZ, esto es:

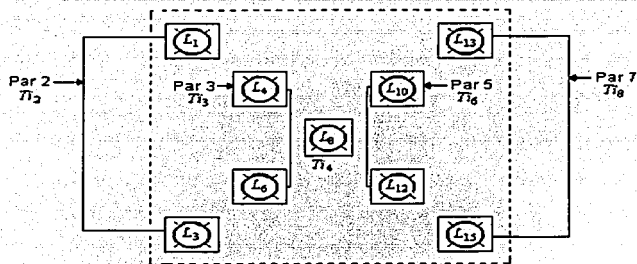


Figura 5.23 Señal de cruz.

De la figura 5.23 observamos que para desplegar a la señal de cruz, necesitamos activar a los TRIACs T_{i_2} , T_{i_3} , T_{i_4} , T_{i_6} y T_{i_8} .

c) Tabla de verdad

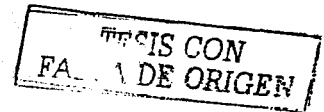
Sabemos que las señales se desplegarán de la siguiente forma:

Todos los TRIACs desactivados = Tablero apagado;
 T_{i1} , T_{i4} , T_{i5} , T_{i6} y T_{i7} activados = Flecha a la derecha;
 T_{i1} , T_{i3} , T_{i4} , T_{i5} y T_{i7} activados = Flecha a la izquierda; y
 T_{i2} , T_{i3} , T_{i4} , T_{i6} y T_{i8} = Cruz.

A los TRIACs los renombraremos de la siguiente manera para definir las salidas del decodificador: $T_{i1} = B_1$, $T_{i2} = B_2$, $T_{i3} = B_3$, $T_{i4} = B_4$, $T_{i5} = B_5$, $T_{i6} = B_6$, $T_{i7} = B_7$ y $T_{i8} = B_8$; y para diferenciar a las salidas del circuito secuencial con las entradas del circuito decodificador las renombraremos de la siguiente manera: $A_2 = Q_2$, $A_1 = Q_1$ y $A_0 = Q_0$. Entonces, con estos datos construiremos una tabla de verdad, la cual se muestra en la tabla 5.4:

Entradas			Salidas								
A_2	A_1	A_0	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	→ Apagado
0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	→ Flecha derecha
0	1	0	1	0	0	1	1	1	1	0	→ Flecha izquierda
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	→ Cruz
1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0	
1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	1	0	0	1	1	1	0	1	0	1	
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	

Tabla 5.4 Tabla de verdad.



d) Ecuaciones de diseño

Tomaremos las salidas de la tabla 5.4 para aplicarles el método de mapas de Karnaugh para reducir las expresiones booleanas y obtener las ecuaciones finales de diseño para el circuito decodificador, esto es:

-Salida B_1 :

A_2	0	1
A_1	0	1
A_0	0	1
	00	01
	10	11
	0	1

$$B_1 = \bar{A}_0 A_1 \bar{A}_2 + \bar{A}_0 \bar{A}_1 A_2$$

-Salida B_5 :

A_2	0	1
A_1	0	1
A_0	0	1
	00	01
	10	11
	0	1

$$B_5 = \bar{A}_0 A_1 \bar{A}_2 + \bar{A}_0 \bar{A}_1 A_2$$

-Salida B_2 :

A_2	0	1
A_1	0	1
A_0	0	1
	00	01
	10	11
	0	1

$$B_2 = \bar{A}_0 A_1 A_2$$

-Salida B_6 :

A_2	0	1
A_1	0	1
A_0	0	1
	00	01
	10	11
	0	1

$$B_6 = \bar{A}_0 A_1$$

-Salida B_3 :

A_2	0	1
A_1	0	1
A_0	0	1
	00	01
	10	11
	0	1

$$B_3 = \bar{A}_0 A_2$$

-Salida B_7 :

A_2	0	1
A_1	0	1
A_0	0	1
	00	01
	10	11
	0	1

$$B_7 = \bar{A}_0 A_1 \bar{A}_2 + \bar{A}_0 \bar{A}_1 A_2$$

-Salida B_4 :

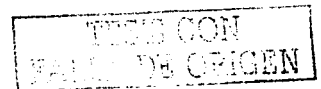
A_2	0	1
A_1	0	1
A_0	0	1
	00	01
	10	11
	0	1

$$B_4 = \bar{A}_0 A_1 + \bar{A}_0 A_2$$

-Salida B_8 :

A_2	0	1
A_1	0	1
A_0	0	1
	00	01
	10	11
	0	1

$$B_8 = \bar{A}_0 A_1 A_2$$



Por lo tanto, las ecuaciones de diseño para el circuito decodificador serán:

$$Ti_1 = \bar{A}_0 A_1 \bar{A}_2 + A_0 \bar{A}_1 A_2$$

$$Ti_2 = A_0 A_1 A_2$$

$$Ti_3 = \bar{A}_0 A_2$$

$$Ti_4 = \bar{A}_0 A_1 + \bar{A}_0 A_2$$

$$Ti_5 = \bar{A}_0 A_1 \bar{A}_2 + \bar{A}_0 \bar{A}_1 A_2$$

$$Ti_6 = \bar{A}_0 A_1$$

$$Ti_7 = \bar{A}_0 A_1 \bar{A}_2 + \bar{A}_0 \bar{A}_1 A_2$$

$$Ti_8 = \bar{A}_0 A_1 A_2$$

Observamos que las ecuaciones $Ti_1 = Ti_5 = Ti_7$ y $Ti_2 = Ti_8$ son idénticas, lo cual nos ayuda para reducir un poco más el circuito.

e) Diagrama lógico

En la figura 5.24 se muestra el diagrama lógico para el circuito decodificador:

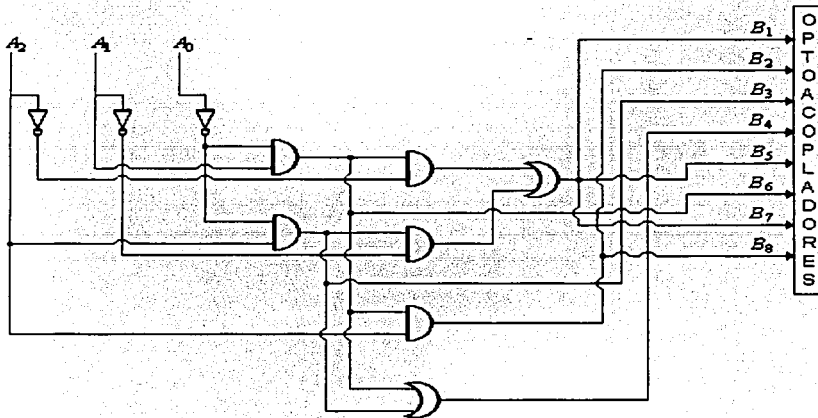


Figura 5.24 Diagrama lógico.

f) Diagrama eléctrico

En la figura 5.25 se muestra el diagrama eléctrico del circuito decodificador IC_9 a IC_{11} , donde aparecen sus salidas conectadas a su respectivo circuito optoacoplador IC_1 a IC_8 .

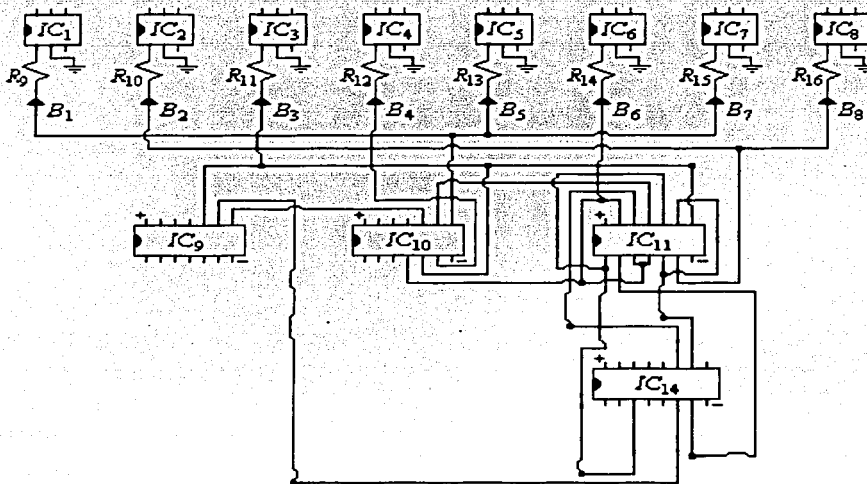


Figura 5.25 Diagrama eléctrico.

3- Conexiones en los TRIACs

Por último, en la figura 5.26 se muestra la forma en que estarán conectadas cada una de las terminales de compuerta de los TRIACs con su respectivo circuito optoacoplador, esto es:

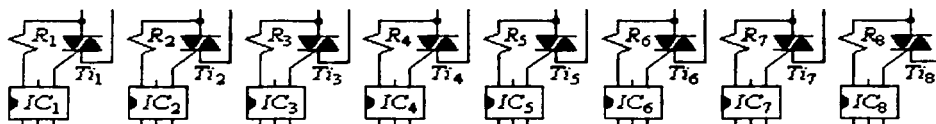


Figura 5.26 Conexión de las compuertas de los TRIACs.

CONCLUSIONES

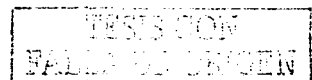
En el tema 1, describimos las bases teóricas necesarias del diodo rectificador, el transistor bipolar de juntura (TBJ), el rectificador controlado de silicio (SCR) y el triodo de corriente alterna (TRIAC). Para el diodo rectificador observamos su configuración interna, su símbolo eléctrico, determinamos su dirección de conducción de la corriente y el modo adecuado de polarización para lograr que el diodo funcione; observamos las curvas de operación de diodos fabricados en silicio y germanio en donde conocimos sus voltajes de encendido y sus regiones zener donde el diodo conduce en sentido inverso y el cual este es un dato indispensable dentro de cualquier análisis y diseño. Para el transistor bipolar de juntura ó TBJ también mostramos su configuración interna donde vimos que existen en dos tipos que son NPN y PNP, mostramos las fórmulas que rigen su comportamiento de operación dependiendo de una constante llamada beta, la cual es la relación de amplificación que posee este dispositivo y que en función de la corriente de base obtendremos la corriente de salida en la terminal de colector y en el emisor. Entre sus principales características observamos que destaca el voltaje existente entre colector y emisor, el cual nos describe el comportamiento que tiene el transistor y determinará finalmente la región en la que está operando el dispositivo. Para el SCR mostramos que su estructura interna es muy similar a la del TBJ pero con la diferencia de una cuarta capa de semiconductor logrando una tercera unión PN con, la cual se obtiene una terminal principal llamada compuerta por donde se puede activar al dispositivo, mostramos su símbolo eléctrico y mostramos que al estar activado este dispositivo su funcionamiento es prácticamente igual a la del diodo; también mostramos algunas formas de activar y desactivar al dispositivo y entre sus principales características destaca su voltaje pico inverso y el cual es indispensable conocer para realizar un diseño ya que si este valor se sobrepasa el dispositivo se activará y posiblemente provocará un mal funcionamiento del circuito en el que este operando. Y el último dispositivo de potencia que describimos fue el TRIAC y vimos que básicamente opera como un SCR pero con la diferencia de que puede conducir la corriente en dos sentidos, mostramos su símbolo eléctrico y vimos que este dispositivo semiconductor tiene una amplia gama de aplicaciones en circuitos que trabajan con corriente alterna, la principal ventaja de este dispositivo es que puede soportar cargas cuyas potencias sean sumamente elevadas y desde su terminal de compuerta podemos controlar la activación y desactivación del dispositivo y con lo cual se pueden utilizar circuitos digitales de control; también mostramos algunos métodos de protección para evitar que el dispositivo se active descontroladamente y pueda sufrir daños.

Ya que conocimos los aspectos teóricos necesarios sobre estos cuatro dispositivos de potencia, los aplicamos en circuitos prácticos reales los cuales mostramos en los temas 2, 3, 4, y 5.

En el tema 2, mostramos cuatro aplicaciones prácticas de los diodos rectificadores, donde la que resalta más es la del puente rectificador de onda

completa porque es el rectificador más utilizado por los fabricantes de aparatos electrónicos, debido a su fácil construcción y su fiabilidad, observando que al aplicarle el filtro adecuado podemos alimentar cualquier tipo de carga; también observamos que los datos del fabricante son indispensables para realizar los análisis matemáticos y nos ayudan a obtener resultados que se acercan mucho al funcionamiento real del circuito y con esto demostrar que podemos diseñar la fuente específica para cualquier carga, como la mostrada en el subtema 2.4 donde diseñamos una fuente simétrica para alimentar a un circuito amplificador operacional. En el tema 3, mostramos cuatro aplicaciones prácticas del TBJ y observamos las múltiples aplicaciones que podemos realizar con estos dispositivos ya sea para controlar algún otro dispositivo o para regulación de voltaje la cual es una aplicación muy importante y lo mostramos con el subtema 3.4 con una fuente de alimentación simétrica regulada donde la corriente de salida es regulada por los transistores de potencia con la gran ventaja de poder suministrar corrientes más altas de las que pueden dar un regulador integrado; también mostramos que podemos operarlo en sus tres diferentes regiones de operación controlando simplemente la corriente que entra a su terminal de base y lo cual es primordial en estos dispositivos ya que gracias a esta característica se obtiene una relación de amplificación que se puede aprovechar en una infinidad de aplicaciones. En el tema 4, mostramos cuatro aplicaciones prácticas del SCR y en el cual observamos que con este dispositivo podemos controlar potencias elevadas; mostramos que se puede utilizar en corriente directa y en corriente alterna, pero su principal aplicación la encontramos en corriente directa; de los circuitos que mostramos, el que más resalta es el circuito del subtema 4.3 donde aplicamos a los SCR para suministrar la potencia a tres lámparas que encienden secuencialmente donde el tiempo de encendido y apagado esta en función de las redes RC que están conectadas en sus terminales de ánodo y compuerta y para hacer los cálculos de estas redes utilizamos el dato del fabricante para el tiempo de apagado del SCR; también, de este circuito, podemos observar la forma en que se aplican los dispositivos semiconductores como el diodo y el transistor que, como ya habíamos mencionado, tienen un campo muy amplio de aplicaciones y que en este circuito se demuestra proporcionando el control de la corriente en la compuerta de cada SCR. El último dispositivo que le dimos aplicaciones fue el TRIAC y esto lo mostramos en el tema 5, en el cual desarrollamos cuatro aplicaciones prácticas para este dispositivo y donde observamos que su funcionamiento esta orientado exclusivamente a la corriente alterna; la aplicación que más sobresale es el circuito presentado en el subtema 5.4, el cual es un tablero señalizador con control digital y donde observamos una manera muy efectiva de poder controlar a los TRIACs y debido a esto, podemos decir que con la electrónica digital se pueden obtener múltiples aplicaciones con los TRIACs y controlar fácilmente a las cargas con requerimientos de potencia elevados.

Como podemos observar, en este trabajo estudiamos cuatro importantes dispositivos electrónicos de potencia; estudiamos sus conceptos teóricos más importantes, entendimos su funcionamiento básico, sus diferentes formas de



activación y desactivación, la forma de darles protección y lo más importante es que aprendimos a darles una aplicación práctica real según nuestras necesidades. Con las aplicaciones que presentamos en este trabajo, demostramos que el entender, analizar y diseñar circuitos prácticos reales no es tan complicado como parece, es suficiente con tener bien planteadas las bases teóricas y comprender el funcionamiento básico de cada uno de los dispositivos, para que con esto les demos una aplicación específica según sus características; Así mismo, utilizamos valores comerciales para los resistores, capacitores y transformadores y para los cuatro dispositivos semiconductores consideramos los que más comúnmente se encuentran en el mercado y sus datos los obtuvimos consultando esencialmente en los manuales NTE Semiconductors y Motorola Semiconductors. Entonces, con estos cinco temas damos por cumplidos los objetivos planteados al comienzo de este trabajo de tesis.

BIBLIOGRAFÍA

LIBROS:

- **Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones**
Muhammad H. Rashid
Ed. Prentice Hall hispanoamericana, S.A. - Segunda edición
- **Electrónica. Teoría de circuitos**
Robert L. Boylestad, Louis Nashelsky
Ed. Prentice Hall – Sexta edición
- **Análisis y diseño de circuitos electrónicos**
Paul M. Chirlian
Ed. Mc. Graw Hill – Segunda edición
- **Dispositivos electrónicos**
Margarita García Burciaga de Cepeda, Arturo Cepeda Salinas
I.P.N., México 1988, Tomo II
- **Ejercicios con dispositivos electrónicos**
Margarita García Burciaga de Cepeda, Arturo Cepeda Salinas
I.P.N., México 1993
- **Funcionamiento del tiristor**
Wolfgang Weiske
Ed. Marcombo
- **Funcionamiento del triac**
Hansjochen Benda
Ed. Marcombo
- **Tiristores y triacs**
Henri Lilen
Ed. Alfaomega

MANUALES:

- **Manual de circuitos electrónicos**
John Markus
Ed. Publicaciones Marcombo S.A.
- **NTE Semiconductors**
9° Edition

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

- **Motorola Semiconductors technical data**
- **Motorola FAST and LS TTL Data**

PÁGINAS EN INTERNET:

- www.romalo.250x.com/contenido1/montajes.htm
- www.estanflux.es/ever/indice.htm
- www.netcom.es/celes/page5.html
- www.eca.redeya.com
- www.uv.es/~emaset/iep00/temario.htm
- www.netcom.es/celes/page5.html
- www1.ceit.es/asignaturas/fisica-1/teoria/6/