

52
24.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE
MÉXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES

"CAMPUS ARAGON"

APLICACION DEL GTO EN EL INVERSOR
ESTATICO

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE :
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A

JORGE  HERNANDEZ CRISTALINOS

ASESOR DE TESIS: ING. JOEL LOPEZ CONTRERAS

MEXICO

1997



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



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.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
CAMPUS ARAGÓN

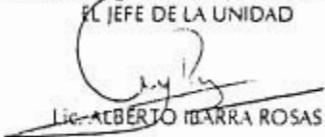
UNIDAD ACADÉMICA

Ing. RAÚL BARRÓN VERA
Jefe de la Carrera de Ingeniería
Mecánica Eléctrica,
Presente .

En atención a la solicitud de fecha 8 de abril del año en curso, por la que se comunica que el alumno JORGE HERNÁNDEZ CRISTALINOS, de la carrera de Ingeniero Mecánico Electricista, ha concluido su trabajo de investigación intitulado "APLICACIÓN DEL GTO EN EL INVERSOR ESTÁTICO", y como el mismo ha sido revisado y aprobado por usted, se autoriza su impresión; así como la iniciación de los trámites correspondientes para la celebración del Examen Profesional

Sin otro particular, le reitero las seguridades de mi atenta consideración.

ATENTAMENTE
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPÍRITU"
San Juan de Aragón, México, 9 de abril de 1997
EL JEFE DE LA UNIDAD


Lic. ALBERTO IBARRA ROSAS

c c p Asesor de Tesis.
c c p interesado.

AIR'lla.



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO CAMPUS "ARAGÓN"
JEFATURA DE CARRERA DE INGENIERÍA MECÁNICA ELÉCTRICA

OF. No. JCIME/115/97

LIC. ALBERTO BARRA ROSAS
JEFE DE LA UNIDAD ACADÉMICA
P R E S E N T E

Por este medio me permito relacionar los nombres de los Profesores que integran el Jurado del Examen Profesional del alumno (a): JORGE HERNÁNDEZ CRISTALINOS, con el tema de tesis: "APLICACION DEL GTO EN EL INVERSOR ESTÁTICO".

PRESIDENTE:	ING. RAUL BARRON VERA	OCTUBRE '97
VOCAL:	ING. NARCISO ACEVEDO HERNANDEZ	ENERO '98
SECRETARIO:	ING. JOEL LOPEZ CONTRERAS	OCTUBRE '98
SI PLENTE:	ING. DAVID MOSES TERAN PEREZ	MAYO '99
SI PLENTE:	ING. MIGUEL ANGEL MALDONADO MUÑOZ	MARZO '97

Quiero subrayar que el Director de la Tesis es el ING. JOEL LOPEZ CONTRERAS, el cual es incluido en base a lo que reza el Reglamento de Exámenes Profesionales de esta Escuela.

A T E N T A M E N T E
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"
San Juan de Aragón, Edo. de México, a 5 de abril de 1997

EL JEFE DE LA CARRERA

ING. RAUL BARRON VERA

c.c.p. Ing. Manuel Martínez Ortiz.- Jefe del Depto. de Servicios Escolares
Ing. Miguel Ángel Maldonado Muñoz.- Secretario Técnico de IMP
ING. JOEL LOPEZ CONTRERAS.- Autor de Tesis
ALLANO

Por que lo importante es hacerlo frente a las adversidades. Por su ejemplo.

a mis Padres.

La formación del individuo está dentro de la familia.

a mis hermanos.

El camino es largo y espinoso y el caminar solitario nos llevaría errar el final del camino.

a todos a aquellos que me han
brindado su ayuda confiando
en mí.

¡ Gracias !.

PREFACIO

Este trabajo es una forma de agradecer a la institución que me formó mi carrera profesional, aportando esta tesis, y que sea de utilidad a las personas que se dedican a este campo de la materia.

Esperando en los estudiantes de la misma carrera que encuentren en este trabajo un apoyo de consulta en esta área de sus materias y los inicie hacia la inquietud de conocer más acerca de la electrónica de potencia.

Esta tesis profesional representa el esfuerzo y el logro de un estudiante y compromete a un profesionalista a poner sus conocimientos al servicio de la sociedad y de seguir actualizándose para tal compromiso.

Expreso mi más sincero agradecimiento al Ing. Joel López Contreras por la invaluable ayuda que resultó de su dirección y consejos en la realización de este trabajo ya que la información de investigación recabada que se obtuvo en su mayoría fue de las instalaciones del laboratorio de electrónica del S.T.C. Metropolitano.

Jorge Hernández Cristalinos.

Marzo 1997.

APLICACIÓN DEL GTO

EN EL

INVERSOR ESTÁTICO

INDICE

INTRODUCCION

I. ESQUEMATICO DEL INVERSOR

- 1.0 Introducción
- 1.1 Circuitos de alimentación y control
- 1.2 Circuitos de potencia
- 1.3 Sincronía

II EL GTO Y SUS CARACTERISTICAS

- 2.1 Tiristor de apagado por compuerta
- 2.2 Parámetros del GTO
- 2.3 Estructura básica
- 2.4 Principios de operación
- 2.5 Apagado del GTO
- 2.6 Protección del GTO

III ANALISIS DEL CIRCUITO DEL INVERSOR

- 3.1 Circuito inversor
- 3.2 Operación del GTO y diodo en paralelo
- 3.3 Análisis del Inversor
- 3.4 Control de fase

IV CIRCUITO DE DISPARO

- 4.1 Introducción
- 4.2 Control de fase
- 4.3 Estructura básica
- 4.4 Diagrama del control de ángulo de fase
- 4.5 Circuito lógico

PRUEBAS Y RESULTADOS

- 5.0 Introducción
- 5.1 Operación del inversor

CONCLUSIONES

BIBLIOGRAFIA

INTRODUCCION

La utilización de los dispositivos semiconductores de altas potencias cada día tienen gran auge con el avance de la electrónica y su incorporación a la industria y en las áreas de servicios.

El presente trabajo tiene como objetivo establecer el análisis de la aplicación del tiristor de apagado por compuerta GTO en un inversor estático, en el cual se puede observar el manejo de las altas potencias y la ventaja que presenta en su estado de conmutación. El GTO es un tiristor el cual es operado por medio de la señal de compuerta en estado de conducción o de apagado sin algun circuito externo de conmutación, lo que ha dado un significativo progreso en sistemas de inversores en altas potencias.

De igual manera se muestran las características del GTO, las cuales contemplan como está estructuralmente funcionando, así como sus parámetros de operación a considerar, de los cuales nos dará una visión de la capacidad y ventajas que presenta hoy el GTO en comparación con otros semiconductores de altas potencias.

En el primer capítulo se mencionaran las características básicas de cada circuito empleado que hace posible el funcionamiento del inversor.

El funcionamiento del inversor así como el contenido de armónicas que puede tener, se analiza en el capítulo IV ya que el rendimiento de un inversor está contemplado en su contenido de estas, en este capítulo se hace énfasis de la aplicación y ventaja en la señal de salida por medio del control de modulación de amplitud por pulsos. (P.W.M.).

Por último se analiza al inversor con las etapas que hacen posible el funcionamiento de éste, mostrando el comportamiento del flujo de la corriente.

CAPITULO I

ESQUEMATICO DEL INVERSOR

1.0 INTRODUCCION

Un circuito inversor convierte la potencia d.c. en potencia a.c. siendo necesario el control de voltaje y frecuencia de salida, estableciendo el correcto funcionamiento, este circuito tiene gran aplicación en la industria, por mencionar algunas:

- 1.- Fuentes auxiliares de potencia.
- 2.- Fuentes de potencia ininterumpibles.
- 3.- Control de velocidad en motores.

El voltaje de salida puede ser fijo o variable en una frecuencia fija o variable, se puede variar el voltaje de salida variando el voltaje de d.c. de entrada y manteniendo la ganancia del inversor constante, o si es fijado el voltaje d.c. de entrada y no puede ser controlado, entonces se puede obtener la variación del voltaje c.a. de salida variando la ganancia del inversor el cual se puede hacer por medio del control de modulación (P. W. M.) del inversor.

Los circuitos de potencia y mando del inversor acoplados forman al sistema inversor figura 1.1, el cual es capaz de suministrar la energía necesaria a la carga, con el buen funcionamiento que se desea obtener dando una confiabilidad en la aplicación que se quiera dar, para esto el sistema inversor debe de tomar en consideración las siguientes funciones:

- 1.- Control del voltaje
- 2.- Control de la ganancia
- 3.- Sistema de protección
- 4.- Control de frecuencia de salida

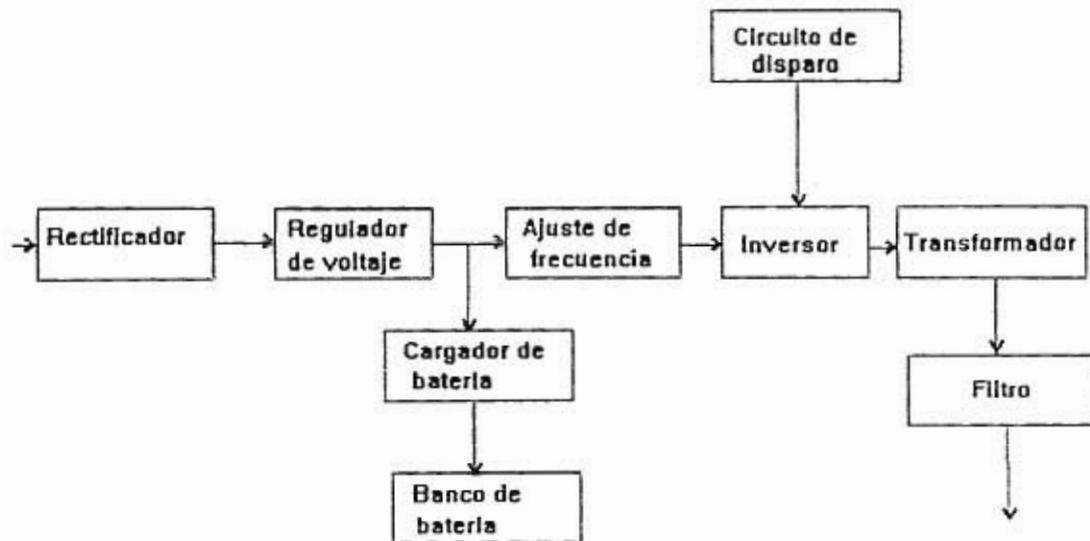


Figura 1.1 Esquemático del Inversor acoplado con sus etapas de señalización y potencia.

1.1 CIRCUITOS DE ALIMENTACION Y CONTROL

Estos circuitos proporcionan el suministro de energía al inversor desde su conversión del voltaje de la línea, así como de las señalizaciones para el control del inversor. En esta sección se comenta el principio básico de funcionamiento de estos circuitos.

1.1.1. Rectificador

El circuito rectificador es aquel que proporciona un voltaje de directa a partir de un voltaje alterno, este circuito alimenta a los demás circuitos del inversor.

El rectificador a analizar está formado por 2 diodos y un transformador con derivación central figura 1.2. Si consideramos el semiciclo positivo, el diodo D1 se polariza en directa y por lo tanto estará en estado de conducción y la carga fluirá en la parte superior del transformador hacia la carga, y el diodo D2 queda en polarización inversa permaneciendo en estado de bloqueo y por lo tanto no conducirá.

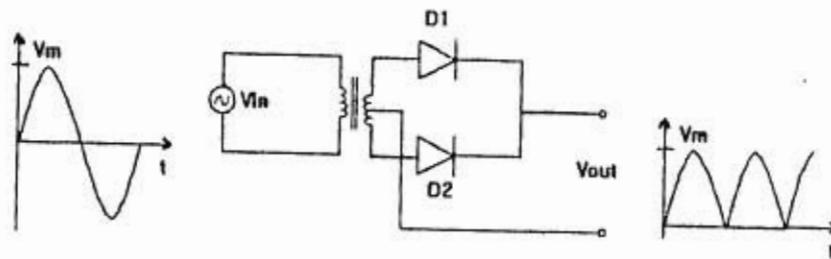


Figura 1.2. Diagrama del circuito rectificador, se muestran las señales de entrada y salida.

Ahora cuando transcurre el semiciclo negativo, el diodo D1 queda en polarización inversa y no conducirá, el diodo D2 se encuentra en polarización directa permitiendo el paso de la corriente en la parte inferior del transformador hacia la carga.

Para la selección de los diodos se tiene que considerar los parámetros adecuados con los que se van a trabajar, teniendo en cuenta que los diodos deben de soportar el voltaje inverso pico (P.I.V.) de valor dos veces al voltaje máximo (2Vm). El valor del voltaje de corriente continua es obtenida por medio de la ec. 1.1.

$$V_{cc} = 2(0.318)V_m \quad (1.1)$$

donde:

V_{cc} es el voltaje promedio para un rectificador de onda completa.

V_m es el máximo valor de voltaje c.a. pico.

El voltaje d.c. tiende a variar si se implementa la carga, entonces el voltaje disminuye y cuando se encuentra sin carga el voltaje se incrementa, entre más pequeño es el valor de la regulación de voltaje es mejor la operación del circuito suministrador del voltaje, este cambio de voltaje es determinado por medio de la regulación de voltaje, ec.1.2.

$$V_r = (V \text{ sin carga} - V \text{ plena carga}) / V \text{ plena carga} \quad (1.2)$$

Si el valor del voltaje a plena carga es similar al valor sin carga, la regulación de voltaje será de un valor aproximado a 0 % que será un valor ideal esperado.

1.1.2. Regulador de voltaje

El regulador de voltaje de d.c. es utilizado para mantener el voltaje constante en los demás circuitos, ya que puede tener fluctuaciones de voltaje debido a la carga o del suministro de voltaje de la línea.

El circuito regulador de voltaje a referirnos es un circuito integrado de la familia LM ya que son de los más comerciales, su conexión es por medio de las tres terminales las cuales son voltaje de entrada V_{in} , voltaje de salida V_{out} , y la terminal de ajuste, fig.1.3

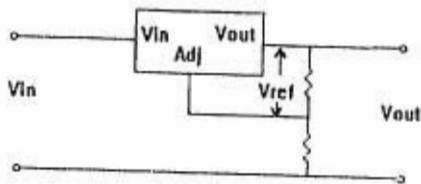


Figura 1.3. Circuito regulador de voltaje

Del circuito de la fig.1.3. se puede variar el valor del voltaje de salida deseado por medio de las resistencias R_1 y R_2 , al ser vanadas estas el valor del voltaje de salida se puede calcular por medio de la ec.1.3.

$$V_o = V_{ref} (1 + R_2/R_1) + I_{adj} \times R_2 \quad (1.3)$$

donde:

$$\begin{aligned} V_{ref} &= 1.25 \text{ volts} \\ I_{adj} &= 100 \text{ uA} \end{aligned} \quad \text{valores típicos.}$$

1.1.3 Cargador de batería

La función de este circuito es de mantener al banco de baterías un su voltaje adecuado y así suministrarlo al inversor. El cargador de batería debe ser propiamente a la capacidad de la fuente del inversor, satisfaciendo la recarga de la batería en un promedio de tiempo de 8 horas.

El circuito de la figura 1.4. muestra un cargador de batería básico y su operación es apartir del SCR 1 que funcionará como un interruptor cargando al banco de baterías, la función del zener será la de disparar al SCR2, y es disparado cuando el voltaje de la batería es suficientemente alto en VR para hacer conducir al zener, una vez que el SCR2 esta conduciendo servirá para que el circuito divisor de voltaje determinado por R1 y R2 mantengan a V2 en un nivel demasiado pequeño para disparar al SCR1, cuando esto ocurre la batería está completamente cargada y el SCR1 estará abierto y cortando la corriente de carga, así el regulador recarga la batería cuando el voltaje disminuye y la previene de que se sobre cargue cuando esta completamente cargada.

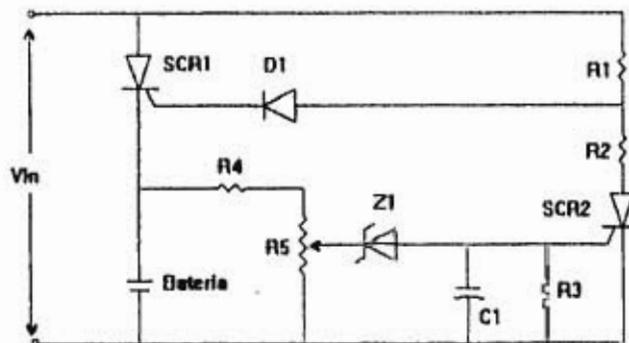


Figura 1.4. Circuito básico de un cargador de baterías.

Para que podamos decir que el circuito es óptimo para cargar adecuadamente el banco de baterías, lo determinaremos por medio de la ec. 1.4. donde se tomará en cuenta el porcentaje de descarga del banco de baterías para poder obtener la capacidad nominal mínima del cargador.

$$A = (AH \times 1.15 / T) + 1 \quad (1.4)$$

donde:

- A es la capacidad nominal mínima de carga en la batería.
- AH es el amper horas de descarga de la batería.
- t es el tiempo permitido para recarga.
- L es la carga continua conectada a la batería.
- 1.15 es el valor del factor de eficiencia de la carga.

Si consideramos a una batería de 200 AH y es 50 % descargada, y es recargable en 10 horas, teniendo que suministrar el cargador de baterías a una carga continua de 6 ampers. La capacidad nominal mínima de carga es de 17.5 ampers, por lo tanto si el cargador no se encuentra dentro de un rango comercial, este será seleccionado a un rango más arriba y para seleccionar un rango inferior del valor obtenido; se debe de considerar el 95% del valor calculado como mínimo.

1.1.4. Banco de baterías

El uso de la batería es la de mantener en funcionamiento al inversor cuando la energía comercial falle, siendo la batería más común en este tipo de sistemas la de acido-plomo, y sus principales características que se deben de considerar en la selección de este tipo de baterías son;

- | | |
|-----------------------|---------------|
| 1.- Capacidad | amper / hora |
| 2.- Voltaje | volts / celda |
| 3.- tiempo de recarga | minutos |

El banco de baterías para este tipo de sistemas requiere de liberar altas corrientes en un periodo de tiempo corto, el ciclo de durabilidad promedio para este tipo de aplicación son entre 15 a 60 minutos, para periodos de descarga más largos se puede determinar a partir de la gráfica de la fig. 1.5.

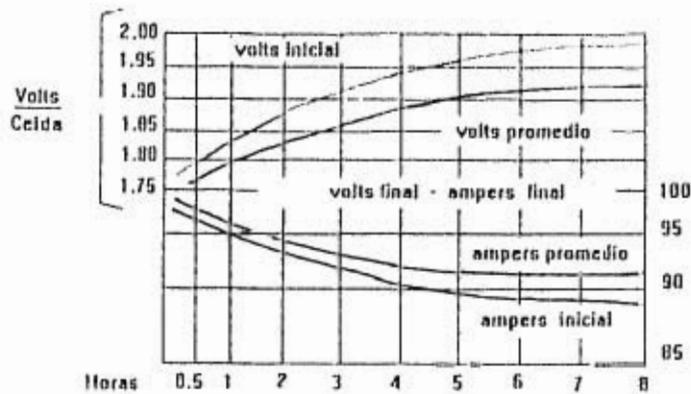


Figura 1.5. Parámetros de descarga en bancos de baterías.

Los voltajes más usuales para este tipo de sistemas son de 24, 48, 120 y 240 Vdc, se recomienda no usar el banco de baterías con derivaciones por que reducen el tiempo de vida de la batería, siendo desigual la carga y ocasionando que una parte sea sobrecargada y la otra descargada.

El tamaño de la capacidad del banco de baterías para el sistema inversor puede estar definido en Kw, para esto se debe de tomar en cuenta algunos factores como corrección de temperatura, margen de diseño y período de vida, estos factores pueden ser encontrados en las tablas de los propios fabricantes. El tamaño del banco de baterías se tomará a partir del rango máximo del inversor y por medio de la ec 1.5. se obtendrá la capacidad de cada batería.

$$Fw = P Kd Ka KI / \text{No. de celdas} \quad W/\text{celdas} \quad (1.5)$$

donde:

- Kd es el factor de margen de diseño
- Ka es el factor de vida
- KI es el factor de corrección de temperatura
- P son los Kw de la carga

En el mismo banco de baterías presenta una corriente de fuga que permite que se descargen, pero esta es cargada a partir del circuito cargador, este tipo de detalles deben de ser también contemplados así como las instalaciones en donde se colocará el banco de baterías, si se tiene ventilación, temperatura, montaje, períodos de mantenimiento, para un funcionamiento óptimo. la fig. 1.6 muestra la interconexión de un banco de baterías.

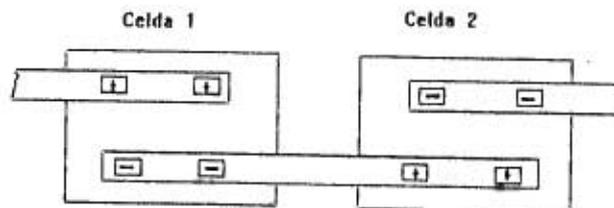


Figura 1.6. Conexión típica entre celdas.

1.2 CIRCUITOS DE POTENCIA

En esta parte del sistema inversor se mencionará a los circuitos que trabajan a la capacidad de este, manejando la corriente y el voltaje máximo del sistema inversor, como el mismo circuito inversor que se analizará más adelante.

1.1.2. Transformador

El transformador ferroresonante se encuentra entre el inversor y la carga, su función principal es la de transformar la señal de onda cuadrada de salida del inversor a una onda senoidal, para que ésta sea suministrada posteriormente hacia la carga.

El transformador ferroresonante es similar al transformador convencional de un voltaje constante ampliamente utilizados en la industria, está formado por un núcleo y dos bobinas, primario y secundario que son embobinadas sobre el núcleo, de la ec.1.6, se obtiene la relación de transformador, ésta debe de ser 1 : 1.

$$I_s/I_p = V_p/V_s = N_p/N_s = a \quad (1.6)$$

donde:

I_s es la corriente secundario
 I_p es la corriente primario
 V_p es el voltaje primario
 V_s es el voltaje secundario
 N_p son las vueltas primario
 N_s son las vueltas secundario
 a es la relación del transformador

Las características a considerar del transformador son:

Capacidad en VA
Impedancia
Pérdidas de hierro
Pérdidas de cobre
Relación

La potencia de un transformador monofásico ideal es la misma de entrada a la de salida, ec.1.7.
El primario y el secundario de un transformador ideal tienen el mismo factor de potencia.

$$P_{sal} = V_p I_p \cos \theta = P_{ent} \quad (1.7)$$

donde:

θ es el ángulo entre el voltaje y la corriente

Regulación de voltaje

La regulación de voltaje a plena carga es una magnitud que compara el voltaje entregado por el transformador en vacío con el voltaje entregado a plena carga, es determinado por la ec.1.8. El valor esperado de la regulación de voltaje deseado es de aproximadamente a 0 %.

$$VR = (V_{vacío} - V_{carga} / V_{carga}) 100 \quad (1.8)$$

Eficiencia

Es otro parámetro el cual determina el rendimiento y funcionamiento del transformador, debido a que la potencia de entrada no sea la misma a la potencia de salida ya que en el mismo transformador se presentan pérdidas y estas pueden ser:

Pérdidas en el cobre
Pérdidas por histéresis
Pérdidas por corrientes parásitas

Por lo que podemos definir que la potencia entrada menos las pérdidas totales es igual a la potencia de salida, y obtenemos de la ec. 1.9. la eficiencia.

$$\eta = (P_{sal} / P_{ent}) \times 100 \quad (1.9)$$

Transformación de la onda

Si de la salida del inversor se obtiene un tren de tres pulsos alternos, para obtener la señal senoidal se tiene que suprimir las armónicas, que se comentará en los siguientes capítulos, el uso del filtro a la salida del inversor es muy importante para suprimir a las armónicas más altas, el diagrama de la figura 1.8, muestra el acoplamiento del filtro hacia el transformador.

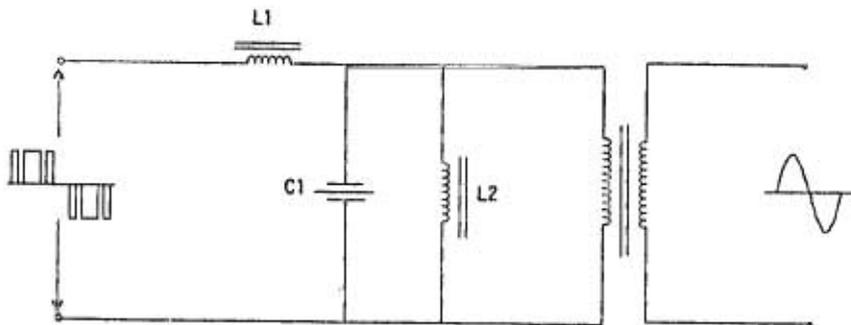


Figura 1.8 Transformación de la onda.

1.3 SINCRONIA

Por medio de esta etapa se controla la frecuencia deseada del inversor, a través del circuito multivibrador estable, el circuito debe proporcionar estabilidad de frecuencia a la carga durante la operación normal y tener un rango de frecuencia controlada.

1.3.1. Ajuste de frecuencia

El circuito esta acoplado al circuito lógico como entrada de reloj del flip-flop y al circuito de memoria para la generación de las entradas, y debe de estar en sincronía con el circuito de control del ángulo de fase.

Un circuito básico esta formado por un CI 555 y de acuerdo al arreglo de la figura 1.9, que tiene la función de un reloj, la frecuencia o velocidad de los pulsos producidos por el circuito, dependen de los valores de las resistencias R1, R2 y del capacitor C.

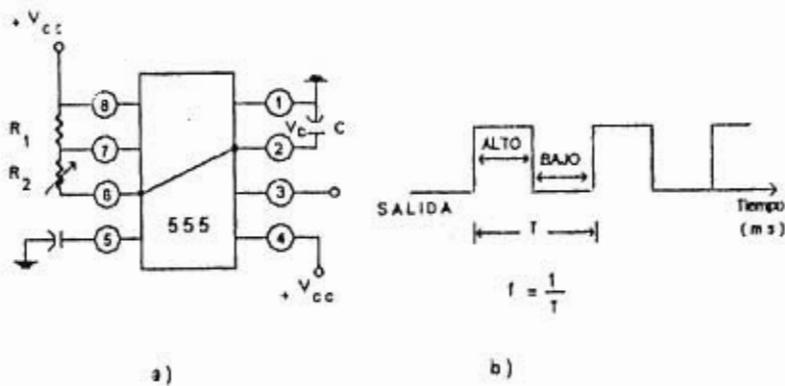


Figura 1.9. Circuito de ajuste de frecuencia. Diagrama formado con el CI 555 y señal de salida.

Cuando el capacitor C se carga por medio de las resistencias R1 y R2, marca el estado alto de salida del pulso y cuando es descargado por medio de la resistencia R1 se marca el estado bajo, se puede emplear un potenciómetro en R2 para controlar la amplitud de salida. Por medio de las ec. 1.10. y ec. 1.11., podemos obtener los intervalos de tiempo de su estado alto y bajo de la señal de salida del circuito.

$$T_{\text{alto}} = 0.7 (R1 + R2) C \quad (1.10)$$

$$T_{\text{bajo}} = 0.7R2C \quad (1.11)$$

por lo que el periodo total.

$$T = T_{\text{alto}} + T_{\text{bajo}}$$

Obteniendo la frecuencia directamente del circuito de la figura 1.9, tenemos que:

$$f = 1.44 / (R1 + 2R2) C \quad (1.12)$$

CAPITULO 11

2.1. TIRISTOR DE APAGADO POR COMPUERTA

2.1.1. Características

El tiristor de apagado por compuerta GTO por sus siglas en ingles (Gate Turn Off), es parecido al rectificador controlado de silicio SCR, se utiliza el mismo símbolo con la diferencia que en la compuerta tiene una marca, como se muestra en la figura 2.1.

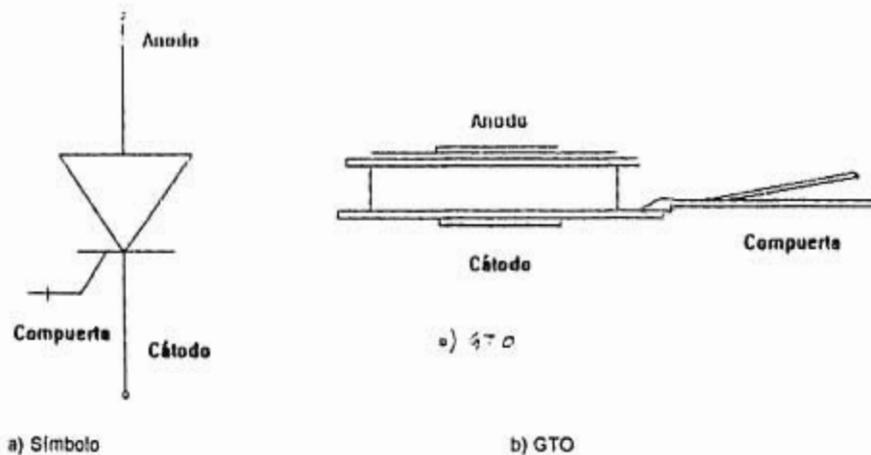
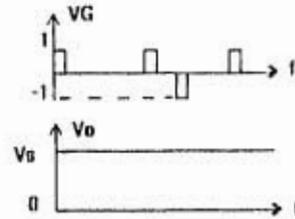
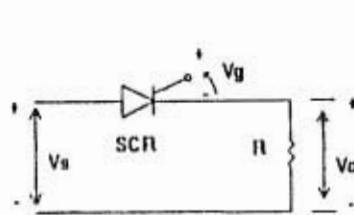


Figura 2.1. símbolo del GTO cuenta con tres terminales, el cátodo,ánodo y compuerta.

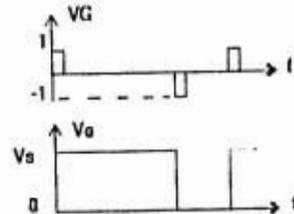
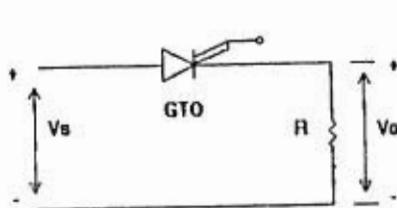
El tiristor GTO tiene la misma función que un tiristor SCR en la conducción, y en el apagado en la capacidad de un tiristor, puede ser encendido o apagado por medio de la polaridad del voltaje que se le aplique a la terminal de la compuerta, es decir cuando le aplicamos a la compuerta un pulso de voltaje positivo se encenderá y permanecerá encendido, sin embargo lo que diferencia al GTO del SCR es que puede ser apagado aplicándole un voltaje negativo en la compuerta sin el circuito de conmutación.

Las características que presenta el GTO son;

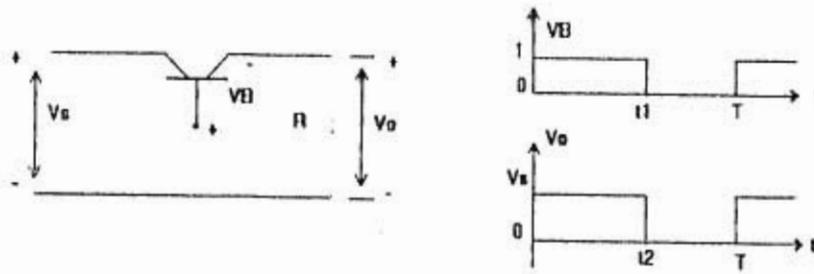
- a) Su capacidad de conducción e interrupción de tensión y corriente alta.
- b) El circuito de conmutación forzada es eliminada.
- c) El tiempo de apagado.



a) Tiristor SCR



b) Tiristor GTO



c) Transistor Darlington

Figura 2.2. Características de operación en los dispositivos de conducción de altas potencias SCR, GTO y Darlington.

Haciendo la comparación de operación del tiristor SCR y del transistor Darlington con el GTO, de la figura 2.2. observamos que para encender el transistor necesita un voltaje en la base mientras que el SCR y el GTO se le aplica un pulso en la compuerta.

Para mantener el encendido del transistor, es necesario mantener el voltaje en la base, en cambio en el GTO y el SCR si la corriente de ánodo es más grande que la corriente de mantenimiento no es necesario el voltaje en la compuerta.

Ahora cuando el voltaje de la base del transistor es cero este es apagado, en el caso del SCR puede ser apagado cortando la corriente de ánodo o aplicándole un voltaje inverso por medio del circuito de conmutación forzada, en el GTO simplemente es aplicado un voltaje inverso sin el circuito de conmutación forzada.

Lo que hace más factible el uso del GTO en circuitos de altas potencias en comparación a los dispositivos convencionales, es que presenta ventajas hacia los demás que son;

Las ventajas que tiene el GTO sobre el SCR son;

- 1.- Bajo costo, peso volumen debido a la eliminación del circuito exterior para la conmutación forzada.
- 2.- Reducción en acústica y ruido electromagnética debido a la eliminación de choques en la conmutación.
- 3.- Más rapidez en el apagado.

En el transistor bipolar Darlington tiene las siguientes ventajas:

- 1.- Mayor capacidad de bloqueo de voltaje
- 2.- Alta proporción de corriente pico promedio
- 3.- Alta proporción de corriente pico de oleada a la corriente promedio típicamente de 10 a 1
- 4.- Alta ganancia de conducción de la corriente de ánodo, corriente de compuerta típicamente de 600.
- 5.- Corta duración de la señal de pulso en la compuerta.

Los parámetros de estado de conducción y de apagado son semejantes al SCR, solamente los parámetros de apagado por compuerta son los que se diferencian. Tomando en cuenta al GTO de la serie 350 de la International Rectifier, se describen detalladamente los parámetros del GTO de la tabla de la figura 2.3. y estos son:

Corriente de disparo en la compuerta (IGT).- Es el valor más bajo de la corriente de compuerta el cual dispara al GTO en un caso específico de temperatura, voltaje ánodo-cátodo y corriente de conducción, la figura 2.4a y 2.4b, muestran las características de la compuerta y las áreas de posibles puntos de disparo.

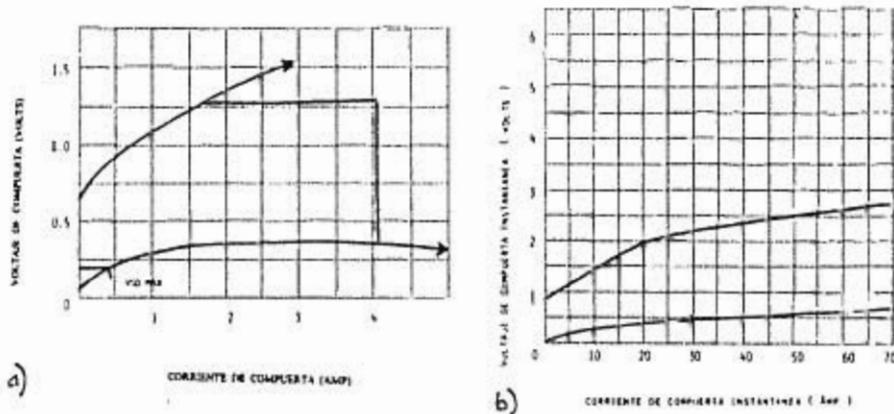


Figura 2.4 a) Características de compuerta, b) Areas de todos los posibles puntos de disparo

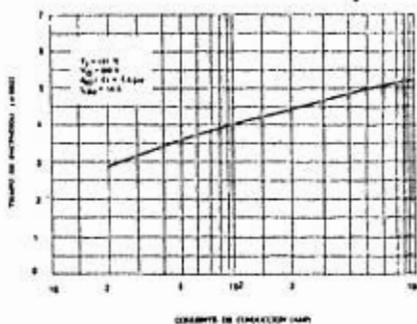
Voltaje de disparo en la compuerta (dc) VGT.- Es el valor más bajo de voltaje en la compuerta que dispara al GTO en un caso específico de temperatura, voltaje ánodo-cátodo y corriente de conducción.

Corriente de pico máximo positivo de compuerta +IGM.- Es la corriente de pico máximo positivo de compuerte especificando la amplitud de pulso en la compuerta.

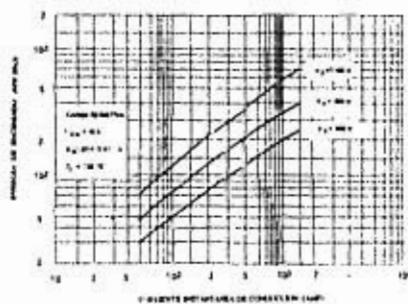
Voltaje de compuerta negativo pico máximo repetitivo VGRM.- Es el voltaje de compuerta negativo pico máximo que podría ser aplicado hacia la compuerta inmediatamente después de ser apagado previendo nuevamente un disparo en la compuerta del GTO.

Corriente de pico máximo negativo de compuerta IGM.- Es la corriente de pico máximo negativo permisible a la compuerta cuando el GTO esta en estado de apagado.

Tiempo de encendido t_{qi} .- Es el tiempo requerido para completar el proceso de encendido, es medido desde el instante del 10% de corriente en la compuerta hacia el instante en el cual el voltaje de ánodo alcanza el 10% del voltaje suministrado con una carga resistiva. La corriente de compuerta deberá ser mantenida por un tiempo t_{qi} lo suficientemente largo para asegurar que el encendido sea completo, la figura 2.5a muestra la variación del tiempo de encendido contra la corriente de conducción, la figura 2.5b muestra la pérdida de energía de encendido máximo correspondiente, ya que esta pérdida de energía depende del voltaje en estado de apagado y llega a ser máximo con una carga resistiva y un valor mínimo de di/dt .



a)



b)

Figura 2.5. a) Gráfica de tiempo de encendido contra corriente de conducción.
b) Gráfica de máxima energía de encendido por pulso.

Tiempo mínimo de encendido T_{on} .- Es el valor mínimo de tiempo de encendido, asegurando que todos los bornes que forman al ánodo están completamente encendidos, es también una limitante para que el GTO pueda ser encendido por un tiempo suficiente, permitiendo al capacitor del snubber a descargarse completamente.

Tiempo máximo de caída T_f .- Es el valor de tiempo para la corriente de conducción a caer desde un 90 % a un 10 % del valor de la corriente de conducción con una carga resistiva, la figura 2.6, muestra la variación del tiempo de caída contra la corriente de conducción.

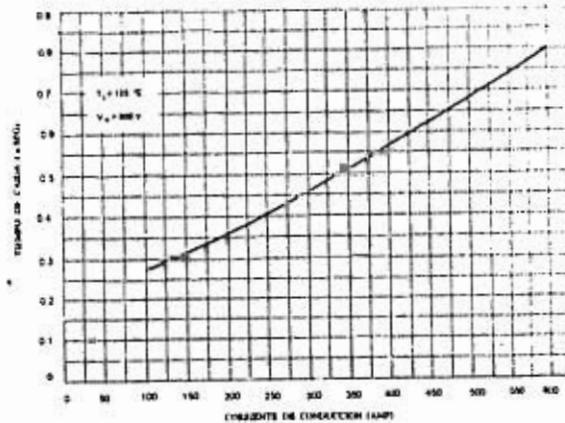


Figura 2.6. Gráfica de tiempo máximo de caída.

Tiempo máximo de apagado T_{off} .- Es el valor mínimo de tiempo en el cual el GTO deberá ser apagado antes que sea nuevamente disparado y es medido desde el instante en que el pulso de apagado es aplicado a la compuerta.

Mínima razón crítica de elevación en el voltaje de apagado dv/dt - Es la razón garantizada del voltaje de bloqueo de levantamiento directo y depende de la polarización negativa en la compuerta, dv/dt es normalmente provocado por una polarización en la compuerta de $-2v$ sin una polarización negativa de compuerta, la capacidad de dv/dt depende del valor de la resistencia de paso entre la compuerta y el cátodo, la figura 2.7, muestra la variación de dv/dt contra la polarización negativa de la compuerta y la resistencia de la compuerta-cátodo. Por ejemplo una resistencia de compuerta-cátodo tiene un valor de 2 ohms teniendo a $dv/dt = 400us$, y para el voltaje de compuerta polarizado de $-1v$, entonces tenemos que $dv/dt = 800 us$.

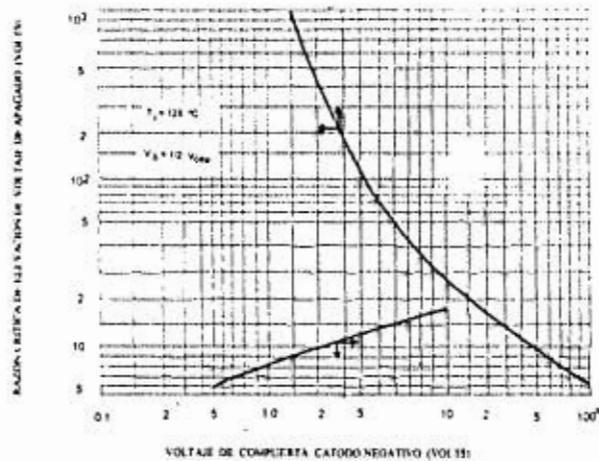


Figura 2.7. Gráfica de la mínima razón crítica de elevación de voltaje de apagado.

Tiempo de apagado máximo controlado por compuerta T_{gq} - Es el valor máximo de tiempo entre el instante en el cual la corriente es el 10 % del valor pico negativo y el instante en el cual la corriente de conducción es reducida hacia el 10 % de la corriente de conducción en la resistencia de carga. La pérdida en el apagado depende sobre el voltaje de apagado y el capacitor snubber como lo muestra la figura 2.8.

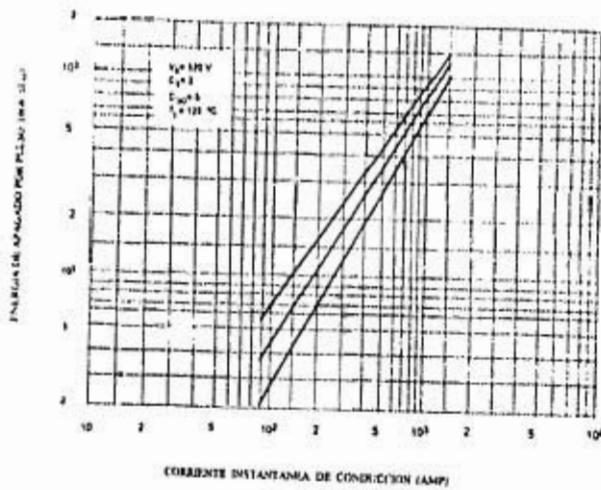


Figura 2.8. Gráfica del tiempo de apagado máximo.

Corriente pico de conducción controlable ITGQ.- Es el valor pico de la corriente de conducción en el cual puede ser apagado por compuerta, la figura 2.9 muestra la ganancia de apagado contra la corriente de conducción instantánea. La ganancia de apagado es baja esto de un valor promedio aproximado de 5.

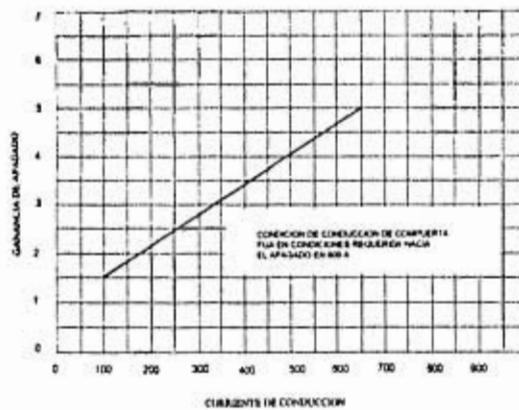


Figura 2.9. Gráfica de la ganancia de apagado.

2.3 ESTRUCTURA BASICA

El tiristor GTO tiene una estructura interna diferente al SCR convencional, dándole una gran capacidad de apagado por compuerta, esta puede ser de varios tipos y formas geométricas en sus capas, la figura 2.10 muestra el corte de un GTO.

Las cuatro capas $p_1-n_1-p_2-n_2$, permanecen formando las tres uniones $j_1-j_2-j_3$, el cátodo n_2 esta puesto sobre la capa p_2 con un ancho "A" más pequeño que el de un SCR y el cátodo tiene forma de varios bordes conectados entre si por medio de una capa metalizada que cuando es encapsulado hace contacto directamente con la terminal, este tipo de estructura en la compuerta y el cátodo permite el de minimizar el exceso de corriente del centro del cátodo durante el apagado.

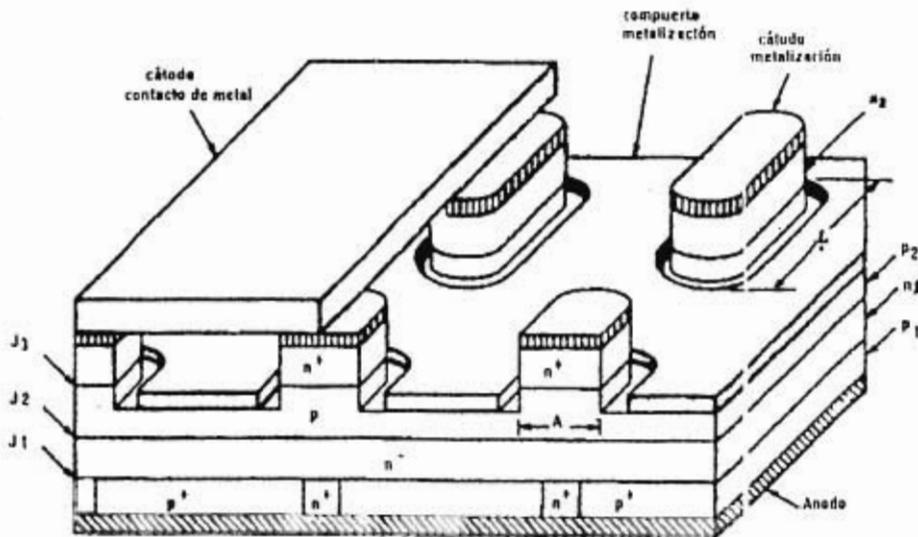


Figura 2.10 Corte y vista interna de un tiristor de apagado por compuerta GTO.

La mayor diferencia es observada en la parte del ánodo, el cual está formado por la capa p1 en intervalos regulares, la región n+ penetra en la capa p1, formando así la base de la capa n1, la región n+ está sobre puesta con la misma capa metalizada del ánodo de la capa p1 formando así un ánodo corto, el cual es utilizado para velocidades elevadas de apagado.



Figura 2.11 Vista superficial del interior de un GTO tipo disco.

En la figura 2.11 muestra una vista superficial de la estructura interna de un GTO, el cual tiene un diámetro de 60 mm, algunos de estos GTO están formados en cinco círculos concéntricos sobre la estructura interna, el electrodo de la compuerta tiene una forma circular haciendo contacto sobre el área circular interna, lo que provoca más fácilmente el apagado del proceso regenerativo que lo mantiene encendido.

2.4 PRINCIPIO DE OPERACION

El tiristor es un interruptor semiconductor el cual depende de su acción biestable de la retroalimentación regenerativa de las uniones p-n-p-n. Dentro de la familia de los tiristores se encuentra el rectificador controlado de silicio de apagado por compuerta GTO.

El comportamiento del GTO es similar en comparación a la analogía con dos transistores p-n-p y n-p-n como lo muestra la figura 2.12, forman una sola unión.

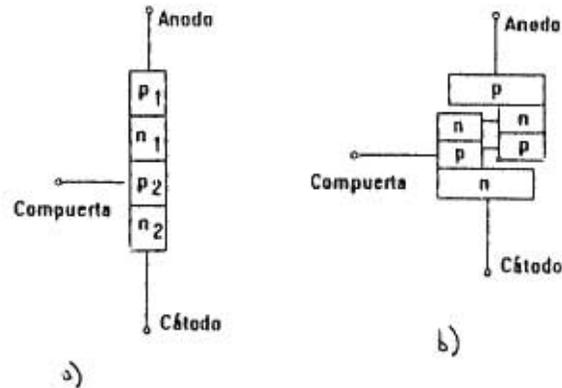


Figura 2.12 a) Forma de una sola unión formando una sola estructura p-n-p-n.
b) Analogía de los transistores p-n-p y n-p-n.

La forma en que opera un GTO lo podemos observar a partir de la figura 2.13 haciendo el circuito con los transistores formando una sola unión.

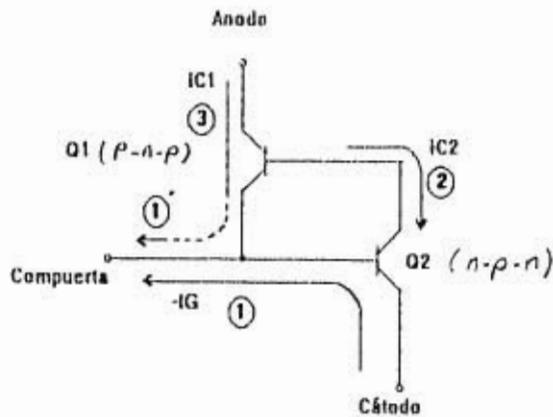


Figura 2.13 Circuito con dos transistores mostrando el flujo de las corrientes, los números encerrados señalan los pasos de secuencia de operación.

Si consideramos que el GTO se encuentra apagado y si queremos que tenga una conducción en directa, le aplicamos un voltaje de tal manera que el ánodo, debe ser positivo con respecto al cátodo, pero esto no es suficiente para que el GTO conduzca.

Si a la compuerta le aplicamos un voltaje de compuerta V_G suficiente para que pueda ser mayor al voltaje de ruptura directo V_{BOJF} , siendo también el que polarice a Q2 y pueda fluir corriente de colector i_{C2} debido a la corriente de compuerta i_G que será por el momento la corriente de base i_{B2} , posteriormente la i_{C1} será la corriente de base i_{B1} del transistor Q1 que pasa al estado de conducción, lo que provoca que el i_{C1} circule por la base de Q2, siendo un incremento correspondiente en la i_{B2} y haciendo un incremento en i_{C2} , dando como resultado un incremento regenerativo en la corriente de colector i_C de cada transistor.

2.4.1 Análisis de la analogía de operación

Las condiciones de operación del GTO así como su análisis es de la misma forma del SCR, la figura 2.14, muestra al GTO formado por los dos transistores, el circuito se polariza de modo tal que permita la retroalimentación regenerativa del uno con el otro.

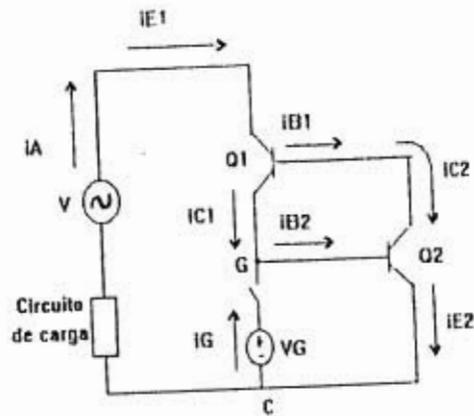


Figura 2.14, Diagrama formado por los dos transistores Q1 y Q2.

La relación que existe entre las corrientes de colector i_C y la de emisor i_E para cada uno de los transistores está representada por la ganancia del transistor α .

Existe una corriente de fuga i_{co} a través de la unión entre n1-p2, debido a las corrientes de colectores que enlazan a los dos transistores por medio de sus bases respectivamente, por lo tanto la corriente total que circula por el tiristor es:

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} + I_{co} \quad (2.1)$$

sustituyendo la ganancia α en ec. 2.1 tenemos;

$$i_A = \alpha_1 i_{E1} + \alpha_2 i_{E2} + I_{CO} \quad (2.2)$$

por lo tanto la corriente de ánodo es:

$$i_A = I_{CO} / 1 - (\alpha_1 + \alpha_2) \quad (2.3)$$

La conexión de los dos transistores emisor común, tienen la razón de la corriente de transferencia que es de;

$$\beta_1 = i_{C1} / i_{B1} \quad \text{y en} \quad \beta_2 = i_{C2} / i_{B2} \quad (2.4)$$

donde i_{B1} y i_{B2} son las corrientes de base por lo que tenemos;

$$\begin{aligned} i_{E1} &= i_{B1} + i_{C1} \\ i_{E2} &= i_{B2} + i_{C2} \end{aligned} \quad (2.5)$$

sustituyendo las ec. 2.4 y ec. 2.8, en la ganancia α tenemos;

$$\alpha_1 = \beta_1 i_{B1} / i_{B1} + i_{C1} \quad \implies \quad i_{B1} \beta_1 / i_{B1} (1 + \beta_1)$$

por lo tanto,

$$1 = \beta_1 / 1 + \beta_2 \quad (2.6)$$

de igual manera para α_2 .

Sustituyendo ec.2.6, en ec.2.3, tenemos que la corriente de conducción total es;

$$i_A = \frac{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2) I_{CO}}{1 - \beta_1 \beta_2} \quad (2.7)$$

Las condiciones para que el GTO se pueda encender o quedar apagado son:

Si $\beta_1 \beta_2 \ll 1$; i_A será pequeña debido a que I_{CO} es también pequeña y por lo tanto esta en estado de bloqueo directa o apagado.

Para $\beta_1 \beta_2 = 1$; i_A puede ser muy grande y solamente estar limitado por la impedancia del circuito de carga y ser encendido.

2.5 APAGADO DEL GTO

El objetivo primordial del apagado del GTO es la de lograr un apagado en un tiempo mínimo y con una corriente alta de conducción, protegiendo así el área de operación durante el apagado.

El apagado del GTO ocurre por el movimiento de la carga almacenada que se formo en la capa p_2 y n_2 al centro del cátodo y posteriormente hacia la compuerta como muestra la figura 2.15.

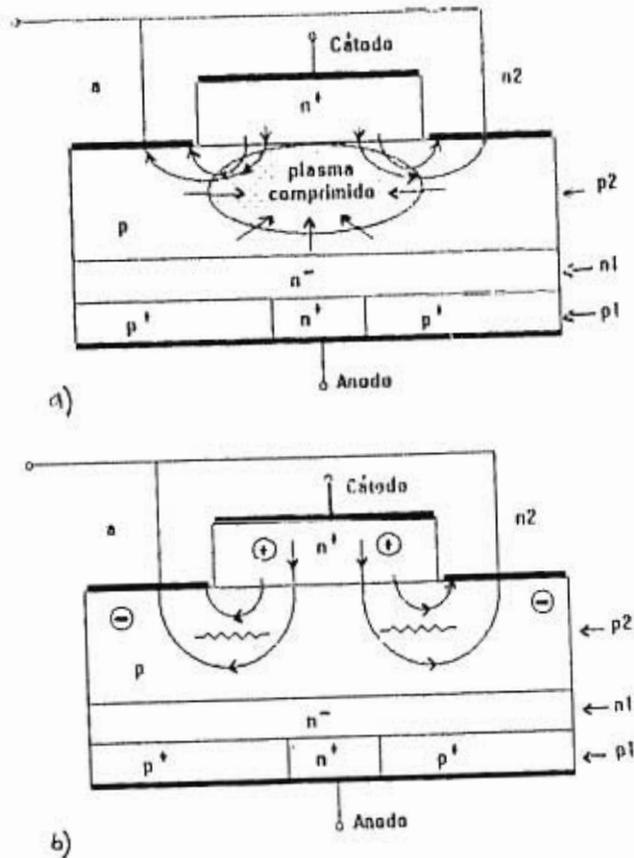
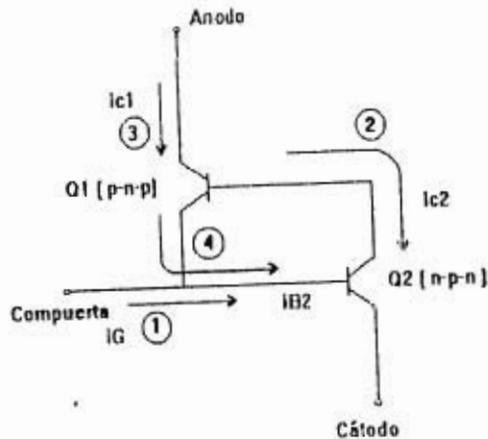


Figura 2.14 a) La corriente de compuerta negativa estrangula el exceso de portadores del plasma reduciendolos a un voltaje pequeño llevados al centro del cátodo
 b) Resistencia ohmica lateral en la capa de la base p_2 la cual limita la corriente de compuerta máxima.

Cuando una cantidad suficiente de carga almacenada a sido removida llegando a comprimirse el plasma, se forma una resistencia para limitar la corriente de compuerta, la acción regenerativa en el GTO es detenida y la corriente de ánodo comienza a caer marcando así el apagado.

Por medio del análisis de corriente tenemos que si el GTO se encuentra en operación, al aplicarse la corriente de compuerta negativa $-I_G$ entre la compuerta y el cátodo, saldrán de la base los portadores acumulados del transistor Q2, haciendo que la I_{C1} se desvie al circuito de compuerta por medio de la conducción de la base del Q2 el cual será apagado y por lo tanto I_{C1} desaparecerá. Esto es debido a que I_{C2} ha sido la corriente de base de Q1, éste se apaga a causa de que la I_{C2} desaparece al igual que la I_{C1} , con esto el GTO está en condiciones de apagado.

La corriente inversa de compuerta I_G terminará hasta que los portadores acumulados de Q2 fluyan durante el tiempo en que I_{C2} llegue a ser cero y se detengan, la figura 2.16, muestra el flujo de corriente.



La figura 2.16. Flujo de corriente durante el apagado del GTO, los números marcan los pasos de la operación del apagado.

La máxima corriente de interrupción en el momento en que es apagado es:

$$I_{A0} < 4G \text{ VGK} / R_B \quad (2.8)$$

donde:

VGK es el voltaje de unión de compuerta-cátodo
R_B es la resistencia entre la base p y el cátodo
G es la ganancia de apagado

Para obtener una alta I_{A0}, la R_B tiene que ser de un valor bajo y por lo tanto es necesario que la concentración de impurezas de la capa p-base en el GTO sea tan alta que en un tiristor convencional, pero esto da como resultado un voltaje de ruptura bajo para la unión de emisor y un incremento en el voltaje y corriente de compuerta para el encendido, por lo que debe de tener una adecuada cantidad de impurezas en la capa p-base.

La ganancia del apagado está definida como la relación del flujo de la corriente de ánodo entre la corriente negativa de compuerta requerida por efectos del apagado, la corriente que está retirándose en el cambio del apagado del GTO es una cantidad pequeña de la corriente total del ánodo que fluirá en el colector del transistor p-n-p, si la corriente de base de Q2 es menor que el valor necesitado para mantenerlo en saturación es decir:

$$I_{B2} < I_{C2} / \beta_2 \quad (2.9)$$

Entonces Q2 que está activado comienza apagarse debido a que presenta la acción regenerativa, del circuito de la figura 2.16, tenemos que la corriente de colector de Q2 es ec. 2.10, que es obtenida del diagrama de la figura 2.16, de igual manera para la ec. 2.11.

$$I_{C2} = (1 - \alpha_1) I_A \quad (2.10)$$

y la corriente I_{B2} es:

$$I_{B2} = \alpha_1 I_A - I_G' \quad (2.11)$$

Para el análisis tomaremos a $I_{G'}$ como corriente de apagado de compuerta, estableciendo las desigualdades ec. 2.9 y ec. 2.12

$$\beta_2 = \alpha_2 / (1 - \alpha_2) \quad (2.12)$$

despejando $I_{G'}$ de ec. 2.11 y sustituyendo ec. 2.9, ec. 2.12 y 2.10 tenemos

$$I_{G'} / I_A = \alpha_1 + \alpha_2 - 1 / \alpha_2 \quad (2.13)$$

si $I_A / I_{G'}$ es la ganancia de apagado β_{off} , tenemos que:

$$\beta_{off} = \alpha_2 / (\alpha_1 + \alpha_2 - 1) \quad (2.14)$$

por lo tanto:

$$\beta_{off} = I_A / I_{G'} \quad (2.15)$$

Los valores típicos de la ganancia del apagado para el GTO están al rededor de 5 a 25 dependiendo de la corriente, temperatura, duración del pulso de compuerta entre otras variables, siendo un valor largo de la ganancia deseable para un dispositivo eficiente.

también se puede incrementar β_{off} haciendo que la ganancia α_2 del Q2 sea posible mantenerlo aproximadamente a la unidad, teniendo una angosta región de la base p_2 del Q2 y una excitación elevada al emisor n_2 del Q2. Al mismo tiempo la ganancia α_1 del Q1 debe ser mantenida baja, haciendo que se amplie la base n_1 .

Esta modificación da un rápido recubrimiento al dispositivo pero también resulta en el GTO que tenga un alto voltaje de excitación que un SCR por lo que se debe llegar a una solución de compromiso entre este efecto y la capacidad de interruptor de corriente máxima.

2.6. PROTECCION DEL GTO

Las formas de onda que se presentan en el GTO para hacer las operaciones de encendido y apagado como se ha mencionado anteriormente se muestran en la figura 2.17.

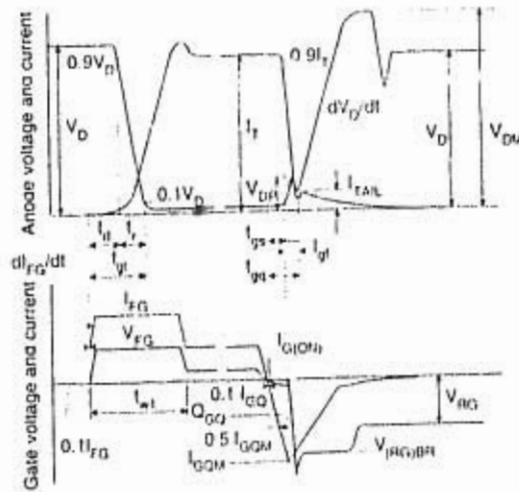


Figura 2.17. Corrientes y voltajes del GTO.

Como se puede observar en la figura 2.17, donde el GTO presenta mayor riesgo de ser dañado es durante el proceso de apagado, para esto el circuito snubber es un circuito que reduce el dV/dt y dI/dt , del apagado y es usado a través del GTO como se muestra en la figura 2.18.

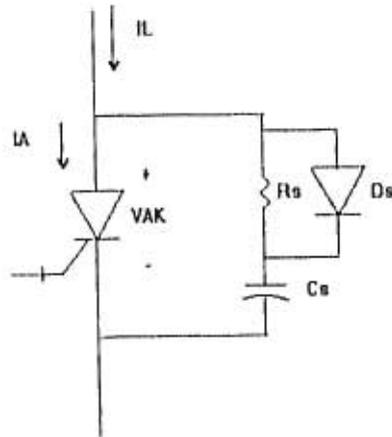


Figura 2.18. Circuito Snubber.

Una vez que la acción regenerativa del GTO es detenida comenzará la corriente del ánodo a caer rápidamente, durante este tiempo de extinción el voltaje ánodo-cátodo a través del GTO crecerá en una relación de:

$$dV_{ak} / dt = I_a / C_s \quad (2.16)$$

donde la máxima corriente controlable depende del apagado del capacitor Snubber C_s , el cual limitará el valor de dV_{ak} / dt . Si se excede este valor máximo causará un redisparo del GTO regresándolo dentro del estado de conducción debido al desplazamiento largo de corrientes. Durante este período de apagado, la corriente de ánodo del GTO cae muy rápidamente con un valor de dI_a / dt , el cual puede ser de un valor tan grande de aproximadamente de 2000 A/us. Esta corriente del circuito es inicialmente transferida hacia el circuito snubber donde es igual de alta hasta que el capacitor snubber es completamente

cargado, produciendo un voltaje transistorio a través del GTO, el cual debe de mantenerse en un valor tan bajo para evitar excesiva potencia en el apagado, el capacitor snubber deberá también de ser capaz de oponerse a esta corriente de pico alta y la inductancia que es formada por el inductor supresor de la di/dt y es colocado en el circuito del ánodo para que pueda eliminar a esta relación la fig 2.19, muestra las protecciones di/dt y dv/dt del GTO.

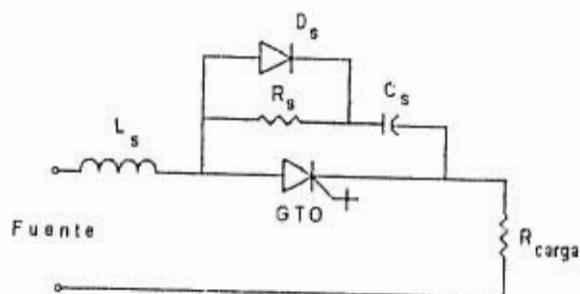


Figura 2.19, Circuito con las protecciones del di/dt y dv/dt

Para obtener el valor de la inductancia L ;

La di/dt es máxima en $t = 0$

tenemos;

$$(di/dt)_{\text{máx}} = V / L \quad (2.17)$$

por lo tanto

$$L = V / (di / dt)_{\text{máx}} \quad (2.18)$$

El diodo snubber D_s deberá tener un buen tiempo rápido de restablecimiento en directa e inversa, para manejar el voltaje transistorio debido a inductancias parásitas del circuito snubber, las características del diodo snubber son:

- a) Bajo rango de corriente promedio
- b) Alto rango de voltaje
- c) Bajo voltaje transistorio
- d) Tamaño reducido

La resistencia Snubber R_s deberá de ser de un valor bajo para descargar el capacitor durante la conducción del GTO y a la vez una resistencia alta para poder limitar la corriente de descarga a través del GTO hacia un valor aceptable. La siguiente tabla muestra los valores del capacitor y resistencia recomendable para el circuito snubber.

Snubber Capacitor C_s (μf)	Snubber Resistencia R_s (Ω)	Tiempo de encendido mínimo (μs)
3.0	10	75
	5	45
2.0	10	50
	5	30
1.5	10	30
	5	23

Figura 2.20. Tabla de valores del capacitor y resistencia para un GTO tipo 350 PJT.

El valor de la resistencia R_s se obtiene a partir de la igualdad de la ec. 2.19.

$$si \quad VAK = Rsi \quad (2.19)$$

refiriendolo con respecto al tiempo

$$(dVAK / dt) máx. = R_s (di / dt) máx$$

entonces;

$$(dVAK / dt)máx = R_s (V / L) \quad (2.20)$$

por lo tanto;

$$R_s = L / V (dVAK / dt) máx \quad (2.21)$$

Protección térmica

Cuando el GTO está conduciendo la resistencia del ánodo-cátodo es muy baja pero no cero, el voltaje a través del dispositivo estará en un rango de 1 a 2 v. la corriente de ánodo fluirá a través del GTO produciendo un ambiente térmico suficiente para dañar al GTO, estos deben de estar montados en un disipador de calor, de preferencia el material debe de ser de aluminio el cual el calor lo radiara a la atmosfera previniendo el incremento de la relación de temperatura de las uniones, se debe de tener cuidado de que la colocación del GTO sea apropiada en el disipador térmico y así minimizar el gradiente de temperatura entre ambos, la figura 2.21, muestra la colocación de un GTO tipo disco.

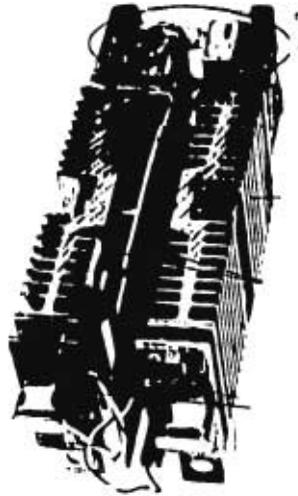


Figura 2.21. GTO con protección térmica.

CAPITULO III

ANALISIS DEL CIRCUITO INVERSOR

3.1 CIRCUITO INVERSOR

Un circuito inversor de puente completo de una fase es aquel que consiste de cuatro tiristores GTO y cuatro diodos, que se encuentran en parejas, de tal modo que un GTO y un diodo esten conectados en paralelo encontrados los diodos, así se formaran los 6 dispositivos restantes, quedando la carga en medio de dos parejas, como se muestra en la figura 3.1.

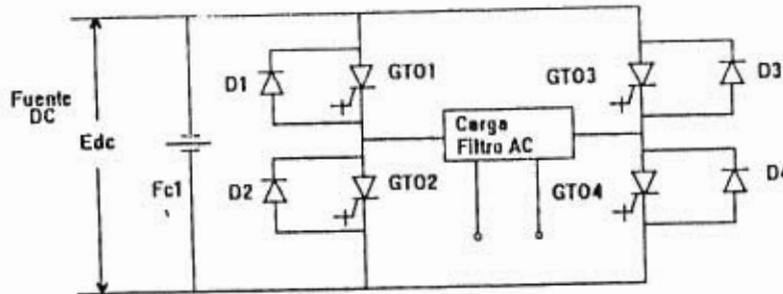


Figura 3.1. Circuito inversor de puente completo.

El funcionamiento del GTO se comporta como un circuito abierto o circuito cerrado dependiendo de la conmutación en la compuerta, la figura 3.2. muestra a los GTO en forma de interruptores y su funcionamiento será en forma similar a estos.

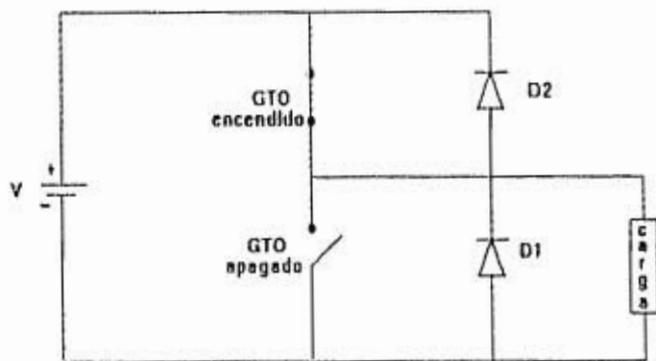


Figura 3.2. Funcionamiento de los GTO cuando están en estado de conducción o apagado.

3.2. OPERACION DEL GTO Y DIODO EN PARALELO

El funcionamiento del GTO es circular la corriente de la fuente y el diodo por su conexión es la de circular la corriente de la energía almacenada en la carga y por su función es conocido como un diodo de libre giro (*free wire*).

Si consideramos el circuito de la figura 3.3, para la operación de los dispositivos en paralelo tenemos que cuando el GTO 1 está conduciendo y GTO 2 está apagado, la corriente de la fuente fluirá a través del GTO 1 pasando por la carga RLC, la cual formara un circuito cerrado con la fuente, los diodos estarán en polarización inversa de acuerdo al sentido de la corriente, llegando a una corriente máxima de GTO 1 ($I_{m\acute{a}xGTO 1}$) al ser apagado GTO 1 dejará de conducir corriente y el voltaje almacenado en el capacitor C se descargará formando con el diodo D1 un circuito cerrado de acuerdo a su polarización directa, permitiendo el paso de la corriente a través de los dispositivos de la carga RL, suscitándose una corriente mínima en el diodo D 1 ($I_{m\acute{i}nD1}$).

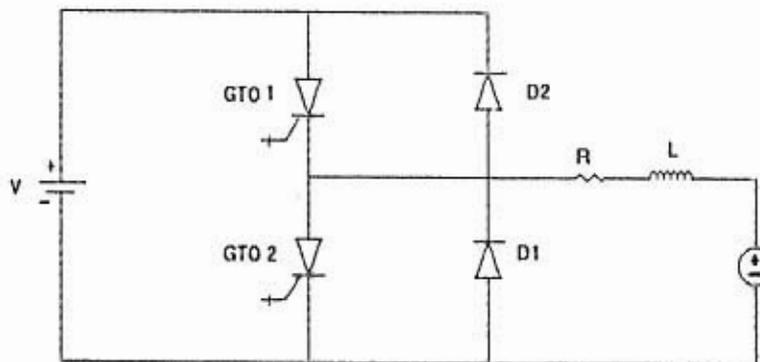


Figura 3.3. Circuito con arreglo de GTO y diodo.

Ahora cuando GTO 1 esta apagado y GTO 2 esta encendido, teniendo en el capacitor un voltaje mayor a cero $V_c > 0$, siendo ahora la fuente, la corriente fluirá en sentido contrario pasando por la carga RL y GTO 2 que se encuentra encendido llegando a una corriente máxima negativa $I_{máxGTO 2}$, el signo negativo es para interpretar el sentido de la corriente, posteriormente GTO 2 es apagado y no conduce. La energía almacenada en el inductor junto con la energía almacenada en el capacitor $(V_L + V_c)$ fluirá la corriente a través del diodo D2 cerrando la fuente de alimentación del circuito, descargandose la energía almacenada hasta llegar a una corriente mínima en el diodo D2 $(-I_{mínD2})$.

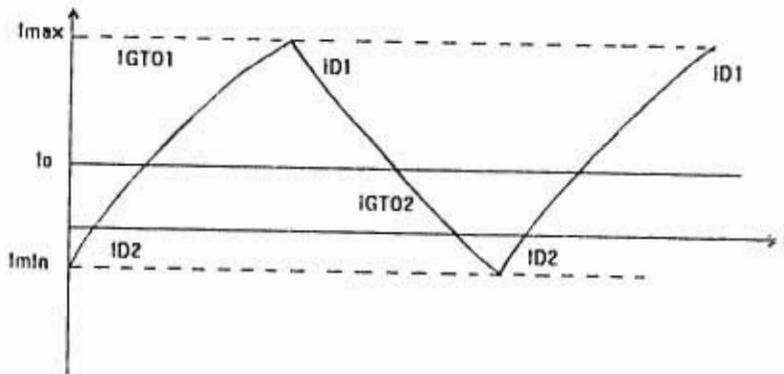


Figura 3.4. Gráfica de la señal de salida de la corriente de la carga.

La gráfica de la figura 3.4, muestra el comportamiento de la corriente en cada dispositivo tanto en sentido positivo como en sentido negativo, así como el valor de la corriente promedio.

3.3 ANALISIS DEL INVERSOR

Para efectos de análisis del inversor en estudio será a partir de un circuito equivalente el cual se considera a la carga de tipo RLC en serie, figura 3.5 ya que este tipo de carga se generaliza a las que se encuentran en aplicación.

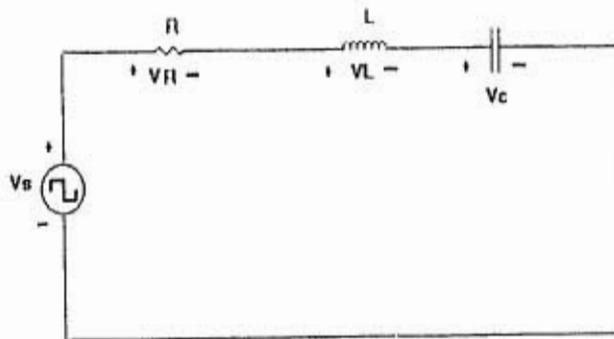


Figura 3.5. Circuito equivalente del inversor.

si GTO1 y GTO4 están encendidos el voltaje V_s aparecerá en la carga esto es:

$$V_s = V \quad \text{para} \quad 0 < t < T/2$$

si GTO3 y GTO2 están encendidos el voltaje en la curva es inverso esto es:

$$V_s = -V \quad \text{para} \quad T/2 < t < T$$

Para el análisis del circuito equivalente consideramos el tipo de señal en compuerta de los GTO, tomando un ciclo de la fuente de voltaje, de acuerdo a la referencia anterior de voltaje podemos representar la señal de salida en la figura 3.6.

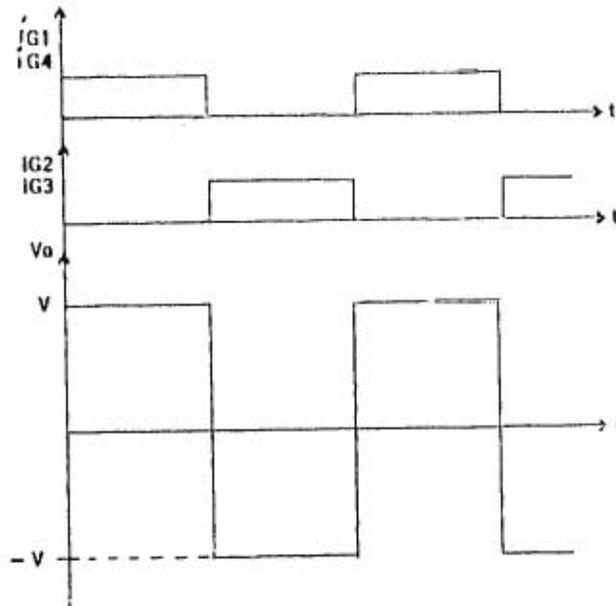


Figura 3.6. Diagrama de corrientes.

De igual forma para las corrientes tenemos que;

$$\begin{array}{lll}
 i_o = i_{o1} & \text{para} & t = T/2 \\
 -i_o = i_{o1} & \text{para} & t = 0, T
 \end{array}$$

La forma de onda que toma el inversor será de acuerdo al tipo de carga ya sea en la combinación de estas RLC. Por medio del análisis de fourier podemos obtener la corriente de carga, partiendo del circuito de la figura 3.5, por medio del análisis de voltajes tenemos la ecc. 3.1

$$V_o = V = V_R + V_L + V_C \quad (3.1)$$

Para un intervalo de $0 < t < T/2$

aplicando

$$V = Ri_o + L \frac{di_o}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_o dt + V_{co} \quad (3.2)$$

Si consideramos que V_{co} es el voltaje a través del capacitor del circuito de carga en $t = 0$ y por diferenciación;

$$L \frac{d^2 i_o}{dt^2} + R \frac{di_o}{dt} + i_o / LC = 0 \quad (3.3)$$

El voltaje de salida puede ser encontrado desde;

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (3.4)$$

El voltaje de salida instantáneo puede ser expresada en serie de fourier como;

$$V_o = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4 V_s}{n \pi} \sin n \omega t \quad (3.5)$$

$$V_o = 0 \quad \text{para } n=2,4, \dots$$

donde

$$\omega = 2 \pi f_o \quad \text{es la frecuencia}$$

De la ec.3.5, si $n = 1$, tenemos que el valor de la componente fundamental es:

$$V_1 = 4 V_s / \sqrt{2} \pi = 0.90 V_s \quad (3.6)$$

Para la corriente de salida puede también ser descrita en forma de serie;

$$i_o = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V}{n \pi Z_n} \sin (n \omega t - \phi_n) \quad (3.7)$$

para $n = 1, 3, 5 \dots$

donde:

$$Z_n = \left[R^2 + (n\omega L - 1/n\omega C)^2 \right]^{1/2} \quad (3.8)$$

y

$$\phi = \tan^{-1} (n\omega L - 1/n\omega C) / R \quad (3.9)$$

La corriente en el instante de conmutación puede ser obtenida sustituyendo $\omega t = \pi$ en la ec.3.7.

$$i_n = I_0 \quad (3.10)$$

En forma generalizada tenemos que el voltaje de salida por serie de fourier es:

$$V_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} a_n \text{ Sen } n\omega t + \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} b_n \text{ Cos } n\omega t \quad (3.11)$$

donde:

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V \text{ Sen } n\omega t \, d(\omega t) \quad (3.12)$$

y

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V \text{ Cos } n\omega t \, d(\omega t) \quad (3.13)$$

3.3.1 Armónicos en la salida del inversor

Cualquier señal puede descomponerse en una suma de ondas senoidales de diferente frecuencia y amplitud, por que además de la señal senoidal fundamental la salida del inversor contiene otro tipo de señales senoidales, que representan a las armónicas estas son senoidales con una frecuencia múltiplo a la primera señal senoidal conocida como fundamental.

Las armónicas se encuentran en la señal de salida de c.a. del inversor, estas las podemos obtener tanto en corriente como en voltaje. La forma de onda del voltaje de salida del inversor ideal debería ser senoidal, pero esta no lo es ya que contiene ciertas armónicas, las desventajas que se presentan al tener armónicas son:

- a) Afectan al factor de potencia de la salida a c.
- b) Interfiere en operaciones de circuito de control propio del inversor en forma de ruido
- c) Si la carga es un motor puede emitirle ruido

La eficiencia de un inversor es normalmente evaluada en terminos de la cantidad de distorsión de las armónicas. El factor armónico HF es la distorsión contenido en la señal de salida c.a. del inversor la cual se puede medir por medio de las ec.3.14 para voltaje y 3.15 para corriente.

$$HF = V_n / V_1 \quad (3.14)$$

$$HF = I_n / I_1 \quad (3.15)$$

V_1 ó I_1 es el valor rms de la componente fundamental de la salida del voltaje ó corriente
 V_n ó I_n es el valor rms de la componente fundamental armonico

donde;

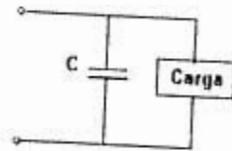
$$I_n = \left(\sum I_{nR}^2 \right)^{1/2} \quad n = 1 \quad (3.16)$$

ó

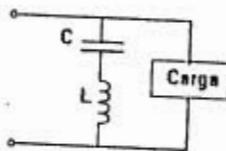
$$I_n = \left(\sum V_n^2 \right)^{1/2} \quad n = 1 \quad (3.17)$$

I_{nR} es el valor rms de la n-ésima armónica

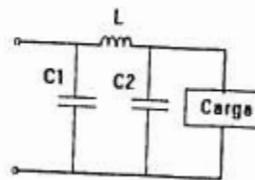
HF deberá ser menos a 0.05 para algunas aplicaciones de respuesta rápida, para esto se requiere un filtro de pasa bajo en el circuito de salida del inversor para eliminar las armónicas más altas, para las armónicas bajas la frecuencia de estas deberán ser atenuadas por otros medios reduciendolas o eliminandolas, por lo tanto el tamaño del filtro puede ser reducido, lo cual permitira una velocidad de respuesta del sistema inversor-filtro hacia la carga, la figura 3.7. muestra los filtro más usados comunmente a la salida del inversor.



a) Filtro C



b) Filtro LC



c) Filtro CLC

Figura 3.7. Filtros más usuales para reducción de armónicas.

El filtro más simple es con un capacitor C, la desventaja es que presenta potencia reactiva, el filtro LC serie conectado en paralelo hacia la carga solamente puede eliminar una frecuencia, el filtro CLC es el más efectivo en reducción de armónicas de un ancho de amplitud de banda y presenta menos potencia reactiva.

El otro método de eliminación es por medio de la técnica del PWM que se estudiará en el siguiente subcapítulo.

El total de la distorsión armónica es una medida de la forma de la onda distorsionada con respecto a su componente fundamental y es determinada por la ec. 3.18.

$$THD = 1 / V_1 \left(\sum_{n=2,3}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2} \quad (3.18)$$

donde:

V_1 es el valor rms de la componente fundamental

V_n es el valor rms de la n-ésima componente armónica

El factor de distorsión DF representa el contenido total de la armónica, pero no indica el nivel de la compuerta de cada armónica, indicará la cantidad de la distorsión de armónicas que permanece en una forma de onda en particular en donde las armónicas de esta forma estarán sujetas a una segunda atenuación de segundo orden (por ejemplo dividida entre n), por lo que es una medida efectiva en reducir las armónicas que no se quieren sin tener que especificar el valor del filtro de carga de segundo orden, por medio de la ec.3.19, podemos obtener el factor de distorsión;

$$DF = 1 / V_n \left[\sum_{n=2,3..}^{\infty} (V_n / n^2)^2 \right]^{1/2} \quad (3.19)$$

3.4 CONTROL DE VOLTAJE

A la salida del inversor el voltaje tiene ciertas variaciones esto es debido a la variación del voltaje de entrada o la misma variación que puede tener el propio inversor entre otras, estas variaciones de voltaje como las armónicas son perjudiciales en la carga, siendo necesario mantener un voltaje y frecuencia con valores constantes. Uno de los mejores métodos para controlar el voltaje de salida es por medio de la variación de la ganancia, que es la relación entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida del inversor.

En la variación de la ganancia existe varias técnicas las cuales dependen del contenido de las armónicas que se encuentran en el voltaje de salida, siendo una de las técnicas más eficientes para controlar la ganancia, es por medio de la modulación por amplitud de pulsos PWM de las cuales a su vez se clasifican en varios métodos como son:

1.- PWM Simple

El control del PWM simple es solamente un pulso por cada mitad de ciclo y la amplitud del pulso por cada mitad de ciclo y la amplitud del pulso es variando para controlar el voltaje de salida del inversor.

2.- PWM Múltiple.

Esta técnica consiste de varios pulsos en cada mitad del ciclo del voltaje de salida y además la ventaja que presenta es la de reducir el contenido de armónico bajo.

3.- PWM Senoidal.

La amplitud de cada pulso es variado en proporción hacia la amplitud de la onda senoidal evaluada en el centro del mismo pulso. Este tipo de modulación es comúnmente usada en aplicaciones industriales y es conocido como SPWM, que será explicado detalladamente en el siguiente subtema, y posteriormente será tomado como referencia para la aplicación del inversor.

3.4.1. Análisis del PWM senoidal

El control del voltaje de salida del inversor se obtiene a partir de la interacción de una onda triangular que es la señal portadora A_c , con la señal de referencia de onda senoidal de amplitud A_r . Si observamos la figura 3.8, el ángulo entre cada pulso corresponde al área que atraviesa la onda senoidal con respecto a la onda triangular.

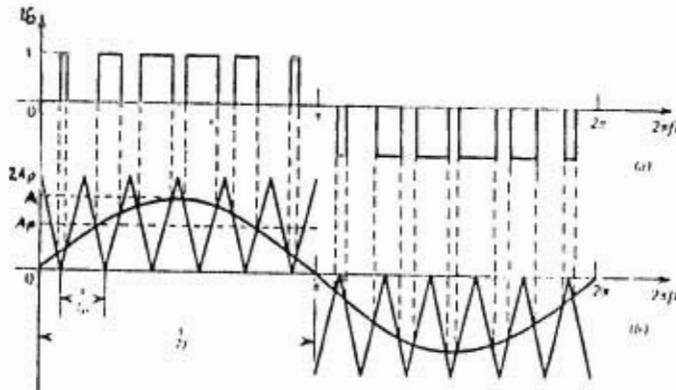


Figura 3.8. Voltaje de salida con una modulación senoidal de $N=8$ pulsos.

Donde las frecuencias son;

f_o es la frecuencia de salida de la señal del inversor
 f_c es la frecuencia de la señal portadora (triangular) y que determina el número de pulsos N por mitad de ciclo.

para obtener el número de pulsos por mitad de ciclo es por medio de la ec. 3.20.

$$N = f_c / 2 f_o \quad (3.20)$$

La frecuencia f_r de la señal de referencia A_r establece la frecuencia de salida f_o del inversor.

La amplitud de los pulsos de salida es determinado por la relación de la amplitud A_r de la señal de referencia entre la amplitud A_c de la señal portadora, dando como resultado el índice de modulación M el cual es el control del voltaje de salida del inversor, ec.3.21.

$$M = A_r / A_c = \text{señal de referencia} / \text{señal triangular} \quad (3.21)$$

El voltaje de salida es controlado a partir de la variación de la señal de referencia A_r sobre un rango de;

$$0 < A_r < A_{m\acute{a}x}$$

donde

$$A_{m\acute{a}x} > 2 A_{rp}$$

Para la determinación de las armónicas para este tipo de modulación es encontrado que para $0 < A_r/A_p < 2$ toda armónica de orden $n < 2N$ es eliminada. Para $A_r/A_p > 2$, aparecen las armónicas de bajo orden, por lo que la amplitud del pulso no es largo en una función senoidal de la posición angular del pulso. Si consideramos la forma de onda del voltaje de salida de pulso desigual para $N=3$, como muestra la figura 3.9. donde el contenido de armónicas del voltaje de

salida bajo puede ser reducido y si se tiene con un tren de pulsos $N = 10$, aun puede ser más reducido la amplitud de las armónicas ya que en cuanto al valor N es más grande el valor de las armónicas producen corrientes despreciables en el circuito de carga que pueden ser filtradas a la salida con circuitos de cargas de inductancias pequeñas como se mencionó anteriormente.

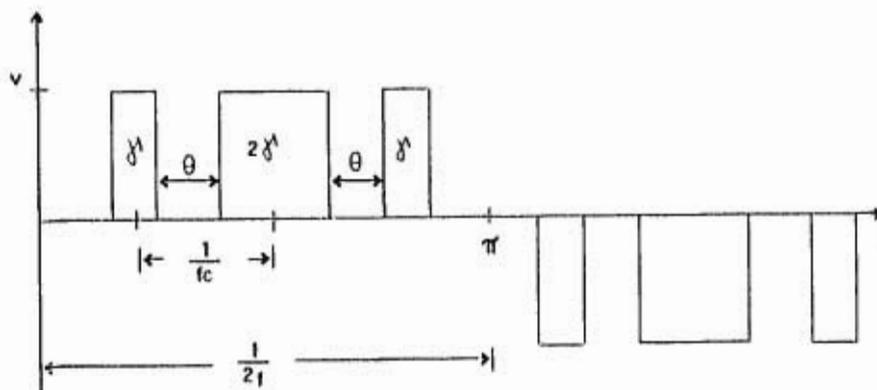


Figura 3.9 Señal de salida del inversor de tres pulsos de amplitud diferente.

Los límites de las integrales es el valor de la amplitud del pulso δ^m y si esta es la amplitud del pulso m -ésimo tenemos que el voltaje de salida de la figura 3.9. es:

$$V_o = \left[(2P / 2\pi) \int_{(\pi/N - \delta_m)/2}^{(\pi/N + \delta_m)/2} V_s d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (3.22)$$

por lo tanto

$$V_o = V_s \left(\sum_{m=1}^{\infty} \delta_m / \pi \right) \quad (3.23)$$

de la ec. 3.11 obtenemos los coeficientes de fourier del voltaje de salida instantaneo son ec. 3.24 y 3.25

$$b_n = \sum_{m=1}^N \frac{2V_o}{n\pi} \left[\text{Sen } n(\alpha_m + \delta_m^N) - \text{Sen } n\alpha_m \right] \quad (3.24)$$

$$a_n = \sum_{m=1}^N \frac{2V_o}{n\pi} \left[\text{Cos } n\alpha_m - \text{Cos } n(\alpha_m + \delta_m^N) \right] \quad (3.25)$$

donde m es el pulso al cual corresponde su amplitud.

La figura 3.10. muestra las curvas en relación de $a_n / a_{n\text{máx}}$ para $n = 3, 5, 7$. como una función de δ_m^N para una relación de frecuencia de $N = 3$ y $N = 10$.

n es el número de la armónica
 a_n es el valor de la amplitud de la armónica de la componente del voltaje de salida
 $a_{1\text{máx}}$ es la amplitud de la componente fundamental del voltaje de salida.

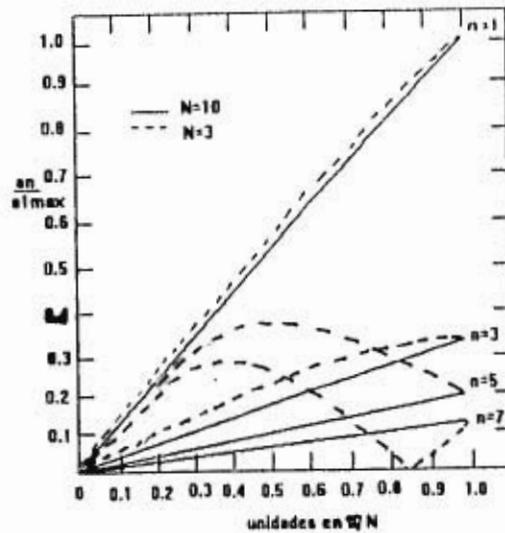


Figura 3.10. Contenido de armónicas de la forma de onda de la figura 3.9. para $N=3$ y $N=10$.

La amplitud de las armónicas va disminuyendo tal como aumenta la frecuencia de los mismos. Así la amplitud de la onda senoidal fundamental será mayor que la segunda armónica, esta a su vez será mayor que la tercera armónica y así sucesivamente.

CAPITULO IV

CONTROL POR COMPUERTA

4.1 INTRODUCCION

Existen varias técnicas para disparar al tiristor GTO de las cuales son utilizadas de acuerdo a las necesidades del circuito y función de trabajo, este circuito de control esta compuesto por dos circuitos principales que son el circuito de disparo y el circuito de control lógico, ambos circuitos tienen diferentes características, más sin embargo efectúan la función de controlar y disparar al GTO por medio de la compuerta, la figura 4.1, muestra el diagrama a bloques de las etapas del circuito de control de disparo de las cuales se describen en este capítulo sus características y funcionamiento.

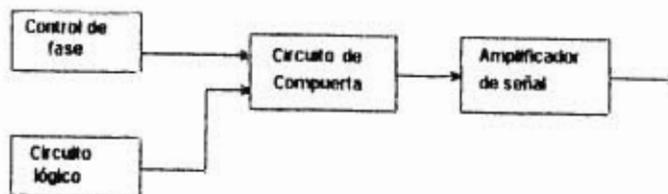


Figura 4.1, Diagrama a bloques de un circuito de control de disparo del GTO.

Se deben de tomar en consideración dos aspectos importantes para la conducción por compuerta del GTO que son;

- a) Suministrar una pequeña corriente durante todo el tiempo en que el GTO está en operación de conducción, esto es con el propósito de hacer insensible y prevenir a la compuerta de una excitación externa durante la conducción de la corriente del ánodo.

- b) Para la conducción del apagado del GTO en la compuerta es necesario un pulso de voltaje inverso con una potencia relativamente alta de una energía baja, durante un tiempo muy corto.

Teniendo como base estas dos características se puede garantizar una eficiencia del control del GTO, de igual manera el incremento de la temperatura del GTO.

4.2 CONTROL DE FASE

Cuando es necesario el control continuo de la energía de entrada del inversor para suministrarla a la carga, se puede realizar por medio del control de fase, en la que se conecta la carga en una fracción controlada por el disparo del GTO, siendo el control de fase el que determina la frecuencia y la amplitud del inversor por medio del ángulo de fase, y su intervalo es la medida eléctrica angular siendo el punto de inicio de la conducción retardada por control de fase en relación a la operación del mismo circuito, la figura 4.2 muestra el diagrama a bloques del control de fase.

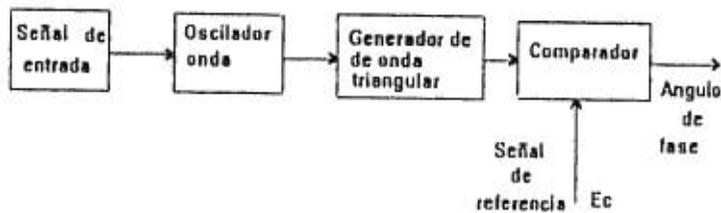


Figura 4.2. Diagrama a bloques de un circuito de control de fase.

Los dos circuitos comunes básicos para controlar el ángulo de fase son por;

- a) Control Lineal
- b) Control coseno

a) Ángulo de fase por control lineal

Del diagrama a bloques de la figura 4.2, el control de voltaje E_c , controla linealmente el ángulo de fase. El funcionamiento de este circuito es a partir de una señal de alimentación senoidal V_1 la cual entra al circuito generador de onda cuadrada, y posteriormente es convertida en onda triangular, siendo el tipo de circuito a establecer según la forma de señal requerida, dependiendo de las necesidades y características del ángulo de fase del control lineal.

La figura 4.3, muestra la señal cuadrada e_1 que es convertida a una señal triangular e_2 , la cual es comparada con el control de voltaje E_c .

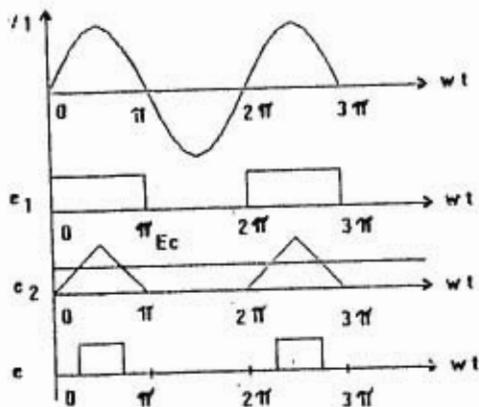


Figura 4.3, Señal del ángulo de fase.

Si para estas condiciones tenemos que si e_2 es más alto que E_c , se obtiene la señal e_o a la salida del comparador, el valor del intervalo en que e_o se encuentra en un estado alto es proporcional a E_c , el cual definirá el ángulo de disparo.

$E_{m\acute{a}x}$ es el voltaje máximo de variación

por lo que el voltaje de salida es representada por la ec. 4.1.

$$E_o = E_{m\acute{a}x} \cos \alpha \quad (4.1)$$

El tiempo en elevarse la onda triangular de e_o es proporcional a E_c que define el ángulo de disparo, por lo que la característica de transferencia entre el voltaje de salida E_o y el control de voltaje E_c no es lineal, pero tiende a tener una exactitud normal del orden $\pm 1\%$ del ángulo de disparo.

b) Ángulo de fase por control coseno

En este circuito en control de voltaje E_c genera los pulsos de disparo durante el cruce de los puntos del control de voltaje con los del voltaje coseno derivado de la fuente de voltaje, siendo el funcionamiento similar al control lineal a partir de una señal coseno, la ec.4.2, es el ángulo de fase.

$$\alpha = \cos^{-1} (E_c / e_{m\acute{a}x}) \quad (4.2)$$

por lo que el voltaje de salida de la señal es

$$E_o = E_{m\acute{a}x} \cos \alpha$$

sustituyendo ec. 4.2 en la señal de salida del voltaje, tenemos que de salida es:

$$E_o = (E_{m\acute{a}x} / e_{m\acute{a}x}) E_c \quad (4.3)$$

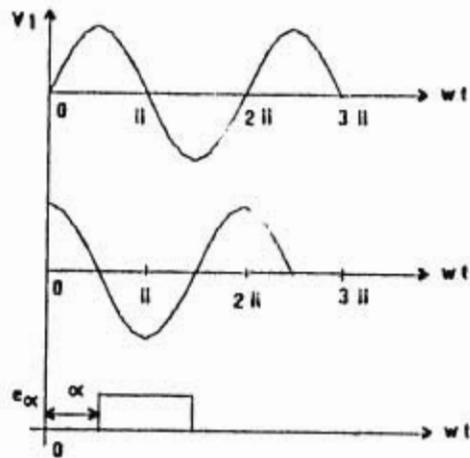


Figura 4.4. Señal de control de fase por control coseno.

El ciclo del disparo coseno proporciona las características de una transferencia lineal entre el voltaje de salida E_o y el control de voltaje E_c .

4.3. ESTRUCTURA DEL CIRCUITO

El circuito de disparo por control del ángulo de fase esta fundamentada en la operación del amplificador operacional, y cada una de estas etapas está formada por uno de estos amplificadores, presentando las siguientes características:

- a) Alta ganancia en voltaje estabilizado
- b) Alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida
- c) Ganancia de bucle abierto muy alta (condición sin realimentación de señal)

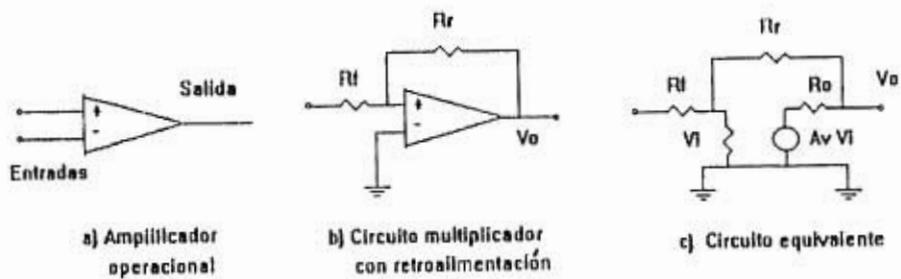


Figura 4.5, Circuito del amplificador operacional.

Del circuito de la figura 4.5a, si se le aplica una señal a la entrada no inversora (+) aparece la señal de salida con la misma polaridad y amplificada, mientras que si a la señal de entrada es, aplicada en la terminal no inversora (-) se forma la señal de salida amplificada invertida.

Si el amplificador toma una corriente muy pequeña despreciablemente $i \approx 0$, el voltaje de salida V_o y el voltaje de entrada V_i están relacionados por la ecuación;

$$V_o = -A V_i$$

donde;

$-A$ es la ganancia

V_i es el voltaje de la fuente interna

Partiendo del circuito de la figura 4.5c, la resistencia interna $R_1 = 0$ y la resistencia de salida $R = 0$, por lo que el circuito de la figura 4.6, del concepto de la tierra virtual tenemos que si;

$$V_i = 0 \text{ V}$$

por lo tanto

$$V_o / V_i = -R / R_1 \quad (4.5)$$

y para la corriente es:

$$I = V_i / R_1 = -V_o / R_1 \quad (4.6)$$

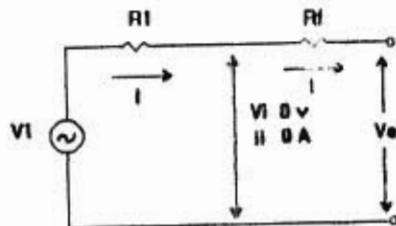


Figura 4.6, Tierra virtual de un amplificador operacional.

Las funciones en que opera el amplificador operacional en el circuito de ángulo de disparo son:

- a) Generador de onda cuadrada
- b) Conversor de onda triangular
- c) Comparador de señal

a) Circuito generador de onda cuadrada

En este circuito la señal de salida será digital a partir de una señal lineal y su principio de funcionamiento es a la del circuito comparador, este circuito tiene dos terminales de entrada inversora (-) y no inversora (+), cuando la tensión de la entrada no inversora es mayor a la entrada inversora, la señal de salida es de nivel alto, cuando la tensión de entrada no inversora es menor que la señal de entrada inversora, la señal de salida es de nivel bajo, la figura 4.7, muestra la forma de la señal.

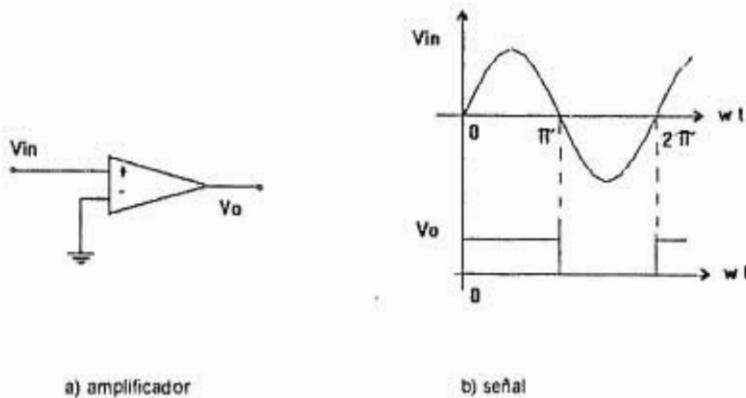


Figura 4.7. Forma de conectar al amplificador operacional para tener una señal de salida cuadrada a partir de una señal de entrada senoidal.

Esto es de acuerdo a la conexión que se tenga, para esto tenemos que:

Salida del comparador no inversora;

$V_o = \text{alto}$ cuando $V_i > V_{\text{referencia}}$

$V_o = \text{bajo}$ cuando $V_i < V_{\text{referencia}}$

Salida del comparador inversor;

$V_o = \text{alto}$ cuando $V_i < V_{\text{referencia}}$

$V_o = \text{bajo}$ cuando $V_i > V_{\text{referencia}}$

c) Conversor de onda triangular

El funcionamiento del circuito generador de onda triangular es por medio del circuito integrador realizando la operación matemática. La señal de salida se determina por el área bajo la forma de la señal de entrada sobre el período del tiempo desde t_1 a t_2 , siendo proporcional la integral con respecto de la señal de entrada.

Por medio del concepto de tierra virtual podemos considerar que el voltaje entre R y Xc es $V_i=0$, sin considerar la corriente virtual, por lo que la ec. representa el voltaje de salida.

$$V_o = -1/Rc \int V_i dt \quad (4.7)$$

El circuito proporciona una señal de salida integrada al valor del voltaje de entrada, la figura 4.6, muestra el circuito básico de un integrador.

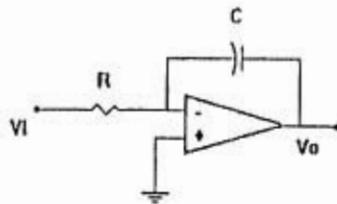


Figura 4.8, Circuito básico de un integrador.

c) Comparador

Este tipo de circuito permite ajustar el pulso, básicamente es un detector de límite que conmuta los estados de salida cuando la tensión de entrada cruza cierto nivel, el comparador tiene una tensión de referencia ajustable en la entrada que le permite mover el punto de conmutación desde cero hasta un nivel positivo, como el V_{ref} es ajustable permite variar la anchura del pulso de salida, lo que equivale a cambiar el ciclo de trabajo. Tomando como referencia el comparador de la señal de salida de onda cuadrada de la figura 4.7, para saturar el amplificador solo se necesita una señal en la entrada muy pequeña, conectando la otra entrada a tierra.

$$V_{ent} = V_{sat} / A \quad (4.8)$$

donde:

A es la ganancia diferencial del amplificador

V_{ent} es la tensión mínima de entrada que produce la saturación

El punto de conmutación o de referencia del comparador es la tensión de entrada con el cual los estados de salida conmuta para el caso de la figura 4.9 si se aplica a la entrada inversora un voltaje de referencia ec.4.9.

$$V_{ref} = (R2 / R1 + R2) V_{cc} \quad (4.9)$$

Cuando V_{ent} es $>$ V_{ref} , la tensión de error es positiva y la salida esta a nivel alto y para un nivel bajo sera la condición en caso contrario.

El circuito maneja las señales de voltaje lineal en la entrada que es tomada del voltaje de salida del inversor que es utilizado como el voltaje de referencia y la señal generada de onda triangular, dando como resultado a la señal de salida del control de fase como se muestra en la figura 4.9.

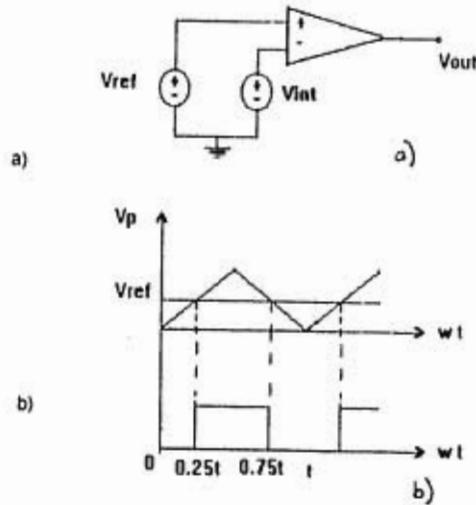


Figura 4.10, a) Circuito comparador. b) señal de salida digital despues de ser comparadas la señal de entrada y la señal de voltaje de referencia.

Si tenemos que la onda triangular tiene un valor de 0 v a V_p , el control del voltaje de referencia puede ser variado en este intervalo, la relación general entre el voltaje de referencia y la onda triangular da como resultado el tiempo de salida del comparador, ec.4.10

$$\text{tiempo del ciclo} = t = V_c / V_p \quad (4.10)$$

donde;

V_c es el control de voltaje de referencia

V_p es el voltaje de salida pico de la onda triangular, la cual nos indica la duración eléctrica del pulso.

4.4 DIAGRAMA DEL CONTROL DE ANGULO DE FASE

En los circuitos analizados para el control de fase, tenemos que la señal de onda cuadrada tomada del circuito oscilador que es llevada al circuito integrador por medio de la base del transistor TR1, debido a que el capacitor C1 se comporta como un circuito abierto para señales de continua, y al no tener realimentación negativa a la frecuencia cero, cualquier tensión de offset de entrada la considera como un voltaje de entrada válida. Dando como resultado que el capacitor se cargue y la salida se sature positiva o negativamente, permaneciendo así indefinidamente, de tal modo que el TR1 se comporta como una resistencia pequeña cuando el amplificador no funciona y una resistencia grande cuando el amplificador esta activo, el TR1 descargará al capacitor dejándolo listo para el siguiente pulso, cuando no llega señal al TR1, descarga al capacitor y en el instante en que comienza el siguiente pulso corta al TR1 y el integrador produce la señal de salida, el valor de la onda triangular está regulada por R3.

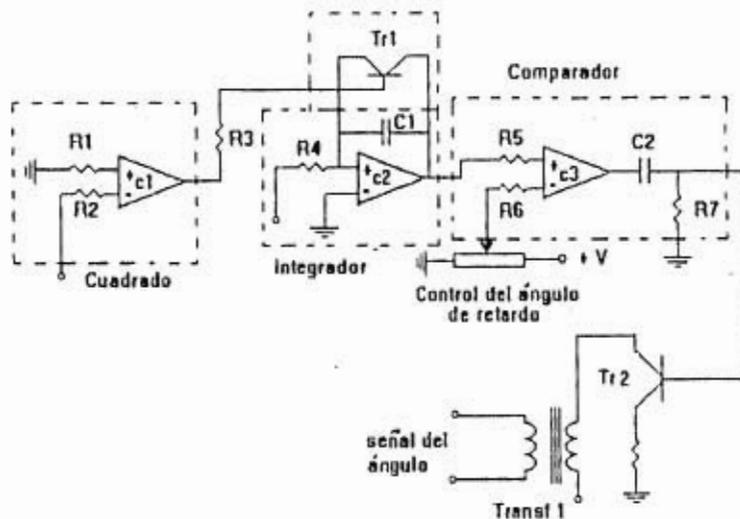


Figura 4.10 Diagrama del control de ángulo de fase.

Como la señal de salida del comparador llega ser pequeña y que esta sea la adecuada para alimentar al circuito de disparo del GTO se utiliza el transistor TR2, la señal del ángulo de disparo es transmitida por medio de un opto acoplador a través de un "estrangulador de modo-común " el cual su función es la de proteger al circuito de disparo del GTO con el circuito de potencia ya que se considera la misma tierra para los dos circuitos, para tal caso se utiliza un transformador para transmitir la señal de entrada y solamente cortando los picos que pueden producir cuando exista una variación de voltaje alto.

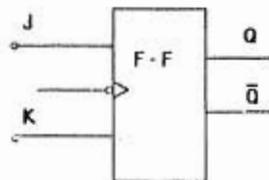
El optoacoplador es un aislador óptico el cual puede ser un foto transistor sin conexión de base o un foto diodo de salida en que el voltaje de entrada sea transmitido al diodo de emisor de luz y transmitirá la señal al dispositivo semiconductor interno para proporcionar a la señal de disparo.

4.5 CIRCUITO LOGICO

El circuito lógico es el que proporciona el tiempo de la señal del GTO y al ser comparadas con la señal del circuito control de fase establece el ciclo de encendido y apagado del GTO. El circuito se puede formar con flip-flop y son interconectados para formar el circuito lógico secuencial que almacena datos, generan tiempos, cuentan y siguen secuencias, la figura 3.11, muestra la tabla de verdad y el símbolo de un flip-flop J-K que puede considerarse de tipo universal, J-K son las entradas de datos que pueden ser enviadas a partir de alguna señal de memoria, la entrada de reloj transfiere el dato de las entradas a las salidas Q normal y \bar{Q} complementaria.

Modo de operación	Entradas			Salidas	
	ck	J	K	Q	\bar{Q}
Mantenimiento		0	0	no cambia	
Reset		0	1	0	1
Set		1	0	1	0
Comutación		1	1	estado opuesto	

a) Tabla de verdad del flip - flop



b) Símbolo lógico

Figura 4.11. Símbolo lógico y tabla de verdad del flip-flop.

La figura 4.12 muestra el diagrama de funcionamiento del flip-flop J-K maestro esclavo disparado por pulsos en donde se muestra el funcionamiento de su tabla de verdad. Una característica de este flip-flop es el punto A en donde se observa que en el flanco anterior de este pulso de reloj, la entrada K = 0 y J = 0, sin embargo mientras el pulso de reloj en el punto A esta en 1, la entrada K va de 0 a 1 y la entrada J va de 0 a 1 y a 0.

En el flanco posterior del pulso del reloj en A, ambas entradas J y K estan en el nivel 0 entonces el flip-flop conmutará al nivel 1, el cual recuerda cualquiera o todas las entradas en el nivel 1 mientras el pulso de reloj esta en el nivel 1.

Durante el pulso A ambas entradas J y K estuvieron en el nivel 1 durante un corto tiempo cuando la entrada de reloj estaba en el nivel 1, el flip-flop por lo tanto considera esto como la condición de conmutación.

En el flanco positivo del reloj en B el flip-flop ve las entradas J y K en el nivel 0 y cuando el pulso está en el nivel 1, la entrada K va al nivel 1 permaneciendo en el en un periodo corto, pero las entradas J y K no están en el nivel 1 al mismo tiempo, en el flanco posterior del pulso del reloj en B, ambas entradas J y K están en el nivel 1. El flip-flop interpreta esto como el modo de conmutación por lo que cambia y la salida Q va de 0 a 1.

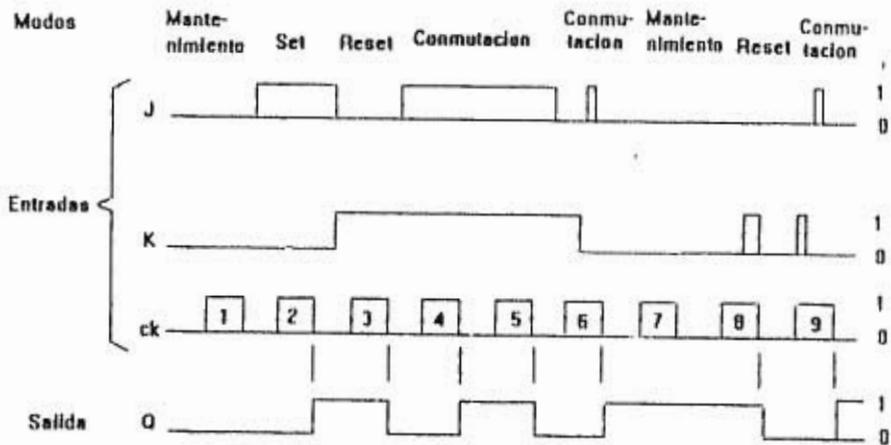


Figura 4.12 . Diagrama de la forma de onda del flip-flop.

CAPITULO V

PRUEBAS Y RESULTADOS

5.0 INTRODUCCION

Se ha mencionado hasta aquí las etapas más usuales del circuito inversor así como su principio de operación a estas etapas.

En este capítulo se discutirá el funcionamiento general del circuito inversor en su forma de operar realmente, los cuales incluyen los principios básicos de operación de las etapas que lo forman así como su protección. El enfoque que le daremos al inversor tiene una gran aplicación tal es el caso en el sistema de alimentación interrumpible UPS, la funcionalidad del circuito inversor en estos sistemas es la de proporcionar a la salida corriente alterna a partir de corriente directa y así que no falte la energía eléctrica a la carga una vez que falle la energía comercial.

5.1 OPERACION DEL INVERSOR

El circuito inversor como ya se ha mencionado es el elemento en el cual se va a obtener la señal de c.a., la capacidad de operación es llamada como referencia a partir de la carga y así seleccionar a los tiristores adecuados que se utilizarán en la construcción del inversor de conexión puente, para esto emplearemos al tiristor GTO de la serie 350 PJT 1000 de la Internacional Rectifier.

Para el control del inversor se emplea el método de modulación por amplitud de pulsos PWM de tres pulsos, la modulación de las señales de las compuertas de los GTO es obtenida del resultado de la señal de salida del control de fase con la señal de compuerta, la figura 5.1. muestra la sincronía que deben de tener las señales de conmutación del GTO.

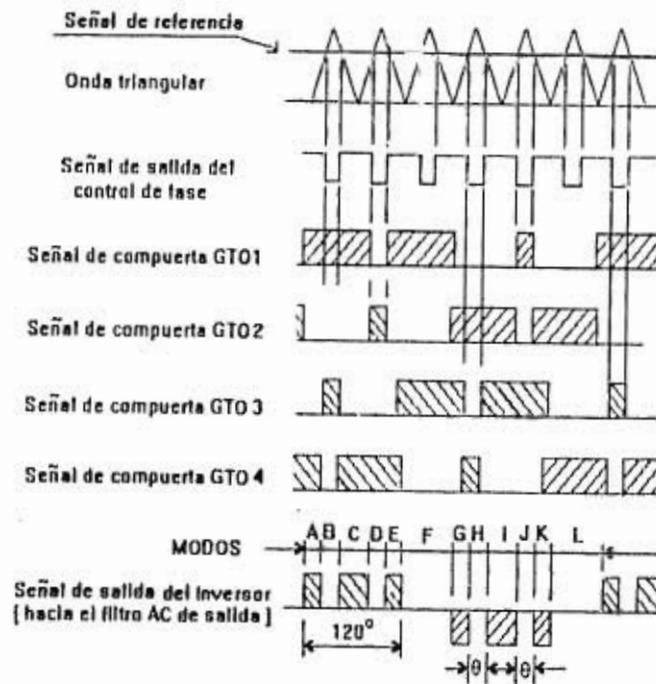


Figura 5.1. Señales del circuito inversor.

Señal de control de fase.

La señal del control de ángulo de fase determina la frecuencia y amplitud ω del inversor que es generada por medio del diagrama del control del ángulo de fase, la forma de onda de la señal se obtienen del control de fase que se determina a partir de las ecuaciones del tiempo del ciclo de la figura 5.2.

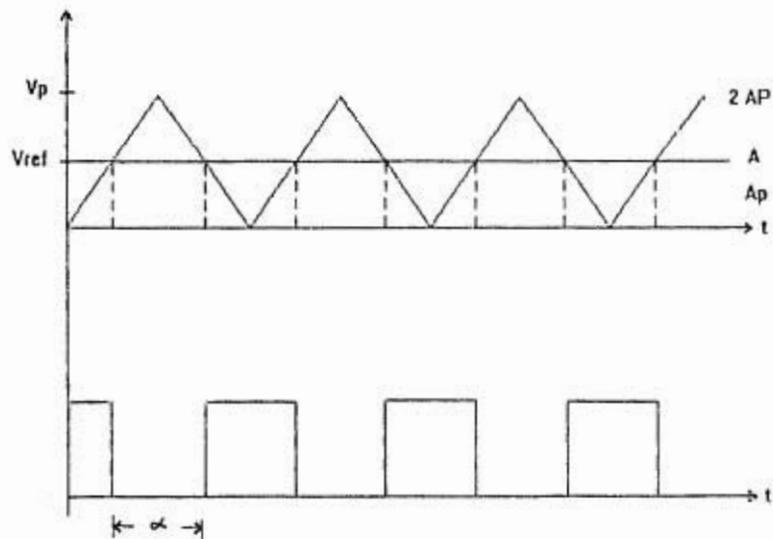


Figura 5.2 Señal del ángulo de fase

Si referimos el ángulo de retraso como la amplitud dentro del área de la onda triangular tenemos que el ángulo es:

$$\alpha = 1 - V_c / V_p$$

tomando la ecuación del voltaje del pulso de salida:

$$E_o = E_{\text{máx}} \cos$$

entonces tenemos que el voltaje de salida del pulso es:

$$E_o = E_{\text{máx}} \cos (1 - V_c / V_p)$$

que será el valor de la señal de salida del control de fase.

Señal digital de compuerta

Para obtener la sincronía de la señal de compuerta del circuito flip-flop, las señales de las entradas J y K son obtenidas de alguna memoria, las operaciones que realiza el flip-flop son para la entrada J la operación de Set y la entrada K es la Reset, a su vez ambas hacen la operación de mantenimiento en donde no cambia. Del circuito de secuencia digital obtenemos la señal del GTO1 y GTO2 por lo que para el GTO3 y GTO4 se necesita otro circuito secuencial digital figura 5.3 que tiene que estar en sincronía.

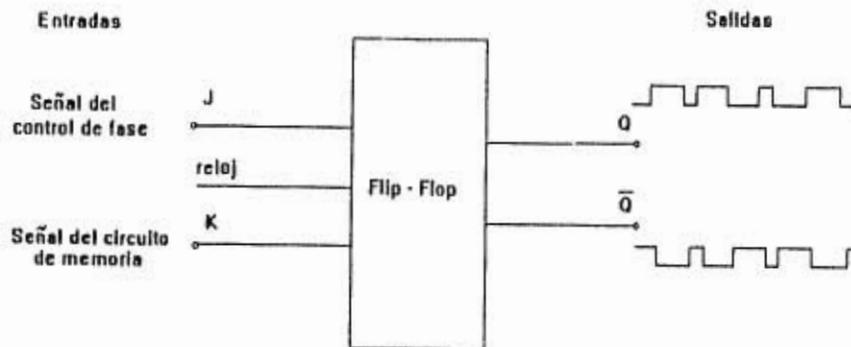


Figura 5.3 Circuito flip-flop y señal de entrada y salida.

ESTA TESIS NO DEBE
SAR DE LA BIBLIOTECA

El ángulo de control de fase controla el ángulo de voltaje de salida y el tren de pulsos de la señal digital de compuerta marca el intervalo de conducción de los GTO que determina la amplitud de la señal de salida y el número de pulsos. Como se menciono anteriormente la señal de voltaje de salida es controlado por el PWM en sincronía con la señal del pulso de la compuerta, por lo que la frecuencia con que trabaja la señal del ángulo de fase debe ser la misma a la señal del circuito digital, esta señal digital forma un tren de pulsos como muestra la fig 5.4..

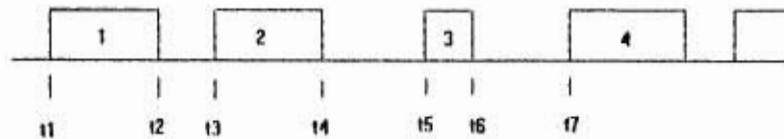


Figura 5.4. Señal digital de compuerta del GTO

El pulso 1 tiene la misma amplitud al pulso 2 y los intervalos 14 a 15 y de 16 a 17. Para el caso del pulso 3 tiene la misma amplitud de 12 a 13 el cual esta fijado a la amplitud del ángulo de fase. La señal del circuito digital de la compuerta estan defasadas 180 de igual manera para la compuerta 3 y 4 .

La duración del pulso determina la conducción del GTO y por lo tanto a la señal de salida del inversor, ahora para efectos del análisis tomaremos la señal obtenida del GTO como se muestra en la fig 5.4 y comparandola con la señal de salida a una frecuencia de 60 Hz para facilitar su analisis, tenemos que la duración del pulso es de:

$$t1 - t2 = 3.887 \text{ ms}$$

$$t2 - t3 = 0.555 \text{ ms}$$

$$t3 - t4 = 3.887 \text{ ms}$$

$$t4 - t5 = 3.887 \text{ ms}$$

$$t5 - t6 = 0.555 \text{ ms}$$

$$t6 - t7 = 3.887 \text{ ms}$$

si tenemos un período de 16.66 ms que equivalen a 2 T la frecuencia es:

$$f = 1 / 16.66 \text{ ms} = 60 \text{ Hz}$$

La señal de salida de control de fase es comparada con la señal de compuerta por medio de un circuito comparador obtenemos la señal V_g .

La señal de control V_g pasa al circuito de disparo del GTO a través de una inductancia T_c y un óptico acoplador, su función es la de proteger y reducir eléctricamente la unión del circuito de potencia con el circuito de la señal de control, esta precaución es necesaria ya que en el circuito de potencia el GTO tiene su cátodo referido al polo negativo y daña al circuito de la señal ya que también está referido a la misma tierra.

El comparador A1 forma una malla con C1 y R1 de tal manera que filtra la señal de posibles ruidos que puedan alterar la señal de disparo, la forma de la señal V1 a la salida del comparador se muestra en la figura 5.8 la cual es llevada al par de comparadores A2 y A3 que mandará la señal a los Mosfet Q2 y Q3 respectivamente, durante el encendido V1 está alto entonces en la salida de A2 va bajo y Q2 que es un mosfet de canal -p encenderá y conduce la señal a la compuerta del GTO a través de la malla R2C2 que conducirá la corriente de pico de compuerta I_G el cual debe de ser suficiente para encender rápidamente al GTO, la malla R2C2 tiene la función de prevenir falsos disparos de encendido cuando el GTO se encuentra en estado de apagado. La Fig 5.5 muestra el circuito de disparo del GTO.

Las señales de compuerta se muestra en la fig 5.6, ahora cuando V1 cae en t1, A2 cambia de estado y Q2 es apagado entonces la compuerta es conectada hacia la fuente de 12 volts a través de la resistencia de 800 ohms la cual proveerá continuamente a la compuerta de una pequeña cantidad de corriente I_G durante el encendido del GTO y prevenir falsas señales de apagado.

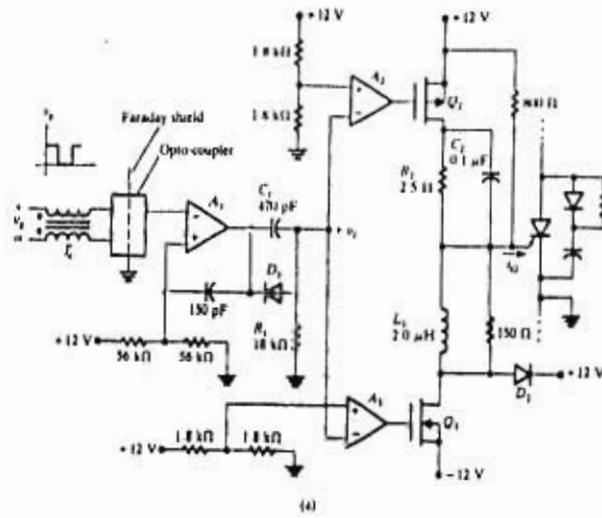


Figura 5.5 Circuito de conducción del pulso de encendido y apagado en la compuerta del GTO.

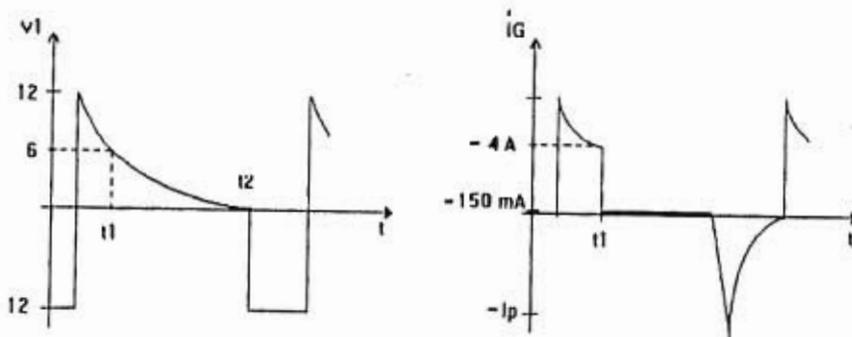


Figura 5.6 Señal de compuerta de encendido y apagado del GTO.

Cuando la señal de voltaje esta en 12, V1 va negativo causando a la salida de A3 a conmutar desde un nivel bajo hacia alto y encender a Q3 lo que la proporción de elevación de la corriente negativa de la compuerta es en este momento limitada por L1 y la fuente de -12 Volt, el valor pico negativo de I_G y $-i_P$ es determinado durante el apagado de ánodo o limitando la corriente de Q3. El diodo D2 y la resistencia de 150 ohms tienen al drenado de Q3 en 12 volts para ser apagado mientras que L1 al inducirse un voltaje fuerza la corriente de compuerta, L1 es seleccionado de acuerdo a las especificaciones de diG / dt .

El funcionamiento del inversor con la señal de salida de tres pulsos lo describiremos en 11 partes;

Modo A: Si GTO1 y GTO4 son encendidos (conduciendo), el flujo de corriente sigue la trayectoria a través de GTO1-carga-GTO4, el voltaje E es suministrado a la carga. Figura 5.7a.

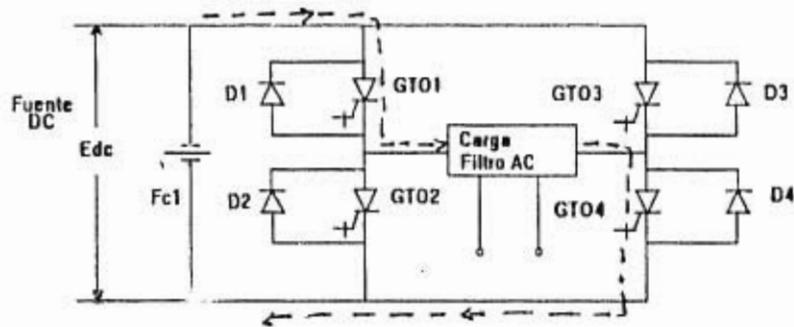


Figura 5.7a. Trayectoria del flujo de la corriente del Modo A

Modo B: Si GTO4 es apagado (no conduce) y GTO3 es encendido el voltaje de carga no se inducirá a menos que la carga sea inductiva, la corriente dinámica seguirá la trayectoria a través de la carga-D3-GTO1-carga. Figura 5.7b.

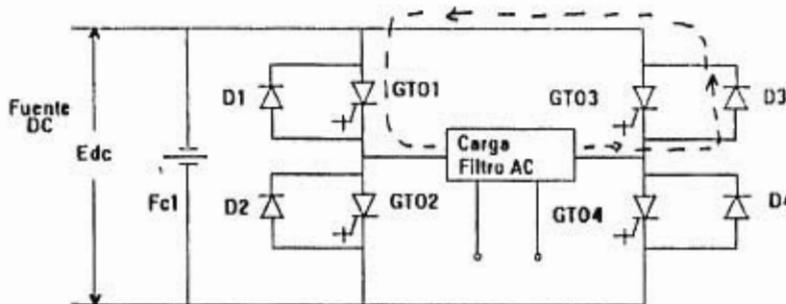


Figura 5.7b Trayectoria del flujo de la corriente del Modo B.

Modo C: Si GTO3 es apagado y GTO4 encendido, el voltaje de la fuente es suministrado de nuevo a la carga, la corriente sigue la trayectoria a través de la fuente-GTO1-carga-GTO4-fuente. Figura 5.7c.

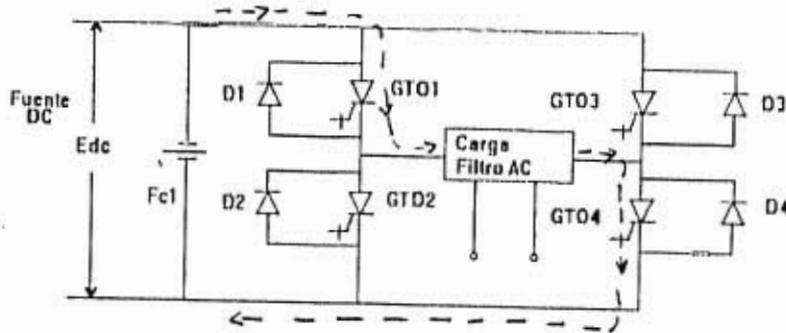


Figura 5.7c. Trayectoria del flujo de la corriente Modo C.

Modo D: Si GTO1 es apagado y GTO2 esta encendido, el voltaje no es suministrado hacia la carga. Por lo que la corriente dinámica esta circulando a través de la carga-GTO4-D2-carga. figura 5.7d.

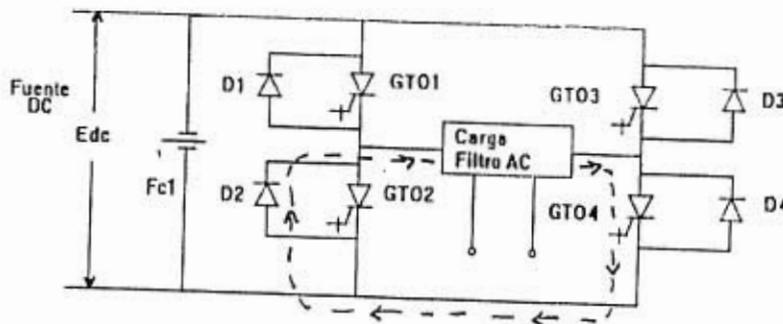


Figura 5.7d. Trayectoria del flujo de la corriente del Modo d.

Modo E: Si GTO2 está apagado y GTO4 está encendido, el voltaje es suministrado nuevamente hacia la carga. La corriente fluye como en el mismo Modo A y C. figura 5.7c.

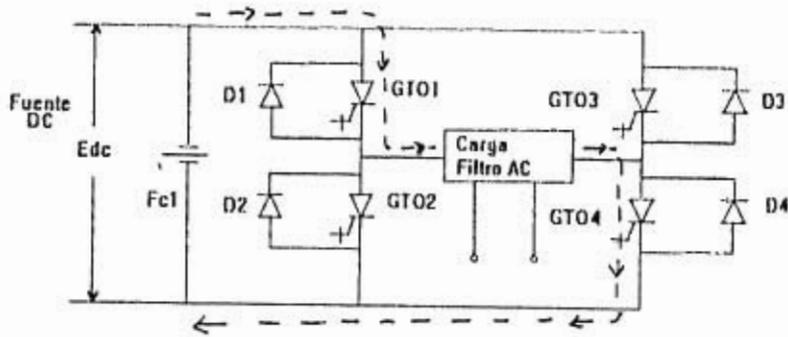


Figura 5.7c. Trayectoria del flujo de la corriente Modo E.

Modo F: Si GTO4 y GTO3 están encendidos, entonces la acción se repite de la misma manera que en el Modo B. figura 5.7f.

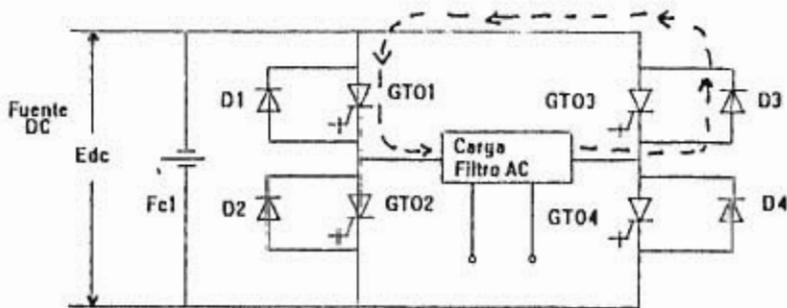


Figura 5.7f. Trayectoria del flujo de la corriente. Modo F.

Modo G: Si el GTO1 es apagado y GTO2-GTO3 están encendidos, el voltaje es suministrado hacia la carga en dirección contrario que en el caso del Modo A-F y la corriente fluye a través de la fuente-GTO3-GTO2-fuente. Figura 5.7g.

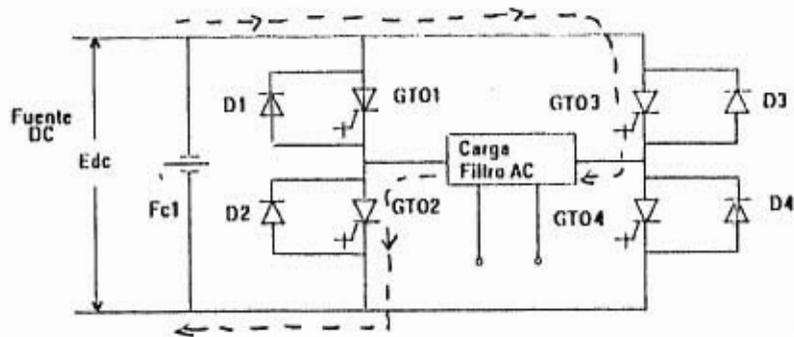


Figura 5.7g. Trayectoria del flujo de la corriente del Modo G

Modo H: Si GTO3 es apagado y GTO4 es encendido, la corriente dinámica está circulando a través de la carga-GTO2-D4-carga. figura 5.7h.

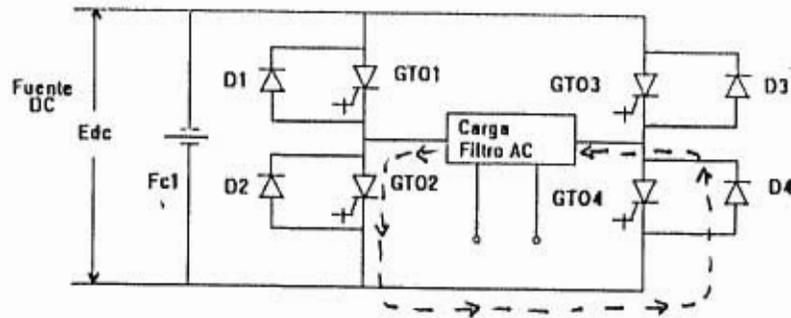


Figura 5.7h. Trayectoria del flujo de la corriente del Modo H.

Modo I: Si GTO4 es apagado y GTO3 es encendido, el voltaje será suministrado nuevamente a través de la carga, la corriente fluye igual que al Modo G. figura 5.7).

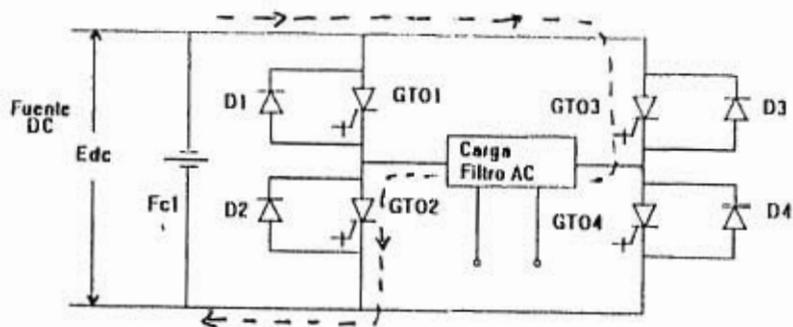


Figura 5.7i. Trayectoria del flujo de la corriente del Modo I.

Modo J: Si GTO2 esta apagado y GTO1 esta encendido, la corriente dinámica esta circulando a través de la carga-D1-GTO3-carga. figura 5.7).

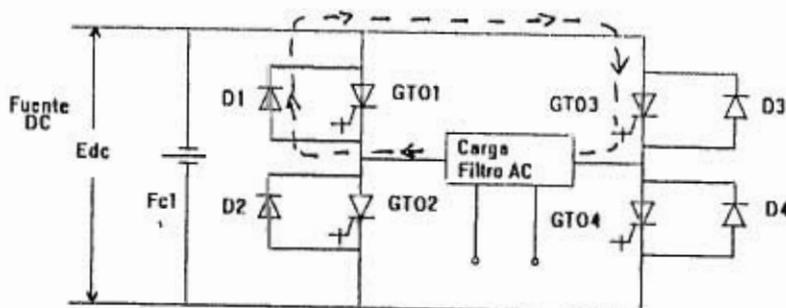


Figura 5.7j. Trayectoria del flujo de la corriente del Modo J.

Modo K: Si GTO1 es apagado y GTO2 es encendido, la corriente fluye como en el caso del Modo I. figura 5.7k.

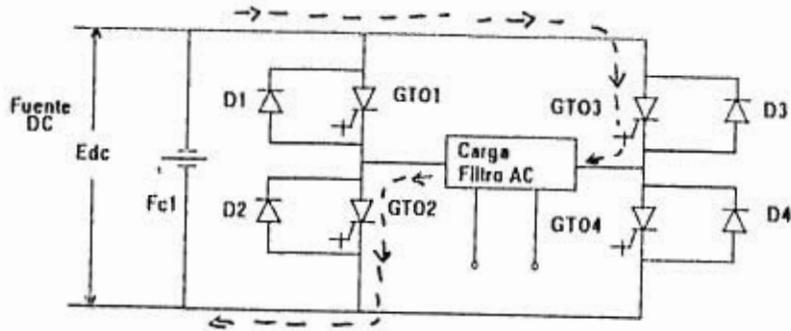


Figura 5.7k. Trayectoria del flujo de la corriente del Modo K.

Modo L: Si GTO3 es apagado y el GTO4 es encendido, la corriente dinámica circula nuevamente como en el Modo H. Figura 5.7L.

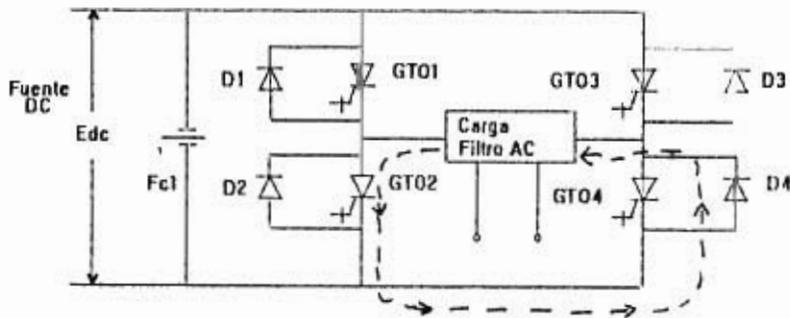


Figura 5.7L. Trayectoria de la corriente del Modo L.

La señal de onda de salida del inversor presenta intervalos en el cual el voltaje es cero, para esto los GTO's conducen simétricamente en donde GTO1-GTO4 y GTO2-GTO3 conduciran simultáneamente para proporcionar la energía de la fuente hacia la salida del inversor y para que no se vea afectada la señal senoidal, se tiene que proporcionar un número largo de conmutaciones lo que significa que el GTO conmutará al principio y al final de cada pulso, para la señal de salida tenemos que;

$V_a = V_1$ cuando GTO1 y GTO4 estan conduciendo

$V_a = 0$ cuando GTO1 y GTO3 ó GTO2 y GTO4 estan conduciendo

$V_a = -V_1$ cuando GTO1 y GTO3 estan conduciendo

La figura 5.8 muestra la forma senoidal. Otro punto que se considera importante en la secuencia de conmutación es cuando $V_a > 0$ los tiristores GTO1-GTO2 y GTO3-GTO4 nunca seran encendidos simultáneamente para conducir la corriente de igual manera para $V_a < 0$.

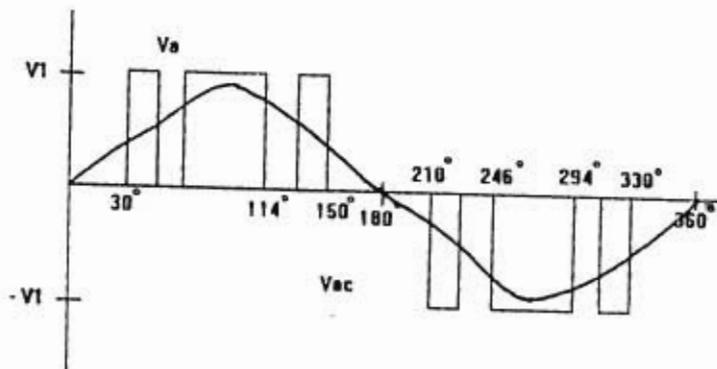
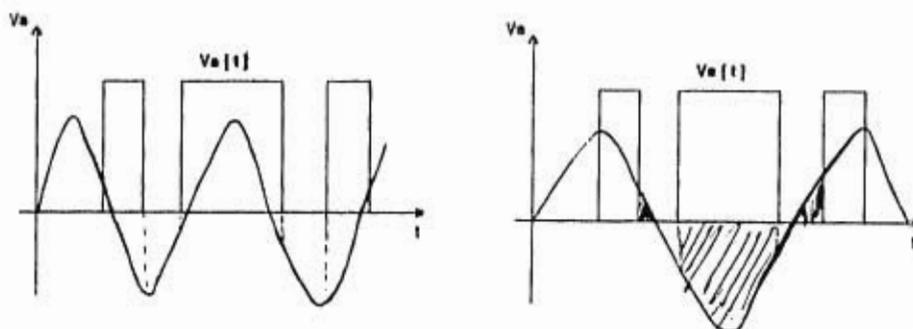


Figura 5.8. Señal de salida del inversor V_a y la forma de onda senoidal después del filtrado.

La eliminación de las armónicas se realiza controlando la amplitud θ y la cantidad de pulsos que tiene en la salida cada mitad de ciclo, siendo más fácil eliminando las armónicas de componente bajo. Si el producto de la armónica de la onda senoidal con el voltaje de salida V_a tiene una área neta a cero entonces la armónica es eliminada, porque el área positiva es igual al área negativa entonces la armónica se elimina por lo que la señal que se obtiene a la salida del circuito inversor esta libre de la 3era y 5ta armónica, la figura 5.9 muestra la cancelación de las armónicas.



a) Cancelación de la 3ra armónica

b) Cancelación de 5ta armónica

Figura 5.9. Cancelación de las armónicas por medio del PWM.

Se puede observar que los segmentos que se encuentran dentro de la señal de salida son los segmentos positivos y los que se encuentran en la parte inferior son los negativos de la onda. los segmentos positivos se cancelan con los segmentos negativos, lo que para estas dos armónicas el área neta es cero, por lo tanto son canceladas las armónicas.

La ventaja que presenta la utilización de la técnica PWM en alta frecuencia sobre la eliminación de las armónicas es en la distorsión que presentan éstas y es mucho más fácil de filtrarlas y nos permite tener una onda de salida senoidal con una distorsión casi nula en el cruce a cero, figura 5.10. Lo importante en el resultado de la armónica es siempre la cantidad del espectro de la corriente, lo cual es eliminado fácilmente dentro de la alta frecuencia del PWM.

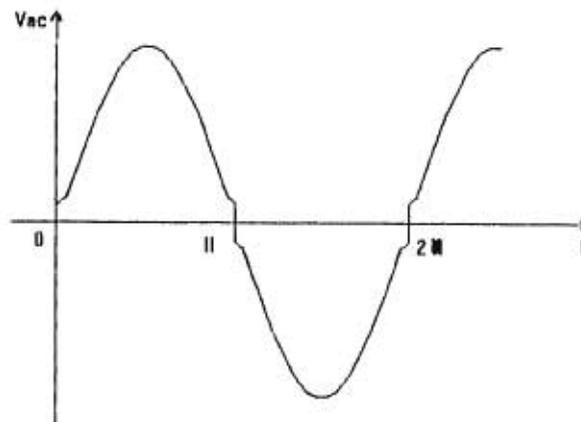


Figura 5.10. Señal de salida VAC con distorsión en el cruce a cero resultado de la generación de las armónicas de la frecuencia de salida la cual es eliminada con una alta frecuencia en la modulación PWM.

CONCLUSIONES

El GTO es una opción en el manejo de las altas potencias ya que presenta facilidad en el control de éstas. Debido a esto se necesita de un gran cuidado en su protección térmica y eléctrica.

El funcionamiento del Inversor de potencia necesita de otras etapas que están formados por circuitos electrónicos digitales y analógicos.

El circuito de disparo debe de estar debidamente en sincronía ya que marca la pauta del encendido y apagado del GTO, con el ajuste de la frecuencia podemos obtenerlo.

Como la señal de salida del inversor contiene armónicas que distorsionan la señal y producen una baja eficiencia en el funcionamiento de la carga. Por medio del análisis de Fourier se puede obtener el contenido de las armónicas, estas pueden ser suprimidas por medio del control PWM y por los filtros.

El control PWM es uno de los métodos de mayor tradición en la utilización para controlar el voltaje así como su ganancia que permite el fácil control del Inversor, la modulación puede ser en alta frecuencia que permite la eliminación de las armónicas.

La señal de compuerta que se obtiene del circuito de sincronía pasa por un circuito de conducción que permite al pulso de ser suficiente para encender al GTO así como el de apagarlo, el pulso es transmitido por medio de un optoacoplador que aísla al circuito de conducción del pulso con la de alta potencia.

La fabricación de los semiconductores de altas potencias cada día tienen gran consumo debido a la modernización industrial que se está teniendo permitiendo que las industrias se actualicen en el campo de la electrónica. El inversor tiene una gran aplicación ya sea como fuentes ininterrumpibles, transporte eléctrico, control de motores DC, etc.

BIBLIOGRAFIA

1. **Acriterion for Performance Companson between High Inverter Circuits.**
Alberto Abbondanti and Peter Wood
Article IEEE
2. **Análisis y Diseño de Sistemas Eléctricos (Para Plantas Industriales)**
Irwin Lazer
Limusa
3. **Amplificadores Operacionales Teoria y sus Aplicaciones**
Arthur B. Williams
Mc Graw Hill
4. **Convertidores Estáticos Introduccion a su Teoria y Funcionamiento**
Moltgen
Siemens. Marcobo S.A. 1986
5. **Convertisseur Statique pour Voitures Voyageurs**
Traction CEM Oerlikon
6. **Electronica y Automatica Industrial I**
Jose Mampin Poblet
Marcobo
7. **Electrónica de Potencia**
G. Seguir
Gustavo Gill S. A.
8. **Electrónica Teoría de Circuitos**
Boylestad and Nashelsky
Prentice Hall
9. **High Voltaje Integrated Circuits**
B. Jayant Baliga
IEEE
10. **Introducción a los Semiconductores**
Bailey
Gustavo Gill S. A.

11. Instruction for Tonisc-Mini - 2000 Operation Procedure
Toshiba Corporation
12. Instruction Manual for Electrical Equipment of GTO Thyristor Inverter
(Contract No. NE-92)
Mitsubishi Electric Corporation Japan
13. Microcomputer Control of power Electronics and Drives
Bimal K. Bose
IEEE Press 1987
14. Modern Power Devices
B. Jovani Baliga
John Wiley and Sons, Inc.
15. Modern Power Electronics. Evolution, Technology and Applications
B. K. Bose
IEEE Press
16. Power Electronics. Circuits, Devices and Applications
Muhamad HARunur Rashid
Prentice Hall Inc.
17. Power Electronics. Converters, Applications and Desig
Ned Mohan, Tare M. Undeland, William P. Robbins
John Willey and Sons
18. Power Electronics Handbook. Component, Circuits and Applications
F. F. Mazda
Butterworth and Co. 1990
19. Power Electronics and Motor Control
Wshepherd and L. N. Hulley
Cambridge University Press 1987
20. Power Semiconductors
D.A.T.A. 1991 Digest
Discrete Semiconductors Edition 25

21. Power Semiconductors Circuits
Dewan Straughen
Wiley Interscience
22. Principios Digitales
Roger L. Tokheim
Mac Graw Hill
23. Principios de Electrónica
Alberto Paul Maivino
Mac Graw Hill
24. Principles of Power Electronics
John G. Kassian, Martin F. Schiecht, George C. Veghese
Addison-Wesley Publishing Com.
25. Productos Lorain de Mexico S. A. de C. V.
Datos Tecnicos del Modelo WAA501B
26. Selección de Semiconductores de Potencia
J. C. J. Van de Ven
Paraninfo
27. Semiconductores de Potencia
Construcciones y Equipos Industriales S.A. de C.V.
C.E.I.S.A.
28. SCR Manual
General Electric. Fifth Edition 1972
29. Switching Regulator Analysis
Daniel M. Mitchell
Mac Graw Hill
30. Thyristor. Dvice Data
Motorola Inc. 1993
31. Thyristor DC Drives
Sen Paresh
Wiley Interscience

32. Transactions of Industry Applications. Considerations for Selecting and Sizing Batteries
Marco W. Migliaro
IEEE Vol. IA-23 No. 1 1987

33. Ultra High Voltage, High Current Gate Turn-Off Thyristors
Tsutomu Yatsuo, Takahiro Nagano, Hiroshi Fukui
Hitachi Research Laboratory, Hitachi LTD.

34. Understanding Semiconductor Devices. Concepts, Experiments and Troubleshooting
Patrick Dale
Prentice Hall 1989