

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

DISEÑO DE UNA EXCITATRIZ EN CIRCUITOS DE ESTADO SÓLIDO PARA EL
MOTOR SÍNCRONO DEL MOLINO DE CLINKER 10-82 EN LA EMPRESA
CEMENTOS PROGRESO, PLANTA LA PEDRERA, ZONA 6.

TESIS

PRESENTADA A LA JUNTA DIRECTIVA DE LA FACULTAD DE INGENIERÍA
POR

BYRON ODILIO ARRIVILLAGA MÉNDEZ

AL CONFERÍRSE EL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRÓNICO

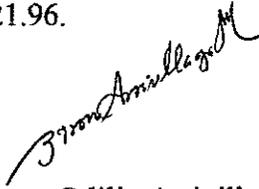
Guatemala, noviembre de 1,999

HONORABLE TRIBUNAL EXAMINADOR

Cumpliendo con los preceptos que establece la ley de la Universidad de San Carlos de Guatemala, presento a su consideración mi trabajo de tesis titulado:

**DISEÑO DE UNA EXCITATRIZ EN CIRCUITOS DE ESTADO SÓLIDO PARA EL
MOTOR SINCRÓNO DEL MOLINO DE CLINKER 10-82 EN LA EMPRESA
CEMENTOS PROGRESO, PLANTA LA PEDRERA, ZONA 6.**

Tema que me fuera asignado por la Dirección de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica con fecha noviembre 6 de 1996. Ref. No. EIME. 321.96.


Byron Odilio Arrivillaga Méndez

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

NÓMINA DE JUNTA DIRECTIVA

DECANO:	Ing. Herbert René Miranda Barrios
Vocal primero:	Ing. José Francisco Gómez Rivera
Vocal segundo:	Ing. Carlos Humberto Pérez Rodríguez
Vocal tercero:	Ing. Jorge Benjamin Gutiérrez Quintana
Vocal cuarto:	Br. Oscar Stuardo Chinchilla Guzmán
Vocal quinto:	Br. Mauricio Alberto Grajeda Mariscal
Secretaria:	Inga. Gilda Marina Castellanos Baiza de Illescas

TRIBUNAL QUE PRACTICÓ EL EXAMEN GENERAL PRIVADO

DECANO	Ing. Julio Ismael González Podszueck
Examinador:	Ing. Julio Cesar Solares Peñate
Examinador:	Ing. Marvin Marino Hernández Fernández
Examinador:	Ing. Romeo Neftalí López Orozco
Secretario:	Ing. Francisco Javier González López

Guatemala, 18 de agosto 1999.

Ing. Juan Merck Cos
Coordinador
Unidad de Prácticas de Ingeniería y EPS

Señor Coordinador:

Por este medio, después de realizar la revisión respectiva y considerando que se cumplieron los objetivos planteados en su ocasión, me permito trasladar para el trámite respectivo, el informe final del proyecto de Ejercicio Profesional Supervisado titulado: DISEÑO DE UNA EXCITATRIZ EN CIRCUITOS DE ESTADO SÓLIDO PARA EL MOTOR SÍNCRONO DEL MOLINO DE CLINCKER 10-82 EN LA EMPRESA CEMENTOS PROGRESO, PLANTA LA PEDRERA, ZONA 6; mismo que fue desarrollado por el estudiante universitario *Byrón Odilio Arrivillaga Méndez*.

Atentamente,

"ID Y ENSEÑAD A TODOS"


Ing. Pedro Quiroa Méndez
Supervisor
Ejercicio Profesional Supervisado

Anexo: expediente indicado



FACULTAD DE INGENIERIA

Guatemala, 3 de septiembre de 1,999

Señor Director
Ing. Roberto Urdiales Contreras
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica.

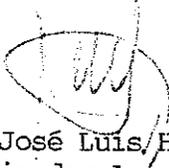
Señor Director.

Después de haber revisado el Informe Final (TESIS) correspondiente a la Práctica del Ejercicio Profesional Supervisado (E.P.S.) titulado: Diseño de una excitatriz en circuitos de estado sólido para el motor síncrono del Molino de Clinker 10-82 en la Empresa Cementos Progreso, Planta La Pedrera, Zona 6, desarrollado por el estudiante Byron Odilio Arrivillaga Méndez, me permito dar mi aprobación, por considerar que cumple con los requisitos establecidos.

Sin otro particular, me suscribo de usted,

Atentamente,

ID Y ENSEÑAD A TODOS


Ing. José Luis Herrera Gálvez
Coordinador Área de Electrotecnia

JLHG/sdem.

cc. Archivo.



UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS
DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERIA

El Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, después de conocer el dictamen del Asesor, con el Visto Bueno del Coordinador de Area, al trabajo de E.P.S. del estudiante Byron Odilio Arrivillaga Méndez, titulada: Diseño de una excitatriz en circuitos de estado sólido para el motor síncrono del Molino de Clinker 10-82 en la Empresa Cementos Progreso, Planta La Pedrera, Zona 6, procede a la autorización del mismo.

Ing. Roberto Urdiales Contreras

Director

Guatemala, 6 de septiembre de 1,999.





FACULTAD DE INGENIERIA

DECANATO

Tels.: 4760790 al 94 - Ext. 348
Directo: 4769579 - Fax: 4760365
E-mail: hmiranda@usac.edu.gt

Ref. D-T-007-99

El Decano de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de San Carlos de Guatemala, luego de conocer la aprobación por parte del Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica al trabajo de E.P.S., titulado: **Diseño de una Excitatriz en Circuitos de Estado Sólido para el Motor Síncrono del Molino de Clinker 10-82 en la Empresa Cementos Progreso, Planta La Pedrera, zona 6**, presentado por el estudiante universitario **Byron Odilio Arrivillaga Méndez**, procede a la autorización para la impresión de la misma.

IMPRÍMASE:

Ing. Herbert René Miranda Barrios
DECANO



Guatemala, noviembre de 1999
/mds

Guatemala, 18 de agosto de 1999

Ingeniero Juan Merck
Coordinador Unidad de EPS
Facultad de Ingeniería
Universidad de San Carlos de Guatemala

Ingeniero Merck:

Por medio de la presente me permito informarle que, habiendo asesorado al Estudiante Byron Odilio Arrivillaga Mendez en el trabajo de tesis titulado "Diseño de una excitatriz en circuitos de estado sólido para el motor sincrónico del molino de clinker 10-82 en la empresa Cementos Progreso, Planta La Pedrera, Zona 6", y llenando ésta los objetivos trazados, extendiendo la aprobación de la misma.

Por lo tanto, el autor de esta tesis y yo, como su asesor, nos hacemos responsables por el contenido y las conclusiones de la misma.

Sin otro particular, me es grato suscribirme,

Atentamente:

A handwritten signature in black ink, enclosed within a large, hand-drawn oval. The signature appears to be "M. R. Escobedo Martínez".

Ing. Mario Renato Escobedo Martínez
Colegiado 3635
Asesor



FACULTAD DE INGENIERIA

REF.EPS.C.108.99

Guatemala, 23 de agosto de 1,999

FACULTAD DE INGENIERIA
ESCUELA DE INGENIERIA
MECANICA ELECTRICA



Fecha: 26/8/99 Hora: 17:22

Señor
Ing. Roberto Urdiales Contreras
Director de la Escuela
de Ingeniería Mecánica Eléctrica
Presente

Señor Director:

Por este medio, envío a usted el Informe Final (TESIS) correspondiente a la Práctica del Ejercicio Profesional Supervisado (E.P.S.) titulado **DISEÑO DE UNA EXCITATRIZ EN CIRCUITOS DE ESTADO SOLIDO PARA EL MOTOR SINCRONO DEL MOLINO DE CLINKER 10-82 EN LA EMPRESA CEMENTOS PROGRESO, PLANTA LA PEDRERA, ZONA 6.**

Este trabajo, lo desarrolló estudiante universitario, **BYRON ODILIO ARRIVI LLAGA MENDEZ**, de la Carrera de Ingeniería Electrónica, quien fue asesorado por el Ingeniero **Marco Renato Escobedo Martínez** y supervisado por el Ingeniero **Pedro Quiroa Méndez**.

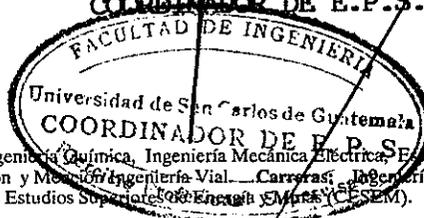
Por lo que, habiendo cumplido con los objetivos y los requisitos de Ley del referido trabajo, y existiendo la **APROBACION** del mismo por parte del Asesor y supervisor, esta **COORDINACION TAMBIEN APRUEBA SU CONTENIDO**, solicitando le darle el trámite respectivo.

Sin otro particular, me es grato suscribirme de usted.

Muy Deferentemente,

"ID Y ENSEÑAD A TODOS"

ING. JUAN MERCK COS
COORDINADOR DE E.P.S.



JMC/lgg.
c.c.: Archivo

Anexo: El Informe Final

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS
DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERIA

Ref. EIME.219.99
26 de agosto de 1,999

Ing. José Luis Herrera Gálvez
Coordinador Area de Electrotecnia
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica.

Estimado Ingeniero Herrera.

Por este medio solicito a usted, se sirva efectuar una revisión al Informe Final (TESIS) correspondiente a la Práctica del Ejercicio Profesional Supervisado (E.P.S.) titulado: Diseño de una excitatriz en circuitos de estado sólido paa el motor síncrono del Molino de Clinker 10-82 en la Empresa Cementos Progreso, Planta La Pedrera, Zona 6, desarrollada por el estudiante Byron Odilio Arrivillaga Méndez.

Agradeciendo su fina atención, aprovecho la oportunidad para saludarle.

Atentamente,

ID Y ENSEÑAD A TODOS

Ing. Roberto Urdiales Contreras
Director
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica

RUC/sdem.

cc. Archivo.



**Antes de empezar a volar
De muchos aprendí a gatear y a caminar.**

ÍNDICE GENERAL

	Pag.
ÍNDICE DE ILUSTRACIONES	III
INTRODUCCIÓN	IV
OBJETIVOS	VI
1. PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO	1
1.1. Máquinas sincronas elementales	1
1.2. Controles de estado sólido y tiristores	5
1.2.1. Tiristores	6
1.2.1.1.Principio de enclavamiento	6
1.2.1.2.Disparo	9
1.2.1.3. Ruptura	10
1.2.1.4.Caída por baja corriente	10
1.2.1.5.Caída por polarización inversa	10
1.2.2. Rectificador controlado de silicio (SCR)	10
1.2.2.1.Voltaje de bloqueo	15
1.2.2.2.Formas de disparo de los tiristores	15
1.2.2.3.Acoplamiento óptico	16
1.2.2.4.Acoplamiento mediante transformadores de pulso	17
1.2.3. Protección de tiristores	19
1.2.3.1.Circuitos de protección de compuerta	19
1.2.3.2.Protección contra di/dt	20
1.2.4. Tipos de tiristores	22
1.2.4.1.Tiristores de control de fase	22
1.2.5. Técnicas de conmutación	23
1.2.5.1.Conmutación natural	24
1.2.5.2.Conmutación forzada	24
1.2.6. Rectificadores controlados	25
2. Diseño	27
2.1. Definición de las especificaciones del proyecto	28

2.2. Esquema general	28
2.3. Diseño del sistema de potencia	30
2.4. Diseño del sistema de control	32
2.4.1. Entrada de referencia	33
2.4.2. Control de potencia	35
2.4.3. Tomas de muestra	37
2.4.4. Alarmas	38
2.4.4.1. Importancia de las alarmas	38
2.4.4.2. Alarma de temperatura	38
2.4.4.3. Alarma de fusible	39
2.4.4.4. Alarma de bajo voltaje	40
2.4.4.5. Alarma de sobre voltaje	40
2.5. Circuito final	42
2.6. Montaje	44
2.7. Costos	45
CONCLUSIONES	46
RECOMENDACIONES	48
BIBLIOGRAFIA	50

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

Figuras	Pag.
1. Diagrama de flujos internos en un motor sincrónico	1
2. Distribución de flujo magnético	2
3. Excitación del rotor mediante una fuente externa	4
4. Excitación del rotor mediante una fuente montada en este	4
5. Ubicación de los anillos rozantes y las escobillas	5
6. Circuito equivalente del candado	7
7. Voltajes en el circuito equivalente del candado	8
8. Curva característica del SCR	11
9. Hoja técnica de un SCR	12
10. Acoplador óptico	16
11. Acoplamiento mediante transformadores de pulso	18
12. Circuitos de protección de compuerta	19
13. Protección contra di/dt	20
14. Protección contra dv/dt	21
15. Conmutación natural	24
16. Circuito de control de fase	26
17. Diagrama de un circuito retroalimentado	29
18. Ciclo de trabajo de un sistema retroalimentado	29
19. Diagrama del sistema de potencia	33
20. Diagrama simplificado	34
21. Diagrama del circuito de toma de muestra	37
22. Diagrama de la alarma de temperatura	39
23. Diagrama de la alarma de fusible	40
24. Diagrama de la alarma de bajo voltaje	41
25. Diagrama de la alarma de sobre voltaje	41
26. Circuito final	43

TABLAS

	Pag.
I. Características del ECG 5574	31
II. Características del ECG 6157	31

INTRODUCCIÓN

La producción de corriente directa a partir de corriente alterna, desde un plano puramente eléctrico, se puede conseguir por medio de un generador de corriente directa acoplado mecánicamente a un motor de corriente alterna. Este método es totalmente funcional, pero el presente trabajo trata de optimizar esta tarea encontrando una solución en la electrónica de potencia. La corriente directa en este caso particular es usada como excitatriz de un motor sincrónico que sirve para mover un molino de Clinker, esta es una etapa en la producción del cemento, en la empresa Cementos Progreso. Se llama, cemento a varios pegamentos, pero de preferencia al material para unir, que se usa en la construcción de edificios y obras de ingeniería civil.

La empresa Cementos Progreso tiene a la producción de cemento Portland, como principal tarea. Este se fabrica en cuatro etapas básicas:

1. Trituración y molienda de la materia prima
2. Mezcla de los materiales en las proporciones correctas, para obtener el polvo crudo.
3. Calcinación del polvo crudo
4. Molienda del producto calcinado, conocido como clinker, junto con una pequeña cantidad de yeso.

Como lo indican los párrafos anteriores, la fabricación del cemento es el resultado de una serie de etapas, estas incluyen, en la etapa de molienda, y en el caso específico en que el molino se mueve a base de un motor sincrónico, la necesidad de excitación DC en el motor usado en la molienda del clinker.

Los sistemas tradicionales de excitación en este tipo de equipo presentan inconvenientes tales como: necesidad de lubricación, desgaste de escobillas, en fin un costo elevado de mantenimiento. Por esta razón que surgió la necesidad de buscar una mejor solución para proporcionar esta excitación por algún medio que redujera estos inconvenientes.

En el presente trabajo se tratarán los siguientes aspectos:

- a) El análisis de una mejor solución para obtener una fuente de corriente que sirva de excitatriz de un motor sincrónico, usado para la molienda de Clinker en la empresa Cementos Progreso. Sustituyendo a un sistema tradicional de excitación conformado por un par motor - generador acoplados mecánicamente.
- b) Las fuentes de corriente directa conformadas por circuitos de estado sólido.
- c) El Control automático de circuitos de estado sólido.

El camino tomado para efectuar este trabajo está orientado en la electrónica de potencia, por lo cual se mostraran las ventajas y desventajas de este tipo de cambios: en fin, se tratara de presentar una guía que pueda servir de referencia en este tipo de tareas. El trabajo, inicialmente, se orienta con un marco teórico que servirá de soporte para la etapa de diseño.

Objetivos

Objetivo del trabajo

- Diseñar e implementar una excitatriz de estado sólido para el motor sincrónico del molino de clínker 10-82 de la empresa Cementos Progreso. Y en el proceso:
- Minimizar el mantenimiento y sus costos en la excitatriz de los molinos de clínker en la empresa Cementos Progreso.
- Fomentar el uso de la electrónica de potencia en aplicaciones a gran escala.
- Introducir el uso de tecnología de manufactura guatemalteca en empresas de nuestro medio.

Ventajas

El uso de electrónica de potencia para reemplazar equipo eléctrico (como en nuestro caso) es sumamente ventajoso, porque:

- a. Carencia casi total de mantenimiento lo que representa un costo de mantenimiento bajo.
- b. Mejores características eléctricas. Las respuestas de los dispositivos semiconductores son casi instantáneas ya que estas no dependen de elementos mecánicos sino de fenómenos eléctricos. Otra característica, es la mejor estabilidad pues los elementos semiconductores no sufren desgaste por lo que su respuesta es constante al pasar el tiempo.
- c. Mayor fiabilidad y vida: un elemento semiconductor como se menciona no sufre desgaste lo cual le da una vida útil muy larga.
- d. Ausencia de vibraciones: las vibraciones son provocadas por movimientos en las partes mecánicas, por lo que en los semiconductores no existen.

- e. No hay arco eléctrico: este esta dado usualmente en los contactos mecánicos. La conexión y desconexión en los semiconductores es dada gracias a un fenómeno eléctrico dentro de los materiales, por lo que no hay arco eléctrico. Esto evita todos los inconvenientes a que esto da lugar (desgaste de contactos, generación de ruido electromagnético, etc.).
- f. El equipo electrónico cuenta con un sistema de alarmas que podrán ser usadas para efectos de control de un autómeta, o bien para simple inspección remota. Las alarmas proveen una retroalimentación que puede desconectar el equipo automáticamente en situaciones que se considere pertinente. Las mencionadas alarmas son: control de bajo nivel de voltaje de salida, de alto nivel de voltaje de salida, de bajo nivel de corriente, Protección de sobrecarga, control de temperatura elevada (Sobre el nivel de trabajo de los tiristores). Estas ofrecen una fiabilidad mayor al equipo.

Desventajas

Sólo mencionar las ventajas de la electrónica de potencia puede ser suficiente para pensar en la actualización de equipo como el par motor-generador de este caso: pero deben considerarse algunos inconvenientes que también surgen al usar dispositivos de estado sólido, antes de proponer un cambio.

Uno de los inconvenientes que se puede mencionar es que la generación de armónicos de un sistema de este tipo es mayor, pues la forma de onda resultante tiene caídas abruptas que tienen componentes de alta frecuencia en mayor grado que las formas de onda que no tiene este tipo de caídas. Este es un inconveniente porque se produce una señal de ruido.

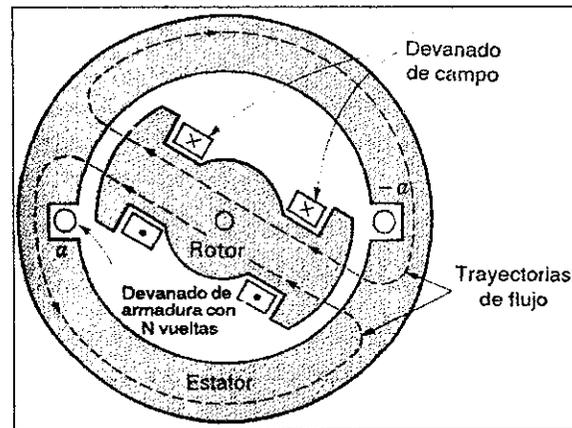
Un parámetro importante a mencionar es la necesidad de personal calificado para el mantenimiento e instalación de dicho equipo, por lo que se debe tomar en cuenta éste, como un factor económico.

1. PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO

1.1. Máquina sincrónicas elementales

El devanado de armadura en una máquina sincrónica está en la mayoría de los casos en el estator, y el devanado de campo, en el rotor. Este, se excita mediante corriente directa. Esta corriente pasa a través de unas escobillas de carbón, que descansan sobre anillos deslizantes. La ubicación de los devanados está dada por la particular forma de construcción de la máquina. Es conveniente tener un devanado de baja potencia en el rotor. el devanado de la armadura consta de bobinas de N vueltas. Se expondrá el caso específico de una máquina sincrónica de dos polos.

Figura No.1. Diagrama de flujos internos en un motor sincrónico



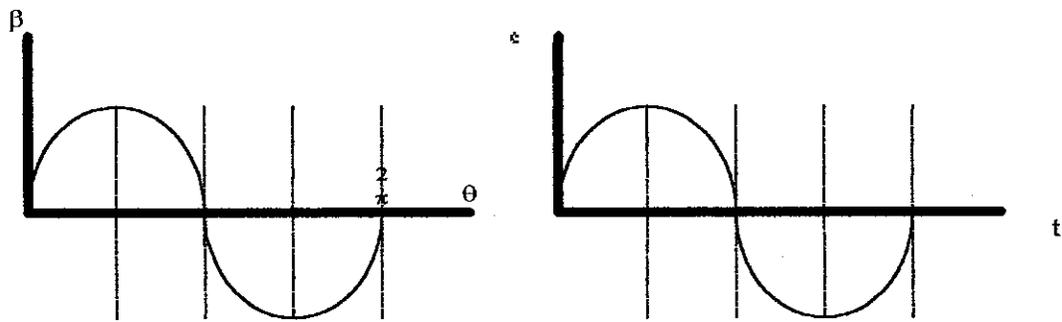
FUENTE: Teoría y análisis de las máquinas eléctricas.

En la figura anterior se observan los lados de la bobina diametralmente opuestos a a y $-a$; dentro de ranuras angostas en la periferia interior del estator. Los conductores que forman dichos lados son paralelos al eje de la máquina y están conectados en serie mediante conexiones en los extremos.

En forma esquemática se indican las trayectorias del flujo, mediante líneas punteadas.

También en la figura número uno se muestra una distribución radial idealizada de la densidad de flujo B en el entrehierro pero debe prestarse atención a la figura número dos que amplía la información. La onda de densidad de flujo en las máquinas reales se puede aproximar a una distribución senoidal mediante una conformación adecuada de las caras polares. Cuando el campo magnético del estator gira en el rotor la onda de flujo barre los lados a y $-a$ de la bobina, gracias al voltaje en las bobinas se produce un par.

Figura No. 2. Distribución de flujo magnético.



a) movimiento angular b) densidad de flujo magnético

FUENTE: Gourishankar, Conversión de energía electromecánica.

El campo magnético en el estator es una función variable en el tiempo que tiene la misma forma de onda de la corriente que lo produce. Su frecuencia en ciclos por segundo es la misma que la velocidad del rotor en revoluciones por segundo; es decir, la frecuencia eléctrica está sincronizada con la velocidad mecánica y es la razón del nombre de la máquina sincrónica.

En el motor sincrónico se suministra la corriente alterna al devanado de armadura, y además una excitación de corriente directa al devanado de campo. El funcionamiento se debe a que el campo magnético producido por las corrientes de armadura gira a velocidad sincrónica.

Para producir un par electromagnético estable los campos magnéticos del estator y los del rotor deben de ser constantes en amplitud, y a la vez estacionarios. Se aplica en el estator un conjunto de corrientes trifásicas en un devanado trifásico de armadura, produciendo un campo magnético uniforme giratorio, por lo cual, hay presentes dos campos magnéticos en la máquina y el campo del rotor tenderá a alinearse con el campo del estator, en igual forma como tenderían a alinearse dos barras magnéticas si se colocan cerca una de otra. Puesto que el campo magnético del estator está girando, el campo magnético del rotor (y el rotor mismo) constantemente tratará de alcanzarlo.

En un motor el par electromagnético está en la dirección de giro y compensa al par de reacción necesario para impulsar la carga mecánica. El flujo que produce las corriente en la armadura de un motor sincrónico gira adelante del que produce el campo y por esto efectúa un trabajo. El principio básico de operación de un motor sincrónico es que el rotor "caza" el campo magnético giratorio del estator alrededor de un círculo y nunca lo alcanza completamente.

Como ya se mencionó debe de suministrarse alimentación de corriente directa al circuito de campo del rotor. Como el rotor está en movimiento es necesario emplear medios especiales para que esta energía llegue al campo eficientemente. Tradicionalmente, se emplean dos soluciones:

- Suministrar la energía de corriente directa al rotor desde una fuente externa por medio de anillos rozantes y escobillas, que es el caso que enfrenta este trabajo.
- Proveer la energía de corriente directa por medio de una fuente especial montada directamente sobre el eje de la máquina sincrónica.

Figura No. 3. Excitación del rotor mediante fuente externa

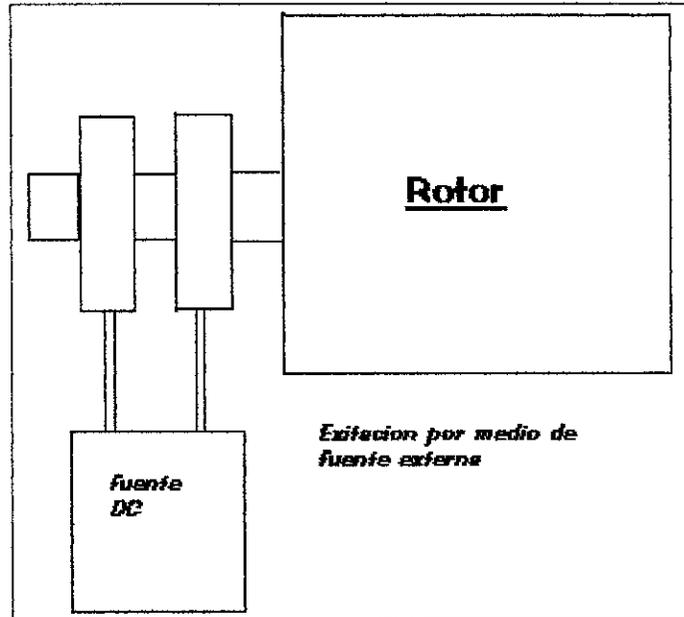
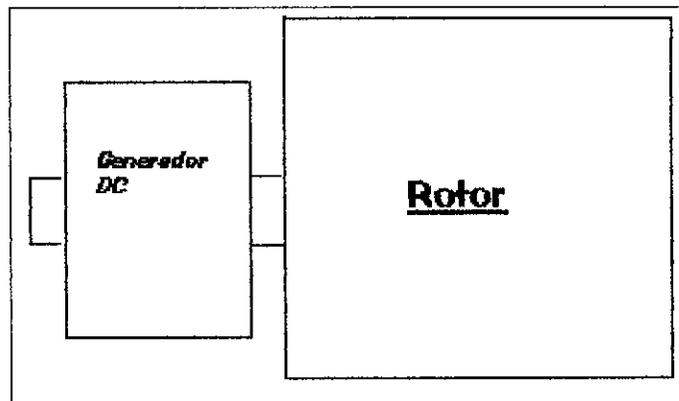


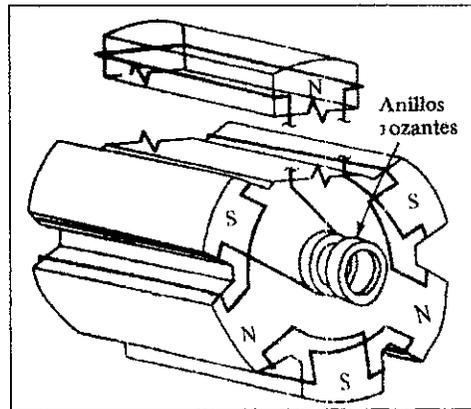
Figura No. 4. Excitación del rotor mediante una fuente montada en este



Los anillos rozantes son aros metálicos que rodean el eje de la máquina, totalmente aislados. Cada extremo del arrollamiento del rotor está conectado a un anillo y sobre cada anillo hace contacto una escobilla. Estas escobillas son conectadas a los terminales positivo y negativo de una externa fuente de corriente directa, por lo que ésta quedará aplicada al arrollamiento de campo; sin importar la posición angular ni la velocidad del rotor. La figura cinco muestra la posición de las escobillas.

La eficiencia del sistema con anillos rozantes y escobillas no es la mejor, pues causa algún problema en la máquina por la periodicidad con que debe revisarse el estado de desgaste, debido al rozamiento mecánico. También unido a esto existe una caída de voltaje en las escobillas que puede ser causa de considerables pérdidas de potencia en máquinas con alta corriente de campo. A pesar de estos problemas, en todas las máquinas sincrónicas pequeñas se emplean anillos rozantes con escobillas debido a que es el método funcional menos costoso de suministrar la corriente de campo.

Figura No. 5. Ubicación de los anillos rozantes y las escobillas.



FUENTE: Chapman, Maquinas eléctricas

1.2. Controles de estado sólido y tiristores

El proceso de fabricación de controles de estado sólido para motores ha progresado a tal punto, que cualquier problema de control de potencia puede resolverse mediante su utilización. Con estos controles de estado sólido es posible manejar motores de corriente directa a partir de fuentes de potencia de corriente alterna o motores de corriente alterna a partir de fuentes de corriente directa. Aún más: es posible cambiar potencia en corriente alterna de una frecuencia a potencia de corriente alterna de otra frecuencia.

Además, los costos de los sistemas de control de estado sólido han tenido decrecimiento dramático, mientras que su confiabilidad se ha incrementado. La versatilidad y relativo bajo costo de los controladores y accionamiento de estado sólido han permitido muchas nuevas aplicaciones de los motores de corriente alterna en aquellos trabajos que formalmente se realizaban con máquinas de corriente directa. Asimismo, los motores de corriente directa han aumentado su flexibilidad desde la aplicación de los controladores de estado sólido.

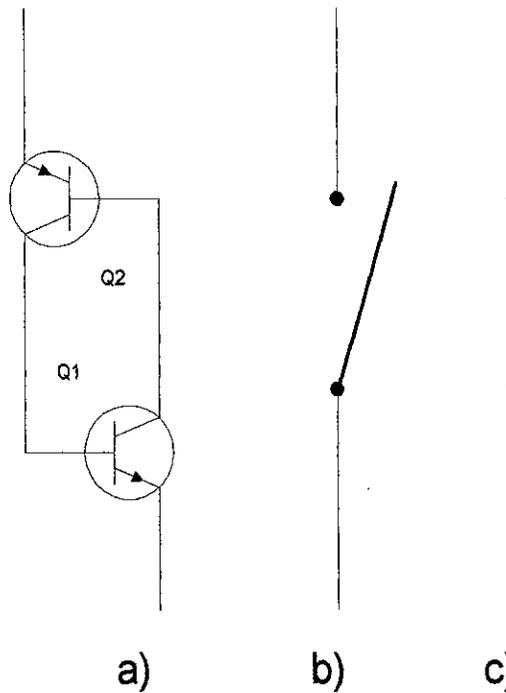
1.2.1. Tiristores

Se conoce como tiristor a los dispositivos semiconductores formados por cuatro capas, que mediante retroalimentación interna produce un enclavamiento o enganche el cual es la base de su funcionamiento. Estos, únicamente pueden trabajar como interruptores, y no poseen región de funcionamiento en que se puedan usar como amplificadores. Su principal aplicación es la de controlar grandes corrientes de carga en: motores, calefactores, sistemas de iluminación y otros dispositivos similares.

1.2.1.1. Principio de enclavamiento

La idea de *lach* (elemento de memoria) es el punto de partida para explicar los tiristores, como el mostrado en la figura número seis, la cual nos referiremos en explicación siguiente. Debe notarse que el transistor Q1 es un dispositivo pnp y que el transistor Q2 es un dispositivo npn. La interconexión de ambos hace que, el colector de Q1 excite la base de Q2, y el colector de Q2 excite la base de Q1.

Figura No. 6. Circuito equivalente del candado



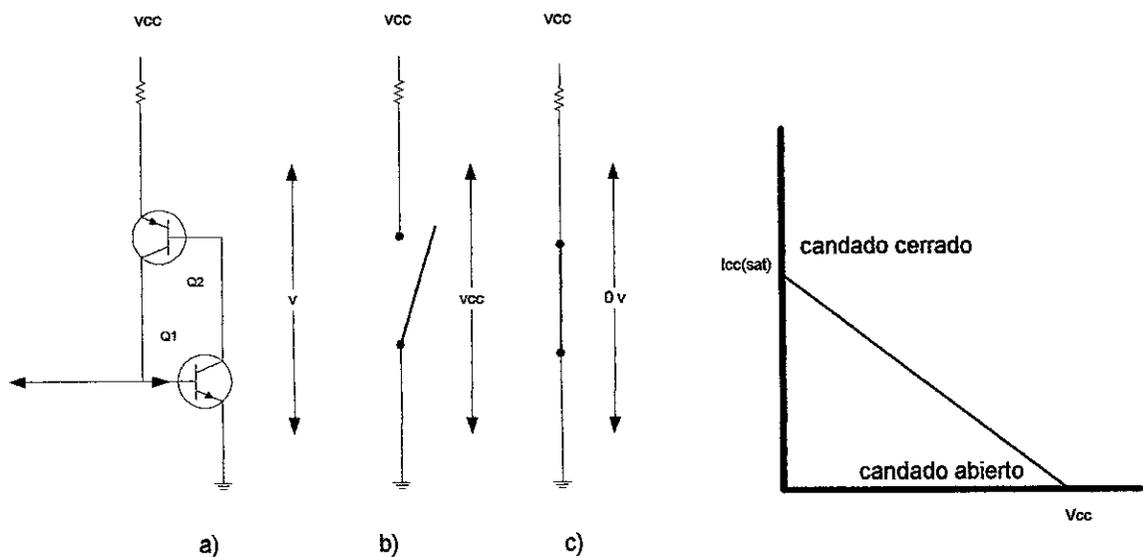
- a) Circuito equivalente del candado. b) Equivalente a un candado cerrado. c) Equivalente a un candado abierto.

FUENTE: Boylestad, Analisis introductorio de circuitos.

El circuito trabaja sobre la base de una retroalimentación positiva, también llamada regeneración. Un cambio de corriente en cualquier punto del lazo es amplificada y regresada, con la misma fase, al punto de partida. Por ejemplo, si aumenta la corriente en la base de Q2, la corriente en el colector de Q2 también aumenta. Esto fuerza más corriente de base a través de Q2, más corriente en el colector de Q1 y mayor corriente en la base de Q2. Este incremento en las corrientes continuará hasta que ambos transistores se saturen.

En este caso, el candado actuará como un interruptor cerrado. Por otra parte, si por alguna causa disminuye la corriente de base de Q2, la corriente de colector de Q2 también disminuirá. Esto reduce la corriente de base de Q1 y, consecuentemente, la corriente de colector de Q1 será menor, con lo cual se reduce aún más la corriente de base de Q2. Esta regeneración continua como un interruptor abierto.

Figura No. 7.



A) Voltajes en el circuito equivalente del candado como respuesta a un pulso corto. B) Candado abierto. C) Candado cerrado. D) Recta de carga.

FUENTE: Boylestad, Análisis introductorio de circuitos.

Los dos estados de candado son cerrado o abierto, y permanecerá indefinidamente en cualquiera de ellos. Si está abierto, permanecerá así, hasta que algo ocasione que se cierre es decir un aumento de la corriente entre ánodo y cátodo, por otro lado no saldrá de su estado conducción hasta que se inicie el proceso de bloqueo, como se nota en la figura número siete.

1.2.1.2. Disparo

Es proceso de cerrar un candado, aplicando un voltaje que polarice directamente a cualquiera de las bases. Por ejemplo, un pulso de disparo aplicado en la base de Q2, suponiendo que el candado está abierto antes de aplicarse el pulso; en este caso el voltaje de alimentación aparece en los extremos del candado abierto; esto corresponde a un punto de operación en el extremo inferior de la línea de carga (ver figura siete). En el instante en que se aplica el pulso de disparo, se polariza directamente la base de Q2, con lo cual empieza a conducir corriente el colector de Q2, inyectando corriente de base de Q1. Esta corriente en la base de Q1 ocasiona que aumente la corriente de colector de Q1, excitando con más intensidad la base de Q2. Debido a que es ahora la corriente de colector de Q1 la que suministra la corriente de base de Q2, ya no se necesita el pulso de disparo, una vez que la regeneración ha comenzado, mantendrá por sí misma llevando ambos transistores a la saturación. La corriente de entrada mínima necesaria para iniciar la acción de regeneración se llama corriente de disparo.

Los análisis anteriores se basan en que se pueden considerar como cortocircuitos, los transistores cuando están saturados, por lo que el candado está cerrado. Idealmente, es por lo que el candado deberá tener una caída de voltaje cero al estar cerrado, lo que equivale al punto de operación en el extremo superior de la línea de carga.

1.2.1.3. Ruptura

La segunda forma de cerrar un candado es por ruptura. Este proceso se da con un voltaje de alimentación V_{cc} grande, lo suficiente como para llegar al punto de ruptura de cualquiera de los diodos de colector. Al iniciarse el proceso de ruptura, fluye corriente de uno de los colectores y excita la base del otro. El efecto es el mismo que si la base hubiera recibido un pulso de disparo. A pesar de que este fenómeno principal con la ruptura de uno de los diodos de colector, termina con ambos transistores en estado de saturación.

1.2.1.4. Caída por baja corriente

Una vez está conduciendo el candado, permanecerá en este estado. Una forma de sacarlo de este estado, o sea abrir el candado, es reducir la corriente de carga a cero. Esto obliga a los transistores a salir de saturación y regresar al estado corte; por lo tanto, el candado se abre.

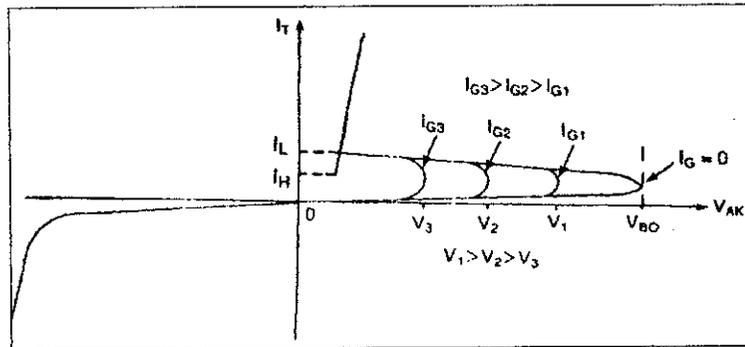
1.2.1.5. Caída por polarización inversa

Otra manera de abrir un candado es por medio de un pulso de disparo de polarización inversa. Este disparo negativo logra que la corriente de base de Q2 disminuya; y obliga a que la corriente de base de Q1 disminuya también, debido a que la corriente de colector Q1 también disminuye. La regeneración rápidamente llevará ambos transistores a corte, lo que abre el candado.

1.2.2. Rectificador controlado de silicio (SCR)

Se puede decir que es el miembro más popular de la familia de los tiristores. Es un dispositivo de cuatro capas con únicamente tres terminales externas; comúnmente es conocido como rectificador controlado de silicio (SCR) cuyo símbolo se muestra en la figura ocho. Como su nombre lo sugiere, es un diodo controlado. La característica de que su voltaje de encendido o de ruptura directa pueda ajustarse, haciendo que una corriente entre al dispositivo por terminal denominado compuerta. Cuanto más grande es la corriente de compuerta menor será el valor de V_{bo} , estos detalles se notaran en la curva característica, si se escoge un SCR cuyo voltaje de ruptura directa, sin señal de compuerta, sea más grande que el más alto presente en el circuito, el SCR podrá conducir solamente si se aplica corriente a la compuerta.

Fig. No. 8. Curva característica de SCR



FUENTE: Boylestad, Análisis Introductorio de circuitos.

Un rectificador controlado de silicio (SCR) es un dispositivo de cuatro capas, es decir cuatro regiones contaminadas separadas en dos transistores, como se muestra en la figura nueve. Por lo tanto, el SCR es un candado con una entrada de disparo.

La compuerta de un SCR es muy similar a un diodo por tal motivo, se necesita por lo menos 0.7 V para disparar a un SCR. Además, para iniciar la regeneración se requiere una cierta corriente de entrada mínima. Las hojas técnicas de datos indican los valores del voltaje de disparo y de la corriente de disparo del SCR. Por ejemplo:

Fig. No. 9: Hoja técnica

Three quadrant triacs guaranteed commutation

BTA204 series D, E and F

GENERAL DESCRIPTION

Passivated guaranteed commutation triacs in a plastic envelope, intended for use in motor control circuits or with other highly inductive loads. These devices balance the requirements of commutation performance and gate sensitivity. The "sensitive gate" E series and "logic level" D series are intended for interfacing with low power drivers, including micro controllers.

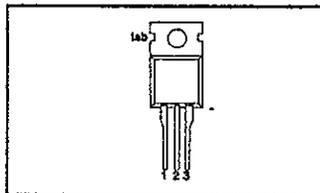
QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	MAX.	MAX.	UNIT
V_{DRM}	Repetitive peak off-state voltages	BTA204-500D	600D	-	V
		BTA204-500E	600E	800E	
		BTA204-500F	600F	800F	
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	4	4	4	A
I_{TSM}	Non-repetitive peak on-state current	25	25	25	A

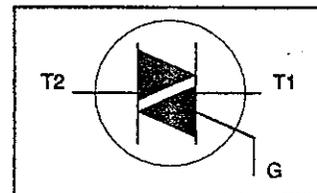
PINNING - TO220AB

PIN	DESCRIPTION
1	main terminal 1
2	main terminal 2
3	gate
tab	main terminal 2

PIN CONFIGURATION



SYMBOL



LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.			UNIT
				-500 500 ¹	-800 600 ¹	-800 800	
V_{DRM}	Repetitive peak off-state voltages		-				V
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	full sine wave; $T_{mp} \leq 107^\circ\text{C}$	-	4			A
I_{TSM}	Non-repetitive peak on-state current	full sine wave; $T_1 = 25^\circ\text{C}$ prior to surge	-	25			A
I^2t	I^2t for fusing	$t = 20\text{ ms}$	-	27			A ² s
di/dt	Repetitive rate of rise of on-state current after triggering	$t = 16.7\text{ ms}$ $t = 10\text{ ms}$ $I_{TM} = 6\text{ A}; I_G = 0.2\text{ A}; di/dt = 0.2\text{ A}/\mu\text{s}$	-	100			A/ μs
I_{GM}	Peak gate current		-	2			A
V_{GM}	Peak gate voltage		-	5			V
P_{GM}	Peak gate power		-	5			W
$P_{G(AV)}$	Average gate power	over any 20 ms period	-	0.5			W
T_{mp}	Storage temperature		-40	150			$^\circ\text{C}$
T_1	Operating junction temperature		-	125			$^\circ\text{C}$

¹ Although not recommended, off-state voltages up to 800V may be applied without damage, but the triac may switch to the on-state. The rate of rise of current should not exceed 6 A/ μs .

Fig. No. 9: Hoja técnica

Three quadrant triacs
guaranteed commutation

BTA204 series D, E and F

THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th(j-mb)}$	Thermal resistance junction to mounting base	full cycle	-	-	3.0	K/W
		half cycle	-	-	3.7	K/W
$R_{th(j-a)}$	Thermal resistance junction to ambient	in free air	-	60	-	K/W

STATIC CHARACTERISTICS

$T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.			UNIT
					...D	...E	...F	
BTA204-								
I_{GT}	Gate trigger current ²	$V_D = 12\text{ V}; I_T = 0.1\text{ A}$ T2+ G+ T2+ G- T2- G-	-	-	5	10	25	mA
I_L	Latching current	$V_D = 12\text{ V}; I_{GT} = 0.1\text{ A}$ T2+ G+ T2+ G- T2- G-	-	-	6	12	20	mA
I_H	Holding current	$V_D = 12\text{ V}; I_{GT} = 0.1\text{ A}$ T2+ G+ T2+ G- T2- G-	-	-	6	12	20	mA
V_T	On-state voltage	$I_T = 5\text{ A}$	-	1.4	1.7			V
V_{GT}	Gate trigger voltage	$V_D = 12\text{ V}; I_T = 0.1\text{ A}$ $V_D = 400\text{ V}; I_T = 0.1\text{ A};$ $T_j = 125^\circ\text{C}$	0.25	0.4	1.5			V
I_D	Off-state leakage current	$V_D = V_{DRM(max)}$ $T_j = 125^\circ\text{C}$	-	0.1	0.5			mA

DYNAMIC CHARACTERISTICS

$T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.			TYP.	MAX.	UNIT
			...D	...E	...F			
BTA204-								
dV_D/dt	Critical rate of rise of off-state voltage	$V_{DM} = 67\% V_{DRM(max)}$ $T_j = 125^\circ\text{C}$; exponential waveform; gate open circuit	20	30	50	-	-	V/ μs
di_{comm}/dt	Critical rate of change of commutating current	$V_{DM} = 400\text{ V}; T_j = 125^\circ\text{C};$ $I_{T(RMS)} = 4\text{ A};$ $dV_{comm}/dt = 20\text{ V}/\mu\text{s}$; gate open circuit	1.0	2.0	2.5	-	-	A/ms
di_{comm}/dt	Critical rate of change of commutating current	$V_{DM} = 400\text{ V}; T_j = 125^\circ\text{C};$ $I_{T(RMS)} = 4\text{ A};$ $dV_{comm}/dt = 0.1\text{ V}/\mu\text{s}$; gate open circuit	5.0	-	-	-	-	A/ms
t_{gt}	Gate controlled turn-on time	$I_{TM} = 12\text{ A}; V_D = V_{DRM(max)}$ $I_G = 0.1\text{ A}; dI_G/dt = 5\text{ A}/\mu\text{s}$	-	-	-	2	-	μs

2 Device does not trigger in the T2-, G+ quadrant.

Fig. No. 9: Hoja técnica

Philips Semiconductors

Product specification

Three quadrant triacs
guaranteed commutation

BTA204 series D, E and F

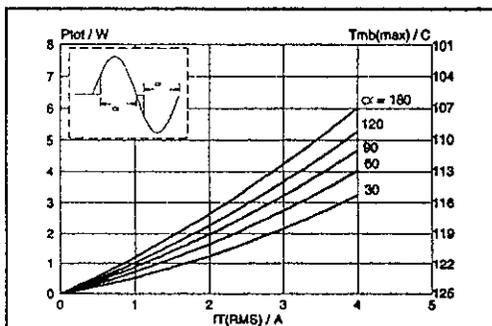


Fig. 1. Maximum on-state dissipation, P_{on} versus rms on-state current, $I_{T(RMS)}$, where α = conduction angle.

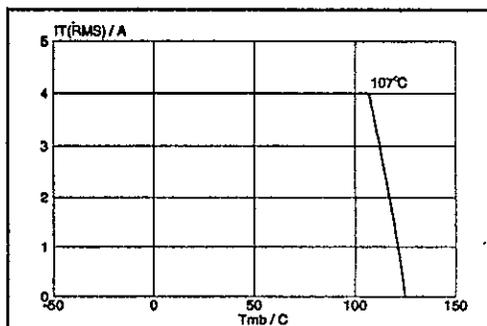


Fig. 4. Maximum permissible rms current $I_{T(RMS)}$, versus mounting base temperature T_{mb} .

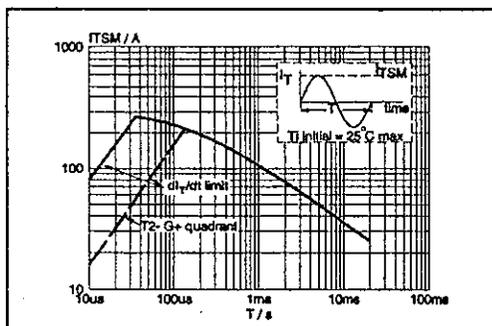


Fig. 2. Maximum permissible non-repetitive peak on-state current I_{TSM} versus pulse width t_p for sinusoidal currents, $t_p \leq 20ms$.

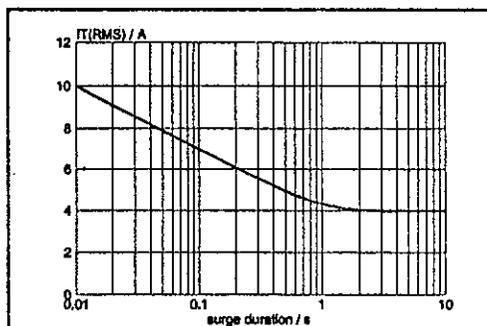


Fig. 5. Maximum permissible repetitive rms on-state current $I_{T(RMS)}$ versus surge duration, for sinusoidal currents, $f = 50 Hz$; $T_{mb} \leq 107^\circ C$.

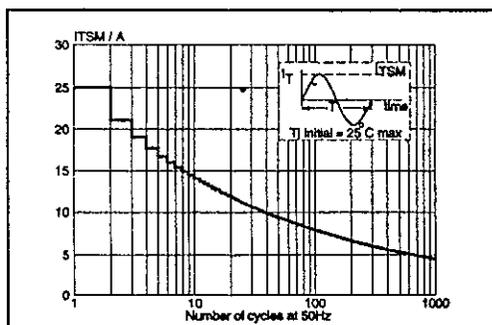


Fig. 3. Maximum permissible non-repetitive peak on-state current I_{TSM} versus number of cycles, for sinusoidal currents, $f = 50 Hz$.

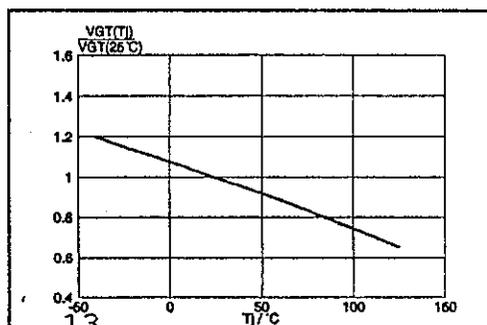


Fig. 6. Normalised gate trigger voltage $V_{GT}(T_j)/V_{GT}(25^\circ C)$, versus junction temperature T_j .

December 1998

3

Rev 1.000

Fuente://http://www.phillipsECG.com/bta204-series_d_t_f_2.htm

1.2.2.1. Voltaje de bloqueo

Los SCR no están diseñados para operación en ruptura. Dependiendo del tipo de SCR, los voltajes de ruptura varían entre 50V y 2500 V. La mayor parte de los SCR están diseñados para cerrarse por disparo y para abrirse por poca corriente. En otras palabras, un SCR permanece abierto hasta que un pulso de disparo excita la compuerta. Entonces, el SCR conmuta del estado y permanece conduciendo, aún cuando desaparezca el pulso de disparo. La única forma de abrir un SCR, es por medio de una apertura por baja corriente.

Muchos técnicos piensan en el SCR como un dispositivo que bloquea un voltaje hasta que es disparado. Por esta razón, voltaje de ruptura es conocido también en las hojas técnicas de datos como el voltaje de bloqueo directo.

1.2.3. Formas de disparo de los tiristores

Existe un común en las aplicaciones con tiristores y es que aparecen diferentes potenciales en sus terminales; es decir, hay una marcada diferencia entre los potenciales de control y los controlados. Los circuitos de potencia están expuestos a un alto voltaje, por lo general mayor de 100 V, el circuito de compuerta, por las características de construcción de los dispositivos, se deben mantener a un voltaje bajo, típicamente de 12 a 30 v esto varía y depende de la construcción del dispositivo, por lo que debe de verificarse en la hoja técnica antes de usar esto como regla universal. Analizando lo anteriormente expuesto, es obvio que se necesita de un circuito de aislamiento que pueda llevar a cabo la tarea de impulsar las corrientes de compuerta.

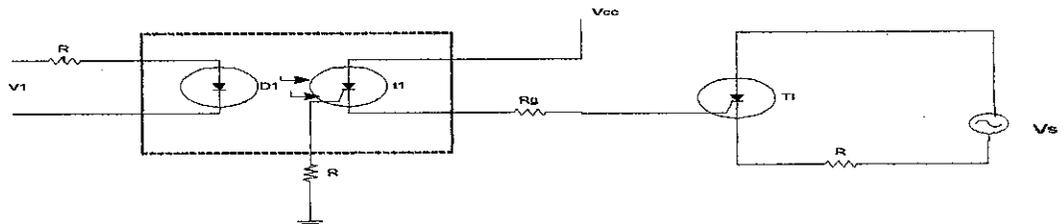
Este aislamiento se puede proporcionar mediante varias técnicas:

- a. Acoplamiento óptico
- b. transformadores de pulso
- c. Acoplamiento directo

1.2.3.1. Acoplamiento óptico

Un acoplador óptico podría ser un fototransistor o un foto SCR, un pequeño pulso de entrada en el diodo emisor de luz infrarroja (ILED) activando el foto tiristor. Este tipo de aislamiento requiere de una fuente de alimentación de energía por separado, lo que aumenta el costo y el peso del circuito de disparo.

Fig. No. 10. Acoplador óptico



1.2.3.2. Acoplamiento mediante transformadores de pulso

Otra configuración para acoplamiento de tiristores se logra por medio de transformadores de pulso, cuando se aplica un pulso de voltaje adecuado en la base del transistor conmutado Q1 (mostrado en la figura once), el transistor se satura y el voltaje de corriente directa aparece a través del primario del transformador, produciendo un voltaje pulsado sobre el secundario del transformador, el cual es aplicado entre la compuerta del tiristor y su cátodo.

Cuando se elimina el pulso de la base del transistor Q1, el transistor se desactiva apareciendo un voltaje de polaridad opuesto inducido en el primario del transformador por lo que el diodo de marcha libre conduce. La corriente debida a la energía magnética del transformador se reduce desde la corriente de marcha libre hasta cero.

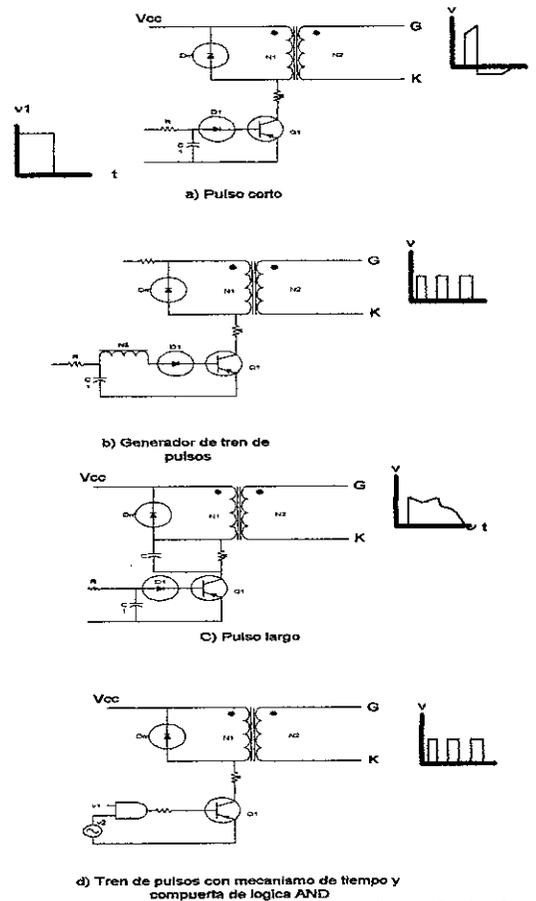
Durante esta reducción transitoria, un voltaje inverso correspondiente se induce en el secundario. El ancho de pulso se puede hacer más largo, conectando un capacitor a través de la resistencia, tal y como se muestra en la figura. El transformador conduce corriente unidireccional y el núcleo magnético se saturará, limitando por la tanto el ancho de pulso. En este tipo de aislamiento es adecuado para pulsos típicamente de 50 μ s a 100 μ s. En muchos convertidores de potencia con cargas inductivas, el período de conducción depende del factor de potencia de la carga por lo tanto, el inicio de la conducción del tiristor no queda bien definido.

En esta situación, a menudo resulta necesario disparar los tiristores en forma continua. Sin embargo, una conmutación continua aumenta las pérdidas en el tiristor. Se puede obtener un tren de pulsos, cosa que resulta preferible, mediante un embobinado auxiliar, tal como se muestra en la figura once.

Cuando se activa el transistor Q1, de tal forma que el diodo D1 queda con polarización inversa y Q1 se desactiva. Entretanto, el capacitor C1 se carga a través de R1 y vuelve a activar a la se desactiva. entretanto, el capacitor C1 se carga a través de R1 y vuelve a activar a Q1 . Este proceso de activación y desactivación continuará siempre que exista una señal de entrada V1 al circuito aislador.

En vez de utilizar el embobinado auxiliar como oscilador de bloqueo, se podría generar un tren de pulsos mediante una compuerta lógica AND con un oscilador (o un mecanismo de tiempo).

Fig. No. 11. Acoplamiento mediante transformadores de pulso



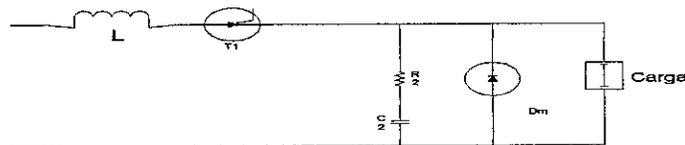
FUENTE: Boylestad, Análisis introductorio de circuitos

1.2.4. Protección de tiristores

1.2.4.1. Circuitos de protección de compuerta

La salida de las compuertas de cualquiera de los métodos anteriores se conecta entre compuerta y cátodo. Para la protección del tiristor se pueden aplicar cualquiera de los circuitos que aquí discutiremos y que aparecen en la figura doce.

Fig. No. 12. Circuitos de protección de compuerta



FUENTE: Boylestad, Análisis introductorio de circuitos

La resistencia R_g de la parte a de figura 12 aumenta la capacidad dv/dt del tiristor, reduce el tiempo de desactivación y aumenta las corrientes de mantenimiento y de enganche. El capacitor en la parte b de la figura 12 elimina los componentes de ruido de alta frecuencia, aumenta la capacidad dv/dt y el tiempo de retraso de la compuerta. El diodo de la parte c de la figura 12 protege la compuerta de un voltaje negativo. Sin embargo, para SCR asimétricos, es deseable tener cierta cantidad de voltaje negativo de compuerta, para mejorar la capacidad dv/dt y también para reducir el tiempo de desactivación. Todas las características se pueden combinar, tal como se muestra en la parte d de la figura 12, en la que el diodo solo permite pulsos positivos, la resistencia amortigua cualquier oscilación transitoria y limita la corriente de compuerta.

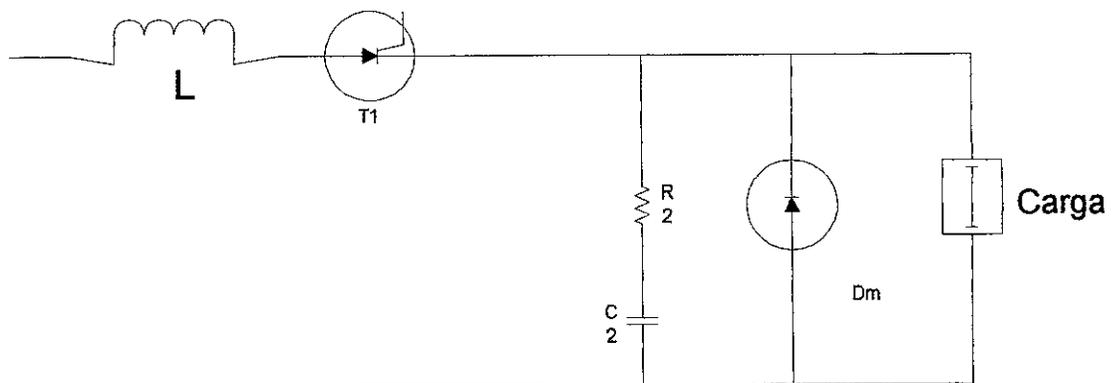
1.2.4.2. Protección contra di/dt

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

Los dispositivos prácticos deben protegerse contra un di/dt. El circuito siguiente bajo operación de régimen permanente, Dm conduce cuando el tiristor está desactivado. Si el tiristor se dispara cuando Dm aún está conduciendo, di/dt puede resultar muy alto y solamente limitado por la inductancia dispersa del circuito.

Un circuito práctico, recomendado para limitar di/dt es añadir un inductor en serie. El di/dt directo es entonces $di/dt = V_s/L_s$, donde L_s es la inductancia en serie, que incluye cualquier inductancia dispersa.

Fig. No. 13. Protección contra di/dt



FUENTE: Mohanned, Power electronics: converters, applications, and design

Si se aplicara un escalón de voltaje en las terminales de un tiristor como en la parte a de la figura 14, este debe soportar un dv/dt suficientemente alto que podría disparar el dispositivo incluso sin presencia de corriente en su compuerta. El dv/dt se puede limitar conectando el capacitor C_s , como aparecen en la parte b de la figura 14. cuando el tiristor se active, la corriente de descarga del capacitor estará limitada por el resistor R_s , como aparece en la parte d de la figura 14.

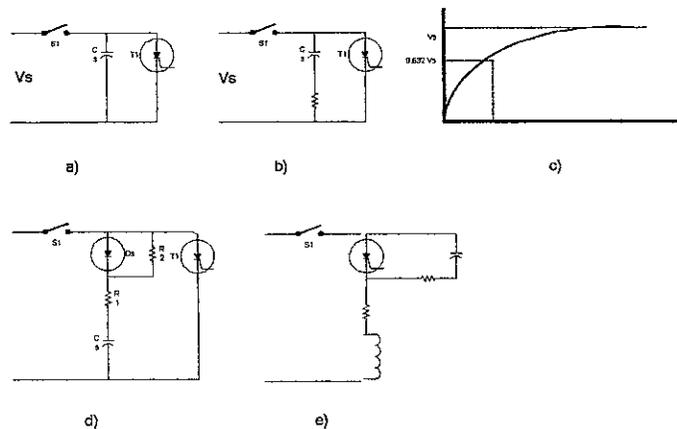
Como un circuito RC conocido como circuito freno, el voltaje a través del tiristor se elevará en forma exponencial, como lo muestra la figura 14c estará dado a partir de

$$dv/dt = 0.632 V_s / \tau = 0.632 V_s / (R_s C_s)$$

El valor de la constante de tiempo del freno $\tau = RC$ se puede determinar de la ecuación a partir de un valor conocido de dv/dt . El valor de R_s se encuentra a partir de la corriente de descarga $I(TD)$.

$$R_s = V_s / I(TD)$$

Fig. No. 14. Protección contra dv/dt



FUENTE: Rashid, Electronica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones:

1.2.5. Tipos de tiristores

Los tiristores se fabrican casi exclusivamente por difusión. La corriente de ánodo requiere de un tiempo finito para propagarse por toda el área de la unión, desde el punto cercano a la compuerta cuando inicia la señal de la compuerta para activar el tiristor. Para controlar el di/dt , el tiempo de activación y el tiempo de desactivación, los fabricantes utilizan varias estructuras de compuerta. Dependiendo de la construcción física y del comportamiento de activación y de desactivación, los tiristores se pueden clasificar como:

1. Tiristores de control de fase (SCR)
2. Tiristores de conmutación rápida (SCR)
3. Tiristores de desactivación por compuerta (GTO)
4. Tiristores de triodo bidireccional (TRIAC)
5. Tiristores de conducción inversa (RCT)
6. Tiristores de inducción estática (SITH)
7. Rectificadores controlados por silicio activados por luz (LASCR)
8. Tiristores controlados por FET (FET-CTH)
9. Tiristores controlados por MOS (MCT)

Para nuestro fin únicamente se detallaran el tiristor de control de fase.

1.2.5.1. Tiristor de control de fase

Este tipo de tiristor por lo general opera a la frecuencia de línea y se desactiva por conmutación natural. El tiempo de desactivación, es del orden de 50 a 100 μs . Esto es muy adecuado en especial para aplicaciones de conmutaciones a baja velocidad. También se les conoce como tiristores convertidores. Dado que un tiristor es, básicamente, un dispositivo

controlado y fabricado de silicio, también se conoce como rectificador controlado de silicio (SCR). El voltaje en estado activo, V_t , por lo común varía desde aproximadamente 1.15 V para 600 V, hasta 2.5 para dispositivos de 4,000 V; Los tiristores modernos utilizan una compuerta amplificadora, que se dispara un tiristor auxiliar T_a mediante una señal de compuerta y de allí la salida amplificada de T_a se aplica como señal de compuerta al tiristor principal T_m . La compuerta amplificadora permite características altamente dinámicas como dv/dt típicas de 1000 V/ μs y di/dt de 500 A/ μs , simplificando el diseño de los circuitos para reducir el inductor limitante di/dt y los circuitos de protección dv/dt .

1.2.6. Técnicas de conmutación

Por lo común un tiristor se activa mediante un pulso de compuerta y cuando este está activo o en modo de conducción su caída de voltaje es relativamente baja (entre 0.25 V y 2 V). Una vez activado el tiristor y satisfechos los requisitos de la carga, por lo general es necesario desactivarlo; esto significa que ha cesado la conducción directa en tiristor y que la reaplicación de un voltaje positivo en el ánodo no causará un flujo de corriente, sin la correspondiente aplicación de la señal de compuerta. La conmutación es el proceso de desactivación de un tiristor, y por lo general causa la transferencia del flujo de corriente a otras partes del circuito.

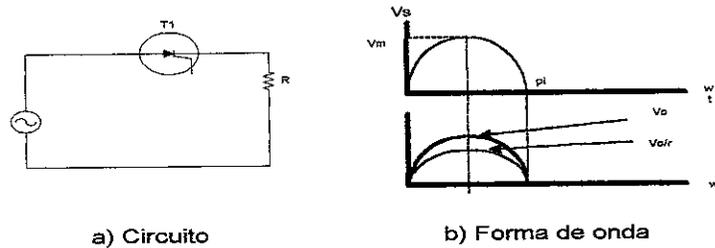
Normalmente, para llevar a cabo la desactivación en un circuito de conmutación se utilizan componentes adicionales. Junto con el desarrollo de los tiristores, se han desarrollado muchos circuitos de conmutación cuyo objeto es reducir la desactivación de los tiristores.

Aunque existen varias clasificaciones en este documento solo clasificaremos la conmutación como la natural y la forzada.

1.2.6.1. Conmutación natural

Si el voltaje de la alimentación es alterno, la corriente en el tiristor pasa a través de un cero natural, y en el tiristor aparece un voltaje inverso. Éste se desactiva automáticamente debido al comportamiento natural del voltaje de alimentación. Esto se conoce como conmutación natural o conmutación de línea. En la práctica, el tiristor se dispara sincrónicamente.

Fig. No. 15. Conmutación natural



1.2.6.2. Conmutación forzada

Cuando el voltaje en la entrada es directo, para desactivar al tiristor, la corriente en sentido directo del tiristor es obligada a pasar por cero a través de un circuito adicional. Existen siete maneras de lograr esta conmutación forzada las cuales sólo se mencionaran sin entrar en detalles debido a la naturaleza de este trabajo.

1. Autoconmutación
2. Conmutación por impulso
3. Conmutación por pulso resonante
4. Conmutación complementaria
5. Conmutación por pulso externo

6. Conmutación del lado de la carga

7. Conmutación del lado de la línea

Esta clasificación se basa en la disposición de los componentes del circuito de conmutación y en la forma en que la corriente del tiristor es forzada a cero. El circuito de conmutación está formado, por lo general, de: un capacitor, un inductor, y uno o más tiristores y/o diodos.

1.2.7. Rectificadores controlados

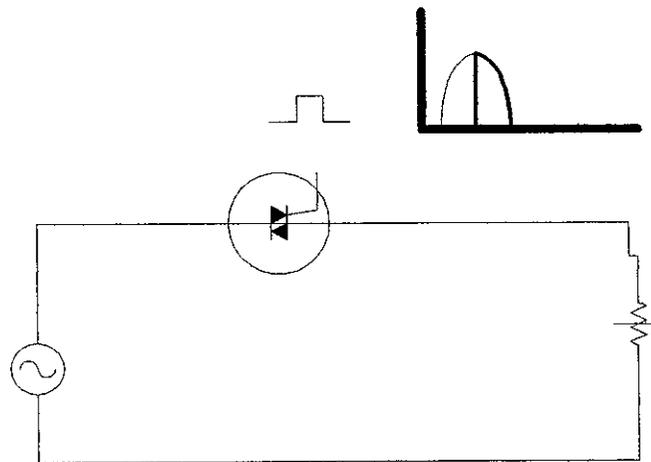
Un rectificador diseñado a partir únicamente de diodos sólo suministra un voltaje de salida fijo. Para obtener un voltaje de salida controlado, es necesario utilizar tiristores de control de fase en vez de diodos. Un tiristor de control de fase se activa aplicándole un pulso corto a su compuerta y se desactiva debido a la conmutación natural o de línea; en el caso de una carga altamente inductiva, se desactiva mediante el disparo de otro tiristor del rectificador durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada.

La conversión a corriente directa controlada a partir de corriente alterna es acompañada a partir de un control de fase en la mayoría de los casos este está a la frecuencia de la red.

Para una magnitud del voltaje de entrada alterno el promedio de salida dc puede ser controlada por retardos en el inicio de conducción del tiristor. En la figura siguiente un tiristor conectado a la frecuencia de línea, una fuente V_s , a una resistencia de carga.

En el medio ciclo positivo de V_s . La corriente es cero mientras $\omega t = \tau$ con el tiempo se le suministra un pulso positivo de corta duración a la compuerta del tiristor. En el resto del ciclo, la corriente fluye siguiendo la forma de onda ac hasta cero donde $\omega t = \pi$. Entonces el tiristor bloquea la corriente en el semiciclo negativo.

Fig. . No. 16 Circuito de control de fase



La corriente permanece en cero mientras $\omega t = 2\pi + \alpha$, otro pulso es aplicado en el siguiente ciclo pero no se muestra por simplicidad.

2. DISEÑO

La etapa de diseño es la final del trabajo, luego de la investigación y estudio de opciones se trata de elegir la óptima para este. El trabajo de diseño debe ser sistemático y ordenado, deteniéndose en cada paso para incluir mejoras.

La etapa de especificaciones del proyecto es una de las más importantes, esto es debido a que de aquí parte la toma de decisión que dará paso a paso la forma del proyecto. El estudio del funcionamiento final esperado y de las expectativas del proyecto nos da un punto de partida y un camino tanto en el ámbito económico, pues aquí es donde se dimensiona el proyecto, como de operabilidad del prototipo.

Las expectativas de prototipo podrían ser de dos tipos; La primera es un prototipo que cumpla con todos los requisitos de operabilidad esperados. Esto suele ser más costoso y con un estudio más largo. La segunda opción es la elaboración de un prototipo que solo demuestre que los principios usados son correctos. Esto representa un costo menor en la implementación.

El diseño se dividió en diferentes etapas que fueron planeadas de manera que se llegase al modelo final, óptimamente.

2.1. Definición de las especificaciones del proyecto

El proyecto consiste en el diseño de una fuente dc regulada para usarse como excitatriz, que proporcionará 60 amperios y un voltaje entre 70 - 190 voltios. La regulación requerida no fue especificada.

Condiciones de trabajo: La excitatriz deberá trabajar 24 horas al día. El mantenimiento solo será ocasional. El ambiente será expuesto a polvo fino, y de múltiples vibraciones. Las condiciones eléctricas de entrada serán consideradas como fijas y la carga es constante.

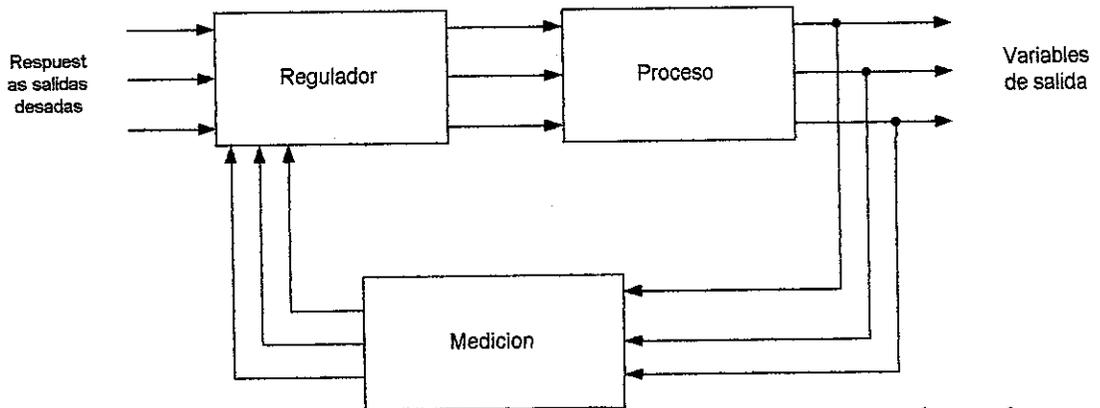
2.2. Esquema general

El controlar un proceso suele emplear una función de relación entre la salida y la entrada. La definición estándar de un sistema de control con retroalimentación es la siguiente: un sistema de control con retroalimentación es aquel que tiende a mantener una relación prescrita de una variable del sistema con otra, comparando funciones de estas variables y usando las diferencias como medio de control.

El hardware que diseñado es un sistema de control retroalimentado, pues toma una muestra de la salida que sirve para mantener un resultado final (voltaje dc) como el que es deseado.

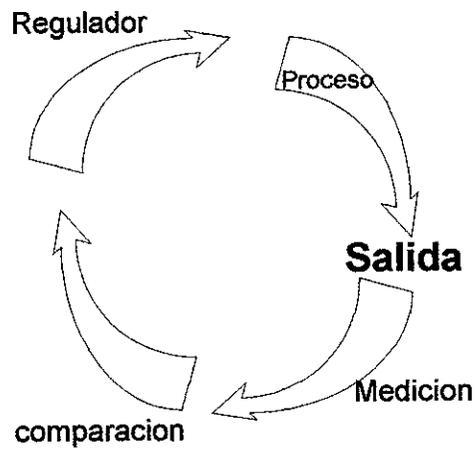
Las siguientes gráficas darán una idea del funcionamiento del sistema requerido.

Fig. No. 17. Diagrama de un circuito retroalimentado



FUENTE: Dorf, Sistemas modernos de control

Fig. No. 18. Ciclo de trabajo de un sistema retroalimentado



FUENTE: Dorf, Sistemas modernos de control

2.3. Diseño de sistema de potencia

El sistema de potencia consiste en un puente rectificador de onda completa. Este esta conformado por dos diodos y dos SCRs los cuales serán controlados por un sistema descrito en la próxima fase.

En el sistema se usaran tiristores de control de fase, esto es debido a las ventajas ya mencionadas. El sistema operara como el convertidor trifásico mencionado anteriormente y su carga es de tipo inductivo-resistivo constante.

Ya que el mismo sistema podría ser adaptado a varios cargas diferentes para su prueba este no se dimencionó exactamente, más bien se sobredimensionó para mejorar su adaptabilidad y facilitar la etapa de prueba en otras aplicaciones similares. Esto representaba una inversión mayor en el prototipo pero proporcionaba la información requerida para que las nuevas versiones obtuviesen mejoras que finalmente tendrían menor costo.

Luego de un estudio de las posibilidades futuras y solventando los requisitos preliminares se escogió un SCR ECG 5574.

Las características de el SCR ECG 5574 se presentan en la tabla No. I.

Tabla No. I. Características del ECG 5574

Parámetro	Valor
VDRM DC (V)	1200
IGT Min (ma)	100
VGT Max (V)	3.0
ISurge (A)	1800
IHold Min (ma)	200
VGFM (V)	5.0
VGRM (V)	5.0
Vf on (V) Max	2.2
PG Av max (W)	3.0
dv/dt Max (V/us)	300
di/dt no repetitivo (amp/usec)	800
Temperatura de trabajo (oC)	-40 a +125

Los diodos escogidos fueron dos ECG 6157 con la característica descrita en la tabla siguiente.

Tabla No. II. Características del ECG 6157

Parámetro	Valor
PRV (V)	600

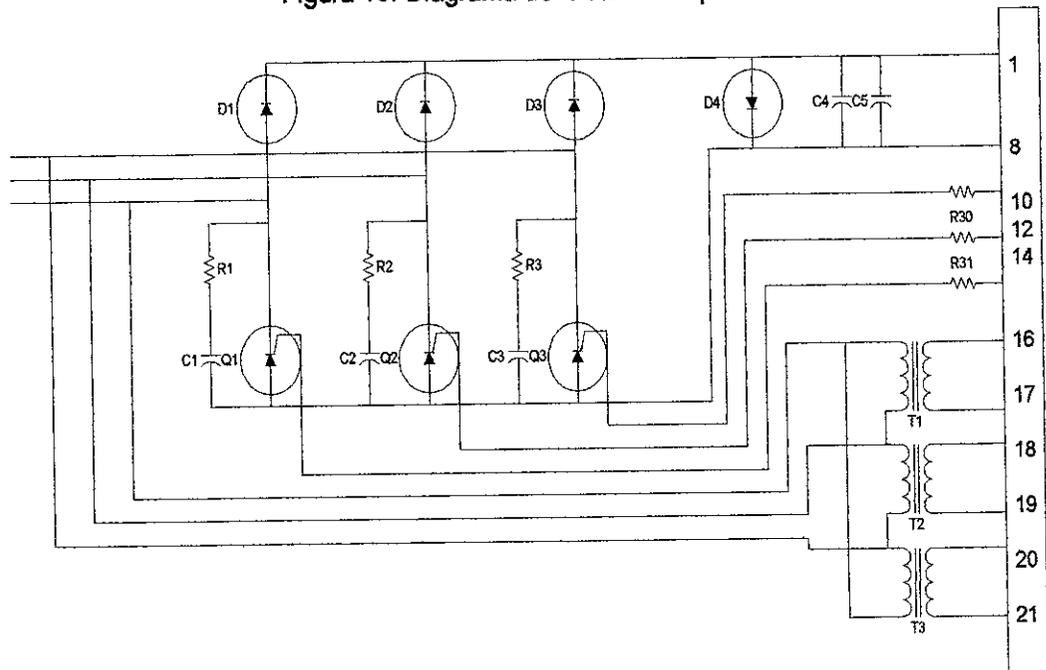
Los tiristores son protegidos por un circuito formado por las parejas capacitor, resistor. Este circuito ya ha sido explicado.

El diagrama esquemático muestra la interconexión de los diodos y los tiristores, así como los circuitos de protección. Además, se muestra que la tarjeta de control puede ser removida, ya que se encuentra conectada a un slot como es mostrado en el circuito. Esto es para facilitar el cambio de esta en caso de falla.

2.4. Diseño del sistema de control

Para facilidad de comprensión de este documento dividiremos el circuito final en varias etapas. Primeramente, se divide en entrada de referencias, control de potencia, toma de muestra, fuente de poder y circuitos de retroalimentación, alarmas. Y nos referiremos a un sistema sencillo que explica la forma de funcionamiento básico, presentado en el diagrama posterior.

Figura 19. Diagrama del sistema de potencia

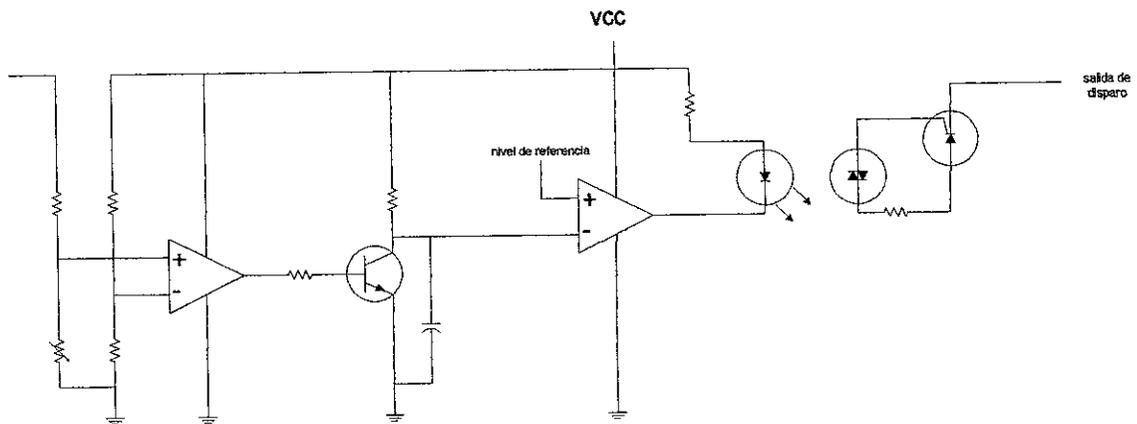


4.4.1. Entrada de referencia

Como la respuesta final del circuito es un voltaje directo constante la referencia se toma de un voltaje directo regulado, tomado con base en la fuente de alimentación del circuito electrónico.

Los siguientes párrafos están basados en el diagrama final de funcionamiento básico.

Figura 20. Diagrama Simplificado



Como se explicó el control de voltaje basándose en SCR requiere de pulsos en la compuerta que definirán, el ángulo en que se disparara este, y por lo tanto, el voltaje de salida. Estos pulsos deben estar sincronizados con la línea de voltaje alterno.

Para tomar esta referencia de fase primero se redujo el voltaje por medio de un transformador, no mostrado. Este se usa para facilitar el acople de señales al resto de circuitos electrónicos.

Como la referencia de fase requerida era el cruce por cero de la señal, se llevaron las señales de referencia y se rectifican gracias a el puente D1, para detectar el punto de cruce por cero se uso el comparador de voltaje lm339.

U1a proporciona una salida de voltaje alta cuando la señal es menor de un nivel fijo proporcionado por el divisor de voltaje dado por R3 y R4. La señal no es tomada directamente por el comparador sino que necesita ser reducida por un divisor de voltaje dado por R1 y R2. luego es comparada con un nivel fijo dado por R3 y R4, proporcionando así una señal de voltaje alto cuando la señal baja de este nivel.

2.4.2. Control de potencia.

El objetivo del control de potencia es mantener a la salida a un nivel de voltaje fijo independiente de el cambio de carga.

Con base en el tren de pulsos generado como referencia se produce una onda de diente de sierra. Esta nos proporcionara un nivel de voltaje de referencia que puede compararse con la salida y así poder tomar las decisiones de control. En la gráfica se observa que la onda de diente de sierra esta sincronizada con la señal de entrada y por lo tanto el cruce entre la señal de entrada y el nivel de referencia servirá para generar los pulsos de disparo de los SCR.

El proceso del sistema en conjunto tomando como tiempo inicial el momento de arranque del sistema (por lo tanto, el voltaje de salida es cero) es como sigue: un voltaje es tomado como muestra de la salida en este momento el nivel será bajo, por lo que el cruce entre la referencia y el diente de sierra ocurrirá al principio de esta. Esto determinara un punto de disparo de los SCR del puente en el principio del ciclo, lo cual dará como resultado que el voltaje de salida se eleve. El proceso es retroalimentado y el ciclo se cumplirá cambiando el ángulo de disparo hasta que el nivel de voltaje de salida sea el nivel de voltaje esperado.

Si por alguna razón el voltaje vuelve a bajar (esto podría ser por un incremento de carga) el proceso se repite como antes. Si el voltaje de salida se incrementa (esto podría deberse a un decremento de carga) entonces el nivel de referencia estaría por encima de este, es necesario entonces que el voltaje de salida se incremente.

Esto sucede gracias a que el cruce entre el nivel de salida la onda de diente de sierra proporciona un aumento en el ángulo de disparo lo cual disminuye el voltaje de salida, este proceso continua siempre y cuando el nivel de salida sea mayor que el nivel esperado. La discusión anterior nos muestra el principio ya anunciado de la retroalimentación que será ampliado en el siguiente inciso.

4.4.3. Toma de muestra

Aquí se discutirá solamente la toma de muestra, pues ya se discutió en la sección anterior cómo se sincroniza la fase y frecuencia de la línea, lo cual es un requisito indispensable para el funcionamiento del puente rectificador controlado.

La toma de muestra del voltaje final hace que el rectificador controlado pueda proporcionar un voltaje regulado.

Para que el sistema pudiese proporcionar un voltaje regulado este toma un muestreo constante del voltaje de salida retroalimentándolo de manera que si el voltaje de salida tiende a subir del nivel esta retroalimentación tendrá un efecto proporcional en el ángulo de disparo de los SCR que tenderá a bajar el voltaje, manteniéndolo así constante.

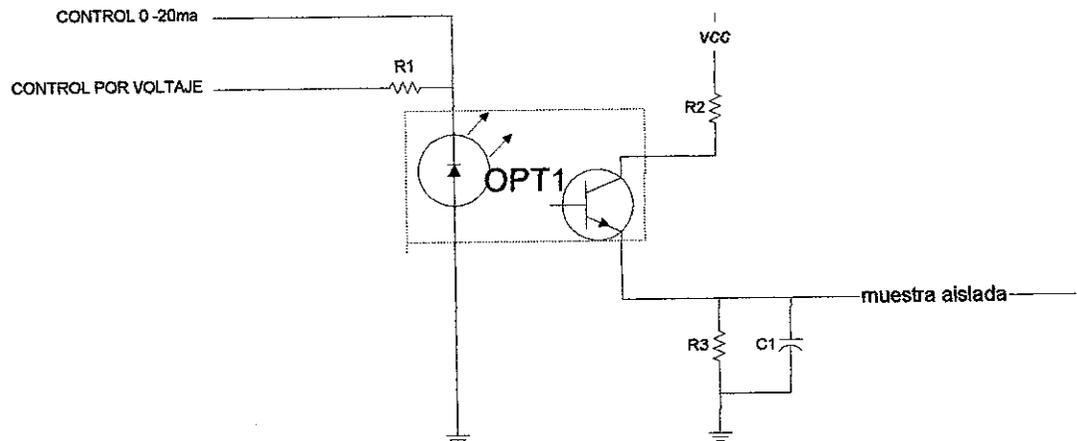
La toma de muestra fue diseñada de manera que pudiese ser adaptada fácilmente a los sistemas ya usados. La toma de muestra puede ser de dos maneras: Por medio de un shunt, o por medio de una salida de 0 - 20 ma. La elección de estos dos medios de entrada fue debido a que ambas salidas son fáciles de encontrar dentro de la industria actual.

La salida de voltaje de el shunt es una salida proporcional a el voltaje de la fuente y en la tarjeta de control la convierte a una corriente proporcional debido a R1 en serie al circuito de toma de muestra.

El circuito de toma de muestra consiste en un optoacoplador que proporciona un aislamiento confiable. El funcionamiento teórico del circuito es como sigue: Una corriente a través del LED de entrada del optoacoplador da como resultado una corriente en la base del opto transistor que proporcionara una corriente proporcional entre sus terminales polarizadas (colector, emisor). Un punto importante es que el punto de operación del opto-transistor esta calculado para que este trabaje dentro de su región lineal y sean validas las suposiciones que se tomaron en cuanto a la retroalimentación.

La toma de muestra por medio de una salida de 0 - 20 ma. funciona por medio del acoplador óptico, como se explica en el párrafo anterior, con la única diferencia que esta se conecta directamente al LED de entrada del optoacoplador.

Figura 21. Diagrama del circuito de toma de muestra



2.4.4. Alarmas

2.4.4.1. Importancia de las alarmas

La confiabilidad es parámetro importante, agrandado, en gran parte, con el uso de señales que dan un aviso para que se puedan tomar acciones preventivas, o incluso, correctivas. Estas señales de alarma son parte importante del diseño y se presentarán en forma individual para mejor comprensión. Los párrafos siguientes se refieren cada uno al diagrama con el mismo nombre.

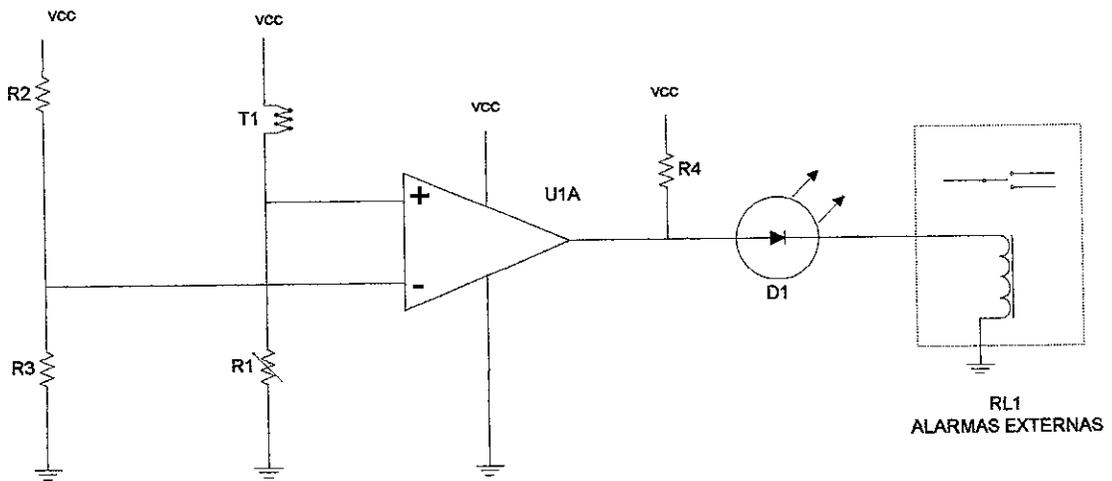
2.4.4.1. Alarma de temperatura

El principio básico de esta alarma se basa en el funcionamiento de un termistor (semiconductor que varía su resistencia según la temperatura a que se encuentre).

Dos divisores de voltaje formados por R2, R3 y T1, R1, respectivamente. Están conectados a las entradas de un comparador de voltaje. Este sensa en todo momento. Como se nota el voltaje en el divisor formado por T1, R1 depende de la temperatura, así al aumentar la temperatura la caída de voltaje en T1 aumenta entonces el voltaje en la entrada inversora disminuye. Este voltaje es comparado con un nivel fijo dado por R2, R3 el cual deberá de ser calculado para que sea el nivel máximo antes de que se de la alarma (Este debe de ser el equivalente a una temperatura que no llegue a dañar los dispositivos electrónicos que trabaja en el circuito).

La salida del comparador se conecta a un LED que proporciona una señal luminosa para un tablero de control; además, cambia de estado un relé externo que puede usarse para iniciar alguna acción correctiva.

Figura 22. Diagrama de la alarma de Temperatura

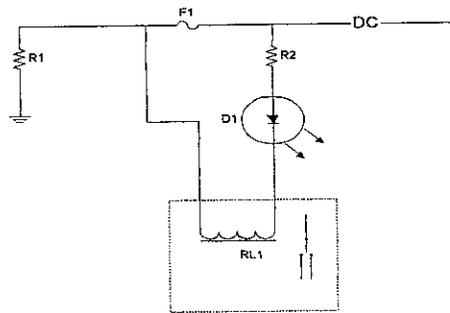


4.4.4.2. Alarma de fusible

Como la salida de la fuente es una corriente directa y está protegida por un fusible, es necesario que cuando éste se queme quede un registro para que pueda corregirse la situación.

El funcionamiento del circuito es como sigue: cuando el fusible está funcionando este es un corto circuito cuyo voltaje es cero, el LED D1 está apagado pues no circula corriente a través de él. En el caso de que el fusible se queme el voltaje a través de este se elevara y por lo tanto la corriente a través de D1 no será cero por lo cual se encenderá. El resistor R1 debe de estar calculado para que la corriente en la rama sea suficiente para disparar RL1 y encender D1.

FIGURA 23. Diagrama de la alarma de fusible

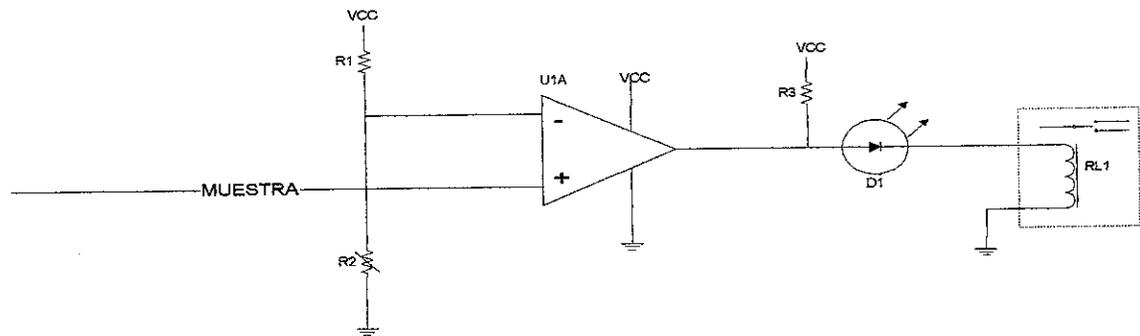


2.4.4.4. Alarma de bajo voltaje

Un divisor de voltaje dado por R1 y R2 proporciona el nivel de voltaje umbral inferior permitido en el sistema. Este nivel es comparado con el nivel tomado como

muestra. Si el nivel de voltaje de muestra es menor que el nivel establecido el LED D1 se encenderá y el relé RL1 cambiará de estado.

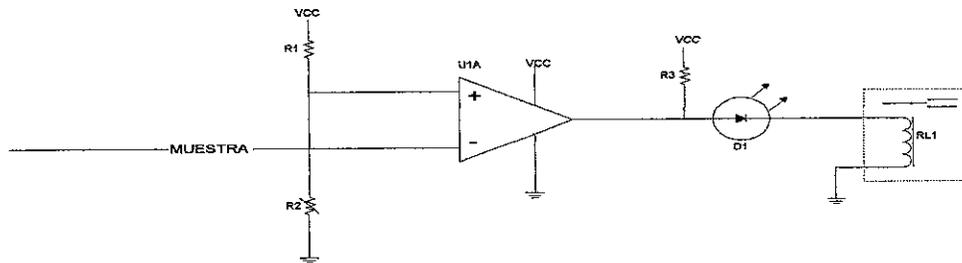
Figura 24. Diagrama de la alarma de bajo voltaje



2.4.4.5. Alarma de sobre voltaje

Un divisor de voltaje dado por R1 y R2 proporciona el nivel de voltaje umbral superior permitido en el sistema. Este nivel es comparado con el nivel tomado como muestra. Si el nivel de voltaje de muestra es mayor que el nivel establecido el LED D1 se encenderá y el relé RL1 cambiará de estado.

Figura 25. Diagrama de la alarma de sobre voltaje

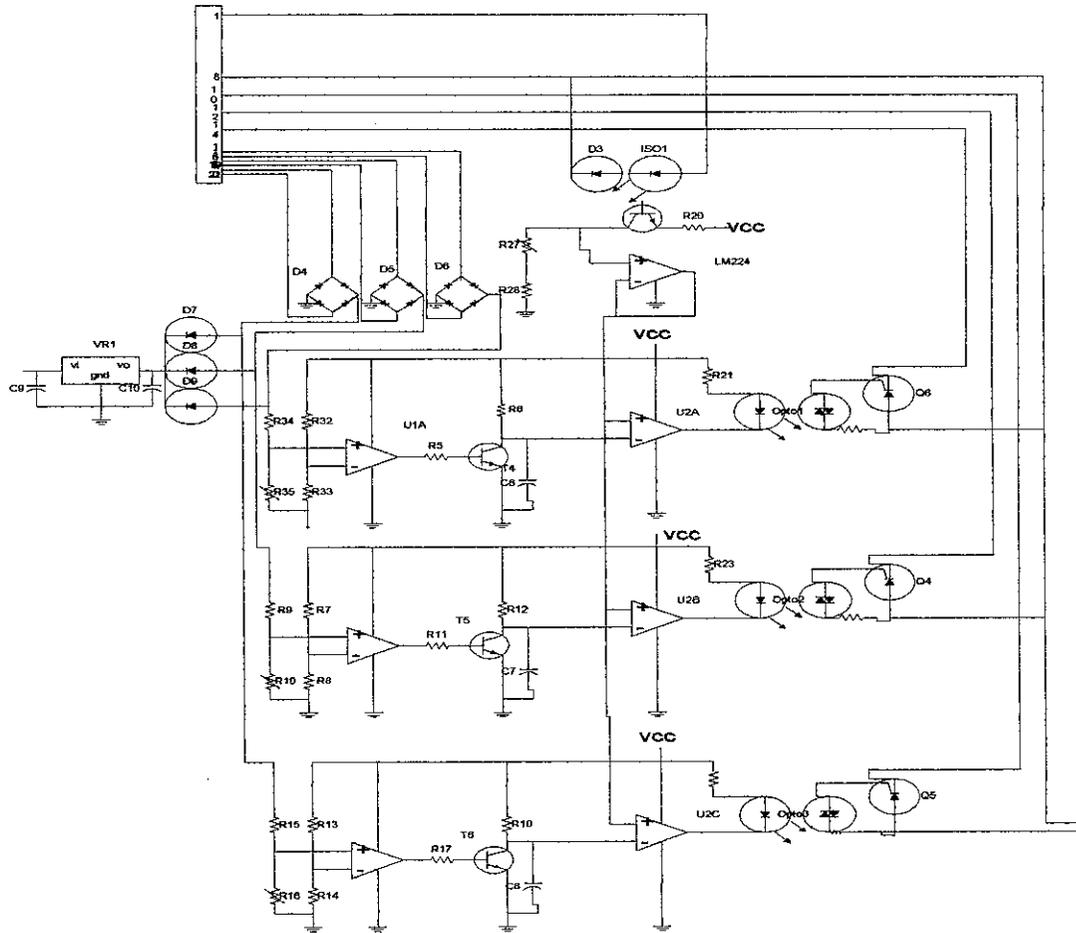


2.5. Circuito final

Los enunciados anteriores nos presentan parte por parte el funcionamiento del circuito final. Éste funciona como sólo con la diferencia de que cómo es alimentado de una línea trifásica el circuito de control de potencia. Se usa por triplicado, disparando cada uno un SCR de potencia formando, así un voltaje DC regulado como se discutió anteriormente.

La toma de muestra, en cuanto a fase se refiere, también se hace por triplicado, se hace por medio de tres transformadores, como se nota en el diagrama final; conectados en delta-estrella aterrizada para así obtener el cruce por cero de cada una de las fases. Esto nos da como resultado la independencia de cada una de las fases por lo que aun al desaparecer una de ellas el circuito seguiría trabajando adecuadamente. Es útil en lugares donde solo se tenga suministro monofásico.

Figura 26. Circuito final



2.6. Montaje

El proceso de montaje incluye la elaboración de una placa de circuito impreso, en la que luego de ser perforada se montan los componentes electrónicos. Se termina soldando estos.

El circuito de control estaba conectado al sistema de potencia por medio de un conector de orilla (popularmente llamado *slot*). Esto fue para que el reemplazo del sistema de control fuese sencillo, en el caso de fallo o actualización.

Los SCR que manejan la potencia estaban montados sobre los disipadores recomendados en el manual de especificaciones de estos para proporcionarles un trabajo no forzado.

2.7. Costos

El costo total del proyecto fue financiado por la compañía Cementos Progreso S. A. es, por partes, el siguiente.

Costo de elementos electrónicos de control	Q. 200.00
Costo de impresión de placas	Q. 150.00
Costo de sistema de potencia	Q. 10,000.00
Costo de elementos de montaje	Q. 500.00
Costo de sistema de enfriamiento y disipación de calor	Q. 500.00
Total	Q. 11,350.00

CONCLUSIONES

1. El mantenimiento de un sistema de conversión de AC a DC elaborado basándose en tiristores es menor al de un sistema basado en motores y generadores, este es menos frecuente porque no existen elementos mecánicos que sufran desgaste.
2. Los elementos tiristores deben estar protegidos por los circuitos adecuados, porque estos son extremadamente sensibles y se destruyen en caso de alguna falla, lo que representa un costo elevado para su reemplazo.
3. La implementación de un sistema de potencia basado en tiristores agrega al proceso ventajas como: menor mantenimiento, mayor confiabilidad y rendimiento.
4. El mando a distancia es indispensable en los equipos modernos, porque una central de procesos facilita el control del mismo.
5. Las alarmas en los equipos proporcionan un dato importante sobre el funcionamiento de ellos mejor control del proceso global.
6. El montaje de una excitatriz de estado sólido para un motor síncrono es conveniente como una fuente externa acoplada con anillos rozantes. Pues facilita el mantenimiento incluso es posible darlo con el equipo en funcionamiento, gracias a la posibilidad de fuentes redundantes.

7. El aislamiento entre la etapa de potencia y la de control resulta indispensable. Los voltajes en la etapa de potencia son usualmente altos en comparación con los de la etapa de control. Esta diferencia explica el aislamiento. Unido a lo anterior, la etapa de control debe estar totalmente aislada de ruidos.

8. La conmutación natural en los tiristores resulta la más económica y de fácil diseño, en comparación con la forzada.

RECOMENDACIONES

Recomendaciones a la Gerencia de Mantenimiento

1. El personal que opere y/o de mantenimiento al sistema deberá conocer aspectos de electrónica de potencia, y los dispositivos tiristores.

Recomendaciones de diseño

1. Los circuitos de prueba deben ser modular. Pues esto facilita su cambio e implementación de mejoras. Esto deberá ser una regla de diseño.
2. Al diseñar un circuito, tomar en cuenta la adaptabilidad de los sistemas de instrumentación; es decir, que el sistema debe responder y proporcionar señales en formatos que ya son usados en el conjunto de sistemas asociados, para que este sistema aislado sino pueda enlazarse al proceso; con facilidad.
3. Incluir en los diseños la posibilidad de control remoto, porque en la industria moderna es usual que se centralice el control de procesos
4. En el diseño de un equipo para un proceso retroalimentado debe tener una etapa de toma de muestra y una de toma de referencia totalmente aisladas para no afectar el proceso.

5. Acoplar tiristores a su respectiva etapa de control por acoplamiento optoelectrico, este resulta ser el más conveniente por ser: instantáneo, confiable e inmune al ruido.
6. En la etapa previa al diseño leer la hoja técnica de los dispositivos tiristores y comparar los parámetros en ésta con las condiciones de trabajo del equipo a diseñar.

BIBLIOGRAFÍA

1. **Technical Manual ECG semiconductor master replacement guide.** USA., Phillips. 1996.
2. Rashid, Muhammad. **Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones.** Editorial Prentice-Hall. Segunda edición. México, 1993.
3. Chapman, Stephen. **Maquinas eléctricas.** México. Editorial Mcgraw-Hill. 1992.
4. Mohammed. **Power electronics: converters, applications, and design.** New York. Wiley. 1989.
5. Venbu, Gourishankar, **Conversión de energía electromecánica.** México: Alfaomega, 1990.
6. Millman, Jacob, **Electrónica integrada.** 9 ed. España: Editorial Hispano Europea, 1991.
7. E. Fitzgerald, **Teoría y análisis de las maquinas eléctricas.** 2 ed. México: Editorial Hispano Europea, 1984.
8. Boylestad, Robert L., **Electrónica teoría de circuitos.** 3 ed. México: Prentice-Hall. Hispanoamericana, 1983.
9. Boylestad, Robert L., **Análisis introductorio de circuitos.** 2 ed. México: Editorial Trillas, 1978.
10. Dorf, Richard C., **Sistemas modernos de control, teoría y practica.** 2 ed. U.S.A. Editorial Iberoamericana, 1989.
11. http://www.phillipsECG.com/bta204-series_d_t_f_2.htm, diciembre 1999.